Brno University of Technology

Faculty of Electrical Engineering and Communication





Proceedings of the 21st Student Competition Conference

2015

Název:	Proceedings of the 21st Conference STUDENT EEICT 2015
Garant	prog. Ing. Jarmila Dědková, CSc.
Editor:	doc. Ing. Vítězslav Novák, Ph.D.
Vydavatel:	Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Vydáno v roce:	2015
Vydání:	první

Za obsahovou a jazykovou úpravu odpovídají autoři.

ISBN 978-80-214-5148-3

Obsah

Předmluva

Středoškolské projekty

Benda, D.	
Monitoring Electronics for Steam Engines Models	2
Buchta, M.	
Electric tricycle	5
Flek, O.	
Robot	8
Nedoma, J.	
Electronicly controlled isolating autotransformer	11
Skucius M., Kalandřík M.	
Model of Crossroads Control Which Uses PIC Microcontrollers	14
Horák, M.	
Authentication via Smartphone with NFC	17
Hilšer, P.	
Programming of Programmabel Logic Controller	20
Radvanský, M.	
Automated Shooting Range for Air Pistols	23
Nábělek, F.	
SSTC	
Štěpánek,B., Paleček,M.	
Magnetic levitation	

Bakalářské projekty

Mikroelektronika a technologie

Bryndza Ivan	
Acceleration Unit for HTTP Headers Identification in FPGA	
Cabal, J.	
Clock Domain Crossing Interfaces	
Jeřábek, V.	
Wireless Sound Transfer	40
Kovář, J.	
Plasma Speaker	
Kovařík, M.	
IGBT triggered coilgun	46
Matěj, J.	
Vibration sensor	
Pěček, L.	
Design of Voltage Reference Circuit in OnSemi I3T Technology	
Prokop, M.	
Automatic Water System of Greenhouse	
Ptáček, Z.	
Central Unit of the Wireless Sensors Network	

Zpracování signálů, obrazu a dat

Adamec, M.	
Camera Timing Determination	
Guricová, K.	
Segmentation of Blood-Vessel Tree in Whole-Body MRI Data	65
Chalupa, D.	
Pattern Recognition in Surface Electromyography	
Kodym, O.	
Segmentation of Hippocampus in MRI Data	71
Segiňák, J.	
Laboratory Equipment for Noise Spectroscopy	74
Veverka, V.	
Software for evaluation of QRS detectors	77
Zimolka, J.	
Automatic Delineation of QRS Complex	

Elektronika a komunikace

87
91
94
97
100

Plaisner, D.
Coexistence Between DVB-T And LTE Services In a Shared Frequency Band And Their Measurement106
Repčík, J.
Basic Measurement of Dynamic Properties of Amplifier with Bipolar Transistor
Řežucha, T.
Convertor for Wireless Temperature Sensing
Sládek, O.
RFID Signal Analyzer Using SDR Principles Based on USB DVB-T Receiver115

Biomedicínské inženýrství

Bělehrádek, S.	
Finger Vein Biometric System	119
Herodes, J.	
Removing Methods of Power Line Interference In ECG Signals	122
Karmazínová, K.	
Plasmide DNA Isolation from Bacteria and Transfection to HEK293 Cell Line	125
Labudová, K.	
Simulation of synthetic diffusion tensor data	128
Langerová, J.	
Software for Image Processing of Infrared Thermograms of the Lower Limbs of Diabetic Patients	131
Papajová, G.	
Indication of the microplates position	134
Piskořová, Z.	
Tracking of Axonal Bundles in Diffusion MRI Brain Images	137
Šalplachta, J.	
Texture analysis of tumor in lung CT data	140
Šlancar, M.	
QRS Complex Detection in Multilead ECG Signals	143

Automatizace, komunikační systémy

Ceiha	р
USIDA,	г.

Csiba, r.
Narrowband Power Line Comunication Based on G3-PLC and PRIME Standarts147
Gaja, T.
Broadband Linear Antenna Array for BAN Applications150
Svobodník, P.
Modelling of Wireless Network Coding153
Halachkin, A.
Dynamic Time Warping for Vehicle Classification156
Kraus, V.
Two Legged Walking Robot159
Sehnoutka, M.
Object Tracking Using Kalman Filter162
Stavělík, J.
Microsolder controlled by microprocessor165
Vladyka, V.
Autonomous Car Path Optimalization168
Frechová, L.
Design and Calculation of the New Distribution Network Branch171
Miškovský, J.
Plan of Grid Connection for Small Hydroelectric Power Plant174

Magisterské projekty

Zpracování signálů, obrazu a dat

Fusek, Z.	
Authentication Using Mobile Phones	178
Jaroš, M.	
Distributed voice service	181
Kočí, L.	
Units Connecting to the PON	184
Kolář, J.	
Simulator of channel transfer function of Power Line Communication in NS-3	187
Pánek, M.	
TCP Vegas Algorithm for Controlling Throughput at the Transport Layer	190
Smékal, D.	
Implementation of AES Algorithm on FPGA	193
Hrabina, M.,	
Acoustical detection of gunshots in the open	196

Biomedicínské inženýrství

Buchta, M.	
Digital Image Analysis of Mitotic Chromosomes	200
Dvořáček, T.	
Compensation Of Smile Effect Distortion In Electrophoretic Gel Image	
Hesko, B.	
Segmentation of Ultrasound Images Based on Active Contours for Image Registration	
Janeček, D.	
Heuristic model in joint EEG-fMRI analysis	
Kotek, L.	
3D Dental Scanner	212
Králík, M.	
PSG-Based Classification of Sleep Phases	
Krupka, O.	
Preprocessing of electrophoresis samples for subsequent classification	
Křístek, J.	
Hand-drawn objects recognition	
Liberdová, I.	
Dynamic Drawing Analysis	
Maleňák, F.	
Mobile System for Monitoring Sports Activity	
Bucsuházy, K.	
Delineation of Experimental ECG Records	231
Malý, L.	
Control of the electric wheelchair using EEG classification	234
Maršánová, L.	
Classification of Experimental Electrograms	237
Panáková, O.	
Biodegradable Metal Materials for Bone Tissue Prothetics	
Rusina, M.	
Properties of Ultrasound Probes	
Sikorová, E.	
Retinal Biometry for Human Recognition	
Smíšek, R.	
Removal of Pacing Spikes from the Electrocardiographic Signal	
Trávníček, V.	
Interactive Spatial Visualisation of EEG Parameters from Depth Intracranial Electrodes	
in CT/MRI Images	252

Valla, R.	
Simulations of synthetic diffusion MRI data based on Brownian motion	255
Váňa, T.	
Biometric Fingerprint Liveness Detection	
Novotný, J.	
Muscle Noise Filtering in ECG Signal	
Votoupal, P.	
Segmentation of Airways in CT Data	

Mikroelektronika a technologie

Czudek, A.	
Simulation of Heat Transfer in Low-Voltage Switchboard MNS	68
Haňka, J.	
Measurement and modeling of real impedance results in dependence on the position	
the sensing electrodes2	71
Janíček, M.	
Effects Affecting BGA Soldering2	74
Jelínek, M.	
Calibration system of fiber bragg gratings measurement2	77
Mačát, J.	
Analyzing of photovoltaic power plant Dukovany23	80
Malinčík, O.	
Open Mobile Phone Platform2	83
Mlýnek, M.	
Analysis of Defects on PCB Using X - Plane Method	86
Skácel, J.	
Thermomechanical simulation of modern electronic packages24	89
Vrbová, E.	
New Approach to Nanostructured Electrodes Fabrication	92

Automatizace a silnoproudá elektrotechnika

Cvak, J.	
Using the Microscope for Diagnostics of Structure of Materials and Fault El. Equipment	296
Kroupa, M.	
Monitoring of Pressure Pulsations in the Hydraulic System of the Stator Current Signature Induction	
Machine	300
Mička, D.	
Motorbike with an electric power transfer	303
Šimek, D.	
Measurement of an Electric Arc Spectra	307
Glos, J.	
Modelica Models use in Matlab-Simulink Environment	310
Petera, M.	
Transient Effect at the Output of a Linear Dynamic System Controlled Pulse-Width Modulation	313
Vejnar, P.	
Iontophoresis device	316

Elektronika a komunikace

Dvorak, J.	
Design of Fully-Differential Filtering Structure with Adjustable Current Amplifier	320
Jankech, T.	
Ant Run Game for 8x8 LED Matrix	323

Janošík, T.	
Backscatter modulator for UHF RFID tag emulator	326
Kartci, A.	
General Floating Element Simulator Employing VDCCs and Grounded Components	329
Novák, M.	
The Lighting system for auditorium	332
Sobotka, J.	
Design of the Simulation Model of the Programmable Amplifier LNVGA	335
Kartci, A.	
Optimization of Multilayer Perceptron Training Parameters Using Artificial Bee Colony and Genetic	
Algorithm	338

Doktorské projekty

Mikroelektronika a technologie

Bay Abo Dabbous, S.	
Full-wave recifier based on differential difference current conveyor for LV LP application	
Gottwald, T.	
Sodium ion batteries and gel electrolytes	
Chmela, O.	
Different imaging techniques for investigation of treatment effects on various substrate surfaces	
Juračka, M.	
Lithium Sulphur Batteries	
Kuchtová, Z.	
A New Students Development Board for Embedded Systems	
Kynclová, H.	
Electrochemical properties and thermal stability of cup-like shape gold nanostructures	
Mihajlovic, A.	
Synthesis of core/shell quantum dots for diagnostic	
Mojrová, B.	
Comparison of Dry and Wet Oxidation Process during Low Pressure Boron Diffusion with BBR3 i	n Solar
Cell Production	
Novotný, V.	
Analysis and Prediction of Reliability of Solder Joints	
Přikrylová, K.	
Fabrication of nanostructured TiO ₂ surfaces for photocatalytic applications	
Řihák, P.	
Detection of defect on FBGA solder balls using X-ray technology	
Řihák, P.	
Technological aspects of rework	
Strachala, D., Hylský, J.	
Comparison of manufactured and modeled solar cell	

Elektronika a komunikace

Bartoš, M.	
WLFM radar signal ambiquity function optimalization using genetic algorithm	407
Daboul, M., Wasserbauer, V.	
Laboratory testing of the communication based protection relays	413
Kuparowitz, T.	
Assessment of noise sources in resistors	
Lambor, J.	
Substrate Integrated Waveguide Horn Antenna for 60 GHz Band	
Makhlouf, N.	
Chalenges of integration of smart antennas in Ad Hoc NETwork	
Wannous, K.	
The development of the impedance measured by distance relay	

Kybernetika a automatizace

Arm, J.	
Real-time Crane Control via PC	.440
Baránek, R.	
Multicopter Attitude Estimation Using Dynamic Model	.445
Čala, M.	
Few Issues Related to an Electrodynamic Exciter Control	.450
Klečka, J.	
Camera Calibration by Registration Stereo Reconstruction to 3D Model	.455

Klusáček, J.	
Simple artifical life framework	460
Mynář, Z.	
Linear Model Predictive Control of Induction Machine	465
Otava, L.	
Simulink model code generation for motor control applications	470

Biomedicínské inženýrství a zpracování signálů

Galáž, Z.

Preliminary Acoustic Analysis of Noise Components in Patients with Parkinson's Disease	.476
Jakubíček, R., Chmelík J.	
Micro CT 3D visualization and analysis of collagen scaffolds	.481
Němcová, A.	
ECG Signal Compression Based on Fractals and RLE	.486
Svoboda, O., Fohlerová, Z.	
The effect of cryopreservation on the current response of CaV 3.1 transfected HEK293 cells	.491
Šikner, T.	
Registration of Contrast-Enhanced Ultrasound Sequences	.495
Daňková, M.	
Encryption of Messages and Images Using Compressed Sensing	.500
Mžourek, Z.	
Stable distributions for feature extraction from speech signals	.505

Teoretická elektrotechnika, matematika a fyzika

Demchenko, H.

Optimization of Linear Differential Systems by Lyapunov's Direct Method	511
Jurčík, M.	
Tungsten wire surface cleaning using electropolishing process	516
Kaspar, P.	
Monte Carlo Calculation of Energy Strain on a Muscle Fiber Due to Light Absorption	521
Klimešová, M.	
Stability of the Stochastic Differential Equations	526
Prokopyeva, E.	
Investigation of Optical Properties of Biological Tissues	531
Spohner, M.	
Design and Realization of Measuring Coils for Diagnostics Quantity of Nanoparticles in Kerosene and	
Identifying of Type Natural Oil	536
Šafařík, J.	
Weakly delayed planar linear discrete systems and conditional stability	541
Škvarenina, Ľ.	
Current Fluctuations of Reverse-Biased Solar	546

Komunikační technologie

Čučka, M.	
Influence of phase optic sensor to the DWDM network	552
Fujdiak, R.	
Measurement of Symmetric Cipher on Low Power Devices for Power Grids	556
Horváth, T.	
Triple Play Services in XG-PON Network.	
Kenyeres, M.	
Optimalization of Distributed Classification of the Convergence Event	566
Mašek, P.	
Body-area Communications: Sci-Fi or Promising Paradigm?	571

Mrnka, M., Vélim, J. Transmitting Antenna with Dual Circular Polarization for Indoor Antenna Measurement Range
Reliability and availability calculation propos efor the educational laboratory
Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika
Bajánek, T.
Instantaneous and Definite Time Overcurrent Protection Algorithms
Bárta, J.
Computer aided rotor design and simulation of synchronous reluctance machine
Bulin, T.
Measurement of Magnetic Material
Short- circuit tests of circuit breakers 605
Ishkova, I.
Detection of Eccentricity and Broken Rotor Bar Faults by Means of Monitoring of Current and Magnetic Flux Density Spectrums
Klíma, J.
Analysis of High Speed Squirrel Cage Induction Motor With Influence of Riveting
Martiš, J.
1200 W flyback switching power supply with silicon carbide semiconductors
Matejkova, J.
Simulation of fou ejection accident by FARCS code
Preparation of the Stand-alone TRACE Model for NEACRP-L335 Benchmark
Pitron, J.
MATHEMATICAL MODEL OF HEAT PUMP636
Štěpánek, J.
Luminance Analysis of Linear Fluorescent Lamp641
Vrána, M.
Verification of Mathematical Model for Small Power Sources

Podshivalov, A.

A comparison of different types of probes for detecting electromanetic emission	650
---	-----

Ladies and gentlemen,

You have just opened the Proceedings of the 21st edition of the **STUDENT EEICT 2015** competition. The abbreviation in the name of this event stands for Electrical Engineering, Information and Communication Technologies, which describe the priority specializations of the organizing faculty – the Faculty of Electrical Engineering and Communication of the Brno University of Technology.

The conference was organized in the framework of specific research at the Faculty of Electrical Engineering and Communication under support from Ministry of Education, Youth and Sports. The competition is aimed to motivate students in working on industrial and grant projects, which is more difficult than a simple defending a diploma thesis. Industrial and grant projects require a significant invention of the researcher and a huge portion of her (his) creativity. Naturally, the perfect engineering processing of the project is the matter of course.

In these proceedings, you can find papers describing the students' competitive projects. These projects were reviewed by academicians of the organizing faculty, were corrected and rearranged by authors in order to meet suggestions of reviewers, and now, they are ready to be defended in front of commissions consisting of industrial specialists, university people and representatives of students.

This year is successful from the organizers point of view. There have been about 178 papers reviewed in the first stage. The JobFair event is now very important part of the conference focused on our industrial partners with 34 participants in this year. And finally, the conference has obtained many significant media partners.

As already indicated, industrial partners play a very significant role in the frame of the competition. The organizing faculty are highly interested to meet companies' demands both in the education of their potential new employees (today's students of faculties) and in their research. Therefore, the organizers highly appreciate the goodwill of companies to nominate members of commissions evaluating students' projects, to participate in publishing proceedings of the competition, and to financially support the competition.

I hope the 21st edition of the **STUDENT EEICT 2015** competition is successful for all the participants. Students cannot only win prices but also can hear the opinion on their development from industrial specialists. They can build contacts with companies. Companies can meet excellent students and offer them further cooperation or even job. And teachers can compare results reached by their students with results of students supervised by their colleagues.

I would like to thank all students and participants who contributed to the success of the competition. I believe that all of them have gathered much experience, inspiration and motivation for their further research work and that they will retain pleasant memories of a frank and open atmosphere of the competition.

Prof. Ing. Jarmila Dědková, CSc. Dean of the Faculty of Electrical Engineering and Communication

Středoškolské projekty

MONITORING ELECTRONICS FOR STEAM ENGINES MODELS

David Benda

Secondary School of Technical and Technical College (2), SPŠ a VOŠT Sokolská 1, Brno E-mail: bendadavid@seznam.cz

Supervised by: Dušan Benda

E-mail: xbenda10@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of the project was to design and implement a rotary position senzor for sensing rotational speed of steam engines using integrated circuits from the company Austria Micro Systems. Further, a temperature sensing boilers for heating water vapor using temperature sensors from the company Texas Instruments. All information from the sensors are processed in the ATmega16 microcontroller from the company Atmel. The output data are displayed on a display composed of seven segmented blocks.

Keywords: ATmega16, rotary position senzor, LM35

1. ÚVOD

Před rokem jsem se začal věnovat návrhu a výrobě parních motorů o různých koncepcích. Bohužel jsem nebyl schopen při testování mnou vyrobených motorů monitorovat rychlost otáčení jejich hřídelí. Začal jsem tedy navrhovat snímač, který je za pomoci magnetického enkodéru schopen měřit pozici natočení hřídele a následně přes měřený čas dopočítat úhlovou rychlost. Zařízení je rovněž určeno i k měření teploty kotle, v němž se ohřívaná voda mění v páru. Pro snímání teploty bylo vybráno teplotní čidla LM35 od společnosti Texas Instruments [2].

2. KONCEPCE OTÁČKOMĚRU

Měřit otáčky lze hned několika různými způsoby. Jako první pro danou aplikaci připadal v úvahu kodér pracující na stejném principu, na jakém pracují poziční systémy u starých kuličkových počítačových myší, tedy optickém. Funkce je následující: přes kotouč s n otvory je prosvětlován paprsek emitovaný z infra červené diody a snímán foto-tranzistorem. V dané aplikaci by však daná koncepce nevyhovovala z důvodu přímého spojení enkódovacího kolečka s hřídelí parního stroje, což by značně omezilo demontáž celého zařízení. Dále bylo uvažováno využití kapacitního snímače, který by se spínal a rozpínal v závislosti na aktuálním natočení enkódovacího kolečka s n zuby. Celkové provedení by však bylo cenově i časově náročné, takže bylo od tohoto konceptu upuštěno. Modely parních strojů jsou navíc zkonstruovány z kovových materiálů, což by měření otáček pomocí kapacitního snímače značně ovlivňovalo – musel by se vytvořit mezikus nejlépe z plastového materiálu. Pro měření otáček byl nakonec zvolen čtrnáctibitový magnetický enkodér AS5048A od firmy Austria Micro Systems [3], který je schopen pracovat s rozlišením 16384 hodnot. Navíc jeho použití neznemožňuje demontáž zařízení, protože k hřídeli parního stroje je připojen pouze magnet. Měřící deska, na níž je osazen magnetický enkodér AS5048A, je přišroubována pomocí dvou šroubů M4 k základové desce spolu s parním strojem, takže demontáž měřicí desky je opravdu rychlá a jednoduchá. Jediným problémem bylo uložení samotného magnetu na hřídel parního stroje. Pro magnet byl vysoustružen mezikus ze silonu, který lze jednoduše a přesně nasadit na jakoukoliv hřídel mnou vyrobeného parního stroje. Napájecí napětí magnetického enkodéru AS5048A je stejné jako napájecí napětí zbytku elektroniky, tj. 5 V. Výstup enkodéru je připojen na mikrokontrolér ATmega16 [1], který provádí přepočet nasnímaných aktuálních hodnot pozic přes měřený čas na úhlovou rychlost, z níž jsou následovně odvozeny otáčky hřídele připojeného parního stroje.

3. KONCEPCE ŘÍDÍCÍ ELEKTRONIKY A SENZORU TEPLOTY

Pro řízení celého zařízení byl zvolen mikrokontrolér ATmega16 od firmy Atmel taktovaný pomocí externího krystalu na frekvenci 16 MHz. Mikrokontrolér je osazen na stejné desce jako magnetický enkodér AS5048A, což výrazně snižuje hardwarovou náročnost celé aplikace, viz Obrázek č.1. Výstup magnetického enkodéru je připojen k SPI sběrnici mikrokontroléru. Dalším prvkem připojeným k ATmega16 je teplotní senzor LM35 (připojený na A/D vstup). Tento teplotní senzor je schopen měřit teplotu v rozsahu od -55 °C do +150 °C s přesností 0,5 °C, což pro danou aplikaci zcela dostačuje. Mikrokontrolér prostřednictvím interního 10 bitového A/D převodníku měří výstup teplotního senzoru LM35 a v programu přepočítává pomocí konstanty měřené napětí na teplotu ve stupních Celsia. Informace o počtu otáček hřídele parního motoru a teplotě parního kotle jsou pro přehlednost zobrazovány na pětimístném sedmi-segmentovém displeji. Byla zvažována i varianta s LCD displejem, ale ta nakonec byla zavrhnuta z důvodu malé přehlednosti zobrazovaných dat (červené sedmi-segmentové displeje jsou vysoké 20 mm). Pomocí jednoho tlačítka lze měnit aktuálně zobrazenou informaci, buďto počet otáček hřídele za minutu, nebo teplotu parního kotle. Blokové zapojení celého zařízení je vyobrazeno na Obrázku č.2.





4. SOFTWARE

Veškeré programové vybavení je napsáno ve vývojovém prostředí Atmel Studio 6.2 dodávaném firmou Atmel. Program běžící v mikrokontroléru ATmega16 vykonává po připojení napájení 5 V neustále stejnou sekvenci stavů. Nejprve se provede inicializace, pokud není detekován magnetický enkodér, tak dojde k chybovému stavu, který je na sedmi-segmentovém displeji znázorněn nápis "ERROR". Pokud dojde k jeho detekci, tak se na displeji objeví "00000" a program pokračuje. Tato ochrana byla využita při vývoji, když jednotlivé komponenty byly zapojeny v nepájivém kontaktním poli a zvyšovalo se riziko vzniku chyby takovéhoto charakteru. S integrací součástek na jedinou desku ztrácí tato funkce svůj význam. Samotné získání hodnot z magnetického enkodéru funguje následovně. V dostatečně krátkých intervalech, které jsou generované interním časovačem mikrokontroléru, dochází k posílání požadavku na získání hodnot aktuální natočení prostřednictvím sběrnice SPI do enkodéru. Po přenosu dat dojde k jejich zpracování. Vstupní data se porovnávají s minulým údajem, z čehož se získá rozdíl natočení minulé a aktuální hodnoty. Prostřednictvím známých časových intervalů je tento rozdíl přepočítán na úhlovou rychlost a následně na otáčky za minutu. Zobrazovaná hodnota je průměr z deseti měření z důvodu eliminace chyb vzniklých například přeslechy. Po prvním spuštění je tedy nejprve nutné provést deset měření - po spuštění je displej inicializován na hodnotu "00000". Data z teplotního čidla jsou získávána prostřednictvím interního A/D převodníku mikrokontroléru ATmega16. Perioda měření teploty je nastavena pomocí časovače na desetinu sekundy. Rovněž i zde je využito průměrování, konkrétně z pěti hodnot. A/D převodník je v tomto případě daleko náchylnější na přeslechy než magnetický enkodér kvůli indukování parazitních napětí na přívodní vodiče. Teplotní senzor totiž není připojen přímo na desce s mikrokontrolérem, ale je připevněn na parní kotel ve vzdálenosti 35 cm od mikrokontroléru. Teplota navíc není skokově měnící se veličina, takže je v programu integrována funkce, která hlídá rozdíly mezi minulou a aktuální měřenou hodnotou, a pokud se tyto hodnoty výrazně liší, tak poslední měřenou hodnotu ignoruje a čeká na další. Tato funkce razantně odstranila odchylky vzniklé chybným měřením. Měřené hodnoty jsou zobrazovány na displeji složeném z pěti sedmi-segmentových displejů. Displej je řízen multiplexně, tedy postupně se rozsvěcují jednotlivé segmenty takovou rychlostí, aby lidskému oku vlivem setrvačnosti připadal zobrazovaný údaj statický. Pomocí jednoho tlačítka je možné přepínat, buď zobrazováný pomocí dvojice LED diod.



Obrázek 2: Blokové schéma zařízení

5. ZÁVĚR

První verze zařízení byla po dokončení úspěšně otestována. Velkou část vývoje celého zařízení zabralo samotné seznámení s magnetickým enkodérem AS5048A a implementace zpracovávacího algoritmu pro mikrokontrolér ATmega16, ale nevznikl žádný nevyřešitelný problém. Aktuálně je zařízení využito u mého posledního modelu parního stroje, kde slouží k testování jeho parametrů, konkrétně otáček, při proměnných zátěžích hřídele. Do budoucna plánuji rozšířit počet měřitelných veličin, například o tlak vodní páry a množství vody v kotli.

PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych chtěl poděkovat své rodině za materiální i duševní podporu při tvorbě této práce.

REFERENCE

- [1] ATMEL CORPORATION. Datasheet ATmega16 [online]. 2010. Dokument dostupný na: http://www.atmel.com/pt/br/Images/doc2466.pdf. [cit. 2. 1. 2015].
- [2] TEXAS INSTRUMENTS. Datasheet LM35 [online]. 2015. Dokument dostupný na: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf. [cit. 2. 1. 2015].
- [3] AUSTRIA MICRO SYSTEMS. Datasheet AS5048A [online]. 2014. Dokument dostupný na: http://ams.com/jpn/content/download/438523/1341157/file/AS5048_Datasheet.pdf. [cit. 2. 1. 2015].

ELECTRIC TRICYCLE

Martin Buchta

Secondary school of Electrician Engeneering (4), Brno E-mail: buchta.brno@seznam.cz

Supervised by: Jaroslav Nesvadba

E-mail: jaroslav.nesvadba@sspbrno.cz

Abstract: The aim of this study was to design and build complete control and information systems using microprocessors ATMEGA644P for electric tricycle. This tricycle was created rebuilt old motorcycle Jawa 50 - Pioneer .

Electric tricycle is capable of not only its own motion, but its management and information system is able to evaluate if the batteries are depleted, what the temperature is cooler controller that is open cabinet with batteries or with the regulator. Furthermore, they are controlled by a microprocessor relays that switch eg. Blinkers, cooling on regulátor, etc.

All information are displayed on the control panel LCD Display, panel voltmeter and control lights.

Keywords: Electric tricycle ; microprocessor ATmega644P ; Control and information system ; LCD Display; Bascom

1. ÚVOD

Cílem mé práce bylo navrhnout a sestrojit funkční (dalo by se říct "inteligentní" elektrickou tříkolku) za co nejmenších finančních nákladů, které jsou pro studenta rozhodující. K této práci jsem se rozhodl skrze mé již získané zkušenosti s podobnými již funkčními výrobky.

Chtěl jsem tedy spojit znalosti, zkušenosti a sestrojit vozidlo, které bude schopné vlastního pohybu pomocí baterií a také bude do jisté míry inteligentní. Jako nejschůdnější řešení bylo mírně upravit již sestavený rám tříkolky vzniklý z motocyklu Jawa 50 – Pionýr. Elektrická tříkolka obsahuje celkem dva mikroprocesory typu ATmega644P, zvukový modul MP3 (již sestavený výrobcem), zesilovač (stavebnice), LCD display, regulátor (24V,100A), dva motory (24V,500W), a další přídavné komponenty (blinkry, panelové voltmetry, světla apod.).

2. ELEKTRONIKA NA TŘÍKOLCE

2.1. BATERIE

Jako zdroj pro regulátor a tedy i motory jsem použil dvě 12-ti voltové baterie, které jsou schované v dřevěné skříňce. Jedná se o olověné elektrolytické baterie, řazené do série, jejichž celková kapacita je 45Ah. Na napájení řídící (ovládací) části slouží gelová bezúdržbová baterie 12V / 7Ah.



Obrázek 1: Blokové schéma zapojení

2.2. REGULÁTOR

Regulátor je bezeztrátový PWM (Pulse-width modulation) regulátor na napětí 24V a proud 100A. Samotný návrh regulátoru je dílem Ing. Zdeňka Budínského z Prahy z firmy BEL. Na použití pro tuto tříkolku jsem musel tento původní návrh regulátoru pozměnit skrze přepětí, které vznikají delším přívodním kabelem s baterie do regulátoru, a také kvůli dvoum motorům, které mají v jednu dobu velmi rozdílné otáčky (při zatáčení). Frekvence spínání regulátoru dosahuje 3,5kHz.

2.3. Мотоку

Vlastní pohon zajišťují dva stejnosměrné motory s permanentními magnety o parametrech:

- 24V / 27,4A jmenovitě
- Výkon 500W,
- Jmenovité otáčky 2500 ot min⁻¹

Zadní kola jsou na sobě nezávislá skrze problém při zatáčení. Problém při zatáčení by se dal vyřešit diferenciálem, ten je však výrobně a finančně náročný. Tento problém jsem vyřešil právě použitím dvou motorů, kde každý motor má své kolo. Tím vznikl takzvaný elektrický diferenciál.

2.4. Řídící ELEKTRONIKA

Celá tříkolka je řízená dvěma mikroprocesory neboli MCU firmy ATMEL označením ATmega644p. Mají na funkci zpracovávat přijímané povely buď z ovládacího panelu na řídítkách, z koncových spínačů ve skříňkách nebo z teplotního čidla na chladiči regulátoru. MCU jsou naprogramovány v programu BASCOM, tak aby z těchto povelů buď dovolily jízdu, nebo ne a také aby informace zobrazily na LCD-Display, umístěném na ovládacím panelu. Mezi další funkce je spínání dalších funkci jako blinkry, spouštění chlazení regulátorů apod. Nadstandartní funkcí, která se mě povedla je i hlasové upozornění přes reproduktory.

2.5. OVLÁDACÍ PANEL

Ovládací a informační panel má na tříkolce za úkol informovat řidiče o stavu tříkolky. Jako hlavní zdroj informací je ovládací panel na řídítkách. Na panelu, který je uživatel – řidič informován o stavu trakční a řídící baterie pomocí sedmisegmentových LED-Voltmetrů a také o stavu napětí a proudu v motorech. Dále je tu LCD-display, který ukazuje: aktuální stav teploty chladiče, napětí na trakčních bateriích (24V), napětí na řídící baterii (12V), varování při otevřených dvířkách trakčních baterii či regulátoru

Dále jsou tu kontrolky pro okamžitou zpětnou vazbu řidiče, aniž by znal např. napětí trakčních baterie. To znamená, že při vybití se rozsvítí červená kontrolka, která upozorní ihned. Panelem se dá tříkolka tzv. "nastartovat" popř. zapnout světla, blinkry apod.



Obrázek 2: Celkový pohled na tříkolku

3. ZÁVĚR

Na elektrické tříkolce jsem si vyzkoušel všechny své dosavadní zkušenosti a vědomosti získané jak studiem na škole, tak samostudiem. Elektrická tříkolka je schopná vlastního pohybu. Je inteligentní a umí vyhodnotit, kdy může jet, a kdy ne. Dokáže upozornit uživatele na fakt, který například brání k uvedení do pohybu (přehřátý regulátor, vybitá baterie apod.). Splnil jsem si hlavní cíl, a to využití mikroprocesoru k ovládání jinak běžné elektrické tříkolky. Dalším úspěchem, kterého jsem dosáhl při stavbě této tříkolky je zdokonalení v několika směrech. Zvláště v programování mikroprocesoru ATmega644P. Celý, řídící systém je, jíž od samého prvopočátku koncipován tak, že jej uživatel může velmi snadno rozšířit a přeprogramovat.

PODĚKOVÁNÍ (ACKNOWLEDGEMENT)

Tento příspěvek vznikl s pomocí rad pana Ing. Jaroslava Nesvadby. Poděkování si zaslouží i slečna Mgr. Zdislava Jindrová, která byla též nápomocná.

REFERENCE (REFERENCES)

- [1] SKALICKÝ, Jiří. *Elektrické regulované pohony*. Skripta VUT Brno, Fakulta elektrotechnická, 2007
- [2] VÁŇA, Vladimír. *Mikrokontroléry ATMEL AVR BASCOM: programování AVR procesorův jazyce Bascom.* 1. vyd. Praha: BEN technická literatura, 2004, 144 s. ISBN 80-7300-115-2
- [3] PLÍVA, Zdeněk. *EAGLE prakticky: řešení problémů při běžné práci*. 2. vyd. Praha: BEN -technická literatura, 2010, 184 s. ISBN 978-80-7300-252-7.
- [4] KOLAŘÍK, Radek. Domácí výroba plošných spojů. *Sewecom*. [online]. 3.1.2013 . Dostupné z: <u>http://www.zesilovace.cz/view.php?cisloclanku=2003010301</u> [19.1.2015]

ROBOT

Ondřej Flek

Gymnázium, Brno, Křenová 36, (4) E-mail: flek.ondrej@seznam.cz

Supervised by: Pavlína Sedláčková

E-mail: sedlackova@gymkren.cz

Abstract: The objective of this paper is to design and produce a robot based on a four wheel chassis equipped with a robotic arm capable of manipulating small objects. The robot should be able to operate in an autonomous mode controlled by a microcontroller and in a mode controlled wirelessly by an operator in real time. Precision and accuracy of the robotic arm should be sufficient for the collection of small objects, such as syringes and needles. The entire robot should be easy to operate user-friendly controls so as to minimize training for other users. The machine construction should be easily disassembleable - allowing easy adjustment or replacement of any of its parts.

Keywords: EEICT, Robot, Arduino

1. ÚVOD - OBECNÉ PRINCIPY / TEORIE

Při návrhu robota jsem vycházel především z modlářské elektroniky a způsobů jejího využití, které jsem znal z předchozí modelářské praxe. Naprostá většina modelářské elektroniky je řízena neustále se opakujícími elektrickými pulzy s periodou od 1ms do 2ms, kdy určitá délka pulzu odpovídá určité výstupní hodnotě. Tyto pulzy generuje přijímač na základě dat přijatých z vysílače a stejně tak je dokáže generovat i Arduino dle předem vytvořeného programu.

2. HARDWARE

2.1. OBECNÉ FUNGOVÁNÍ

Robot je schopný pracovat v autonomním režimu i v režimu řízeném bezdrátově operátorem v reálném čase. Změna výchozího zdroje signálu je řešena obvodem s elektromagnetickým relé s přepínacím kontaktem, kdy ovládaná součástka má signálový vstup připojený na středový kontakt relé, signál jde současně z přijímače i z Arduina na relé a přepnutí kontaktu relé znamená změnu zdroje signálu. Proces přepínání mezi manuálním režimem a automatickým režimem zprostředkovává 7 relé (1 relé pro každý řízený objekt) zapojených do 2 soustav:

- 1. soustava zahrnuje 2 paralelně zapojená relé spínaná 1. elektronickým spínačem. Tahle soustava přepíná signál podvozkové části – regulátoru motoru a servu řízení.
- 2. soustava zahrnuje 5 paralelně zapojených relé spínaných
 2. elektronickým spínačem. 2. soustava přepíná signál robotickému rameni 5x servo.

Arduino pracuje s oběma soustavami nezávisle na sobě, takže jedna soustava může mít jiný zdroj signálu než druhá. V praxi to znamená, že Arduino dle naprogramování rozhoduje, zda nechá řízení na operátorovi, nebo jestli řízení stroje převezme samo. V manuálním režimu je robot ovládaný dvojicí RC aparatur. Při pojezdu bez ohledu na režim robot signalizuje zatáčení dvojicí automatických blinkrů.



2.2. USPOŘÁDÁNÍ HARDWARU

Při tvorbě hardwaru jsem se kromě funkčnosti zaměřil i na přehlednost a uživatelskou nenáročnost. Používání robota pro konečného uživatele je nenáročné a jednoduché, pro provoz robota se vyžaduje pouze odpojení baterie a její nabití. Celý stroj je lehce rozebíratelný a veškerá kabeláž je vyvedena konektory nebo pinovými lištami nezaměnitelným a intuitivním způsobem tak, že i v případě násilného přepólování pinových lišt způsob zapojení vylučuje poškození.

2.3. MECHANICKÁ ČÁST

Mechanická část hardwaru se skládá ze čtyřkolového podvozku a robotického ramene. Za podvozek pro robota jsem zvolil podvozek původně závodního RC modelu terénního auta - XMT4 Mini Tiger 1:18 4wd. Mezi jeho velké přednosti patří přizpůsobivost kostry, kvalita použitého plastu i kovových dílů, náhon na všechna 4 kola a výborné odpružení každého kola zvlášť s nastavitelnou tuhostí tlumičů. Za pohonnou jednotku jsem vybral 12V DC motor vybavený převodovkou s převodovým poměrem 1:46,9. Vysoký převodový poměr jsem zvolil kvůli snížení rychlosti a zvýšení přesnosti pojezdu.

Výsledná maximální rychlost pojezdu je 0,02125 m/s => 21,25 mm/s

Nízká rychlost poskytuje vysokou přesnost pojezdu a stabilitu i na nerovném terénu, při nejnižších otáčkách motoru je robot schopen velmi přesného pohybu rychlostí 1mm/s

Robotické rameno se skládá celkem ze 3 částí (2 segmenty ramene a ruka). Samotnou ruku umístěnou na konci ramene tvoří svírací mechanismus "svěrákového typu" se dvěma čelistmi (1 pevná / 1 posuvná) s maximálním rozvorem čelistí 40mm a teoretickým stiskem až 754 N.

Manuální řízení ramene umožňuje provoz ve dvou režimech:

- Standardní režim s plným rozsahem serv serva využívají svůj plný rozsah (90°) s normální přesností.
- Precizní režim s omezeným rozsahem serv serva využívají jen 50% svého rozsahu (45°) s dvojnásobnou přesností (50% rozsahu serva je rozloženo do 100% rozsahu řídící páky).

2.4. Řídící část

Řídící část hardwaru se skládá Arduina a 2 bezdrátových RC aparatur.

Jako řídící jednotku automatického režimu jsem použil mikrokontrolér Arduino UNO pro jeho otevřenost a jednoduchost. Arduino ovládá přímo oba elektronické spínače pro spínání soustav relé a nepřímo (přes relé) všech 6 serv a elektronický regulátor. Jako vstupní zařízení pro Arduino slouží 2 mikrospínače na předním nárazníku robota zapojené do obvodu s "Pull-Down" rezistorem na Arduinu – v praxi to znamená, že Arduino pozná, když robot narazí na překážku a může na danou situaci reagovat (záleží na naprogramování). K řízení robota v manuálním režimu jsem použil dvojici RC aparatur.

3. SOFTWARE

Programy pro Arduino se píší v Arduino jazyce, který je založen na programovacím jazyce C++. Hardware robota umožňuje mnoho způsobů využití a způsob naprogramování závisí na konkrétním úkolu nebo přání uživatele.

Kdykoliv lze přepínat mezi manuálním a automatickým režimem pro jednotlivé soustavy, pohybovat kterýmkoliv servem, provést předem naprogramovanou akci po stisknutí nárazníkových spínačů, po uplynutí stanoveného času nebo po manuálním spuštění.

4. ZÁVĚR

Konstrukce i výroba robota se zdařila téměř stoprocentně dle určeného cíle.

Robot pracuje v autonomním režimu i v režimu řízeném bezdrátově operátorem v reálném čase a přepínání mezi režimy probíhá rychle a spolehlivě.

Preciznost a přesnost robotického ramene v manuálním režimu je dostatečná pro sběr malých předmětů o velikosti injekčních stříkaček a větších injekčních jehel. Nedostatkem je občasný třes serv robotického ramene z důvodu zatížení blížícímu se jejich maximu a také kvůli projevům jejich mechanických nedokonalostí (vůle mezi převody; vůle hřídele snímacího trimru). Z těchto důvodů je problematické manipulovat s velmi malými předměty i v automatickém režimu. Robot je uživatelsky příjemný a nenáročný i pro jiné uživatele. Konstrukce je lehce rozebíratelná a umožňuje výměnu jakékoliv součástky.

Zlepšení pro příští verze:

- 1. Použití jedné osmikanálové 2,4 GHz RC aparatury pro pojezd i robotické rameno současně.
- 2. Přidání jednoho kloubu do robotického ramene pro zvýšení praktičnosti a univerzálnosti.
- 3. Použití silnějších a kvalitnějších serv pro odstranění občasného cukání a možnost většího zatížení.
- 4. Osazení robota ultrazvukovým senzorem pro orientaci v prostoru v automatickém režimu nebo kamerou s obrazovým přenosem v reálném čase pro orientaci operátora v manuálním režimu bez jeho bezprostřední přítomnosti u robota.

Obrázek 2: Fotografie robota

Obrázek 3: Kompletní schéma robota





PODĚKOVÁNÍ / ACKNOWLEDGEMENT

Tento příspěvek vznikl za podpory nadačního fondu Gymnázia, Brno, Křenová 36

REFERENCE / REFERENCES

- Robot klub Rychnov. LOCKER, Martin. *Robot klub Rychnov* [online]. 2014
 [cit. 2015-03-26]. Dostupné z: <u>http://robotika.vosrk.cz/guide/arduino/cs</u>
- [2] Arduino poradna. PIŠTĚK, Ondřej. *Ondrův web* [online]. 2013
 [cit. 2015-03-26]. Dostupné z: <u>http://www.pistek.eu/blog/tag/arduino</u>
- [3] NE555 blikač. ADMINISTRÁTOR. *Tranzistor.cz* [online]. 2008

[cit. 2015-03-26]. Dostupné z: <u>http://www.tranzistor.cz/en/blikace-a-bzucaky/item/1724-ne555-blika%C4%8D/1724-ne555-blika%C4%8D.html</u>

ELECTRONICLY CONTROLLED ISOLATING AUTOTRANSFORMER

Jakub Nedoma

High School and Secondary School of Nursing and Economics Vyskov (3), Komenského náměstí 16, Vyškov E-mail: nedoma.j@gmail.com

Supervised by: Jiří Dřínovský

DREL, FEEC, BUT, Technická 3082/12, Brno 616 00

E-mail: drino@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this work was to build a universal fully controllable laboratory power supply with AC output voltage. Main emphasis has been put on the final quality and durability of the power supply. Output voltage regulation is based on the principle of serial switching of secondary windings. The intelligent microprocessor control with alphanumeric display is also integrated in power supply. Realized power supply is suitable for universal applications, not only in electrical laboratories. Three fuses, electronic current and voltage limiters allow usage of this power supply also in school laboratories. The galvanic isolation is provided by a safety isolation of main transformers.

Keywords: universal power supply, microprocessor, relay, autotransformer, safety isolating

1. ÚVOD

Alespoň jeden kvalitní regulovatelný zdroj je nedílnou součástí téměř každé elektrotechnické laboratoře nebo dílny, kde není vymezené, s jakým napětím pracovat. Může se jednat jak o velmi specifické zdroje, například spínané řízené procesorem, ale také o velmi jednoduché, jako například autotransformátor, u kterého se výstupní napětí reguluje čistě mechanicky. Na trhu je dnes velká nabídka regulovatelných zdrojů. Pro mou konstrukci jsem zvolil méně rozšířený typ regulace výstupního napětí, a to regulaci sériovým řazením sekundárních vinutí transformátoru. Jelikož není tento typ regulace příliš komplikovaný, dokáže ve spojení s kvalitním transformátorem vytvořit velmi spolehlivý a po stránce výkonové zatížitelnosti i odolný zdroj. Zdroje podobné konstrukce nejsou příliš rozšířené. Přesto se jejich konstrukci věnuje například česká firma DIAMETRAL (například DIAMETRAL AC250K1D). Díky jejich dostupnosti na českém trhu a vysoké spolehlivosti je lze najít také v českých školských zařízeních.

2. KONSTRUKCE

Regulace probíhá sériovým řazením sekundárních vinutí transformátoru. Použitý je toroidní transformátor o výkonu 255VA. Transformátor byl vyroben na zakázku českou firmou JK-ELTRA. Pro řazení vinutí potřebuje zdroj osm dvojitých přepínacích relé. Napětí na sekundárních vinutích jsou rovna vždy dvojnásobku napětí na vinutí předešlém, přičemž výstupní napětí prvního vinutí je 1 V. Sekundární napětí transformátoru jsou tedy: 1 V, 2 V, 4 V, 8 V, 16 V, 32 V, 64 V, 128 V. Jejich sériovým řazením lze dosáhnout jakékoliv hodnoty napětí s rozlišením 1 V z množiny od 0 V po 255 V. Maximální výstupní proud je 1A. Změna napětí na jinou hodnotu trvá zhruba 20ms.

Pro řízení zdroje a měření napětí a proudu výstupu je použit osmibitový mikrokontrolér rodiny AVR - ATmega161^[1]. Z periferií je využit interní 10b A/D převodník pro měření napětí a proudu a vstup externího přerušení INT2 pro ovládání tlačítek. Program pro mikrokontrolér byl napsán v jazyce C v prostředí CodeVision AVR. Toto prostředí v sobě skrývá kompletní SW vývojový nástroj programů pro rodinu AVR.

Procesor je na DPS osazen společně s alfanumerickým LCD^[2] 20 x 4 znaků, na kterém se zobrazují měřené a nastavené veličiny a limity. Na DPS je dále sirénka pro indikaci stisku tlačítka a jako zvukové návěští pro hlášení např. případného přetížení zdroje.

Měření napětí a proudu se provádí na reléové desce. Měřený signál je upraven dvojicí OZ LM358. Jejich ochranu proti předpětí tvoří dvojice zenerových diod 4V7. Pulzující napětí ze zesilovačů je vyhlazeno dolními RC propustmi na desce procesoru a následně přivedeno na kalibrační víceotáčkové trimry. Vyhlazené stejnosměrné napětí lze přímo a pohodlně procesorem měřit.

Interní komponenty byly rozděleny do tří modulů. Prvním modulem je pomocný zdroj poskytující napětí 12 V a 5V pro řídící elektroniku a desku relátek. Pro stabilizaci napětí 5V je osazen měnič LM2576-5^{[3][3]}. Druhým modulem je řídící deska s procesorem a LCD. Reléová deska s měřicími obvody, jež přepíná vinutí hlavního transformátoru, je třetí modul.

Zdroj je umístěn do sériově vyráběné dvoudílné kovové krabice typu KK12-231 z plechu tloušťky 1 mm. Zemnící vodiče jsou pomocí pájecích ok a vějířových podložek připojeny na základnu krabice a na odnímatelný kryt. Právě konstrukce uzemnění byla prováděna s přihlédnutím na požadavky udávané normou ČSN-EN 61010-1^{[4][4]}.

Jelikož je potřebné galvanické spojení mezi měřícími obvody a výstupem zdroje, jsou vnitřní bloky od krabice samotné izolovány za pomoci polyamidových distančních sloupků, izolačních vzdáleností v případě DPS pomocného zdroje a vodičů s testovacím napětím 2 kV udávaným v jejich katalogovém listu.



Obrázek 1: Blokové schéma autotransformátoru

Před samotným toroidním transformátorem se nachází tavná pojistka s NTC termistorem, který ošetří případné proudové rázy. Pojistkou je také jištěn výstup z bezpečnostního transformátoru^[5] pomocného zdroje. Výstupy vinutí toroidního transformátoru jsou připojeny na reléovou desku, kde dochází ke zmiňovanému sériovému řazení těchto vinutí. Před výstupní svorky je včleněn také $50m\Omega$ bočník pro měření výsledného proudu.



Obrázek 2: Čelní panel zapnutého autotransformátoru

3. ZÁVĚR

Zdroj poskytuje výstupní napětí s přesností zhruba 5%, jeho hodnota je také ovlivněna tolerancí sítě. Elektromotorické napětí zdroje je zhruba o 12% vyšší než napětí při připojené zátěži. Jeho maximální výstupní výkon je 255VA. Díky modulárnímu řešení lze i v budoucnu případný servis na zařízení provádět právě rychlým vyjmutím příslušného defektního modulu. Velmi se mi také osvědčily služby české firmy JK-ELTRA, která transformátor pro můj zdroj na zakázku vyrobila. Celková částka investovaná do zdroje se vyšplhala zhruba na 8000 Kč. Konkurenční zdroje v podobné cenové relaci nenabízí téměř žádné pokročilé funkce, jako například nastavení limitů. Zdroj by tedy nejen svou cenou, ale také i bezpečnostními prvky a inteligentním ovládáním měl dokázat konkurovat obdobným zdrojům.

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji svému školiteli Ing. Jiřímu Dřínovskému, Ph.D. za jeho obětavou pomoc a vstřícný přístup při tvorbě mé práce.

Tato práce byla provedena za finanční podpory projektu "Elektronicky řízený oddělovací autotransformátor", SX90403010 SOČ 2015 organizací Jihomoravské centrum pro mezinárodní mobilitu.

REFERENCE

- [1] Atmel: ATmega16 8bit RISC Architecture Processor; [on-line], datasheet, dostupné na www: <u>http://www.atmel.com/Images/doc2466.pdf</u>
- [2] WINSTAR: WH2004A Alfanumeric LCD 20x4; [on-line], datasheet, dostupné na www: http://www.winstar.com.tw/download.php?ProID=36
- [3] TI: LM2576 40 V / 3 A step-down switch voltage regulator; [on-line], datasheet, dostupné na www: <u>http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2576.pdf</u>
- [4] ČSN EN 61010-1 ed. 2, Bezpečnostní požadavky na elektrická měřicí, řídicí a laboratorní zařízení Část 1: Všeobecné požadavky. Třídicí znak: 356502, datum vydání: 8/2011
- [5] HAHN: BV EI 481 1119 EI Transformer 2x12V 10VA; [on-line], datasheet, dostupné na www: <u>http://www.gme.cz/img/cache/doc/610/814/ei-transformator-do-dps-hahn-bv-ei-481-1119-2x12-datasheet-1.pdf</u>

MODEL OF CROSSROADS CONTROL WHICH USES PIC MICROCONTROLLERS

Marian Skucius and Michal Kalandřík

Secondary school (4), SŠPHZ Kollárova 617, Uherské Hradiště

E-mail: <u>skucius.marian@gmail.com</u>, <u>querta@seznam.cz</u>

Supervised by: Petr Hanáček

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

Abstract: In our study, we aimed to use our knowledge in programming micro controllers. Model of crossroads control which uses PIC was created to enhance the teaching of programmable controllers. Another objective of this project was to create the possibility of compatibility between the PIC and the programmable controller. We have achieved everything we had intended.

Keywords: crossroads, PIC microcontroller, trafic lights, PCB (printed circuit board),

1. ÚVOD

V naší práci představujeme projekt, který má za cíl zpestřit výuku programovatelných automatů na středních odborných školách. Při tvorbě této křižovatky jsme kladli důraz na kompatibilitu a možnost změnit celý systém řízení dle představ uživatele. Dále jsme vytvořili program, který dokáže automaticky řídit celou křižovatku bez vnějšího zasahování.



Obrázek 1: hotový model křižovatky

2. PROGRAMOVÁNÍ

Řídící program mokrokontrolérů jsme psali v jazyce symbolických adres. Jako programovací prostředí jsme si vybrali program MPLab, který je pro nás důvěrně známý. Naši programátorskou práci můžeme dále rozdělit na dvě části.

2.1. PROGRAM MIKROKONTROLÉRU, KTERÝ ŘÍDÍ SEMAFOR

Zde jsme řešili problém přepínání barev na semaforu. Přepínání barev se děje tím, že přivádíme logickou jedničku na výstupní piny mikrokontroléru a přes společnou zem se uzavírá obvod diody a tím se rozsvěcuje.

Pomocí časových smyček jsme dosáhli požadované prodlevy mezi jednotlivými přechody barev semaforu. Pro docílení požadovaného času čekacích smyček jsme provedli výpočet a na základě výsledků jejich návrh. Těchto smyček je zde použito více, ať už pro přechod z červené do zelené a naopak, nebo pro doby, za kterou se spustí sledování vstupních signálů. [1]

Ovládání semaforu na základě přivedení vstupních signálů:

- Při neobdržení žádného vstupního signálu se semafor přepne sám do nočního režimu, který se projeví blikáním oranžové barvy.
- Při obdržení vstupního signálu se semafor přepne do požadované barvy. Tento zvolený stav udržuje po celou dobu trvání vstupního signálu.
- Při setkání obou dvou vstupních signálů, pro nastavení do červené a zároveň do zelené barvy, mikrokontrolér vyhodnotí tuto situaci tím způsobem, že zvolí vždy za dominantní červenou barvu. Tato funkce je zde především kvůli bezpečnosti dopravy.

Celý proces se dá sledovat i vzdáleně díky naprogramovaným zpětným vazbám, které mikrokontrolér posílá zpátky do řídící jednotky. Díky tomu můžeme kontrolovat, v jakém stavu se semafor nachází a zda funguje správně.

2.2. MÓDY ŘÍDICÍHO MIKROKONTROLÉRU

Módy se nastavují pomocí přepínače AUTO/PLC.

AUTO:

Pokud je přepínač v poloze AUTO, přejde řídicí mikrokontrolér do automatického chodu, kdy přivádí signály pro jednotlivé semafory sám podle programu. Po uplynutí nastaveného času změní barvy na semaforech. Tento cyklus trvá 10 sekund, po jeho uplynutí mikrokontrolér opět sleduje stav přepínače AUTO/PLC. Zde jsme museli ošetřit stav, kdy semafor přešel z červené barvy do zelené dřív, než se přepnuly v bočních směrech. Tuto situaci jsme ošetřili vložením časové prodlevy mezi dokončením nastavení červené v prvním směru a započatí nastavování zelené v druhém směru.

PLC:

Pokud je přepínač v poloze PLC, přejde program do druhého módu. V tomto módu řídicí mikrokontolér sleduje vstupní signály přicházející z externího řízení. Externí řízení může být z programovatelného automatu nebo pomocí tlačítek pro ruční řízení. Přivedením jednotlivých signálů (zelená nebo červená) se semafory přepnou do nastavení odpovídající barvy z pohledu obsluhy (nastavujeme semafor nejblíž ovládacímu panelu). Zvolíme-li na tomto semaforu zelenou barvu, automaticky se nastaví stejná i na protějším semaforu a zbylé dva boční semafory budou mít nastavenou barvu červenou.

3. VÝROBA

Náš návrh zapojení byl velmi složitý, proto jsme museli navrhnout a vyrobit dva typy desek plošného spoje. K tomu jsme využili programy od společnosti National Instruments. Pro návrh schématu zapojení jsme využili program NI Multisim, kde jsme k jednotlivým součástkám přiřadili patřičné reálné pouzdro. Následně jsme soubor se zapojením exportovali do programu NI Ultiboard, kde jsme navrhli DPS. Plastové semafory a jejich základna byly zhotoveny na 3D tiskárně z ABS plastu.

4. MODULÁRNÍ PROVEDENÍ

Celý model křižovatky je konstruován modulárně a lze jej rozebrat na tyto základní části:

- 4× semafor
- 4× elektronika semaforu
- 1× řídící deska
- 1× ovládací panel

Výhodou tohoto provedení je především rychlá oprava, výměna za jiný modul, přesun semaforu na jiné místo v základně, možnost ověření funkčnosti jednotlivých modulů v případě měření.

5. OVLÁDÁNÍ

Náš model křižovatky můžeme řídit několika způsoby. Pro tyto účely zde máme ovládací panel opatřený několika přepínači a tlačítky.

Přepínače na ovládacím panelu mají dvě možné polohy, přičemž první z nich je vždy v zajištěné poloze. Druhý stav lze nastavit až po odjištění bezpečnostní krytky.

- První přepínač je pro přivedení napájení a zapnutí celého obvodu (VYP/ZAP).
- Druhým přepínačem volíme mezi denním a nočním chodem semaforu. Tato funkce simuluje možnost řízení dopravy příslušníkem policejních složek při dopravní nehodě, údržbě semaforů nebo jiných neobvyklých situacích (NOC/DEN).
- Třetím přepínačem volíme způsob řízení křižovatky (AUTO/PLC): AUTO - automatický mód PLC - řízení pomocí PLC nebo ruční řízení tlačítky

6. ZÁVĚR

Podařilo se nám vytvořit reálný model křižovatky, která je ovládána pomocí mikrokontrolérů. Celý systém je modulární a lze jej přestavit podle požadavků uživatelů. Provoz křižovatky může být v režimu denním nebo nočním, lze využít automatického nebo ručního řízení. Práce na daném projektu byla náročná a díky mnoha věcem, které jsme museli překonat, byla pro nás velkým přínosem.

PODĚKOVÁNÍ

Velké poděkování patří SŠPHZ Uherské Hradiště, která zajistila nákup materiálu, elektronických součástek a umožnila samotnou výrobu.

REFERENCE

[1] HRBÁČEK, Jiří. Moderní učebnice programování PIC 2. díl. první. Praha: Nakladatelství BEN technická literatura, 2007. 95 s. První vydání 1. ISBN 978-80-7300-137-7.

AUTHENTICATION VIA SMARTPHONE WITH NFC

Matěj Horák

High School Student (3), Bishop Grammar School Žďár nad Sázavou

E-mail: horak.matej.zdar@gmail.com

Supervised by: Lukáš Malina

E-mail: malina@feec.vutbr.cz

Abstract: This work is about replacement smartphones instead of smart cards in acces control. The main goal is to create an application which runs on Android and has the same function as a smart card. The requirements for this task are Smartphones with NFC (Near Field Communication) and Android KitKat OS version or higher version. The authentication protocol is based on using the hash function. This work shows main parts of the source code. The implementation contains the main service class which is based on the HCE (Host-Based Card Emulation) service, cryptographic methods and a graphic user interface.

Keywords: NFC, Authentication, Android, Smartphone, HCE, Security

1. ÚVOD

Dnes je doba mobilních technologií. Nejen mobilní telefony, ale i chytré hodinky nebo brýle, jsou na vzestupu a stávají se z nich zařízení určená pro mnoho užitečných operací a aplikací. A jednou z těchto operací je autentizace uživatele v přístupových systémech, kde mobilní telefony pomalu začínají nahrazovat běžné čipové karty.

Jsou k tomu využívány telefony se systémem Android verze 4.4 (neboli KitKat) a vyšší, popř. lze využít i platformu iOS, kde byla tato funkce představena teprve nedávno, a které jsou vybaveny technologií NFC. Aplikace, která pak slouží pro obsluhu, provádí emulaci čipové karty (Host-Based Card Emulation).

Budoucí běžnou praxí této služby bude otevření přístupových dveří mobilním telefonem, popř. pla-

cení mobilním telefonem v obchodech vybavenými čtečkami na bezkontaktní kartu.

Tato práce je zaměřena na implementaci této služby na platformu Android. Podrobně vysvětluje komunikaci autentizačního protokolu, uvádí důležité části zdrojového kódu a na závěr se zaměřuje na zkušenosti, které jsem získal během vývoje.

2. POUŽITÝ HARDWARE A SOFTWARE

Na programování aplikace pro platformu Android jsem použil Android Studio verze 1.0.2 na PC se systémem Windows. Pro vývoj pak bylo potřebné také SDK verze 19.

Aplikace byla testována na mobilním telefonu Nexus 5 se systémem Android 5.0.1. Tento telefon je navržen společností Google, která udává směr těchto zařízení. Proto nalezneme na tomto zařízení i technologii NFC. Jako čtecí zařízení jsem použil druhé zařízení Android, které dokáže suplovat dnešní čtečky přístupových systémů, konkrétně telefon Huawei Ascend P7.

3. SCHÉMA KOMUNIKACE AUTENTIZAČNÍHO PROTOKOLU

Jakmile dojde k přiblížení telefonu ke čtečce, dojde k zahájení komunikace. Teoretický dosah NFC technologie se pohybuje okolo 10 cm, v praxi je však nutné zařízení přiblížit na méně než 2 cm. Na obrázku 1 je znázorněn proces, při kterém dochází ke komunikaci mezi telefonem a čtecím zařízením.



Obrázek 1: Schéma komunikace

V prvním kroku čtecí zařízení vyšle tzv. Select (AID), který určuje jakou aplikaci pro obsluhu má zařízení použít. V případě, že zařízení obsahuje dvě a více aplikací se stejným AID (Application Identifier), otevře se na zařízení dialog pro vybrání konkrétní aplikace.

V druhém kroku (už vybraná) aplikace pošle SW = 0x5000, což je tzv. STATUS WORD, který indikuje stav emulované čipové karty. Pro STATUS WORD jsou 3 varianty, které lze poslat. První je

0x9000, která hlásí, že stav je v pořádku. Druhá je 0x6..., která znázorňuje status chyb. Třetí je možnost naprogramovat si SW vlastní, v našem případě 0x5000.

V třetím kroku čtečka pošle RND, neboli náhodné číslo, které je součástí ověření spojení. Je možné připojit i data, která aplikace může potřebovat, např. ID čtecího zařízení.

Čtvrtý krok je nejdůležitější. Mobilní telefon odešle přes spojení ID své karty a response, což je zpráva HMAC, která prošla funkcí HASH (konkrétně SHA-2), a obsahuje RND, přiložená data a K_s , neboli Secret key, který je uložen na obou stranách. Na straně čtecího zařízení se pak vytvoří HMAC zpráva, která se porovná s HMAC zprávou, kterou zařízení přijalo, pokud je stejné jedná se o první ověření, že mobilní telefon je zařízení, které má oprávnění např. otevřít dveře. Druhé ověření je pak samotné ID karty.

V posledním kroku čtecí zařízení odešle výsledek komunikace a dochází k zániku spojení.

Výše popsaný protokol lze nahradit i jinými autentizačními protokoly, které díky velké výpočetní efektivitě mobilního telefonu mohou být založené na asymetrické kryptografii, např. certifikáty.

4. HLAVNÍ ČÁSTI ZDROJOVÉHO KÓDU

Host-Based Card Emulation je služba, proto je nutné implementovat service class. Na obrázku 2 je částečně ukázáno jak tuto service implementovat. Využíváme třídy HostApduService, která už má definované všechny "odchytávače událostí", které se během komunikace běžně dějí.

Obrázek 2: Ukázka service pro obsluhu emulace

Je potřeba službu uvést v AndroidManifest.xml, kde je potřeba dát pozor na aid-list, který definuje

AID pro tuto aplikaci, viz obrázek 3.

Obrázek 3: Část Android Manifest

5. VÝSLEDNÁ APLIKACE

Během vývoje výsledné aplikace jsem měl mnoho možností, jak aplikaci naprogramovat (ať už se jednalo o fungování aplikace, nebo vzhled). Zde jsem musel zvážit, zda upřednostnit větší bezpečnost nebo jednoduchost ovládání. Nakonec jsem zvolil druhou variantu, protože stejně jako u čipových karet, je potřeba, aby celý proces byl co nejrychlejší, a proto na ověření hesla, zda se jedná o majitele telefonu, nebyl prostor. Aplikaci jsem také naprogramoval tak, že pro aktivování přenosu NFC stačí mít rozsvícený display a aplikace tak nemusí být vůbec spuštěná. Proto jsem zvolil i jednoduchý design, který se však řídí design guidelines, které jsou k dispozici v oficiální dokumentaci.

6. ZÁVĚR

Během programování této aplikace bylo vyřešeno několik aplikačních i technických problémů, např. implementace funkce HASH nebo nefunkčnost technologie NFC na čtecím zařízení. Použití přímo této aplikace v praxi však nebude, protože spíše simulovala dnešní firemní řešení, jako např. IMA s. r. o.

Tato technologie, která emuluje čipové karty, se již implementuje do praxe a je zřejmé, že za pár let bude běžnou realitou. Toto téma mne velmi zajímá a rád bych se mu věnoval i nadále a nahradil stávající autentizační protokol za protokol, který je založen na asymetrické kryptografii. Rád bych ji využil i v praxi, např. na škole, popř. v jednom bytovém domě. V případě bytového domu by sloužila k odemykání dveří, zatímco na škole, kde se čipové karty používají i na vyzvednutí obědů), by aplikace mohla být rozšířena o modul, přes který by se obědy mohly objednat.

PODĚKOVÁNÍ

Tato práce vznikla během studentské stáže v rámci programu Otevřená věda IV - popularizace výzkumu a vývoje a podpora badatelsky orientované výuky (reg. číslo CZ.1.07/2.3.00/45.0041.). Poděkování také patří mému lektorovi stáže Ing. Lukáši Malinovi Ph. D., který mi byl nápomocen a poskytl mi účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracová- ní této práce.

REFERENCE

- [1] GOOGLE. API Guides: NFC Basics and Advanced NFC [online]. [cit. 2015-02-24]. Dostupné z: http://developer.android.com/guide/index.html
- [2] MATYÁŠ, Vašek a Jan KRHOVJÁK. Autorizace elektronických transakcí a autentizace dat i uživatelů. Brno: Masarykova univerzita, 2008, 125 s. ISBN 9788021045569.

PROGRAMMING OF PROGRAMMABLE LOGIC CONTROLLER

Pavel Hilšer

SecondarySecondary School (4), SŠ-COPT Kroměříž E-mail: hilserpavel@gmail.com

Supervised by: Martin Doležal

E-mail: martin.dolezal@coptkm.cz

Abstract: My paper describes programming of the programmable logic controller PLC mitsubishi FX0N. The aim of the project is programming of a production line which prints legend on a plastic board. I have chosen the instruction list as the programming language because of easiness of the task. There are three pneumo engines in the production line. Each one has two capacitive sensors. Another capacitive sensor shoots position of a plastic board.

Keywords: PLC, sensor, instruction list, pneumo engine.

1. ÚVOD

Tuto práci jsem si vybral z důvodu svého zájmu o programování s logickými funkcemi a automatizaci jako celek. Účelem projektu bylo navrhnout program pro výrobní linku, řízenou PLC Mitsubishi FX0N, která tiskne na plastové destičky inkoustový nápis a destičku dále poslat k dalšímu zpracování. Výrobní linka obsahuje 3 pneumatické motory. Každý z motorů má nulový snímač (Motor je zasunut) a koncový snímač (motor je vysunut). Dále se na lince nachází kapacitní snímač, který předává informaci o přítomnosti plastové destičky.

Při programování jsem, vzhledem k rozsahu zadání, nepoužil Grafický programovací jazyk (ladder diagram). PLC Mitsubishi používá normu IEC 61131-3

2. ŘEŠENÍ PROGRAMU

Nejprve bylo zapotřebí zjistit, které hodnoty vstupů a výstupů odpovídají jednotlivým komponentům. Toho lze dosáhnou nastavováním jednotlivých hodnot v manuálním režimu výrobní linky.

	Spouštění motoru (výstupy)	Snímač nulové polo- hy (vstupy)	Snímač koncové po- lohy (vstupy)
Motor A1	YO	X10	X2
Motor A2	Y1	X11	X3
Motor A3	Y2	-	X5

2.1. TABULKA: HODNOTY VSTUPŮ A VÝSTUPŮ PRO JEDNOTLIVÉ KOMPONENTY



Obrázek 2: Výrobní linka.

ZADÁNÍ PROGRAMU

Motor A1 slouží k vysunutí destičky na dopravník. Na motoru A3 je připevněno Inkoustové razítko. Motor A2 vysune destičku na jinou linku k dalšímu zpracování.

2.2. VLOŽENÍ PROGRAMU DO PLC

Do PLC se dají vkládat složité a komplikované programy. Pro řešení této úlohy však budou stačit základní logické funkce, časovač a Marker. Sekvenční úlohy byly řešeny jak funkcí SET a RST, tak pomocí klopného obvodu RS. Vložení programu se uskutečnilo pomocí programovacího přístroje, který obsahuje display a klávesnici. Do programovacího přístroje se píše zdrojový kód v textovém programovacím jazyce - Instruction list.

2.3. PROGRAM

Nejprve se načte hodnota X4, která odpovídá kapacitnímu snímači, který zjišťuje přítomnost plastové destičky. Logický součin hodnoty X4 a hodnoty X10, která odpovídá zasunutému motoru A1, spustí časovač T0, který se sepne za 2 sekundy. Časovač je částí programu, kvůli ustálení polohy destičky. Logický součet časovače T0 a výstupu motoru A1- Y0 je v negovaném logickém součinu se vstupem X2 (motor je v koncové poloze), čímž v podstatě vznikl klopný obvod RS. Hodnota T0 klopný obvod nastaví na log. 1 a hodnota X2 obvod restartuje. Hodnota vysunutého motoru A1- X2 nastaví pomocný marker M0 na log. 1. Koncová pozice motoru A3- X5 marker restartuje. Logický součin markeru M0 a zasunutého motoru A1- X10 se zapíše na výstup Y2- vysunutí motoru A3. Dále se načte hodnota koncového snímače motoru A3-X5 a Pomocí funkce SET nastaví marker M1. Snímač koncové polohy motoru A2- X3 marker M1 restartuje. Marker M1 je načten na časovač T1 aby nedošlo ke srážce motorů A2 a A3. Hodnota T1 je zapsána na výstup Y1- vysunutí motoru A2.

😿 MEL	😿 MELSEC MEDOC FX/WIN - [untitl01:Instruction]					
File	Pile Edit Tools Search View PLC Remote Monitor/Test Option Window Help					
0		×004				
1	AND	×010				
2	OUT	то	K20			
5	LD	TO				
6	0B	Y000				
7	ANI	×002				
8	OUT	Y000				
9	LD	×002				
10	SET	MO				
11	LD	×005				
12	RST	мо				
13	LD	MO				
14	AND	×010				
15	OUT	Y002				
16	LD	×005				
17	SET	М1				
18	LD	×003				
19	RST	М1				
20	LD	М1				
21	OUT	T1	K10			
24	LD	T1				
25	OUT	Y001				
26	END					
27	NOP					
28	NOP					

Obrázek 2: Ukázka programu.

3. ZÁVĚR:

Cílem bylo vytvořit program pro výrobní linku. Při tvoření programu sice vznikly komplikace při řešení sekvenčních úloh, ty se však vyřešily pomocí markerů. Po nahrání programu linka fungovala bez jakýchkoli komplikací. Při řešení úlohy jsem použil pouze vlastní vědomosti, získané při výuce a praktických cvičeních.

4. PODĚKOVÁNÍ:

Chtěl bych poděkovat Mgr. Martinu Doležalovi a Bc. Ludvíku Kochaníčkovi za cenné rady a tipy při realizaci zařízení.

5. REFERENCE:

- [1] Portál Mechatronika: Základy automatizace [online]. [cit. 2015-02-26]. Dostupné z: http://coptel.coptkm.cz/index.php?docGroup=4343&cmd=1&instance=2
- [2] SCHMID, Dietmar. Řízení a regulace pro strojírenství a mechatroniku. 1. vyd. Překlad Jiří Handlíř. Praha: Europa-Sobotáles, 2005, 420 s. ISBN 80-867-0610-9.
- [3] ŠMEJKAL, Ladislav. Programovatelné automaty PLC, nebo PAC? [online]. [cit. 2015-02-26]. Dostupné z: http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=28832
- [4] ŠMEJKAL, Ladislav a Marie MARTINÁSKOVÁ. PLC a automatizace. 1. vyd. Praha: BEN technická literatura, 1999, 223 s. ISBN 80-860-5658-9.

AUTOMATED SHOOTING RANGE FOR AIR PISTOLS

Martin Radvanský

Secondary School of Electrical Engineering and Information Technology (2), SPŠEIT Brno, Purkyňova 97

E-mail: martin@radvansky.cz

Supervised by: Jaroslav Nesvadba

E-mail: jaroslav.nesvadba@sspbrno.cz

Abstract: This work deals with the design and manufacture of the device, which is used as a shooting range to practice shooting with an air gun. The device is controlled by the Arduino MEGA and could be connect to any number of smart targets. It is designed to be easily portable, comfortable to use, to enable multiple modes of activity and support several of shooters. The secondary aim is also to ensure the attractiveness of the firing for shooters.

Keywords: Microcontroller, smart target, Arduino, multidevice communication, target practice

1. ÚVOD

Při nácviku střelby vzduchovou pistolí, se stává tato činnost postupem času velmi stereotypní. Běžné střelnice používané ke střelbě jsou řešeny jako statické prvky (v případě papírových terčů) nebo otočné (kolem jedné osy) napodobeniny zvířat. Cílem této práce je navrhnout a realizovat automatizovanou střelnici pro vzduchovou pistoli, která by do tréninku vnesla určité dynamické prvky.

Navrhovaná střelnice je tvořena dvěma základními moduly. V prvé řadě se jedná o vlastní střelnici obsahující všechny nezbytné ovládací prvky pro komunikaci s uživatelem, zdroje a datovou sběrnici a řídící jednotku. Druhou součástí je inteligentní terč, který se připojuje na datovou sběrnici střelnice, ze které čerpá napájení a komunikuje s nadřízeným systémem. Zařízení je koncipováno jako modulární systém, aby byla zajištěna snadná rozšiřitelnost o další terče.



Obrázek 1: Blokové schéma střelnice

2. NAVRŽENÉ ŘEŠENÍ

Blokové schéma automatizované střelnice ukazuje Obrázek 1. Vlastní zařízení tvoří dřevěná konstrukce rozměru 1000 × 650 × 700 mm o hmotnosti 9,5 kg při osazení pěti terči. Pro napájení jsou použity Li-Pol články v sériově–paralelním zapojení, tvořící dva samostatné zdroje. Jeden 7,4 V, 4 Ah je použit pro napájení střelnice a druhý 6,3 V, 4 Ah pro napájení sběrnice. Zařízení podporuje až 10 terčů připojených ke třívodičové sběrnici (omezení počtu terčů je dáno délkou sběrnice a použitým zdrojem). Střelnice je navržena pro střelbu ze vzdálenosti 4–6 m vzduchovou pistolí s kinetickou energií 2–3 J a střelbu ocelovými kuličkami průměru 4,5 mm a hmotnosti 0,31 g. Zabudovaný ultrazvukový měřič vzdálenosti postavení střelce má dosah až 6,5 m. Prezentované zařízení obsahuje dva základní režimy chování a podporuje střelbu až 4 střelců. V prvním režimu střelec sestřeluje vztyčené terče na čas, druhý režim náhodně zvedá jeden z terčů a střelec má limit 10 s pro jeho sestřelení.

3. MECHANICKÁ ČÁST

3.1. MECHANICKÁ KONSTRUKCE TERČE

Samotný terč se skládá ze základny a zásahové plochy. Tato zásahová plocha je zvedána servomotorem, pomocí páky a flexibilního spojení. Pro výběr vhodného serva bylo třeba vypočítat potřebnou sílu pro zvednutí zásahové plochy. Zde byla aplikována *momentová věta* a použité servo bylo zvoleno tak, aby bylo schopno poskytnout při použité délce páky minimálně dvojnásobnou sílu než byla vypočtena. Celá konstrukce terče a detail zvedacího mechanismu je na obrázku 2.



Obrázek 2: Konstrukce terče a detail zvedacího mechanizmu

3.2. MECHANICKÁ KONSTRUKCE STŘELNICE

Obrázek 3 ukazuje mechanickou konstrukci střelnice, která obsahuje 5 připojených terčů se středy různé velikosti. Konstrukce je vytvořena ze dřeva a laminátových desek plovoucí podlahy. Zadní stěna z tvrzeného polystyrenu působí jako ochrana proti odrazu projektilů zpět ke střelci.



Obrázek 3: Mechanická konstrukce celé střelnice
4. ŘÍDICÍ SYSTÉM

Inteligentní terče a samotná střelnice je založena na modulech Arduino [1]. Z centrální jednotky terče je vyvedena třívodičová sběrnice v TTL úrovních pro komunikaci s terči. Komunikace je založena na jednoduchém protokolu typu dotaz a odpověď, přenosová rychlost je zvolena na 19200 Bd. Komunikační moduly jsou inspirovány stavebnicí Bioloid a servy Dynamixel [2]. Pro naprogramování firmware bylo použito jazyka Arduino C++.

4.1. INTELIGENTNÍ TERČ

K řídicí jednotce Arduino Mini jsou připojeny moduly pro komunikaci po sběrnici, optická závora pro detekci polohy zásahové plochy, monostabilní klopný obvod pro prodloužení signálu zásahu do středu a samotné servo pro vlastní zvedání a shazování terče.

4.2. STŘELNICE

Arduino MEGA tvoří řídicí jednotku střelnice. Zabezpečuje základní funkce celého zařízení a interakci s uživatelem. Kromě komunikace a řízení sběrnice, se jedná zejména o obsluhu uživatelského rozhraní (systémový displej a klávesnice). Mezi další funkce patří hlídání stavu zdroje, měření vzdálenosti pomocí ultrazvukového dálkoměru a samozřejmě i řízení vlastního průběhu nácviku střelby.

5. ŘEŠENÍ NĚKTERÝCH PROBLÉMŮ

5.1. ROZKMITÁNÍ ZÁSAHOVÉ PLOCHY PO ZVEDNUTÍ

Ve finální fázi testování se projevil problém s rozkmitáním zásahové plochy po jejím zvednutí a také k občasnému položení terče odražením od distančního sloupku. Jako řešení byla vytvořena jednoduchá magnetická brzda složena ze dvou magnetů na sebe položených, čímž došlo k výraznému omezení těchto kmitů.

5.2. NESPOLEHLIVÁ KOMUNIKACE

Vzhledem k použité jednosměrné komunikaci, docházelo ke ztrátě zaslaných příkazů z řídicí jednotky terče. Po provedení výpočtu doby trvání odeslání paketu, mohlo být upraveno časování pro přepínání komunikačních jednotek mezi příjmem a vysíláním, čímž se dosáhlo stabilní a bezchybné komunikace. Nejdelší doba pro odeslání datového paketu činí 16ms.

6. ZÁVĚR

Vytvořená automatizovaná střelnice byla sestavena a otestována v praktickém provozu a splnila všechny požadavky, které byly stanoveny při jejím návrhu. Důraz byl zejména kladen na bezpečnost používání a obsluhy. Tato práce mi poskytla cenné zkušenosti, zejména propojením jednotlivých oblastí (3D modelování, mechanika, fyzika, elektronika, programování) při řešení komplexního praktického problému. Rozšíření tohoto projektu je možné v několika směrech. Jednou cestou může být zvýšení počtu variant nácviku střelby a jako další směr pro vylepšení může být vytvoření uživatelské rozhraní pro ovládání pomocí aplikace z mobilního telefonu.

- [1] Web Arduino. In: *HomePage: Arduino* [online]. 2014 [cit. 2015-02-06]. Dostupné z: http://arduino.cc/en/Guide/HomePage
- [2] Web Robotis. In: *Support: Robotis* [online]. 2014 [cit. 2015-02-06]. Dostupné z: http://support.robotis.com/en/product/dynamixel/dxl_ax_main.htm

SSTC (SOLID STATE TESLA COIL)

František Nábělek

Secondary school (3.), Secondary school of electrical engineering and Higher education in Olomouc

E-mail: nab32143@spseol.cz

Supervised by: Zuzana Veselá

E-mail: vesela@spseol.cz

Abstract: Document provide information regarding adjustment of power source, implementing those changes into whole equipment. Final solution and choosing best solution for whole assembly is supported by lab measuring. Main update of power source is based on 50% reduction of secondary coil winding. In section of completing whole assembly is highlighted affect to functionality and design. Measurement section presented facts about inductance of coil, affects to frequency of exciter signal and observation of power consuption based on frequency modulation.

Keywords: Alternation of power source, assembly, measurement

1. ÚVOD

Teslův transformátor je vysokofrekvenční vzduchový transformátor generující velmi vysoké napětí. Problematika tohoto zařízení je sladění sekundární a primární cívky na stejnou frekvenci.

U toho to typu transformátoru cívky musí mít co nejtěsnější vazbu, proto zvolíme u primární cívky válcový tvar. U SSTC toho dosáhneme určitou kapacitou kondenzátoru, který je připojen na budič 4046.

Jako koncový spínač, jsem použil unipolární tranzistor. Další problém je v dobré slyšitelnosti audiomodulace. Tato sekundární cívka má vhodnou rezonanční frekvenci pro modulaci zvukem (tichá koruna), tišší koruna - čistší zvuk.

2. ZAPOJENÍ

Jako zdroj jsem použil 24V transformátor, u kterého jsem musel odmotat cca 20 m na sekundární cívce. Dále je usměrněné gratzovým můstkem a vyhlazené dvěma kondenzátory o kapacitě 2,2 mF. Zdrojem pro budící elektroniku je LM317, nastavený na cca 14,5 V. Stabilizátor má na sobě malý chladič. Budič je obvod 4046 v CMOS verzi, která není tak náchylná na rušení. Z budiče je využito pouze VCO (napětím řízený oscilátor), regulovatelný napětím na pinu 9 (polohou potenciometru). U napájení IO a od pinu 9 k zemi jsou blokovací keramické kondenzátory. Na výstupu IO je komplementární dvojice tranzistorů, které zesilují signál pro spínání koncového spínače. Mají na sobě menší chladič. Dále je už jen výkonový MOSFET tranzistor, v mém případě IRF830, ke kterému je připojen aktivní chladič. Primární cívka má 4 závity vodičem 1,5 mm², který je rozložený na 3 cm délky (zvýšení vazby). Je navinut na PVC trubce o průměru 7,5 cm. Účinnost odhaduji cca 60%.

2.1. SCHÉMA



2.2. AUDIOMODULACE

Je to modulace TC nízkofrekvenčním signálem (hudbou). U tohoto obvodu je zapojení velmi jednoduché, stačí k VCO pinu obvodu 4046 zapojit hudební signál přes malý kondenzátor. Já jsem signál připojil přímo z mobilu, hlasitost dostačuje. Vhodnější by bylo zapojit signál přes menší zesilovač, aby byl větší rozkmit a tedy i hlasitost. Se vstupním signálem se mění napětí na VCO pinu (kolísá frekvence). S kolísající frekvencí se TC dostává mimo rezonanci (mění se amplituda na výstupu). Zvukem modulovaná korona při správném naladění nechrčí ani při basech.

2.3. MĚŘENÍ

Měřili jsme obdélníkový signál z budiče. Jde vidět, že je zdeformovaný. Zákmity vidíme na výstupu signálu z komplementárních zesilovačů. Zkusili jsme místo IO4046, zapojit generátor funkcí. Sršení bylo výrazně větší a více se rozptylovalo. Díky "tvrdému" generátoru jsme našli i jiné frekvence, které by se dali použít (885 kHz) místo 1 MHz-1,6 MHz. Ovšem IO4046 není vyhovující pro nižší frekvence. Nepodařilo se, ani po zesílení signálu pomocí hradla NAND (4011). Obvod jsme napájeli zdrojem BK180 (0-30V, 0-3A).

2.4. TABULKA

Cívky	L
Primární	3,240 uH
Sekundární	2,566 mH

 Tabulka 1: Naměřená indukčnost primární a sekundární cívky

2.5. Obrázek



Obrázek: Výstupní signál z komplementárních tranzistorů

3. ZÁVĚR

Nejtěžší bylo vymyslet design SSTC, inspiroval jsem se z internetu. Měření ukázalo deformaci signálu

(dost velkou) i při různých metodách měření. Z čehož plyne, že chyba není způsobena měřícím přístrojem.

Při hledání jiné frekvence jsme zjistili, že při frekvenci 885kHz(větší sršení) proud klesl o 0,5A. Při basech zvuk trochu chrčí ale i tak jde hudba dostatečně slyšet.

MAGNETIC LEVITATION

Bohdan Štěpánek, Michal Paleček

Students (4), VOŠ a SPS Ždár nad Sázavou E-mail: maglevsps@gmail.com

Supervised by: Rudolf Voráček

E-mail: voracek@spszr.cz

Abstract: The paper deals with magnetism and its influence on superconducting materials. We describe the discovery and development of superconductivity, superconducting levitation and its use in future technology - called. MAGLEV speed trains. We show the interaction of the magnetic field of a strong neodymium magnet and high-temperature superconductor, cooled with liquid nitrogen at about -200 $^{\circ}$ C. Of superconductors at this temperature becomes perfect diamagnetic material. That is ejected from the magnetic field and therefore float above the magnets. The result of our research should be making a track simulating high-speed trains on the principle MAGLEV. In the first stage to select the appropriate arrangement of "rails" of the magnets, then make a final model train.

Keywords: Levitation, magnetism, superconductor, diamagnetism, MAGLEV, neodymium magnet, magnetic field, liquid nitrogen.

1. ÚVOD

Na naší škole se dlouhodobě zabýváme problematikou magnetismu a jeho praktického využití v podobě magnetické levitace. Nejvíce nás zaujala levitace moderních supravodičů, se kterou Vás seznámím v této práci. V posledních letech vzniklo díky absolventské práci studenta Kříže z VOŠ a SPŠ ve Žďáře nad Sázavou, kde úspěšně studujeme, několik učebních pomůcek pro praktickou demonstraci účinků magnetismu. Naším dlouhodobým cílem je vyhotovit model dráhy pro vysokorychlostní vlak, využívající supravodivosti – tzv. Maglev. V současné době již máme hotový funkční model magnetické dráhy.

2. MODEL DRÁHY MAGLEV

Nejdříve bychom si Vás dovolili seznámit se základním popisem vlastností magnetického materiálů, dále se základním popisem supravodivého jevu. Na konci vás seznámím se stavbou samotné dráhy a levitací supravodiče na ní samotné.

2.1. POPIS MAGNETISMU A MAGNETICKÉ LEVITACE

Magnetismus je fyzikální jev projevující se primárně silovým působením na pohybující se nositele elektrického náboje (nabité částice). Důsledkem tohoto působení jsou např. silové působení na (i nenabitá) tělesa (nejsilnější u feromagnetických látek) či změny elektrických, optických a dalších materiálových a termodynamických charakteristik látek vystavených magnetickému působení. Slovo magnet pochází původně z řeckého "magnes" a z nazvu města Magnesia, které stálo poblíž bohatých nalezišť magnetovce, což je ruda železa s magnetickými vlastnostmi. K objevení magnetismu došlo již kolem roku

800 před naším letopočtem ve starověkém Řecku, v Číně dokonce 3 000 let před naším letopočtem. Zde došlo i k prvnímu využití magnetismu v podobě kompasu, který byl vynalezen v mezi 6. a 2. stoletím před naším letopočtem. Do Evropy se však dostal o mnoho let později, a to v 12. století našeho letopočtu. V 19. století prokázal dánsky fyzik Hans Christian Oersted souvislost mezi elektřinou a magnetismem. Tento objev inspiroval A. M. Ampera k vlastním pokusům.

Mezi základní vlastnosti magnetu patří to, že má dva odlišné póly (severní a jižní, north a south). Rozdílné póly se přitahují, stejné póly se odpuzují. Zde vzniká jev, zvaný magnetická levitace. Příklady této levitace můžete vidět na obrázku 1.



Obrázek 1: příklad

Další případ magnetické levitace můžeme nalézt v podobě vložení diamagnetických látek do magnetického pole. Tento jev platí i v opačném případě, tedy vložením magnetu mezi dva diamagnetické materiály. Tyto příklady můžete vidět na obrázku 2.



Obrázek 2: Levitace pyrolitického uhlíku

2.2. SUPRAVODIČ A JEHO VLASTNOSTI

Supravodič je takový materiál, který při ochlazení na velmi nízkou teplotu vykazuje dvě charakteris-

tické vlastnosti:

1. Nulový odpor při vedení elektrického proudu

Jev objevil roku 1911 holandský fyzik Heike Kammerlingh Onnes. Při výzkumu zpozoroval náhlé vymizení elektrického odporu čisté rtuti při teplotě 4 K. Uvědomil si, že je svědkem dosud nepopsaného jevu, který nazval supravodivým stavem. Za tento objev dostal roku 1913 Nobelovu cenu.

2. Dokonalé vytěsňování magnetického pole ze svého objemu

Jev byl objeven až v roce 1933 Waltherem Meissnerem a R. Ochsenfeldem. Tento jev se nazývá "perfektní magnetismus", nebo po svém objeviteli Meissnerův efekt. V dnešní době existuje spoustu druhů supravodivých materiálů (viz. Tabulka 1).

Chemický vzorec	T _c (kritická teplota)		rok objevu
Hg	4 K	-269 °C	1911
Nb ₃ Ge	23 K	-250 °C	1960
(La,Sr) ₂ CuO ₄	35 K	-238 °C	1986
YBa ₂ Cu ₃ O ₇	90 K	-183 °C	1987
Bi ₂ Sr ₂ Ca ₂ Cu ₃ O ₁₀	110 K	-163 °C	1988
HgBa ₂ Ca ₂ Cu ₃ O	138 K	-135 °C	1993

Tabulka 1: Chemický vzorec a kritická teplota vybraných supravodičů dle roku objevu

Dle teploty se supravodiče dělí na 2 typy. <u>Ní zkot epl otní</u>, složené převážně z čistých kovů a jejich slitin. Jsou dobře mechanicky tvářitelné a výroba vodičů z nich je poměrně nenáročná a jednoduchá. Chladí se kapalným heliem o teplotě 4,2 K, které je ale dost drahé. Supravodiče <u>vysokot eplot ní</u> jsou chlazeny relativně levným kapalným dusíkem na teplotu 77 K. Oproti nízkoteplotním se vyrábějí z velmi křehkých keramických materiálů a technologie výroby vodičů je velmi náročná.



Obrázek 3: Závislost odporu k teplotě supravodivých materiálů

2.3. STAVBA DRÁHY A LEVITACE SUPRAVODIČE

V září loňského roku jsme se poprvé, díky práci v technickém kroužku, dostali k samotnému supravodiči (YBa₂Cu₃O₇). Z internetových zdrojů univerzit z celého světa jsme si nastudovali poskládání magnetů na dráze pro MAGLEV. Následně jsme magnety naskládali na podložku a zahájili testovací provoz, jak můžete vidět na obrázku 4.



Obrázek 4: Testování supravodiče

Následně jsme narazili na problém s poskládáním magnetů v zatáčkách. S tím nám však pomohl vedoucí práce, kterého napadlo vytisknout dráhu na 3D tiskárně. Tento nátisk jsme pak zkompletovali a přilepili na dřevotřísku, jak můžete vidět na obrázku 5. Svrchu je dráha chráněna deskou z plexiskla.



Obrázek 5: Naše dráha pro MAGLEV

Teď nám již zbývá "jen" poslední úkol a to vymyslet "mašinku" na supravodič.

PODĚKOVÁNÍ

Tento projekt vznikl za podpory vedoucího práce Ing. Rudolfa Voráčka, kterému bychom chtěli tímto poděkovat za velmi ochotnou a příjemnou spolupráci. Dále tento projekt vznikl za finanční podpory fondu Evropské unie.

- [1] Monika Losertová, 2007, VŠB TUO Výukové texty pro Úvod do nauky o materiálu, Výběr ze skript: Prof. Jaromír Drápala Elektrotechnické materiály, Dostupné z: <u>http://ka-tedry.fmmi.vsb.cz/637/soubory/Elmagn.pdf</u>
- [2] 2008-2014, Fyzikální ústav AV ČR, v. v. i., K. Knížek Supravodivost a levitace, Dostupné z: <u>http://www.fzu.cz/popularizace/supravodivost-a-levitace</u>
- [3] Jan Kříž, absolventská práce Učební pomůcky s magnety, 2013 VOŠ a SPŠ Žďár nad Sázavou

Bakalářské projekty

Mikroelektronika a technologie

ACCELERATION UNIT FOR HTTP HEADERS IDENTIFICATION IN FPGA

Ivan Bryndza

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xbrynd00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marián Pristach

E-mail: xprist00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents a hardware accelerated identification of HTTP protocol headers, since HTTP is the most used protocol on the Internet. We have designed a hardware architecture, which will be used for detection of HTTP header in each packet. Architecture will be able to achieve the throughput needed for monitoring of 100 Gb/s networks. Nondeterministic finite automata and massive parallelism is used for pattern match.

Keywords: HTTP, Nondeterministic Finite Automata (NFA), BRAM, Field Programmable Gate Array (FPGA)

1. ÚVOD

Kľúčovou a zároveň veľmi výpočtovo náročnou operáciou používanou v oblasti monitorovania a bezpečnosti počítačových sietí je hľadanie vzorov v dátach paketov. Vyhľadávanie vzorov je tatiež vhodné pre detekciu a spracovanie HTTP (Hypertext Transfer Protocol) protokolu, pričom je pre detekciu útokov potrebné hľadať rádovo tisíce vzorov na gigabitových rýchlostiach, čo súčasné softvérové riešenia neumožňujú. V posledných rokoch boli preto vytvorené hardvérové architektúry, založené na technológii FPGA, ktoré umožňujú hľadanie regulárnych výrazov v gigabitových linkách. Táto hardvérová architektúra je navrhnutá tak, aby dosahovala priepustnosť 100 Gb/s a zároveň zabrala menej zdrojov ako doposiaľ známe riešenia.

2. ARCHITEKTÚRA PRE DETEKCIU HTTP HLAVIČIEK

Pre detekciu nebezpečnej sieťovej komunikácie sú účinnejšie regulárne výrazy než reťazce [1]. Pomocou regulárnej množiny a regulárneho výrazu je možné reprezentovať ľubovoľný regulárny jazyk a naopak. Tento jazyk je možné popísať konečným stavovým automatom, pričom ku každému regulárnemu výrazu je možné vytvoriť odpovedajúci konečný automat, ktorý prijíma všetky reťazce definované regulárnym výrazom. Známy a dobre popísaný postup, umožňujúci hľadať množiny regulárnych výrazov, vychádza z mapovania nedeterministického konečného stavového automatu (*angl. nondeterministic finite automata*) (NFA) do technológie FPGA. Mapovanie NFA do FPGA rozšíril pán Clark o zdieľaný dekodér znakov [2].

NFA je popísaný tak, že spracováva jeden znak (jeden bajt) v jednom kroku. Prenosová rýchlosť tohto NFA je pri reálne dosiahnuteľnej frekvencii FPGA 200 MHz iba 1,6 Gb/s. Aby sa dosiahla žiadúca prenosová rýchlosť 100 Gb/s pri pracovnej frekvencii FPGA 200 MHz je potrebná zbernica so šírkou 512 bitov. Znamenalo by to zväčšenie vstupného zdieľaného dekodéru v NFA z 256 znakov na 2⁵¹² znakov, čo je exponenciálny nárast, nehovoriac o zložitosti NFA a počte jeho stavov, ktoré by bolo nutné popísať. Výsledný dizajn by zabral veľké množstvo zdrojov na čipe. Výhodnejší spôsob ako zabezpečiť prenosovú rýchlosť 100 Gb/s je použiť 64 jednoduchých NFA, ktoré spracovávajú 8 bitov (jeden bajt) v jednom takte. Spracovávalo by sa tak 8*64 bitov paralelne. Spôsobilo by to iba lineárny nárast zabratia zdrojov a zachovala by sa jednoduchosť NFA.

V navrhnutej architektúre preto pracujú NFA jednotky paralelne a každý automat spracováva v jednom takte iba 8 bitov. Na spracovaní každého paketu sa podieľajú všetky NFA jednotky, pričom každá spracuje jeden bajt a pošle informáciu NFA jednotke pod ňou. Tá spracuje ďalší bajt atď. Informácie o stave sa preposielajú v slučke až do spracovania celého paketu. Vyhľadávanie prebieha súčasne v niekoľkých paketoch, pričom každý paket je v inom stupni rozpracovania.

Základom architektúry pre detekciu HTTP protokolu v pakete je 64 blokových RAM (BRAM) pamätí, ktoré sú vstavané v FPGA. Na každú adresu sa uloží jeden bajt vstupného zbernicového slova. Jednému slovu teda pripadá rovnaká adresa vo všetkých BRAM. Následné čítanie z pamätí a posielanie do nedeterministických stavových automatov znázorňuje obrázok 1. Na obrázku 1 je pre zjednodušenie znázornených iba 5 BRAM pamätí. V týchto pamätiach je uložených 8 rôzne dlhých paketov.

V každom takte sa k prvej BRAM nastaví signál, ktorý určuje adresu vyčítania z BRAM a zároveň sa nastaví aj signál na určenie čísla BRAM, pri ktorej má čítanie paketu začať. Signály sa nastavujú stále iba k prvej BRAM pamäti. Ušetrí sa tak množstvo prepojení na čipe FPGA. V prvom takte sa nastaví vyčítanie z adresy nula hneď od prvej BRAM a začne sa spracovávať prvý paket. Spracovávanie prvého paketu pokračuje ďalej v ďalších taktoch, pričom sa vyčíta z adresy 0 postupne z každej BRAM. V druhom takte sa k prvej BRAM nastavia signály pre vyčítanie druhého paketu. Paket začína až v tretej BRAM na adrese jedna. Nastavia sa teda signály pre vyčítanie z adresy jedna od tretej BRAM. Všetky signály sa preposielajú v slučke pokým nie je celý paket spracovaný. Po spracovaní paketu sa slučka preruší a k prvej BRAM sa v danom takte nastavia nové signály. Na obrázku 1 je hrubo vyznačené spracovanie posledného bajtu paketu.



Obrázok 1: Spracovanie paketov

Príklad spracovania na obrázku 1 ukazuje, že 8 paketov sa spracovalo za 18 taktov. V prípade, že by sa pakety spracovávali iba jedným jednoduchým nedeterministickým stavovým automatom, spracovanie paketov na obrázku by zabralo 59 taktov. Je to výrazné urýchlenie z rýchlosti 1,6 Gb/s na rýchlosť 5,2 Gb/s, pri uvažovaní pracovnej frekvencie FPGA 200 MHz. Tento príklad má však len 5 BRAM pamätí. To znamená, že maximálna prenosová rýchlosť by v ideálnom prípade bola iba 8 Gb/s. Pri tejto rýchlosti by spracovanie všetkých paketov zabralo 12 taktov (5 bajtov v jednom takte). Veľké spomalenie spôsobuje "nábeh" spracovania a "dobeh" spracovania, spôsobený zreťazením výpočtov (pipeline). Vtedy sa takty nevyužívajú naplno. Príkladom je hneď prvý takt, kedy sa spracováva iba jeden bajt namiesto piatich bajtov naraz, ako je to v deviatom takte. Reálna komunikácia je však značne dlhšia a tak je vplyv týchto faktorov zanedbateľný. Ďalšie spomalenie spôsobujú rôzne dĺžky paketov a medzery medzi nimi. Tento faktor má len malý dopad na spomalenie priepustnosti.

Pre zmiernenie vplyvu rôzne dlhých paketov na spomalenie priepustnosti sa používajú dve vlákna (A a B). Príkladom urýchlenia je takt 6 na obrázku 1. V tomto takte sa z prvej BRAM číta prvý paket, ktorého spracovanie začalo už v prvom takte. Nové riadiace signály by sa v prípade jedného vlákna nemohli nastaviť. Šiesty paket by sa začal spracovávať až v jedenástom takte. V prípade využitia dvoch vlákien sa nové signály nastavia do vlákna B. Spracovanie šiesteho paketu sa spustí už v deviatom takte a jedenásty tak sa môže využiť pre spracovanie iného paketu.

3. ZÁVER

Výhodou tejto hardvérovej architektúry pre vyhľadávanie reťazcov typických pre HTTP, ale aj iných vzorov v pakete, je veľká úspora zdrojov a ich efektívne využitie pri dosiahnutí priepustnosti 100 Gb/s. Využitím paralelne pracujúcich nedeterministických stavových automatov (NFA) so zdieľaným dekodérom sa dosiahol iba lineárny nárast zabratia zdrojov a zachovala sa jednoduchosť stavového automatu. Nastavovaním signálov pre čítanie paketov vždy iba k prvej BRAM pamäti a ich automatickým preposielaním v každom takte k ďalším pamätiam sa ušetrilo množstvo prepojení na čipe FPGA, pretože nie je potrebné každú BRAM riadiť jednotlivo. Dizajn je navrhnutý pre kartu COMBO-100G [3], ktorá je vyvinutá organizáciou CESNET [4] v spolupráci s firmou INVEA-TECH [5]. Základom tejto karty je FPGA typu Virtex-7 H580T, ktoré disponuje 940 BRAM pamäťami, pričom sa na dosiahnutie priepustnosti 100 Gb/s využilo pre hlavnú funkciu iba 64 týchto pamätí. Zároveň je celý dizajn založený na generických parametroch pre budúce zvyšovanie priepustnosti, alebo prípadné znižovanie priepustnosti, pre jej nevyužívanie a potrebu úspory zdrojov na čipe. Ďalšou významnou skutočnosťou je, že celý dizajn je synchrónny, čiže pre svoju funkciu využíva iba jeden hodinový signál. Nie sú tak potrebné asynchrónne prechody medzi hodinovými doménami, ktoré by celý dizajn skomplikovali a spotrebovali ďalšie zdroje na čipe. Pre popis tejto architektúry sa využila výhoda HDL jazykov a to konkrétne jazyka VHDL, ktorou je možnosť popísať paralelne pracujúci systém.

- [1] VÝZKUMNÁ SKUPINA ANT AT FIT. *Rychlé hledání regulárních výrazů*. Brno: 2010. Technická zpráva. FIT VUT.
- [2] CHRISTOPHER R. CLARK AND DAVID E. SCHIMMEL. Efficient Reconfigurable Logic Circuits for Matching Complex. In: *Field Programmable Logic and Application*, 13th *International Conference*. Lisbon (Portugal): 2003, s. 956-59.
- [3] Liberouter. *COMBO-100G* [online]. [cit. 2015-03-21]. Dostupné z: https://
- [4] www.liberouter.org/combo-100g/
- [5] CESNET [online]. [cit. 2015-03-21]. Dostupné z: http://:www.cesnet.cz/
- [6] *INVEA-TECH* [online]. [cit. 2015-03-21]. Dostupné z: https://www.invea.com/en

CLOCK DOMAIN CROSSING INTERFACES

Jakub Cabal

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xcabal05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marek Bohrn

E-mail: bohrn@feec.vutbr.cz

Abstract: This work presents an easy-to-use library of clock domain crossing modules and a methodology for it's use. These crossings are inevitable in moderately complex firmware designs. Incorrectly implemented clock domain crossing modules can lead to data corruption or data loss. For correct functionality of these crossings it is necessary to apply correct constraints. Automatic application of contraints is a part of the created library. Its easy use is also supported by the methodology for selection of correct clock domain crossing module in the form of a decision tree.

Keywords: FPGA, CDC, metastability, Vivado

1. ÚVOD

Pro obvody FPGA vznikají různé aplikace, u kterých je často nutné použít více hodinových domén. Při propojení dvou hodinových domén signálem nebo skupinou signálů vzniká asynchronní přechod. Špatně realizovaný asynchronní přechod může vést k poškození či ztrátě přenášené informace.

Oblast bezpečného řešení asynchronních přechodů mezi hodinovými doménami není triviální a nepatří mezi standardní znalost u návrhářů digitálních obvodů.

Cílem tohoto příspěvku je stručně představit problematiku asynchronních přechodů, popsat implementovanou knihovnu asynchronních přechodů a její použití v praxi a dále představit vytvořenou metodiku použití asynchronních přechodů z této knihovny.

2. PROBLEMATIKA ASYNCHRONNÍCH PŘECHODŮ

Při přenosu informací mezi hodinovými doménami může dojít ke čtyřem různým chybám. Při přechodu z rychlé do pomalé hodinové domény se mohou ztratit data, při přechodu z pomalé do rychlé hodinové domény se mohou některá data zachytit vícekrát, v synchronizačním obvodu se může objevit metastabilní stav anebo může dojít k poškození dat vlivem malého časového posunu [1]. Správné řešení asynchronních přechodů se liší pro jednobitové a vícebitové přechody.

2.1. JEDNOBITOVÉ SYNCHRONIZAČNÍ OBVODY

Nejjednodušším řešením jednobitového asynchronního přechodu je základní synchronizační obvod složený ze dvou nebo i více klopných obvodů typu D [1].

Dalším možným řešením jednobitového asynchronního přechodu je synchronizační obvod se zpětnou vazbou [1]. Tento obvod je složen zejména ze dvou základních synchronizačních obvodů. Jeho nevýhodou je větší zpoždění.

2.2. VÍCEBITOVÉ SYNCHRONIZAČNÍ OBVODY

Častým řešením vícebitového asynchronního přechodu je synchronizační obvod využívající asynchronní paměti FIFO, která přímo oddělí zdrojovou a cílovou hodinovou doménu [1]. Asynchronní FIFO lze v současných obvodech FPGA naimplementovat poměrně jednoduše za pomoci dvouportových blokových pamětí doplněných o řídicí logiku s generátory příznaků plné a prázdné paměti.

Druhou možností, jak vyřešit vícebitový asynchronní přechod, je použít synchronizační obvod využívající metody handshake [1]. Přenos dat mezi hodinovými doménami je v tomto řešení řízen pomocí dvou stavových automatů. Hlavní nevýhodou tohoto řešení je jeho nižší rychlost.

3. KNIHOVNA ASYNCHRONNÍCH PŘECHODŮ

V rámci této práce byla vytvořena knihovna asynchronních přechodů, která je již v současné době nasazena v platformě NetCOPE . Tato platforma slouží pro rychlý vývoj hardwarově akcelerovaných síťových aplikací, například pro akcelerační kartu se 100 Gb/s síťovým rozhraním.

Vytvořená knihovna obsahuje pro řešení jednobitových asynchronních přechodů základní synchronizační obvod (ASYNC_OPEN_LOOP), synchronizační obvod se zpětnou vazbou (ASYNC_GENERAL) a synchronizační obvod pro reset (ASYNC_RESET), který je obdobou základního synchronizačního obvodu. Dále knihovna obsahuje variantu základního synchronizačního obvodu (ASYNC_OPEN_LOOP_SMD) určenou pro synchronizaci jednotlivých bitů Grayova čítače.

Pro řešení vícebitových asynchronních přechodů knihovna obsahuje synchronizační obvod využívající handshake metody (ASYNC_BUS_HANDSHAKE) a tři synchronizační obvody využívající asynchronní FIFO, kde první varianta (ASFIFO) používá distribuovanou paměť, druhá varianta (ASFIFO_BRAM) používá blokovou paměť a třetí varianta (ASFIFO_BRAM_7SERIES), určená pro FPGA řady Virtex-7 od společnosti Xilinx, umožňuje využívat blokové paměti přímo v režimu asynchronní FIFO [2]. Z těchto obvodů jsou dále odvozeny synchronizační obvody pro proprietární datové sběrnice MI32, FLU, FL a DMA.

3.1. OMEZUJÍCÍ PODMÍNKY

Na každý naimplementovaný synchronizační obvod, který je součástí vytvořené knihovny asynchronních přechodů, jsou aplikovány vhodné omezující podmínky (constraints). Výběr a aplikace správných omezujících podmínek představují klíčové kroky při vývoji korektních asynchronních přechodů. Omezující podmínky jsou pro každý synchronizační obvod specifické. V prostředí Vivado Design Suite se nejčastěji používají tyto: *async_reg* – zajišťuje umístění synchronizačních klopných obvodů blízko sebe, *set_false_path* – zajišťuje výjimku z časové analýzy na konkrétní cestu, *set_max_delay* – nastavuje maximální zpoždění signálu na konkrétní cestě [3].

3.2. POUŽITÍ KNIHOVNY ASYNCHRONNÍCH PŘECHODŮ

Největším přínosem vytvořené knihovny je její velmi snadné použití v praxi. Stačí pouze vybrat vhodný asynchronní přechod a následně ho použít na požadované místo v obvodu. Omezující podmínky budou na použitý asynchronní přechod aplikovány zcela automaticky. Toho je docíleno použitím příkazu *SCOPED_TO_REF*, který lze použít ve vývojovém prostředí Vivado Design Suite. Tento příkaz zajistí to, aby se na konkrétní entitu automaticky aplikovaly omezující podmínky připravené v konkrétním XDC souboru přiloženém k použité komponentě [4].

4. METODIKA POUŽITÍ ASYNCHRONNÍCH PŘECHODŮ

V rámci práce byla také vypracována metodika použití vytvořených asynchronních přechodů. Tato metodika je ve formě rozhodovacího stromu a výrazně usnadňuje výběr správného synchronizačního obvodu pro konkrétní asynchronní přechod, který je potřeba správně vyřešit. Zjednodušená verze rozhodovacího stromu je zobrazena na obrázku 1.

Rozhodovací strom provede vývojáře digitálních obvodů přes několik důležitých otázek, zdali jde o vícebitový asynchronní přechod, jestli je vyžadováno použít blokovou paměť, zda bude použito FPGA řady Virtex-7 od společnosti Xilinx a další otázky. Po zodpovězení všech otázek získá návr-

hář digitálních obvodů informaci, které řešení z knihovny asynchronních přechodů použít. Rozhodovací strom byl vytvořen podle znalostí získaných z použité literatury, ale také podle zkušeností s řešením asynchronních přechodů v návrhu digitálních obvodů v praxi.



Obrázek 1: Zjednodušená varianta vytvořeného rozhodovacího stromu.

5. ZÁVĚR

V rámci tohoto příspěvku byl proveden rozbor problematiky asynchronních přechodů mezi hodinovými doménami. Dále byla představena a popsána vytvořená knihovna asynchronních přechodů, která usnadňuje řešení asynchronních přechodů v praxi a již v současnosti je úspěšně nasazena v platformě NetCOPE používané sdružením CESNET. Popsána byla metodika použití asynchronních přechodů a způsob automatické aplikace připravených omezujících podmínek.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval odbornému konzultantovi panu Ing. Jiřímu Matouškovi za odbornou pomoc.

- [1] CUMMINGS, Clifford. SUNBURST DESIGN. Clock Domain Crossing (CDC) Design & Verification Techniques Using SystemVerilog. Boston, USA, 2008. Dostupné z: http://www.sunburst-design.com/papers/CummingsSNUG2008Boston_CDC.pdf
- [2] XILINX INC. 7 Series FPGAs Memory Resources: User Guide UG473. San Jose, USA, November 2014. Dostupné z: <u>http://www.xilinx.com/support/documentation/user_guides/ug473_7Series_Memory_Resour_ ces.pdf</u>
- [3] XILINX INC. Vivado design suite advanced XDC and STA for ISE software users. San Jose, USA, 2012.
- XILINX INC. Vivado Design Suite User Guide: Using Constraints UG903. San Jose, USA, October 2014. Dostupné z: <u>http://www.xilinx.com/support/documentation/sw_manuals/xilinx2014_4/ug903-vivado-using-constraints.pdf</u>

WIRELESS SOUND TRANSFER

Vojtěch Jeřábek

Bachelor Programme (3), FEEC BUT B-MET E-mail: xjerab17@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Pavlík

E-mail: pavlik@feec.vutbr.cz

Abstract:

The project deals mainly with the possibilities of using the module nRF24L01+ for wireless sound transfer with as low latency, good reliability and high sound quality as possible. First part of the project is devoted to description of the device and its internal structure for wireless sound transfer. This issue is connected to the sound digitalization process and its requirements for final sound quality. Second part of this project is focused on description of wireless module nRF24L01+ including analyzing its internal structure and its ways of working.

Keywords: module, memory, transfer, chip, frequency, packet, transmitter, receiver, antenna

1. ÚVOD

Projekt se věnuje především realizaci bezdrátového přenosu zvuku pomocí modulu s čipem nRF24L01+. Jedná se o modul pro přenos digitálního signálu, a proto je zde stručně popsána i problematika a způsoby digitalizace zvuku.

Na trhu s audiotechnikou je nabízeno stále více možností digitálního bezdrátového přenosu zvuku, zejména v oblasti bezdrátových reprosoustav, sluchátek a ozvučovací techniky. Proto jsem se o tuto problematiku začal zajímat. Cílem práce je navrhnout možnosti vytvoření jednoduchého, finančně nenáročného, rychlého a spolehlivého systému pro bezdrátový přenos zvuku

2. BLOKOVÁ SCHÉMATA

2.1. VYSÍLAČ

Blokové schéma vysílače jednokanálového zvuku lze vidět na Obrázek 1.



Obrázek 1: Blokové schéma vysílače

Zesilovač v blokovém schématu slouží pro přípravu signálu pro převodník A/D. Je nutné, aby signál měl korektní úroveň napětí, a aby z něj byly odstraněny všechny signály o vyšších frekvencích než je polovina vzorkovací frekvence převodníku A/D (antialiasingový filtr). Ideální je využití převodníku A/D, který má tyto korekční prvky umístěny přímo jako součást jednoho pouzdra.

Takto upravený signál lze po digitalizaci nahrát do pamětí bezdrátového modulu k zakódování a odeslání. Modul s čipem nRF24L01+ umožňuje při vhodném nastavení a řízení zaslat v rámci jednoho paketu až 32 bajtů. Správné využívání této funkce modulu zajišťuje mikrokontrolér. Ten dále zajišťuje správné nastavení modulu, spolu s řízením převodníku A/D.

2.2. Přijímač

Blokové schéma přijímače jednokanálového zvuku lze vidět na Obrázek 2.



Obrázek 2: Blokové schéma přijímače

V případě, že bezdrátový modul přijme validní paket, je všech 32 bajtů nahráno do paměti mikrokontroléru. Ten poté data postupně předává převodníku D/A. Pro převod D/A je nutné použít stejnou řídicí frekvenci jako u převodu A/D na přijímací straně. To vše je nutné zajistit pomocí mikrokontroléru s přesným oscilátorem.

Signál po převodu D/A je nutné opět vyfiltrovat. Mezní frekvence filtru musí odpovídat frekvenci antialiasingového filtru na vysílací straně. Dále lze podle potřeby aplikace přidat zesilovač pro získání vhodné napěťové úrovně signálu a impedanční přizpůsobení.

3. MODUL NRF24L01+

Výrobce bezdrátového modulu s čipem nRF2401+ je Nordic Semiconductor. Modul je schopen přenášet digitální data ve volně použitelném pásmu 2,4 GHz. Stejné kmitočtové pásmo pro přenos dat využívá například Wifi nebo Bluetooth.

Samotný čip nRF2401+ je běžně dostupný jako již osazený na desce modulu, který lze vidět na obrázek 3 bezdrátový modul s čipem nrf24l01+. Na této desce je také osazený krystal s kmitočtem 16 MHz, nutný pro funkci integrovaného obvodu a impedančně přizpůsobená anténa tvořená vodivou cestou na DPS.



Obrázek 3 Bezdrátový modul s čipem nRF24L01+

Výrobce udává přenosovou rychlost, která může být řídícími prvky nastavena na hodnoty: 250 kb/s, 1 Mb/s nebo 2 Mb/s. Při nastavování vyšších hodnot přenosové rychlosti, je nutné uvažo-

vat počet úspěšně doručených paketů, který bude s přibývající rychlostí a vzdáleností mezi vysílačem a přijímačem klesat.

Jednou z hlavních výhod modulu je automatické zabezpečování paketů, zajištění jejich doručení a následná kontrola validity. K tomu čip na modulu využívá systém ShockBurst. Pro jeho funkci je třeba nastavit pouze adresu, rychlost přenosu, vysílací výkon, délku zprávy a maximální počet opakovánív případě neúspěšného přenosu zprávy. Veškeré nastavování a výměna informací mezi modulem a procesorem probíhá přes rozhraní SPI. Po úspěšném přijetí nebo odeslání paketu změní modul napěťovou úroveň na pinu IRQ. Díky tomu lze jednoduše řídit další přenos.

4. ZÁVĚR

Cílem je navrhnout a sestavit systém pro bezdrátový přenos zvuku s co nejnižším možným zpožděním. Ideálně méně než 10 ms. Dalším cílem je kvalita přenášeného zvuku, srovnatelná s kvalitou hudby na nosičích CD, tedy 16-ti bitové vzorkování s frekvencí 44,1 kHz. V neposlední řadě bude kladen požadavek na cenu, kompaktnost a spolehlivost celého systému.

- REICHL, Jaroslav a Martin VŠETIČKA. *Encyklopedie fyziky: Vzorkování signálu* [online].
 2006 2014 [cit. 2014-12-14]. Dostupné z: http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/1356-vzorkovani-signalu
- [2] ATLANTIDA S.R.O. *Stopařův průvodce digitálním zvukem: 2. díl* [online]. 2009 [cit. 2014-12-14]. Dostupné z: http://www.audiozone.cz/recenze/stoparuv-pruvodce-digitalnim-zvukem-2-dil-t18556.html
- [3] NORDIC SEMICONDUCTOR. NRF24L01+ Single Chip 2.4GHz Transceiver Preliminary Product Specification. Oslo Norsko, 2008. Dostupné z: https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/SMD/nRF24L01Pluss_Preliminary_Produ ct_Specification_v1_0.pdf

PLASMA SPEAKER

Josef Kovář

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkovar63@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Pavlík

E-mail: pavlik@feec.vutbr.cz

Abstract: The article describes the design and construction of one-channel plasma speaker. Absence of mechanical membrane gives the plasma speaker no frequency limitation. The design consists of power source to supply control electronic for signal modulation, converter and output transformer. Modulation of audio signal is realized by integrated circuit TL 594 that provides the PWM modulation. Duty cycle and frequency is adjusted by potentiometers. Dual forward converter is used to voltage amplification. High voltage discharge between the electrodes on the secondary winding is modulated by the PWM signal and produces sound.

Keywords: Plasma, PWM modulation, convertor, frequency

1. ÚVOD

Téma bezmembránového reproduktoru bylo v minulosti podrobeno velkému výzkumu. Jedná se o typ reproduktoru, který nemá žádné pohyblivé části, tudíž není frekvenčně limitován. Jeho funkčnost je lepší a přesnější, než funkce normálního membránového reproduktoru. Tento typ reproduktorů bývá v současnosti využíván většinou jako výškové reproduktory. Jejich cena je však bohužel hodně vysoká. Plazmový reproduktor využívá změn tlaku vzduchu kolem obloukového výboje mezi elektrodami vysokonapěťového transformátoru k vytváření zvuku. Modulace napětí mezi elektrodami je realizována pomocí audio signálu. Práce se zabývá návrhem tohoto zařízení.

2. NÁVRH A REALIZACE

Plazmové reproduktory pracují na principu zahřívání a ochlazování vzduchu kolem výboje. Oblast s vysokou teplotou plynu kolem výboje sousedí se studenější oblastí normálního prostředí a na pomezí těchto dvou prostředí vznikají rázy. Měnící se tlak má za následek vyzáření tlakové vlny do okolí, kterou vnímáme jako zvuk. Velikost tlakových vln se mění pomocí modulace vysokého napětí mezi hroty. Pokud se zvýší teplota, objem nebo tlak se musejí zvýšit taktéž. Když je délka výboje fixována vzdáleností elektrod, objem plynu kolem výboje se zvýšit nemůže. Jediné co se tedy zvýšit může, je tlak plynu. Tato tlaková vlna generovaná výbojem je pak pozorovatelem zaznamenána jako zvuk. Při nízkých frekvencích předpoklad stálého počtu molekul vzduchu kolem výboje není splněn, což vede ke špatné odezvě. Proto má tento typ reproduktorů problémy s přehráváním nižších frekvencí. Největší výhoda spočívá v tom, že plazmové reproduktory nemají žádnou membránu s definovanými rozměry, a proto mají potenciál produkovat zvuk až do 150 kHz. Frekvenční limitace je způsobena tepelnou kapacitou plynu, který je ohříván v okolí výboje. Přesto tento typ reproduktorů stále nabízí mnohem lepší frekvenční spektrum než reproduktory normálního typu, které mají mechanické omezení dané jejich konstrukcí.[1]

2.1. BLOKOVÉ SCHÉMA

Na obr.1 je zobrazeno jednoduché blokové schéma plazmového reproduktoru.



Obrázek1: Blokové schéma plazmového reproduktoru

2.2. FUNKCE OBVODU

Jednotlivé části blokového schématu jsou napájeny síťovým napětím. Na vstupu je zařazen odrušovací filtr pro odfiltrování vysokofrekvenčního rušení. Napětí je poté pomocí transformátoru sníženo na požadovanou úroveň a poté usměrněno pomocí usměrňovacího můstku. Za můstkem je zařazen CLC filtr pro odfiltrování zvlnění. Modulace audio signálu je provedena integrovaným obvodem TL 594, který se stará o PWM modulaci vstupního signálu.[2] Výstupem je tedy modulova- ný signál, jehož frekvence je nastavována potenciometrem P2 a jeho střída potenciometrem P1. Tímto signálem je následně řízen budič IR 2110, který budí tranzistor IRF 540. Ten je otvírán v rytmu pulzů, které přicházejí z budiče a následně budí GDT transformátor pro řízení výkonových tranzistorů IRFP 460, kterými je ovládáno primární vinutí vysokonapěťového transformátoru. Jako výkonový měnič byl použit jednocestný měnič o dvou polaritách napětí a jednom směru proudu.[3] Jeho funkce je řízena výkonovými tranzistory IRFP 460.[4] Po příchodu kladného signálu se oteví- rají tranzistory Q4 a Q5. Ty jsou poté uzavírány tranzistory Q2 a Q3 po skončení impulzu. Cívka následně dodává svou energie zpět do zdrojové části přes diody D₁₀ a D₁₁, kde nabíjí kondenzátory CLC filtru. Na primárním vinutí je umístěn RC člen, který je dimenzován tak, aby zachytil napěťo- vé špičky obvodu při demagnetizaci transformátoru. Použitý transformátor je určen k použití v barevných televizorech. Elektrodový systém je zhotoven z kovových elektrod, z důvodu kvality zvuku. Výše popsané bloky tvoří dohromady celé zapojení plazmového reproduktoru, které je uvedeno na obr. 2.



Obrázek 2: Schéma plazmového reproduktoru



Obr. 3 Plazmový reproduktor v činnosti

3. ZÁVĚR

Při řešení problematiky plazmových reproduktorů jsem se řídil především návrhem jednotlivých bloků tohoto zařízení a volbou správné modulace tak, aby zařízení bylo co nejvíce efektivní a kvalita zvuku byla dobrá. V současné době jsem sestrojil prototyp tohoto zařízení, podle výše uvedeného návrhu. Zařízení je funkční a v současné době se zabývám jeho vylepšením a zkompletováním do finální podoby.

LITERATURA

- [1] SEVERINSEN, Daniel a Gourab Sen GUPTA. *Design and Evaluation of Electronic Circuit for Plasma Speaker* [online]. London, U.K, 2013 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://www.iaeng.org/publication/WCE2013/WCE2013_pp1111-1116.pdf. Thesis. Proceedings of the World Congress on Engineering.
- [2] TL594 Pulse-Width-Modulation Control Circuit. *Texas instruments* [online]. 2014, č. 19 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl594.pdf
- [3] MARTIŠ, Jan a Pavel VLČEK. Plazmový reproduktor hrající výboj ("singing arc") s TV trafem. *High voltage labs* [online]. 2009, č. 17 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://hv-labs.xf.cz/singarc.html
- [4] Power MOSFET IRFP460 datesheet. *Vishay* [online]. 2008, č. 18 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://www.vishay.com/docs/91237/91237.pdf

IGBT TRIGGERED COILGUN

Martin Kovařík

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkova65@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Šteffan

E-mail: steffan@feec.vutbr.cz

Abstract: The coilgun is a device which ejects small projectiles at great speed only by using electromagnetism with maximal power 1,1kJ. This principle offers a much higher theoretical limit on muzzle velocity against conventional projectile propulsion mechanisms. In addition of an electromagnetic acceleration is possible to regulate output velocity/energy and acceleration applied on projectile. Precise regulation could be achieved with power IGBT transistors used in this project.

Keywords: IGBT, Coilgun, Electromagnetism

1 ÚVOD

Vývoj klasických zbraní se postupně zpomaluje, za poslední roky se většina vylepšení týkala aerodynamiky a kinetiky. Moderní zbraně, jako Barreta M82, dokážou vystřelovat projektily až 2,5x větší rychlostí než je rychlost zvuku. Nicméně postupem času budeme hledat technologii na urychlování projektilů na ještě vyšší rychlosti. Elektromagnetické urychlovače, jako kolejnicové a cívkové děla, nejsou limitované vlastnostmi rozpínání plynů a teoreticky nemají limity v dosažitelné rychlosti.

Coilgun [1], neboli cívkové dělo, je často označován jako zbraň budoucnosti především kvůli tomu, že výstřel je bez hluku a záblesku, také nepotřebuje střelný prach. Je to zařízení, které urychluje feromagnetický projektil pomocí cívky a pulzního zdroje proudu. Velký proudový impulz procházející přes cívku vytváří silné magnetické pole, které přitahuje feromagnetický projektil. Jakmile je projektil v cívce, proud je vypnut a projektil pokračuje v udaném směru daném počátečním zrychlením. Pokud by se proud nevypnul, docházelo by k následnému brždění projektilu (známé jako "suckback"). Ovšem efektivita těchto systémů se v současnosti pohybuje kolem 5%, což téměř znemožňuje jakékoli využití v praxi. Cílem této práce bude pokus o zvýšení efektivity s použitím moderních výkonových spínacích prvků.

2 NÁVRH A REALIZACECÍVKOVÉHO DĚLA

Pro spínání elektromagnetického děla je tedy vhodný prvek, který se dokáže vypnout a vydržet velké napětí a proudy. Tyto požadavky splňují výkonové spínací prvky jako Tyristor, MOSFET nebo IGBT tranzistor. Pro minimalizaci "suck back" efektu je třeba mít spínač, který půjde vypnout. Z toho důvodu se stává tyristor nevhodný, přestože jeho napěťové i proudové parametry jsou nejlepší. Zbývá tedy MOSFET a IGBT tranzistor. Pokud uvážíme proudy v řádech stovek ampér, které budou protékat cívkou děla, stává se tak MOSFET nevhodným z důvodu nedostatečné proudové zatížitelnosti. Zbývá tedy IGBT tranzistor, který je sice pomalejší než MOSFET, ovšem nabízí výbornou proudovou zatížitelnost a je schopen vydržet velká závěrná napětí. IGBT tranzistor je vlastně bipolární tranzistor řízený tranzistorem MOSFET a má podobné parametry jako tyristor. Pro aplikaci byl zvolen bezpotenciálový modul Toshiba MG400Q1US41 [2], který je dimenzován na průrazné napětí 1200V a 400A trvalého proudu, ztrátový výkon 2400W.

Po zvolení tranzistoru je třeba vzít v potaz, že takto velký tranzistor vyžaduje pro správnou funkci korektní budič IGBT. [3] [4] Jedná so o obvod zesilující řídící signály na napěťové a proudové úrovně potřebné ke správnému sepnutí tranzistoru. Výstup budiče je připojen na hradlo a emitor buzeného tranzistoru. Základní úlohou budiče IGBT je zajistit galvanické oddělení na rozhraní mezi řídícími a výkonovými obvody měniče. Toto galvanické oddělení je kritické pro správnou funkci celého obvodu, protože každý tranzistor se nachází na jiném napěťovém potenciálu. V mém případě jsou tranzistory posunuté o 450V. Pro elektrickou izolaci se využívá optočlenů nebo transformátorů.

Při návrhu budiče je tedy třeba zohlednit galvanické oddělení signálové a výkonové části, použité napájení a minimální kapacitu mezi vstupem a výstupem z důvodu minimalizace kapacitního proudu přes optočleny.

1.1. BLOKOVÉ SCHÉMA



Obrázek 1: Blokové schéma Cívkového děla

1.2. FUNKCE OBVODU



Obrázek 2: Zapojení výkonové části Cívkového děla

Funkce samotného výkonového obvodu je z principu jednoduchá. Obrázek 2 ukazuje výkonový obvod použitý pro spínání proudu do cívky. Na pin NABÍJENÍ_+450V se přivádí napětí z nabíječky, které nabíjí hlavní kondenzátor – zdroj proudu pro cívku. Jako topologie zapojení je použit jednočinný propustný měnič o jednom směru proudu a dvou polaritách napětí. Při sepnutí obou tranzistorů začne cívkou procházet proud. Po vypnutí tranzistorů se obrátí napětí na cívce a přes diody se nevyužitá energie z cívky předá zpátky do kondenzátorové banky. Díky této topologii zde lze snadno provádět regulaci proudu. Regulace proudu pomůže linearizovat proud, který poteče přes cívku a také ochrání IGBT tranzistory před přetížením.



Obrázek 3: Zapojení testovacího prototypu

Obrázek 3 ukazuje sestavený testovací prototyp děla s jednodušší verzí budiče bez použití obvodu ACPL 337J. Na prototypu byla vyzkoušená celková funkce obvodu za sníženého napětí na kondenzátoru na maximum 200V. I se sníženým napětím a nedokonalým budičem IGBT se podařilo obvod vyladit na úsťovou rychlost 22m/s. Obvod také nespotřebuje pro výstřel všechnu energii v kondenzátoru, což bude výhodné pro opakované výstřely. Rekuperace energie uložené v cívce funguje také, ale není příliš markantní z důvodu nízké indukčnosti cívky.

3 ZÁVĚR

Na konstrukci cívkového děla jsem si vyzkoušel, jak se pracuje s moderními výkonovými součástkami a sestavil testovací prototyp schopný výstřelu. Dále jsem navrhl korektní budič IGBT, který se bude v nejbližší době oživovat pro testy na děle. Díky galvanicky oddělenému budiči bude cívkové dělo schopno pracovat na plné napájecí napětí, což by mělo zajistit vyšší úsťové rychlosti. Navíc galvanicky oddělený budič zajistí bezpečné sepnutí IGBT tranzistorů bez hrozby jejich zničení. Celý návrh je zamýšlen jako modulární stavebnice, kdy pro zvýšení výkonu se pouze přidá další urychlovací stupeň bez zásahů do předchozího stupně.

- [1] Coilgun. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): WikimediaFoundation, 2001- [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Coilgun
- [2] Toshiba IGBT. In: *Datasheet* [online]. 2003 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/31060/TOSHIBA/MG400Q1US41.html
- [3] PATOČKA, Miroslav a Pavel VOREL. Budiče výkonových tranzistorů MOSFET a IGBT [online]. VUT Brno, 2004 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/clanky/04030/index.html. Článek. VUT Brno.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice*. Vysoké učení technické v Brně: Vutium, 2011. ISBN 8021440031, 9788021440036.

VIBRATION SENSOR

Jan Matěj

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xmatej44@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marek Bohrn

E-mail: bohrn@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper lays out a design of a system for reading the radar antenna gearbox vibrations. Firstly it names different types of sensors and defines their suitability for this usage. It describes their important electric and frequency properties. Secondly it shows a design of the data transmission system from the transducer to a computer and describes measured data changes according to the gearbox faults.

Keywords: Vibration measurement, accelerometers, piezoelectric accelerometer, spectral analysis

1. ÚVOD

V dnešní době je měření elektrických i neelektrických veličin velmi důležitou součástí elektrotechniky. Díky němu je možné zjišťovat stav různých zařízení, předpovídat poruchy a nutnost opravy. Tento článek se zabývá návrhem řešení pro diagnostické měření na převodovce radarové antény. Pro identifikaci vad převodovek je nezbytné měřit změnu frekvence a amplitudy snímaných vibrací v čase. Pro měření se využívají senzory pohybu.

2. SENZORY POHYBU

Senzory pohybu můžeme rozdělit do tří základních kategorií.

- Senzory polohy kapacitní senzory s proměnnou plochou překrytí, odporové senzory polohy potenciometry,
- Senzory rychlosti elektrodynamický senzor vibrací,
- Senzory zrychlení akcelerometry. [1]

U senzorů polohy je nezbytné použít pevný vztažný bod, vůči kterému je pohyb měřen. Vytvořit takový vztažný bod je však značně obtížné. Pomocí elektrodynamického senzoru rychlosti lze přesně měřit frekvence jen asi do 3 kHz. Nejvhodnější volbou tak představují senzory zrychlení.

Senzorů zrychlení existuje celá řada. Kapacitní, piezorezistivní a piezoelektrické akcelerometry.

Nejčastěji využívaným typem akcelerometrů v průmyslu je piezoelektrický senzor vibrací se střihovým (smykovým) jevem. Tyto senzory jsou odolné vůči rušení a teplotním vlivům. [2]

2.1. VÝBĚR SENZORU

Výběr senzoru je podřízen několika kritériím v závislosti na jeho použití. Nejpodstatnějšími parametry jsou: Dynamický rozsah (maximální měřitelné zrychlení), frekvenční rozsah, citlivost (hodnota změny napětí při změně zrychlení o 9,81 m·s⁻²), hodnota hustoty šumu, teplotní rozsah a teplotní citlivost, možnosti montáže senzoru.

V tomto případě je převodovka navržena pro snížení otáček elektromotoru. Nejvyšší měřené frekvence se tak budou nacházet na ozubeném kole nejblíže motoru. Zde je nezbytné zavést pojem zubová frekvence. Ta se vypočítá vynásobením frekvence otáčení a počtem zubů podle vztahu (1). Tato hodnota pak představuje nejvyšší frekvenci, kterou je nezbytné měřit.

$$f_z = f_{ot} \cdot N_z \tag{1}$$

V dané aplikaci jsou požadované parametry: frekvenční rozsah alespoň 10 kHz, vzhledem k nízkým hodnotám vibrací $(10^{-3} \text{ g} \approx 10^{-2} \text{ m} \cdot \text{s}^{-2})$ co největší citlivost a nejnižší hodnota šumu a pro co nejmenší útlum vibrací mezi konstrukcí a senzorem možnost montáže pomocí závitu.

Vzhledem k předchozím požadavkům byl vybrán senzor 780B společnosti Wilcoxon Research. Jedná se o piezoelektrický akcelerometr se střihovým jevem, který patří do rodiny ICP (Integrated Circuit Piezoelectric) s vestavěným zesilovačem. Senzor je třeba napájet proudovým zdrojem. Frekvenční rozsah je 14 kHz, citlivost 100mV/g, šum $5\mu g/\sqrt{Hz}$ a je možné jej zašroubovat pomocí závrtného šroubu na potřebné místo.

3. OBVOD PRO PŘENOS DAT DO PC

Blokové schéma navrženého obvodu je na obrázku 1. Výstupní signál ze senzoru je přiveden k zesilovači. Po zesílení je signál ořezán antialiasingovým filtrem a následně navzorkován A/D převodníkem. Tato data jsou předána obvodu FPGA, který je posílá do mikrokontroléru. Ten je součástí modulu, jenž obsahuje rozhraní Ethernet, kterým jsou data posílána do počítače.



Obrázek 1: Blokové schéma desky pro přenos naměřeného signálu do PC

Jako zesilovač je použit diferenční operační zesilovač AD8138, který zajišťuje zesílení vstupního signálu pro využití dynamického rozsahu A/D převodníku. Vzhledem k velmi malé amplitudě vstupního signálu v desítkách μ V je nezbytné zesílení alespoň 10⁴. Proto jsou za sebou zařazeny dva operační zesilovače s takovým zesílením, aby na výstupu pro A/D převodník dosahoval signál amplitudy kolem 0,5 V. Antialiasingový filtr je realizován jako aktivní filtr druhého řádu přímo na operačních zesilovačích s mezní frekvencí 10 kHz. Pro A/D převodník byl vybrán AD9235 s 12 bitovým rozlišením, který je nastaven na vzorkovací frekvenci 100 kHz. Jako FPGA byl vybrán obvod z rodiny Spartan-6 společnosti Xilinx. Pro přenos dat do počítače byl vybrán modul UNC20 od společnosti Forth-Systeme GmbH. Tento modul obsahuje mikroprocesor, paměť, rozhraní Ethernet a další periferie. Jelikož modul není schopen přistupovat k navzorkovaným datům z A/D převodníku v reálném čase, pracuje FPGA jako FIFO, kdy předává data mikroprocesoru, když k tomu modul UNC 20 vyšle pokyn. Jelikož je deska navrhnuta pro připojení zároveň dvou těchto akcelerometrů (pro sledování vibrací jak v axiálním, tak v radiálním směru vzhledem k hřídelům převodov-ky), je potřeba značná paměť v FPGA.

4. ZPRACOVÁNÍ NAMĚŘENÝCH DAT

Naměřená data ze senzoru je možné analyzovat buď v časové nebo frekvenční oblasti. Častěji se však využívá frekvenční analýzy, kde se posuzují velikosti jednotlivých složek spektra. Otáčková frekvence, tedy frekvence, na které se otáčí hřídel a také zubová frekvence **Chyba! Nena-**lezen zdroj odkazů. Dochází zde také k amplitudové modulaci, kdy nosný signál je dán zubovou frekvencí, který je modulován otáčkovou frekvencí.

Ve spektru lze odhalovat především tyto jevy:

- Nevyváženost hřídele způsobí vibrace na otáčkové frekvenci a také na jejím dvojnásobku.
 Amplituda vibrací přitom roste s druhou mocninou otáček. [2]
- Prohnutý hřídel způsobí zákmity na frekvenci otáčení a na jejím dvojnásobku.
- Obroušení zubů Dochází k nárůstu druhé a třetí spektrální složky, k rozšíření bočních pásem.
- Nesouosost hřídelů projevuje se nárůstem druhé a třetí složky zubové frekvence a rozdílnou výškou pravého a levého bočního pásma. Dobře je to patrné na obrázku 2.



Obrázek 2: Spektrum převodovky trpící nesouosostí hřídelů

5. ZÁVĚR

Článek se věnoval návrhu systému pro snímání vibrací. Základním prvkem je senzor vibrací. Nejlepším kandidátem se ukázal být piezoelektrický akcelerometr zvláště díky jeho velkému frekvenčnímu rozsahu. Dále zde bylo představeno řešení pro přenos údajů ze snímače do počítače. To se skládá z několika důležitých prvků – zesilovače, filtru, A/D převodníku, FPGA a modulu s mikroprocesorem a rozhraním Ethernet. Také byl v článku proveden rozbor možných vad převodovky

a jejich projev ve vibracích stroje.

- [1] RIPKA, Pavel; ĎAĎO, Stanislav; KREIDL, Marcel; NOVÁK, Jiří. Senzory a převodníky. 1. vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005, 136 s. ISBN 80-010-3123-3.
- [2] KREIDL, Marcel; ŠMÍD, Radislav. Technická diagnostika: senzory, metody, analýza signálu. 1. vyd. Praha: BEN, 2006, 406 s. Senzory neelektrických veličin. ISBN 80-730-0158-6.
- [3] GIRDHAR, Paresh; SCHEFFER, Cornellius. Practical machinery vibration analysis and predictive maintenance. Burlington, MA: Newnes, 2004, 255 s. ISBN 07-506-6275-1.

DESIGN OF VOLTAGE REFERENCE CIRCUIT IN ONSEMI I3T TECHNOLOGY

Lukáš Pěček

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xpecek03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vilém Kledrowetz

E-mail: kledrowetz@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this paper is to design accurate bandgap voltage reference circuit in OnSemi I3T technology. A trimming technique with transistor switches is utilized to adjust output reference voltage and reduce overall error of circuit. The functionality was verified in industrial temperature range with consideration of manufacturing process tolerances using Cadence environment.

Keywords: bandgap, voltage, reference, trimming

1. ÚVOD

Napěťové reference tvoří základní součást většiny integrovaných obvodů. Zajišťují definovanou úroveň napětí a je tedy od nich požadováno, aby byly přesné a stabilní. To znamená co nejméně závislé na teplotě, napájecím napětí ale i na toleranci výrobního procesu. Tyto vlastnosti poskytují zapojení bandgap referencí, které vhodně využívají teplotní závislosti bipolárních tranzistorů. Práce se zabývá návrhem bandgap reference s trimovacím obvodem v technologii I3T25.

2. PRINCIP BANDGAP REFERENCE

Princip bandgap napěťové reference (obrázek 1) spočívá v generování napětí U_{BE} na přechodu PN s teplotní závislostí přibližně -2 mV/°C (CTAT) a teplotního napětí U_t (*kT/q*), které má teplotní koeficient 0,085 mV/°C (PTAT). To je násobeno konstantou *K* a sečteno s napětím U_{BE} , čímž dojde k vzájemné kompenzaci [1], [2].



Obrázek 1: a) Princip funkce [2] b) Schéma zapojení napěťové reference

Schéma zapojení reference je ukázáno na obrázku 1. Operační zesilovač ve zpětné vazbě udržuje stejné napětí na kolektorech tranzistorů T_1 a T_2 a tím i na rezistorech R_3 a R_4 . Pokud mají tyto rezistory shodný odpor, je zajištěn i stejný kolektorový proud obou tranzistorů.

Výstupní referenční napětí o velikosti přibližně 1,26V je poté dáno vztahem:

$$U_{ref} = U_{BE2} + \frac{R_1}{R_2} \Delta U_{BE} = U_{BE2} + 2U_t \ln(N) \frac{R_1}{R_2},$$
 (1)

kde *N* je poměr proudových hustot emitorů obou bipolárních tranzistorů T_1 a T_2 . Tohoto poměru je dosaženo jejich rozdílnými plochami danými paralelním zapojením několika tranzistorů. Jelikož je pro kompenzování teplotní závislosti napětí ΔU_{BE} násobeno určitou hodnotou, násobí se tím i jeho chyba. Je tedy vhodné dosáhnout co nejvyššího napětí ΔU_{BE} , aby mohl být násobící poměr a tím i výsledná chyba nízká. Proto byl zvolen poměr N = 8 daný jedním tranzistorem T_2 a osmi tranzistory T_1 . Takový počet lze i snadno uspořádat do čtvercového tvaru a dosáhnout tak lepšího souběhu (matchingu). Vhodným poměrem rezistorů R_1 a R_2 je dosaženo nejvýhodnějšího průběhu závislosti referenčního napětí na teplotě. Rezistory R_3 , R_4 ovlivňují vliv napěťové nesymetrie operačního zesilovače na chybu proudu oběma tranzistory T_1 a T_2 a tím výslednou chybu reference. Zároveň zajišťují funkci diferenčního páru OZ v jeho vstupním napěťovém rozsahu.

2.1. OPERAČNÍ ZESILOVAČ

Operační zesilovač tvoří důležitou část celého obvodu. Pomocí rezistorů R_3 a R_4 zajišťuje správný poměr proudových hustot tranzistorů T_1 a T_2 . Změna v tomto poměru se významně projeví na výstupním napětí a jeho teplotním průběhu. Velmi významnou roli tedy hraje zejména vstupní napěťová nesymetrie operačního zesilovače a z jeho parametrů se nejvíce podílí na celkové chybě reference. Proto byl při návrhu kladen důraz na snížení napěťové nesymetrie, zatímco některé parametry jako např. šířka pásma, rychlost přeběhu apod. nebyly kritické.

2.2. START OBVODU

Uvedené zapojení reference má dva pracovní body, přičemž po zapnutí obvodu se nachází v nežádoucím bodě. Startovací obvod tvořený tranzistory M_1 , M_2 a M_3 zajišťuje přesun do správného pracovního bodu. Při výstupním napětí reference blízko nuly sníží potenciál na invertujícím vstupu OZ a nastartuje tak obvod. Poté již neovlivňuje zbývající část zapojení.

2.3. TRIMOVÁNÍ

V důsledku výrobní tolerance parametrů součástek není zajištěna ideální teplotní kompenzace. Změnou hodnoty rezistoru R_1 (respektive poměru R_1/R_2) je možné korigovat průběh teplotní závislosti výstupního napětí a docílit tak vyšší přesnosti reference. Z tohoto důvodu byl navržen trimovací obvod, pomocí kterého lze digitálně upravit hodnotu rezistoru R_1 [3]. Rozsah nastavení tvoří jen úzkou část celkové velikosti odporu. Ten byl určen pomocí corner analýzy a simulace Monte Carlo tak, aby mohla být chyba výstupního napětí plně korigována. Obvod (obrázek 2) je tvořen rezistorem s konstantní velikostí a spínanou rezistorovou sítí, přičemž použito bylo 5 bitů. Každý spínač je tvořen invertorem a dvěma tranzistory NMOS se stejnými rozměry, které mají tím pádem téměř shodný odpor R_{on} . Součet R_{on} všech tranzistorů tedy způsobuje jen systematickou chybu teplotního koeficientu. Změnou odporu R_1 se proto lineárně mění i teplotní koeficient výstupního napětí.



Obrázek 2: a) Změna odporu R₁ b) Zapojení trimovacího obvodu

3. SIMULACE

Zapojení napěťové reference bylo simulováno v průmyslovém teplotním rozsahu -40 °C až 85 °C. Průběh teplotní závislosti výstupního napětí má charakteristický tvar inverzní paraboly. Vhodnou volbou parametrů součástek je střed a tím i nulový teplotní koeficient nastaven uprostřed teplotního rozsahu pro typický proces, což odpovídá přibližně pokojové teplotě. Bylo využito corner analýzy simulující vliv tolerance součástek a napájecího napětí (3 V – 3,6 V) na chybu reference. Chyba souběhu byla zjištěna pomocí metody Monte Carlo.



c)



4. ZÁVĚR

Byla navržena napěťová bandgap reference v technologii OnSemi I3T25. Ta byla odsimulována v průmyslovém teplotním rozsahu včetně uvažování výrobních tolerancí. Pro korekci těchto odchylek při výrobě byl navržen trimovací obvod, pomocí něhož lze podstatným způsobem zvýšit přesnost reference. Ta se bez dostavení pohybuje okolo 3% a s použitím trimování ji lze až desetinásobně zvýšit.

- [1] ALLEN, Phillip E. a Douglas R. HOLBERG. *CMOS analog circuit design*. 2nd ed. New York: Oxford University Press, 2002, 784 s. ISBN 01-951-1644-5
- [2] GRAY, Paul R. *Analysis and design of analog integrated circuits*. 5th ed. New York: Wiley, 2009, xiv, 881 p. ISBN 978-047-0245-996.
- [3] NING, Zhi-hua a Le-nian HE. A low drift curvature-compensated bandgap reference with trimming resistive circuit. *Journal of Zhejiang University SCIENCE C*. 2011, vol. 12, issue 8, s. 698-706. DOI: 10.1631/jzus.C1000440

AUTOMATIC WATER SYSTEM OF GREENHOUSE

Martin Prokop

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xproko29@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Háze

E-mail: haze@feec.vutbr.cz

Abstract: The objective of this thesis is a design of automatic water system of greenhouse, which will be able measure temperature, relative humidity of air and soil. System will control air and water management based on these values.

Keywords: temperature measuring, relative humidity measuring, automatic control, water system

1. ÚVOD

Již v minulosti vyplynula potřeba jisté automatizace a to jak ve výrobě samotné, tak v každodenním životě. Pro tento krok bylo potřeba vyvinout nové technologie a to jak pro zpracovávání signálů tak hlavně senzorických systémů, především schopností převézt neelektrickou veličinu jako je teplota, tlak, vlhkost a mnoho dalších na veličinu elektrickou, nejlépe elektrické napětí. To je následně zpracované elektronickými obvody. Původně šlo vše realizovat čistě elektricky. Například pomoci rtuťového teploměru s vloženým vodičem. S příchodem polovodičů, ale hlavně digitálních obvodů, se celý systém automatizace posunul na zcela novou úroveň. Bylo možno signál nejen vyhodnotit, ale i uchovávat.

Obsahem této práce je návrh vlastního regulačního systému skleníku. Celé zařízení bude navrženo jako stavebnice, ke které je možno připojit více senzorů, například několik čidel vlhkosti jak půdy, tak i vzduchu, nebo teplotní senzory v několika místech skleníku a to i venku s možností porovnáváni a následného upravení zavlažovacího profilu. Zařízení bude schopno samostatně udržovat prostředí v požadovaných hodnotách. Bude schopno aktivně reagovat na změnu venkovní teploty či relativní vlhkosti a následně snížit množství vláhy dodávané skrz elektromagnetické ventily, či otevřít větrací okna při přesažení maximální hodnoty vlhkosti.

2. NÁVRH A REALIZACE

Při vlastním návrhu vycházíme z toho, že bude vytvořen nezávislý systém, jenž bude možno upravit přesně na míru danému skleníku. Účelem je vytvořit zařízení, které bude schopno reagovat i na náhlé změny počasí a to bez nutnosti zásahu člověka.

Systém se skládá ze čtyř základních segmentů, ze senzorické části, kde probíhá měření vlhkosti a teploty, vyhodnocovací části, kterou představuje zvolený mikrokontrolér, reakční části, která se stará o ovládání připojených zařízení jako například elektromotor pro ovládání oken nebo magnetický ventil a v neposlední řadě napájecího obvodu obstarávajícího dodávku elektrické energie všem komponentám.



Obrázek 1: Blokové schéma systému

2.1. MĚŘENÍ VLHKOSTI PŮDY

Senzor vlhkosti půdy využívá převážně jednu metodu a to metodu hydrometrickou (sorpční). Jde o dva vodiče zasunuté do měřeného prostředí (půdy) v definované vzdálenosti, připojené na napětí. Následně je pak měřen proud procházející půdou v závislosti na jejím nasáknutí vodou. Z toho je poté vypočtena její vlhkost. Čidlo samotné, se doplňuje o doprovodný obvod, který hodnotu vodivosti převádí do digitální podoby a následně porovnává s přednastavenou konstantou.



Obrázek 2: Senzor měření vlhkosti půdy[2]

2.2. MĚŘENÍ TEPLOTY A VLHKOSTI VZDUCHU

Většina dostupných čidel funguje na kapacitním principu vlivem sorpce vodních par do dielektrika a změny jeho impedance tudíž i kapacity. Z nabídky bylo vybráno kombinované čidlo DHT11, které na jednom čipu umožňuje jak měření teploty, tak i vlhkosti. Použití tohoto kombinovaného čidla značně zjednoduší návrh i z důvodu digitálního výstupu. Přenos dat je 40bitový a senzor posílá bit s nejvyšší hodnotou první.

Formát dat je takový: 8bit integral RH data + 8bit decimal RH data + 8bit integral T data + 8bit decimal T data + 8bit check sum.



Obrázek 3: Senzor vlhkosti a teploty DHT11[3]

2.3. VYHODNOCOVACÍ ČÁST

Již od počátku návrhu bylo jasné, že se celý systém bez mikrokontroléru neobejde. Jako nejvhodnější byl zvolen mikrokontrolér firmy Atmel Corporated. Hlavním rysem těchto oblíbených mikrokontrolérů je jejich bohaté vybavení perifériemi celé řady a možnost celý systém programovat v jazyce C. Mikrokontrolér ATmega 16 je nízkopříkonový 8 bitový mikrokontrolér postavený na architektuře CMOS. Jeho ovládání zajišťuje redukovaná instrukční sada.

3. ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout regulační systém skleníku, který by byl schopen samostatně řídit zavlažování a větrání skleníku. Při výběru vhodných senzorů bylo přihlédnuto hlavně na jejich cenu a schopnost komunikace s řídicím obvodem v digitální podobě.

V budoucnu je v plánu sestavení prototypu a odzkoušení všech potřebných částí. Již při návrhu bylo počítáno s následujícím doplnění obvodu o displej, popřípadě klávesnici. Z tohoto důvodu byl zvolen mikrokontrolér ATmega 16, který množstvím zatím nevyužitých portů toto rozšíření umožňuje. Nyní je vytvářeno hlavní jádro programu a testován podprogram pro měření vlhkosti a teploty čidlem DHT11 a to v programu Atmel studio 6.2.

- [1] HOLAIN, M. *Bezdrátová meteostanice*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 70s, 10 příloh. Vedoucí diplomové práce Doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
- [2] DX.com E-schop s elektronikou technikou [cit. 2014-12-16]. Dostupné z WWW: <http://www.dx.com/cs/p/fc-28-a-soil-humidity-sensor-black-silver-186672?tc=CZK&gclid=CMC40bW7ysICFVPJtAod7XMAZQ#.VJAYSiuG91Y>
- [3] Katalogový list D-robotics [cit. 2014-12-16]. Dostupné z WWW: <http://www.micropik.com/PDF/dht11.pdf>

CENTRAL UNIT OF THE WIRELESS SENSORS NETWORK

Zdeněk Ptáček

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xptace15@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Pavlík

E-mail: pavlik@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with function and control description of wireless communication circuit nRF24L01+ and its possible use for the creation of local wireless sensor network of tree topology. Further is described function of sensor network and designes the central control unit for measured data collecting. Collected data are sent to computer and displayed to user. Finally there is considered possibility of powering modules by battery.

Keywords: nRF24L01+, sensors network, wireless communication

1. ÚVOD

Senzorická síť popsaná níže může sloužit za účelem měření, stejně jako pro zabezpečení domu. Síť je navržena a optimalizována pro bateriové napájení jednotlivých senzorických jednotek a za tímto účelem byl také vybrán radiofrekvenční komunikační modul nRF24L01+, jehož některé parametry a možnosti jsou zmíněny v následující kapitole. V další kapitole je blíže popsán princip a chování sítě, kdy všechny informace poslané sítí jsou shromažďovány centrální sběrnou jednotkou a přeposílány do počítače.

2. BEZDRÁTOVÁ SENZORICKÁ JEDNOTKA

Senzorická jednotka, nebo také senzor, je složena ze dvou hlavních částí. První, je komunikační modul nRF24L01+, který obstarává rádiové spojení s ostatními senzory sítě a druhou, je mikrokontrolér, který plní funkci obsluhy a sběru dat z čidel. Radiofrekvenční modul nRF24L01+ byl vybrán vzhledem ke své nízké spotřebě a také relativně velkému dosahu, avšak nevýhodou je právě přítomnost obslužného mikrokontroléru.

2.1. KOMUNIKAČNÍ RF MODUL NRF24L01+

Komunikace s mikrokontrolérem probíhá přes rozhraní SPI. [1] Hlavní parametry jsou uvedeny v následující tabulce.

Parametr	Hodnota
Napájecí napětí	1,9 – 3,6 V (na vstupech až 5V)
Proudová spotřeba	900 nA – 13,5 mA
Maximální dosah	80 – 100 m
Frekvenční pásmo	2,4 – 2,525 GHz
Rychlost přenosu dat	250 kbps, 1 Mbps a 2 Mbps
Maximální délka zprávy	32 bytů

Tabulka 1: Parametry modulu nRF24L01+[1]

V nepřetržitém režimu provozu při maximálním zatížení by při kapacitě baterie 1000mAh mohl samotný modul komunikovat asi 3 dny a 9 hodin, při opačném extrému v režimu nízké spotřeby pak bez mála 127 let (bez komunikace). Modul může také pracovat jako vícenásobný přijímač, kdy v přijímacím režimu zpracovává příchozí zprávy až od 6modulů. Adresy těchto modulů musejí být nastaveny v příslušných registrech. Při obdržení paketu, je porovnána nejprve jeho adresová část s adresou nastavenou v registru. Náleží-li spárovanému vysílači, jsou data uložena do zásobníku, v opačném případě jsou zahozena. [1]

2.2. Obslužný mikrokontrolér

RF modul samotný nedokáže uchovávat hodnoty registrů bez přítomnosti napájení, proto musejí být tyto hodnoty vždy po připojení napájení znovu nastaveny. Nastavení registrů obstarává obslužný mikrokontrolér, který načítá uložené hodnoty (pokud existují) z paměti EEPROM. V určitých případech sám RF modul zažádá mikrokontrolér o pozornost vysláním signálu přerušení. Přerušení je vysláno v případě, že nastala některá z následujících situací [1]:

- byl obdržen paket,
- paket byl úspěšně vyslán (pokud je aktivována funkce automatického potvrzování, je přerušení vyvoláno až po přijatém potvrzení) nebo,
- přenos selhal, protože bylo dosaženo maximálního nastaveného počtu znovu poslaných paketů bez obdržení potvrzení o přijetí.

3. CHOVÁNÍ SÍTĚ

Každá senzorická jednotka sítě vykonává jednu ze tří možných funkcí. Jedinečnou funkci zastává centrální jednotka, která shromažďuje obdržené informace, případně vysílá požadavky a jako jediná má pevný zdroj napájení. V paměti EEPROM uchovává kromě hodnot pro inicializaci RF modulu také adresy všech senzorů připojených k síti. Až na výjimky, kdy je třeba poslat informace modulům sítě, se centrální jednotka nachází neustále v přijímacím režimu. Komunikací přes rozhraní USB/UART lze z počítače prostřednictvím centrální jednotky nastavovat nebo jen číst hodnoty registrů jednotlivých senzorů v síti. Další, nejjednodušší funkci v síti zastává koncová senzorická jednotka, která komunikuje jen se svou nadřazenou jednotkou. Ta pracuje zároveň v režimu opakovače, kdy přijímá informace od podřízených jednotek a přeposílá jednotce nadřízené. Koncepční schéma senzorické sítě je vyobrazeno níže na Obrázku1.



Obrázek 1: Koncepční blokové schéma sítě

3.1. STAV INICIALIZACE SÍTĚ

Každá senzorická jednotka se po připojení napájení snaží načíst hodnoty parametrů uložených v paměti EEPROM. Mezi parametry se řadí např.: adresy jednotek, se kterými jednotka komunikuje, interval vysílání, doba vysílání, rychlost vysílání, vysílací pásmo atd. Pokud parametry neexistují, znamená to, že modul ještě nebyl do žádné sítě zařazen. Po nastavení všech parametrů přechází jednotky sítě do režimu aktivní komunikace, kdy se v nastavených intervalech snaží o spojení se svými nadřazenými jednotkami. Nastavení parametrů u centrální sběrné jednotky probíhá obdobným způsobem. Pokud však neexistuje záznam nastavení v paměti EEPROM, čeká jednotka na nastavení z počítače.

3.2. Připojení nové senzorické jednotky

Pro připojení nového senzoru k síti, je potřeba senzor připojit k centrální jednotce přes rozhraní UART. Ta jej sama zařadí do stromu sítě a nastaví volnou fyzickou adresu. Tato adresa je poté uložena k ostatním adresám sítě v paměti EEPROM. Standardní vysílací interval nově připojeného senzoru je 1 minuta. Interval určuje, jak často senzor odesílá naměřená data nadřazenému senzoru v síti. Hodnotu vysílacího intervalu, stejně jako ostatní hodnoty v paměti EEPROM, lze změnit prostřednictvím počítače. Jakmile je nastavení senzoru hotovo, spojí se centrální jednotka s nadřazeným senzorem nově připojeného senzoru a předává mu informace o nastavení, včetně zvolené adresy.

3.3. MASTER IDENTITY

Identifikátor MASTER IDENTITY (MID) představuje druh ochrany při sběru dat mezi sítěmi se stejnými adresami, ale jinými centrálními jednotkami. Jako MID může sloužit fyzická adresa sběrné jednotky nebo uživatelem zvolené hexadecimální číslo. Každá centrální jednotka má jedinečné MID, které je používáno při komunikaci mezi jednotlivými senzory sítě.

Může nastat situace, kdy bude MID centrálních jednotek shodné. Proto se centrální jednotka snaží o komunikaci s jednotkou se stejnou adresou. Při úspěchu buď svou adresu změní sama, nebo požádá o změnu uživatele (PC). Po změně je opět proveden test "volnosti" adresy. Jeden komunikační kanál tedy obsazen vlastní adresu centrální jednotky.

3.4. KOMUNIKACE A JEJÍ VLIV NA SPOTŘEBU

Při komunikaci je vysláno nejprve MID a poté zbytek zprávy. Je-li zpráva delší než 32 B, je rozdělena do několika paketů, kdy je na první místo vždy zařazeno MID. Tak senzor pozná, že komunikuje se svým podřízeným, či nadřízeným senzorem ze stejné sítě. V případě, že více senzorů vysílá najednou, dochází ke ztrátám dat a vlivem toho také k vyšší spotřebě.

Pro snížení spotřeby a zamezení současnému vysílání lze zavést "vysílací okna", kdy jednotlivé senzorické jednotky vysílají či přijímají dle časového plánu. Každá senzorická jednotka však může začít komunikovat v jinou dobu a s jinou periodou, proto jsou o těchto parametrech nadřazené senzory informovány. Časování však může být nepřesné, proto si přijímač vytvoří časovou rezervu tím, že začne naslouchat dříve, než začne samotné vysílání podřízeného senzoru. Při přijímání v intervalu jedné minuty, o přijímací době 1 ms (poměr aktivity 0,002 %) a kapacitě baterie 1000 mAh, by napájení vystačilo na cca 19,5 roku.

4. ZÁVĚR

Síť je navržena jako několika úrovňová síť typu strom, kdy je prozatím zprovozněna komunikace se třemi moduly s možností vysílání zprávy o statické či dynamické délce, dále pak je vyřešeno vyhodnocení stavů odeslání či přijetí na základě poslaných signálů přerušení a částečná komunikace s počítačem.

Senzory napájené z baterií i přes svou nízkou spotřebu nevydrží příliš dlouho. Řešením je méně časté vysílání/přijímání a zavedení tzv. "vysílacích oken", kdy by baterie senzorů mohla vydržet i několik let. Za předpokladu, že by nenastaly žádné přeslechy a bylo by posíláno minimum dat.

REFERENCE

 [1] NORDIC SEMICONDUCTOR. NRF24L01+ Product Specification [online]. March 2008 [cit. 2014-12-18]. Dostupné z: https://www.nordicsemi.com/kor/content/download/2726/34069/file/nRF24L01P_Product_S pecification_1_0.pdf
Bakalářské projekty

Zpracování signálů, obrazu a dat

CAMERA TIMING DETERMINATION

Matúš Adamec

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xadame35@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Miloslav Richter

E-mail: richter@feec.vutbr.cz

Abstract: This project describes method of determination relative timescales of frames from several cameras. Relative timescales are determined on the basis of determination rotation angle of rotating pattern on recorded images from several cameras and known rotational speed of pattern. Identified timescales are shown graphically.

Keywords: image processing, Hough transform, synchronization of cameras

1. ÚVOD

V tomto príspevku sa budem zaoberať stanovením vzájomných časových relácii snímkov získaných z viacerých kamier. Zo stanovených časových relácii je možné určiť kedy ktorá kamera nasnímala snímok a či je možné použiť konkrétnu skúmanú konfiguráciu kamier v danej aplikácii.

Pre toto stanovenie bolo nutné vytvoriť vhodnú scénu pre kamery, ktorá sa bude definovane meniť v čase. Ako scéna sa navrhol rotujúci vzor, ktorého rýchlosť otáčania je konštantná. Na základe určenia uhlu natočenia na snímkach v zachytených obrazových sekvenciách je možné stanoviť vzájomné časové relácie.

2. ROZMIESTNENIE PRACOVISKA

Na obrázku 1 je vidieť rozmiestnenie pracoviska. Nachádza sa tu motor na ktorom je upevnený vzor, ktorý rotuje a snímajú ho kamery. Ďalej je tu regulátor otáčok, ktorý reguluje otáčky s pomocou optického snímača otáčok a nakoniec sú tu kamery a počítač. Regulátor pracuje samostatne a nezávisle na počítači.



Obrázok 1: Rozmiestnenie pracoviska

3. ALGORITMUS STANOVENIA VZÁJOMNÝCH ČASOVÝCH RELÁCII

Na obrázku 3 vľavo je zobrazený vzor, ktorého uhol natočenia je potrebné určiť. Určenie tohto uhlu prebieha tak, že sa najprv nájde stred vzoru, následne sa vykoná geometrická transformácia, ktorá uľahčí ďalšie spracovávanie a z transformovaného obrázku sa určí uhol natočenia, z ktorého je možné stanoviť požadované časové relácie

3.1. NÁJDENIE STREDU ROTUJÚCEHO VZORU



Obrázok 2: Algoritmus nájdenia stredu rotujúceho vzoru

Algoritmus nájde pomocou kruhovej Houghovej transformácie približný stred vzoru, ktorého polohu spresní ďalšími krokmi. Šesť snímkov z ktorých sa určí stred vzoru sa vyberie preto, aby stred bol určený s dostatočnou presnosťou, pretože pri rotácii vzoru dochádza k jeho vibráciám a tiež kvôli dĺžke trvania výpočtu. Do Houghovej transformácie pre detekciu čiar sa vkladá obraz hrán, ktorý je stenčený aby Houghová transformácia bola čo najrýchlejšia. Pri kruhovej Houghovej transformácii sa obraz hrán nestenčoval, pretože po stečení by hľadaná kružnica mala zhoršenú kruhovitosť a jej nájdenie v akumulátore by bolo obťažné. Tým, že sa odstránili dve najmenšie a najväčšie súradnice priesečníkov detegovaných čiar, tak sa spresnilo určenie stredu vzoru. Týmto algoritmom sa nájde stred vzoru aj pre sekvencie snímkov zachytených ostatnými kamerami.

3.2. STANOVENIE ČASOVÝCH RELÁCII

Nad všetkými snímkami v zachytených sekvenciách pomocou viacerých kamier sa vykoná geometrická transformácia, ktorej výsledok je zobrazený na obrázku 3 vpravo, čím sa ďalšie spracovanie urýchlilo a zjednodušilo.



Obrázok 3: Obrázok vzoru pred a po geometrickej transformácii

Táto geometrická transformácia zoberie kruhový výsek a narovná ho, pričom využíva parametrické vyjadrenie kružnice a lineárnu interpoláciu.

Na takto transformovanom obrázku sa pomocou Houghovej transformácie nájdu dve čiary. Z týchto dvoch čiar sa vyberie jedna a to tá, kde nastáva prechod z bielej časti vzoru do čiernej. Jej

poloha udáva uhol natočenia vzoru. Pomocou takto získaných uhlov natočenia vzoru zachyteného na sekvenciách snímkov z viacerých kamier a známej rýchlosti otáčania sme schopný stanoviť vzájomné časové relácie získavania snímkov z viacerých kamier.

Pre správne zobrazenie časových sledov snímkov, ktoré je na obrázku 4, kde sa zobrazujú okamžiky príchodu snímky z kamerier je potrebné, aby snímková frekvencia bola približne zhodná s frekvenciou otáčania vzoru, pretože metóda pre vykresľovanie predpokladá, že rozdiely uhlu natočenia vzoru zachyteného na susedných snímkoch sú minimálne 180° a maximálne 540°.

4. MERANIE

Na obrázku 4 je vidieť časový sled snímkov získaných z dvoch kamier, ktoré sú prepojené s počítačom pomocou rozhrania FireWire a to v prípade kedy každá kamera mala svoju vlastnú FireWire kartu a prípade, kedy boli zapojené do jednej FireWire karty.



Obrázok 4: Časový sled príchodu snímkov

V oboch zapojeniach bola rýchlosť otáčania vzoru 7,5 ot/s a snímková frekvencia oboch kamier bola 7,5 fps. Po nastavení a spustení oboch kamier dostala požiadavku zasielať snímky najprv prvá kamera a následne druhá kamera. Môžeme tu vidieť, že časy nasnímania odpovedajúcich snímkov jednotlivými kamerami nezáležalo na tom či majú vlastnú alebo zdieľajú spoločnú FireWire kartu, pretože obidva časové sledy sú takmer totožné. Komunikáciu a príjem snímok z kamier zabezpečovalo prostredie Matlab, pričom bolo spustené na operačnom systéme Windows 7.

5. ZÁVER

V tomto príspevku bola popísaná metóda stanovenia vzájomných časových relácii pri získavaní snímkov z viacerých kamier. Podľa tejto metódy bolo vykonané meranie na konkrétnej konfigurácii kamier, ktorého výsledok bol graficky zobrazený.

REFERENCE

- [1] HLAVÁČ, Václav a Miloš SEDLÁČEK. *Zpracování signálů a obrazů*. 2. přeprac. vyd. Praha: ČVUT, 2007, 255 s. ISBN 978-80-01-03110-0.
- [2] MATHWORKS. *MATLAB Documentation* [online]. 2015 [cit. 2015-02-28]. Dostupné z: http://www.mathworks.com/help/
- [3] *The Imaging Source* [online]. 2015 [cit. 2015-02-28]. Dostupné z: http://www.theimagingsource.com/en_US/

SEGMENTATION OF BLOOD-VESSEL TREE IN WHOLE-BODY MRI DATA

Karolína Guricová

Bachelor Degree Programme (3rd year), FEEC BUT E-mail: xguric00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Radim Kolář E-mail: kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this paper is to introduce a method of blood-vessel tree segmentation in 3D volume and the visualization of the processed data. The method is based on the detection of tubular structures which the blood-vessels resemble. The processing is based on the information that is carried in the derivatives of the original volume. Second derivatives of each voxel are computed and organized into a Hessian matrix. The used method is based on the calculation of the eigenvalues of this matrix for each voxel. Those eigenvalues carry the information of the structure shape. Based on this information, a new parametric volume is created that represents the 'vesselness'of each voxel. The processed volume is visualized with Visualization ToolKit.

Keywords: segmentation, blood-vessel tree, MRI, Hessian matrix, eigenvalues

1 INTRODUCTION

The goal of this work is to segment blood-vessel tree and allow its visualization with the possibility to measure the distances within the segmented blood-vessel tree. The original volume comes from a whole-body MRI data set. In the first part of this paper, the acquisition of the blood-vessel tree MRI data is described. Second part elaborates the method used for the segmentation. In the third part of this paper, the visualization with Visualization ToolKit is described. The possible 3D visualization allows the user to determine how a certain blood-vessel progresses throughout the body and to establish more precisely the exact location. With the visualized information, the user is able to mark the significant point in the arterial system and draw out the lengths of individual arteries.

2 BLOOD-VESSEL TREE AS MRI DATA

The desired segmented blood-vessel tree constitues of the main vessels of the arterial system. The arterial system is possible to detect due to the set up during acquisition. To distinguish the arteries from vessels, the direction of the flow is set during acquisition. The acquisition is synchronized with the ejection phase of the heart to provide a certain uniformity within the blood-vessel tree. The used MRI scan is GE Discovery MRI750 3.0T. The whole-body sequence that is processed comes from several acquisition sequences of separate parts of the body. Most commonly stored in a 256x256 matrix with the voxel size of 1.875x1.875x25 mm. The whole-body MRI sequence is stored in DI-COM images that provide information for the possible reconstruction, such as the slice location or the spacing between slices.

3 THE HESSIAN MATRIX EIGENVALUE METHOD

The detection of the arterial system is based on the second derivatives of the intenisty of the original image. Second derivatives carry the information of the shape, magnitude and the orientation.[3] Furthermore, the assumption that the blood-vessel's profile in the cross-section is of a Gaussian shape

is made and the intensity does not change with the propagation of the vessel throughout the volume. Unfortunately, the second derivatives calculation enhances the noise in the image. For the noise supression, a Gaussian filter is used in preprocessing. The second derivatives are computed with the central difference formulas because the original image consists of a dicrete data set. The computation is realized through convolution with masks interpreting following formulas. [1]

$$f_{x,x}(x_i, y_j, z_k) \approx \frac{1}{h_x^2} (f_{i+1,j,k} - 2f_{i,j,k} + f_{i-1,j,k})$$
(1)

And the mixed partial derivatives

$$f_{x,y}(x_i, y_j, z_k) \approx \frac{1}{4h_x h_y} (f_{i+1,j+1,k} - f_{i-1,j+1,k} - f_{i+1,j-1,k} + f_{i-1,j-1,k})$$
(2)

where f_n is a partial derivative with repect to n, h_n is the spacing in direction of n for $n \in \{x, y, z\}$ and $f_{i,j,k}$ is $f(x_i, y_j, z_k)$. Similarly for $f_{y,y}$, $f_{z,z}$, $f_{y,z}$ and $f_{z,x}$. From the equation 2, the assumption of $f_{i,j} = f_{j,i}$ can be made. Moreover, the second partial derivatives are organized into a symmetrical Hessian matrix H

$$H = \begin{pmatrix} f_{x,x} & f_{x,y} & f_{x,z} \\ f_{x,y} & f_{y,y} & f_{y,z} \\ f_{x,z} & f_{y,z} & f_{z,z} \end{pmatrix}$$
(3)

By calculating the eigenvalues of H for each voxel, each data point from the original volume is represented with three parameters being the three eigenvalues. The following Table 3 shows image structure properties based on the Hessian matrix eigenvalues.[2]

 Table 1: Structure properties dependency on the eigenvalues

λ_1	λ_2	λ_3	structure shape
L	L	L	noise
L	L	Н	sheet-like structure
L	Н	Н	tubular structure
Н	Η	Н	blob-like structure

where *L* stands for low values and *H* stands for high values of the computed eigenvalues that are sorted descendingly, therefore $\lambda_1 \ge \lambda_2 \ge \lambda_3$. The high values in the original volume are negative. That is based on the relation between the structure intensity and the background intensity (bright to dark). Applied on the segmentation of the blood-vessel tree, the voxels are assigned a value based on the resemblance to the expected properties of a tubular structure.

3.1 IMPLEMENTATION

The Hessian matrix eigenvalue method was implemented in MATLAB. The block diagram of the volume processing algorithm is shown in Figure 1. The original volume data is sorted to acquire



Figure 1: Block diagram of the implemented method

the z-slice sequence only. The smoothening with a Gaussian mask supresses the noise. The size of the mask is chosen according to the vessel cross-section and the resolution of the original slice. The calculation of the second partial derivatives is done by convolution with operators that represent the second partial derivatives. The computed second derivatives are organized into a Hessian matrix and the eigenvalues are calculated and sorted in the descending order. According to Table 1, for a sorted vector of eigenvalues $u = (\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$ of a voxel of a vessel the assumption of $\lambda_1 \approx 0$ is made. The remaining eigenvalues λ_2 and λ_3 are of a negative high value. To create a parametric image that represents the 'vesselness' of the voxel, a function $f(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$ is defined

$$f(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = \sqrt{\lambda_2^2 + \lambda_3^2} \tag{4}$$

The criterion for a voxel to be assigned any value in the resulting image is the value of $\lambda_1 \approx 0$. And the resulting intensity is dependent on the remaining eigenvalues.

4 VISUALIZATION

For the 3D visualization the VTK was used. This data carry the information about each voxel's 'vesselness' in the form of a value from 0 to 1. Figure 2 shows part of a processed volume data and the options visualization with VTK offers.



Figure 2: 3D visualization of part of the arterial system

5 CONCLUSION

The segmentation of the desired blood-vessel tree and its 3D visualization helps to distinguish many anatomical properties. The placement of certain location can be better specified when a whole volume is available and therefore it can allow greater precision with the measurements of the lengths of the arteries. The Hessian matrix eigenvalue method does have little false negatives, however some acquisition artefacts can cause a false positive detection. The knowledge of the anatomy and the visualization within the body can help to mark these false detections and contribute to a very precise arterial system segmentation.

REFERENCES

- MOHLENKAMP, M. and YOUNG, T.: Introduction to Numerical Methods and Matlab Programming for Engineers. In *Numerical Differentiation*. Ohio University, Department of Mathematics. 2014.
- [2] FRANGI, F. A., et al.:Model-Based Quantitation of 3-D Magnetic Resonance Angiographic Images. *IEEE Transactions of Medical Images.*, October 1999, vol. 18, no. 10, p. 945-948.
- [3] QINFENG, L.:*Enhancement, Extraction and Visualization of 3D Volume Data.* [Dissertations. No. 824] Linkoping, Sweden: Institute of Technology, Linkoping University, 2003. 213 p.

PATTERN RECOGNITION IN SURFACE ELECTROMYOGRAPHY

Daniel Chalupa

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xchalul1@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Smital

E-mail: smital@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, a method is proposed to differentiate patterns in one-channel surface electromyography. This particular method uses an example signal containing all relevant patterns to learn spectral coefficients. These coefficients are used to analyze unknown signals. An example of finger recognition algorithm based on a signal from forearm muscles is shown and discussed.

Keywords: EMG, pattern, recognition, Fourier, Teager-Kaiser

1. INTRODUCTION

Surface electromyography (EMG) is widely used for controlling various types of limb prostheses. Pattern recognition from the remaining muscles of the amputated limb is the key component to comfortable and ergonomic control. Improved prostheses control leads to better quality of life of the amputee.

EMG signal is the result of a non-stationary stochastic process and as such is difficult to analyze. To aid the analysis, short periods of this signal can be viewed as deterministic and time-frequency analysis in the form of short-time fourier transform (STFT) can be performed as shown in [1].

Signals were captured using long rectangular surface electrodes in the forearm area by BIOPAC acquisition unit. Key muscles contributing to the signal were Flexor Digitorum Superficialis and Extensor Digitorum. Analysis was then performed using MATLAB.

2. ENERGY ESTIMATION AND ON-SET DETECTION

A precise detection of the beginning and end of a muscle contraction is essential to allow the algorithm to learn correctly. Movement artifacts are filtered out with a finite impulse response highpass filter at 20 Hz cutoff frequency and the Teager-Kaiser Energy Operator [2] (TKEO) is applied. To improve detection, a smoothing median filter is applied after TKEO to minimize valleys and peaks of the signal. A simple threshold method is used to discriminate between the on and off states. The threshold is derived from the first 50 samples of the signal. This part of the signal is defined as contraction-less. Figure 1 shows the results of signals before and after TKEO with detected contractions. The value of the threshold is strongly dependent on how and where the signal is measured from.

3. LEARNING PHASE

The learning sequence used to test this method is as following: 5 s pause, 5 s 50% of maximum voluntary contraction of a pattern, repeated four times, once for every finger. Thumb movement is not distinguished as there is no direct connection between thumb movement and contraction of any muscles in the vicinity of the electrodes.



Figure 1 - EMG signal before and after TKEO, with true positive onset and off-set detection

The beginnings and ends of every pattern must be detected correctly prior to obtaining spectral coefficients via STFT. Mean frequency, median frequency and low to high frequencies ratio are computed in each of the STFT sections. These sets of coefficients are then averaged accordingly for every pattern. Standard deviation of the coefficient sets is also saved to form field of effect. Output of the learning phase can be represented in 3d space with coefficients being position of points in the center of boxes whose size is determined by the fields of effect (Figure 2).



Figure 2 - Representation of learning phase output

4. OPERATIONAL PHASE

The operational phase is similar to the learning phase except averaging of spectral coefficients. The signal is filtered and TKEO is applied to detect contraction. When onset energy is detected, STFT is applied until the end of contraction. Spectral coefficients are computed in fashion similar to the learning phase. Euclidean distance is measured between all of the specified patterns and the most recent part of the test signal. If the current coefficients all lie within the field of effect, the distance is set to zero. All of the previous distances of the same contraction are summed at any time of the contraction.



Figure 3 - Output of the algorithm shows cumulative distances on the left and corresponding fingers

5. RESULTS AND CONCLUSION

For basic testing purposes, five signals were acquired from a subject asked to isometrically push the four fingers, one at a time with a 5 s pause between 5 s pushes. One of the signals was used as input for the learning phase, the others as input for the operational phase. During this basic test 100% of beginnings and ends of contractions were detected with no false positive results. The pattern differentiation was 93.75% accurate with one falsely recognized contraction.

These results were acquired in a controlled environment; the subject was always sitting and the contractions were always isometric. Therefore more complex tests with additional subjects need to be performed to further confirm the reliability of the algorithm.

REFERENCES

- [1] ZAWAWI, T. N. S. T., A. R. ABDULLAH, E. F. SHAIR, I. HALIM a O. RAWAIDA. Electromyography signal analysis using spectrogram. In: 2013 IEEE Student Conference on Research and Development [online].
- [2] SOLNIK, Stanislaw, Patrick RIDER, Ken STEINWEG, Paul DEVITA a Tibor HORTO-BÁGYI. Teager–Kaiser energy operator signal conditioning improves EMG onset detection. *European Journal of Applied Physiology* [online]. 2010, vol. 110, issue 3, s. 489-498

SEGMENTATION OF HIPPOCAMPUS IN MRI DATA

Oldřich Kodym

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkodym01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Walek E-mail: xwalek01@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This project deals with application of graph-based methods in segmentation of low contrast image data, specifically hippocampus in MRI data. Using graph cuts for the segmentation allows the software to utilize high accuracy, robustness and an ability to interact with the user.

Keywords: Graph theory, Graph cut, Min-cut/Max-flow theorem, Hippocampus segmentation

1 ÚVOD

Hipokampus je párový orgán limbického systému, který hraje důležitou roli při zpracování informací a uchovávání krátkodobé paměti. Segmentace hipokampu, tedy rozdělení obrazu na oblast obsahující hipokampus a oblast obsahující okolní tkáně, má význam především pro diagnostiku onemocnění, která způsobují ztrátu objemu hipokampu. Klíčovou roli hraje především při diagnostice Alzheimerovy choroby, při které lze změnu objemu sledovat již ve velmi časných stádiích onemocnění a diagnózu lze provést presymptomaticky.

Tkáň hipokampu je však morfologicky velmi podobná okolním tkáním mozku a jeho segmentace je tedy velmi obtížná. I mezi odborníky panuje neshoda ve vymezení jistých velmi nejasných hranic orgánu a ruční segmentace je proto časově náročná. Z tohoto důvodu je snaha segmentaci aspoň částečně automatizovat. Tento projekt využívá pro segmentaci poznatky z teorie grafů, konkrétně nalezení minimálního řezu grafem.

2 ZÁKLADNÍ POJMY TEORIE GRAFŮ

Graf můžeme chápat jako strukturu tvořenou dvěma prvky; množinou vrcholů či uzlů (*ventrices, nodes*) a množinou hran (*edges*), které tyto vrcholy propojují. Takovou situaci si můžeme představit jako krajinu s městy reprezentovanými vrcholy, které jsou propojeny cestami reprezentovanými hranami. Matematicky je graf G s vrcholy V a hranami E definován jako uspořádaná dvojice množin G = (V, E), kde $E \subseteq V \times V$, tedy prvky množiny E jsou dvojprvkové podmnožiny množiny V.

Pro účely tohoto projektu vždy uvažujeme u grafu také následující vlastnosti: Graf je vždy váhovaný (každá hrana má reálnou váhu, která vyjadřuje její hodnotu vůči ostatním prvkům), orientovaný (rozlišujeme hranu z vrcholu v_i do v_j a hranu z vrcholu v_j do v_i) a směrovaný (hrany mezi stejnými vrcholy v opačném směru mohou mít různé váhy). Příklad jednoduchého grafu je na obr. 1(a).

Síť (*network*) je potom speciálním případem grafu, kde hrany považujeme za soustavu pomyslných trubek, kterými může procházet jistý tok. Váhy hran zde vyjadřují kapacitu, tedy největší možný tok, který může danou hranou téct. Platí, že celkový součet všech přicházejících a odcházejících toků je v každém vrcholu stejný s výjimkou jednoho zdroje (vrchol, ze kterého tok pouze vychází) a jednoho stoku (tok pouze přichází).

V síti můžeme taky zavést pojem řez (*cut*), což je množina hran, která plně odděluje zdroj od stoku. Po odstranění těchto hran ze sítě by se tedy tok ze zdroje do stoku nemohl dostat. Sečteme-li váhy všech

hran řezu, dostáváme energii řezu. Nalezení řezu s minimální energií představuje při vhodné reprezentaci obrazových dat právě nalezení optimální hranice mezi objektem a pozadím v segmentovaném obrazu. Příklad řezu v síti s toky a kapacitami je na obr. 1(b).



Obrázek 1: Příklad jednoduchého grafu (a), sítě s řezy (b) a reprezentace 2D obrazu (c).

3 KONVERZE OBRAZOVÝCH DAT NA GRAF

V sestaveném grafu bude každý voxel (*volume element*) snímku reprezentován jedním vrcholem. Propojen bude se sousedními voxely (určeném ve 2D snímku 4- nebo 8-okolím, ve 3D snímku potom 6-, 18- nebo 26-okolím) tzv. *n-hranami*. Váha hrany mezi sousedními voxely *p* a *q* má hodnotu

$$B_{p,q} = \exp\left(-\frac{(I_p - I_q)^2}{2\sigma^2}\right) \cdot \frac{1}{dist(p,q)}$$
(1)

a vyjadřuje tedy normalizovaný rozdíl intenzit sousedních voxelů, tzv. *boundary term*. Sigma je lokální směrodatná odchylka intenzit.

Kromě těchto hran je v grafu ke každému voxelu připojen tzv. *t-hranami* zdroj představující objekt segmentace a stok představující pozadí. Váhy těchto hran mají v pixelu *p* hodnotu

$$R_p(,,\text{obj}") = -\ln \Pr(I_p \mid ,,\text{obj}")$$
⁽²⁾

$$R_p(,,\mathsf{bkg}^{"}) = -\ln \Pr(I_p \mid ,,\mathsf{bkg}^{"})$$
(3)

a vyjadřují pravděpodobnost, že daný voxel patří do objektu (obj) či pozadí (bkg), tzv. *region term*. Na každý voxel ve snímku se tedy v případě 6-okolí připojuje šest *n-hran*, jedna *t-hrana* objektu a jedna *t-hrana* pozadí. Příklad 2D snímku vyjádřeného grafem je na obr. 1(c).

Celková energie řezu je potom definována jako

$$E(A) = \lambda \cdot R(A) + B(A), \tag{4}$$

kde *A* je množina hran tvořící řez. V R(A) jsou započteny hrany vedoucí z každého voxelu objektu do zdroje a z každého voxelu pozadí do stoku a v B(A) všechny hrany na rozhraní objekt/pozadí. Koeficient lambda umožňuje upřednostňovat při segmentaci složku *boundary term* či *region term* [2].

4 ALGORITMUS NALEZENÍ MINIMÁLNÍHO ŘEZU GRAFEM

Tento projekt využívá Boykov-Kolmogorovu implementaci Ford-Fulkersonova *augmenting path* algoritmu. Ten po každém nalezení cesty toku ze zdroje do stoku tuto cestu naplní největším možným jednotným tokem (takový tok, který saturuje hranu s nejmenší kapacitou) a poté se vrátí k hledání další cesty. Jakmile vyčerpá všechny cesty, které by se daly takto naplnit, byl nalezen maximální možný tok sítí. Maximální tok je potom podle *min-cut/max-flow* teorému využit k určení minimálního řezu tak, že v každé cestě ze zdroje do stoku se odstraní první saturovaná hrana. Množina těchto odstraněných hran odpovídá minimálnímu řezu [1].

5 NAVRŽENÁ STRUKTURA PROGRAMU



Obrázek 2: Schéma navrženého programu.

Navržený segmentační program je shrnut ve schématu v obrázku 2. Po načtení dat a volbě řezu poskytuje uživateli možnost vyznačit interaktivním štětcem část oblasti hipokampu a jeho okolí, viz obr. 3(a). Takto označené voxely jsou následně použity jednak pro výpočet σ a sestavení histogramu objektu a pozadí pro *region term* podmínku, viz obr. 3(b), a jednak jako pevná omezení pro výslednou segmentaci, takže voxely označené jako objekt nikdy nemohou být segmentovány jako pozadí a naopak. Po označení lze provést grafovou segmentaci, jejíž výsledek se promítne do označeného snímku, viz obr. 3(c). Výsledek segmentace lze v jakémkoliv řezu upravit označením chybných či dodatečných voxelů a opětovně segmentovat. Takto lze postup opakovat, dokud není celý hipokampus správně segmentován.



Obrázek 3: Způsob označení hipokampu (a), vzniklý histogram (b), výsledek segmentace po první iteraci (c) a výsledek po jedné opravné iteraci (d).

6 ZÁVĚR

Program byl realizován v programovém prostředí MATLAB[®] a implementován jako modul pro software 3D Slicer. Použito je 6-okolí a volitelná lambda, která byla v ukázkové segmentaci zvolena 0,05. Na obr. 3(c) je výsledek segmentace po označení hipokampu podobným způsobem v 8 ze 20 řezů v první iteraci a na obr. 3(d) po upravení výsledku v 5 řezech ve druhé iteraci. Výpočetní doba každé iterace se pohybuje kolem 20 sekund. Po každé grafové segmentaci se odstraní všechny segmentované objekty, které nejsou přímo napojeny na vyznačené voxely.

Teprve následné testování na neurologickém pracovišti posoudí přesnost programu, už nyní je však ze srovnání s lékařem označenými daty zřejmé, že program je schopen úspěšně provést náročné segmentace, a to nejen hipokampu. Ačkoliv je vyžadována jistá míra interakce uživatele, na rozdíl od plně automatických metod je zde možnost dostat se dodatečnými kroky vždy k výsledku dostatečně přesnému k objektivnímu hodnocení změny objemu orgánu.

REFERENCE

- [1] FORD, L a D FULKERSON. Flows in networks. New Jersey: Princeton University Press, 2011, xix, 194 s. princeton landmarks in mathematics. ISBN 978-0-691-14667-6.
- [2] BOYKOV, Y a G FUNKA-LEA. Graph Cuts and Efficient N-D Image Segmentation. International Journal of Computer Vision. 2006, vol. 70, issue 2, s. 109-131. DOI: 10.1007/s11263-006-7934-5. Dostupné z: http://link.springer.com/10.1007/s11263-006-7934-5

LABORATORY EQUIPMENT FOR NOISE SPECTROSCOPY

Ján Segiňák

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xsegin00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zoltán Szabó

E-mail: szaboz@feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis deal about the field of noise spectroscopy and spectroscopic measurement techniques in a wide range of frequencies. There was designed and constructed measuring work-place for noise spectroscopy with a description its parts and experimental measurement method for measure samples in frequency range of 0.1 - 6 GHz by using broadband noise generator.

Keywords: noise spectroscopy, noise, spectroscopy

1. ÚVOD

Táto práca sa zaoberá návrhom a realizáciou meracieho pracoviska pre šumovú spektroskopiu, ktorá patrí medzi perspektívne neinvazívne a nedeštruktívne meracie metódy v širokom pásme frekvencií. Výstupmi práce sú koncepčný návrh a realizácia experimentálneho meracieho pracoviska pre šumovú spektroskopiu, konštrukcia napájacieho zdroja pre vysokofrekvenčné zosilňovače a šumový generátor, vytvorenie programovej podpory a meranie testovacích vzoriek. Toto pracovisko slúži na meranie vzoriek v rámci šumovej spektroskopie v meranom pásme 0,1 - 6 *GHz*, s použitím širokopásmového generátora šumu.

2. ŠUMOVÁ SPEKTROSKOPIA

Šumová spektroskopia sa javí ako perspektívna nedeštruktívna meracia a diagnostická metóda pre charakteristiku rôznych materiálov v časovej a frekvenčnej oblasti prostredníctvom spektrálnej hustoty meraného výkonu. Hlavnou časťou tejto práce je meranie pomocou šumovej spektroskopie, ktorá v posledných rokoch naberá na význame a dostáva sa do stredu záujmu mnohých vedcov a vedeckých skupín. Jedná sa o širokopásmovú meraciu metódu využívajúcu šum. Veľké využitie sa predpokladá v elektronických zariadeniach, napríklad pre polovodiče. Pre malé zariadenia sa zväč-šuje relatívny šum s počtom klesajúcich elektrónov [2.].

Princípom metódy je mapovanie náhodných fluktuácií vo vzorke. Vstupné vlnenie prechádza vzorkou a na výstupe zaznamenávame zmeny amplitúdy signálu. V spinovej šumovej spektroskopii sú merané vzorky ožarované polarizovaným svetlom a na výstupe sledujeme polarizáciu spinu vzorky. Výsledkom je súčet záporných a kladných spinov na danej frekvencii. Týmto získame rozdiel v absorpcii v meranom pásme [1.].

Širokopásmový šum signálu sa používa vo výskume periodických štruktúr a metamateriálov. V komplexnom skúmaní štruktúry materiálov pre mikrovlnnú aplikáciu (tenzorového a kompozitného charakteru), vlastnosti materiálov sú študované pomocou klasických metód s jednou frekvenciou, ktoré vyvolávajú určité ťažkosti v procese výskumu. Okrajové zmeny v tesnej blízkosti vlnovej dĺžky môžu poskytnúť nesprávnu informáciu o skúmanom objekte. Jedným z možných spôsobov

potláčania negatívnych zdrojov signálu spočíva v použití širokopásmových signálov, ako je biely šum. Tento prístup môže byť ďalej posilnený tým, že analyzuje problém absorpcie v sledovanom materiáli.

Uvedené metódy vyžadujú zdroj šumu, prijímaciu a vysielaciu anténu a A/D konverziu vo veľkej šírke pásma frekvencií. Pre naše účely sa šírka pásma sa pohybovala medzi 100 *MHz* a 6 *GHz*. Až do nedávnej doby nebolo možné navrhnúť A/D prevodník z popísanou rýchlosťou vzorkovania alebo zariadenia s vyššie uvedenou šírkou pásma. V súčasnej dobe sú k dispozícii high-end osciloskopy so vzorkovacou frekvenciou stovky *GSA/s* [3.].

Pre UWB (Ultra Wide-Bandwidth – Ultraširokopásmové) systémy sa vyvinulo niekoľko metód, ktoré umožnia tvorbu krátkych pulzov s veľkou šírkou pásma. V tomto prípade, je potrebný kontinuálny zdroj šumu signálu (v ideálnom prípade jeden vyrábajúci biely šum) s danou šírkou pásma. Uvedený typ zdroja v súčasnosti dodávajú niektorí výrobcovia pôsobiaci v danom odbore. Dôležité je, že pre aplikáciu šumovej spektroskopie požadujeme pomerne veľký výstupný výkon až 0 *dBm* k predpokladaným charakteristikám so šírkou pásma v rozsahu až do 10 *GHz*. Avšak, v tomto mieste je potrebné sa zmieniť o zásadnom probléme nájdenia aktívneho zariadenia, ktoré je schopné zosilňovať signál pri tak vysokých frekvenciách. Požiadavky sú teda obmedzené súčasným stavom techniky používanej pri výrobe komerčne dostupných zariadení. Pre šírku pásma do 10 *GHz* možno nájsť maximálny výstupný výkon 0 *dBm*. S ohľadom na ceny a dostupnosť šumových diód, sa používa tepelný šum na elektrickom odpore ako základný zdroj šumu [3.].

Za účelom nájdenia požadovaného meracieho prostredia, sa vykonalo niekoľko experimentov v rôznych tienených a odhlučnených komorách. Po použití bieleho šumu, širokopásmových antén a zvukotesnej komory sa zistilo, že uzavretá, netienená miestnosť bez významného zvukotesného vplyvu je plne vyhovujúca pre potreby šumovej spektroskopie. Výskumná technika s použitím UWB signálu bola vyskúšaná rovnako aj mechanická konštrukcia, na ktorej bola umiestnená skúmaná vzorka. Konštrukcia obsahovala dve vhodne vybrané a pevne uchytené UWB antény. Prvá z týchto antén bola vysielacia, ktorá dodávala biely šum z generátora zosilnený výkonovým zosilňovačom. Druhá anténa snímala signál z generátora šumu a priľahlých elektromagnetických zdrojov, spektrum signálu bolo zaznamenané opakovane. Počiatočná fáza spočívala v opakovanom vysielaní a snímaní ako signálov z generátora šumu tak aj externých signálov. Opakovanie sa vykonávalo pre každú frekvenciu a program výkonové spektrum zhrnul. Tak sa získala frekvenčná závislosť distribúcie energie. Všeobecne platí, že ak dvojica vysielač/prijímač nie je umiestnená v miestnosti s definovanou spektrálnou absorpciou, môžeme očakávať rovnomerné rozloženie energie v celom frekvenčnom rozsahu. Toto meranie je na konci prevedené na frekvenčnú závislosť špecifického výkonu - získala sa charakteristika frekvenčného spektra pozadia. V tomto okamihu, sa skúmaná vzorka umiestni do konštrukcie. Následne sa vykonáva opakované meranie vyššie uvedeným postupom. V prípade výrazne frekvenčne závislého pozadia, sa získaná charakteristika upravuje [3.].

Obrázok 1 zobrazuje blokovú schému zapojenia meracieho pracoviska, podľa ktorej bolo meracie pracovisko pre šumovú spektroskopiu zrealizované.



Obrázek 1: Bloková schéma zapojenia meracieho pracoviska pre šumovú spektroskopiu

2.1. REALIZÁCIA MERACIEHO PRACOVISKA PRE ŠUMOVÚ SPEKTROSKOPIU

Na obrázku 2 je možné vidieť zrealizované jednotlivé časti meracieho pracoviska. Vľavo hore je mechanická konštrukcia spolu s fraktálnymi širokopásmovými anténami, vpravo hore je šumový generátor od firmy NoiseCom, vľavo dole je zrealizovaný výkonový vysokofrekvenčný širokopásmový zosilňovač a vpravo dole je nízkošumový predzosilňovač.



Obrázek 2: Zrealizované jednotlivé časti meracieho pracoviska

3. ZÁVER

Cieľom príspevku bolo vytvoriť koncepčný návrh a zrealizovať experimentálne meracie pracovisko pre šumovú spektroskopiu. Práca spočívala hlavne v návrhu konštrukcie, napájacieho zdroja pre vyso-kofrekvenčné zosilňovače a šumový generátor, vo vytvorení programovej podpory v prostredí Agilent VEE a v otestovaní celého meracieho pracoviska na vzorkách rôznych materiálov.

REFERENCIE

- [1.] ŠIKULA, Jozef and Ladislav ŠTOURAČ. Noise spectroscopy of semiconductor materials and devices. Microelectronics, 2002. MIEL 2002. 23rd International Conference on Microelectronics. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/stamp/ stamp.jsp?tp=&arnumber=1003370 &isnumber=21637
- [2.] ŽÁČIK, Michal. Šumová spektroskopia pre biológiu. Brno, 2013. 95 s. Dostupné z: https:// dspace.vutbr.cz/bitstream/handle/11012/27061/zacik_diplomova%20praca_spektroskopia% 20pre%20biologiu.pdf. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce doc. Ing. Pavel FIALA, Ph.D.
- [3.] SZABÓ, Z, P. DREXLER, J. SEGIŇÁK, D. NEŠPOR, M. FRIEDL, P. MARCOŇ a P. FIALA. Applications of Noise Spectroscopy in the Analysis of Periodic Material Structures [online]. [cit. 2014-12-05]. Dostupné z: http://www.piers.org/piers2014Guangzhou/sub-mit/get_testpdf.php?status=valid&id=140320120704&pdffilename=140320120704.pdf&pdf _type=paper

SOFTWARE FOR EVALUATION OF QRS DETECTORS

Vojtěch Veverka

Bachelor Degree Programme (3.), FEEC BUT E-mail: xvever07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marina Ronzhina

E-mail: ronzhina@feec.vutbr.cz

Abstract: This work focuses on statistical testing and evaluation of quality of QRS complexes detectors. For evaluation, the database of more than one hundred ECG records is used. Proposed software with GUI enables evaluation and comparison of various QRS detectors using common statistical measures.

Keywords: QRS detection, evaluation of detection

1. ÚVOD

QRS komplex reprezentuje u EKG depolarizaci srdečních komor a díky svým vlastnostem je využíván k určování tepové frekvence a slouží jako jeden z referenčních bodů při automatickém rozměření a analýze EKG. Je vyvinuta řada metod pro detekci QRS komplexu, ale žádná z nich není zcela ideální. Nejčastějším faktorem, který ovlivňuje detekci, bývá výskyt komorové extrasystoly (KES), která svou amplitudou převyšuje ostatní komplexy v signálu. Tato práce je věnována vytvoření softwarového nástroje pro testování a porovnání několika automatických detektorů QRS. Program využívá CSE databázi reálných EKG záznamů.

2. METODY DETEKCE QRS KOMPLEXŮ A HODNOCENÍ SPOLEHLIVOSTI DETEKCE

Obecný princip detekce QRS zahrnuje předzpracování a prahování EKG a aplikaci rozhodovacího pravidla pro finální rozhodnutí o pozici QRS komplexu [1]. Metody detekce se od sebe různí převážně ve fázi předzpracování (rozdíl filtrace a vlnková transformace), ale i v přístupu u rozhodovacího pravidla (překonání prahové hodnoty vs. průchod nulovou hladinou).

V práci byla použita řada detektorů založených na *číslicové filtraci*, *rozkladu EKG bankou filtrů*, *vlnkové transformaci a metoda Chouhan&Mehta* (viz [1], [2] a [3]). Část detektorů byla vytvořena autorem, např. detektory založené na číslicové filtraci. K těmto detektorům byly vytvořeny i jejich globální verze. Snahou při vytváření globálních detektorů bylo eliminovat vliv artefaktů vyskytujících se v jednotlivých svodech. Zbylá část detektorů byla převzata od jiných autorů (jsou dostupné na ÚBMI, VUT v Brně) a částečně upravena pro použití ve vytvořeném softwaru.

Pro hodnocení kvality se používají dva klíčové parametry a to senzitivita *Se* a pozitivní prediktivní hodnota P^+ . Oba parametry lze vypočítat podle rovnic (1,2):

$$Se = \frac{TP}{TP + FN}$$
 $a P^+ = \frac{TP}{TP + FP}$, (1,2)

kde TP je počet správně detekovaných komplexů, FP je počet falešně pozitivních detekcí a FN označuje počet falešně negativních detekcí. *Se* vyjadřuje pravděpodobnost pozitivní detekce, v případě přítomnosti komplexu. P^+ udává pravděpodobnost přítomnosti QRS komplexu při pozitivní detekci [1].

3. SOFTWARE A VÝSLEDKY HODNOCENÍ KVALITY DETEKTORŮ

Software s grafickým uživatelským rozhraním (viz Obr. 1 a Obr. 2) je realizovaný v prostředí Matlab a nabízí na výběr testování detektorů pomocí databází tří svodových a 12ti svodových záznamů.



Obrázek 1: Blokové schéma softwaru



Obrázek 2: Uživatelské rozhraní softwaru pro hodnocení kvality detektorů QRS komplexů

Při spuštění programu je uživatel vyzván k výběru složky obsahující databázi signálů. Jednotlivé signály jsou poté vypsány v *listboxu*.

Vlastní detektor je samostatná funkce, která je volána na základě vyhodnocení podmínek. Detektory převzaté od jiných autorů měly nastavené jako vstupní parametry vzorkovací frekvenci, vstupní signál, popř. zobrazení průběhů. Pro použití v programu byly upraveny tak, že jediným vstupním parametrem je signál, vzorkovací frekvence byla nastavena staticky na 500Hz. Použití jednotlivých detektorů na jednotlivých signálech z databáze je vhodné, když chce uživatel zjistit, u jakých typů signálů detektor selhává a mohl tak zkoumat jeho chování u signálů obsahující komorové extrasystoly (KES), pohybo- vé artefakty nebo u signálů obsahujících více typů QRS komplexů.

Statistické vyhodnocení je samostatná funkce, do které jsou vloženy potřebné vstupní proměnné, jako jsou referenční hodnoty QRS komplexu a hodnoty detekovaných QRS komplexů. Podprogram porov- nává hodnoty v obou vektorech, pokud je hodnota detekovaného QRS komplexu od referenční odlišná o 200ms, je tento komplex považován za FP (falešné pozitivní), v opačném případě nikoliv. Pomocí hodnot TP, FP a FN jsou vypočítány parametry Se a P^+ . Vizuální kontrola detekce je možná díky grafickému znázornění vybraného EKG, referenčních a detekovaných poloh QRS komplexů.

Kompletní test prochází postupně celou databázi EKG. Do testu jsou zahrnuty všechny detektory. Výstupní data jsou po jednotlivých detekcích vložena do podprogramu statistického

vyhodnocení a výstupní data této analýzy jsou následně uloženy do tabulky Excel. V programu je možnost ručního vložení referenčních hodnot, to je vhodné zejména při testování detektoru na databázi EKG signálů, u kterých nejsou dostupné referenční polohy QRS.

Výsledky kompletního testu dvou detektorů (s nejvyšší a nejnižší *Se*) na databázi 12ti svodových EKG jsou shrnuté v Tab.1, kde *N* je počet detekovaných komplexů v signálech a *md* udává průměrnou od- chylku mezi detekovanou a referenční polohou QRS. Příklad úspěšné a neúspěšné detekce QRS kom- plexů různými detektory je znázorněn na Obr.3.

Detektor/Parametr	Ν	TP	FP	FN	Se [%]	P ⁺ [%]	md [ms]
Vlnková transformace (global)	1460	1459	1	3	99,77	99,91	4,95
Umocnění signálu (global)	1419	1406	13	56	96,47	99,19	4,71

 Tabulka 1: Výsledky hodnocení kvality detektorů na 12-ti svodových záznamech (detektory jsou seřazeny dle senzitivity od nejvyšší po nejnižší)



Obrázek 3: Ukázky selhání detekce. Červená * - referenční hodnoty, zelená* - umocnění(local), modrá* - umocnění(global), červená° - Chouhan&Mehta(local), modrá° - Chouhan&Mehta(global)

Detektory s pevně nastaveným prahem (především založených na *číslicové filtraci*) selhávají u signálů s výrazně odlišnou morfologií QRS komplexů jako na Obr.3. Podobné chyby se vyskytují u signálů s KES. Detektory, které využívají FIR filtry, selhávají při detekci QRS komplexu několik milisekund před koncem signálu, což je způsobeno zaváděním zpoždění při filtraci. Řešením je použití IIR filtrů, která ovšem může vykazovat určitou míru nestability. Nejvhodnějšími a nejlepšími jsou dle dosaže- ných výsledků detektory založené na *vlnkové transformaci*. Za nejméně spolehlivý můžeme označit globální detektor založený na umocnění filtrovaného signálu. Ostatní detektory lze považovat za průměrné.

4. ZÁVĚR

Byl vytvořen program s uživatelským rozhraním a bylo provedeno testování devíti detektorů na CSE databázi EKG. Detektory převzaté od jiných autorů a vytvořené autorem této práce pracují celkem spolehlivě. Program může být rozšířen o možnost přidání nebo otestování vlastního detektoru, který není v seznamu použitých detektorů. V rozšířené verzi by bylo vhodné zavést možnost nastavení ně- kterých parametrů jako například vzorkovací frekvence. Vytvořený software může být použitý pro porovnání nově vytvořených detektorů se stávajícími.

REFERENCE

- [1] Kozumplík, J., Kolář, R., Jan, J.: Číslicové zpracování a analýza signálů (Počítačová cvičení). Elektronická skripta FEKT VUT v Brně, 2002
- [2] VÍTEK, M. Automatické rozměření signálů EKG. Brno, 2010. Dizertační práce. VUT, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [3] Chouhan, V.S., Mehta, S.S. Detection of QRS Complexes in 12-lead ECG using Adaptive Quantized Threshlod. International Journal of Computer Science and Network Security. 2008, s. 155-163, vol.8 No.1.

AUTOMATIC DELINEATION OF QRS COMPLEX

Jakub Zimolka

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xzimol00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Vítek

E-mail: vitek@feec.vutbr.cz

Abstract: This article details my realization of the QRS delineation, based on the method introduced by Laguna, Jané and Caminal, described in the first part. The folowing part describes my realization and modifications aimed at the best possible results. The algorithm was tested on the standard CSE database as to compare with authors Laguna, Jané and Caminal.

Keywords: ECG, QRS delineation, CSE

1. ÚVOD

EKG (elektrokardiografie) je základní, neinvazivní vyšetření srdeční činnosti. Automatické rozměření EKG signálů nachází uplatnění převážně v dlouhých elektrokardiogramech, nebo při kontinuálním měření. Informace z EKG jsou významným nástrojem diagnózy srdečních onemocnění. QRS komplex je dominantní část každého cyklu EKG, a proto bývá v drtivé většině programů počítačové analýzy detekován jako první, a je žádoucí jej rozměřit co možná nejlépe. Komplex QRS jehož extrém může dosahovat úrovně několika mV má většinu energie v rozmezí 5-20 Hz s maximem mezi 10 a 15 Hz. Skládá se z jednotlivých kmitů Q, R a S, které reprezentují depolarizaci pravé a levé komory, která u zdravého srdce trvá 70-110 ms. Tento článek je zaměřen na vlastní řešení rozměření komplexu QRS, které vychází z metody autorů Laguna, Jané a Caminal [1].

2. METODY DETEKCE

2.1. DETEKTOR PODLE AUTORŮ LAGUNA, JANÉ A CAMINAL

Nejprve bude představena metoda autorů Laguna, Jané a Caminal [1] jakožto výchozí literatura pro moji další práci. Do detektoru vstupuje filtrovaný (pásmová propust Lynnův filtr, 0,8-18 Hz, -3 dB) a diferencovaný signál (ECGDER). Jednosvodový detektor QRS je adaptací metody popsané autory Pan a Tompkins [2] využívající sklon signálu k detekci kmitu R. Vícesvodový detektor je navržen na 15 svodů. Na odhady pozic komplexů QRS QRSj(i) v cyklu *i* a svodu *j* získané jednosvodovým detektorem je aplikováno vícesvodové rozhodovací pravidlo (**Obrázek 2.1:** . Komplex bude považován za správně detekovaný, pokud se většina detekcí cyklu *i* ve všech 15 svodech neliší o více než 90 ms. Vstupními hodnotami do rozhodovací fáze jsou detekované pozice QRSj(i) (*j* = 1...15). V takovémto souboru hodnot je vyhledána první (min) a poslední (max) hodnota. Od těchto hodnot se definují dvě série, každá o velikost 90 ms od dané krajní hodnoty. Tyto dvě série jsou porovnány, a pokud obě obsahují všech 15 detekovaných pozic, je rozhodnuto, že v pořadí *i*-tý kmit byl správně detekován ve všech svodech. Pokud série obsahují rozdílný počet pozic, je vyloučena krajní hodnota (min, nebo max), která má ve své sérii méně pozic. Tento proces se opakuje, dokud nejsou obě série identické. Zbývající detekce jsou považovány za správné v každém svodu. [1]

QRS pozice dané detektorem mohou být kmity Q, R, nebo S. Algoritmus hledá nejbližší pozici vrcholu před a za pozicí QRS v signálu ECGDER (hledání průchodu nulou). Na základě polarity a relativní hodnoty těchto vrcholů se algoritmus rozhodne, zda pozice QRS náleží kmitu Q, R, nebo S. Ostatní kmity jsou hledány jako nejbližší k pozici QRS nulou procházející body v ECGDER. Aby mohly být takto detekované kmity uznány jako pozice skutečných kmitů, musí být časový rozdíl mezi kmity v rozmezí fyziologické vzdálenosti mezi kmity. [1]

Začátek a konec komplexu QRS se hledá následovně: je vyhledán vrchol (pk) napravo od kmitu S (pro konec), nebo nalevo od kmitu Q (pro začátek). Tento vrchol je bodem maximálního sklonu ve vlně. Je definován práh TH = ECGDER(pk)/k. Hodnota k je stanovená experimentálně. Konec QRS je stanoven jako bod odpovídající hodnotě TH za vrcholem v signálu ECGDER. Je nalezena první minimální hodnota za daným vrcholem a ta je označena jako konec QRS. Začátek QRS je stanoven obdobně, hledá se bod odpovídající hodnotě TH před vrcholem. [1]



Obrázek 2.1: Vícesvodové rozhodovací pravidlo. A) neshodné série, B) série po vyloučení krajní hodnoty j15

2.2. VLASTNÍ ŘEŠENÍ

Navržený algoritmus je modifikací metoda Laguna, Jané a Caminal [1]. Modifikace byly provedeny za účelem zkvalitnění detekce a zvýšení výkonnosti algoritmu. Na vstupní signál je aplikována pásmová propust typu FIR s mezními frekvencemi 0,8 Hz a 26 Hz. V dalším kroku je vypočtena diference signálu (ECGDER), abychom získali informace o sklonu filtrovaného signálu. Umocněním diference na druhou zvýrazníme v signálu už tak dominantní komplex QRS. Posledním krokem předzpracování sloužícím k vyhlazení signálu je aplikace klouzavého integračního okna o velikosti 95 ms (ECGINT).

Detekce komplexu QRS funguje na principu hledání maximální hodnoty v okně. Začátek okna definuje nadprahová hodnota. Vyfiltrovaný signál (ECGINT) je nejprve normalizován (hodnoty jen v rozmezí 0 a 1) a prvotní práh je nastaven na hodnotu 0,35. Jakmile algoritmus najde první komplex QRS, jsou pak další prahy nastavovány adaptivně jako 0,35 průměrná hodnota předchozích detekovaných vrcholů. Jsou samozřejmě ošetřeny i situace, kdy z nějakého důvodu není nalezena nadprahová hodnota ve fyziologickém rozmezí komplexů QRS. V tomto případě dochází ke snižování prahu. V dalších krocích dochází ke zpřesňování detekce pomocí průchodu nulovou hladinou v derivovaném signálu (ECGDER). Z hodnot, které byly určeny pomocí hledání maximální hodnoty v nadprahovém okně, je hledán nejbližší průchod nulou v okně 60 ms (30 ms nalevo, 30 ms napravo), který je označen jako skutečná poloha komplexu QRS.



Obrázek 2.2: Blokové schéma rozměření QRS a vícesvodového rozhodovacího pravidla (i=cyklus, 1-15=svody)

Vícesvodové rozhodovací pravidlo je na rozdíl od autorů řešeno pomocí shlukové analýzy. Aby mohl být shluk označen jako správně detekovaný, musí obsahovat detekce z více než poloviny

svodů. Z těchto shluků je následně určen medián a ten je považován za společnou pozici kmitu R ve všech svodech. Maximální vzdálenost pro zařazení detekovaných hodnot do shluku je 90 ms. Následuje detekce kmitů Q a S. Ty jsou opět hledány odlišně, než popsali autoři v [1]. Protože známe přesnou pozici kmitu R a známe průběh komplexu QRS, víme, že nejbližší průchod nulou v derivovaném signálu z levé resp. pravé strany bude náležet kmitu Q resp. kmitu S. Dalším důleži-tým krokem je detekce začátků a konců komplexu QRS, která je na rozdíl od předchozích kroků shodná s autory metody. Na hodnoty začátků a konců QRS je aplikováno vícesvodové rozhodovací pravidlo, které je realizováno obdobně jako v předchozím kroku.

3. STATISTICKÉ ZHODNOCENÍ

Podobně jako autoři Laguna, Jané, Caminal [1] byl algoritmus testován na standardní databázi CSE (The Common Standards for Electrocardiography). Hodnocení spolehlivosti rozměření QRS, porovnávání a hodnocení výsledků navzájem je prováděno pomocí hodnot senzitivity *Se*, směrodatné odchylky δ a průměrné odchylky μ . Senzitivita vyjadřuje pravděpodobnost pozitivní detekce. Prediktivitu nelze spočítat, jelikož nejsou známy všechny referenční hodnoty. Byly hodnoceny výsledky ze všech 15 svodů (12 standardních a 3 ortogonální). V následující tabulce je uvedena senzitivita rozměření komplexu QRS, průměrná a směrodatná odchylka mezi referenčními a detekovanými pozicemi. Na posledním řádku tabulky je také uvedeno kritérium 2s_{CSE} [3].

	Článek Laguna		Realizac	e Laguny	Vlastní řešení		
Parametry	začátek QRS	konec QRS	začátek QRS	konec QRS	začátek QRS	konec QRS	
Se [%]	Ν	Ν	100	99,15	100	96,52	
počet	121	121	115	115	115	115	
$\mu \pm \delta \ [ms]$	$-3,6 \pm 4,2$	0,1 ± 7,7	-2,1 ± 7,4	$1,4 \pm 10,9$	-1,7 ± 7,1	$-6,6 \pm 9,8$	
2sCSE: δ [ms]	6,5	11,6					

Tabulka 1: Porovnání dosažených výsledků s autory metody

μ: průměrná odchylka mezi referenčními a detekovanými pozicemi, δ: směrodatná odchylka mezi referenčními a detekovanými pozicemi, červeně: nesplnění kritéria CSE, zeleně: splnění kritéria CSE, N: není uvedeno

4. ZÁVĚR

Z tabulky je patrné, že navržený detektor nedosahuje stejně kvalitních výsledků jako detektor popsaný autory Laguna, Jané a Caminal, nicméně po vlastní realizaci jejich algoritmu bylo zjištěno, že hodnoty popsané v článku se neshodují s hodnotami z realizovaného detektoru (viz. **Tabulka 1:** Porovnání dosažených výsledků s autory metody. Autoři pravděpodobně zamlčeli některou modifikaci, nebo mezikrok. Můžeme si všimnout, že vlastní řešení dosahuje tedy lepších výsledků, než realizovaný detektor popsaný autory Laguna, Jané a Caminal. Směrodatná odchylka pro začátek QRS relativně těsně nevyhovuje kritériu $2s_{CSE}$, naopak konec QRS toto kritérium splňuje. Výsledky senzitivity pro začátek a konec QRS dosahují velice kvalitních výsledků, 100 % a 96,52 %.

5. REFERENCE

- [1] LAGUNA, P., JANÉ, R., CAMINAL, P. Automatic detection of wave boundaries in multilead ECG signals: Validation with the CSE database. Computers and biomedical research. 1994, vol. 27, no. 1, pp. 45-60.
- [2] PAN, J.; TOMPKINS, W. J. A real-time QRS detection algorithm. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 32, No. 3, pp. 230-236, 1985
- [3] The CSE working party. Recommendations for measurement standards in quantitative electrocardiography. Eur. Heart J.6, 815, 1985.

Bakalářské projekty

Elektronika a komunikace

TRANSMITTER FOR PROFESSIONAL MICROPHONE

Gábor Árva

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xarvag00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaromír Kolouch

E-mail: kolouch@feec.vutbr.cz

Abstract: This project deals with the design of a transmitter in a wireless microphone system, which connects to microphone through the XLR connector. The paper contains description of individual blocks which are necessary for processing and transmitting the signal generated by the microphone, describes methods of frequency modulation using a phase locked loop and compares their advantages and disadvantages. As the last, it deals with the choosing of an antenna and its adjustment to appropriate dimensions.

Keywords: microphone, wireless microphone, transmitter, phase-locked loop, frequency synthesizer, frequency modulation, meander antenna

1. INTRODUCTION

This project deals with the design of a transmitter working in a wireless microphone system. The audio signal from the microphone is transferred by a frequency modulated carrier signal with a frequency of 175 MHz, where a Stage Line TXS 130 wireless system works as a receiver.

The frequency stability of the carrier signal is ensured by the ADF4360-8 integrated circuit, which works as a frequency synthesizer. With the internal voltage controlled oscillator, it represents a phase locked loop and a frequency modulator at the same time. The frequency synthesizer is controlled by an ATtiny26L micro-processor through serial peripheral interface.

Part of the work is also the design of the antenna and developing the source code for the frequency synthesizer control and battery level monitoring.

2. BLOCK DIAGRAM

The block diagram of the designed module is showing in Figure 1, where the individual blocks are connected to a cascade.



Figure 1: Block diagram

3. TRANSMITTER

3.1. PREAMPLIFIER

The module is connected to the desired electro-dynamic microphone by an XLR connector. The first block in the chain of signal processing is a SSM2166 pre-amplifier produced by Analog Devices. It contains a built-in compressor with adjustable compression ratio, a noise gate and a limiter. The parameters of these parts are easily adjustable by connecting passive components between appropriate pins. This pre-amplifier allows the application of automatic gain control mode by setting the compression ratio to 2:1. This mode can be turned off by a switch, the module then works in normal mode.

The multifunction of the integrated circuit and the easy adjustment of the parameters include one disadvantage, which is the low dynamic range caused by the fix level of the noise gate. The dynamic range does not exceed 50 dB.

3.2. PRE-EMPHASIS

The next block is called pre-emphases. This block attenuates the low frequencies of the transmitted signal. In fact this is a CR circuit with cut-off frequency of 2 kHz. Pre-emphasis is an important part of the transmitter, which prevents the additional distortion caused by overloading the limiter with low frequency components.

3.3. FILTERS

In the next step, a low pass active filter suppresses the frequency components higher than 15 kHz, and an another high-pass passive filter cuts off the frequencies lower than 100 Hz. These parts of the signal are undesirable for further processing.

3.4. Phase locked loop and modulator

The frequency stability is ensured by a phase locked loop, which works as well as a frequency modulator.

The phase locked loop is made up of an ADF4360-8 frequency synthesizer from the Analog Devices, an internal voltage controlled oscillator (VCO), and further contains a loop filter working as a low-pass filter with a cut off frequency of 100 Hz, which is the lowest frequency component of the audio signal. Phase locked loop tries to set the output frequency to the desired one as fast as possible, and with the low level of the loop filter cut-off frequency, the synthesizer reacts for the slow changes of the audio signal. The disadvantage of this method is the slow reaction time for the changes in the output frequency. However, the module is using only one channel, so it is not causing any problems.

There is a voltage summer connected between the VCO and the loop filter. Its task is to add the voltage level of the control signal obtained from the synthesizer and the modified signal from the microphone. The level of the modified audio signal is set to a defined value, so its peak level causes a 40 kHz step in the output signal of the VCO. The result is a frequency modulated signal with a stable carrier and adjustable output power, which level can be set by programming.

MAR-6+ meets the requirements of a wideband monolithic power amplifier, which works up to 2 GHz. Its only task is amplifying the frequency modulated signal to the desirable level.

3.5. Adjustments

The last block before the antenna is an impedance adjusting circuit called Pi match. The circuit matches the impedance and the power between the power amplifier and the antenna, also cuts off the higher harmonic components caused by the non-linear function of the power amplifier.

3.6. MICRO-CONTROLLER

The micro-controller ATtiny26L serves for setting the frequency dividers inside the synthesizer. After turning on the device, the controller sends out 3 data streams to the synthesizer. The data stream contains information for the desired operation of the synthesizer.

Its next task is the battery level monitoring, which is performed with built-in AD converter. After a certain voltage level drop, the micro-controller sends a signalisation to a diode.

The module contains other functions, like a switchable automatic gain control mode, where it controls the compression ratio of the pre-amplifier, and a Mute function, where the gain is set to zero.

3.7. POWER SUPPLY

The whole module is powered by a single 9 V battery. A symmetrical power supply is necessary for the correct function of the operational amplifiers. It is provided by a TLE2426 integrated circuit, which works as a rail-splitter. This component is transforming the 9 V non-symmetrical power supply to 4.5 V symmetrical.

With one piece of AL battery, the module should operate for 10 hours.

4. ANTENNA

The wavelength of the carrier frequency is 1.7 m. In terms of the mobility, using a simple quarter wave antenna is too large, so it is necessary to shrink the dimensions of the antenna. Appropriate choices are like using an electrical prolongation method, or application of a Meander antenna. The second one is a quarter wave antenna spread to a rectangular shape, which is connected to the bottom side of the module. With this application, we get a vertically omnidirectional antenna, and against the normal quarter wave antenna we can save 92% of length.



Figure 2: Antenna Meander

5. CONCLUSION

In this project, a transmitter was designed, with whom I am demonstrating the more modern methods of the classic narrowband frequency modulation. My work contains the selection of suitable components, the impedance and power matching of single blocks, finding an appropriate antenna miniaturizing method, the developing of source codes and programming the micro-controller.

The result is a compact module, which enables a simplex communication on the VHF bandwidth. The module works properly only with the correct electro-dynamic microphone and receiver.

The implementation of the module will be completed up to the time of the thesis defense. At this time it is in experimental phase.

REFERENCE

- [1] Rectangular Meander Line Loop Antenna for Mic, Chungnam National University, Daejon, Korea
- [2] MALINA, Václav. Poznávame Elektroniku V. 1. vyd. Praha: Kopp, 2001, 344 s. ISBN 80-7232-114-5
- [3] VÁGNER, Petr, Ing., Ph.D. *Vysokofrekvenční technika* Skriptum. vyd. 2013. Dostupné z URL: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=83307

MULTICHANNEL RF POWER METER

Vladimír Hradňanský

Master Degree Programme (1), FEEC BUT xhradn00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Šebesta

sebestaj@feec.vutbr.cz

Abstract: In this work is analysis of methods for measuring high-frequency power, then the design and implementation of multi-channel processor controlled high-frequency power meter. The device enables communication via USB or RS232 port, correction and calibration calculations stored on the SD card. Measurement results are displayed on the LCD display. The meter has three probes whitch can measure up to 8 GHz. Built-in 40 dB attenuator allows measure with power up to 100 W. A complete functional test tool including three types of probes, measuring unit and software.

Keywords: Microprocessor, ATmega, logarithmic detector, power measurement system, LCD display, serial comunication, RS232, AD converter, AD8307, AD8313, AD8318

1. ÚVOD

Výstupem této práce jsou funkční vzorky sond pro měření vysokofrekvenčního (vf.) výkonu, které převádějí vstupní vf. výkon na stejnosměrné napětí, které je dobře měřitelné a zpracovatelné. V další části práce je výsledkem kompletní funkční vzorek vícekanálového koncového měřiče výkonu, který je plně využitelný pro měření vf. výkonu v systémech s impedancí 50 Ω . Jeho vestavěný atenuátor umožňuje měření do frekvence 2,5 GHz s výkonem až 100 W. Více informací lze získat v bakalářské práci [1].

2. LORARITMICKÉ DETEKTORY

Měření vysokofrekvenčního výkonu je v dnešní době naprosto nezbytné a měření pomocí logaritmických detektorů je jednou z nejmodernějších možností. Využívá se logaritmické závislosti čipů, které mají banku omezovačů (limiterů) a jejich výstupní proud se převádí pomocí transkonduktance na napětí. To je dále zpracováno AD převodníkem řídícího mikroprocesoru měřiče. V práci jsou použity celkem tři detektory, jejich rozdělení dle citlivosti a pracovní frekvence je uvedeno v následující tabulce č.1.

detektor	frekvenční pásmo	dynamický rozsah [dB]
AD8307 [3]	DC až 500 MHz	92
AD8313 [4]	0,1 GHz až 2,5 GHz	70
AD8318 [5]	1 MHz až 8 GHz	70

 Tabulka 1:
 Rozdělení zkonstruovaných logaritmických detektorů

Každá sonda má vlastní stabilizátor napájení a interní čidlo teploty, jenž se využívá k měření a následné kalibraci sondy v případě že sonda pracuje v jiném teplotním rozsahu, než na který byla kalibrována. Sondy jsou zkonstruovány na DPS a jsou uloženy v krabičkách z pocínovaného plechu.



Obrázek 1: Základní převod P_{in}/U_{out} sondy s AD8307



3. ŘÍDÍCÍ JEDNOTKA MĚŘIČE VÝKONU

Blokové schéma měřiče znázorňuje obrázek č.3. Na vf. straně obsahuje detektory jenž obstarávají na svém výstupu stejnosměrné napětí, které je dále zpracováváno řídícím mikroprocesorem. Takto zpracované a přepočítané stejnosměrné napětí dle kalibrací pro vybranou sondu a teplotu je následně zobrazeno na znakovém LCD displeji 4x40 znaků. Dále měřič umožňuje komunikovat s osobním počítačem jak pomocí USB sběrnice, tak pomocí sériového portu. Nedílnou součástí navrženého měřiče je zdroj napájení a nabíjení akumulátoru.

Kalibrační data jsou uložena na SD kartě a mohou být načtena při překalibrovávání měřiče. Na kartě jsou uloženy dvě základní převodní charakteristiky detektorů. První je vlastní převod vf. výkonu na stejnosměrné napětí, druhou je závislost výstupního napětí na frekvenci při konstantním vstupním výkonu. To jsou dvě hlavní charakteristiky, které lze po drobných úsecích lineárně aproximovat a dosahovat přesností pod 0,5 dBm. SD karta byla užita z důvodu snadné konfigurace a práce s daty v textové formě, v níž jsou kalibrační konstanty uloženy. Po připojení detektoru měřič autonomně rozpozná, o kterou sondu se jedná a podle ní počítá kalibrace výkonu a následně je vypisuje na LCD displej a data posílá do počítače, kde je zpracovává vytvořený program "RF Power Meter". Jako řídící jednotka byl zvolen mikroprocesor ATmega2560 od firmy Atmel [2], z důvodu velkého množství I/O portů, velké flash paměti a 16 vstupovému AD převodníku. Jeho cenový rozdíl oproti nižším řadám je zanedbatelný. Pro tuto práci se využívají periferie jako AD převodník, I/O porty, PWM výstup pro analogový ukazatel, sériové linky atd. Je zapouzdřený v SMD pouzdře TQFP100, které je snadno pájitelné. Pro snadné programování procesoru je využit bootloader.



Obrázek 3: Blokové schéma





4. KONFIGURAČNÍ SOFTWARE "RF POWER METER"

Tento vytvořený software umožňuje konfiguraci základních parametrů a dále reset měřiče. Zkušenější obsluha může využít zadávání příkazů do příkazového pole a může využít jak malá, tak velká písmena (není case sensitive). Měřič na daný příkaz vždy odpovídá.

Měřič zná příkazy jako určení výběru měřícího kanálu, zapnutí/vypnutí podsvitu LCD displeje, zapnutí/vypnutí analogového ukazatele, výběr frekvenčních rozsahů pro danou sondu, zvolení offsetů v řádu desetinných míst pro případ použití atenuátoru před měřící sondou, vypsat provozní údaje atd. V menu nabídce je možno přistoupit ke kalibracím a změnit tak kalibrační konstanty a uložit je na SD kartu.



Obrázek 5: Pracovní okno kalibračního a konfiguračního softwaru

5. MECHANICKÁ KONSTRUKCE MĚŘIČE

Měřič je vestaven do kovové skříně dříve určené pro trunkové rádio BOSH výšky 3U. Je určen pro uložení na stůl či jinou úložnou plochu. Jeho rozměry jsou- výška: 14cm, šířka 48cm, hloubka 28cm. Hmotnost přístroje je 8,3kg i s baterií 12V, 12Ah.



Obrázek 6: Mechanické provedení měřiče včetně připojeného detektoru AD8307

6. ZÁVĚR

V práci byl navrhnut vlastní vysokofrekvenční měřič výkonu využívající logaritmické detektory od Analog Devices. Následně byl zkonstruován vlastní měřič a naprogramován obslužný software. V celé práci bylo navrženo celkem 6 desek plošných spojů, které jsou převážně osazeny SMD prvky. Přesnost měřiče vlivem vlastních teplotních rozsahů sond je \pm 0,5 dB. Kalibrace sond a celého měřiče probíhala na přesném kalibrovaném vysokofrekvenčním generátoru ve firmě DCom spol. s r.o., který vstup sondy budil vf. výkonem. Výstupní zprůměrované hodnoty AD převodníku byly ukládány na SD kartu a následně se po frekvenčních krocích počítala směrnice přímky.

REFERENCE

- [1] Hradňanský, V.: Vysokofrekvenční vícekanálový měřič výkonu.[cit. 24. března 2015]. Dostupné na www: < https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_ id=83599 >.
- [2] ATmega2560 [online]. Atmel Corporation. [cit. 24. března 2015]. Dostupné na www: < http://www.atmel.com/devices/atmega2560.aspx>.
- [3] AD8307 Low Cost, DC to 500 MHz, 92 dB Logarithmic Amplifier. Data Sheet (Rev. D). [online]. Analog Devices, Inc. [cit. 1. prosince 2013]. Dostupné na <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8307.pdf>
- [4] AD8313 Low Cost, DC 0,1 GHz to 2,5 GHz Logarithmic detector/Controller, 70 dB Data Sheet. [online]. Analog Devices, Inc. [cit. 1. prosince 2013]. Dostupné na http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8313.pdf
- [5] AD8318 Low Cost, 1 Mhz to 8 GHz Logarithmic detector/Controller, 70 dB Data Sheet. [online]. Analog Devices, Inc. [cit. 1. prosince 2013]. Dostupné na <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8318.pdf>

THE CONTROL UNIT OF THE DOOR SYSTEMS FOR PUBLIC TRANSPORT

Lukáš Jablončík

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

Supervised by: Martin Friedl

E-mail: friedl@feec.vutbr.cz

Abstract: The topic of this project is design a control unit of the door systems for public transport. The control unit is designed by using modern components. Their availability should be not less than ten years. The unit is controlled by a microcontroller ATMEGA and the motor is switched by using the h-bridge.

Keywords: ATMEGA, DRV8432, ACS711, public transport, door systems, control unit

1. ÚVOD

Řídicí jednotka popsaná v této práci je určena pro tři typy pohonů: "Standard", "Posuv" a "Jednokřídlý vněkyvný pohon". Jednotka musí umět ovládat motory s výkonem do 100 W, pracovat při napájecím napětí 12 – 24 V. Řízení jednotky je realizováno pomocí mikrokontroléru [1] ATMEGA328 a spínání motoru je realizováno pomocí h-můstku.

V kolejové i autobusové dopravě, pro kterou je tato jednotka určena, je kladen velký důraz na bezpečnost cestujících i obsluhy. Proto musí jednotka obsahovat přesný snímač proudu a vstupy ošetřené proti špičkám v napájecím napětí. Dále její program musí využívat watchdog časovače tak, aby nemohlo dojít k náhodnému zacyklení programu nebo jiným kritickým situacím.

2. POPIS ZAŘÍZENÍ

Jednotku je možné rozdělit do tří bloků. Prvním blokem je napájecí část, která se skládá ze dvou stabilizátorů. Tyto stabilizátory dodávají do obvodu stejnosměrné napětí 12 V pro h-můstek a 5 V pro logické obvody. Druhým blokem je řídicí část. Ta se skládá z mikrokontroléru, snímače proudu ACS711 a vstupů pro řídicí signály a koncové spínače. Posledním blokem je silová část s h-můstkem a silovými výstupy.



Obrázek 1: Blokové schéma jednotky

2.1. NAPÁJECÍ ČÁST

Napětí je do řídicí jednotky přivedeno pomocí konektoru MSTBV4. Jedná se o konektor pro průmyslové použití od firmy Phoenix contact. Představuje velice rozšířený typ konektoru, který svými vlastnostmi odpovídá požadavkům jak výkonovým, tak bezpečnostním. Kladný pól napájecího napětí je na svorce 3 a záporný na svorce 2. Výstupy pro napájení motoru jsou na svorkách 1 a 4. Na napájecím napětí je kondenzátor o kapacitě 1000 μ F. Tento kondenzátor je zde proto, aby dodal napětí pro motor při špičkových odběrech. Na vstupu stabilizátoru LM2576 je usměrňovací dioda 1N4007 z důvodu přepólování napájecího napětí.

Za touto diodou je stabilizátor napětí LM2576, který je zapojen podle katalogového zapojení. Na vstupu stabilizátoru je umístěn low ESR kondenzátor 100 μ F, aby nedocházelo k rozkmitání obvodu. Přítomnost napájecího napětí signalizuje zelená dioda. Aby bylo zamezeno parazitním vlivům, jsou po plošném spoji umístěny low ESR kondenzátory o kapacitě 100 μ F a keramické kondenzátory o kapacitě 100 nF. Možnost vypínání stabilizátoru LM2576 není využita. Stabilizátor L7805 je zapojen na výstupu ze stabilizátoru L2576 a opět je využito doporučeného zapojení výrobce. Úbytek napětí na stabilizátoru bude 7 V a předpokládaný výstupní proud bude maximálně 100 mA. Z tohoto důvodu není nutné použít spínaný stabilizátor, protože lineární L7805 je pro naši potřebu dostačující.

2.2. ŘÍDICÍ ČÁST

O řízení celé jednotky se stará mikrokontrolér ATMEGA328 [2]. Ten je taktován krystalem o frekvenci 16 MHz. Na porty PC0 – PC5 a PD3 jsou připojeny výstupy z optočlenů. Tyto optočleny jsou zařazeny z důvodu možného špičkového přepětí z řídicích signálů. Signály se připojují na konektor MSTBV16 od firmy Phoenix contact. Z těchto vstupů jde signál přes LED diodu, která signalizuje stav na vstupu, na Zenerovu diodu, díky které vstupy reagují až od požadovaného napětí. Za diodou je rezistor, který snižuje hodnotu napětí na hodnotu potřebnou pro optočlen.

Napětí ze snímače proudu je vyhodnocováno pomocí AD převodníku na vstupu ADC6. Koncové spínače fungují jako tlačítka, takže je úroveň na vstupu držena pull-up rezistorem v úrovni log. 1. Pokud dojde k sepnutí koncového spínače, pak se vstup uzemní a je na něm logická 0. Tyto koncové spínače se připojují na PD5 – PD7.

Programování mikrokontroléru je realizováno pomocí ISP. Jsou tedy vyvedeny vstupy/výstupy SCK, MOSI, MISO, RST a napětí 5 V s GND. Pro programování je použit konektor MLW10. Řídicí signály do DRV8432 jsou na výstupech PD0 – PD2. Protože tento integrovaný obvod vyžaduje úroveň napětí 3,3 V, jsou tyto výstupy zapojeny přes jednoduchý odporový dělič.

2.3. SILOVÁ ČÁST

Silová část je tvořena h-můstkem DRV8432 [3], snímačem proudu ACS711 a silovými výstupy. V datasheetu výrobce h-můstku je uvedeno několik druhů zapojení. Pro tuto aplikaci bylo zvoleno zapojení Dual Full bridge mode. Výstupy pro motor jsou odděleny přes cívky o indukčnosti 4,7 µH. Výrobce doporučuje z důvodu zákmitů připojit na všechny výstupy a napájecí větve kondenzátory o velikosti 100 nF. V jedné větvi pro výstup pro motor je zapojený snímač proudu ACS711. Výstup VIOUT je připojen přímo na vstup mikrokontroléru. Úroveň napětí na tomto výstupu se mění v závislosti na protékajícím proudu.

Spínání silové zátěže je realizováno pomocí jednoduchého tranzistorového spínače. Protože je potřeba, aby bylo na silovém výstupu 24 V, bylo zvoleno zapojení s MOSFETem typu P. Tento spínač funguje tak, že se pomocí bipolárního tranzistoru BC337 dotuje hradlo Gate. Tím se zprůchodní přechod Drain-Source. Díky nízkému odporu tohoto přechodu (RDS = $0,2 \Omega$) nevzniká ani při průchodu většího proudu přes tranzistor velký úbytek napětí. Aby byl výstup ochráněn proti přepólování, je na jeho výstupu Schottkyho dioda.

2.4. PRAKTICKÁ REALIZACE

Pro ověření funkčnosti tohoto návrhu byla nejdříve zakoupena evaluační deska DRV8432EVM od společnosti Texas Instruments. Ta byla ovládána pomocí Arduina. Při tomto testu se ověřilo, že je možné použít h-můstek DRV8432 pro zamýšlenou aplikaci. Následně byl v programu EAGLE navržen plošný spoj, který se nechal vyrobit a osadit. Celá jednotka se osadila do kovové krabičky (viz. Obrázek 2). Pomocí krabičky jsou chlazeny stabilizátory a integrovaný obvod DRV8432.



Obrázek 2: Řídicí jednotka

3. ZÁVĚR

Řídicí jednotka byla vytvořena na základě zkušeností s používáním starší jednotky RC2. Základní funkce fungují správně, ale bohužel se v této první variantě objevilo několik drobných chyb, které budou odstraněny v připravované druhé verzi. Zatím byla jednotka testována na jednokřídlém vněkyvném systému [4].

REFERENCE

- [1] MATOUŠEK, David. Práce s mikrokontroléry ATMEL AVR ATmega16. Praha: BEN, 2006. ISBN 80-7300-174-8
- [2] Atmel Corporation. 8-bit. Microcontroller ATmega328 [online]. ©2014 [cit. 2014- 12-14].
 650 s. Dostupný z: http://www.atmel.com/images/Atmel-8271-8-bit-AVRMicrocontroller-ATmega48A-48PA-88A-88PA-168A-168PA-328- 328P_datasheet_Complete.pdf
- [3] Texas Instruments. Dual Full Bridge PWM Motor Driver [online]. ©2014 [cit. 2014-12-14]. 34 s. Dostupný z: http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/drv8432.pdf
- [4] IGE-CZ. Produkty. Ige.cz [online]. ©2014 [cit. 2014-12-14]. Dostupné z: http://www.ige.cz/produkty/standard-dvere/

DIGITAL MULTI-EFFECT UNIT FOR GUITAR

Jeroným Juráň

Bachelor/ (3), FEEC VUT E-mail: xjuran14@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Juráň

E-mail: jan.juran@volny.cz

Abstract: The aim of this work was to design the multi-effect unit containing many additional features with the smallest dimensions possible. The main problems solved during the design were: signal processor programming, C language library for graphical OLED RGB display, system control using ATmega, EMC, wireless transmission of the sound, proper maintenance selection for dimension minimization, battery charging, and audio preamplifier.

Keywords: DSP, Signal processing, ADAU1761, guitar effect, OLED, wireless transmission, ISM 2.4GHz, i2s, i2c, SPI, ATmega168

1. ÚVOD

Cílem práce bylo vytvořit prakticky použitelnou multiefektovou jednotku pro kytary, která by byla proti výrobkům na trhu menší a nosila by se za pasem. Zařízení obsahuje sluchátkový výstup a modul pro bezdrátový přenos zvuku. Napájení zajišťuje LI-ION baterie, což umožňuje volný pohyb kytaristy. Ovládání je řešeno dvojicí stlačitelných enkodérů v kombinaci s grafickým RGB OLED displejem. Kytarista si může také vytvořit vlastní kombinace efektů uložených do paměti EEPROM. Pro rozšíření použitelnosti je možné přepínat mezi předzesilovačem pro kytary a stereo vstupem pro přímý přenos hudby. Projekt byl vytvořen pro osobní účely z větší části během čtvrtého ročníku střední školy. Dále byl rozšířen a dokončena v následujícím roce. Část byla prezentována jako maturitní práce. Technické řešení bylo konzultováno s Ing Janem Juráněm jakožto odborníkem v oblasti audio elektroniky.

2. NÁVRH ZAŘÍZENÍ

2.1. HARDWARE

Jádrem zařízení je DSP ADAU 1761 zajišťující úpravy signálu. K jeho řízení slouží mikrokontrolér ATmega168 komunikující s DSP přes rozhraní i²c. Signálový procesor má sluchátkový výstup vyvedený na zadní panel. Zvuk je navíc posílán pomocí i²s do vysílacího modulu RA10M. Přenos má dominantní vliv na výdrž baterie, která činí přibližně 2 hodiny, proto je možné přenos vypnout, čímž se doba výrazně prodlouží. Blokové schéma zařízení je zobrazeno na obrázku (Obr. 1). Jelikož DSP má pouze volatilní paměť, je do něj celý program nahrán z flash paměti mikrokontroléru při startu zařízení. Tento fakt je významný proto, že vzhledem k tomu, že mikrokontrolér uchovává také font a bitmapu obrázku pro vykreslování na displej a velké množství dalších funkcí, je velikost programu omezena.

Jelikož zařízení pracuje s napájecím napětím 3,3V a Li-ion článek má v nabitém stavu asi 4,2V a ve vybitém stavu méně než 3V, je v obvodu zařazen regulátor na 3,3V, čímž je zajištěno maximální využití kapacity baterie. Napětí na baterii je měřeno, filtrováno a zobrazováno na displeji. Nabíjení je signalizováno červenou LED na zadním panelu. Za regulátorem je zařazen step-up měnič na 14V potřebný pro jas OLED displeje. Pro úsporu energie se po definované době, kdy uživatel nepoužívá

ovládací prvky, měnič vypne a displej se zatemní. Blokové schéma napájení je zobrazeno na obrázku (Obr. 2).

Během návrhu plošného spoje (Protel99) bylo třeba volit vhodnou kombinaci součástek především kvůli rozměrům. Dalším zásadním faktorem bylo dodržení zásad návrhu pro EMC. Největší prioritu pak měla nezávislost analogového vstupu na digitálních a spínaných obvodech. Kompletní zařízení je zobrazeno na obrázcích (2.3 Fotodokumentace). Současně s DPS byly navrženy a stejnou technologií vyrobeny čelní a zadní panely krabičky.



Obrázek 1: Blokové schéma



Obrázek 2: Blokové schéma napájení

2.2. SOFTWARE

Pro vývoj programu pro DSP bylo využito grafického prostředí SigmaStudio. Efekty byly laděny a zkoušeny přímo na hotové desce plošných spojů. Data vygenerovaná prostředím byla uložena do programové paměti mikrokontroléru, odkud jsou po zapnutí poslána po i²c do DSP. Do programu byla také implementována možnost tento program za běhu měnit (přemisťování jednotlivých efektů, změny parametrů filtrů apod....). Zařízení obsahuje 6 přednastavených kombinací efektů s omezenou možností úprav označovaných A, stereo bypass a 13 slotů pro uživatelské kombinace označovaných B, což umožňuje každému hráči vytvořit si zvuk podle svých představ.

Program mikrokontroléru se skládá z knihovny pro obsluhu signálového procesoru, knihovnu pro obsluhu displeje a hlavního programu. Dále je pak obsažen program pro DSP, font, bitmapa úvodního obrázku a některé další funkce.

2.3. FOTODOKUMENTACE

Osazená DPS před montáží je zobrazena na fotografii (Obr. 3). Následující snímek (Obr. 4) ukazuje celkový pohled v prostředí sloužícím jako meřítko. Další snímek (Obr. 5) zachycuje čelní panel a displej při běžném použití. Poslední fotografie (Obr. 6) zobrazuje zadní panel.



Obrázek 3: Osazená DPS bez enkodérů



Obrázek 4: Kompletní výrobek



Obrázek 5: Detail předního panelu a displeje



Obrázek 6: Zadní panel bez připojeného vstupu a výstupu

3. ZÁVĚR

Podařilo se splnit všechny vytyčené cíle (viz 1.Úvod). Výsledkem je velice komplexní výrobek s mnoha funkcemi a minimálními rozměry. Cena materiálu připadající na jeden kus při výrobě do deseti kusů je odhadem 2000 až 2500 Kč. Výhodou oproti výrobkům na trhu je jednoduchost použití bez zdlouhavé přípravy, malé rozměry a mobilita. Zařízení od specialistů na kytarové efekty budou mít lépe propracovanou strukturu efektů, což v součtu s typicky mnohem většími rozměry a výkonnějším hardwarem vede k lepším šumovým vlastnostem.

REFERENCE

- [1] ORFANIDIS, Sophocles J. *Introduction to signal processing*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, c1996,798 s ISBN 0-13-209172-0.
- [2] Jak řadit kytarové efekty za sebe. In: *GVR* [online]. [cit. 2012-03-28]. Dostupné z:

http://www.guitarvolumeright.com/index.php?option=com_content&task=view&i d=44&Itemid=30
AEROPLANE MODEL CONTROL USING ISM 433 BAND

Jeroným Juráň

Bachelor/ (3), FEEC VUT E-mail: xjuran14@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Friedl

E-mail: friedl@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work was to design multifunctional pair of devices for wireless transmission. Next goal was to use it to create RC model from hand launch glider to demonstrate wide possibilities of the developed system.

Keywords: ISM, 433MHz, wireless transmission, FIFO, CRC, frequency hopping, OOK, FSK, GFSK, data whitening, Manchester code, RFM42, RFM 31, i2c, spi

1. ÚVOD

Cílem práce bylo navrhnout a realizovat vysílač a přijímač pro bezdrátový přenos v pásmu ISM 433MHz. Pro maximální universálnost vyvést chráněné GPIO, filtrované analogové vstupy a jeden analogový výstup. Přijímací zařízení vybavit také PWM spínanými výstupy s možností spínat napětí z navrženého měniče nebo napětí přivedeného z externího zdroje. Vytvořit knihovnu pro obsluhu použitých komunikačních modulů. Dále pak možnosti navrženého systému demonstrovat na RC modelu vytvořeného z modelu házedla včetně požití i²c periferií ve formě akcelerometrů. Dále implementovat funkce pro automatické vyrovnávání náklonu modelu a ovládání pomocí náklonu ovladače. Celý návrh byl prováděn s ohledem na minimalizaci nákladů.

2. NÁVRH ZAŘÍZENÍ

2.1. HARDWARE

Vysílač je řízen mikrokontrolérem ATmega88, který komunikuje pomocí SPI s vysílacím modulem RFM42. Napájení je řešeno pomocí Li-ion baterie spolu s nabíjecím obvodem. Součástí vysílače je také nabíjecí obvod pro druhou baterii pro ušetření rozměrů na straně přijímače. Dále je napětí stabilizováno pomocí LDO na 2,85V. Zjednodušené blokové schéma vysílače je na obrázku (Obr. 1).

Přijímač je stejně jako vysílač postaven okolo mikrokontroléru ATmega88. Je osazen přijímacím modulem RFM31 připojeným taktéž pomocí SPI. Baterie je chráněna obnovitelnou polymerovou pojistkou. Další ochranou je pak měření napětí článku a případné vypnutí spínaného zdroje pro spínané výstupy. Zjednodušené blokové schéma je na obrázku (Obr. 2).

Desky plošných spojů byly vyvíjeny se snahou minimalizace rozměrů. Zařízení byla navržena s ohledem na EMC. Jednotlivé bloky byly pečlivě sestaveny podle doporučení výrobce obvodů. Z tohoto hlediska bylo nejdůležitější rozmístění na desce přijímače obsahující spínaný step-up měnič, mikrokontrolér a vysokofrekvenční obvod přijímacího modulu. Pro výrobu bylo využito vzorkové výroby Pool service s cenou 500 Kč za 100cm². Součet plochy desky vysílače, přijímače a dvou menších obvodů obsahujících akcelerometry činí přibližně 70cm². Návrh v systému Altium designer je zobrazen na obrázcích (Obr. 3 a Obr. 4).



Obrázek 1: Blokové schéma vysílače



Obrázek 2: Blokové schéma přijímače

2.2. SOFTWARE

Software se skládá z knihoven pro obsluhu komunikačních modulů. Déle obsahuje knihovnu pro základní použití akcelerometru připojeného pomocí i²c na GPIO piny. Moduly jsou konfigurovány pro automatické zpracovávání paketů (tzv. *Automatic packet handling*). Tento přístup minimalizuje míru komunikace mezi mikrokontrolérem a modulem, což šetří výpočetní výkon pro další funkce zařízení.

2.3. VÝROBA A NÁVRH MODELU

Pro účel demonstrace možností vyrobených obvodů byl úpravou házedla vytvořen model letadla. Ten byl vyvíjen bez jakýchkoliv předchozích modelářských zkušeností a obsahuje originální řešení řízení spočívající v sekvenčním přenosu řídících instrukcí a rozmístění servomotorů. Byly implementovány režimy pro manuální řízení, automatické udržování směru letu a řízení kopírováním náklonu ovladače viz obrázek (Obr. 3). Bohužel po dokončení konstrukce se ukázal problém v poměru maximálního výkonu, který je baterie schopná dodávat ku hmotnosti celého modelu. Výkon dodávaný spínaným zdrojem elektromotorům je asi 7W. Současný odběr servomotorů pak naráží na limity baterie. Přibližný odhad minimálního výkonu pro použití modelu, který váží asi 140g je 15-20W. Problém by bylo možné řešit zakoupením většího házedla a použitím rozměrnější baterie a výkonnějších motorů. Jelikož toto řešení by přibližně trojnásobně přesáhlo dosavadní náklady na celý projekt, slouží model pouze pro demonstraci širokých možností vyrobené elektroniky.

2.4. FOTODOKUMENTACE

Obrázky (Obrázek 3 až Obrázek 8) zobrazují jednotlivé stupně vývoje zařízení.



Obrázek 3: Navržené desky plošných spojů



Obrázek 5: Osazená deska plošných spojů vysílače



Obrázek 7: Kompletní RC model



Obrázek 4: Navržené DPS ve 3D zobrazení



Obrázek 6: Osazená deska plošných spojů přijímače



Obrázek 8: Detail modelu a ovladače

3. ZÁVĚR

Bylo navrženo zapojení a desky plošných spojů vysílače a přijímače. Obvody byly následně osazeny a byly napsány knihovny pro ovládání modulů a akcelerometru. Podařilo se splnit všechny cíle a implementovat veškeré funkce pro široké možnosti využití zařízení. RC model demonstruje pokročilé použití navrženého systému. Maximální dosah se pohybuje v řádu stovek metrů až jednotek kilometrů podle zvoleného vysílacího výkonu. Maximální rychlost přenosu je 128kb/s. Hlavním přínosem práce bylo vytvoření knihoven pro obsluhu komunikačních modulů, které je tak možné snadno použít v dalších zařízeních. Dále pak získání znalostí potřebných k práci s dalšími moduly stejného výrobce. Vytvořený software a získané znalosti byly využity při návrhu již dalších dvou zařízení zadávající firmy určených k prodeji.

REFERENCE

[1] HOPE MICROELECRONICS. RFM42B/43B ISM TRANSMITTER. 2013. Distupné z: http://www.hoerf.com/upload/rf/RFM42B_43B.pdf

AUDIO MIXER USED FOR LABORATORY MEASUREMENTS

Ladislav Kalina

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkalin08@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Kratochvíl

E-mail: kratot@feec.vutbr.cz

Abstract: This project describes the microphone preamplifier which is part of the second channel audio mixing console. In this circuit are used low noise and low THD amplifiers. As an integral part of this project is a design of chassis and render of the mixer from CAD program Solid Works.

Keywords: Preamplifier, channel strip, audio mixer, Solid Works.

1. ÚVOD

Tento příspěvek si dává za cíl přiblížit část analogového mixážního pultu, který bude sloužit pro laboratorní účely v předmětu Nízkofrekvenční a audio elektronika, vyučovaného na Ústavu radioe-lektroniky FEKT VUT v Brně. Originalita návrhu mixážního pultu spočívá ve faktu, že každý audio kanál, tzv. channel strip, je odlišný od toho předešlého (jiné zapojení předzesilovače, ekvalizéru atd.). Cílem je kvantifikovat laboratorním měřením odlišné elektrické vlastnosti každého audio kanálu.

Mixážní pult obsahuje čtyři mikrofonní vstupy, dva stereofonní vstupy, vnitřní generátor šumu a funkce sinus pro harmonický zdroj signálu, dále pak integrovaný sluchátkový zesilovač, LED indikátor úrovně, směšovač a výstupní vyvážený zesilovač.

2. NÁVRHU KONCEPTU

2.1. NÁVRH DRUHÉHO MIKROFONNÍHO VSTUPU

Pro tento mikrofonní vstup byly použity velmi kvalitní operační zesilovače AD797 od firmy Analog Devices. Díky velmi nízké úrovni šumu ($0.9nV/\sqrt{Hz}$) a nízkému harmonickému zkreslení (0.0001%) mohou být tyto operační zesilovače aplikovány do mnoha nejnáročnějších aplikací [2].

Pro tento kanál bylo vybráno zapojení přístrojového zesilovače s operačními zesilovači. Jeho využití je v přístrojích, které zpracovávají velmi nízké úrovně signálů. V kombinaci s AD797 tvoří mikrofonní předzesilovač, který vykazuje výborné technické parametry [3]. Schéma zapojení přibližuje Obrázek 1:. Výslednou simulaci tohoto obvodu vyobrazuje Obrázek 2:.



Obrázek 1: Schéma zapojení předzesilovače s AD797.



Obrázek 2: Výsledky simulace diferenčního předzesilovače.

2.2. NÁVRH MIXÁŽNÍHO PULTU POMOCÍ PROGRAMU SOLID WORKS

Práce se také zabývá návrhem mechanického uspořádání mixážního pultu, které musí být jednoduché ale i robustní a esteticky řešené. Hlavní ovládací panel by měl být přehledný, proto je zvolena větší šířka a odstup jednotlivých kanálů (channel stripů) než je v praxi běžné.



Obrázek 3: Grafický návrh mixážního audio pultu (Solid Works).

3. ZÁVĚR

Tento dokument obsahuje stručný popis druhého kanálu mixážního pultu, včetně jeho zapojení a následně simulace. Uvedený mikrofonní předzesilovač představuje přístrojový předzesilovač osazený velmi kvalitními operačními zesilovači AD797. Tato část je vyjmuta z bakalářské práce [1], která se zabývá návrhem kompletního mixážního pultu, který bude následně využíván v laboratořích předmětu Nízkofrekvenční a audio elektronika.

Ke splnění zadání projektu zbývá výroba a osazení všech desek plošných spojů, jejich následné oživení a zabudování do šasi. Posledním bodem projektu je vytvoření laboratorní úlohy a její vzorové měření. Finální řešení se předpokládá k dokončení v rámci mé bakalářské práce.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory interního grantu VUT v Brně - Perspektivní komunikační systémy (PEKOS), číslo projektu FEKT-S-14-2177.

- [1] KALINA, L. *Mixážní nízkofrekvenční pult pro laboratorní výuku*. Semestrální práce. FEKT VUT v Brně, 2014.
- [2] Analog Devices [online]. *Datasheet AD797*, 2014 Dostupné na www: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD797.pdf.
- [3] WIRSUM, S. Abeceda NF techniky. Praha: BEN technická literatura, 1997.

MICROWAVE POWER AMPLIFIER

Vojtěch Pecen

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xpecen08@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Miroslav Kasal

E-mail: kasal@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this thesis is to create a design of a microwave power amplifier working in X-band at the center frequency of 10.368GHz. The amplifier has to operate in CW mode and pulse mode with output power of 36dBm and gain of 20dB.

Keywords: Microwave power amplifier, X-band, AWR Microwave Office

1. ÚVOD

Mikrovlnné zesilovače v dnešní době najdou využití zejména v radarových systémech policejních, armádních a leteckých. Největší potenciál využití mikrovlnných zesilovačů do budoucna je v bezdrátových komunikačních systémech. Je to z důvodu možnosti většího přenosu dat za stejný čas na vyšších kmitočtech a dále potom pásma na vysokých kmitočtech nejsou tolik zahlcená jako pásma na nižších kmitočtech.

Zesilovač je navržen jako dvoustupňový na předem vybraných aktivních prvcích. Aktivní prvky, zejména pak budič, nejsou určeny pro kmitočtové pásmo, pro které je zesilovač konstruován. Proto je tato práce pojata jako pokus o vyladění aktivních prvků do požadovaného pásma.

2. AKTIVNÍ PRVKY

2.1. PRVNÍ STUPEŇ – BUDIČ

První stupeň slouží jako budič pro koncový tranzistor. Je zde použit zesilovač od firmy Excelics Semiconductor RFMA7185-S1, který je vnitřně přizpůsoben v rozsahu kmitočtů 7,1GHz až 8,5GHz na impedanci 50 Ω . Budič je tvořen čtyřmi zesilovacími stupni. Blokové schéma vnitřního zapojení je na **Obrázek 1**.



Obrázek 1: Vnitřní struktura zesilovače RFMA7185-S1 (převzato z [1]).

Budič má v udávaném rozsahu zisk 30dB s výstupním výkonem 32,5dBm. Na kmitočtu 10,4GHz je schopen dosahovat výstupního výkonu 30dBm ovšem při zisku 25dB [3]. Jelikož je budič používán v jiném kmitočtovém pásmu, než udává výrobce, bylo nutné ho praporkováním vyladit na požadovaný kmitočet. Po vyladění bylo dosaženo výstupního výkonu 29dBm při vstupním výkonu 0dBm, což odpovídá zisku 29dB. Dosažený výstupní výkon stačí pro vybuzení koncového stupně a získání požadovaného výstupního výkonu zesilovače. Jelikož výrobce udává s-parametry v kmitočtovém rozsahu 6,6GHz až 9GHz, je nutné změřit s-parametry pro požadované frekvenční pásmo.

2.2. KONCOVÝ STUPEŇ

Koncový stupeň tvoří tranzistor FLM1011-4F od firmy Eudyna Devices, který je stejně jako budič vnitřně přizpůsoben na impedanci 50 Ω [2]. Výstupní výkon tranzistoru dosahuje typicky 36dBm, což je podle zadání práce požadovaný výstupní výkon. Výrobce tento výkon udává pro pásmo od 10,7GHz do 11,7GHz. Zisk tranzistoru je dle katalogu výrobce 7dB, čímž by se mělo podařit dosáhnout požadovaného výstupního výkonu zesilovače.

2.3. KALIBRAČNÍ SADA

Aby bylo možné odsimulovat celkové chování zesilovače, bylo zapotřebí změřit s-parametry obou aktivních prvků na frekvencích, pro které je zesilovač konstruován. S-parametry byly měřeny pomocí vektorového obvodového analyzátoru (VNA), který bylo nutné před vlastním měřením zkalibrovat. Pro kalibraci VNA byla v simulačním programu AWR Microwave Office navržena kalibrační sada, viz **Obrázek 2**.





Obrázek 2: Kalibrační sada

Bohužel naměřené s-parametry se od parametrů udávaných výrobcem značně lišily. Proto musely být prohlášeny za chybné. Chyba byla s největší pravděpodobností způsobena tím, že prokovy vyrobené z měděných špiček u napájecích pinů zesilovače (viz **Obrázek 2**) znemožnily dokonalé spojení chladící měděné podložky se zemnící vrstvou substrátu a tím vznikly plovoucí země. Nyní se pracuje na zdokonalení kalibrační sady a na odstranění konstrukčních chyb.

3. ZMĚŘENÉ PARAMETRY ZESILOVAČE

Jelikož byl upřednostněn výstupní výkon zesilovače před šíří pásma, byl zesilovač vyladěn úzkopásmově, což dokládá frekvenční charakteristika na **Obrázek 3**. Zesilovač se podařilo téměř přesně vyladit na požadovaný kmitočet 10,368GHz. Modrý průběh je měřen při maximálním výstupním výkonu. Zesilovač je v kompresi. Červený průběh je měřen při jednodecibelové kompresi a zelený průběh je měřen v lineární oblasti zesilovače. V legendě v pravé části grafu jsou vstupní výkony, při kterých byly průběhy měřeny.



Obrázek 3: Frekvenční charakteristika zesilovače.

Bod jednodecibelové komprese je při kmitočtu 10,368GHz již při vstupním výkonu -8dBm. Zesilovač má při tomto buzení výstupní výkon 32,6dBm, což odpovídá zisku více než 40dB. Na první pohled to vypadá jako chyba v měření, jelikož součet zisků aktivních prvků dle katalogů od výrobců je maximálně 37dB a to v případě, že oba výkonové prvky jsou ve svých pracovních pásmech. Ovšem naměřené hodnoty lze považovat za reálné, jelikož výrobci aktivní prvky vylaďují pro širší kmitočtové pásmo. Díky tomu mají aktivní prvky menší, ale více méně konstantní zisk v udávaném pásmu. Zde byly oba prvky vyladěny úzkopásmově pomocí praporkování, viz **Obrázek 4**, čímž se docílilo vyššího zisku, než byl teoretický předpoklad. Nejvyšší výstupní výkon 34dBm byl dosažen při vstupním výkonu 0dBm, ovšem při tak vysokém buzení je zesilovač v kompresi.



Obrázek 4: Detail praporkování

4. ZÁVĚR

Zesilovač se podařilo vyladit téměř přesně na požadovaný kmitočet. Maximální výstupní výkon zesilovače, který činil 34dBm bohužel neodpovídal zadání 36dBm. Nyní se pracuje na zdokonalení kalibrační sady, aby bylo možné změřit s-parametry aktivních prvků a odsimulovat celkové chování zesilovače. Dále zesilovač vyladit tak, aby dodával požadovaný výstupní výkon.

- [1] RFMA7185 Datasheet. DATASHEETLIB: the ultimate datasheet library [online]. 2004 [cit. 2015-3-2]. Dostupné z: http://www.datasheetlib.com/datasheet/1288336/rfma7185_excelics-semiconductor.html#datasheet
- [2] FLM1011-4F Datasheet. ALLDATASHEET.COM: Electronic Components Datasheet Search [online]. 2004 [cit. 2015-3-2]. Dostupné z: http://www.alldatasheet.com/datasheetpdf/pdf/143276/EUDYNA/FLM1011-4F.html
- [3] Scatterpoint. UK Microwave Group [online]. 2011 [cit. 2015-3-2]. Dostupné z: http://www.microwavers.org/scatterpoint/2011/Scatterpoint_1106.pdf
- [4] KASAL, M. Microwave Solid State Power Amplifier Technology. 13th Conference on Microwave Techniques COMITE 2013, Pardubice, 2013, p. 173-176.

COEXISTENCE BETWEEN DVB-T AND LTE SERVICES IN A SHARED FREQUENCY BAND AND THEIR MEASUREMENT

Denis Plaisner

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xplais00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Polák

E-mail: polakl@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with exploring, measuring and evaluation of possible coexistence scenarios between Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T) and Long-Term Evolution (LTE) mobile services, which can occur in a shared radio frequency (RF) bands. There are considered two different coexistence scenarios: partial overlapping and full overlapping RF spectrum. For the measuring, monitoring and evaluation of these scenarios, an appropriate laboratory workplace is proposed and realized. Experimental results show that the performance of DVB-T system is differently influenced by the interfering LTE services in considered coexistence scenario.

Keywords: DVB-T, LTE uplink, coexistence of wireless systems, RF measurement, BER, MER

1. ÚVOD

V posledných rokoch nastáva problém, že pribúda množstvo užívateľských zariadení a je použitých veľa bezdrôtových technológií, ktoré sa môžu nachádzať v rovnakom rádiofrekvenčnom (RF) pásme. V dôsledku tohto môže dôjsť k interakcii a vzájomným interferenciám signálov. V súčasnosti, monitorovanie, meranie a analýza koexistenčných scenárov medzi rôznymi bezdrôtovými systémami je veľmi aktuálnou tematikou. Najnovšie sa pozornosť obrátila na skúmanie možných koexistenčných scenárov medzi systémom digitálnej terestriálnej televízii (DVB-T) a mobilným systémom LTE. Aj napriek dobre naplánovaným vysielacím scenárom sa môžu vyskytnúť situácie, keď služby DVB-T a LTE budú na spoločnom frekvenčnom pásme alebo aspoň na časti tohto pásma koexistovať.

V tomto príspevku je prezentované univerzálne laboratórne meracie pracovisko pre monitorovanie a meranie rôznych koexistenčných scenárov medzi systémami DVB-T a LTE, provozované v spoločnom RF. Výsledky z pilotného merania ukazujú rôznou odolnosť systému DVB-T proti interferenciám v rôznych koexistenčných scenároch.

2. KOEXISTENCIA ŠTANDARDOV DVB-T A LTE

Základný princíp a druhy koexistencií sa dajú vysvetliť ako vzájomné ovplyvňovanie medzi štandardmi DVB-T a LTE. Keďže sa ich pridelené frekvenčné pásma môžu prekrývať rôznym spôsobom, koexistencia medzi nimi sa dá rozdeliť na dva základné typy. Prvý typ je scenár tzv. celkového prekrytia (full overlapping). Jedná sa o prípad, kde celé vyhradené frekvenčné pásmo pre vysielanie služieb LTE leží vo frekvenčnom pásme, ktoré je vyhradené pre DVB-T. Druhý typ scenáru, ktorý môže nastať, je čiastočné prekrytie (partial overlapping). Tento scenár nastáva, keď RF spektrá LTE a DVB-T sa prekrývajú len v určitej časti. Veľkosť prekrytia môže byť rôzna a môže dôjsť k prekrytiu ako v dolnej tak aj v hornej časti uvažovaného frekvenčného pásma. Pre lepšiu vizuálnu predstavu, stručne popísané koexistenčné scenáre medzi DVB-T a LTE RF signálmi sú zobrazené na Obrázku 1.



Obrázek 1: Spektrum koexistencie pre celkové (modrá) a čiastočné prekrytie (červená)

3. MERACIE PRACOVISKO PRE MERANIE KOEXISTENCIE MEDZI DVB-T A LTE

Pri meraní, prezentovanom v tejto práci, je zachytený reálny TV signál z terénu, ktorý je rušený generovaným LTE uplink signálom. Meracie pracovisko sa skladá z dvoch častí. Prvá časť slúži na zachytávanie respektíve generáciu vysielaných RF signálov a druhá časť pozostáva z prístrojov na ich analyzovanie. Na Obrázku 2 je znázornená bloková schéma navrhnutého meracieho pracoviska.



Obrázek 2: Bloková schéma meracieho pracoviska pre meranie koexistencie medzi DVB-T a LTE

Pri meraní bude pozorovaná hlavne degradácia kvality prijímaného TV signálu. Po preštudovaní frekvenčných pásiem signálov, bol zvolený kanál 59. Vysielacie pásmo tohto kanálu je od 774 MHz do 782 MHz (nosný kmitočet je 778 MHz). Rušiaci LTE signál je generovaný v kanále 13 (Uplink) v režime FDD (Frequency-Division Duplexing) vo frekvenčnom pásme od 777 MHz do 787 MHz. Tento signál však nebude použitý ako jeden 10 MHz kanál. Veľkosť kanálu je nastavená postupne na 1,4 MHz, 3 MHz a 5 MHz a bude pozorovaná bitová chybovosť Bit Error Ratio (BER) pred Viterbiho dekódovaním a parameter Modulation Error Ratio (MER) DVB-T signálu. Stredná frekvencia LTE signálu sa mení v závislosti na type koexistencie. Pri celkovom prekrytí je stredná frekvencia 779 MHz a pri čiastočnom 782 MHz. Ako posledný sa bude konštantne meniť výkon LTE signálu, na ktorom taktiež závisí miera rušenia DVB-T signálu. Ostatné parametre pre DVB-T vysielanie: šírka pásma sa rovná 8 MHz, vysielací mód je 8K, ochranný interval 1/8, kódový pomer má hodnotu 3/4 a je použitá modulácia 64QAM. Parametre pre LTE uplink: kódový pomer 1/3 (Turbo), šírka pásma sa bude meniť medzi 1,4, 3 a 5 MHz, k tomu zodpovedajúca veľkosť IFFT bude 128, 512 a 1024, ochranný interval je 4,7 µs. Bude použitá QPSK modulácia.

4. VYHODNOTENIE EXPERIMENTU

Na vyhodnotenie vplyvu rušenia LTE signálu na signál DVB-T sú použité dva parametre. Jeden parameter je už spomínaný MER a udáva informáciu o úrovni šumu a interferenciách v prijímanom signáli. Druhým parametrom je BER, ktorý sa merá pred a po Viterbiho dekódovaní. Hodnoty BER pred opravou udávajú "surové" chyby, ktoré vznikajú v priebehu vysielania medzi vysielačom a prijímačom. Meranie BER po Viterbiho dekódovaní sa používa pre posúdenie toho, či ešte kvalita príjmu TV signálu spĺňa požiadavky na tzv. Quasi-Error Free (QEF) príjem. Táto požiadavka je splnená, keď je bitová chybovosť po Viterbiho dekódovaní menšia alebo rovná 2.0×10^{-4} . BER bol pozorovaný na závislosti na parametre Spectral Density Ratio (SDR). SDR je definovaný ako pomer výkonov medzi LTE a DVB-T vztiahnutý na jednotku šírky pásma. Je vyjadrený ako:



Obrázek 3: Závislosť BER pred Viterbiho dekódovaním a MER na parametri SDR pri celkovom (CP) a čiastočnom (ČP) prekrytí RF signálov DVB-T a LTE

 $SDR = P_{LTE} - 10\log B_{LTE} - (P_{TV} - 10\log B_{TV}), \qquad (1)$

kde P_{LTE} je výkon signálu LTE, B_{LTE} vyjadruje šírku použitého pásma L_{TE} kanálu, P_{TV} je výkon DVB-T signálu a B_{TV} je šírka pásma televízneho kanálu.

Na Obrázku 3a) je znázornená hodnota BER závislá na SDR parametre pre čiastočné aj celkové prekrytie. Z grafu je vidieť, že na chybovosť BER má veľký vplyv úroveň rušiaceho signálu. Pri čiastočnom prekrytí medzi hodnotami -20 až -6 dB je vidieť, že šírka pásma rušiaceho LTE signálu nemá na BER vplyv. Mierne vyššie rozdiely sú však vidieť nad 0 dB. Toto však neplatí pri celkovom prekrytí signálov. Tu je možné vidieť, že šírka pásma rušiaceho uplink signálu LTE má vplyv na hodnoty BER, konkrétne širokopásmové rušenie má na BER väčší vplyv ako úzkopásmové. Obrázok 3b) zobrazuje závislosť hodnoty MER na SDR parametre, kde vyššie hodnoty MER znamenajú menšie rušenie TV signálu. Pre už spomínaný QEF príjem pri celkovom prekrytí hraničné hodnoty SDR parametru sú maximálne 1,1 dB, 1,2dB a -0,6 dB pre šírku kanálu LTE signálu 1,4 MHz, 3 MHz a 5 MHz. Pre čiastočné prekrytie maximálna hodnota SDR parametru je 4,7 dB, 2,2 dB a -0,36 dB pre šírku kanálu LTE signálu 1,4 MHz, 3 MHz a 5 MHz.

5. ZÁVER

V tejto práci je prezentované meracie pracovisko pre meranie koexistencie medzi systémami DVB-T a LTE. Správna funkčnosť meracieho pracoviska je overená meraním. Je dokázané, že reálny vysielaný signál môže byť ovplyvnený LTE signálom. Na rušenie TV signálu má vplyv úroveň, šírka pásma LTE signálu a typ koexistenčného scenáru (celkový a čiastočný).

POĎAKOVANIE

Článok vznikol z podpory projektu MŠMT LF14033 a z interného grantového projektu VUT v Brne FEKT-S-14-2177.

- [1] Coexistence Digital TV and LTE (1MA176_e3), Rohde & Schwarz, 2012, 34 pages.
- [2] L. Polak, O. Kaller, L. Klozar, J. Sebesta and T. Kratochvil, "Mobile Communication Networks and Digital Television Broadcasting Systems in the Same Frequency Bands – Advanced Co-Existence Scenarios," *Radioengineering*, vol. 23, no. 1, pp. 375-386, April 2014.
- [3] L. Polak, O. Kaller, L. Klozar, J. Sebesta and T. Kratochvil, "Exploring and Measuring Possible Co-Existences between DVB-T2-Lite and LTE Systems in Ideal and Portable Fading Channels," *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 13, no. 1, pp. 32-44, February 2015.

BASIC MEASUREMENT OF DYNAMIC PROPERTIES OF AMPLIFIER WITH BIPOLAR TRANSISTOR

Juraj Repčík

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xrepci00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Dřínovský

E-mail: drino@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this article is to analyze the theoretical basis of amplifier with bipolar transistors measurement. In particular, this contribution focuses on a convenient way of setting the operating point of an amplifier with BJT and subsequently on measuring particular dynamic properties. To accomplish this, the automated laboratory measurement was developed, by using appropriate measurement devices along with LabVIEW software.

Keywords: transistor, operating point, bipolar, LabVIEW, THD, linearity

1. ÚVOD

Pre rozšírené používanie bipolárnych tranzistorov (BJT) [1] je potrebné poznať princípy fungovania a mať znalosť o parametroch konkrétneho typu do danej aplikácie. Meranie charakteristík manuálne by zabralo veľa času, preto som sa rozhodol pre automatickú alternatívu. Vývojové prostredie LabVIEW spolu s komunikačnou zbernicou GPIB poskytuje praktický spôsob na ovládanie meracích prístrojov a implementovanie merania. V rámci projektu som vyvinul program, ktorý obsahuje rozhranie na nastavenie pracovného bodu a meranie dynamických vlastností zapojenia (**Obr. 1**). Program dokáže merať prevodnú charakteristiku zapojenia pre striedavé zložky signálu spolu s celkovým harmonickým skreslením výstupného signálu so šumom (THD+N) [2]. Z prevodnej charakteristiky sa dá určiť linearita zosilňovača. V ďalšej záložke je možné merať frekvenčnú charakteristiku. Tretia funkcia pozostáva v meraní závislosti striedavej zložky kolektorového prúdu na striedavej zložke bázového prúdu.

2. ZAPOJENIE PRÍPRAVKU A POUŽITÉ PRÍSTROJE

Pre účely vzorového merania bolo zhotovené zapojenie zobrazené na Obr. 1.



Obr. 1: Schéma zapojenia prípravku

Boli použité konkrétne tieto meracie prístroje pripojené k PC:

- DC zdroj: HP E3631A
- Generátor: Agilent 33220A
- Voltmeter V1, V2: Agilent 34410A
- Audio analyzátor: R&S UPV
- Osciloskop: R&S RTM

3. DC NASTAVENIE

V kliknutí tlačidla na nastavenie sa objaví okno, kde sa nastavia adresy prístrojov a overí komunikácia. Následne je k dispozícii rozhranie na nastavenie pracovného bodu (**Obr. 2**).



Obr. 2: DC Nastavenie - výstupné charakteristiky a pracovný bod

V prvom kroku je možné zmerať sieť výstupných charakteristík podľa nastaveného krokovania, pričom sa dopočítava približný čas merania. V druhej časti sa nastavuje napätie U_2 , ktoré automaticky posúva zaťažovaciu priamku na grafe. Nastavenie I_b priamo nebolo možné, lebo zdroj U_1 v prúdovom móde nemá dostatočné rozlíšenie v rádoch jednotiek mA na nastavenie prúdu. V programe je preto implementovaný algoritmus numerickej metódy polenia intervalov, kde sa nastavuje napätie U_1 podľa nameranej hodnoty I_b až je dosiahnutá dostatočná presnosť. Nastavenie trvá asi 1-4 s.

4. AC MERANIE



Obr. 3 zobrazuje výsledky merania dynamických vlastností BJT.



4.1. LINEARITA

Pri meraní sa mení efektívna hodnota vstupného harmonického napätia v širokom rozsahu. Meria sa striedavá zložka výstupného napätia. Závislosť efektívnych hodnôt napätí $U_{out} = f(U_{in})$ na **Obr. 3**a sa vo väčších hodnotách odchýli od lineárneho trendu, čo je následkom obmedzeného dynamického rozsahu zosilňovača kde nastáva orezávanie sínusového priebehu (clipping). Z grafu sa dá vyjadriť význačný bod P1dB (1 dB kompresia) ktorý udáva najväčšie vstupné napätie kedy odchýlka výstupného napätia od extrapolovanej priamky pre malé signály dosiahne 1 dB. THD+N koreluje s výsledkom merania linearity (**Obr. 3**b). V bode poklesu zosilnenia prudko narastá harmonické skreslenie. THD+N bolo merané audio analyzátorom UPV v označenom bode (**Obr. 1**).

4.2. FREKVENČNÁ CHARAKTERISTIKA

Závislosť A_U [dB] = f(f [Hz]) na **Obr. 3**c znázorňuje pokles zosilnenia s frekvenciou. Je možné odčítať hraničnú aj tranzitnú frekvenciu zosilňovača. Kvôli obmedzeným frekvenčným rozsahom multimetrov boli napätia merané osciloskopom, ktorý sa z programu nastavoval.

4.3. AC PRÚDOVÁ PREVODNÁ CHARAKTERISTIKA

Prúd I_b bol meraný osciloskopom v bodoch CH4 a CH3 (**Obr. 1**) rozdielovým signálom ako úbytok na rezistore R_B. Kolektorový prúd I_c bol meraný podobne na rezistore R_C. Smernica lineárnej časti je rovná prúdovému zosilňovaciemu činiteľu pre striedavý signál (h_{21e}). Táto hodnota by mala byť približne rovnaká ako statický činiteľ β [1].

5. ZÁVER

Navrhnutý program slúži na automatizované meranie zosilňovača s BJT a zistenie reálnych závislostí v obvode. Kvôli rozsahu príspevku nebolo možné rozobrať programovanie s ukážkou blokového diagramu. LabVIEW poskytuje grafické programovanie založené na princípe dataflow, ktoré sa hodí na vytvorenie automatizovaných meraní. Z práce bude vybraná vhodná časť ktorá bude slúžiť pre účely laboratórnej výuky a na vytvorenie nových úloh.

- [1] NEAMEN, Donald A. *Electronic circuit analysis and design*. Chicago: Irwin, c1996, xxvii, 1128 p. ISBN 02-561-1919-8.
- [2] METZLER, Bob. AUDIO PRECISION. *Audio Measurement Handbook* [online]. 2. vyd. 2005 [cit. 2014-11-22]. Dostupné z: http://www.ap.com/download/file/24

CONVERTER FOR WIRELESS TEMPERATURE SENSING

Tomáš Řežucha

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xrezuc00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Kolka

E-mail: kolka@feec.vutbr.cz

Abstract: This thesis focuses on design of wireless power transfer module, which will be used as a power supply for wireless temperature sensor and/or other sensors. The device is suitable for industrial environment, where it can monitor required parameters of moving parts.

Keywords: Wireless power transfer, electromagnetic resonance coupling, loosely coupled inductors, optical data transfer, temperature sensing.

1. ÚVOD

Elektrické snímače a senzory se musí často umístit na místa, která jsou v neustálém pohybu a kde jen velmi obtížně, nebo vůbec nelze jednoduchým způsobem přivést napájecí a datové kabely. Bezdrátové napájení umožňuje používat senzory a snímače na místech, kde by to jinak nebylo možné, např. na rotujících částech strojů.

Bezdrátový přenos energie se dá realizovat více způsoby, z kterých je nejrozšířenější indukční vazba dvou cívek. Cílem práce je navrhnout koncepci řešení celého vícekanálového převodníku pro snímání teploty a dalších veličin.

2. PŘEVODNÍK PRO BEZDRÁTOVÉ SNÍMÁNÍ TEPLOTY

V rámci projektu je požadováno navržení indukčně napájeného modulu, který bude schopen měřit teplotu a případně i další fyzikální veličiny, které zpracuje a bezdrátově odešle do budícího modulu. Základní bloková koncepce řešení je uvedena na obr. 1.



Obrázek 1: Blokové schéma bezdrátového převodníku

Strana vysílače obsahuje budič vysílací cívky a mikrokontrolér pro příjem dat pomocí fotodiody, resp. fototranzistoru a pro jejich následnou demodulaci a zpracování. Vysílač také na základě informací přijatých z měřícího modulu nastavuje výkon do vysílací cívky tak, aby nebyl zbytečně velký a aby vytvořené elektro-magnetické pole nerušilo okolní obvody.Výstup modulu je realizován pomocí rozhraní USB do počítače, kde se naměřená zobrazují a ukládají pro tvorbu statistiky.

Strana přijímače je tvořena sériovým rezonančním obvodem [1]. Napětí indukované na rezonančním obvodu je měřeno pomocí MCU, které mezí velikost bezdrátově přeneseného výkonu v případě, že cívky budou silně vázány (malá mezera, přesné zarovnání) a obvod bude málo zatížen.

Příkon potřebný pro korektní funkci rotující části je tvořen třemi složkami:

- 1. příkonem MCU; s dostatečnou rezervou P_{MCU}=150 mW (45mA@3,3V),
- 2. příkonem IrDA vysílacích obvodů P_{IrDA}=160 mW (50mA@3,3V),
- 3. příkonem teplotních senzorů, řádově jednotky mW.

Pokud do potřebného příkonu započítáme i ztráty v přijímacím rezonančním obvodu, usměrňovači a v spínaném zdroji, je nutné bezdrátově dodat výkon minimálně 350 mW na pracovní vzdálenost d = 2 cm.

2.1. DATOVÝ PŘENOS

Z velkého množství způsobů bezdrátového datového přenosu byl vybrán IR (Infra Red, infračervený) optický přenos. Je jednoduchý, rychlostně dostačující a má velmi nízké BER (Bit Error Rate, bitová chybovost). Nevýhodou je však nutná přímá viditelnost. Pro navrhovanou vzdálenost do 2 cm a požadavek na jednosměrný přenos to však nepředstavuje závažný problém. Dalším zjednodušujícím faktorem je možnost umístění modulu na rotujícím objektu tak, že se IR dioda a přijímací fotodioda umístí do osy otáčení.

Zvolený mikrokontrolér obsahuje modulátor i demodulátor pro datový přenos IrDA, jeho implementace je proto velmi jednoduchá.

2.2. Stínění

Stínění pod vysílací a nad přijímací cívkou je další důležitou nutností pro zabezpečení koexistence bezdrátového napájení a elektronických obvodů. Bez použitého stínění můžou vzniknout tyto komplikace [2]:

- 1. rušení obvodů datové části,
- 2. zahřívaní aktivních komponent,
- 3. vířivé proudy ve vodivých materiálech.

Základním principem stínění je koncentrace magnetického pole v prostoru mezi cívkami pomocí materiálu s vysokou permeabilitou [3]. Cívky určené pro bezdrátové napájení jsou od výroby vybaveny feritovým stíněním. Ke zvýšení účinnosti je použito elektrické stínění, kdy jsou všechny vodivé cesty na DPS umístěny mezi dvě zemní měděné vrstvy.

2.3. MCU

Z důvodu větší jednoduchosti byl pro oba moduly (řídící i měřící) zvolen stejný mikrokontrolér STMicroelectronics STM32F102C8. Ten v 48 pinovém pouzdru obsahuje vše potřebné, konkrétně: 12 bitový A/D převodník s možností měření až 16 kanálů, UART s podporou modulace IrDA, sériového rozhraní I2C a SPI a USB ovladač. Díky těmto periferiím lze zaznamenávat data z prakticky neomezeného počtu senzorů a data odesílat do PC.

2.4. TEPLOTNÍ SENZOR

Pro ilustraci možností navrženého systému byl měřící model osazen teplotním senzorem TSIC301 firmy Innovative Sensor Technology. Má dostatečnou přesnost +-0,3 °C v rozsahu 10-90 °C, obsahuje také vlastní napěťovou referenci a je velmi odolný vůči rušení vnějším elektromagnetickým polem, co je nutný požadavek kvůli elektromagnetické vazbě napájecích cívek.

2.5. VIZUALIZACE

V 3D CAD softwaru SolidWorks 2013 byl vytvořen model celého systému. Na obrázku 2 jsou uvedeny výsledky renderingu, doplněny popisky.



Obrázek 2: Grafické vizualizace navrženého systému

3. ZÁVĚR

V této práci byl navržen bezdrátový systém pro měření teploty a dalších fyzikálních veličin. Systém se skládá ze dvou modulů, mezi kterými je vazba pro bezdrátové napájení a pro optickou komunikaci. Využití nalezne všude tam, kde nelze běžným způsoby přivést napájecí a datové kabely. Systém komunikuje s PC pomocí USB sběrnice a zobrazuje v PC všechny naměřené hodnoty. Díky velkému počtu analogových vstupů A/D převodníku a podpoře komunikačních protokolů I2C a SPI je počet obsluhovaných senzorů prakticky neomezený.

- [1] BARCELO, T. Wireless Power User Guide. Linear Technology: Application Note 138, October 2013.
- [2] JOEHREN M., BRINK K., DUMONT R., and BRUNO M. NXP SEMICONDUCTORS. Development of an optimized wireless charging application solution. June2013.
- [3] E. WAFFENSCHMIDT and T. STARING. PHILIPS RES., Aachen, Germany. Limitation of inductive power transfer for consumer applications. December 2009. ISBN 978-1-4244-4432-8

RFID SIGNAL ANALYZER USING SDR PRINCIPLES BASED ON USB DVB-T RECEIVER

Ondřej Sládek

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xslade17@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vojtěch Derbek

E-mail: derbek@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the implementation of a vector signal analyzer based on a USB DVB-T receiver. Development of the analyzer is focused on its future use in RFID applications operating in UHF band. In order to fulfil the requirement for a low cost product, the whole project is based on an affordable USB DVB-T receiver. The Software Defined Radio approach is used for transforming USB DVB-T receiver into signal analyzer.

Keywords: RFID, SDR, LabVIEW, RTL-SDR

1. ÚVOD

Cílem této práce je vytvořit vektorový signálový analyzátor, pracující v pásmu UHF. Analyzátor má být schopen dekódovat RFID komunikaci mezi čtečkou a tagem. Pro implementaci samotného analyzátoru bylo vybráno prostředí LabVIEW, které nabízí širokou škálu nástrojů pro analýzu signálů. K realizaci byl využit již existující USB DVB-T přijímač, jenž může v podobných aplikacích nahradit obvykle používané platformy USRP, AirSpy nebo HackRF. Cenou za nesrovnatelně nižší pořizovací náklady USB DVB-T přijímače (cca 10 \$) jsou horší parametry, které ovšem nebrání použití v tomto projektu.

Tento příspěvek je rozdělen do několika částí. První část je věnována popisu použitého USB DVB-T přijímače. Druhá část se zabývá vytvořením komunikačního rozhraní mezi přijímačem a prostředím LabVIEW. Poté je naznačen způsob analýzy přijatých dat. V poslední části příspěvku jsou uvedeny dílčí úkoly pro další práci na projektu. Stručné shrnutí se nachází v části závěr.



Obrázek 1: Signálový analyzátor RFID komunikace

2. USB DVB-T PŘIJÍMAČ

USB DVB-T přijímač je zařízení původně určené pro příjem pozemní digitální televize na PC. Kromě digitální televize dokáže přijímat FM rádio nebo digitální rozhlas. K hostitelskému počítači se tento přijímač připojuje přes rozhraní USB. Za určitých podmínek se dá použít jako softwarové

rádio, jehož zaměření a funkce lze měnit pouhým přeprogramováním. Poněvadž činnost v módu SDR není u USB DVB-T přijímače záměrná, využívají se zde metody reverzního inženýrství [1].

2.1. POPIS HARDWARU

Pro realizaci projektu byl vybrán USB DVB-T přijímač s tunerem Rafael Micro R820T a AD převodníkem integrovaným na řídícím čipu RTL2832U od výrobce Realtek. Vysokofrekvenční signál z antény je nejprve zesílen v nízkošumovém zesilovači a poté přiveden do tuneru, kde je směšován na mezifrekvenci 3,57 MHz a filtrován. DVB-T tuner R820T umožňuje přeladění v pásmu 24 – 1766 MHz, což je podle RFID standardu Gen2 dostačující rozsah pro práci v pásmu UHF [2]. Mezifrekvenční signál je v obvodu RTL2832U navzorkován rychlostí 28,8 MS/s a do základního pásma je převeden digitálním downkonvertorem. Pak je dále filtrován a převzorkován na zvolenou vzorkovací rychlost. Rozlišení AD převodníku je 8 bitů (včetně jednoho znaménkového bitu).

2.2. DOSTUPNÝ SOFTWARE

V tomto projektu je využíván ovladač skupiny Osmocom, který umožňuje poměrně snadné ovládání USB přijímače pro jeho činnost v módu SDR. Pokud je přijímač správně nakonfigurován, odesílá s konstantní rychlostí (až 2,56 MS/s) IQ vzorky signálu do hostitelského počítače. Jedná se o stejný ovladač, jaký je využit v programech GNU Radio nebo SDR#. Vzhledem ke skutečnosti, že cílové prostředí LabVIEW je založeno na principu dataflow a neumožňuje uživateli přistupovat k paměti stejným způsobem jako jazyk C, nelze popsaný ovladač použít přímo.

2.3. OMEZENÍ POUŽITÉHO HARDWARU

USB přijímač dokáže do hostitelského PC spolehlivě posílat šestnáctibitové IQ vzorky rychlostí až 2,56 MS/s (prokládá 8 bitů I s 8 bity Q) [1]. Tato výstupní vzorkovací rychlost je dostačující, jelikož maximální šířka pásma RFID signálů je 640 kHz [2]. Na možnosti vstupního rozlišení USB přijímače má největší vliv dynamický rozsah AD převodníku, který je pro vybraný přijímač přibližně 42 dB výkonu signálu. Vzhledem k velkému rozdílu mezi úrovněmi signálu v RFID komunikaci se dá předpokládat, že se s daným hardwarem podaří dekódovat pouze příkazy čtečky.

3. ANALYZÁTOR

3.1. INTERFACE PRO LABVIEW

Vytvoření komunikačního rozhraní mezi USB přijímačem a LabVIEW je pro celý projekt zásadní. Dostupný ovladač skupiny Osmocom je dynamicky linkovaná knihovna (DLL), která exportuje funkce pro další práci s USB přijímačem. Jak již bylo zmíněno, nelze tyto funkce volat z LabVIEW přímo. Proto byla vytvořena wrapper DLL, tedy další knihovna, která funguje jako vrstva kompatibility mezi LabVIEW a nekompatibilním ovladačem Osmocomu.

Úkolem wrapper DLL je zajistit bezpečnou konverzi datových typů ovladače, aby mohly být jeho funkce volány z LabVIEW použitím Call Library Function Node (dále jen CLFN). Samotný analyzátor v LabVIEW potom pracuje tak, že nejprve zavolá pomocí CLFN požadovanou funkci wrapperu. Wrapper zkonvertuje přijatá data a zavolá odpovídající funkci ovladače s už zkonvertovanými parametry. Ovladač provede požadovanou operaci s hardwarem, návratová hodnota je opět zkonvertována wrapperem a předána do LabVIEW.

Wrapper byl napsán v jazyce C v prostředí Code::Blocks, pro kompilaci byl použit kompilátor GNU GCC z projektu MinGW. Vytvořená wrapper DLL exportuje funkce odpovídající funkcím ovladače Osmocomu. Všechny funkce ovladače pracují se strukturou rtlsdr_dev. Jde o poměrně složitou strukturu (obsahuje několik desítek proměnných, v některých případech i struktur) a její předání do LabVIEW pomocí CLFN by bylo komplikované. Proto byl ve wrapperu použit jiný přístup, kdy se do LabVIEW vrací pouze číselná hodnota ukazatele na tuto strukturu jako tzv. *handle*.

3.2. ZPRACOVÁNÍ V LABVIEW

Jádrem analyzátoru v LabVIEW jsou dvě paralelní nekonečné smyčky, první synchronně čte sekvence IQ dat z přijímače, ve druhé smyčce probíhá zpracování a zobrazování dat. Smyčky jsou provázány pomocí fronty, proto nedochází ke ztrátě dat při pomalejším zpracování. Funkce synchronního čtení umožňuje pracovat s velikostí bufferu až 8MB, tedy cca 1,6 sekundy signálu (při nejvyšší vzorkovací rychlosti), což je pro experimentální analýzu RFID signálu dostatečná doba. Pro potřeby analyzátoru bylo vytvořeno několik subVI, které zajišťují inicializaci, nastavení parametrů a čtení dat z USB přijímače.

Na obrázku 2 je ukázka časového průběhu absolutní hodnoty přijatého IQ signálu. Čtečka používá v protokolu Gen2 pulzně-intervalové kódování PIE, časový interval tari byl nastaven na 25 μ s. Je tedy zřejmé, že na obr. 2 je zachycena část příkazu *Select*, který začíná synchronizací *Frame-Sync* a na něj navazuje posloupnost 1010₂ identifikující příkaz *Select* [2].



Obrázek 2: Ukázka zachycené RFID komunikace

4. NAVAZUJÍCÍ ÚKOLY

Současná verze analyzátoru dokáže v přijímaném signálu detekovat vybrané příkazy čtečky. Používá k tomu VI detekující náběžné hrany. Ze známé vzorkovací rychlosti, délky tari a vzdálenosti mezi náběžnými hranami určuje, zda se jedná o logickou 0 (délka 1 tari), log. 1 (2x tari), nebo parametr RTcal (3x tari). Kód příkazu (např. *Select*) následuje bezprostředně po RTcal, příp. po TR-cal [2], lze jej tedy v přijímaném signálu lehce identifikovat. Dalším úkolem je implementovat efektivní porovnávání přijatých dat se známými bitovými sekvencemi všech příkazů, např. pomocí databáze. Současný systém porovnávání má spíše demonstrační funkci a pro dekódování všech existujících příkazů by značně vzrostla složitost kódu.

5. ZÁVĚR

Tato práce se zabývá vytvořením jednoduchého vektorového signálového analyzátoru a dekodéru RFID komunikace. K realizaci byl využit již existující USB DVB-T přijímač s upraveným ovladačem hardware, což učiní výsledný produkt dostupným pro široké spektrum zájemců a zároveň umožňuje využití vytvořeného wrapperu ovladače i v jiných aplikacích s minimálními úpravami.

- [1] OSMOCOM. Rtl-sdr OsmoSDR. [online]. [cit. 16. 12. 2014]. Dostupné z: http://sdr.osmocom.org/trac/wiki/rtl-sdr
- [2] EPCglobal Inc. UHF Air Interface Protocol Standard "Gen2v2". Version 2.0.0. [online]. [cit. 16. 12. 2014]. Dostupné z URL: http://www.gs1.org/sites/default/files/docs/uhfc1g2/uhfc1g2_2_0_0_standard_20131101.pdf

Bakalářské projekty

Biomedicínské inženýrství

FINGER VEIN BIOMETRIC SYSTEM

Stanislav Bělehrádek

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xbeleh05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Mézl

E-mail: mezl@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this paper is hardware realization and testing of a simple system for biometric user authentication based on finger veins detection. Proposed biometric system is cheap and able to achieve matching accuracy (EER) of 8,96 % for a testing group of 12 people. Crosscorrelation of vein patterns is used for comparison of extracted features with templates. This approach gives interesting results.

Keywords: Biometric system, veins, finger, biometrics

1. ÚVOD

Biometrie krevního řečiště prstu využívá rozdílné absorbance blízkého infračerveného záření (NIR) ve tkáních a v deoxyhemoglobinu obsaženém v žilní krvi. Díky tomu je možné zobrazit žilní strukturu, která je pro každého jedince unikátní a neměnná – je tedy vhodná pro biometrické účely.

V této práci je popsána konstrukce vytvořeného přípravku umožňujícího snímat krevní řečiště prstu a dále je popsáno použité zpracování získaných dat. Vytvořené uživatelské prostředí umožňuje mj. zpracování obrazů nasnímaných přípravkem za účelem verifikace (porovnání 1:1) i identifikace (porovnání 1:N) konkrétní osoby.

2. KONSTRUKCE PŘÍPRAVKU

Snímání probíhá na principu transmisní metody, tzn. prst je umístěn mezi snímač a infračervené diody, které prst prosvětlují. Použité LED mají vlnovou délku záření 880 nm – spolu s použitím transmisní metody je takto dosaženo dostatečného kontrastu zobrazení žil oproti okolní tkáni.

Jako snímač je použita upravená webkamera, ze které je odstraněn IR blokující filtr. Místo něj je před optikou upevněn filtr blokující viditelnou část spektra – použity jsou dva polarizační filtry vzájemně otočené o 90°. Na **Obr. 1** je schéma zapojení obvodu spínání LED a fotografie vyrobeného přípravku. Pro dosažení co nejvyšší homogenity prosvícení prstu je použito 5 do série zapojených LED se zabroušeným pouzdrem. Tyto diody jsou zapínány přiložením prstu na dotykové plochy přípravku. Pro napájení i přenos obrazových dat do PC je použito rozhraní USB.



Obr. 1: Schéma obvodu spínání diod a konstrukční řešení přípravku

3. BIOMETRICKÉ ZPRACOVÁNÍ OBRAZU

Podstatnou částí každého biometrického systému je však použitý software. Uživatelské prostředí, výpočty i ovládání webkamery jsou naprogramovány v Matlabu. Uživatelské prostředí umožňuje provádět registraci a prohlížení uložených uživatelských údajů, verifikaci, identifikaci osoby z databáze a testování vlastní kvality systému hodnocením získaných snímků větvení žil prstů.

3.1. ALGORITMUS EXTRAKCE BIOMETRICKÉHO VZORU

Proces extrakce biometrického vzoru je popsán blokovým schématem na **Obr. 2**. Snímek z webkamery je z důvodu snížení výpočetních nároků zmenšen na velikost 108×192 pixelů a převeden do šedotónového obrazu. Důležitým krokem je definování oblasti zájmu – ROI (Region Of Interest). Tímto se odstraní nedůležité okolí prstu a navíc je možné z vytvořené masky pomocí detekce okraje prstu obraz vyrovnat. Pro zvýraznění žil byl použit Gaussův filtr [1]. Binarizace je prováděna jednoduchým prahováním obrazu [2] s hodnotou prahu nastavenou na 20 % z maxima (empiricky získaná hodnota). Pro srovnání s uloženým vzorem je použita funkce normalizované vzájemné 2D korelace (1), kde *f* je obraz, \overline{f} je průměr hodnot obrazu pod vzorem, *t* je vzor a \overline{t} je průměr hodnot vzoru. Výstupem je matice korelačních koeficientů γ vyjadřující podobnost obou srovnávaných obrazů hodnotami v intervalu -1 až 1 ve všech bodech obrazu [3]. Jako míra shody je bráno maximum v matici.





Obr. 2: Blokové schéma získání vzoru žil

3.2. DOSAŽENÉ VÝSLEDKY

Na **Obr. 3** je vlevo navržené uživatelské prostředí v režimu verifikace a vpravo ukázka fotografie prstu spolu s filtrovaným obrazem, na kterém je patrná korekce natočení prstu směrem doleva. Při použití korelace je největší prakticky dosažená shoda pro stejný prst mezi 50 a 60 %. Práh pro rozhodování je pevně nastaven na 15 %, což se po testování jeví jako optimální hranice.



Obr. 3: Uživatelské prostředí programu a ukázka filtrovaného obrazu

4. HODNOCENÍ KVALITY SYSTÉMU

Pro hodnocení biometrických systémů jsou důležitými údaji hodnoty FRR a FAR. Velikost FRR (False Reject Rate - míra chybného odmítnutí) vyjadřuje, s jakou pravděpodobností systém uživatele nesprávně odmítne a FAR (False Accept Rate - míra chybného přijetí) s jakou pravděpodobností přijme neoprávněného uživatele. Z těchto hodnot se dále získává tzv. ROC křivka (závislost FRR na FAR) a EER (Equal Error Rate – míra vyrovnání chyb při FAR = FRR) [4]. Na **Obr. 4** je vlevo zobrazení EER a vpravo výsledná ROC křivka pro skupinu 12 osob. Každý prst byl snímán pětkrát.



Výsledné EER 8,96 % při prahu 10,95 % není optimální, běžně se hodnoty podobných systémů pohybují pod 1 %. Z ROC křivky lze vyčíst, že při požadavku na vysokou bezpečnost (FAR = 0 %) by přibližně čtvrtina osob musela pokus o autentizaci opakovat. Při prahu nastaveném na 15 % je FAR = 0 % a FRR = 27,78 %. Pro testovanou skupinu osob je průměrná shoda pro jiný prst 9,35 % a 21,60 % pro stejný prst. Čas potřebný k identifikaci uživatele z databáze 12 osob je na notebooku s dvoujádrovým procesorem s frekvencí 1,75 GHz a 6 GB paměti RAM průměrně 6,7 sekund.

5. ZÁVĚR

Vytvořený biometrický systém vykazuje i při použití obyčejné vzájemné korelace jako funkce pro porovnání vzorů dobré výsledky. Při snímání s pozměněnými parametry nastavení barev webkamery bylo v testovacích podmínkách dosaženo mnohem lepších výsledků s EER = 4,1 %. Dalším postupem bude testování a srovnávání různých metod filtrace, snímání žil prstu pro větší skupinu osob a optimalizace rychlosti výpočtů pro větší databázi.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory projektu MŠMT LD14013.

- LEE, Eui Chul, Hyunwoo JUNG a Daeyeoul KIM. New Finger Biometric Method Using Near Infrared Imaging. *Sensors* [online]. 2011, vol. 11, issue 12, s. 2319-2333 [cit. 2015-03-02]. DOI: 10.3390/s110302319.
- [2] TRAVIESO, Carlos M., Juan Jose FUERTES a Jesus B. ALONSO. Derivative method for hand palm texture biometric verification. In: 2011 Carnahan Conference on Security Technology [online]. IEEE, 2011, s. 1-5 [cit. 2015-03-21]. ISBN 978-1-4577-0903-6. DOI: 10.1109/CCST.2011.6095889
- [3] TSAI, Du-Ming a Chien-Ta LIN. Fast normalized cross correlation for defect detection. *Pattern Recognition Letters* [online]. 2003, vol. 24, issue 15, s. 2625-2631 [cit. 2015-03-02]. DOI: 10.1016/S0167-8655(03)00106-5.
- [4] DRAHANSKÝ, Martin a Filip ORSÁG. Biometrie. 1. vyd. [Brno: M. Drahanský], 2011, 294 s. ISBN 978-80-254-8979-6

REMOVING METHODS OF POWER LINE INTERFERENCE IN ECG SIGNALS

Jakub Herodes

Bachelorl Degree Programme (3), FEEC VUT E-mail: xherod02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Smital

E-mail: smital@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deal with the efficiency of digital linear filtration of 12 types FIR and IIR filters used for removing power line interference from ECG signals. For testing was used database of CSE signals, containing 3750 ECG. Comparing of methods was programed in Matlab, the language of technical computing.

Keywords: ECG signals, power line interference, database CSE

1. ÚVOD

Při snímání EKG signálu může docházet k interferenci síťového rušení se signálem snímaným z pacienta. Jedná se o jedno z nejčastějších poškození EKG signálu, je způsobeno okolními elektrickými zařízeními či vodiči v blízkosti elektrokardiografu a má charakteristické vlastnosti, jako relativně stálou frekvenci od 49,5 Hz po 50,5 Hz a tvar sinusové vlny s různou amplitudou.

Tento příspěvek se zabývá porovnáváním účinností různých metod číslicového odstraňování síťového rušení. Použité metody jsou rozděleny do dvou částí na lineární FIR a IIR filtry. Níže je stručně popsaný způsob hodnocení filtrace, typy použitých filtrů, následované srovnáním a vyhodnocením v programovém prostředí Matlab.

2. ZPŮSOB HODNOCENÍ FILTRACE

Je pracováno s 250-ti biologickými signály z databáze CSE (Common Standards for quantitative Electrocardiography), což je databáze elektrokardiogramů, jež vznikla za účelem standardizovaného hodnocení programů pro analýzu EKG. Tyto signály byly snímány současně z 12-ti svodového standardního systému a ze tří svodů ortogonálních. Celkem je tedy pracováno s 3750 různými elektrokardiogramy, kde každý záznam je dlouhý 10 s.

Pro testování účinnosti jednotlivých metod bylo třeba signály předzpracovat a zbavit šumu, pro tento účel byla požita adaptivní Wienerova vlnková filtrace. Následně je ke každému čistému signálu přičteno simulované síťové rušení tak, aby vstupní poměr signálu ku tomuto rušení odpovídal požadavkům uživatele. Poté je provedena filtrace optimalizovanými metodami k zajištění co nejlepšího průměrného výsledku, respektive co nejlepšího průměrného výstupního poměru SNR. Pro výsledné hodnocení filtrů je kromě zmíněného průměrného výstupního SNR brána v úvahu i doba filtrace.

3. POUŽITÉ DRUHY FILTRACE

3.1. IIR FILTRY

První návrh vychází z metody interaktivního rozmisťování nulových bodů a pólů na jednotkové kružnici, jejíž obvod představuje vzorkovací frekvenci. Nulové body jsou umístěny na místa, kde

má být potlačen přenos, což odpovídá úhlu 36° a póly co nejblíže k nim, aby bylo potlačované pásmo co nejužší.

Další návrhy jsou filtry vycházející z analogových filtrů, využívající bilineární transformaci k převodu obrazového přenosu analogových systémů na obrazový přenos diskrétních systémů. Konkrétně Butterworthův filtr, který je velice podobný metodě uvedené výše co se týče rozmístění nulových bodů a pólů na jednotkové kružnici. Dále pak Čebyševův filtr 1. typu, 2. typu a Eliptický filtr, jež se liší od již zmíněných metod strmějším přechodem mezi propustným a nepropustným pásmem a překmity v těchto pásmech.

3.2. FIR FILTRY

První návrh využívá metodu vzorkování frekvenční charakteristiky, která spočívá v navrhnutí ekvidistantních vzorků jedné periody požadované frekvenční charakteristiky (minimální přenos na frekvenci odpovídající frekvenci brumu (=0) a maximální (=1) všude jinde) a následné aplikaci inverzní Fourierovy transformace na navržené vzorky. Po prohození levé a pravé strany je získána impulzní charakteristika požadovaného filtru. Následuje filtr navržený metodou váhováním impulzní charakteristiky, jež vychází ze znalosti nekonečně dlouhé impulzní charakteristiky požadovaného filtru, která se zkrátí na konečnou délku vynásobením daným oknem. Dále je použit filtr vzniklý interaktivním rozmisťováním nulových bodů a pólů v rovině "z" obdobným způsobem jako u IIR filtru. Poté metoda nulování spektrálních čar, ve které se po aplikaci Fourierovy transformace na signál nastaví nulové amplitudy spektrálních čar v místech odpovídajících frekvenci rušení. A jako poslední filtr je navržena Lynnova pásmová propusť vycházející z hřebenových filtrů, kdy je z poškozeného signálu propuštěn pouze brum a následně odečten od poškozeného signálu.

4. DOSAŽENÉ VÝSLEDKY

Jako nejúčinnější z FIR filtrů se jeví Lynnova pásmová propusť, avšak doba trvání filtrace celé databáze téměř 4 minuty je značně dlouhá. Dobrých výsledků dosahuje i metoda založená na nulování spektrálních čar, kterou sice nelze využít v reálném čase, ale zato je značně rychlá. Podobné zlepšení signálu je patrné i při použití filtru navrhnutém metodou váhováním impulzní charakteristiky, avšak už při době filtrace 45 sekund celé databáze. Jako naprosto nevhodný návrh filtrů pro odstranění brumu se jeví interaktivní rozmisťování nulových bodů a filtrů v případě FIR filtrů. IIR filtry vycházející z analogových filtrů dosahovaly podobných výsledků za mnohem kratší dobu. Dosažené výsledky po ruční optimalizaci výše zmíněných filtrů jsou uvedeny v Tab 1. a 2. Výstup po aplikaci Lynnova filtru je zobrazen na Obr. 1.

Filtr	Typ filtru	Průměrné zlepšení signálu [dB]	Doba trvání filtrace [s]
IIR	IIR 2. řádu	8,18	6,67
	Butterworthův 2. řádu	14,47	8,91
	Čebyševův 1. druhu	14,47	14,42
	Čebyševův 2. druhu	14,43	17,92
	Eliptický	14,47	16,75

Tabulka 1: Srovnání	výsledků IIR filtrů při	vstupním SNR = 20 dB.
	1	I



Tabulka 2: Srovnání výsledků FIR filtrů při vstupním SNR = 20 dB.

Obrázek 1: Porovnání signálu před a po použití Lynnova filtru.

5. ZÁVĚR

V příspěvku jsou porovnávány různé lineární číslicové metody pro odstranění síťového rušení ze signálů EKG na základě doby trvání filtrace a průměrného zlepšení signálu, které je vypočítáno z poměru SNR před filtrací a po filtraci databáze CSE. Pokud by uživatel požadoval výsledný EKG záznam v co nejvyšší kvalitě, bez ohledu na dobu trvání filtrace, doporučoval bych Lynnův FIR filtr. Pokud však uživatel potřebuje dostatečné výsledky s minimálními časovými nároky, doporučil bych buďto metodu nulováním spektrálních čar, nebo IIR filtry pracující s bilineární transformací.

- [1] JAN, J. Digital Signal Filtering, Analysis and Restoration. VUT in Brno, publisher VUTIUM, 2002.
- [2] KOZUMPLÍK, J., KOLÁŘ, R., JAN, J. Digital Signal Processing in Matlab. Scripts FEKT VUT in Brno, 2001.
- [3] SMITAL, L., VÍTEK, M., KOZUMPLÍK, J. a PROVAZNÍK, I. Adaptive Wavelet Wiener Filtering of ECG Signals. Pages: 437 - 445. DOI: 10.1109/TBME.2012.2228482. From: http://ieeexplore.ieee.org

PLASMIDE DNA ISOLATION FROM BACTERIA AND TRANSFECTION TO HEK293 CELL LINE

Kateřina Karmazínová

Bachelor Degree Programme (3) FEEC BUT E-mail: xkarma07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Svoboda

E-mail: xsvobo32@ stud.feec.vutbr.cz

Abstract: Isolation DNA is a one of the basic methods in molecular biology. There are several methods of DNA amplification and isolation. In this paper phenol-chloroform extraction of three plasmid types is used: Channelrhodopsin-2, ASAP and KIR. Seven plasmids were isolated in total. These plasmids are then validated using gel electrophoresis. Successfully isolated plasmids are then transfected to HEK293 and taken on confocal microscope 24 hours after transfection.

Keywords: DNA isolation, competent cells, HEK293, transfection

1. ÚVOD

Amplifikaci plasmidové DNA není možné kvůli jejím vlastnostem provádět komerčními způsoby, např. pomocí PCR. Z tohoto důvodu je pro amplifikaci běžně využíváno bakteriálních linií, do kterých se plasmidová DNA vpraví, namnoží a následně se izoluje. Takto získáme kruhovou plasmidovou DNA, která může obsahovat předlohu pro řadu membránových konstruktů. Jako modelový organismus, do něhož se následně mohou vkládat izolované plasmidy, slouží velmi často buněčná linie HEK293. Díky jejich jednoduché transfekci a nulové expresi zvolených konstruktů, byly použity jako modelová linie i v této práci. Hlavními cíly práce jsou tedy: i) pomocí bakteriálního kmenu DH5α amplifikovat a izolovat plasmidové DNA membránových kanálů Channelrhodopsin-2 (CHR2), KIR a ASAP a ii) ověřit funkčnost získané plasmidové DNA transfekcí do buněčných linií HEK293, které by měly díky expresi zvoleného plasmidu vykazovat fluorescenci.

2. IZOLACE DNA

Celý pracovní proces amplifikace a izolace DNA je rozdělen do tří hlavních kroků: 1) příprava kompetentních buněk; 2) transformace buněk a 3) izolace plasmidové DNA.

2.1. PŘÍPRAVA KOMPETENTNÍCH BUNĚK

Pro amplifikaci plasmidů je nutné vpravit tyto plasmidy do bakterií, které jsou schopny plasmidovou DNA přijmout (jedná se o kompetentní buňky). Vhodným typem bakterií jsou geneticky upravené kmeny Escherichia Coli, které jsou stabilní a snadno se kultivují. Kmen DH5α je vzhledem ke svým četným mutacím zajišťujícím vlastnosti pro hostitelskou expresi rozšířeným kmenem používaným pro transformace.[1] Kompetentní buňky byly připraveny dle protokolu [1].

2.2. TRANSFORMACE

Pro vpravení molekul DNA do kompetentních bakteriálních buněk, je nutné nejprve destabilizovat cytoplazmatickou membránu a následně se k narušeným bakteriím přidá zvolená kruhová DNA. Narušení se děje nejčastěji mírným tepelným šokem či pomocí vápenatých iontů [3]. Jestliže transformace proběhne podle předpokladů, jsou následně připraveny buňky s požadovaným plasmidem k izolaci. Transformace probíhala podle protokolu [3].

2.3. IZOLACE PLASMIDOVÉ DNA

Pro izolaci DNA lze v praxi použít několik postupů. Nejčastěji využívanými metodami jsou adsorpce na silikátový povrch a fenol-chloroformová extrakce [3], případně lze použít některý z komerčně připravených kitů. V této práci byly plasmidy izolovány fenol-chloroformovou metodou dle [5].

Výsledkem fenol-chloroformové extrakce bylo rozdělení na tři fáze – vodnou horní fázi, interfázi obsahující proteiny a spodní organickou fázi. Ve vodné fázi byla DNA vysrážena isopropanolem a po centrifugaci byla rozpuštěna v TE pufru.

3. TRANSFEKCE IZOLOVANÉ DNA DO HEK293

Buněčná linie HEK293 jsou lidské embryonální buňky ledvinového epitelu, které byly poprvé připraveny v 80. letech v laboratoři Alexe Van der Eba [6] v Holandsku a následně upraveny transformací virovou DNA adenoviru 5 [6]. Embryonální ledvinové kultury mohou obsahovat malé množství téměř všech typů buněk lidského těla. Buněčná linie HEK293 a několik dalších lidských buněčných linií, které jsou generované transformací adenovirem lidských embryonálních ledvinných buněk, mají mnoho vlastností nezralých neuronů. Pro svoji snadnou kultivaci a poměrně jednoduchou transfekci jsou velmi rozšířené jako modelový organismus [1].

Transfekce je molekulárně-biologická metoda umožňující zavedení cizorodé nukleové kyseliny, která není běžně exprimována, do eukaryotické buňky. Pomocí transfekce tak vznikají geneticky modifikované buňky.[6] Rozlišujeme dva druhy transfekce – transientní a stabilní. Při při stabilní transfekci dochází k začlenění cizorodé DNA do genomu a jeho dlouhodobé expresi. U transientní transfekce není vložený gen začleněn do genomu hostitelské buňky stabilně a k expresi cílové DNA dochází hned po jejím proniknutí do jádra, rychle následuje i syntéza rekombinantního proteinu. Pro transientní i stabilní transfekci existuje řada protokolů i reagentů [6]. Např.: polyethylenimin (PEI), lypofectamin či v současnosti stále populárnější nanočástice (např. MATRA).

4. VÝSLEDKY A DISKUZE

Při experimentu bylo doposud izolováno 7 vzorků – 3 vzorky Channelrhodopsin2, 3 vzorky KIR a 1 vzorek ASAP. Na všech vzorcích byla provedena elektroforetická analýza. Její výsledky jsou uvedeny na Obrázku 1. U každého vzorku byly očekávány dva až tři bandy DNA (horní lineární forma, prostřední relaxovaná forma a spodní kruhová forma DNA), ne všechny vzorky je ovšem obsahují. Z toho lze vyvodit, že správně izolované a pravděpodobně funkční jsou (zleva): 1, 3 (CHR2); 4 a 6 (KIR). Ostatní vzorky vykazují pouze jeden band, případně různé fragmenty a lze tedy očekávat chybu v pracovním postupu. Rovněž lze pozorovat rozdíly v intenzitě jednotlivých vzorků, toto je způsobeno různou koncentrací plasmidové DNA v TE pufru.



Obrázek 1: Elektroforetická analýza izolovaných vzorků (zleva): 1-3 CHR2; 4-6 KIR; 7 ASAP.

Na Obrázku 2 je provedeno ověření funkčnosti izolovaného kanálu Channelrhodopsin2. Je zde patrná intenzivní fluorescence, lze tedy předpokládat, že byla izolace provedena správně a membránový konstrukt je funkční. Fluorescence je způsobena navázanou fluorescenční sondou YFP. Obrázek byl získán pomocí konfokálního mikroskopu 24 hod od transientní transfekce provedené pomocí polyethyleniminu.



Obrázek 2: Buněčná linie HEK293 s transfekovaným CHR2.

5. ZÁVĚR

Při dosavadních experimentech izolace DNA se podařilo izolovat celkem 7 plasmidů. Z vyhodnocení elektroforetické analýzy (Obrázek 1) vyplývá, že 4 ze 7 izolací byly úspěšné. Channelrhodopsin2 a KIR byly izolovány s úspěšností 66%, ASAP se prozatím izolovat nepodařilo. Úspěšnost izolace byla ověřena elektroforeticky a také pokusnou transfekcí do buněk HEK293. V dalším postupu budou izolovány další plasmidy do celkového počtu 3×3 kvalitní plasmidy, následně bude provedeno změření koncentrací jednotlivých vzorků a rovněž pokusná transfekce.

- [1] Shaw, G. Preferential transformation of human neuronal cells by human adenoviruses and the origin of HEK 293 cells. In: *The FASEB Journal*, 2002 DOI: 10.1096/fj.01-0995fje. Do-stupné z: http://www.fasebj.org/content/16/8/869.full
- [2] Top10 chemically kompetent cells. In: *OpenNetWare*, 2013. Dostupné z: http://openwetware.org/wiki/TOP10_chemically_competent_cells
- [3] Rumlová, M., Pačes, V., Ruml, T.. Základní metody genového inženýrství, Praha: JPM Tisk, 2003, ISBN 80-86313-12-3
- [4] Bacterial Transformation . In: *Lamitina Lab Protocols*, 2007, Dostupné z: http://www.med.upenn.edu/lamitinalab/documents/BacterialTransformation.pdf
- [5] Purify Plasmid DNA. In: *Add Gene* ,2012. Dostupné z: https://www.addgene.org/plasmid-protocols/purify-plasmid-dna/
- [6] Graham, F. L., Smiley, J., Russell, W.C., Nairu, R. *Characteristics of a human cell line transformed by DNA from human adenovirus type 5*. J. Gen. Virol. 1977, 36
- [7] Kim, K, Eberwine, JH. Mammalian cell transfection: the present and the future. In: *Analytical and Bioanalytical Chemistry*, 2010. ISSN 1618-2642. DOI: 10.1007/s00216-010-3821-6.

SIMULATION OF SYNTHETIC DIFFUSION TENSOR DATA

Kristýna Labudová

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xlabud03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: René Labounek

E-mail: xlabou01@feec.vutbr.cz

Abstract: First there is the Gaussian diffusion tensor model with the most important equations introduced. The other part of this work deals with the software and its current state of development. The software calculates diffusion tensor data from diffusion tensor and acquisition parameters successfully. User can add noise to simulated data and then estimate diffusion tensor in reverse. Original and estimated diffusion tensors are displayed, compared and their deviation in space determined.

Keywords: DTI, Gaussian diffusion model, simulation

1. INTRODUCTION

Diffusion sensitive MRI (magnetic resonance imaging) is employed for measuring water diffusion intensity and determining its direction in soft tissues. This work focuses on water diffusion in white matter of a brain. Intensity and direction of diffusion is used for axonal fibre tracking, because water molecules move easily along these fibres.

2. DIFFUSION TENSOR IMAGING

There are many approaches to estimate profile of anisotropic diffusion. First group of them are datadriven approaches such as Q-ball imaging, spherical deconvolution and diffusion spectrum imaging. These methods work directly with measured data, which are algorithmically processed. Examples of the second group, model approaches, are diffusion tensor model and ball and stick model. Models simplify real situation and highlight crucial information such as intensity of diffusion in different directions.

2.1. GAUSSIAN DIFFUSION MODEL

Diffusion tensor describes intensity of diffusion within voxel (Equation (1)[1]). It is matrix 3x3, that is diagonally symmetric and consists of diffusion constants along certain axes.

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} D_{xx} & D_{xy} & D_{xz} \\ D_{xy} & D_{yy} & D_{yz} \\ D_{zx} & D_{zy} & D_{zz} \end{bmatrix}$$
(1)

Diffusion ellipsoid is used to visualize the Gaussian diffusion model in 3D space. The process called diagonalization is applied to obtain twelve parameters which characterize the diffusion ellipsoid. These parameters are eigenvalues λ_1 , λ_2 , a λ_3 that define length of the main axis and eigenvectors v_1 , v_2 a v_3 , which define position of main axis in space.

Equation (2) express Brownian motion of water molecules' population along one axis and is derived from Gaussian distribution [1].

$$P(x,t) = \frac{1}{\sqrt{4\pi Dt}} e^{-x^2/4Dt}$$
(2)

There is probability that water molecule moves from the origin to the x in time t characterized by the above-mentioned equation.

Signal, that comes from one particle is determined by its phase $\phi(x)$ and function P(x t). Measured signal is sum of all these signals coming from population of particles. [1].

$$Signal = \frac{S}{S_0} = \int_{x} P(x, t)\phi(x)dx$$
(3)

Adjusting the equation (3) for 3D scene is acquired equation (4) [1],

$$\frac{S}{S_0} = e^{-bg^T Dg} \tag{4}$$

where S/S_0 is decrease of measured signal. B-value defines acquisition (equation (5)), and g is vector of gradient directions. **D** is diffusion tensor, equation (1). Equation (4) is crucial for simulation performed in this work [1].

$$b = \gamma^2 G^2 \delta^2 \left(\Delta - \frac{\delta}{3} \right) \tag{5}$$

Acquisition parameters include G, which is intensity of applied gradients, and δ , that defines diffusion time. Last parameter Δ characterizes time between one and the other applied gradient field.

2.2. REALIZATION OF SIMULATION USING MATLAB

Simulation is performed in MATLAB and appearance of GUI (Graphic user interface) can be seen in Fig. 1a. Acquisition parameters including number of fibre directions are assigned in left upward part of GUI. Currently, the programme focuses on one fibre direction but it will be extended up to six fibre direction in the future. After that sampling protocol, which can be downloaded from free internet application [2], is selected. There is possibility to choose quantity of direction and do sampling in up to five spherical shells that represent five different b-values. Additionally, intensity of applied gradient is assigned for every shell separately (G).

Eigenvalues and angles that define position of eigenvectors in the space are chosen in left middle part of GUI. These angles rotate the coordinate system around axes. Angle α rotates system around axis x, β rotates the system around axis y and γ around z. Then calculation of eigenvectors using assigned angles is performed and after that diffusion tensor is calculated using eigenvalues and eigenvectors. Finally, diffusion ellipsoid can be displayed in right bottom part of GUI.

Other benefit of the simulation is observing accuracy of tensor estimation after adding noise to data. Type of noise (additive and multiplicative) and distribution (Gaussian and Rician) can be chosen in the left bottom part of GUI. Next step is to assign parameters of noise such as variance, mean and signal to noise ratio. After adding noise to data is possible to estimate the diffusion tensor in reverse and determine the deviation between the original eigenvector v_1 and estimated eigenvector v_1 . Finally these two diffusion ellipsoids gained by diagonalization of tensors are depicted over themselves so the deviation can determined visually as well. In Fig. 1b and Fig. 1c can be seen example of successful and failed estimation.



Fig. 1a – Design of the right section of GUI, 1b- Example of failed estimation of diffusion tensor from noisy data, 1c - Example of successful estimation of diffusion tensor from noisy data

3. CONCLUSION

One of the main tasks of the simulation is to find out how acquisition parameters affect tensor data. User can change parameters independently and observe differences in decrease of measured signal in selected directions.

Further development of the program consist in extension tensor data for several directions, which is partly done. Afterwards adding noise and estimation of tensors from noisy data for up to 6 direction will be performed. Then extension of automatic result analysis will be done. It is going to be graphical representation of dependency among deviation of estimated diffusion tensor and parameters of acquisition and noise.

Result can show us, which b-values and sampling protocol to use in order to eliminate the noise. And it can show advantages or disadvantages of increasing the b-value.

- [1] MORI, Susumu, TOURNIER, J-Donald. *Introduction to Diffusion Tensor Imaging: And Higher Order Models* [online]. 2. vyd. Elsevier, 2014. ISBN 978-0-12-398398. Dostupné z: http://www.sciencedirect.com/science/book/9780123983985
- [2] CARUYER, Emmanuel et al. Design of multishell sampling schemes with uniform coverage in diffusion MRI. *Magnetic resonance in medicine : official journal of the Society of Magnetic Resonance in Medicine [online]*. 2013, roč. 69, s. 1534–40. doi: 10.1002/mrm.24736 Dostupné z: http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/23625329

SOFTWARE FOR IMAGE PROCESSING OF INFRARED THERMOGRAMS OF THE LOWER LIMBS OF DIABETIC PATIENTS

Jana Langerová

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xlange13@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vladan Bernard, Radim Kolář E-mail: 60122@mail.muni.cz, kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this paper is to present a software that deals with the automatic processing of the thermal images of the soles of the lower limbs. This software allows to judge some important temperature details, which can help a lot during the clinical diagnosing of the diabetic foot disease or the other foot problems, such as neuropathic arthropathy or charcot arthropathy. In this paper, it is possible to find a description of the algorithm of the software as well as a presentation of the results of the analyzed thermal images.

Keywords: Diabetic foot syndrome, diabetes mellitus, image segmentation, active countours

1 ÚVOD

Diabetes mellitus je skupina chronických onemocnění, s nimiž souvisí také výskyt různých komplikací. K usnadnění při diagnostikování jedné z nich, totiž syndromu diabetické končetiny, je věnován prezentovaný software. Zabývá se zpracováním termografického snímku dolních končetin, který znázorňuje povrchové rozložení a rozpětí teplot snímaného objektu. Nejdůležitějším momentem průběhu zpracování získaných snímků je detekce plosek nohou, která je zde řešena využitím metody aktivních kontur.

2 NÁVRH ALGORITMU

Navrhovaný software slouží k vyhodnocování a analýze termografických snímků diabetických pacientů s různým stupněm destrukce a ulcerace na nohou. Cílem je vyhodnotit snímky pořízené zdravotnickým personálem, které nebyly získány žádným zvláštním způsobem a bez dalších přizpůsobení. Při detekci plosek nohou musí tedy vykazovat poměrně velkou variabilitu a schopnost přesného detekování. Rozlišení zpracovávaných snímků, které byly pořízeny kamerou Infrared Camera FLIR B200, je 320x240 px, což odpovídá v současné době nejběžnější hodnotě.

2.1 DETEKCE PLOSEK NOHOU

Dříve, než začne program plně vyhodnocovat hledané parametry, musí mu být definováno, kde se na snímku nachází pravá a levá končetina. Tato volba je nechána zcela v kompetenci uživatele. Poté již nastává moment nalezení plosky chodidla.

Pro automatický ořez se nejvíce osvědčila možnost využití aktivních kontur, čemuž předchází převod obrázku z oblasti RGB do stupňů šedi. Do prezentovaného softwaru bylo použito hotové implementace aktivních kontur, dostupné z: [3]. Bohužel však ani tato metoda neposkytuje výsledky dostatečně přesné, a proto je vhodné tuto variantu ještě zdokonalit ručním dodefinováním hledané oblasti.



Obrázek 1: Ukázka posloupnosti automatického zpracování a vyhodnocení snímku (pravá noha)

Druhou možností, která je uživateli nabídnuta, je kompletní ruční detekce plosek nohou, kdy může uživatel nejlépe brát zřetel na nejrůznější anatomické diverzibility konkrétního pacienta.

Po získání masky tvořené binárními prvky je původní pravá, či levá část snímku s touto maskou vynásobena a tak získán obrázek vhodný k analýzám.

2.2 ΑΚΤΙΥΝΙ ΚΟΝΤURY

Aktivní kontury jsou segmentační metoda, jejíž princip spočívá v postupném přizpůsobování předdefinované kontury. To může být založeno buď na detekci hran, nebo detekci regionů. Druhá varianta funguje na principu hledání energetického minima tam, kde model nejlépe vystihuje hledaný objekt. Při heterogennosti popředí a pozadí však lepší výsledky poskytuje první varianta. [1] Obecně lze aktivní kontury vyjádřit jako proces minimalizace energie. Výpočet energie je znázorněn v následující rovnici [2]:

$$E_{AK} = \int_{s=0}^{1} \left[E_{int}(\mathbf{v}(\mathbf{s})) + E_{image}(\mathbf{v}(\mathbf{s})) + E_{com}(\mathbf{v}(\mathbf{s})) \right] \mathrm{d}s.$$
(1)

Energie kontury je zde vyjádřena jako určitý integrál součtu funkce vnitřní energie kontury E_{int} , funkce, která tuto energii omezuje E_{com} a energetické funkce obrázku E_{image} a **v**(**s**) je vektor obsahující souřadnice kontury.

2.3 ANALÝZA DEFINOVANÉ OBLASTI

Jakmile je detekována hledaná ploska, je přistoupeno ke zjišť ování teplotních údajů - minima, maxima, průměrů a mediánů v pravé i levé plosce chodidla. Hledané parametry jsou nalezeny v hodnotě odpovídající stupni šedi, a proto musí následovat ještě převod takového údaje do stupňů Celsia, který je rozhodující pro diagnostiku. Převedení čísla z rozmezí 0 - 255 do Celsiovy stupnice je řešeno pomocí načtení kompletní stupnice šedi a definování teplotního minima na obrázku, které je pak přiřazeno hodnotě 0 a také maxima, které odpovídá hodnotě 255. Tyto údaje, které jsou součástí každého obrázku, musí po spuštění programu zadat uživatel ve stejnou dobu, kdy také načítá zpracovávaný obrázek.

2.4 ZÁVĚREČNÉ OPERACE

Po získání všech teplotních údajů následuje poslední krok, kterým je zobrazení obrázků obou plosek nohou ve stupních šedi a do nich zakreslených souřadnic teplotního minima a maxima. Dále jsou také vypočítány teplotní rozdíly mezi pravou a levou končetinou. Konkrétně se jedná o hodnoty udávající rozdíl mezi minimální, maximální, průměrnou teplotou a teplotní medián.
3 ZÍSKANÉ VÝSLEDKY

Program byl zatím testován na snímcích deseti různých pacientů. Tyto snímky vždy byly pořízeny před operací PTA (perkutánní transluminární angioplastika) a po operaci jedné z končetin a všechny pocházejí od diabetických pacientů. Snímání všech nemocných probíhalo zdravotnickým personálem za podobných teplotních podmínek a také z podobných úhlů.

3.1 ROZDÍLY TEPLOT MEZI NEMOCNOU A ZDRAVOU KONČETINOU

V následující tabulce jsou vypsány zprůměrované výsledky hodnocených snímků deseti pacientů:

Rozdíl maxim	Rozdíl minim	Rozdíl průměrů	Rozdíl mediánů		
P a L [°C]	P a L [°C]	P a L [°C]	P a L [°C]		
Před zákrokem					
1,07	1,58	3,64	1,35		
Po zákroku					
0,86	1,2	1,09	1,09		

Tabulka 1:	Průměrné	rozdíly	hodnocených	veličin	před a	po zákroku
------------	----------	---------	-------------	---------	--------	------------

V tabulce 1 jsou uvedeny hodnoty snímané před a po operačním zákroku PTA. Z vyhodnocených informací je patrné, že po operaci se nejvíce změnil rozdíl mezi průměrnou teplotou v pravé a levé končetině. Dalším zajímavým výsledkem je nesourodost mezi průměrnými rozdíly minim a maxim v pravé a levé noze operované, či ne. Teplotní rozdíl minim je před operací přibližně 1,6 °C a maxim 1,1 °C, zatímco po operaci se tento rozdíl snížil o přibližně 24% a 20%.

Prezentované výsledky byly softwarem získány za pomoci varianty kombinující automatickou detekci pomocí aktivních kontur a manuální korekci hledané oblasti.

4 ZÁVĚR

Tento příspěvek prezentuje software pro zpracování termovizních snímků dolních končetin diabetických pacientů a algoritmus, kterým zpracování probíhá. Představený program je možné použít pro diagnostiku a výzkumné analýzy na ploskách nohou, které provádí biofyzikální ústav LF MU v Brně ve spolupráci s II. Chirurgickou klinikou FNUSA, což zaručuje jeho využitelnost v praxi.

Dále jsem zde potvrdila teplotní rozdílnost operovaných končetin a tedy přínos operačních zákroků ve srovnání se stavem, který jim předcházel. Pro pacienta vyplývající posun znamená zmírnění komplikací diabetické končetiny spojené s problematickým onemocněním diabetes mellitus.

- LANKTON, S. a A. TANNENBAUM. Localizing Region-Based Active Contours. *IEEE Transactions on Image Processing* [online]. 2008, vol. 17, issue 11, s. 2029-2039 [cit. 2015-03-02]. DOI: 10.1109/tip.2008.2004611.
- [2] NIXON, Mark S a Alberto S AGUADO. Flexible shape extraction: snakes and other techniques. *Feature extraction and image processin*. 2nd ed. Amsterdam: Academic Press, 2008, s. 241-276. ISBN 978-0-12-372538-7.
- [3] LANKTON, Shawn. Active Contour Segmentation. In: *The MathWorks, Inc.* [online]. 2008-04-12 [cit. 2015-03-20]. Dostupné z: http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/19567active-contour-segmentation/content/regionbased

INDICATION OF THE MICROPLATES POSITION

Gabriela Papajová

Bachelor Degree Programme (3. ročník), FEEC VUT

E-mail: xpapaj00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Sekora

E-mail: sekora@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with designing and constructing device which can indicate position of the microplates. This includes hardware design, block chart and utility software. Next important section deals with software design of graphical user interfaces and how to control the microcontroller. The final product is a hardware tool that uses array of 96 two-color LED to indicate the position in microplate. This product will be operated at Faculty of Medicine, Masaryk University in Brno.

Keywords: indication of position, microcontroller, microplate, LED array

1. ÚVOD

Tématem práce je indikace pozice mikrotitrační destičky. Téma práce vychází z reálného požadavku na pracovišti Lékařské fakulty. Práce je rozdělena na softwarovou a hardwarovou část, softwarová část je tvořena grafickým uživatelským rozhraním pro definici pozic destičky a hardwarová část je tvořena samostatným mikrokontrolérem, registry a maticí diod.

Smyslem přípravku je usnadnit a zkvalitnit práci laboratorního personálu při pipetování vzorků do mikrozkumavek na 96jamkovém poli tím, že zabrání pracovníkovi udělat nevědomou chybu. Pomocí GUI na počítači si pracovník zvolí postup pipetování a uloží si jej jako pipetovací postup do paměti mikrokontroléru. Tento vizuálně, pomocí LED umístěnými pod mikrotitrační destičkou, obsluhu navede.

Grafické uživatelské rozhraní i hardware je vytvořen uživatelsky co nejvíce přístupný a jednoduchý. Hardware lze připojit přes USB k počítači, ze kterého lze pomocí GUI vytvářet a odesílat pipetovací plán. Dále je možnost využívat hardwarové tlačítko, které umožní ve vybraném režimu postupně rozsvěcovat naváděcí diody v režimu offline, tedy již bez připojení počítače.

2. NÁVRH A POPIS ŘEŠENÍ

2.1. HARDWAROVÁ ČÁST

Rozpis jednotlivých bloků a jejich význam v obvodu je rozepsán v následující části. Výsledné blokové schéma je na obrázku 1.



Obrázek 1: Blokové schéma obvodu

První částí blokového schématu je blok PC, který představuje počítač, na kterém bude spuštěný obslužný program pro tvorbu pipetovacího plánu.

Druhou část představuje mikrokontrolér ATmega328, který bude na základě pipetovacího plánu vytvořeného v PC příslušné diody rozsvěcet.

Třetí částí schématu jsou dva 8bitové posuvné registry, které umožnují aktivování několika sloupců najednou. Aby byl zvýšen komfort obsluhy při pipetování různých vzorků, je umožněno využít tří barev diod – zelené, červené a oranžové. Každý registr proto ovládá jinou barvu diody. Jeden registr je připojený na anody aktivující červenou barvu a druhý registr je připojený na anody aktivující zelenou barvu. Při aktivaci obou anod jedné diody zároveň bude získána třetí - oranžová barva. Pro dané účely byl vybrán posuvný registr 74LS595N, jehož funkce je detailně popsána v technické dokumentaci [1].

Další částí návrhu je 12bitový čítač, který postupně aktivuje řádky matice jeden po druhém. Řádky musí být aktivovány velmi rychle a to alespoň s frekvencí větší než 100 Hz (tj. 8,3 Hz na řádek), čímž se díky setrvačnosti LED bude lidskému oku zdát, že je obraz na diodové matici stabilní. Vybraným čítačem je typ 74HC4040, který je popsán v technické dokumentaci [2,3].

Na čítač navazuje pole dvanácti bipolárních NPN tranzistorů 2N706, které představují proudové zesílení výstupu čítače, aby tento nebyl zničen zátěží LED matice.

Poslední částí blokového schématu je maticové pole 96 dvoubarevných LED v provedení SMD, které je umístěné přesně pod jamkami mikrotitrační destičky. Každá dioda má dvě anody, z nichž jedna aktivuje zelenou barvu a druhá barvu červenou. Při aktivaci obou anod dojde ke smíchání barev a tím výslednému rozsvícení diody v oranžové barvě.

2.2. SOFTWAROVÁ ČÁST

Pipetační plán pro řídicí mikrokontrolér ATmega na platformě Arduino je řízen programem, který mu bude zaslán z aplikace sestavené v jazyce Java. Aby bylo možné použít příkazy Arduina v Java prostředí, bylo třeba do aplikace přidat knihovnu JArduino, která umožní definovat Java třídy.

Software pro grafické uživatelské rozhraní je naprogramován v jazyce Java z důvodu možného multiplatformního využití GUI. Požadavky na program byly takové, aby byl schopen vykreslit matici 8 x 12, která bude korespondovat s jednotlivými LED pod destičkou a také uživateli poskytne potřebné funkce pro pohodlné ovládání programu.

Uživatelsky volitelné funkce budou uložení matice do souboru, načtení matice ze souboru, resetování matice, odeslání matice do zařízení (Arduina) a výběr požadované látky, tj. barvy diody. Další funkce jsou volba všech jamek, volba vybraných řádků, sloupců a tripletů.

Ukázka grafického uživatelského rozhraní s příslušnými funkcemi je na obrázku č. 2.



Obrázek 2: Grafické uživatelské rozhraní

3. ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout a sestavit přípravek, který bude indikovat pozice mikrotitrační destičky a k tomu vytvořit program, který bude tento přípravek ovládat. Přípravek je schopen komunikovat s PC pomocí USB rozhraní, které je integrováno pomocí převodníku v Arduinu. Dále se přípravek ovládá pomocí GUI navrženého v jazyce Java a kompilovaného s knihovnou JArduino. Výsledné zapojení nám tedy umožní rozsvěcovat a zhasínat diody na námi určených místech LED pole umístěných pod mikrotitrační destičkou.

- INSTRUMENTS, Texas. 8-BIT SHIFT REGISTERS WITH OUTPUT LATCHES [online]. roč. 1981, 2014 [cit. 2014-12-23]. Dostupné z: <u>http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn54ls595.pdf</u>
- FAIRCHILD, Semiconductor Corporation. MM74HC4040: 12-Stage Binary Counter.
 [online]. roč. 1984, 2007 [cit. 2014-12-23]. Dostupné z: https://www.fairchildsemi.com/datasheets/MM/MM74HC4040.pdf
- [3] STORR, Wayne. Simple LED Flasher. [online]. 2014-12-22 [cit. 2014-12-23]. Dostupné z: http://www.electronics-tutorials.ws/counter/simple-led-flasher.html

TRACKING OF AXONAL BUNDLES IN DIFFUSION MRI BRAIN IMAGES

Zuzana Piskořová

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xpisko01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: René Labounek

E-mail: labounek@phd.feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work is to design tracking algorithm which will be able to track brain axonal bundles in diffusion weighted MRI data. Estimation of anisotropic diffusion profile inside voxels was performed by diffusion tensor imaging model (DTI). Tracing is based on the 4th order Runge-Kutta method. Algorithm is implemented in the MATLAB computing environment and is tested on real data biological phantom.

Keywords: Diffusion MRI, tractography, diffusion tensor imaging, DTI, Runge-Kutta method, deterministic tracking algorithm

1. INTRODUCTION

Magnetic resonance imaging method (MRI) sensitized for diffusion motion is called diffusionweighted MRI (DW-MRI). We can achieve information about histological architecture of the brain tissue in vivo by this approach. On the base of the DW-MRI, we are able to not only distinguish grey and white matter, but even the white matter structure. White matter consists of the axon bundles which functionally connect specific parts of the brain [1]. The aim of tractography is to create a map of these connections throughout the brain. This knowledge can be useful during brain surgical interventions, for evaluating tumorous tissue etc. [2].

2. METHODS

2.1. DIFFUSION TENSOR IMAGING (DTI)

Estimation of the direction of the diffusion motion within voxel is the objective of the tensor model. Fiber propagation is related to diffusion direction because molecule diffusive motion follows the fiber. Diffusion in white matter is anisotropic, while gray matter disposes with isotropic diffusion profile. Anisotropic diffusion is characterized by ellipsoid in DTI, Figure 1. Orientation and size of the ellipsoid are fully described by diffusion tensor which is related to the ellipsoid as shows equation (1) where eigenvaules λ_1 , λ_2 and λ_3 characterize the lengths of major semi-axes and eigenvectors v_1 , v_2 and v_3 their orientation in space [1]. Vector belonging to the longest axis λ_1 (the 1st eigenvector v_1) can be seen as the prevailing direction of diffusion as far as the direction of fiber propagation.

$$\begin{pmatrix} D_{xx} & D_{xy} & D_{xz} \\ D_{xy} & D_{yy} & D_{yz} \\ D_{xz} & D_{yz} & D_{zz} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1x} & v_{2x} & v_{3x} \\ v_{1y} & v_{2y} & v_{3y} \\ v_{1z} & v_{2z} & v_{3z} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1x} & v_{1y} & v_{1z} \\ v_{2x} & v_{2y} & v_{2z} \\ v_{3x} & v_{3y} & v_{3z} \end{pmatrix}$$
(1)

Fractional anisotropy (FA) is the coefficient related to the shape of the diffusion ellipsoid. FA reflects whether the ellipsoid is anisotropic or not. Higher FA value means that diffusion is more anisotropic, FA=0 means isotropic diffusion. We can get FA coefficient by following equation (2) [1].



Figure 1: Diffusion ellipsoid [1]

2.2. RUNGE-KUTTA METHOD

Diffusion tensor model provides the map of the 1st eigenvectors, it means that there is information about the direction of diffusion for every voxel. We can understand this map as the vector field or visualization of unknown differential equation whose solution can be estimated e.g. with the Runge-Kutta method [3]. We used 4th order of this method (usage of 4 auxiliary points), which provides small computation error but acceptable computation time increase.

To describe 4th order Runge-Kutta method (Figure 2), vectors v_i and v_{i+1} represent the vectors in starting and auxiliary points, Δk is a step size. To reach the **p**_{i+1} point, we follow the equation (3).



Figure 2: 4th order Runge-Kutta algorithm [3]

2.3. DATA ACQUISITION AND PARAMETER SETTINGS

The algorithm was tested on biological phantom [4]. Golden standard of the phantom is shown in Figure 3(a). Diffusion data were acquired with these parameters: size of the voxel is 3x3x3 mm, b-value equals to 2000 s/mm². Data were acquired from 130 gradient directions with gradient-echo scanning sequence. Step size Δk for Runge-Kutta method is the constant, set to 1mm. Trilinear interpolation was used for vector value computation in positions out of the gridded data. It was necessary to define terminating criteria (FA, angle deviation and step size). We fixed the threshold for

FA value to 0.1, maximum angle deviation was set to 45° . Tracing was also stopped when the size of the vector between last and previous point was smaller than 10^{-4} .

3. RESULTS

In the Figure 3(b) is the best achieved trajectory. As you can see, the trajectory deviates from the main direction. This is expected situation rising from the fact that DTI model is not capable to estimate more than one direction of fiber propagation inside one voxel. In this task, algorithm deals well with crossing fibers in the bottom part of trajectory. On the other hand, Figure 3(c) shows unsuccessful tracking.



Figure 3: a) Golden standard [4], b) and c) results of tracking

4. CONCLUSION

Designed algorithm is able to track simple straight fiber with no crossing parts. However, it gives disappointing results for tracts specified by seed point situated near the border of the fiber, Figure 3(c). Algorithm suffers from too early termination. Solution is in process, we assume problem would be solved by special form of interpolation. FA value is high within the fibers, whether in the voxels outside of bundles isotropic diffusion occurs. According to this fact, data would be included to the interpolation algorithm with different weights depending on the value of FA in the voxel. Weighting would be based on FA value with dependency on some sigmoid function. This approach should cause the algorithm more stable in the direction of fiber propagation. However, computational issue appears with using weighted interpolation for tracking large brain data. Tracking of the fiber shown in Figure 3(b) with use of trilinear interpolation is easy to compute and takes few seconds. Current version of weighted interpolation prolongs computation time approximately 10 times.

- [1] MORI, Susumu and J-Donald TOURNIER. Introduction to diffusion tensor imaging: and higher order models. 2nd edition. Oxford: Elsevier, 2014, 126 p, ISBN: 978-0-12-398398-5.
- [2] CICCARELLI, Olga, Marco CATANI, Heidi JOHANSEN-BERG et al. Diffusion-based tractography in neurological disorders: concepts, applications, and future developments. *The Lancet Neurology*. 2008, vol. 7, issue 8, p. 270-280. DOI: 10.4018/978-a 1-59904-016.ch011
- [3] JOY, Kenneth. Numerical Methods for Particle Tracing in Vector Fields. *On-Line Visualization Notes*, University of California Davis, Davis, CA, 2007. Available from: http://web.cs.ucdavis.edu/~ma/ECS177/papers/particle_tracing.pdf
- [4] POUPON, C., RIEUL, B., KEZELE, I et al. New diffusion phantoms dedicated to the study and validation of high-angular-resolution diffusion imaging (HARDI) models. *Magnetic Resonance in Medicine*, 2008, vol. 60, issue 6, p. 1276-1283. DOI: 10.1002/mrm.21789

TEXTURE ANALYSIS OF TUMOR IN LUNG CT DATA

Jakub Šalplachta

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xsalpl02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Roman Jakubíček

E-mail: xjakub08@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work is the revelation of the possibility of the use of texture analysis methods to detection and segmentation tumor tissue in patient's lungs and classification viable areas of tumor tissue. The main assumption includes the possibility that there are differences of textural properties between tumor and surrounding tissues and changes of these features during development and treatment of this disease. The work deals with the creation of vector of texture features which is composed of some methods of texture analysis and then processed by methods of cluster analysis in programming environment Matlab®.

Keywords: texture analysis, microtextural methods, statistical methods, cluster analysis

1. ÚVOD

Nádorová onemocnění plic jsou v dnešní době častou a velmi závažnou diagnózou a diagnostická vyšetření s ní spjatá přináší pro pacienta určitá rizika a diskomfort. Při perfúzním vyšetření v rámci výpočetní tomografie (CT) absorbuje tělo pacienta velké dávky rentgenového záření, které nesou riziko vzniku dalších nádorových tkání. Přičemž jedním z mnoha využití tohoto vyšetření je odhalení viabilních (živých, prokrvených) úseků nádorů. Nebylo by však již nutné, pokud se potvrdí předpoklad využitelnosti texturní analýzy v rámci diagnostiky. Tím je myšlena detekce nádorových tkání a jejich odlišení od okolních tkání a dále odhalení viabilních úseků v daném nádoru. Využitím metod texturní analýzy by se výrazně snížila dávka rentgenového záření, kterou by pacient absorboval, tudíž i rizika s ním spjatá. Navíc perfuzní vyšetření je náročné i pro lékařský personál, softwarové zpracování je v některých případech velmi náročné na nastavení a někdy ani nepřináší požadované výsledky. V rámci vlastní práce bude ověřen předpoklad využití texturní analýzy na reálných pacientských datech. Kombinací metod texturní analýzy je získán vektor příznaků, který vstupuje do shlukové analýzy, a výsledky budou následně statisticky vyhodnoceny. Výstupem práce bude rozhodnutí o funkčnosti texturní analýzy pro diagnostiku nádorových tkání na obrazových datech z CT vyšetření plic a také možné využití této analýzy.

2. TEXTURNÍ ANALÝZA

Jedná se o postupy usilující o získání takového popisu textury, na který bude možno následně aplikovat matematické výpočty a analytické metody pro další zpracování. Texturní analýza je využívána v mnoha oblastech včetně zpracování biomedicínských obrazů. Je možné ji rozdělit do čtyř kategorií: segmentace obrazu, klasifikace obrazu, syntéza textury a získání tvaru z textury. Jednotlivé textury jsou velice různorodé a jednotná definice textury neexistuje. Textura však patří mezi lokální charakteristiky obrazu, přičemž je nedílnou součástí všech obrazů včetně těch medicínských, na jejímž základě lze v obraze rozeznávat a klasifikovat určité oblasti. Jedná se o komplexní vzory, které mají charakteristický jas, barvu, tvar a velikost. Texturu můžeme popsat jako vzor v obraze, který souvisí s charakteristickými změnami jasových intenzit pixelů. Ve většině případů je pro ni klíčová pravidelnost opakování určitého vzoru. Tyto opakující se oblasti nazýváme primitiva a jsou charakteristické pro danou texturu. Podle vlastností primitiv jako jsou jejich velikost, pravidelnost opakování či směrovost je možné textury dělit na hrubé/jemné, silné/slabé a izotropní/směrové. Na základně rozdílných texturních vlastností je od sebe možné odlišit tkáně v rámci lidského těla, tudíž i rozeznat nádorovou tkáň od okolní např. plicní tkáň. V rámci vlastní texturní analýzy se využívají různé metody k popisu textury, těmito postupy jsou: statistické metody, strukturní metody, metody založené na modelech a transformační metody. [1][2][3]

2.1. STATISTICKÉ METODY

Statistické přístupy k popisu textury se nesnaží popsat hierarchickou strukturu textury, charakterizují texturu nepřímo v rámci vlastností řídících distribuci a vztahy mezi pixely v šedotónovém obraze. Tyto metody dosahují velmi dobrých výsledků v rámci selektivity. Jednou z hlavních definičních vlastností textury je prostorová distribuce stupňů šedi v obraze, na čemž jsou tyto metody založeny. Statistické metody rozdělujeme na statistické metody prvního a druhého řádu. Hlavním rozdílem mezi nimi je, že u statistických metod prvního řádu přistupujeme k obrazu pouze jako k souboru pixelů a jejich vzájemná poloha je zanedbávána. Oproti tomu statistické metody druhého rádu jsou založeny na pravděpodobnosti výskytu dvou pixelů o stejné intenzitě, jež mají vůči sobě definovanou vzájemnou polohu. Patří mezi ně matice současného výskytu (Co-occurence matice) a matice délky běhů (Run-length matice). [1][2][3]

2.2. STRUKTURNÍ METODY

Strukturní přístupy k reprezentaci textury vychází z výskytu primitiv v dané textuře a jejich prostorového uspořádání. Tyto přístupy lze rozdělit na mikrotexturní a makrotexturní analýzu. Mikrotexturní analýza se zabývá pouze popisem primitiv, oproti tomu makrotexturní analýzy bere v potaz i prostorové uspořádání primitiv ve větší celky. U strukturních přístupů k analýze textury je však nejprve nutné nalézt a identifikovat všechny typy primitiv, které se v analyzovaném obraze vyskytují, a analyzovat jejich prostorové uspořádání. Výhodou těchto přístupů k popisu textury je, že poskytují dobrý symbolický popis daného obrazu. V rámci mikrotexturní analýzy se snažíme získat informace ohledně primitiv (hrany, linie nebo shluky bodů) pomocí konvoluce obrazu maskami, které představují model vzorů zmíněných primitiv. Těmito maskami jsou myšleny masky odvozené K. I. Lawsem, které jsou definovány pro dvojrozměrný i třírozměrný prostor. [1][3]

2.3. FREKVENČNÍ ANALÝZA

Tento typ analýzy je také možné použít k popisu zkoumané textury. Frekvenční analýza spočívá ve využití Fourierovy transformace, kterou získáme koeficienty s komplexním charakterem. Dalšími úpravami je možné získat informace o fázi a amplitudě dané oblasti textury. Tyto parametry mohou být dále využity k výpočtu výkonu či k získání informací o lokálních vlastnostech spektra v daných frekvenčních pásmech, čímž je možné získat další důležité příznaky pro texturní analýzu. [3]

2.4. KLASIFIKACE PŘÍZNAKŮ

Vlastní realizace texturní analýzy spočívá ve vytvoření vektoru příznaků z daného obrazu, který následně vstupuje do shlukové analýzy. Konkrétně je využita metoda k-means, která patří mezi nehierarchické metody shlukové analýzy. Vlastní vektor příznaků je získán kombinací metod texturní analýzy. Je využito statistických metod prvního i druhého řádu, mikrotexturní a frekvenční analýzy. V rámci mikrotexturní analýzy je použita konvoluce 125 Lawsovými maskami, které vznikly roznásobením pětiprvkových vektorů. Celá vlastní analýza probíhá v trojrozměrném prostoru na reálných pacientských datech, přičemž pro každý voxel obrazu je získáno celkově 164 lokálních příznaků.

3. VÝSLEDKY

Průběžné výsledky byly získány z postkontrastních reálných pacientských dat, jsou však ovlivněny redundantními příznaky, pro každý voxel konkrétně vstupovalo do shlukové analýzy 164 příznaků. Počet příznaků bude z tohoto důvodu zredukován, aby zůstaly pouze příznaky, které poskytují relevantní informace pro následnou analýzu. Vektor příznaků byl počítán na výřezu původního obrazu, který obsahoval oblast nádoru (Obrázek 1 a)). Výstupy z následující shlukové analýzy jsou pa-

trné v rámci obrázku 1 c) a d), kde v obou případech proběhlo přiřazení do 8 shluků (počet shluků byl stanoven experimentálně, aby byly rozeznatelné možné viabilní úseky). Tyto výstupy se liší tím, že výstup na Obrázku 1 d) vznikl pouze z příznaků pro oblast nádoru bez plicní tkáně, která byla vysegmentována pomocí binární masky. Není tedy ovlivněn okolními tkáněmi, a proto je při daném počtu shluků patrných více lokálních viabilních úseků (tmavě šedé a černé oblasti uvnitř nádoru). Výsledná data se oproti datům z perfuzního vyšetření reprezentujících perfuzní objem (Obrázek 1 b)) nepatrně liší. Jedná se sice o stejnou scénu, ale snímanou v jiném akvizičním čase.



Obrázek 1: a) zpracovávaná data – výřez oblasti nádoru; b) data z perfuzního vyšetření; c) výstup ze shlukové analýzy; d) výstup ze shlukové analýzy (pouze oblast nádoru bez plicní tkáně)

4. ZÁVĚR

Z předběžných výsledků je patrné, že ve výstupech z vlastního zpracování je možné rozeznat viabilní úseky nádoru. Dle subjektivního hodnocení jsou nalezené viabilní úseky lokalizovány na místech viabilních oblastí z dat z perfuzního vyšetření. Z těchto současných výsledků se dá tedy usuzovat, že texturní analýza má opravdu potenciál pro využití v rámci lékařské diagnostiky.

- [1] HARALICK, R. M. Statistical and structural approaches to texture Proc. IEEE, vol. 67, no. 5, pp. 786-804, 1979.
- [2] AMATERKA, A. a M. STRZELECKI. *Texture Analysis Methods A Review*, Technical University of Lodz, Institute of Electronics, COST B11 report, Brussels, 1998.
- [3] JAN, J. Medical image processing, reconstruction and restoration: concepts and methods. Boca Raton: Taylor & Francis, 2006, ISBN 0-8247-5849-8, 730 s.
- [4] HARALICK, R. M., K. SHANMUGAM a Its'Hak DINSTEIN. *Textural Features for Image Classification*, Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on, 1973, ISSN 0018-9472.

QRS COMPLEX DETECTION IN MULTILEAD ECG SIGNALS

Matěj Šlancar

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xslanc01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Kozumplík

E-mail: kozumplik@feec.vutbr.cz

Abstract: Automated analysis of HRV requires reliable detection of QRS complexes. We propose a detection method based on different combinations of three orthogonal (pseudoorthogonal) leads of human ECG signals. ECG signals were filtered by standard pass-band filter, Teager-Kaiser energy operator (TKEO) was applied on signal as envelope for detection. The most effective combination for QRS detection was a spatial velocity with sensitivity exceeds 99.9 % and positive predictive value near to 99.5 %. Detection algorithm has been tested on 125 real signals of CSE standard library.

Keywords: ECG, CSE, TKEO, QRS detection, orthogonal leads, pseudoorthogonal leads, spatial velocity, Teager-Kaiser energy operator.

1. ÚVOD

Současné algoritmy pro detekci QRS komplexů vycházejí většinou z detekcí v jediném svodu EKG signálu, případně z detekcí po jednom svodu z vícesvodového záznamu s následným vyhodnocením, například shlukovou analýzou. Námi navržený algoritmus kombinuje 3 ortogonální svody do jediného signálu, v němž probíhá detekce. Ortogonální systém je systém tří navzájem kolmých rovin a svody tohoto systému jsou na sobě vzájemně nezávislé. Protože bývá v praxi dávána přednost dvanáctisvodovým záznamům před ortogonálními, bylo využito svodů pseudoortogonálních, které se ortogonálnímu systému co nejvíce blíží. Konkrétně se jedná o svody II, V2 a V6. Komplex QRS je nejvýraznější komponentou EKG signálu a jeho detekce slouží jako základ pro další automatic-kou analýzu.

2. POUŽITÝ PŘÍSTUP

Zmíněné pseudoortogonální svody II, V2 a V6 jsou na počátku zkombinovány do jediného signálu. Testováno bylo celkem pět kombinací ortogonálních svodů: modul vektoru prostorové rychlosti (r), což byla kombinace pro detekci nejvhodnější, dále modul vektoru prostorového napětí (p), čtverec modulu vektoru prostorové rychlosti (r²), diferenci modulu vektoru prostorového napětí (dp) a funkci absolutních hodnot diferencí (ad) [1]. Blokové schéma detektoru vidíme na Obr. 1.



Obr. 1: Blokové schéma detektoru QRS komplexu

Výpočet modulu vektoru prostorové rychlosti byl realizován podle vztahu

$$r(n) = \sqrt{\left(x(n) - x(n-1)\right)^2 + \left(y(n) - y(n-1)\right)^2 + \left(z(n) - z(n-1)\right)^2} , \qquad (1)$$

kde x, y, z, představují jednotlivé ortogonální svody.

Díky přítomnosti prvních diferencí ve vzorci prostorové rychlosti je výrazně potlačen vliv pomalých změn signálu, jako jsou vlny P a T, případně drift.

Po vypočtení kombinace pseudoortogonálních svodů následuje filtrace jednoduchou pásmovou propustí (typu FIR). Ta má za úkol propustit frekvenční pásmo, které umožňuje zvýraznění komplexu QRS. Toto pásmo bylo zjištěno kumulací výkonových spekter jednoho reprezentativního cyklu z každého signálu standardní databáze CSE, přičemž se pro jednotlivé kombinace svodů liší. Pro modul vektoru prostorové rychlosti bylo toto pásmo stanoveno na 5 - 15 Hz. Pro odhad výkonového spektra byla využita parametrická Burgova metoda.

Po filtraci signálu již následuje výpočet obálky pomocí Teagerova-Kaiserova energetického operátoru (TKEO), který je popsán v [2]. Výpočet tohoto operátoru probíhá podle rovnice

$$v_{TKEO}(n) = v_{BP}^{2}(n) - v_{BP}(n-1)v_{BP}(n+1), \qquad (2)$$

kde v_{BP} je výstupní signál pásmové propusti.

V práci jsou porovnávány dvě metody výpočtu obálky signálu, jednou je již zmíněný výpočet pomocí TKEO a druhou je obálka vypočtená pomocí Hilbertovy transformace. Ze statistické analýzy uvedené v následující kapitole vyplynulo, že TKEO je pro detekci vhodnější. Posledním krokem je rozhodovací pravidlo pro detekci. Byl zvolen jednotný práh pro celý úsek signálu (10 sekund). Výška prahu byla stanovena empiricky ve výši 13 % z maxima v daném signálu. Celkový průběh detekce můžeme pozorovat na Obr. 2.



Obr. 2: Průběh detekce - signál MO1_006_12 z databáze CSE

2.1. STATISTICKÁ ANALÝZA

V tabulkách Tab. 1 a Tab. 2 můžeme zhodnotit účinnost detekce. Do analýzy byla zahrnuta standardní CSE databáze, která obsahuje 125 reálných EKG záznamů o 12 svodech a délce 10 sekund. Vynechány byly 2 signály – MO1_067_12 a MO1_70_12, protože obsahovaly impulsy kardiostimulátoru. Z analýzy plyne, že nejvhodnější pro detekci byl modul vektoru prostorové rychlosti (r) při využití TKEO obálky, naopak nejméně vhodnou kombinací svodů byl modul vektoru prostorového napětí (p) při využití Hilbertovy obálky, kdy se vyskytovalo velké množství falešně pozitivních (FP) a falešně negativních (FN) detekcí. Správné detekce jsou v tabulkách označeny jako TP.

ТР	FP	FN	\mathbf{S}^+	\mathbf{P}^+
1462	6	1	99,932	99,591
1420	6	40	97,260	99,579
1414	10	54	96,322	99,298
1398	0	60	95,885	100,000
1446	33	23	98,434	97,769
	TP 1462 1420 1414 1398 1446	TP FP 1462 6 1420 6 1414 10 1398 0 1446 33	TP FP FN 1462 6 1 1420 6 40 1414 10 54 1398 0 60 1446 33 23	TPFPFN S^+ 14626199,932142064097,2601414105496,322139806095,8851446332398,434

Tab. 1: Statistická analýza detektoru využívajícího TKEO obálku signálu

S⁺ - Senzitivita, P⁺ - Pozitivní prediktivní hodnota

Tab. 2: Statistická analýza detektoru využívajícího Hilbertovu obálku signálu

Kombinace	ТР	FP	FN	\mathbf{S}^+	\mathbf{P}^+
r	1438	78	9	99,378	94,855
р	1398	98	58	96,017	93,449
r^2	1414	5	35	97,585	99,648
dp	1391	0	56	96,130	100,000
ad	1444	70	12	99,176	95,377

S⁺ - Senzitivita, P⁺ - Pozitivní prediktivní hodnota

3. ZÁVĚR

Výsledky ukázaly, že ve většině případů je účinnější detektor využívající obálku signálu vypočtenou pomocí Teagerova-Kaiserova energetického operátoru. Dále lze konstatovat, že kombinace ortogonálních (pseudoortogonálních) svodů – modul vektoru prostorové rychlosti, je pro detekci nejvhodnější. Senzitivita (S⁺), tzn. pravděpodobnost pozitivní detekce za přítomnosti QRS komplexu, přesáhla u této kombinace svodů 99,9 %. Pozitivní prediktivní hodnota (P⁺), tedy pravděpodobnost přítomnosti QRS komplexu v případě jeho pozitivní detekce, přesáhla 99,5 %. Z toho vyplývá, že detektor založený na zde popsaném principu lze využít i v online klinických aplikacích.

V případě kombinace svodů – diference modulu vektoru prostorového napětí, by snad bylo možné dosáhnout lepších výsledků senzitivity vhodnějším nastavením výšky prahu detekce, při testování často docházelo k tomu, že byl práh 13 % z maxima v daném signálu příliš vysoký.

- [1] KOZUMPLÍK, J. *Analýza biologických signálů*. Skripta UBMI FEKT VUT v Brně, Brno, 2012, 62 s. Dosud nepublikováno.
- [2] KAISER, J.F. On a simple algorithm to calculate the 'energy' of a signal. *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing* [online]. 1990 [cit. 2015-02-27]. DOI: 10.1109/icassp.1990.115702.

Bakalářské projekty

Automatizace, komunikační systémy

NARROWBAND POWER LINE COMMUNICATION BASED ON G3-PLC AND PRIME STANDARDS

Patrik Csiba

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xcsiba00@stud.feec.vutbr.cz

Petr Mlýnek

E-mail: mlynek@feec.vutbr.cz

Abstract: This project is focused on narrowband PLC communication. In this project is described the experimental measurements with TMDSPLCKIT-V4 kit from the Texas Instruments company. The measurements are performed in home environment. This kit allows to compare standards PRIME and G3-PLC.

Keywords: Narrowband, PLC, OFDM, G3-PLC, PRIME

1. ÚVOD

První myšlenka o komunikaci po stávajících elektrických rozvodných sítích se datuje až na začátek 20. století, kdy byl vydán první patent [1]. Od té doby nejrůznější firmy využívají této skutečnosti pro obousměrnou komunikaci, dálkové měření a řízení zátěže. Na začátku byla pouze úzkopásmová komunikace (narrowband communication), která je využívána právě pro dálkové odečítání z elektroměrů nebo HDO (systémy hromadného dálkového ovládání). V současnosti se hodně rozšířuje širokopásmová komunikace (broadband communication) pro přenos internetu nebo pro HAN (home area network). Práce se zaměřuje na úzkopásmovou komunikaci pro využití v Smart Grid sítích [2].

Využitelnost úzkopásmové PLC komunikace spočívá hlavně v odečítání parametrů z elektroměrů, vodoměrů nebo plynoměrů pomocí systému AMR (Automatic Meter Reading), Smart Metering a další. Komunikace je vedena od digitálního elektroměru s integrovaným PLC modemem, který pošle užitečné informace po nízko napěťovém elektrickém vedení ke koncentrátoru, který je umístěn u transformátoru pro přechod nízkého napětí na střední napětí. Dále je komunikace vedena od koncentrátoru po vedení středního napětí k dohledovému centru. Problém transformátorového přechodu je stále platný ačkoliv použitím OFDM modulace může být komunikace úspěšně provedena. V současnosti je v koncentrátoru většinou obsažen modul GSM/GPRS pro přenos dat do dohledového centra [3], [4].





2. MĚŘENÍ ÚZKOPÁSMOVÉ KOMUNIKACE V DOMÁCÍM PROSTŘEDÍ S MODEMY VYUŽÍVAJÍCÍ OFDM TECHNIKU

2.1. POPIS MĚŘENÍ

Byla provedena rozsáhlá měření propustnosti komunikace v domácím prostředí. Měření bylo vykonáno na bázi komunikace "point-to-point", což je komunikace mezi dvěma koncovými PLC modemy. Byly použity modemy společnosti Texas Instruments TMDSPLCKITV4-CEN [5] a k ovládání a nastavování modemu byl použit přiložený program Zero-config GUI v.2.99. Měření bylo uskutečněno za použití dvou úzkopásmových standardů, a to G3-PLC (verze firmwaru 7.3.1.6) [6] a PRIME (verze firmwaru 8.0.1.0) [7].

Měření bylo realizováno v domácím prostředí dvoupatrového rodinného domu se suterénem. Na střeše domu jsou umístěny fotovoltaické panely a v suterénu jsou situovány baterie, kde je uchovávána elektrická energie. Velkým zdrojem rušení je právě měnič DC napětí z panelů na AC napětí 230V/50Hz. Měření bylo provedeno za plného provozu měniče.

První PLC modem byl umístěn v blízkosti měniče cca 10 m. Druhý modem byl umístěn do obytného pokoje prvního patra. Komunikace mezi modemy byla i skrze rozváděč. Délka celkové trasy se pohybuje okolo 60 m. Veškeré napětí v síti 230V/50V bylo vygenerováno měničem.

2.2. VÝSLEDKY MĚŘENÍ

Tabulky 1 a 2 zobrazují výsledky PHY testu pro standart G3-PLC a PRIME. Jedná se o test rychlosti přenosu na fyzické vrstvě tzn., že komunikace neprochází skrze celou vrstvovou strukturu. Dle terénních měření provedených výrobcem pro PRIME standart [8] při DBPSK, by se hodnota na fyzické vrstvě měla pohybovat kolem 20 kbps. Důvodem vyšší rychlosti u G3-PLC je právě nižší robustnost PRIME standardu tzn., že je více náchylnější na rušení.

Tabulka 3 zobrazuje výsledky testu přenosu souboru o velikosti 72 kB pro standart G3-PLC a PRIME, který naopak prověřuje rychlost přenosu na aplikační vrstvě. Data jsou zpracovávána skrze celou vrstvovou strukturu, a to výrazně snižuje rychlost. Rušení je navíc tak silné, že ani pomocí ochranného kódování FEC se spojení u D8PSK nenaváže.

Modulace	ROBO	DBPSK	DQPSK	D8PSK
Rychlost [kbps]	3,500-4,096	10,336-13,056	0-2,328	0
,				

Modulace	DBPSK+FEC	DQPSK+FEC	D8PSK+FEC
Rychlost [kbps]	0,900-4,000	1,800-5,400	4,000-6,500

Tabulka 2:Výsledky PHY testu pro PRIME standart.

Modulace	Rychlost [kbps] pro standart			
	G3-PLC	PRIME		
ROBO	0,523	-		
DBPSK	1,364	0,920		
DQPSK	0,967	0		
D8PSK	0	0		
DBPSK+FEC	-	1,130		
DQPSK+FEC	-	1,211		
D8PSK+FEC	-	0		

Tabulka 3:Výsledky přenosu souboru 72 kB pro G3-PLC a PRIME standart (znak "-" znamená,
že tato konfigurace není podporována tímto standardem).

3. ZÁVĚR

Oba dva standardy G3-PLC a PRIME byly testovány ve třech režimech komunikace: PHY test, přenos souboru a testování provozu.

PHY test prověřuje rychlost přenosu na fyzické vrstvě, byly použity přednastavené konfigurace modulací s FEC u PRIME a čtyři modulace bez FEC u G3-PLC. Nejvyšší rychlosti bylo dosaženo u standardu G3-PLC při použití modulace DBPSK, který vykazoval rychlost přenosu dat až 13,056 kbps. Naopak modulace DQPSK vypadávala při komunikaci a D8PSK vůbec komunikaci nenavázala. Je to z důvodu malé robustnosti těchto modulací.

Přenos souboru prověřuje rychlost na aplikační vrstvě, a proto vykazovala o tolik nižší rychlosti než PHY test. Nejvyšší rychlosti bylo dosaženo u modulace DBPSK u standardu G3-PLC 1,364 kbps.

Testování provozu je opětovné měření rychlosti na fyzické vrstvě s možnosti vlastní konfigurace. Nejvyšší rychlosti u G3-PLC standardu bylo dosaženo u modulace DBPSK, kde rychlost dosahovala až 11,680 kbps. U PRIME standardu bylo dosaženo nejvyšší rychlosti také u modulace DBPSK s kódováním FEC.

Z výsledků měření obou standardů v domácím prostředí vychází nejlépe modulace DBPSK, což je dvoustavová fázová modulace. Jelikož přenáší pouze dva stavy je mnohem odolnější vůči rušení okolí na rozdíl od modulací DQPSK(čtyřstavová) a D8PSK(osmistavová), které sice přenesou více informací, ale jsou náchylnější na rušení.

Oba dva standarty jsou celosvětově používány. PRIME standart byl vytvořen společností Iberdola a je využíván pro shromažďování velkého množství dat od spotřebitelů, ale i pro spravování elektrické sítě. G3-PLC Alliance, která vyvinula standart G3-PLC byla založena firmou ErDF. Využitelnost tohoto standardu sahá od správy elektrické sítě, dálkového odečtu z elektroměrů až k ovládání venkovního osvětlení. Úzkopásmová komunikace je využívána právě pro dálkový přenos dat a toto měření bylo provedeno hlavně z důvodu ověření obou standardů. Dále budou provedena další měření na větších vzdálenostech v řádech kilometrů pro ověření v reálných podmínkách.

- [1] M. Schwartz, "History of Communications Carrier-wave telefony over power lines: Early history," IEEE Commun. Mag., vol. 47, no. 1, pp. 14–18, Jan. 2009.
- [2] GALLI, Stefano, Anna SCAGLIONE a Zhifang WANG. For the Grid and Through the Grid: The Role of Power Line Communications in the Smart Grid. *Proceedings of the IEEE*. 2011, vol. 99, issue 6, s. 998-1027. DOI: 10.1109/jproc.2011.2109670.
- [3] BERGER, Lars Torsten, PAGANI. *MIMO power line communications*. USA: CRC Press, 2014, xix, 690 pages. ISBN 14-665-5752-4.
- [4] SVOBODA, Jaroslav. *Využívání silnoproudých vedení a sítí pro přenos zpráv*. Vyd. 1. V Praze: Česká technika nakladatelství ČVUT, 2012. ISBN 978-800-1051-689.
- [5] Power Line Communications Kit for CENELEC Frequency Band. *Texas Instruments* [online]. 2014 [cit. 2015-03-01]. Dostupné z: <u>http://www.ti.com/tool/tmdsplckitv4-cen</u>
- [6] G3-PLC Alliance [online]. 2014 [cit. 2015-03-01]. Dostupné z: http://www.g3-plc.com/
- [7] *PRIME Alliance* [online]. 2013 [cit. 2015-03-01]. Dostupné z: <u>http://www.prime-alliance.org/</u>
- [8] SHAVER, Don. Low Frequency, Narrowband PLC Standards for Smart Grid The PLC Standards Gap!. 3.12.2009. Dostupné z: <u>http://cms.comsoc.org/SiteGen/Uploads/Public/Docs_Globecom_2009/6_-12-03-09_shaver_smart_grid_panel_final.pdf</u>

BROADBAND LINEAR ANTENNA ARRAY FOR BAN APPLICATIONS

Tomáš Gaja

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xgajat00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Puskely

E-mail: puskely@feec.vutbr.cz

Abstract: The work deals with antenna array for application in BAN. The main attention is focused on the shaping of radiation pattern. The paper describes the principles of the designing antenna arrays with desired radiation patterns. Based on these principles the script was created in environment MATLAB which effectively analyses features of each desired antenna array. The next section of this work is focused on design of broadband Vivaldi antenna array in frequency band 4.6 - 6.6GHz. Designed antenna array was verified in simulator of electromagnetic field CST. The antenna array was also analyzed in proximity of human tissue.

Keywords: antenna array, radiation pattern, routing, suppression of lobes, electromagnetic field, BAN application, vector of excitation, simulation

1. ÚVOD

Při návrhu anténních řad se klade důraz na napájení jednotlivých elementů s danou amplitudou a fází. Pro výpočet se použily návrhové vztahy dle Dolp-Chebysheva [1] tak, aby se docílilo požadovaného tvaru vyzařovací charakteristiky. Větší počet prvků v anténní řadě umožňuje dosažení vyššího zisku s lepším směrováním hlavního laloku a možností lepšího potlačení bočních laloků. Podle nafázování jednotlivých elementů lze směrovat hlavní lalok anténní řady do libovolného místa v poloprostoru. Různým rozložením amplitud a fází lze anténní řadu využít v různých aplikacích, např. v radarech, v komunikačních systémech point-to-point, BAN (Body Area Network) atd.

BAN specifikuje vzájemnou komunikaci antén v rámci lidského těla. Tato komunikace může být realizována podél lidské tkáně (On-Body), od tkáně do prostoru (Off-Body) a nebo dovnitř lidské tkáně (In-Body). Popsaná zařízení mohou být implementována do těla, oblečení nebo nositelných doplňků a mohou mít libovolnou pozici. Tato práce se zabývá návrhem anténní řady o osmi elementech, která je schopna vysílat podél lidské tkáně. Řada bude v praxi použita na tkanině.

2. ANTÉNNÍ ŘADA

Tvar směrové charakteristiky je dán dle návrhových vztahů (1) a (2), podle Dolph-Chebysheva. Pro samotný návrh byl vytvořen skript v programu MATLAB, kde lze pro libovolný počet anténních elementů, požadované potlačení bočních laloků a nasměrováním hlavního laloku získat vektor buzení. Skript umožnuje načtení simulovaných vyzařovacích charakteristik, např. ze simulátoru elektromagnetického pole CST. V mém případě jsem analyzoval vlastnosti Vivaldi antény [2], a na základě vstupních parametrů jsem pomocí vytvořeného skriptu vypočítal skupinovou funkci záření. Použité matematické vztahy a rovnice jsou čerpány z [3].

$$A = a_0 \cdot e^{j\psi 0} + a_1 \cdot e^{j\psi 1} + a_2 \cdot e^{j\psi 2}$$
(1)

$$\varphi = d_x \cdot \lambda \cdot \sin(\alpha) \tag{2}$$



Obrázek 1: a) Načtená simulovaná data jedné Vivaldi antény z programu CST b) Řada Vivaldi antén: počet antén 8, vychýlení 0°, potlačení bočních laloků -28 dB

Na obrázku 1 jsou výstupy anténní řady z předešlých rovnic. Potlačení bočních laloků bylo nastaveno na hodnotu -40 dB, ovšem reálná simulovaná data z CST ukazují potlačení pouze -28 dB. Je to dáno vzájemnou vazbou mezi elementy anténní řady. Výsledkem testovací řady z programu MATLAB je budící vektor (3), obsahující poměry amplitud mezi elementy.

A = 1 2,8605 5,1982 6,8448 6,8448 5,1982 2,8605 1 (3)

3. VIVALDI ANTÉNNÍ ŘADA V BLÍZKOSTI LIDSKÉ TKÁNĚ

Budící vektor posloužil pro návrh napájecí sítě (viz obrázek 2). Dělič typu T je složen s úseku vedení $\lambda/4$ kdy je transformována impedance do požadovaných poměrů. Tím je zaručeno, že do jednotlivé antény je dodán výkon s požadovanou amplitudou. Šířka anténní řady je rovna 32 cm a výška odpovídá hodnotě 8,25 cm. Tloušťka substrátu řady činí 0,508 mm s permitivitou $\varepsilon = 2,33$.



Obrázek 2: Model řady Vivaldi antén s napájecí sítí v programu CST

Vivaldi anténa byla navrhnuta pro pásmo 4,6 až 6,6 GHz s pracovní frekvencí 5,8 GHz.

				Účinnost [%]	S ₁₁ [dB]	PSV [-]
	Zisk [dBi]	SL [dB]	BW [GHz]	při f = 5,8 GHz	při f = 5,8 GHz	při f = 5,8 GHz
Bez tkáně	14,2	-16,6	2	95	-12,3	1,64
S tkání	18,9	-14,8	2	76	-9,86	1,96

Tabulka 1: Parametry anténní řady Vivaldi s tkání a bez tkáně



Obrázek 3: Vyzařovací charakteristiky Vivaldi řady v blízkosti tkáně a volném prostředí



Obrázek 4: Závislost činitele odrazu na vstupu Vivaldi řady na frekvenci

4. ZÁVĚR

V rámci této práce byly popsány základní principy návrhu anténních řad a na jejich základě byl vytvořen skript v programovacím prostředí MATLAB, který dokáže vypočítat skupinovou funkci záření a sestavit vektor buzení.

V simulátoru elektromagnetického pole CST byla navrhnuta širokopásmová řada Vivaldi antén pro pásmo UWB a byla simulována v blízkosti lidské tkáně. Anténa Vivaldi nemá zemní plochu po celé své délce, tudíž se tkáň jeví jako reflektor a odráží část vyzařované energie do poloprostoru. Proto je hlavní lalok anténní řady vychýlen o 45° od podélného směru. Výhodou je zvýšený zisk o 4,7 dBi se šířkou pásma 2 GHz oproti řadě simulované ve volném prostředí.

- [1] Mailloux, R. J., Phased Array Antenna Handbook, Artech House, 2005, ISBN: 1580536891
- Balanis, C. A., Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, 2005, ISBN: 047166782X
- [3] Orfanidis, J.: Electromagnetic Waves and Antennas [online]. 2002, [cit. 25. 10. 2014]. Dostupné z URL: http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/ch20.pdf>.

MODELLING OF WIRELESS NETWORK CODING

Petr Svobodník

Bachelor Degree Programme (third year), FEEC BUT E-mail: xsvobo98@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Zenon Kuder E-mail: xkuder00@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: During data exchange in the Point-to-Point wireless topology, in case where end nodes aren't accessible directly, a relay is deployed. However, the basic approach to relays – Store-and-Forward – isn't the way to reach the maximum throughput. Network Coding operation is performed by combining data words (packets) travelling through the network in opposite directions into one packet. End nodes, with knowledge of the data sent, can decode received packet. Packet exchange is then finished in shorter time which results in an increase of network throughput. There are more methods of Network Coding which differ from each other in the time requirements or the ability to work in a noisy channel. In this paper they will be described and compared.

Keywords: Data Flow, Wireless channel, Wireless Network Coding, Decode-and-Forward, Amplifyand-Forward, Denoise-and-Forward

1 INTRODUCTION

Fast communication is crucial in the computer era and many connections are wireless. Unfortunately, capacity of a wireless channel is limited by several factors. Mathematician Shannon in his theory of information [1] defined well-known formula $C = B \cdot \log_2(1+\gamma)$ (C stands for bitrate¹, B for frequency bandwidth and γ for Signal-to-Noise Ratio). Normalised channel capacity $\frac{C}{B_0}$ is converging to value of 1,443 (bit/s)/Hz, where $B_0 = \gamma B$, and it can be reached only theoretically.

Nowadays during data exchange (not regarding transport media) classical routing principles are used for its simplicity and satisfactory results. In topologies with multiple hops this technique doesn't bring the best results. In 2000, R. Ahlswede with his team came in [2] with theory, that by mixing of content of sent packets a network performance may be increased. The receivers are, on the base of knowing transmitted packet, able to decode data dedicated for it. There are several ways of proceeding this step, but all of them are based on reversible bitwise eXclusive OR logical operation.

Let's consider half-duplex topology Two Way Relay Channel (2WRC) shown in fig. 1 where A and B are end users and R is relay. Now we can define reference channel capacity for further comparison:

$$R_{R} = \frac{2N}{4T_{S}} = \frac{N}{2T_{S}} = \frac{R_{S}}{2}$$
(1)

where R_R stands for channel capacity using routing, N for size of packet in bits, T_S is length of timeslot and R_S capacity of single channel. Using routing algorithm we need 4 timeslots to exchange 2 packets of information.

2 WIRELESS NETWORK CODING

During time, three main approaches were figured out. All of them work on the physical layer of ISO/OSI model, which allows to take advantage of interference. On the other hand wireless channel

¹In this paper, R will be used to denote channel capacity



Figure 1: Scheme of 2WRC topology (dotted lines show range of transmitters)

is an unreliable medium and has lower total performance when SNR is low.

2.1 DECODE-AND-FORWARD (DF)

This method is in principle the same as Network Coding mentioned before in [2] and was introduced in [3]. Time needed for data exchange is shortened to 3 timeslots. Relay receives data from A and B in two slots and subsequently performs XOR operation. This new packet (of the same length) is sent via broadcast wireless channel to both receivers at the same time. After XOR operation of received data with transmitted, end station gets data meant for itself. Advantage of DF is good performance when interference is present, because the data packets are received, fully decoded and then sent again. According to [3], gain of this method in comparison with routing is:

$$G_{DF} = \frac{\frac{2N}{3T_s} - \frac{2N}{4T_s}}{\frac{2N}{4T_s}} = \frac{\frac{2R_s}{3} - \frac{R_s}{2}}{\frac{R_s}{2}} = \frac{1}{3} = 33\%$$
(2)

2.2 AMPLIFY-AND-FORWARD (AF)

Another two methods have in common that they need only 2 timeslots for exchange of two packets. In the first slot both stations A and B are transmitting and relay is receiving mixture of signals. Then the gain is:

$$G_{2T_S} = \frac{\frac{N}{T_S} - \frac{2N}{4T_S}}{\frac{2N}{T_S}} = \frac{R_S - \frac{R_S}{2}}{\frac{R_S}{2}} = 1 = 100\%$$
(3)

The AF method introduced in [4] is based on listening to the mixture of signals (which is nothing else than their linear combination), amplification and sending packet back to end stations. Then the receivers subtract transmitted signal from the received (in analogue way) and try to decode remaining signal degraded by noise. Here is shown the weak spot of this method. The error rate in channel with low SNR will be just higher. On the other side, advantage is in minimal computing performance of the relay, because signal is only amplified. That's why AF is also called Analogue Network Coding.

2.3 DENOISE-AND-FORWARD (DNF)

An improvement of AF was presented in [5]. The difference is that the relay tries to match the received analogue data to symbols used in modulation alphabet in a certain way, but in comparison with the DF data aren't decoded, only denoised. The effect is pretty similar. This method can be used in channels with lower SNR than AF. When this parameter is higher, the performance of both methods is equal. Main disadvantage is high required computing performance of the stations.

3 REASONS (NOT) TO USE WNC

No matter the level of noise in wireless channel it's always beneficial to use Network Coding. Even by using Decode-and-Forward method the gain is 33% and can theoretically increase to up to 100% by using two-steps methods, which are on the other hand more susceptible to noise. The disadvantage is that WNC has to be customized for every usage (considering channel delays). Also, especially DNF requires higher computing power at all the stations than usual.

4 MODELLING

Now, my task is to create a simulation of WNC methods in AWGN and Rayleigh fading channel using BPSK or QPSK digital modulation with tunable noise level. The result will be bit error rate (BER), a measurable parameter for comparison at given conditions. In Fig. 2 is shown basic scheme of the program. Input parameters are number of bits, type, SNR and attenuation of channels, modulation and method. The WNC technique block then chooses one of set of functions depicted in Fig. 3. The



Figure 2: Block scheme of the program

channel models are simulated with Matlab integrated functions from Communications Toolbox.



Figure 3: Possible WNC technique blocks

5 CONCLUSION

Wireless Network Coding is way to increase network performance. It can also be used in topologies with more than two hops. In the first testbed the results were even better than expected (less packets were dropped in queues) [6]. Another possible use is in mobile devices to save the battery by shortening time of transmission

- [1] C. E. Shannon, *A mathematical theory of communication*, The Bell System Technical Journal, vol. 27, pp. 379–423, 623–, 1948.
- [2] R. Ahlswede, N. Cai, S.-Y. R. Li, and R. W. Yeung, *Network information flow*, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. IT-46, pp. 1204–1216, 2000.
- [3] P. Popovski and H. Yomo, *Bi-directional amplification of throughput in a wireless multi-hop network*, in IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, Melbourne, Australia, May 2006.
- [4] S. Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, *Embracing wireless interference: Analog network coding*, in Proc. ACM Signal Commun. (SIGCOMM), 2007.
- [5] P. Popovski and H. Yomo, *The anti-packets can increase the achievable throughput of a wireless multi-hop network*, in Proc. IEEE Internat. Conf. on Commun. (ICC), jun. 2006, pp. 3885 3890
- [6] S. Katti, H. Rahul, W. Hu, D. Katabi, M. Medard, and J. Crowcroft, *XORs in the air: Practical wireless network coding*, IEEE Trans. Networking, vol. 16, pp. 497 510, June 2008

DYNAMIC TIME WARPING FOR VEHICLE CLASSIFICATION

Aliaksei Halachkin

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xhalac00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Honzík E-mail: honzikp@feec.vutbr.cz

Abstract: This work focuses on the dynamic time warping for vehicle classification. The theoretical part includes the dynamic time warping algorithm description. The DTW module in Python, that was created during this work, is subsequently applied for the recognition of vehicle types by their side profiles based on the DTW.

Keywords: dynamic time warping, vehicle classification, vehicle side profile

1 INTRODUCTION

Dynamic time warping algorithm is a simple method used for non-linear comparison of two sequences. Theoretically, it can be used for everything that can be expressed in the form of a sequence of numbers or characters. The modern world is digital and DTW has very wide range of applications. In particular, it is often used in the areas of speech recognition, bio-medicine, recognition of signatures and manuscripts, sequential pattern mining and recognition of body movements or gestures. The following paper examines the application of this method for the recognition of vehicles by their profiles.

2 DTW

DTW inputs are two sequences $r \in \mathbb{R}^M$ and $q \in \mathbb{R}^N$. The following local cost matrix is computed on the basis of the selected metrics $c : X \times X \to \mathbb{R}$:

$$C \in \mathbb{R}^{M \times N} c_{ij} = c(r_i, q_j) \tag{1}$$

The transformation path is a sequence of points $p = (i_k, j_k) \in [1 : M] \times [1 : N]$ for $k \in [1 : l]$. The cost of the path $C_p \in \mathbb{R}$ is defined as a sum of all the local cost matrix elements in the path.

The optimal path is the path with the minimum cost. The optimal path can be found using the brute force in exponential time. In DTW the dynamic programming is used instead so the complexity decreases to O(NM). The algorithm maps the local cost matrix to a global cost matrix in the following way. Local matrix is expanded by one row and one column: $C(0:M,0) = \infty$ and $C(0,0:N) = \infty$. The first element in the global matrix is defined as D(1,1) = C(1,1). The remaining elements are calculated as follows:

$$D(i,j) = \min\{D(i-1,j), D(i,j-1), D(i-1,j-1)\} + c(r_i,q_j)$$
(2)

Key feature of the global cost matrix is that each of its elements expresses the cost of the optimal path of sequences sliced to the position of this element in the matrix. Thus:

$$D(i,j) = \min\{C_p(r(1:i), q(1:j))\}$$
(3)

The output from DTW is the cost of the optimal path, so it is the last element of the matrix D. The path can be found by the steepest descent from point D(M,N) to point D(1,1).

3 DTW LIBRARY

The dynamic time warping library was programmed during this work. The library is written in Python and the computational core is written in C. There are several ways to connect the Python and C languages. The DTW library uses Cython, which is a programming language that has the syntax very similar to Pythons'. However, unlike Python, the Cython code compiles and has a static typing. Cython also makes it easy to call back and forth from and to C or C++ code. Figure 1 shows the structure of the library. Computational part is located in the cdtw.c. The dtw.pyx is the interface for Python written in Cython. From files cdtw.c and dtw.pyx Cython compiler generates dtw.c - C-code that already contains a Python API. C compiler(GCC) then generates a shared library dtw.pyd which can be imported to Python code.



Figure 1: Diagram of relations between C, Python and Cython code

Current library contains 3 step functions, 5 types of global constraints, normalization and the tools for graphical representation of the results. The speed is about 25ms for the sequences with the length of 1000 elements and about 1.6s for 8000 elements. Testing was performed on a 1.8 GHz Intel i5-3337u (boost to 2.7 GHz) and the operating system Windows 8.1.

4 DTW FOR VEHICLE CLASSIFICATION

During this work, time warping method has been applied to profiles of vehicles – real data from a 3D scanner. Camea Ltd. provided data(24-hour traffic), which contains:

- records from 3D laser scanner SICK
- records with weight, speed, number of shafts and the vehicle length WIM
- vehicles photos

The database was created from this data. Every sample contains the profile of vehicle, the type and identification number according to the time when the vehicle has been recorded. At the moment the database contains 757 samples. A profile of the vehicle is defined as a maximum transverse height. 100 runs of the holdout method using stratified sampling and k-NN model were used to estimated the classification performance. During each run one third of data is used for training and the remaining data for testing.



Figure 2: 3D model of the vehicle and its profile

type of vehicle	quantity
car	420
van	84
lorry	49
truck	193

Table 1: The number of vehicles in database

We have not found a better setting than the classical DTW. The usage of the windows, step functions other than equation 2, normalization by the transformation path length or by the normalization factor had a negative impact on the classification results. The best result had been achieved by k-NN with k = 3 and the classical DTW.



type of vehicle	FPR[%]	FNR[%]	ACC[%]
car	0,78	3,17	97,88
van	3,12	5,98	96,56
lorry	1,03	18,88	97,79
truck	0,37	2,47	99,08

 Table 2: The classification results

Figure 3: The resulting confusion matrix

5 CONCLUSION

This paper describes the DTW library for Python. It contains several popular types of step functions and global constraints. It also contains some graphical tools. DTW algorithm had been applied on the profiles of the vehicles – real data from a 3D scanner. Two interesting conclusions are worth to emphasize. First the simple point laser distance sensor and DTW could be used instead of 3D laser scanner while achieving high classification performance comparable to some commercial solutions but with lower cost. Second when limited to the task of vehicle type classification the suggested solution achieves comparable results to some commercial camera based systems. The laboratory model, aiming to imitate the process, is in the phase of development at the moment.

- [1] MULLER Meinard. *Information retrieval for music and motion*. New York: Springer, 2007, s. 70-84. ISBN 3540740473.
- [2] The Cython compiler. S. BEHNEL, R. BRADSHAW a D. S. SELJEBOTN, et al., *The Cython compiler* [online]. 2015 [cit. 2015-01-13]. URL: http://cython.org/
- [3] Traffic Aplications. CAMEA, spol. s r.o. *Camea* [online]. 2012 [cit. 2015-03-05]. URL: http://www.camea.cz

TWO LEGGED WALKING ROBOT

Václav Kraus

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkraus09@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Šteffan

E-mail: steffan@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work is to construct a two-legged wirelessly controlled walking robot. This paper describes the construction of the robot, its control electronics, and the solution of the wireless control. The article also includes a description of the application to control the robot. The control electronics of the walking robot are built using the development kit Arduino Mega, which is enhanced with WiFi module allowing the wireless control, a set of ultrasonic sensors for detecting obstacles in the robot's surroundings and accelerometer for maintaining balance.

Keywords: Two legged robot, servo, Arduino, wireless module, sensors, Wi-Fi, accelerometer

1. ÚVOD

Problematikou kráčivých robotů se v dnešní době zabývá řada organizací po celém světě a snaží se napodobit lidskou nebo zvířecí chůzi. Značnou nevýhodou kráčivých robotů je složitá konstrukce, software pro řízení chůze, obtížné vyvažování, rychlost robota nebo vysoká cena.

Cílem této práce je návrh a sestrojení dvounohého bezdrátově řízeného kráčivého robota. V příspěvku navrhuji řídicí elektroniku. Jako řídicí člen jsem zvolil vývojový kit Arduino Mega, osazený čipem ATmega1280. Pro vyvažování využívám akcelerometr a pro detekci překážek v okolí ultrazvukové senzory vzdálenosti. Součástí příspěvku je také popis mechanické konstrukce, která obsahuje 16 servomotorů. Pro bezdrátové ovládání je použita technologie WiFi a robota lze ovládat z počítačové aplikace pomocí několika tlačítek.

2. KONSTRUKCE

Robot se skládá z těla, dvou rukou a dvou nohou. Aby konstrukce byla poměrně lehká, jako konstrukční materiál byly použity špejle. Pohyb celé konstrukce zajišťuje 16 servomotorů, kdy na každou nohu připadá pět servomotorů a na každou ruku tři. Rozmístění serv v končetinách je vidět na Obr. 1. Takovéto rozmístění by mělo robotovi zajistit dostatečnou pohyblivost jednotlivých částí, a tím mu umožnit chůzi a další různé pohyby.



Obr. 1: Geometrický model a konstrukce robota

3. POPIS SYSTÉMU

Elektronika robota se skládá z několika částí. První částí je bezdrátový modul Mini Socket iWiFi od firmy Connect One pro dálkové řízení robota z počítače, se kterým se komunikuje přes sériovou linku UART.

Dalšími částmi jsou senzory. Pro snímání překážek v okolí robota jsou zde 4 ultrazvukové senzory vzdálenosti HC-SR04, které snímají okolí ve čtyřech směrech. Pro vyvažování je použit akcelerometr MPU-6050. Pro získávání dat ze senzorů je použit vývojový kit Arduino Nano, obsahující čip ATmega328, který data vhodně zpracuje a na vyžádání je odesílá po sériové lince řídicímu členu.

Pro veškerý pohyb robota je zde 16 servomotorů, které řídí další kit Arduino Nano. Po sériové lince dostává od řídicího členu hodnoty reprezentující natočení jednotlivých serv a zajišťuje jejich obsluhu.

Řídicím členem je vývojový kit Arduino Mega, osazený čipem ATmega1280, který vyhodnocuje data ze senzorů a komunikuje s webovým serverem. Komunikace obsahuje řídicí pokyny pro pohyb robota a data ze senzorů. Na základě získaných informací dochází k odesílání hodnot pro jednotlivá serva na podřízenou jednotku.

Dělení do komunikujících částí bylo voleno z důvodu časové náročnosti jednotlivých operací:

- obsluha jednoho ultrazvukového senzoru: až 25 ms,
- získání dat z akcelerometru: ~ 20 ms,
- komunikace s bezdrátovým modulem: ~ 30 ms.

Během těchto operací musíme také postupně spínat jednotlivá serva každých 2,4 ms, bylo by tedy velice obtížné toto řešit v jednom mikrokontroléru třídy ATmega.



Obr. 2: Blokové schéma

4. ŘÍZENÍ SERV

Základní pohybovou jednotkou robota je servo. To se řídí kladným pulzem šířky 0,6 až 2,4 ms každých 20 ms. Velkou nevýhodou serva jsou proudové špičky vznikající při každém příchozím řídicím impulzu. Takto dochází k zatížení napěťového zdroje, poklesu jeho napětí a také k rušení ostatních elektronických částí. Z tohoto důvodu je potřeba, aby servomotory byly galvanicky odděleny a měly vlastní napájení. Toto zajišťují optočleny.

Z důvodu proudových špiček by se také nemělo spínat více serv souběžně. Při uvažování maximálního pulzu pro servo 2,4 ms a opakování každých 20 ms je možno za sebou spínat až 8 serv. Pro toto využívám demultiplexor, kdy jedním vodičem vysílám řídicí signál a pomocí dalších třech vodičů přepínám postupně mezi osmi servomotory. Výhodou tohoto provedení je i využití menšího počtu pinů na mikrokontroléru. V případě robota se 16 servomotory používám dva demultiplexory, tedy souběžně spínám vždy dvě serva.

5. BEZDRÁTOVÉ OVLÁDÁNÍ

Pro bezdrátové řízení byla zvolena technologie Wi-Fi, konkrétně modul Mini Socket iWiFi od společnosti Connect One. Výhodou je, že obsahuje 2 webové servery, konfigurační a pak uživatelský. Takto lze do modulu nahrát vlastní webový server o maximální velikosti 256 kB, který umožňuje definovat vlastní parametry a přistupovat k nim přes internetový prohlížeč.

Komunikace mezi Arduinem a modulem probíhá po sériové lince UART pomocí AT příkazů, takto je možno na server odesílat data ze senzorů, nebo si data načíst. Na webovém serveru jsou vytvořeny tři proměnné. Proměnná *kod* obsahuje číslici, reprezentující určitý pohyb robota, proměnná *meze* určuje, jak blízko může robot k překážce, a proměnná *senzory* obsahuje vzdálenosti od překážek.

Pro ovládání robota byla vytvořena aplikace spustitelná na Windows. Druhou možností je řídit robota přímo přes webový prohlížeč, kdy pomocí formulářů odesíláme robotovi vhodné hodnoty.



Obr. 3: Aplikace a webový server pro ovládání robota

6. CHŮZE

Pro chůzi robota bylo navrženo několik základních pozic, jako náklon na stranu, pravá noha vepředu, pravá noha vzadu atd. Z těchto pozic jsou poté skládány příslušné kroky pro dané chůze. Přesné hodnoty natočení jednotlivých serv byly zjišťovány experimentálně, a to tak, aby měl robot stabilitu a nepřepadával.

I když jednotlivé pozice pro chůzi jsou navrženy tak, aby měl robot stabilitu, vnějšími vlivy ovšem může dojít k vyvedení z rovnováhy. Z tohoto důvodu je robot opatřen akcelerometrem MPU-6050, díky kterému zná svůj náklon a může provádět vyvažování.

7. ZÁVĚR

V době psaní tohoto příspěvku byl robot ve stádiu vývoje, zvládal chůzi dopředu, dozadu, úkroky stranou a sekundární pohyby. Počítá se také s možností otáčení a šikmé chůze. Momentálně testuji akcelerometr a pracuji na vyvažování robota. Předmětem dalšího vývoje je rozšíření robota o mikrospínače na chodidla, aby robot věděl, zda došlápl na zem, nebo nenarazil na nízkou překážku. Dále také provizorní konstrukci ze špejlí nahradit konstrukcí plastovou, vytvořenou na 3D tiskárně.

- [1] Arduino [online]. ©2014 [cit. 2014-11-23]. Dostupné z: http://arduino.cc/
- [2] Průvodce. *Robotika.cz* [online]. 2005 [cit. 2014-10-02]. Dostupné z: http://robotika.cz/guide/cs
- [3] Aplikační poznámky, zajímavá zapojení, odkazy. *Spezial electronic* [online]. [cit. 2014-12-03]. Dostupné z: <u>http://www.spezial.cz/apps/index.html</u>
- [4] Řízení serva: teorie. In: *Serva a jejich ovládání* [online]. [cit. 2014-10-02]. Dostupné z: <u>http://www.serva.cz/rizeni-serva-teorie/</u>

OBJECT TRACKING USING KALMAN FILTER

Martin Sehnoutka

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xsehno00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Miloslav Richter E-mail: richter@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this paper is to describe design and implementation of system which is supposed to track objects in video sequence. Kalman filter is used for modeling object movement and prediction of its trajectory in moments when the object is hidden. System can use two different models. One is supposed to track objects that are moving with constant velocity and second one with constant acceleration.

Keywords: Machine vision, Kalman filter, Object tracking

1 ÚVOD

Sledování pohybu objektů ve videu je velmi obecná úloha. Tato práce se proto zabývá pouze možností, kdy je záznam pořízen ze statické kamery a pohyb jednotlivých objektů je malý vůči jejich velikosti. Samotné sledování pohybu se skládá z několika kroků. Prvním je předzpracování obrazu, které slouží především pro potlačení šumu. Segmentace využívá algoritmu Mixture of Gaussians a matematické morfologie pro úpravu segmentovaného obrazu. Na takto připraveném snímku se detekují objekty a jsou sledovány pomocí modelu a algoritmu Kalmanova filtru.

2 TESTOVACÍ ZÁZNAMY

Pro testování bylo pořízeno několik záznamů, na nichž se pohybují lidé nebo automobily. Přestože se ve všech případech objekty pohybovaly konstantní rychlostí, díky úhlu pořizování záznamu se objekty jeví jako by měly konstantní zrychlení.

3 PŘEDZPRACOVÁNÍ A SEGMENTACE OBRAZU

Předzpracování jednotlivých snímků spočívá v odstranění šumu pomocí Gaussova filtru. Poté již přichází na řadu samotná segmentace popředí. Ta využívá již zmíněného algoritmu Mixture of Gaussians (MOG), který vytváří pro každý pixel videa model pomocí několika Gaussových rozdělení. Po segmentaci obrazu následuje úprava binárního obrazu pomocí matematické morfologie. Použité operace a strukturní elementy je vhodné volit podle charakteru scény na videu, například v závislosti na velikosti objektů. Ukázka segmentace je na obrázku 1.

4 POUŽITÍ KALMANOVA FILTRU

Po segmentaci obrazu přichází na řadu rozdělení jednotlivých segmentů do objektů. Tento proces je implementován pomocí vyhledávání kontur v obraze, při kterém se berou v úvahu pouze kontury vnější. Není možné, aby byl objekt uvnitř jiného objektu. Tyto kontury jsou následně ohraničeny obdélníkem, jehož střed se bere jako poloha objektu. Tento střed slouží pro inicializaci polohy objektu ve filtru a zároveň pro jeho trasování. Každý pohybující se objekt je v programu realizován jako instance třídy, která obsahuje Kalmanův filtr, jeho geometrické rozměry a trasu.



Obrázek 1: Původní záznam (vlevo), segmentace pozadí (uprostřed), aplikace matematické morfologie (vpravo)

4.1 NÁVRH MODELU

Základem filtru je model systému, který je popsán vektorem \mathbf{x} , a model nepřesných měřených hodnot \mathbf{z} . Dále v modelu vystupují vektory šumu \mathbf{w} , \mathbf{v} , matice přenosu stavů \mathbf{A} a matice pozorování \mathbf{H} .[1]

Formálně tedy máme model systému:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k \tag{1}$$

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \tag{2}$$

První a jednodušší model popisuje pohyb konstantní rychlosti ve dvourozměrném prostoru, kde poloha je označena $\mathbf{s} = (x, y)^T$ a rychlost $\mathbf{v} = (v_x, v_y)^T$. Model je tedy odvozen z tohoto integrálu:

$$\mathbf{s} = \int \mathbf{v} dt \bigg|_{\mathbf{v} = konst.} = \mathbf{v}t + \mathbf{s}_0 \tag{3}$$

Druhý model popisuje objekt s konstantním zrychlením nebo zpomalením $\mathbf{a} = (a_x, a_y)^T$. Odvození modelu je obdobné:

$$\mathbf{s} = \int \left(\int \mathbf{a} dt \right) dt \Big|_{\mathbf{a} = konst.} = \int \left(\mathbf{a} t + \mathbf{v}_0 \right) dt = \mathbf{a} \frac{t^2}{2} + \mathbf{v}_0 t + \mathbf{s}_0 \tag{4}$$

Po diskretizaci vznikne model definovaný maticemi **x**, **A** a **H**. Přenos mezi jednotlivými veličinami je určen proměnnou T, která má rozměr času a v implementaci byla určena experimentálně v řádu jednotek. Zde je ukázka modelu pro objekty s konstantním rychlostí. Model pro objekty s konstantním zrychlením by vznikl pouhým rozšířením o hodnotu zrychlení a její přenos na rychlost a polohu.

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} x \\ y \\ v_x \\ v_y \end{pmatrix}, \mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 & T \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$
(5)

4.2 POPIS ČINNOSTI FILTRU

Činnost Kalmanova filtru spočívá v opakovaném výpočtu sady maticových rovnic, jehož cílem je vypočítat zesílení. Kalmanovo zesílení je funkcí statistiky šumu a parametrů modelu[2]. Inicializační hodnoty modelu jsou první poloha, na které se objekt objeví. Zrychlení i rychlost jsou na začátku nulové. Na vstupu každé iterace je korigovaná hodnota odhadu z minulé iterace \hat{x}_{k-1} , která se přes matici přenosu přepočítá na předběžný odhad nové hodnoty $\hat{x}_{k/k-1}$, a hodnota měření, která se skládá z reálné polohy x_k zatížené náhodným šumem v_k . Korigovaný odhad je určen jako součet odhadu a rozdílu odhadu a měření, který je vynásoben Kalmanovým zesílením **K**_k.



Obrázek 2: Blokové schéma výpočtu korigovaného odhadu polohy

5 ALGORITMUS SJEDNOCENÍ OBJEKTŮ

Tato část programu je klíčová, neboť se jedná o nalezení trasy objektu mezi dvěma snímky. Jak již bylo zmíněno výše, základem je predikce pomocí Kalmanova filtru, nicméně můžou nastat různé druhy "chybových"stavů. To znamená například překrytí objektu pevnou překážkou (lampa, sloup) nebo se dva objekty překryjí navzájem, potom se v segmentovaném obrazu jeví jako jeden veliký objekt a nelze mezi nimi přesně určit hranice. Za takovýchto okolností je opakovaně předpovídán stav, ale není korigován, což může způsobit, že se model po znovu oddělení objektů nebude shodovat se skutečnou polohou objektu a tudíž nepozná, že k němu patří.





Obrázek 3: Trasování přes překážku (vlevo) a při vzájemném křížení (vpravo)

6 ZÁVĚR

Výsledkem této práce je program, který dokáže trasovat objekty ve videozáznamu. Jak bylo ukázáno, je schopen si poradit i s některými výjimečnými stavy, které mohou nastat, nicméně není univerzální a existuje i množství stavů, se kterými si neporadí. Nevýhodou je závislost na dobré segmentaci, která není tak snadná, pokud se ve videu objevují výrazné stíny, odlesky nebo jiné rušivé prvky.

- [1] ŠONKA, Milan, Václav HLAVÁČ a Roger BOYLE. *Image processing, analysis, and machine vision*. 3rd ed. Toronto: Thomson, 2008, xxv, 829 s. ISBN 978-0-495-08252-1.
- [2] Smoothing, Filtering and Prediction Estimating The Past, Present and Future [online]. 2012 [cit. 2015-03-18]. ISBN 978-953-307-752-9. Dostupné z: www.intechopen.com

MICROSOLDER CONTROLLED BY MICROPROCESSOR

Jiří Stavělík

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xstave04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tomáš Macho

E-mail: macho@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this thesis is to design microsolder control, which can hold constant temperature of solder tip and description of hardware and firmware implementation. This solution allows the same function like classical microsolders but you can connect modern solder tip with high heat capacity. Other requirements are: switching frequency should be above the audible frequency, rotary encoder for temperature adjust, LCD display.

Keywords: Microsolder, thermocouple, LCD, Atmega328, rotary encoder, JBC T245A.

1. ÚVOD

Kvalitní mikropájka je dnes nedílným základem každé laboratoře zabývající se vývojem elektroniky. Základní funkcí tohoto zařízení je udržení konstantní teploty prostřednictvím zpětnovazební regulace. Ta spočívá v měření teploty hrotu, porovnání s požadovanou teplotou a následným sepnutím či rozepnutím topné spirály, která vyhřívá hrot.

Projekt se zabývá obvodovým návrhem a praktickou realizací regulovatelné mikropájky. Cílem je dosažení takových parametrů mikropájky, která se vyrovná produktům vyšší cenové kategorie.

2. ŘÍZENÍ TEPLOTY HROTU MIKROPÁJKY

Navrhovaná mikropájka bude sloužit pro pájení cínem, což je z technologického hlediska měkká pájka. Proto je nutné zajistit regulaci teploty hrotu od 200 °C do 400 °C. Pro teploty pájení vyšší jak 400 °C se již používají pájky označované jako tvrdé.

Při dotyku pájecího pera s pájenou plochou klesne na hrotu teplota, tento jev zaznamená řídicí elektronika a sepne vyhřívací okruh, což vede k vyrovnání žádané a skutečné teploty hrotu. Pokud ale uživatel potřebuje zapájet více vývodů najednou, nastane u levnějších typů stanic problém. Nedostatky jsou ve vzdálenosti senzoru teploty od hrotu Obrázek 2.1 a také vzduchová mezera, která vznikne mezi perem a hrotem. To vše přispívá ke zhoršené možnosti pájet, nedokonalým spojům a nadměrnému opotřebení hrotů. Proto jsou důležitými faktory při výběru pájecího pera, potažmo hrotu, velká tepelná kapacita, výkon a mechanické zpracování hrotu [1]. Z těchto důvodů bylo pro realizaci zvoleno moderní pájecí pero JBC T245A [2], které v hrotu integruje termočlánek typu K společně s topnou spirálou.



- 1 tělo pájecího pera
- 2 vzduchová mezera
- 3 senzor teploty
- 4 hrot pájecího pera

Obrázek 2.1: Řez levným hrotem

Analogové zpětnovazební řízení se většinou používá u levnějších typů stanic, kde se žádaná a skutečná hodnota teploty porovnává komparátorem realizovaným pomocí operačního zesilovače. Dražší typy analogových static bývají vybaveny jednoduchým regulátorem v podobě OZ. Digitálně řízená stanice se pak vyznačuje použitím řídicího mikrokontroléru, kdy se požadované funkce řeší na úrovni řídicího programu s minimem okolních součástek. Tato práce se dále zabývá konstrukcí digitálního řízení mikropájky.

3. KONCEPCE MIKROPÁJKY

3.1. POŽADAVKY NA NAVRHOVANOU MIKROPÁJKU

- regulace teploty v rozmezí (200 400) °C,
- možnost zadávat požadovanou teplotu pomocí rotačního enkodéru,
- frekvence spínání výkonového prvku nad pásmem slyšitelných frekvencí,
- minimum hardwarových nastavovacích prvků (trimrů),
- možnost připojení moderního pájecího pera.

Z požadavků plyne následující blokové schéma (viz Obrázek 3.1).





4. OBVODOVÉ ŘEŠENÍ ŘÍDICÍHO SYSTÉMU

Na Obrázek 4.1 je uvedeno celkové schéma zapojení. Jako základ číslicového řídicího systému byl zvolen 8bitový mikrokontrolér firmy Atmel, typ Atmega328, který obsahuje potřebné periferie a má dostatečný počet vývodů pro binární vstupy/výstupy.

Pro zesílení signálu z termočlánku byl zvolen operační zesilovač AD8495, který je určen pro zpracování signálů z termočlánků typu K. Napětí na výstupu zesilovače je úměrné teplotě s převodní konstantou 5 mV/°C, obvod zároveň automaticky kompenzuje teplotu studeného konce. Pro ochranu OZ proti přepětí je použita dvojice antiparalelně zapojených diod D_5 a D_6 .

Výkonová část je tvořena snižujícím měničem (T₂, L₃, D₇, C₂₇). Hlavním důvodem použití snižujícího měniče bylo velké rušení do okolí při spínání topné spirály pouze tranzistorem s nulovou diodou. Proudové obdélníkové hrany na výstupu tranzistoru jsou tvořeny širokým spektrem harmonických složek, což vede k tomu, že se pájecí pero chová jako vysílací anténa. Spínací frekvence byla zvolena 64 kHz kvůli snížení velikosti výstupní tlumivky a spínání výkonového prvku nad pásmem slyšitelných frekvencí.

Jako zdroj napětí pro buzení topné spirály byl zvolen měnič 24 V/60 W [3], vyznačující se tvrdostí a přesností výstupního napětí. Napětí pro číslicové obvody je získáváno pomocí snižujícího měniče LM2574 - s účinností >77 %. Kvůli eliminaci rušení z digitální části zařízení je analogová část napájena ze samostatného stabilizátoru NCP1117.

Cílem konstrukce celého zařízení je jeho univerzálnost. Výkonový signál pro vytápění je vyveden na svorkovnici K_3 , zatímco signál z termočlánku je přiveden na samostatnou svorkovnici K_2 . Tím je zajištěna možnost používat 2vodičová i 4vodičová pera.

Celé zařízení bude osazeno součástkami v SMD provedení umístěnými na jedné dvouvrstvé DPS o rozměrech (70 x 90) mm jako "all-in-one" řešení, kdy stačí připojit jen napájecí zdroj 24 V a vybrané pájecí pero. LCD displej společně s rotačním enkodérem jsou na jedné straně DPS a zbytek součástek pak na straně druhé. Zařízení se připevní k čelnímu panelu pomocí distančních sloupků.



Obrázek 4.1: Schéma zapojení mikropájky (pro detailní pohled nutno přiblížit)

5. SOFTWARE PRO MIKROKONTROLÉR

Software pro mikroprocesor bude zajišťovat udržení nastavené teploty a bude realizován nekonečnou smyčkou, kdy v jedné přerušovací rutině bude obsluhován rotační enkodér pro nastavení žádané teploty, a druhá bude obsluhovat časovač pro hlídání odložení pera. Časovač se vždy vynuluje po uchopení pera. Jelikož vybrané pájecí pero je dvouvodičové (má společné vodiče pro ohřev a termočlánek), bude v hlavní smyčce umístěno počitadlo period PWM signálů. Po daném počtu period PWM bude odpojeno vytápěcí napětí a přečteno napětí z termočlánku. Při chybě (odpojení pera, výměna hrotu) a prvním dosažení žádané hodnoty teploty dojde ke zvukové signalizaci. Tyto kontroly budou prováděny v nekonečné smyčce.

6. ZÁVĚR

Předložená práce se zabývá návrhem a konstrukcí regulovatelné mikropájky. Důležité obvody byly nejprve simulovány a následně ověřeny na kontaktním poli. V době odevzdání příspěvku je osazován plošný spoj. Následně budou oživeny jednotlivé obvody, odladěno softwarové vybavení pro mikrokontrolér a celé zařízení bude otestováno při praktickém pájení.

- [1] SMT Centrum. Základní problémy při pájení s bezolovnatými pájkami [online]. 2009 [cit. 2015-02-28]. Dostupné z: <u>http://www.smtcentrum.cz/vyber-pajeci-techniky/vhodne-pokoveni-pajecich-hrotu-pro-bezolovnate-pajeni-/</u>
- [2] JBC Tools. *T245-A General Purpose Handle JBC Soldering Tools* [online]. 2011 [cit. 2015-02-23]. Dostupné z: <u>http://www.jbctools.com/t245-a-general-purposes-product-45-category-5-menu-1.html</u>
- [3] Carspa. *Průmyslový zdroj Carspa 24V=/60W spínaný HS-60/24* [online]. 2010 [cit. 2015-02-23]. Dostupné z: <u>http://www.abctech.cz/out/media/60w.pdf</u>

AUTONOMOUS CAR PATH OPTIMALIZATION

Vojtěch Vladyka

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xvlady00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Petyovský E-mail: petyovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with path search and optimalisation of model car in unknown space. All data from sensors are processed in real-time onboard at ARM Cortex M4 microcontroller. Model's main sensor is line-scan camera.

Keywords: image processing, robot, The Freescale Cup, selflocalization

1 ÚVOD

V dnešní době je stále častější úloha automatického řízení mobilních robotů. Tato práce se zabývá návrhem konstrukce a softwaru včetně ladicích mechanizmů pro malý autonomní model auta určený pro soutěž The Freescale Cup (dále jen TFC).

Úloha řešená v této práci vyžaduje optické snímání dráhy a následné zpracování snímaného obrazu. K tomu je použita řádková kamera. Mezi klíčové vlastnosti patří fakt, že celý návrh musí být pouze s jedním mikroprocesorem (podmínka pravidel TFC). Celá konstrukce je optimalizována pro nejrychlejší projetí dané tratě bez její předchozí znalosti.

2 PRAVIDLA SOUTĚŽE TFC

Soutěžní pravidla se pravidelně inovují s rostoucí úrovní modelů. Letošní verze pravidel [1] obsahuje zásadní změnu oproti loňskému roku. Jedná se o změnu definice dráhy z jedné čáry uprostřed na dvě čáry na krajích.

Kompletní výčet pravidel je online na stránkách společnosti Freescale [1].

3 KONSTRUKCE

V průběhu vývoje se mechanická konstrukce modelu několikrát změnila. Poslední verze modelu (viz Obrázek 3) má kameru umístěnou v zadní části na pylonu v téměř maximální možné výšce. Důvodem je snaha o získání co nejširšího zorného pole a zároveň zachování jeho relativní blízkosti k vozidlu. Díky přemístění baterie se podařilo přesunout těžiště téměř doprostřed mezi nápravy, což má za následek zlepšení jízdních vlastností v zatáčkách (eliminace nedotáčivosti).

3.1 ELEKTRONIKA

Srdcem konstrukce je mikrokontrolér od společnosti Freescale Kinetis K20D50M, což je procesor architektury ARM Cortex M4. Procesor je osazený na vývojové desce Freedom board [2], kde je dále osazený 3-osý akcelerometr z rodiny Xtrinsic MMA8451Q. K této desce je připojená námi navržená rozšiřující deska, kde je implementovaná elektronika pro otáčkoměry a konektory pro snadné připojení ostatních senzorů a motorové desky.


Obrázek 1: Výsledná konstrukce

Obrázek 2: Příklad dílu dráhy - zatáčka

Pro přenos dat při ladění systému (v průběhu soutěže je jakákoliv komunikace modelu s okolím zakázána) je použitý bezdrátový modul s technologií Bluetooth 2.0.

3.2 SENZORY

Podle pravidel soutěže [1] jsou senzorické možnosti omezeny na 12 senzorů. Senzory nesmí být programovatelné nebo s vlastním předzpracováním (např. kamera s vlastním vyvažováním jasu). V konstrukci jsou použité tyto senzory:

- řádková CCD kamera s rozlišením 128x1px,
- 2 IR páry vysílač přijímač aplikované jako otáčkoměry,
- 3-osý akcelerometr.

Všechny tyto signály jsou zpracovávány v mikrokontroléru Kinetis K20D50M.

4 ZPRACOVÁNÍ OBRAZU

Ústředním problémem této úlohy je zpracování obrazu. Řešením je detekce hran pomocí výpočtu absolutní hodnoty jednorozměrného Sobelova filtru s tím, že výsledek musí být vždy kladný. Takto předzpracovaný obraz je následně filtrován odstraněním všech špiček s hodnotou nižší než je průměrná amplituda nezpracovaného obrazu (viz Obrázek 3). Na obrázku je vidět průběh signálu po sejmutí dvou černých čar reprezentovaných nízkými hodnotami signálu na světlém podkladu. Okraje obrazu jsou zastíněné vadou ostřicí optiky. Z toho jsou zdetekovány právě dvě černé čáry, které v čárkovaném obrazu tvoří dvě špičky.

Z tohoto obrazu je poté vyhodnocována pozice dráhy. To je provedeno rozdělením obrazu na tři sektory a hlednání špiček v těchto sektorech. Z výsledku je poté pomocí stavového automatu určeno, který díl dráhy (viz Obrázek 3) je právě před námi.

5 ŘÍZENÍ

Zpracovaná data z kamery jsou použita pro řízení pohybu. Při jízdě po rovných dílech dráhy je řízení zatáčení proporcionální a řízení rychlosti je pomocí PI regulátoru na konstantní rychlost. Zatáčky jsou



Obrázek 3: Příklad původního a zpracovaného obrazu

rozpoznávány a ještě před vjezdem do ní je rychlost snížena. Při vjezdu do zatáčky se nastaví natočení kol a to zůstává konstantní až do konce zatáčky. Rychlost se zvyšuje ke konci zatáčky.

Problematické je rozpoznávání zatáčky za zatáčkou. V té situaci je totiž většinu času pohled kamery na hraně dráhy nebo až za dráhou a další díl se objeví v obrazu jen na krátkou chvíli. To by samo o sobě problém nebyl, ale problém je nedefinovanost okolí dráhy, takže může dojít k mylnému rozpoznání zatáčky na základě dostatečně kontrastních objektů mimo dráhu.

6 ZÁVĚR

V řešení je navrženo použití řádkové kamery jako hlavního snímače dráhy doplněné o trojosý MEMS akcelerometr s odometrií založenou na infračervených odrazových senzorech. Umístění kamery bylo zvoleno s ohledem na předchozí verze v zadní části se zorným polem přibližně 50 cm před přední nápravou. Tato vzdálenost je vzhledem k parametrům dráhy považována za optimální.

Řešení počítá s identifikací dílů dráhy v reálném čase a na tomto základě přepínat jízdní režimy doplněné o řídicí algoritmy podporující gain-scheduling pro zvýšení efektivity průjezdu. V současné době je hotová jízda po rovině, rozpoznání první zatáčky a křižovatky. K dokončení chybí řešení rozpoznání dílu za zatáčkou.

- [1] The Freescale Cup EMEA Rules 2015 v1.1. FREESCALE SEMICONDUCTOR. Freescale Community [online]. 2014 [cit. 2014-12-22]. Dostupné z: <https://community.freescale. com/docs/DOC-101287>
- [2] FRDM-K20D50M: Freescale Freedom Development Platform for the Kinetis K20 USB MCUs. FREESCALE SEMICONDUCTOR. Freescale Semiconductor [online]. 2004-2014 [cit. 2014-04-10]. Dostupné z: <http://www.freescale.com/webapp/sps/site/ prod_summary.jsp?code=FRDM-K20D50M>

DESIGN AND CALCULATION OF THE NEW DISTRIBUTION NETWORK BRANCH

Lucie Frechova

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xfrech01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Michal Ptacek

E-mail: ptacekm@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of the project is to provide a summary about design and calculation of the new distribution network branch. It solves the problem of the selection of a suitable transformer and conductor and it shows results of application of base calculation methods.

Keywords: Distribution network, transformer station, cable line.

1. ÚVOD

Obecně je potřeba zajistit bezpečnou dodávku elektrické energie od zdroje energie ke spotřebiteli. K tomuto rozvodu se využívá přenosové a distribuční sítě. Pro správnou funkci distribuční sítě je nutno znát podmínky připojení k distribuční soustavě, definici ustáleného stavu a mít přehled o jevech majících vliv na správnou funkci trafostanice, rozvodných skříní a vodiče. Nově navržená elektrická síť se nachází na jižní Moravě, která spadá pod správu společnosti E.On Distribuce a.s. (dále EON). Společnost EON požaduje vytvoření technického návrhu rozvodu energie od vývodu z VN sítě až po domovní přípojku. Současně vyžaduje u jednotlivých variant sestavení rozboru ekonomické náročnosti, který navazuje na tento projekt. Výpočet technického návrhu je proveden v programu PAS DAISY Off-Line ver. 4.4 x Bizon využívaný EON. V rámci projektu je řešen pouze ustálený stav. Pro tento stav program využívá metody Newton-Raphson, u které je zajištěna rychlá a spolehlivá konvergence po 3 až 6 iteracích. Výpočty elektrických sítí všech napěťových úrovní pomocí zmíněného softwaru jsou představeny například v [1].

2. POŽADAVKY

Nově budované objekty jsou definovány pomocí instalovaných příkonů a jednotlivých soudobostí. Konkrétní požadované hodnoty a počty objektů jsou uvedeny v Tabulce 1.

Typ stavby	Počet	Instalovaný příkon P_i (kW)	Soudobost β (-)
Rodinný dům (RD)	59	17,0	0,30
Bytový dům s 10 byty (BD)	3	81,0	0,31
Bytový dům s 8 byty (BD)	2	62,8	0,31
Bytový dům s 5 byty (BD)	1	40,5	0,31
Čistička odpadních vod (ČOV)	1	5,0	1,00

Tabulka 1: Hodnoty požadovaných instalovaných příkonů a soudobostí objektů

Pro napájení nové oblasti není možné využít stávající transformátor TS Újezd koupaliště umístěný v blízkosti lokality, jelikož není ve vlastnictví EON. Je proto nezbytné navrhnou nový transformátor. Podle literatury [2] lze celkový maximální odběr oblasti vypočítat na základě vztahu

$$P_m = \beta \cdot P_i, \tag{1}$$

kde P_m představuje hodnotu maxima odběru elektrické energie (W), β je součinitel soudobosti (-) a P_i odpovídá instalovanému výkonu všech spotřebičů daného objektu (W). Při uvažovaní účiníku $cos\phi = 0.95$ má odebíraný zdánlivý výkon přibližně hodnotu 456 kVA. Na základě výpočtů je pro novou lokalitu vybrán transformátor s nominálním výkonem 630 kVA. Výkon vybraného transformátoru je schopen pokrýt očekávaná zatížení. Současně také transformátor disponuje výkonovou rezervou pro případný další rozvoj této lokality a v budoucnu je umožněno připojení například dalších domů. Pro bezpečné umístění transformátoru a rozvaděčů je zvolena podle současného trendu kiosková trafostanice PET STANDARD 350d od firmy EEIKA Brno, s.r.o. Jedná se o trafostanici pro distribuční transformátor VN/NN s maximálním instalovaným výkonem 630 kVA, jejíž zapojení do rozvodné soustavy VN a NN je zprostředkováno kabelovým vedením. V trafostanici je umístěn rozvaděč VN SIEMENS Kompakt 8DJH, olejový hermetický uzavřený transformátor o výkonu 630 kVA a NN rozvaděč RST s 8 vývody.

3. VÝSLEDKY

Projekt řeší návrh a výpočty související s přivedením vysokého napětí k trafostanici od stávající VN sítě. Zabývá se také rozvodem nízkého napětí k jednotlivým domům. Na straně VN je navrženo připojení podle aktuálně platných norem, ale současně jsou také respektovány aktuální trendy používané v praxi. U strany NN jsou v programu PAS DAISY vytvořeny dvě varianty provedení rozvodu energie od transformátoru ke skříním.

3.1. NÁVRH VN ROZVODU

Trafostanice je připojena na odbočku vedlejší větve vedení VN, jehož hlavní větev je napájena z rozvodny Sokolnice. Tato možnost je vzhledem ke vzdálenosti nové oblasti od stávajících VN vedení nejkratší. Pro připojení VN strany transformátorů k stávající síti je navrženo využití kabelového vedení, ačkoli je nutno pro vybudování tohoto rozvodu zajistit bezpečné uložení kabelu v korytě řeky. Oproti variantě venkovního vedení umístěného na sloupech se sestavený návrh jeví jako více bezpečný, ekologický a současně více estetický. Podle směrnice EON [3] je využito kabelu typu 22 NA2XS(F)2Y 1x150 mm² s předpokládanou délkou 3x150 m.

3.2. NÁVRH NN ROZVODU

S ohledem na ekonomiku a estetiku jsou zvoleny přípojkové skříně vždy na rozhraní pozemků dvou rodinných domů. Každý rodinný dům je vybaven vlastním elektroměrem. U bytových domů je umístěna vždy jedna samostatná přípojková skříň. Podle literatury [2] je potřeba při propojení zdroje napájení a skříní zvolit vhodný kabel, který odpovídá podmínkám dimenzování (tj. splnění maximální dovolené provozní teploty, minimálního úbytku napětí, mechanické pevnosti, hospodárnosti, dynamických a tepelných účinků zkratového proudu a jiné).

Varianta 1

Varianta využívá 33 přípojkových a 4 rozpojovacích skříní. Skříně jsou propojeny kabelem NAYY 4 x 150 mm², který má délku 950 m a který je navržen na základě literatury [3]. Jedna kabelová větev propojuje rodinné domy, které jsou budovány v horní části území v horizontálním směru spolu se 2 bytovými domy o $P_i = 81$ kW. Další kabelovou větví jsou propojeny ostatní bytové domy. Obě větve jsou zapojeny do společné rozpojovací skříně, která slouží zároveň jako přípojková skříň posledního bytového domu. Zbylých 53 rodinných domů je rozděleno na 25 a 28 vertikálně budovaných domů, které jsou vystavěny naproti sobě. Každá strana je propojena jednou kabelovou větví. V polovině každé větve rodinných domů je umístěna rozpojovací skříň. Kabelové větve těchto rodinných domů jsou spojeny na konci rozpojovací skříní, která slouží zároveň jako přípojková skříň posledních dvou domů budovaných na pravé straně území. Rozpojovací skříně rodinných domů jsou vzájemně propojeny jednou kabelovou větví. Čistička odpadních vod je připojena samostatnou větví. Schematické znázornění varianty ukazuje Obrázek 1.



Obrázek 1: Varianta 1

Obrázek 2: Varianta 2

Varianta 2

Varianta využívá 37 přípojkových skříní a jedné rozpojovací. Skříně jsou propojeny kabelem NAYY 4 x 150 mm², který má délku 1500 m a který je navržen na základě literatury [3]. Rodinné domy v horní části území stavěné v horizontálním směru jsou propojeny s 2 bytovými domy o $P_i = 81$ kW jednou kabelovou větví. Zbylá část bytových domů je propojena vlastní kabelovou větví. Vertikálně budované rodinné domy jsou rozděleny po 25 a 28 domech. Každá strana je připojena 2 kabelovými větvemi, tzn. jednou větví jsou propojeny liché přípojkové skříně a druhou sudé, stejné provedení je i u druhé strany. Všechny větve jsou zapojeny do rozpojovací skříně. Čistička odpadních vod je napojena samostatnou větví. Schéma navržené varianty je na Obrázku 2.

4. ZÁVĚR

Projekt je zaměřen na vytvoření technického řešení elektrického rozvodu. Výkonové porovnání vytvořených variant je uvedeno v Tabulce 2. Z energetického hlediska se doporučuje varianta 2, která má menší výkonové ztráty a lepší spolehlivost dodávky energie, tj. snižuje riziko poruchovosti a následné nutnosti investice do oprav rozvodu. Navazující práce projektu spočívají zejména v sestavení ekonomické náročnosti vytvořeného návrhu a jednotlivých variant, jelikož pro investory může být pro výběr vhodné varianty prioritní také ekonomická stránka návrhu.

	Činný výkon (kW)			Zatížení (%)				
	Dodávka	Odběr	Ztráty	I _{min}	I _{max}	U_{min}	U_{max}	
Varianta 1	444,000	432,700	11,272	0,00	82,00	95,00	100,00	
Varianta 2	441,600	432,700	8,879	0,00	74,00	96,00	100,00	

Tabulka 2: Porovnání zatížení dvou navržených variant rozvodu

- Výpočty elektrických sítí všech napěťových úrovní [online]. DAISY, spol. s.r.o. (2014).
 [cit. 2014-10-18]. Dostupné na: <u>http://www.daisy.cz/daisycz/800/</u>
- [2] ORSÁGOVÁ, J. Rozvodná zařízení [elektronické skriptum]. VUT v Brně: 2012 [cit. 2014-7-1], 144 stran.
- [3] Koncepce sítí nízkého napětí. ECZR, 2014. Prováděcí pokyn PP-DS-139 společnosti E.ON Česká republika, s.r.o.

PLAN OF GRID CONNECTION FOR SMALL HYDROELECTRIC POWER PLANT

Ján Miškovský

Bachelor Degree Programme (3), FEEC BUT

E-mail: xmisko02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Radil

E-mail: radil@feec.vutbr.cz

Abstract: The subject of this work is a plan of grid connection for small hydroelectric power plant. The introduction briefly describes the hydroelectric power plant and location of the country. The main aim of this work is project of medium-voltage substation and cable connection transformer with medium-voltage substation.

Keywords: small hydro power plant, medium-voltage substation, cable connection

1. ÚVOD

Problematika vyvedenia výkonu malej vodnej elektrárne je riešená na reálnom projekte, ktorý je aktuálne v štádiu realizačných prác. Malá vodná elektráreň Raštak sa nachádza v krajine v západnej časti Balkánskeho polostrova s názvom Čierna Hora. Po vyhlásení novej energetickej stratégie, vláda Čiernej Hory vypísala tendre na výstavbu 40 malých vodných elektrární, takýmto spôsobom chce krajina vyrábať 15-20 MW elektrickej energie a taktiež ekologickým spôsobom znížiť závislosť od susedných krajín. Ďalšie dôvody sú využitie hydroenergetického potenciálu krajiny, zlepšenie ekonomiky, pomáhať pri obhospodarovaní vodných tokov a vytvorenie pracovných príležitostí pre lokálne firmy.

2. MALÁ VODNÁ ELEKTRÁREŇ

Malá vodná elektráreň využíva hydroenergetický potenciál rieky Raštak. Povodie rieky má rozlohu 4,95 km² vejárovitého charakteru, čo spôsobuje rýchly odtok vody do koryta rieky. Pre výstavbu elektrárne je možné využiť spád 227 m so stredným prietokom 0,4 m³/s. Pre takéto spádové a prietokové pomery bola navrhnutá Peltonova turbína o výkone 790 kW s horizontálnou orientáciou obežného kolesa, ktorého roztočenie na menovité otáčky 1500 ot/min zabezpečuje 5 dýz. Na hriadeľ bežného kolesa je pripojený synchrónny generátor GSH450L4 s parametrami uvedenými v tabuľke 1.

Veličiny	Hodnoty
Výkon na svorkách	850 kVA
Napätie	690 V
Prúd	711,2 A
Frekvencia	50 Hz
Zapojenie	hviezda

Tabul'ka 1: Základné parametre s	synchrónneho	generátora
----------------------------------	--------------	------------

3. NÁVRH ROZVODNÉHO ZARIADENIA VYSOKÉHO NAPÄTIA

Pri výbere vhodného rozvádzača sa berú do úvahy tieto parametre: menovité napätie hlavných obvodov, menovité napätie pomocných obvodov, skratová odolnosť, menovité prúdy prípojníc a počet systémov prípojníc [1].

3.1. VÝPOČET SKRATOVÝCH PRÚDOV V MIESTE ROZVODNÉHO ZARIADENIA

Vďaka náročnosti získavania vstupných hodnôt pre výpočet skratových prúdov v mieste rozvodného zariadenia sa uvažuje z radov zjednodušujúcich opatrení. Vzťahy a parametre výpočtu skratových prúdov sú dané normou ČSN EN 60909-0. Pri návrhu rozvodného zariadenia sa uvažuje o jednoduchom skrate napájaného z jedného elektrárenského bloku viď. obrázok 1.



Obrázok 1: Elektrárenský blok

Pri výpočte skratových prúdov sa postupuje:

1. Výpočet počiatočného rázového skratového prúdu I_k podľa vzťahu (1):

$$I_{k}^{"} = k_{1} \cdot \frac{c \cdot U_{VN}}{\sqrt{3} \cdot \left| \overline{Z_{S}} \right|} \quad (A), \tag{1}$$

kde k_I je súčiniteľ rôznych typov skratov (pre trojfázový skrat $k_I=1$) (-), *c* je napäťový súčiniteľ daný normou (-), U_{VN} je napätie v mieste skratu (V) a $\overline{Z_s}$ je celková vypočítaná impedancia (Ω).

2. Výpočet ekvivalentného otepľovacieho prúdu I_{ke} je zo vzťahu (2):

$$I_{ke} = k_e \cdot I_k^{\tilde{}} \quad (A), \tag{2}$$

kde k_e je súčiniteľ ekvivalentného otepľovacieho prúdu (-).

3. Výpočet nárazového skratového prúdu v mieste rozvodného zariadenia I_{km} je zo vzťahu (3):

$$I_{km} = \kappa \cdot \sqrt{2} \cdot I_{k}^{\tilde{}} \quad (A), \tag{3}$$

kde κ je súčiniteľ nárazového skratového prúdu (-)[2], [3].

3.2. VÝBER ROZVÁDZAČA VYSOKÉHO NAPÄTIA

Pre výber správneho typu rozvádzača VN, musia byť splnené všetky požiadavky a parametre, ktoré sú uvedené v úvode tejto kapitoly. Do rozvodne malej vodnej elektrárne je vhodný VN modulárny rozvádzač SM6 vyrobený firmou Schneider Electric. Parametre rozvádzača: menovité napätie 36 kV, menovitý prúd 630 A, menovitý krátkodobý prúd 12,5 kA, menovitý dynamický skratový prúd 31,5 kA a jednoduchý systém prípojníc.

DM1-A: Ide o pole vyvedenia výkonu a pripojenia na sieť EPCG, ktoré je vybavené vypínačom SF1 a odpojovačom. Tento typ vypínača má tri samostatné komory s tlakom 2000 hPa pre každú fázu. Póly sú navzájom prepojené pomocou spínacieho mechanizmu. Do základného vybavenia tiež výrobca inštaluje ovládací mechanizmus vypínača a odpojovača, indikátor

prítomnosti napätia, tri prúdové transformátory, pomocné kontakty na vypínači, mechanické blokovanie vypínača a odpojovača a 150 W ohrievacie teleso.

GBC-B: Je pole merania. Obsahuje meracie transformátory prúdu a napätia. Keďže sa jedná o fakturačné meranie, musia byť meracie transformátory úradne ciachované. Pole obsahuje tri meracie transformátory prúdu ARM6T 25/5 A s výkonom 15 VA a triedou presnosti 0,5 a tri meracie transformátory napätia VRF3 s prevodom ($36000/\sqrt{3}$)/($100/\sqrt{3}$) s výkonom 50 VA a presnosťou 0,5. Tiež je toto pole vybavené 150 W ohrievacím telesom.

QM: Pole vývodu transformátora 1000 kVA je vyzbrojené odpínačom s uzemňovačom a ochranou transformátora tvorenou poistkami s menovitým prúdom 40 A. Základné vybavenie poľa tvorí ovládací mechanizmus odpínača, systém indikácie prepálenia poistiek a ohrievacie teleso s výkonom 150 W [3], [4].

3.3. PREPOJ TRANSFORMÁTORA A ROZVODNE VYSOKÉHO NAPÄTIA

Ako prepojenie medzi rozvodňou a transformátorom je vhodné použiť celoplastové vysoko napäťové káble typu 35-AVXEKVCVE. Pre voľbu prierezu je možné postupovať spôsobom dimenzovania vodičov podľa tepelných účinkov skratových prúdov. Minimálny prierez S_{min} vypočítame zo vzťahu (4):

$$S_{\min} = \frac{I_{ke} \cdot \sqrt{t_k}}{\sqrt{\frac{c(v_f + 20)}{\rho_{20}} \ln \frac{(\vartheta_f + v_k)}{(v_f + v_z)}}} \quad (\text{mm}^2), \tag{4}$$

kde I_{ke} je ekvivalentný skratový otepľovací prúd (A), t_k je doba skratu (s), c je špecifické teplo (J/cm³/°C), ρ_{20} je špecifický odpor pri teplote 20 °C (Ω mm²/m), ϑ_f je fiktívna teplota (°C), ϑ_k je najvyššia dovolená teplota pri skrate (°C), ϑ_z je najvyššia dovolená prevádzková teplota (°C).Podľa vzťahu (4) minimálny prierez vodiča vzhľadom na dimenzovanie podľa tepelných účinkov skratových prúdov je 24,87 mm². Z katalógu typu kábla 35-AVXEKVCVE volíme najbližší vyšší prierez S= 50 mm². Zvolený prierez 50 mm² je najmenší vyrábaný pre napäťovú hladinu 35 kV.

4. ZÁVER

Tento článok prináša prehľad problematiky navrhovania a dimenzovania rozvodne vysokého napätia. Samozrejme, problematika VN rozvádzačov je omnoho komplikovanejšia ako uvádza tento článok. V druhej fáze návrhu vyvedenia výkonu bude uskutočnený výpočet a návrh trasy linky vysokého napätia 35 kV o dĺžke 6,5 km, ktorá sa nachádza vo veľmi členitom horskom teréne s rôznymi prírodnými prekážkami. V tejto časti bude potrebné uplatniť znalosti mechanického dimenzovania vodičov, stožiarov a komponentov súvisiacimi s linkou.

- [1] Janíček, F., Arnold, A., Šedivý, J., Šulc, I., Cerman, A. a Petrek, P. Elektrické stanice. Bratislava: Slovenská technická univerzita, 2012. ISBN 978-80-227-3678-7.
- [2] ČSN EN 60909-0. Zkratové proudy v trojfázových střídavých soustavách Část 0: Výpočet proudů. 06/2002.
- [3] Orságová, J. Rozvodná zařízení. Brno, 2008, 176 s.
- [4] SM6 Modulárny rozvádzač. [online]. [cit. 2014-12-25]. Dostupné z: http://katalog.schneiderelectric.cz/dsmapp/data/pdf/CZ/CMS/SM6%202011_sk.pdf

Magisterské projekty

Zpracování signálů, obrazu a dat

AUTHENTICATION USING MOBILE PHONES

Zdeněk Fusek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xfusek07@email.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jan Hajný E-mail: hajny@feec.vutbr.cz

Abstract: This project deals with authentication by a mobile device. The mobile device with the operating system Android 5.0 was chosen as authentication device. The user can perform authentication with emulation of contactless chip cards by using Host-based Card Emulation, which runs via Near Field Communication, where cryptographic keys are stored in a secure environment KeyStore. The project continues with implementation of authentication via Bluetooth LE and describes application for authentization by using the protocol HM14.

Keywords: Authentication, NFC, Bluetooth LE, HM14, Host-based Card Emulation, Android, Contactless chip cards emulation

1 ÚVOD

Předložená práce je zaměřena na autentizaci s pomocí mobilního zařízení, jenž pracuje na operačním systému Android verze 4.4 a vyšší. Autentizace je provedena prostřednictvím Bluetooth Low Energy (BLE) a Near Field Communication (NFC) technologie. Obě tyto autentizační metody jsou zabezpečeny pomocí kryptografického protokolu HM14.

Ve výsledné aplikaci bude možné ověřit uživatelovu identitu jak pomocí BLE, tak i pomocí NFC. V praxi by tato aplikace mohla najít využití například při odemykání dveří, přičemž NFC by bylo využito v bezprostřední blízkosti a BLE v dosahu několika metrů.

2 AUTENTIZACE POMOCÍ NFC

NFC lze využít k celé řadě funkcí, v současnosti je tato technologie nejčastěji využívána pro bezkontaktní platbu v obchodech. Využití ale najde například v dopravě - zaplacení parkovného, jako náhrada klíčů, i jako nástroj obchodníků při tvorbě reklamy.

Mnoho zařízení s operačním systémem Android, které nabízejí NFC funkcionalitu, již podporují emulaci NFC karty. V mnoha případech je karta emulována samostatným čipem umístěným v zařízení tzv. bezpečnostním prvkem [1].

Android 4.4 přináší další způsob emulace karty bez bezpečnostního prvku tzv. Host-based Card Emulation. HCE umožňuje jakékoliv Android aplikaci emulovat kartu a komunikovat přímo s NFC čteč-kou [1].

2.1 ZÁKLADNÍ KONCEPT NFC

Pro autentizaci pomocí NFC je nutné, aby tato funkce byla v aplikaci aktivní, přičemž mobilní zařízení musí být následně uzamknuto, ale zároveň nesmí být v režimu spánku. Po uzamčení mobilního zařízení přiložíme autentizační zařízení k NFC čtečce, ta ověří autentizační data, a na základě tohoto ověření umožní uživateli přístup či jej zamítne. Stav autentizace se poté zobrazí na ploše zařízení, a to ve vrchním menu, kde je vyobrazena ikona indikující stav autentizace. V případě úspěšné autentizace je zobrazena ikona se zelenou výplní, v případě zamítnutí ikona zůstává nadále červená. Na obrázku 1 vlevo je znázorněna neúspěšná autentizace pomocí NFC, zatímco vpravo je autentizace úspěšná.

₽ ₱	💎 🔒 19:28	₽ ₽	🛡 🛿 19:29
Authentication	• :	Authentication) :
LOCKSCREEN AUTHENTICATION		LOCKSCREEN AUTHENTICATION	
Activate NFC Authentication on LockScreen		Activate NFC Authentication on LockScreen	
Activate BLE Authentication		Activate BLE Authentication	
BLUETOOTH LE SETTINGS		BLUETOOTH LE SETTINGS	
Q Check available BLE devices		Q, Check available BLE devices	
NFC Authentication Issuer Valid Revocation Referee Valid Atribute Issued Error		NFC Authentication Issuer Valid Revocation Referree Valid Atributte Issued Valid	
4 O		⊲ 0	

Obrázek 1: Autentizace pomocí NFC

3 AUTENTIZACE POMOCÍ BLE

Nízko energetický Bluetooth je zabudován na všech zařízeních s podporou operačního systému Android počínaje verzí 4.3. Bluetooth Low Energy (BLE, uvedený na trh jako Bluetooth Smart), se stal součástí specifikace jádra pro Bluetooth 4.0. BLE je optimalizováno pro nízkou cenu, malou šířkou pásma, nízkou spotřebu a uživatelskou i komunikační jednoduchost [2].

3.1 ZÁKLADNÍ KONCEPT BLE

Po odemknutí mobilního zařízení a spuštění aplikace je nutné ověřit, zda je autentizace pomocí BLE aktivní. Po aktivaci si uživatel vyhledá, zda se v dosahu jeho zařízení vyskytuje ověřovatel (BLE čtecí zařízení). Všechna dostupná BLE čtecí zařízení jsou zobrazena v seznamu, z něhož si uživatel vybere to zařízení, u kterého provede autentizaci. Jednotlivé kroky s výsledky autentizace jsou poté zobrazeny v aplikaci na ploše zařízení. Na obrázku 2 vlevo je znázorněna neúspěšná autentizace pomocí BLE, vpravo je autentizace provedena úspěšně.



Obrázek 2: Autentizace pomocí BLE

4 BEZPEČNOSTNÍ ANALÝZA

4.1 BEZPEČNOST DAT

Data potřebná pro autentizaci uživatele jsou uložena v zabezpečeném prostředí Android KeyStore a chráněna pomocí AES šifrování, přičemž klíč AES šifry je chráněn RSA šifrou. Data protokolů jsou tedy zabezpečena, pokud nedojde k odcizení, či získání root oprávnění škodlivou aplikací.

4.2 DEKOMPILACE APLIKACE A MOŽNOST ZNEUŽITÍ KÓDU

K dekompilaci aplikace by mohlo dojít při odcizení přístroje, nebo pokud by útočník (škodlivá aplikace) získal root oprávnění. Toto oprávnění může škodlivá aplikace získat od uživatele (v případě, že se například vydává za jinou aplikaci), nebo pokud aplikace hledá chyby v systému a využívá je k jeho získání. Tento postup ale není příliš používaný. Při následné dekompilaci by byly odhaleny veškeré zdrojové kódy, a útočník by tak mohl získat tajné klíče.

4.3 BEZPEČNOST BĚHEM AUTENTIZACE

V případě NFC technologie je zde další bezpečnostní hrozba. Při autentizaci je aplikace spuštěna nad úrovní zamykací obrazovky, a hrozí zde tedy reálné nebezpečí zneužití při odcizení přístroje. U BLE technologie je tato hrozba zmírněna tím, že autentizace probíhá pod úrovní zamykací obrazovky.

5 PROTOKOL HM14

Jedná se o protokol, který se zabývá autentizací a řízením přístupu. Slouží k prokázání, že uživatel je vlastníkem daného atributu, aniž by došlo ke sdělení dalších atributů ověřovateli. Atributy mohou být například věk, národnost či zaplacení jízdného. Protokol dále umožňuje identifikaci škodlivých uživatelů a to i přesto, že ověřování atributů je anonymní [3].

Protokol HM14 se skládá ze čtyř entit: vydavatele, ověřovatele, uživatele a odvolávatele. Vydavatelova role spočívá ve vydávání atributů uživateli, přičemž vydavatel jako jediný zná uživatelovy údaje. Ověřovatel ověřuje uživatelovo vlastnictví atributu a eviduje každé ověření. V případě porušení pravidel může ověřovatel požádat odvolavatele o zrušení relace. Uživatel je držitelem čipové karty s vydanými atributy, a je schopen anonymně prokázat vlastnictví čipové karty. Odvolavatel zajišť uje záruku ochrany osobních údajů, protože rozhoduje o typu zrušení na základě informací poskytnutých ověřovatelem [3].

6 ZÁVĚR

Tento projekt představil implementaci přístupového systému využívající mobilní zařízení s operačním systémem Android jako autentizační zařízení. K přenosu dat mezi telefonem a čtecím zařízením bylo využito rozhraní NFC a BLE. Autentizace pomocí NFC byla navržena pro ověření identity uživatele bez použití bezpečnostního prvku, a tudíž je potřeba, aby na zařízení byla verze OS Android 4.4 a vyšší. U autentizace pomocí BLE musí čtecí zařízení podporovat periferní mód, tj. odesílání beaconů. Výsledná aplikace tedy umožňuje provedení autentizace jak pomocí NFC, tak i pomocí Bluetooth Low Energy.

- [1] Host-based Card Emulation. In: *Developers* [online]. © 2014 [cit. 1. 3. 2015]. Dostupné z: https://developer.android.com/guide/topics/connectivity/nfc/hce.html >.
- [2] TOWNSEND, Kevin, Carles CUFI a Robert DAVIDSON. *Getting started with bluetooth low energy: tools and techniques for low-power networking*. První vydání. S.I.: O'Reilly Media, Inc, Usa, 2014. ISBN 978-149-1949-511.
- [3] HAJNÝ, Jan; MALINA, Lukáš. Unlinkable Attribute-Based Credentials with Practical Revocation on Smart- Cards. In Smart Card Research and Advanced Applications. Lecture Notes in Computer Science. LNCS. Berlin: Springer, 2013. s. 62-76. ISBN: 978-3-642-37287- 2. ISSN: 0302-9743.

DISTRIBUTED VOICE SERVICE

Martin Jaroš

Master Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xjaros32@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Václav Zeman

E-mail: zeman@feec.vutbr.cz

Abstract: This work proposes a communication protocol and its reference implementation for an Internet telephony service based on a distributed architecture. The service provides a secure peer to peer voice streaming network between its clients. The implementation focuses on support of embedded devices.

Keywords: Voice over IP, Distributed hash table, audio streaming

1. PREFACE

The primary idea behind this service is a decentralized communication network between its clients. This means there are no requirements to run high performance dedicated servers, the service is more robust against network failures and more secure as it does not rely on any external resources. User experience should not be altered as on the user level the service behaves as any other voice service. The protocol is very lightweight in comparison to a classical VoIP protocol suite and easy to implement. All external communication is done over a single UDP socket, there are three layers of the protocol. The routing layer creates a logical overlay network over the physical IP network and handles all the low level networking, nodes are addressed by keys in this overlay. The session layer handles the communication between logical nodes, verifies keys and creates secure logical tunnels. The media layer handles media streaming over the logical tunnels and all low level media compression and interfacing.

2. OVERLAY NETWORK

The figures 1 and 2 show the network abstraction created by the routing layer. The underlying network socket is subjected to a dynamic address translation, in the overlay network the nodes are addressed statically by their public keys and any node may open a communication channel to any other node if its ID is provided. The mapping of the IDs to the underlaying network addresses and port numbers are done by a distributed hash table [1].





Figure 2: Logical overlay network

The distributed hash table implementation uses a XOR based metric with the SHA-1 hash method, the resultant address space is therefore 160 bits large with 20 entries per bucket. The XOR metric is symmetrical and has the triangle property:

$$x \oplus x = 0, \ x \oplus y = y \oplus x, \ x \oplus y + y \oplus z \ge x \oplus z.$$
(1)

The routing table resembles a binary search tree with a lookup complexity of O(log n). The table is subdivided into buckets based on the prefix, for example if the user's ID starts with the 0110 binary sequence, then the first bucket will contain the 1* address space, second bucket the 00* address space, the third bucket the 010* address space and the fourth bucket the remaining 011* address space. If there is at least one route entry in each bucket, then the lookup will converge; the route entry is defined as an IP address + user ID combination. The lookup is performed recursively using a single request / response plain text message containing the origin ID, the destination ID and in the response a list of k closest route entries, where k is the bucket size. The relative distance is defined by the metric. The lookups are done in parallel and the routing table is updated based on the flowing traffic. Full-cone NAT traversal is possible as the translation mapping is held for a single source address and port tuple. Given the nature of the hash function, the routing layer is anonymous, does not leak any personal information and may be shared across implementations. The peer's identity is verified at the end of the lookup process during the key exchange process. In order to increase stability and to have some protection against address spoofing, table entries are prioritized based on uptime.

3. SECURITY CONSIDERATIONS

Each peer is defined by its public key represented as a X.509 [2] SubjectPublicKeyInfo structure. The peer's unique ID is a SHA-1 digest of this structure in DER encoding, this is the ID used for addressing. The actual key algorithm may be any one supported by the standard, either RSA, DSA or ECDSA defined by the structure. During session initialization the Diffie-Hellman key exchange is performed, the implementation defaults to elliptic keys over the secp256r1 curve for both signing and key derivation. The key exchange message contains two SubjectPublicKeyInfo structures in DER encoding, the first is for key derivation, the second is the peer's public key. The message is appended by a signature as shown in the figure 3. Peer's public key is verified against its SHA-1 digest, then the signature is verified and a shared encryption key is calculated.





After the successful authentication a virtual stream is created for the media transfer, this stream is encrypted with an AES-256 cipher in Galois counter mode. The cipher key is a SHA-256 derivation of the shared secret, the counter IV is a sequence number of the packet. The sequence number is also used for packet reordering and loss detection. The packet contains the 32bit sequence number, the 64bit authentication tag and a variable length ciphertext, each packet is authenticated by the tag.

4. MEDIA

The media implementation focuses on a high quality and low latency streaming with adaptive bitrate control, main media type is an audio stream. The audio stream uses a hybrid cosine transform and linear prediction coding as defined in the Opus standard [3]. There is the SILK speech coder, the CELT low latency audio coder and a packetizer. The source stream uses fullband

48kHz sampling with 20ms buffer time, the bitstream uses variable bitrate from 6 to 510 kbps. The bitstream is self descriptive with no additional data required, the bandwidth and bitrate allocation

may change dynamically on the fly and the receiver may decode any packet individually and

replace missing packets with loss concealment. The implementation uses ALSA interface for hardware abstraction, the overall latency is nominally bellow 50ms, packet sizes are typically around 80 bytes per 20ms for high quality voice streams. Other media types such as video or

instant messages are reserved for future implementations. The complete payload overhead is below 14%; if the UDP+IPv4 header is also taken into account, the overhead gets close to 30% which is still reasonably good in comparison to the classical VoIP protocols such as SRTP.

5. IMPLEMENTATION

The implementation is divided into two separate processes, the service daemon and the user client. This partitioning allows modular deployment without reliance on the user-space environment. The service is build on top of the Linux kernel for portability on embedded platforms using the GNU build system. Libraries used are libasound for sound architecture abstraction, libcrypto (which is a part of the OpenSSL project) for cryptography and libopus for audio coding. The system service is implemented as an event driven static state machine, the client is connected via a system pipe. The reference implementation uses wrapper for a websocket interface over the control pipes with web based GUI created as a HTML5 / Javascript page for portability, native user interfaces are also possible. The graphical user interface resembles traditional IM voice client interface, hiding the underlaying distributed topology. The figure 4 shows a typical call session, all signaling is done inband within the encrypted logical stream. The user A dials the ID of the user B, the routing layer performs a distributed table lookup and the session layer authenticates the logical stream. Then the classical ring / answer session handling takes place followed by media stream.



Figure 4: User interactions

6. CONCLUSION

The implementation was tested on PC and various embedded systems such as Beaglebone or the popular Raspberry Pi with great success due to the Linux kernel abstractions. The source code is openly distributed using the Git versioning tool [4] under the GPL license. The proposed service has high performance, simulations have shown that even with very high number of clients (hundred thousands) the lookup latency is still feasible in comparison to classical server-client based systems. The distributed hash table implementation provides robust topology resistant to network failures or denial of service attacks. The protocol provides perfect forward secrecy for its peers with relatively low transport and computational overhead. The Opus codec is a state of the art speech and audio codec with high quality and low latency, the implementation has optimizations for both the x86 and ARM architectures.

- [1] GHODSI, Ali. *Distributed k-ary System: Algorithms for Distributed Hash Tables*. Stockholm: The Royal Institute of Technology, School of Information and Communication Technology, 2006. Available: https://www.sics.se/~ali/thesis/dks.pdf
- [2] Network Working Group. *RFC 5280: Internet X.509 Public Key Infrastructure Certificate*. The Internet Engineering Task Force, 2008. Available: https://tools.ietf.org/html/rfc5280
- [3] The Internet Engineering Task Force. *RFC 6716: Definition of the Opus Audio Codec*. The Internet Engineering Task Force, 2012. Available: https://tools.ietf.org/html/rfc6716
- [4] JAROS, Martin. Distributed voice service. [online]. 2014. Available: https://github.com/martinjaros/dvs

UNITS CONNECTING TO THE XG-PON

Lukas Koci

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkocil00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Münster E-mail: munster@feec.vutbr.cz

Abstract: Transmission Convergence Layer represents the principal part of the standard for 10 Gbit/s networks (XG-PON). There are seven conditions under which the ONUs pass through when activated. The first five conditions focus on implementing data communication. The simulation demonstrates that as the number of simultaneous connections to an ONU increase, the longer the wait time for each additional connection becomes. The speed up of the connecting ONUs has been proven.

Keywords: XG-PON, Transmission Convergence Layer, Optical Network Unit, Optical Line Terminal, Activation Process

1 ÚVOD

V závislosti na poptávce koncových uživatelů, vzrůstá každým rokem šířka přenosového pásma o 50 až 70% [1]. Reakcí mezinárodní telekomunikační unie ITU (International Telecommunication Union) na postupné navyšování přenosového pásma je projekt NG-PON (Next Generation Passive Optical Network). NG-PON vznikl roku 2010 a skládá se ze dvou částí. První částí je, v současnosti dokončený, standard XG-PON (10-Gigabit-capable Passive Optical Network) [2]. Druhou část tvoří rozpracovaný standard NG-PON2 [3]. Obecná ustanovení týkající se připojování ONU (Optical Network Unit) do PON, jsou zahrnuta v přenosové vrstvě TC (Transmission Convergence) příslušného standardu.

2 PŘIPOJOVÁNÍ KONCOVÝCH JEDNOTEK DO PON

Každá ONU nacházející se v příslušné PON, prochází až sedmi provozními stavy. Tyto stavy umožňují připojení nových ONU, případně obnovení stávajícího spojení. Nachází-li se ONU v počátečním provozním stavu Initial State O1, komunikace probíhá pouze ve směru od OLT (Optical Line Terminal) k ONU. Pro plynulý přechod ONU do stavu Serial Number State O2-3, je nutné provést synchronizaci v sestupném směru. K přechodu do O2-3 dojde po obdržení PSBd (Physical Synchronization Block appropriate for downstream) hlavičky obsažené v PHY rámci (Physical Interface) od OLT, která obsahuje shodné velikosti pole SFC (SuperFrame Counter) a PSync (Physical Synchronization sequence) o velikosti 64 bit. Ve stavu O2-3 ONU stále nekomunikuje ve vzestupném směru. Očekává se od OLT přiřazení komunikačního profilu (burst profil). Tyto dvě zprávy zajišť ují synchronizaci v sestupném směru pro připojení pouze jedné ONU v daném časovém okamžiku a jsou vysílány všesměrovou komunikací pomocí ALLOC_ID identifikátoru s hodnotou 1023. V případě že ONU přijme od OLT nabízený burst profil, poprvé se aktivně zapojí do komunikace a zasílá ve vzestupném směru zprávu o potvrzení příslušného burst profilu. Každá ONU musí být schopna odpovídat na zprávy od OLT ve vymezeném čase $RespTime_{max} = 35 \pm 1 \, \mu s$ definovaném standardem [2]. Odpověď je navíc zpožděna o hodnotu náhodného zpoždění $Random = 0 - 48\mu s$. Vkládáním náhodného zpoždění je zabráněno vzniku kolizí na straně OLT v případě, kdy na příslušný burst profil v jednom časovém okamžiku reaguje více ONU. V okamžiku zaslání odpovědi ONU ve vzestupném směru, je spuštěn časovač TO1 a současně jednotka přechází do stavu Ranging State O4. Časovač TO1 definuje maximální čas setrvání ONU ve stavu O4. Implementace časovače je zajištěna v každé jednotce a jeho hodnota je stanovena na 10 s dle standardu[2]. Ve stavu O4 se očekává přidělení ekvalizačního zpoždění EqD (Equalization Delay) od OLT.

Doposud uvedený popis odpovídá jednomu registračnímu cyklu. V příslušném registračním cyklu je do komunikace zařazena jedna ONU, které je přiřazeno EqD a přechází do provozního stavu Operation State O5. Jedná se o stav, ve kterém probíhá datová komunikace v obou přenosových směrech. Ostatní jednotky, žádající o zařazení do komunikace, čekají na vypršení časovače TO1 a přechází zpět do stavu O1. Pro zbylé ONU se celý cyklus připojení opakuje (v případě XG-PON jde o použití dělicího poměru minimálně 1:256). Na obrázku 1 lze vidět časový průběh synchronizace mezi OLT a jednou ONU jednotkou procházející stavy O1–O5. Ostatní průchozí stavy jsou nad rámec tohoto textu a jsou podrobně popsány v literatuře [2] případně [4].



Obrázek 1: Časový průběh připojení ONU do PON.

3 SIMULACE V PROSTŘEDÍ MATLAB

V prostředí Matlab [5] byla sestavena topologie XG-PON obsahující 256 koncových jednotek náhodně rozmístěných ve vzdálenosti od 15 do 20 km. Délka optické distribuční sítě byla zvolena 15 km.



Obrázek 2: Topologie XG-PON sestavená v prostředí Matlab.

V počátečním stavu jsou ONU jednotky zapnuty, respektive uvedeny do stavu Initial State O1 a synchronizují se pomocí PHY rámců přenášených v sestupném směru. PSBd hlavička obsahující PSync a SFC pole je vysílána OLT jednotkou vždy jednou za $t_1 = 1$ s. Příslušné burst profily nabízené připojujícím se ONU jednotkám, vysílá OLT v intervalech t_2 . Časovač udržující ONU jednotky ve stavu O4, je nastaven na hodnotu TO1. V každém registračním cyklu dojde k připojení pouze jedné koncové jednotky. Ostatní jednotky, které potvrdily nabízený burst profil, čekají ve stavu O4 na vypršení časovače TO1. Po jeho vypršení přechází do stavu O1, kde celý cyklus opakují.

Minimální doby připojení jednotlivých ONU lze stanovit na základě znalosti velikosti: intervalů zasílání burst profilů t₂, hodnoty časovače TO1 a parametrech vyplývajících z topologie PON (doba síření signálu mezi OLT a ONU v obou přenosových směrech, hodnoty Random a RespTime). Graf uvedený na obrázku 3 (a) representuje časy připojení jednotlivých ONU jednotek v počátečním cyklu simulace, kdy o připojení současně žádá 256 ONU. Po úpravě parametrů TO1 a t₂, lze získat výrazně nižší rozsah časů připojení jednotlivých ONU. Významnou roli ve snížení času připojení hraje časovač TO1.

Pokud dojde k připojení jedné z 256 ONU v každém registračním cyklu, celkový čas připojení zobrazuje obrázku 3 (b). U základního nastavení dosahuje čas připojení poslední ONU $t_{256} = 51$ min. Úpravou parametrů TO1 a t_2 , by bylo možné snížit čas připojení až o 19 minut.



Obrázek 3: Potřebný čas pro připojení ONU jednotek do PON.

4 ZÁVĚR

V rámci článku byla prezentována možnost snížení délky připojování koncových zařízení v PON úpravou parametrů TO1 a t₂. Úpravou těchto parametrů byla snížena doba připojení poslední ONU jednotky o 19 minut. Vzhledem k velikosti rámce $125 \,\mu s$ přenášeného v XG-PON, je velikost TO1 o několik řádů vyšší. Majoritní podíl časovače TO1 v celkové době připojení 0 až 256 ONU, způsobuje téměř lineárně vzrůstající závislost vzhledem k nutnosti vypršení časovače u nepřipojeních ONU před opakovaným registračním cyklem. Předmětem dalšího výzkumu by mohl být vliv velikosti TO1, t₁ a t₂ na výpočetní zatížení OLT.

- [1] B. Swanson and G. Gilder. Estimating the exaflood the impact of video and rich media on the internet, Tech. Rep., Discovery Institute Seattle, Washington, 2008.
- [2] ITU-T G.987 series. 10-Gigabit-capable passive optical network (XG-PON) systems: Recommendation, Switzerland-Geneva, 2010.
- [3] ITU-T G.989 series. 40-Gigabit-capable passive optical networks (NG-PON2): Draft new Recommendation, Switzerland-Geneva, 2013-2014.
- [4] D. Hood, a E. Trojer. Gigabit-capable passive optical networks, Hoboken: Wiley, 2012, ISBN 978-047-0936-870.
- [5] MathWorks Matlab R2014a www.mathworks.com.

SIMULATOR OF CHANNEL TRANSFER FUNCTIONS OF POWER LINE COMMUNICATION IN NS-3

Jan Kolář

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkolar34@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Mlýnek

E-mail: mlynek@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with simulations of Power Line channel transfer functions in Network Simulator version 3 (NS-3). Other simulators are also mentioned and the reason for using NS-3 is given. The advantages and disadvantages of NS-3 simulator and further extensions are described. Last part is focused on the simulation of channel transfer function where time and frequency selective impedances are considered.

Keywords: power line communication, channel transfer function, Network Simulator-3

1. ÚVOD

V dnešní době existuje velké množství komunikačních technologií. Jednou z nich je komunikace po silnoproudých rozvodech, která je obecně nazývána PLC (Power Line Communication). Funguje na principu modulace přenášených dat na nosný signál, který je následně superponován na síťové napětí 230 V. Při tomto přenosu je možné volit použitou frekvenci nosné, druh modulace a přenosovou rychlost. Podle použité frekvence dělíme PLC na širokopásmovou a úzkopásmovou. Tuto technologii lze využít pro přenos velkého objemu dat (např. internet) [1] nebo ji využíváme v úzkopásmových aplikacích (automatizace, telemetrie, atd.) [2]. Silnoproudé vedení je vhodné jako alternativní přenosový kanál hlavně z ekonomických důvodů. Výhodou je úspora finančních prostředků při budování nové infrastruktury. PLC má také své nevýhody a omezení. Mezi hlavní nevýhody můžeme zařadit různé druhy impulzního rušení, útlum vedení, časově a frekvenčně proměnné impedance zátěže, elektromagnetickou kompatibilitu atd.

2. SIMULÁTORY PŘENOSOVÝCH FUNKCÍ PLC KOMUNIKACE

Na rozdíl od jiných technologií je pro PLC k dispozici pouze několik volně dostupných simulačních nástrojů. Většina z nich je realizována v prostředí programu Matlab. K dispozici jsou například simulátory Canete [3] nebo FTW [4].

Z důvodu nedostatku simulačních nástrojů byl na univerzitě ve Vancouveru¹ vyvinut framework pro simulace PLC komunikace v prostředí NS-3 (Network Simulator 3) [5]. Framework umožňuje definovat nejrůznější topologie a zahrnout do simulace časově a frekvenčně proměnné chování PLC kanálu. Výhodou NS-3 oproti Matlabu je, že v NS-3 jsou implementovány knihovny pro velké množství komunikačních technologií. Díky tomu může uživatel spojit více technologií a simulovat například aplikace pro chytré sítě (Smart grid) či heterogenní/hybridní sítě.

Do NS-3 Simulátoru bylo implementováno i jednoduché grafické rozhraní [5]. Výhodou grafického rozhraní je jednoduché ovládání a velká úspora času při definování rozsáhlých topologií. Na druhou stranu velkou nevýhodou je to, že do simulací není možné zahrnout vliv rušení a použitých

¹ University of British Columbia, Vancouver, Canada

modulací. Další nevýhodou je, že při použití časově proměnné impedance nedojde k zobrazení grafu přenosové funkce. Vykreslení grafu se musí provést manuálně například v programu Matlab.

3. ROZŠÍŘENÍ NS-3 SIMULÁTORU

Analyzovali jsme framework pro PLC v NS-3 (dostupný z [5]) a navrhli a realizovali nezbytná rozšíření. Byly realizovány různé scénáře pro analýzu a simulaci negativních vlivů PLC komunikace. Byly vytvořeny nové scénáře pro různé druhy rušení, pro rozsáhlé topologie, pro různé přístupy k výpočtu primárních parametrů atd. Do simulátoru byly implementovány typy kabelů, které jsou používané v Evropě a České republice. V simulacích jsou uvažovány různé druhy topologií (malá, s několika odbočkami a rozsáhlá). Cílem je také simulovat použití časově a frekvenčně proměnných impedancí. Dalším rozšířením může být použití nových standardů a modulací pro úzkopásmovou PLC technologii.

4. SIMULACE PŘENOSOVÝCH FUNKCÍ

Tato kapitola popisuje provedenou analýzu frameworku a výsledky simulací. Framework je nyní rozšířen o nové typy kabelů a různé postupy výpočtu. Také byla provedena simulace pro malou topologii s použitím pevné, časově proměnné a frekvenčně proměnné impedance. Topologie je zobrazena na obrázku 1. Uzel Z_1 byl zakončen frekvenčně proměnnou impedancí a uzel Z_3 časově proměnnou impedancí. U zbylých uzlů se uvažovala pevná impedance. Bylo uvažováno frekvenční pásmo o šířce 500 kHz. Cílem simulace bylo zobrazit přenosovou funkci mezi uzly Z_s a Z_5 (Obrázek 2).



Obrázek 1: Topologie s časově a frekvenčně proměnnou impedancí



Obrázek 2: Přenosová funkce mezi uzly Z_s a Z_5

V další simulaci byla použita topologie, která reprezentuje reálnou PLC síť (viz obrázek 3). Jednotlivé uzly mají pevnou impedanci, takže se neprojeví proměnnost ve frekvenci ani v čase. Cílem simulace bylo získat přenosové funkce mezi vysílacím uzlem Z_s a uzly Z_7 , Z_{12} a Z_{25} . Grafy přenosových funkcí jsou zobrazeny na obrázku 4. Pozorujeme výrazný růst útlumu s rostoucí frekvencí a vzdáleností.



Obrázek 3: Topologie reprezentující reálnou PLC síť



Obrázek 4: Přenosové funkce mezi vybranými uzly

5. ZÁVĚR

Po analýze dostupného frameworku pro PLC komunikaci byly navrženy možnosti jeho rozšíření. Také byly provedeny základní simulace, které umožňují porovnání s ostatními dostupnými simulátory. Výstupem simulací byly přenosové funkce (CTF), které jsou důležité pro volbu použité modulace. Díky znalosti tvaru CTF můžeme při přenosu dat vynechat frekvence, na kterých dochází k velkému útlumu nebo zvolit robustnější typ modulace.

V současné době jsou do simulátoru implementovány nové typy kabelů a různé postupy pro výpočet primárních parametrů vedení. Dále jsou implementovány různé druhy rušení, modulací a byly provedeny simulace pro různé topologie. Práce je zaměřená jak na fyzickou, tak i na přístupovou vrstvu.

- [1] Vančata, P. Standardizace širokopásmových systémů přenosu po energetickém vedení [online]. 2005, [cit. 2015-03-20]. Dostupné z URL: <<u>http://access.feld.cvut.cz/view.php?cisloclanku=2005112801</u>>.
- [2] PODHORSKÝ, J. HDO hromadné dálkové ovládání. BEN, 2002. 120 s. roc. 1. ISBN 80-7300-054-7.
- [3] CANETE F, CORTES J, DIEZ L, ENTRAMBASAGUAS J. A channel model proposal for indoor power line communications, IEEE Commun. Mag., vol. 49, no. 12, s. 166–174, 2011. Dostupné z URL: <<u>http://www.plc.uma.es/channels.htm</u>>.
- [4] MAROCCO G, STATOVCI D. FTW Forschungszentrum Telekommunikation, Wien: Download FTW PLC Simulator. [online]. Wien, 2012 [cit. 2015-02-20]. Dostupné z WWW: <<u>https://portal.ftw.at/public/plc-simulator/download</u>>.
- [5] AALAMIFAR F, SCHLOEGL, A, HARRIS, D, LAMPE, L. Modelling Power Line Communication Using Network Simulator-3, IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Atlanta, GA, USA, 2013. [online]. 2013 [cit. 2015-02-23]. Dostupné z URL: < <u>http://www.ece.ubc.ca/~faribaa/ns3_plc_software.htm</u>>.

TCP VEGAS ALGORITHM FOR CONTROLLING THROUGHPUT AT THE TRANSPORT LAYER

Michal Pánek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xpanek01@feec.vutbr.cz

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

Abstract: In order to easily send data between two end elements without congestion, methods that suitably control flow of date and evaluate possible overload state are necessary. One such method is to control the data flow directly on the transport layer. This layer offers a range of mechanisms dedicated to deal with this issue. The aim of this paper is focused on TCP Vegas for its ability to shape the data flow and the advantages and disadvantages of its use in the network. The paper also shows the behavior of two parallel data streams using TCP Vegas.

Keywords: TCP Vegas, transport layer, congestion control

1 ÚVOD

Uvádzaná práca sa zaoberá problematikou zahltenia na úrovni transportnej vrstvy za použitia mechanizmu TCP Vegas, ako hlavný prvok pri riadení dátového toku. TCP Vegas využíva momentálnych nameraných hodnôt dátového toku, podľa nich je schopný modifikovať okno zahltenia CWND (Congestion Window) [1]. Toto okno slúži na odosielanie zatiaľ nepotvrdených segmentov, a tak sa dá TCP Vegas na rozdiel od ostatných mechanizmov považovať za dynamický. V prípade vzniku zahltenia dôjde ku strate segmentov, tieto je potrebné znovu odoslať, a preto TCP Vegas rozšíril možnosti znovu odosielania stratených jednotiek. Práca sa preto snaží analyzovať TCP Vegas a zistiť jeho pozitívne a negatívne prínosy pri vzájomnej komunikácií dvoch prvkov.

2 MECHANIZMUS TCP VEGAS

Mechanizmus TCP Vegas (ď alej TCP-V) je rozsiahlou modifikáciou mechanizmu TCP Reno [2, 3]. Je založený na princípe aktívneho merania doby odozvy (RTT), ktoré je efektívnejšie pri identifikácií nadchádzajúceho sa zahltenia. Pomocou tohoto princípu TCP-V nepotrebuje vyčkávať na duplicitné potvrdenia aby zahájilo opatrenia pri vzniknutom zahltení. Kde Reno muselo počkať na duplikáty, sieť sa už nachádzala v stave zahltenia, TCP-V je schopné predísť zahlteniu skôr než k tomu dôjde.

2.1 POMALÝ ŠTART

Slúži ako základný mechanizmus pre nadviazanie spojenia a vlastný prenos dát. V počiatočnej fázy nemá TCP žiadne znalosti o parametroch siete, čiže nevie aká môže byť veľkosť CWND. Teoreticky by mohol TCP posielať na maxime čo by však viedlo k zahlteniu siete. Aby sa predišlo podobným problémom, používa sa mechanizmus pomalého štartu. TCP-V svoje okno CWND zvyšuje exponenciálne na každý ďalší RTT počas pomalého štartu, pričom pomalý štart opustí len v prípade kedy CWND prekročí limit siete, tu označovaný ako prah. Počas dvoch po sebe idúcich RTT sa okno CWND nemení, ostáva fixné, vďaka čomu je možné zmerať rozdiel medzi Očakávanou (Expected) a Aktuálnou (Actual) hodnotou priepustnosti [2].

2.2 MECHANIZMUS PRE OPÄTOVNÉ ODOSIELANIE

Mechanizmy ktoré používa TCP opätovne odosielajú segmenty v prípade vypršaní časovača alebo po prijatí troch duplicitných potvrdení. TCP-V tuto myšlienku prijal a rozšíril, vď aka tomu že je schopný zaznamenávať jednotlivé časy pre každý segment, individuálne pristupuje k potvrdeniam následovne [1, 2]:

- V prípade **duplicitného ACK**, TCP-V overí či je rozdiel, medzi aktuálnym časom a časom zaznamenaným pri odoslaní, väčší než je hodnota časového limitu. Pokiaľ áno, TCP-V opätovne odošle daný segment bez toho aby musel čakať na tri duplicitné potvrdenia.
- V prípade neduplicitného ACK, pokiaľ sa jedná o prvý alebo druhý prijatý ACK po opätovnom odoslaní, TCP-V znovu kontroluje či hodnota zaznamenaná pri odoslaní neprevyšuje hodnotu časového limitu. Pokiaľ áno, TCP-V znovu odošle príslušný segment. Tento spôsob poslúži v prípade ak by došlo ku strate aj počas samotného opätovného odosielania.

2.3 ALGORITMUS TCP VEGAS KU ZAHLTENIU

Prístup TCP-V k zahlteniu závisí na zmenách **Očakávanej** (Expected) hodnoty priepustnosti a **Aktuálnej** (Actual) hodnoty priepustnosti v určitom časovom úseku, pracuje následovným spôsobom [2]:

 Je určená *BaseRTT* [s] ako minimálna nameraná hodnota RTT, ta sa zvolí na základe šírenia oneskorenia (ide o RTT segmentu, ktorý sa nenachádzal v preplnenom spojení). Následovne je vypočítaná **Očakávaná** (Expected) priepustnosť [seg · s⁻¹] a **Aktuálnu** (Actual) priepustnosť [seg · s⁻¹], ktorá sa počíta pre každý RTT:

$$Expected = \frac{cwnd}{BaseRTT},$$
 (1) $Actual = \frac{cwnd}{RTT},$ (2)

kde cwnd je momentálna hodnota okna zahltenia [seg] a RTT [s] je najnovšia odmeraná RTT.

2. Následuje porovnávanie **Očakávanej** (Expected) hodnoty priepustnosti a **Aktuálnej** (Actual) hodnoty priepustnosti označené tiež ako *diff* [seg \cdot s⁻¹]:

$$diff = Actual - Expected = \left(\frac{cwnd}{BaseRTT} - \frac{cwnd}{RTT}\right)BaseRTT = cwnd\left(1 - \frac{BaseRTT}{RTT}\right), \quad (3)$$

ktorej hodnota je vždy nezáporná, a slúži k nastaveniu okna CWND.

3. TCP-V ma implementované dve konštanty α a β , podľa ktorých riadi CWND:

$$\int cwnd + 1 \qquad diff < \alpha, \tag{4a}$$

$$cwnd = \begin{cases} cwnd & \alpha \le diff \le \beta, \end{cases}$$
 (4b)

$$\int cwdn - 1 \qquad diff > \beta. \tag{4c}$$

Pokial' $diff < \alpha$, TCP-V zväčší CWND lineárne počas d'alšieho RTT. Pokial' $diff > \beta$, TCP-V zníži CWND lineárne počas d'alšieho RTT. Pokial' $\alpha \le diff \le \beta$, TCP-V ponecháva CWND nezmenené.

3 POUŽITIE TCP VEGAS PRI PRENOSE PARALELNÝCH DÁTOVÝCH TOKOV

Pomocou metódy TCP Vegas, boli simulované dva dátové toky na šírke pásma o veľkosti 10 Mbit/s. V Obr. 1(a) je možné vidieť ovládanie okna CWND dvoch dátových tokov pomocou metody TCP Vegas. Pri počiatočnom prenose ktorý je možný vidieť na Obr. 1(b) v čase 0 s až 4 s, nastáva fáza pomalého štartu, kedy pri každom následujúcom RTT sa hodnota okna CWND zvyšuje exponenciálne do doby kým sa neprekročí prah.Obr. 1(a) zároveň ukazuje správanie sa okna CWND počas prenosu.



Obrázek 1: (a) Graf okna CWND TCP Vegas, (b) graf okna CWND počiatočných 20 s

Dvojica okien sa správa rozdielne, miesto chaotického správania su rozdelené a ich hodnota okna CWND sa dá považovať za konštantnú. Tento spôsob úpravy okien vychádza z algoritmu metódy, kedy sa nepoužíva pre indikáciu zahltenia duplicitné potvrdenia, ale používa sa predikcia zahltenia pomocou vypočítanej hodnoty *diff*. Pretože je RTT rozdielny pre oba dátové toky výsledná hodnota *diff* bude rozdielna a tak okno CWND rôzne veľké. Aj keď sa hodnota RTT mení pre oba dátové toky, nieje kritická aby dochádzalo ku zmenam veľkosti okna a od času 47 s je splnená podmienka $\alpha \leq diff \leq \beta$ pre oba dátove toky podľa vzorca 4b, hodnota CWND nemení, nedochádza ku stratám a dané TCP spojenie je maximálne efektívne. Graf následovne ukazuje neefektívne rozdelenie dostupného zdroja kde je jeden dátový tok zvýhodnený a jeho hodnota okna CWND je vyššia.

4 ZÁVER

Práca popisuje správanie sa TCP Vegas, z uvedených výsledkov je možné vidieť, že sa samotné TCP Vegas snaží o minimálnu strátavosť a to však na úkor agresívnej správy okna CWND, čo ma za následok kedy sa dátový tok drží na nižšej úrovni a nemôže ísť k maximálnej hranici, ktorá je dovolená sieť ou. Podstatnou nevýhodou TCP-V je neefektívne rozdelenie poskytnutých zdrojov, nedochádza k spravodlivému rozdeleniu prenosovej kapacity a to po celu dobu samotného prenosu.

POĎAKOVANIE

Tento príspevok vznikol za činnosti podporené vývojovým zázemím výskumného centra SIX.

- BRAKMO, L.S., O'MALLEY, S.W., PETERSON, L.L., TCP Vegas: new techniques for congestion detection and avoidance, in *Proc. conf. Commun. arch., prot. and apps.*, London, United Kingdom, p.24-35, 1994.
- [2] SHIHADA, B., ZHANG, Q., HO, P.-H., JUE, J.P., A Novel Implementation of TCP Vegas for Optical Burst Switched Networks, *Optical Switching and Networking*, vol. 7, no. 3, pp. 115-126, 2010.
- [3] Doporučenie RFC 2582: *The NewReno Modification to TCP's Fast Recovery Algorithm* [online]. April 1999. dostupné online: https://tools.ietf.org/html/rfc2582

IMPLEMENTATION OF AES ALGORITHM ON FPGA

David Smékal

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xsmeka11@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jan Hajný E-mail: hajny@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents a VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) implementation of 128-bit AES (Advanced Encryption Standard) on FPGA card (Field-Programmable Gate Array) using Virtex-7 FPGA chip manufactured by Xilinx company. In this project our main concern is to implement all modules of this algorithm on hardware.

Keywords: Cryptography, FPGA, AES, VHDL

1 ÚVOD

Článek se věnuje problematice zabezpečení vysokorychlostních komunikačních systémů. Je zde především představen vybraný algoritmus, který se dnes řadí mezi nejrozšířenější. Jedná se o šifrovací algoritmus AES. Cílem je implementace tohoto algoritmu na platformě síť ových karet FPGA. Jde o programovatelná hradlová pole, která umožňují vývoj hardwarově akcelerovaných aplikací.

FPGA jsou programovatelné logické obvody, které lze naprogramovat až po jejich výrobě. V dnešní době obsahují především programovatelné logické bloky, RAM paměti a multiplexery. Místo vývoje zařízení pro konkrétní funkci, se zvolená funkce nastaví po výrobě a lze ji i průběžně měnit v závislosti na požadavcích konkrétního zadání. Výhodou těchto logických obvodů je jejich univerzálnost. Pro tvorbu uceleného projektu bylo zvoleno vývojové prostředí Vivado® od společnosti Xilinx, které umožňuje odsimulovat jednotlivé kroky algoritmu.

Proč se vlastně šifrování implementuje na hardware? Vždyť je přece spousta softwarových mechanizmů na zabezpečení dat. Implementace na FPGA je mnohem rychlejší a efektivnější, než softwarová, a to řádově až v desítkách Gbps.

2 POPIS ŠIFROVÁNÍ AES

Advanced Encryption Standard, neboli AES, je algoritmus používaný k šifrování dat. Jedná se o symetrickou blokovou šifru, která zpracovává data rozdělená do bloků pevně dané délky 128 bitů. Tyto bity jsou uspořádány do matice 4×4, kdy jedna buňka matice odpovídá jednomu bajtu. K šifrování a dešifrování se používá stejný klíč o velikosti 128, 192 nebo 256 bitů. V tomto článku se používá klíč 128 bitů, který je předem vypočítán. Algoritmus lze rozdělit na tři části – Iniciační část (Key Expansion, AddRoundKey), iterace (SubBytes, ShiftRows, MixColumns, AddRoundKey) a závěrečná část (SubBytes, ShiftRows a AddRoundKey) [1].

Na začátku šifrování se provede expanze klíče. Ke stavové matici 4×4 vytvořené z bloku 128bitů (8×16 bajtů) se v šifře přičte klíč. Poté se devětkrát provede hlavní šifra, což se běžně označuje jako runda. Počet provedení rundy se odvíjí v závislosti na použití délky klíče. Počet 9 odpovídá klíči 128 bitů. Každá runda se skládá ze substituce bajtů stavové matice (SubBytes), rotace řádků (ShiftRows), následně substituce sloupců (MixColumns). Na konci každé rundy se k matici přičte rundovní (iterační) klíč (AddRoundKey). V závěrečné části se opět uskuteční substituce bajtů, rotace

řádků a poslední fází je přičtení klíče finální rundy. Ve výsledné matici jsou uloženy bajty šifrového textu. Tyto popsané kroky jsou zobrazeny ve vývojovém diagramu 1.



Obrázek 1: Jednotlivé kroky šifrování AES

2.1 SUBBYTES – SUBSTITUCE BAJTŮ

Jedná se o prostou substituci, kde každému vstupnímu bajtu je přiřazena předem daná hodnota výstupního bajtu. Přiřazení se provádí dle známé tabulky. Každý bajt se rozdělí na dvě hexadecimální číslice. Pomocí první se určí řádek a pomocí druhé sloupec v tabulce. V dané buňce se pak přečte substituovaný bajt.

Vstupní blok dat, tedy 16 bajtů, rozdělíme na jednotlivé bajty, se kterými následně pracujeme. Lépe řečeno porovnáváme aktuální bajt se substituční tabulkou, kterou máme definovanou jako výběrové přiřazení. Deklarace přiřazení se skládá ze všech 256 možných kombinací vstupního bajtu. Pakliže vstupní blok dat je 16 bajtů, každý bajt se nahradí novou hodnotou určenou ze substituční tabulky. Operace znázorněna na obrázku 2.

S' 0,2

S' 1,2

S' 2,2

S' _{3,2}

S _{0,0}	S _{0,1}	S _{0,2}	S _{0,2}	S' _{0,0}	S' _{0,1}	S' _{0,2}
S _{1,0}	S _{1,1}	S _{1,2}	S _{1,2}	S' _{1,0}	S' _{1,1}	Sʻ _{1,2}
S _{2,0}	S _{2,1}	S _{2,2}	S _{2,2}	Sʻ _{2,0}	Sʻ _{2,1}	S' _{2,2}
S _{3,0}	S _{3,1}	S _{3,2}	S _{3,2}	S' _{3,0}	Sʻ _{3,1}	S' _{3,2}

S _{0,0}	S _{0,1}	S _{0,2}	S _{0,2}	S _{0,0}	S _{0,1}	S _{0,2}	S _{0,2}
S _{1,0}	S _{1,1}	S _{1,2}	S _{1,2}	S _{1,1}	S _{1,2}	S 1,3	S _{1,0}
S _{2,0}	S _{2,1}	S _{2,2}	S _{2,2}	S _{2,2}	Sʻ _{2,3}	S' _{2,0}	S _{2,1}
S 3,0	S 3,1	S 3,2	S 3,2	S _{3,3}	S _{3,0}	S 3,1	S _{3,2}

Obrázek 2: Aplikace SubBytes (vlevo) a transformace ShiftRows(vpravo)

2.2 SHIFTROWS – ROTACE ŘÁDKŮ

Při rotaci řádků se upravují jednotlivé řádky matice následujícím způsobem. V prvním řádku matice se neprovede řádná změna. Ve druhém řádku se provede rotace vlevo o jeden bajt, ve třetím řádku rotace vlevo o dva bajty a ve čtvrtém řádku se provede rotace vlevo o tři bajty.

Je důležité si uvědomit, že matici reprezentujeme vektorem. Je třeba mít na paměti, že první 4 bajty tvoří první řádek, další 4 bajty druhý řádek atd. Pracujeme proto s indexem jednotlivých bitů, které transformujeme dle teoretických pravidel. Transformace znázorněna na obrázku 2.

2.3 MIXCOLUMNS – SUBSTITUCE SLOUPCŮ

Transformace MixColumns vychází z vynásobení získané matice tzv. mixovací maticí viz tabulka č.1. Sloupec původní matice se násobí mixovací maticí, a vznikne tak sloupec nové transformované matice. Násobení jedničkou znamená ponechání původní hodnoty. Násobení dvojkou znamená posuv původní hodnoty o jeden bit vlevo. Násobení trojkou znamená posuv původní hodnoty o jeden bit vlevo. Násobení trojkou znamená posuv původní hodnoty o jeden bit vlevo a následné sečtení (XOR) s původní hodnotou. Pokud je výsledek vyšší než 255, pak se k němu ještě přičte hodnota 1B v hexadecimálním tvaru. Operace násobení dvěma a násobení třemi jsou zřejmé z obrázku č.3. Pracuje se s jedním bajtem, vykoná se posuv a následné sečtení.

2	3	1	1
1	2	3	1
1	1	2	3
3	1	1	2

Tabulka 1: Mixovací matice



Obrázek 3: Násobení dvěma (vlevo) a třemi (vpravo)

2.4 ADDROUNDKEY – PŘIČTENÍ RUNDOVNÍHO KLÍČE

Přičtení rundovního klíče je poslední transformací. Odvození dílčích klíčů o stejném formátu jako původní matice, tj. 4×4 , jsme provedli softwarově a klíče se uloží do paměti nebo registrů na čipu. Následná operace sečtení matice a klíče je prováděna pomocí exklusivního logického součtu XOR.

Vstupní blok dat je stejně velký jako šifrovací klíč, tedy 128 bitů. Obě tyto hodnoty jsou známé, takže nezbývá než provést logickou operaci XOR.

3 REALIZACE

Při praktické realizaci návrhu zabezpečení využíváme síť ovou FPGA kartu COMBO-80G od společnosti Invea-Tech, umožňující vývoj hardwarově akcelerovaných aplikací. Karta je osazena výkonným FPGA čipem Virtex–7 firmy Xilinx. Podporuje technologie 40G a 10G Ethernet. Využívá sběrnici PCI Express pro vysokorychlostní přenosy dat mezi kartou a hostitelským počítačem.

Za pomoci vytvořených testbenchů pro jednotlivé komponenty se odsimulovaly výše uvedené kroky algoritmu. Následně se sjednotily všechny komponenty do jednoho projektu Vivada a provedla se finální simulace. Ta představuje implementaci a ověření výsledků celého procesu šifrování.

4 ZÁVĚR

Pomocí simulace jsme ověřili, že data byla správně zašifrována. Vstupní data prošla přes 4 nezávislé bloky, kdy jsme na výstupu dostali zašifrovaný blok dat. Po ověření správnosti algoritmu se přistoupilo k syntéze, která umožní tvorbu firmwaru pro konkrétní hardwarové zařízení a funkčnost bude možno otestovat v reálné síti.

- [1] BURDA, Karel. Aplikovaná kryptografie. 1. vyd. Praha: VUTIUM, 2013, 255 s. ISBN 978-80-214-4612-0.
- [2] PINKER, Jiří, POUPA, Martin. *Číslicové systémy a jazyk VHDL*. 1. vyd. Praha: BEN technická literatura, 2006, 349 s. ISBN 80-730-0198-5.

ACOUSTICAL DETECTION OF GUNSHOTS IN THE OPEN

Martin Hrabina

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xhrabi04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Milan Sigmund

E-mail: sigmund@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper descibes development of reliable gunshot detection system without need of localization, with emphasis on low power consumption for use in counter-poacher devices primarily protecting elephants in Africa. Intended system will work as a binary detector of gunfire without further classification of used fire-am. Dominance of right gunshot detection over false alarm is crucial. Recognition systém is based on LPC coefficients, correlation against template and comparison of spectal energy in sub-bands.

Keywords: gunshot recognition, signal processing, linea predictive coding

1. ÚVOD

Detekcia výstrelov je súčasnosti používaná najmä v bezpečnostních aplikáciach pre políciu a amádu. Najmä armádne systémy vyžadujú vysokú spoľahlivosť, úspešnosť detekcie blízku 100 % a minimálny reakčný čas. Možnosť pravideľného dobíjania nekladie zvláštne požiadavky na nízku spotrebu. Použitie na zvieracích obojkoch vyžaduje nízku spotrebu vzhľadom na obtiažnosť výmeny batérií, na druhú požiadavky stranu reakčný čas a čiastočne aj na úspešnosť detekcie niesú až také závažne, je však potrebné minimalizovať množstvo falošných alarmov.

Samotným rozlišovaním výstrelov sa zaoberá mnoho publikácií. Publikácia [1] porovnáva niekoľko metód, ako je korelácia, mediánové filtrácie alebo rôzne vlnkové transfomácie, [2] pridáva LPC a MFCC koeficienty v súčinnosti s Gaussovským kernelom (RBF kernel). Publikácia [3] porovnáva LPC a MFCC koeficienty na úrovniach SNR 20dB – 30 dB s výsledkami 59% (LPC) a 31% (MFCC). Niektoré publikácie ďalej odporúčajú použitie metód minimalizujúcich šum.

2. DETEKČNÝ ALGORITMUS

2.1. ZVUKOVÁ DATABÁZA

Dostupná databáza je pomerne malá a slúži na odhadnutie funkčnosti systému, je plánované dodatočné rozšírenie databázy o zvuky strelby aj zvuky cudzie. Databáza je rozdelená na 5 rôzne veľkých kategórií o nahrávkach trvajúcich 15 sekúnd až 2 minúty. Zvolené vzorkovanie je 44,1 kHz a kvantizácia 16 bitov. Zvuky boli nahrávané v prírode za rôznych šumových podmienok. Prvá kategória obsahuje 26 výstrelov zo samopalu, druhá 4 výstreli z pušky, tretia kategória obsahuje 25 záznamov lámania dreva, štvrtá 13 nahrávok štekajúcich psov a posledná rôzne iné zvuky (špliechanie, motor, prelietavajúce lietadlo...). Nahrávky výstrelov obsahujú na začiatku hovorenú reč, udávajúcu vzdialenosť a iné podmienky nahrávania.

2.2. PREDSPRACOVANIE ZVUKU

Podobne ako v [4] bola zvolená dĺžka zvukového okna N = 1024 vzoriek (približne 23 ms), prekrývajúcich sa o $N_{OV} = 1/4$, teda 256 vzoriek. Ďalšie testované varianty boli N = 512 a N = 2048, ďalej bolo testované prekrývanie $N_{OV} = 1/8$ a bez prekrývania ($N_{OV} = 0$). Tieto varianty však nedosahovali úspešnosť zvolenej alternatívy, čo sa prejavilo najmä v prípadoch kedy jedna nahrávka obsahovala viacero výstrelov. Dĺžka okna bola volená ako mocnina čísla 2 kvôli výhode ktorú táto dĺžka poskytuje pri aplikácií FFT.

2.3. ROZPOZNANIE VÝSTRELOV

Vzhľadom na výsledky z [2], takmer 100% úspešnosť detekcie a 8,33% falošných alarmov, v tejto práci sa tiež používa korelácia a LPC koeficienty. Vstupný signál je okienko po okienku porovnávaný s typickými charakteristikami výstrelov. Ako prvé bolo potrebné zvoliť vhodný vzorový signál pre koreláciu. V druhom bode boli porovnané LPC koeficienty ôsmeho rádu (tak ako v [2]) rôznych zvukov, aby bolo možné vybrať tie odlišujúce výstreli od ostatných zvukov. V Matlabe bola zostavená tabuľka LPC koeficientov 8. rádu pre 6 výstrelov a 4 zvuky z rôznych kategórií, následne boli tieto koeficienty manuálne porovnávané a boli zvolené tie, ktoré nadobúdali odlišných hodnôt pre výstreli oproti iným zvukom, doplnený algoritmus bol rozšírený a v prípade potreby bol pridaný ďalší koeficient. Takto zvolené boli koeficienty 3, 4 a 6a ich horná a dolná medz na určenie či sa jedná o výstrel alebo nie, zároveň bola určená aj medz pre koreláciu pozorovaním hodnôt ktoré dosahuje výsledok korelácie s výstrelom a iným zvukom a vhodným kompromisom medzi množstvom falošných alarmov a úspešných detekcií. S týmito nástrojmi môže byť každé vstupné okienko označené za vyhovujúce alebo nevyhovujúce. V prípade, že okienko vyhovuje všetkým trom LPC koeficientom a zároveň korelačnej medzi, je označené za výstrel. Kvôli podstatnému šumu v nahrávkach, tieto podmienky nezaručovali dostatočnú spolahlivosť, hoci dokázali správne označiť väčšinu výstrelov, produkovali množstvo falošných alarmov. Bolo teda potrebné pridať ďalšie pravidlo, ktoré sice nezlepší množstvo detekovaných výstrelov, ale zamedzí väčšine falošných alarmov. Obrázok 1 ukazuje množstvo falošných alarmov v zázname štekania psa.

V súlade s [4] bolo pridaným kritériom porovnávanie energie v rôznych frekvenčných pásmach. Publikácia [4] porovnáva rôzne rozloženie pásem, ich šírku, hornú frekvenciu a iné. V tejto práci je horná frekvencia stanovená na 15 kHz, s piatimi pásmami po 3 kHz. Podobne ako pri LPC koeficientoch, boli aj tu zvolené pracovné frekvencie a stanovené horné a dolné limity na energiu v pásme. Kvôli zjednodušeniu sú používané iba 3 pásma. Toto kritérium bolo dostatočné na odfiltrovanie všetkých falošných alarmov v obrázku 3 a väčšiny ostatných. Obrázok 2 ukazuje signál pozostávajúci z reči a nasledujúcich 3 výstrelov zo samopalu.



Obr. 1: Štekanie psa a dve kritériá



Obr. 2: Výstrel zo samopalu 3x

Celá ideová schéma od digitalizovaného akustického vstupu až po binárny výstup detektoru je ukázaná na obrázku 3.



Obr. 3: Ideová schéma

3. DOSIAHNUTÉ VÝSLEDKY

Výsledky algoritmu sú zhrnuté v tabulke 1, táto porovnáva počet falošných alarmov pri kombináciach rôznych kritérií a všetkých troch kritérií. Úspešnosť v kategórií samopalov (ktorú sme skúmali) bola vo výsledku 81% (21 výstrelov z 26), falošné alarmy dosahovali 12% v kategórií lámania a 0% v ostatních kategóriach. Lovecké pušky dosiahli úspešnosť 50%, táto bude vylepšená so získaním ďalších nahrávok.

Tab.: 1 Falošné alarmy

Krit. / Trieda	Drevo	Pes	Iné
3 kritériá	3 / 25	0 / 13	0/9
korel + energia	10 / 25	1 / 13	1/9
korel + LPC	13 / 25	4 / 13	3/9
LPC + energia	22 / 25	4 / 13	3/9

4. ZÁVER

Cieľom tejto práce je vyvinutie algoritmu na samostatné rozpoznávanie výstrelov podľa vstupného zvukového signálu. Oproti iným autorom dosahujeme mierne horšie výsledky, používame však pomerne menej parametrov signálu, porovnanie je ďalej skomplikované absenciou údajov o šume. Pre ďalšie zlepšenie systému je kľúčové zaistiť ďalšie nahrávky jednak výstrelov, tak aj iných zvukov ktoré by sa mohli vyskytovať v blízkosti afrických slonov. Považujeme súčasný stav za dobrý východiskový bod v ďalšom rozvoji aplikácie, očakáva sa najmä zníženie počtu falošných alarmov.

LITERATÚRA

- A. Chacon-Rodriguez and P. Julian, "Evaluation of gunshot detection algorithms," *Micro-Nanoelectronics, Argentine School of Technology and Applications, 2008. EAMTA 2008.* pp.49-54, 18-19 Sept. 2008
- [2] T. Ahmed, M. Uppal and A. Muhammad, "Improving efficiency and reliability of gunshot detection systems," *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2013*, pp.513-517, 26-31 May 2013
- [3] I.L. Freire and J.A. Apolinário Jr, "Gunshot detection in noisy environments," in Proceeding of the 7th International Telecommunications Symposium, Manaus, Brazil, 2010, pp.1-4.
- [4] A. Dufaux, "Detection and recognition of impulsive sound signals," Ph.D. dissertation, University of Neuchatel, Switzerland, 2001

Magisterské projekty

Biomedicínské inženýrství

DIGITAL IMAGE ANALYSIS OF MITOTIC CHROMOSOMES

Martin Buchta

Master Degree Programme (5), FEEC BUT E-mail: xbucht16@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Helena Škutková

E-mail: skutkova@feec.vutbr.cz

Abstract: The present work describes the cytogenetic from the point of view of image processing. We propose an algorithm which is able to treat every aspect of this analysis such as segmentation and separation of chromosomes. Moreover, our algorithm is tested on images of chromosomes labelled with 2 different methods coming from various free databases.

Keywords: chromosome, cytogenetic, karyotype, image processing, chromosome ideograms

1. ÚVOD

Cytogenetická analýza se zabývá studiem chromosomů a skládá se ze tří částí: segmentace chromozomů, extrakce příznaků a porovnání dílčích chromozomů s jejich ideogramy pro vyhodnocení karyotypu.

Segmentace zahrnuje oddělení jednotlivých chromozomů od pozadí a jejich kategorizaci. Jako vstupní data pro segmentaci jsou v této práci používány snímky vzniklé pomocí proužkovacích metod (G a Q, které jsou nejrozšířenější). Proužkovací metody poskytují informace o vnitřní struktuře chromozomů a umožňují tak diagnostiku některých genetických nemocí.

2. SEGMENTACE

Pro cytogenetickou analýzu chromozomů je nejprve potřeba provést segmentaci chromozomů. Segmentace je silně závislá na kvalitě použitých snímků a náhodném uspořádání chromozomů, proto může být segmentace jeden z nejobtížnějších kroků analýzy.

Z pohledu chromozomů se na obrazu mohou vyskytnout samostatné chromozomy a shluky chromozomů, které mohou být tvořeny překryvem nebo dotykem dvou či více chromozomů, např. tak jak je uvedeno na obrázku 1.

Vzhledem k závislosti segmentace na kvalitě snímku jsou znevýhodněny především techniky využívající prahování obrazu, které ovšem na druhou stranu vynikají svou rychlostí.



Obrázek 1: Segmentace chromozomů od pozadí.

Navržená metoda v této práci využívá předzpracování pomocí naprahování obrazu metodou Otsu, což slouží k nalezení počáteční hranice aktivních kontur [2], které poskytují přesnější ohraničení chromozomů, viz Obrázek 1. Tento přístup tak v sobě kombinuje výhody obou metod, tedy rych-

lejší segmentaci díky eliminaci prázdného pozadí a určení přibližných hranic chromozomů metodou Otsu a přesné ohraničení chromozomů metodou aktivních kontur.

Na obrazu se kromě chromozomů mohou vyskytovat i další objekty, které s analýzou nesouvisí a je třeba je odstranit. Těmito objekty jsou zejména malé částice, které lze odlišit dle velikosti a jadérko, které má výrazně větší velikost než chromozomy, zakulacený tvar či homogennější rozložení barev, než proužkované chromozomy.

2.1. HODNOCENÍ CHROMOZOMŮ

Po detekci objektů je třeba rozlišit již samostatné chromozomy a shluky chromozomů, které je potřeba dále zpracovat. K tomu v této práci použijeme tzv. *single chromosome likelihood (SCL)* algoritmus [3]. Ten každý objekt ohodnotí pomocí skóre, na základě kterého je následně rozhodnuto, jestli se jedná o samostatný chromozom či shluk chromozomů.

Skóre se počítá na základě dvou kritérií. Prvním z nich je tvar chromozomu, který je určen jeho osou, viz kapitola 3, a druhým je počet center vyboulení. Oba tyto parametry se určují z křivosti kontury obklopující chromozom, viz rovnice 1.

$$\kappa(l) = \frac{\dot{x}(l)\ddot{y}(l) - \ddot{x}(l)\dot{y}(l)}{\left(\dot{x}^{2}(l) + \dot{y}^{2}(l)\right)^{\frac{3}{2}}}$$
(1)

Kde \dot{x} (l) a \dot{y} (l) jsou první derivace souřadnic bodů kontury, a \ddot{x} (l) a \ddot{y} (l) druhé derivace souřadnic bodů kontury.

Pokud se objekt skládá z více než jednoho chromozomu a je ohnutý, je nepravděpodobné, že bude ohnutý do tzv. S-tvaru. Zároveň jednotlivý chromozom má pouze dva konce, tudíž při výpočtu parametru křivosti podél kontury chromozomu nám vzniknou dvě oblasti s vysokou mírou křivosti v konkávním úhlu, a to právě na jeho koncích. Při vzniku více podobných oblastí se pravděpodobně jedná o shluk chromozomů.

2.2. Oddělení dotýkajících se chromozomů

Chromozomy, které se pouze dotýkají, tvoří mezi sebou, u snímků s G proužkováním, oblasti s vysokým jasem [1]. Na okrajích těchto oblastí jsou na kontuře detekovány body v konvexních oblastech, které jsou označeny jako tzv. výchozí kandidáti.

Jsou procházeny všechny možné dvojice kandidátů, mezi nimiž se pomocí tzv. *trackovacích* algoritmů hledá cesta s nejvyššími jasovými hodnotami. Je-li taková cesta nalezena, je to pravděpodobný dotyk dvou chromozomů a ty jsou od sebe následně odděleny.

2.3. ROZDĚLENÍ PŘEKRÝVAJÍCÍCH SE CHROMOZOMŮ

Rozdělení překrývajících se chromozomů se podobá oddělení dotýkajících se chromozomů. Překryv lze detekovat na základě nižších jasových hodnot v oblasti překryvu nebo na základě větvení skeletonu shluku [1].

Tentokrát je potřeba brát v úvahu dvě dvojice výchozích kandidátů, mezi kterými se vytvoří fiktivní úsečky, u který se hodnotí jejich vzájemná vzdálenost a také úhel, který by měl být ideálně nulový. Pokud jsou úsečky v přibližné vzdálenosti průměrné tloušťky chromozomu na daném obrázku, s největší pravděpodobností se jedná o místo překryvu dvou chromozomů a ty jsou následně rozděleny.

3. TESTOVÁNÍ

Navržený algoritmus byl otestován na dvou různých databázích. První z nich obsahovala 38 snímků mitotických chromozomů v metafázi s G proužkováním. Avšak tyto snímky byly uloženy ve formátu JPEG s velkou kompresí. Na těchto snímcích se projevila velká nedokonalost jednoduchého prahování snímků. Druhá databáze se skládá ze 162 snímků chromozomů v prometafázi s Q proužkováním. Tyto snímky byly ve velmi dobré kvalitě, navíc díky velkému počtu bylo možné navržený algoritmus řádně otestovat. Algoritmus dosáhl při testování na obou databázích úspěšnosti, viz Tabulka 1. Úspěšnost se počítala na základě správně oddělených dílčích chromozomů jako poměr správně oddělených vůči celkovému počtu chromozomů.

Q proužkování	G proužkování
88,6 %	91,3%

4. DISKUZE

Algoritmus byl navržen pro automatickou segmentaci dílčích chromozomů na snímcích s G a Q proužkováním. Přestože dosáhl průměrné úspěšnosti 90 %, byly určité problémy, které stále vyžadovaly lidský zásah.

SCL algoritmus hodnotí chromozomy dle tvaru jejich osy, která by dle předpokladu neměla mít tzv. S-tvar, viz Obrázek 2 vlevo. Toto pravidlo ovšem neplatí vždy a existují výjimky, které pak algoritmus vyhodnotí mylně.



Obrázek 2: Samostatný chromozom v S-tvaru (vlevo) a chromozom s nečistotou (vpravo).

Další případ selhání algoritmu lze vidět na Obrázku 2 vpravo, kdy se v blízkosti chromozomu vyskytla nečistota, kterou by ovšem mohl být i jiný chromozom. V tomto případě je objekt označen za shluk chromozomů, ale jasová hodnota je mnohem slabší v oblasti centromery daného chromozomu, čímž dojde ke špatnému oddělení.

5. ZÁVĚR

Výstupem této práce je algoritmus pro automatickou detekci a oddělení dílčích mitotických chromozomů v obrazech cytogenetické analýzy. Algoritmus si dokáže poradit i s méně kvalitními snímky a samostatně rozdělit překrývající se chromozomy. Robustnost algoritmu byla otestována na volně dostupných snímcích mitotických chromozomů s G a Q pruhováním.

Přestože je v určitých případech nutný lidský zásah, tak si s většinou snímků dokázal navrhovaný algoritmus poradit a jednotlivé chromozomy vysegmentovat.

- [1] L. Ji: Fully Automatic Chromosome Segmentation, Western General Hospital, Edinburgh, UK, 1994, s. 196-208
- [2] T.F. Chan, L.A. Vese: Active Contours Without Edges, IEEE Transactions on Image Processing, 2001, s. 266-277
- [3] E. Grisan, E. Poletti, A. Ruggeri: Automatic segmentation and disentangling of chromosomes in Q-band prometaphase images, University of Padova, 2007

COMPENSATION OF SMILE EFFECT DISTORTION IN ELECTROPHORETIC GEL IMAGE

Tomáš Dvořáček

Master Degree Programme (5), FEEC BUT E-mail: xdvora0k@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Helena Škutková

E-mail: skutkova@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is engaged in the issue of automatic detection and removal of smile effect geometrical distortion in agarose gel electrophoresis images. Based on created databank of electrophoretic phantoms, an algorithm that is able to repair mentioned smile effect distortion was created. In this paper, two gel images with applied removal algorithm are shown with percentage description of reparation level.

Keywords: agarose, electrophoresis, distortions, smile effect, reparation

1. INTRODUCTION

Gel electrophoresis is a widely used separation method, using applied electric field for migration and separation of differentially charged molecules by their charge and molecule size. This method, even though it is quite archaic (first electrophoretic aperture dates back in 1937) is commonly used in immunology, biology and forensic criminology, which emphasizes solid separated sample recognition for the most accurate classification [1].

Due to wide usage of gel electrophoresis in this day and age, many researches have emerged, to provide software for automatic gel analysis, which would be able to evaluate the fragment size from each electrophoretic run based on band position in each lane given [2].

Unfortunately, in many gels, smile effect distortion, caused by application of high voltages is present, which reduces the chances of successful band size recognition and analysis.

1.1. SMILE EFFECT

Smile effect is mainly caused by the usage of high applied voltage, according to experiments, higher than 150V. Injected samples then run with different electrophoretic mobility in different parts of gel with different temperatures, causing the smile- or frown-shaped distortion, affecting the whole gel. This distortion can also be caused by low concentration of agarose in gel carrier and by applying usual voltage values [4].

1.2. TESTED DATA

Since there is no reliable database of gel electrophoresis images with described effect of smile effect distortion, electrophoretic gel phantoms were created to simulate a wide spread of geometric distortions, caused by artificially created errors. Phantoms, containing smile effect, were used for modeling, testing and analysis of smile effect distortion correction methods.

2. DISTORTION REMOVAL APPROACH

In the first step, the input phantom image is visually enhanced by averaging filters, spur pixels removal and contrast transformation. Individual lanes, containing bands, are then found by iterating through every vertical image line and by finding vertical lines with no dark pixels present. These vertical lines are creating boundaries between lanes containing bands and empty space in the image, so they can be used to find approximate middle points in every lane containing bands. Vertical line, passing through this middle point, is then extracted, and lowest band present (smallest one) is detected in every lane by exceeding the set threshold. These end bands are then fitted with fourthgrade polynomial curve (Fig. 1). The extracted equation, describing the curve, gives the information of vertical axis (y) ascension or descent of x-th pixel. If given pixel ascends, created buffer A indexes integer i for the x-th position, if the pixel descents, it indexes integer -i. Buffer A then can be multiplied by integer constant to regulate the power of resampling, or some positions can be nulled for smoothening the resampled image bottom edge.

In the next step, the resampling process takes place, and every *x*-th vertical lane is either stretched or shortened, based on the increasing or reduction of resampling ratio by adding A(x) integer to this ratio. After this process takes place, the character of smile effect deformation is corrected [3].

Before and after the resampling process, band positions in the first lane are detected by thresholding in the vertical line, passing through middle point in the first lane, which contains bands. These band positions are fitted with a polynomial curve along with corresponding band sizes and this curve can then be used for interpolating kilobase size values for band positions in every other lane, detected the same way. With the knowledge of band sizes before (*Be*) and after (*Af*) resampling process, and with the information of correct ladder band sizes (*ladder*), percentage of correction success can then be calculated by given formula (1), where v is band vertical order, and z is lane horizontal order.

percentage of correction succes = 100 * (abs(Be(v,z) - Af(v,z))/ladder(v)) (1)

3. RESULTS AND DISCUSSION

To show the success of the created smile effect removal algorithm, two gel images were processed in Matlab environment by the described removal algorithm.

The gel No. 1 show signs of smile effect distortion, causing the bands in all lanes to be in different positions. Chosen algorithm has successfully resampled most of the bands into almost the same vertical height, as the bands in the left reference lane (Fig. 1), therefore the algorithm usage results in the percentage of reparation in every base pairs size category, summed up in Table 1.



Figure 1: Results of smile effect distortion correction in every band size, image No. 1

Band size [bp]	1000	900	800	700	600	500	400	300	200	100
Correction [%] Im. No. 1	6.36	6.97	7.10	6.26	7.77	8.40	9.53	11.82	14.65	23.71

Table 1: Percentage of correction success in different band sizes of images
To apply this principle on a real electrophoretic images, the bank of buffers A has to be created, and the choice of needed buffer can be then given to an application user, to choose the most fitting polynomial curve subjectively, or by algorithm, that measures, for example, the slope of last bands in the first and in the last lane of the image. As an example of the approach applied on a real image, subjectively the best possible fit for A buffer creation was used, and one real image was then resampled by given A buffer (Fig. 2).



Figure 2: Real image after application of correction algorithm

4. CONCLUSION

The recent need of fast analysis of all the available results in every scientific field requires nondistorted and non-damaged data. This need arises even in the gel electrophoresis classification, and that is why it is important to reduce as much distortions as possible. This paper shows created approach for removal of smile effect distortion in agarose gel electrophoresis. Results of elimination are shown in two gel images. The average correction percentage in phantom gel image is 10.26 %. To apply created principle on a real gel images, the creation of bank of either derived or manually arranged A buffers can be created, from which the most ideal buffer can be chosen (Fig. 2).

REFERENCES

- [1] PAZOUREK, Jiří. Moderní Elektroforetické Analytické Metody: Přednášky pro magisterské studium. Brno, 2.6.2003
- [2] BAJLA, Ivan, Igor HOLLÄNDER a Kornel BURG. MEASUREMENT SCIENCE RE-VIEW, Volume 1, Number 1, 2001 5 Improvement of Electrophoretic Gel Image Analysis. MEASUREMENT SCIENCE REVIEW. 2001, roč. 1, s. 6. Available from: http://www.measurement.sk/Papers3/Bajla.pdf
- [3] BAILEY, Donald G. a C. Bruce CHRISTIE. Processing of DNA and Protein Electrophoresis Gels by Image Analysis. [online]. [cit. 2014-12-21]. Available from: http://sprg.massey.ac.nz/pdfs/1994_IVCNZ_221.pdf
- [4] WESTERMEIER, Reiner. Gel Electrophoresis. *ELS*. Chichester, UK: John Wiley, 2001-05-30. DOI: 10.1038/npg.els.0005335. Available from: http://doi.wiley.com/10.1038/npg.els.0005335

SEGMENTATION OF ULTRASOUND IMAGES BASED ON ACTIVE CONTOURS FOR IMAGE REGISTRATION

Branislav Hesko

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xhesko00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vratislav Harabiš E-mail: harabis@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes the implementation of the segmentation method applied on ultrasound images, which is based on active contour models. The physical meaning of these models is represented by energy minimalisation of initially defined curve. Energy could be written as a weighted sum of internal and external energy. Internal energy is strictly dependent on the properties of the curve and external energy si represented by a feature extracted from the image. First and second derivative of the curve is used to calculate internal energy and Laplacian of the image as a feature to calculate external energy. Total energy is minimised by iteratively moving points of the curve. Achieved results and persistent problems are evaluated, suggesting the way the future work should lead.

Keywords: ultrasound, segmentation, active contour models, ultrasound images

1 ÚVOD

S rozvojom počítačového videnia v dôsledku rapídneho nástupu počítačových technológií a nárastom ich výkonu bolo umožnené programové spracovanie medicínskych dát. Jednou z najdôležitejších oblastí spracovania sa stala segmentácia ultrazvukových dát ako neinvazívnej, lacnej zobrazovacej techniky bez preukázaných škodlivých efektov.

Vzhľadom na veľkú variabilitu obrazov, rôznych nastavení pri ich snímaní a najmä relatívne nízku kvalitu spojenú s prítomnosť ou šumu typu speckle, neexistuje univerzálna metóda segmentácie, ktorá by preukázala kompletnú funkčnosť so všetkými možnými ultrazvukovými obrazmi. Ako perspektívne a úspešné sa javia metódy aktívnych kontúr, ktorých cieľ om je postupná, iteratívna deformácia krivky pre ohraničenie hľadanej oblasti. Cieľ om tejto práce je implementovať, vo vhodnom prostredí, niektorú z metód aktívnych kontúr a vhodne vyhodnotiť jej úspešnosť segmentácie na testovacích ultrazvukových dátach [1]. Následne bude môcť ďalšia práca nadviazať a smerovať k samotnej registrácii obrazov.

2 PRINCÍP METÓD AKTÍVNYCH KONTÚR

Metódy aktívnych kontúr sú založené na minimalizácii energie počiatočnej krivky. Pozícia, tvar a matematické vyjadrenie krivky sú volené v rámci počiatočných podmienok. Táto voľba zahrňuje aj iné parametre, ktoré vyplývajú z voľby konkrétnej metódy. Všeobecne môže byť hodnota energie popísaná vzť ahom:

$$E_{total} = \alpha E_{image} + \beta E_{cont} + \gamma E_{curve} \tag{1}$$

Hodnota celkovej energie (E_{total}), ktorá je minimalizovaná pre dosiahnutie optimálneho tvaru a umiestnenia krivky, odpovedajúcemu segmentovanej oblasti pozostáva z troch zložiek. Prvá zložka môže byť označená ako externá energia (E_{image}), pretože nezávisí na vlastnostiach krivky, ale na vhodne zvolenom príznaku. Tento príznak odlišuje jednotlivé metódy medzi sebou a umožňuje rozdeliť jednotlivé metódy do dvoch skupín v závislosti na využití gradientu pre výpočet externej energie. Interná energia pozostáva z dvoch zložiek (E_{curv} a E_{cont}), kde obe zložky sú závislé na tvare krivky a sú počítané z jej vlastností. Ich fyzikálny význam vyjadruje zachovanie tvaru a hladkosti krivky. Hodnoty oboch zložiek sú reprezentované prvou, respektíve druhou deriváciou krivky v danom uzlovom bode. V prípade diskrétnej implementácie je derivácia nahradená diferenciálom. Premenné vystupujúce v rovnici (1), α , β a γ sú váhy príspevkov jednotlivých energií k celkovej energii [2].

3 IMPLEMENTÁCIA ZVOLENEJ METÓDY

Samotná metóda bola implementovaná v programovacom jazyku Java. Výhodou zvoleného riešenia je rýchlosť, malá pamäť ová náročnosť a množstvo voľ ne dostupných knižníc pre prácu s obrazmi.

V princípe, rovnica využitá pre implementáciu je zhodná s tou, ktorá je uvedená v rámci teoretického popisu (1). Spôsob výpočtu jednotlivých energií je založený na využití následovných matematických výrazov,

$$E_{image} = -||\Delta I|| \tag{2}$$

kde Δ vyjadruje Laplacián, počítaný konvolúciou s maticou vo forme 3×3 s centrálnym prvkom rovným 4 a v osiach x, respektíve y, s hodnotu 1 v kladnom smere a -1 v zápornom smere od centrálneho prvku. *I* je matica hodnôt originálneho obrazu. Matematicky sa teda jedná o druhú diferenciu.

$$E_{cont} = (\bar{d} - \sqrt{(x_i - x_{i-1})^2 + (y_i - y_{i-1})^2)^2}$$
(3)

Hodnota \bar{d} vyjadruje priemernú vzdialenosť medzi bodmi a výraz pod odmocninou Euklidovskú vzdialenosť medzi dvoma priľahlými bodmi.

$$E_{curv} = (x_{i+1} - 2x_i + x_{i-1})^2 + (y_{i+1} - 2y_i + y_{i-1})^2$$
(4)

Táto energia predstavuje druhú mocninu druhej diferencie počítanú vzhľadom na dva priľahlé body. Výpočtom všetkých troch energií v každom bode dostaneme celkovú energiu krivky. Minimalizáciou energie jednotlivých príspevkov je teda možné minimalizovať aj celkovú energiu krivky. Preto pre každý bod je zvolené okolie, v ktorom je pre každý bod okolia vypočítaná jeho energia a počiatočný bod je nahradený tým s najmenšou hodnotou energie. Iteratívne je teda upravovaná poloha každého bodu krivky až do dosiahnutia optimálnej energie alebo do dosiahnutia presného počtu iterácií.

3.1 NASTAVITEL'NÉ PARAMETRE

Samotná implementácia metódy obsahuje množstvo nastaviteľ ných parametrov, ktoré priamo či nepriamo ovplyvňujú výslednú formu segmentácie. Ich nastavenie by malo byť individuálne pre každý typ obrazu. Medzi nastaviteľ né hodnoty parametrov patria napríklad počet bodov krivky, počet iterácií, veľ kosť prehľ adávaného okolia, váhy jednotlivých energií a najmä počiatočná pozícia a tvar krivky, ktoré sa ukázali ako kľ účové pre správnu segmentáciu.

4 ZHODNOTENIE DOSIAHNUTÝCH VÝSLEDKOV

Testovanie úspešnosti implementovanej metódy spočívalo najmä v testovaní vplyvu interných parametrov na výsledný tvar segmentácie. Ako kľúčová a najdôležitejšia sa ukázala voľba počiatočnej pozície a tvaru krivky. Prvotným využitým typom krivky bola priamka. S jej využitím a správnym umiestnením bola dosiahnutá čiastočná segmentácia objektu ako je vidieť na obrázku 1.

Ako vhodnejšie sa javilo použitie uzavrených kriviek, pretože pri otvorených krivkách bolo potrebné nastaviť váhy interných energií koncových bodov nulové, aby bolo zamedzené zmršť ovanie sa krivky samej do seba. Preto bolo otestované použitie kružnice a rovnako bola dosiahnutá čiastočná segmentácia, obrázok 2. Problémom pri inicializácii formou kružnice bola konvergencia krivky po určitom počte iterácií do jedného bodu. Rovnako ako pri využití priamky, aj v tomto prípade boli polomer a umiestnenie kružnice, teda stred, kľ účovými parametrami pre segmentáciu.



(a) Počiatočná pozícia priamky

(b) Finálna pozícia krivky

Obr. 1: Správna čiastočná segmentácia myšieho nádoru s priamkou ako počiatočnou krivkou



(a) Počiatočná poloha kružnice

(b) Finálna pozícia krivky

Obr. 2: Správna čiastočná segmentácia l'avej siene s kružnicou ako počiatočnou krivkou

5 ZÁVER

Cieľ om tejto práce bola implementácia metódy aktívnych kontúr pre účel segmentácie ultrazvukových dát. Boli otestované dva základné druhy počiatočných tvarov kriviek. Prvým typom bola krivka otvorená a za počiatočný tvar bola zvolená priamka. Druhým typom bola uzatvorená krivka a ako testovací počiatočný tvar bola zvolená kružnica. Umiestnenie a veľkosť oboch typov kriviek bolo nastavené manuálne pre prvotné testovanie. Z priložených výsledkov je zrejmé, že čiastočná segmentácia bola funkčná, avšak algoritmus vyžaduje správne počiatočné umiestnenie krivky a je do veľkej miery závislý od nastavených parametrov.

V budúcej práci bude preto potrebné, zamerať sa na inicializáciu a tvar počiatočnej krivky tak, aby bol algoritmus vo veľkej miere samostatný. To je možno dosiahnuť napríklad predspracovaním iným vhodným segmentačným procesom, ktorý zavedie počiatočnú pozíciu krivky. Pre odstránenie zavedenej chyby spôsobenej aproximáciou pri počítaní diferenciálu namiesto derivácie s využitím priľ ahlých bodov sa ponúka ako vhodné riešenie použitie B-splajnov pre parametrické zadanie krivky a pre potlačenie vplyvu specklí na výslednú segmentáciu bude potrebné využitie iného príznaku ako gradientu pre výpočet externej energie.

LITERATÚRA

- [1] NOBLE, J.A. and BOUKERROUI, D. Ultrasound Image segmentation: A Survey, IEEE Transactions on Medical Imaging . pp. 987-1010, Vol. 25, No.8,2006.
- [2] KASS, M. and WITKIN, A. and TERZOPOULOS, D. *Snakes: Active contour model*. 1988, Palo Alto, USA. ISSN: 1573-1405.

HEURISTIC MODEL IN JOINT EEG-FMRI ANALYSIS

David Janeček

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xjanec21@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: René Labounek

E-mail: labounek@phd.feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the joint EEG-fMRI analysis based on the heuristic model. There is described principle of the heuristic model which assumes that the BOLD (blood oxygen level depend) signal measured by fMRI (functional magnetic resonance imaging) is directly proportional to the spectral shift in the EEG signal. The paper describes algorithm of calculations which was implemented and tested on real data from 22 subjects. The study also monitors effect of different EEG information selection from electrodes of interest (averaging or principal component analysis).

Keywords: heuristic model, simultaneous EEG-fMRI, BOLD, HRF, SPM8, PCA

1. INTRODUCTION

Simultaneous EEG-fMRI belongs to multimodal imaging techniques which use benefits of both, especially better temporal resolution in EEG measurements and much better spatial resolution in fMRI. Scalp EEG records amplified voltage differences between electrodes that are placed on the scalp. fMRI uses changes in the flow of oxygenated and deoxygenated blood in active areas of the brain. Although both modalities simultaneously record the changes of one activity, both are doing it for different signal frequencies. It is 1-40 Hz for EEG after preprocessing and 0,012-0,1 Hz for BOLD signal. Heuristic model uses calculation of neuronal activity from BOLD signal and EEG signal. This empirical model uses dimensional analysis and biophysic model, describes the relationship between changes of EEG spectrum and the BOLD signal during neuronal activity [1], [2], [3].

2. DATA

Same visual oddball simultaneous EEG-fMRI data with same data preprocessing steps from 22 subjects (7 women, age 23±2 years; 1 left-handed man) were used as in Labounek and Lamoš EEICT 2012 study [4].

3. JOINT EEG-FMRI ANALYSIS

3.1. THE HEURISTIC MODEL

The heuristic model of joint EEG-fMRI analysis assumes that hemodynamic changes which are measured by fMRI reflect energy of neuronal changes. We can assume that the BOLD signal at every moment is proportional to the energy dissipation of neurons. We can say that the BOLD signal is directly commensurate to the transmembrane current and transmembrane potential. This premise will not be true immediately. Increase of oxygen supplying occurs with a time lag against of neuron energy dissipation, which we are able to measure with EEG. Kilner et al. declared the neuronal model and the effect of the neuronal activity on the BOLD signal and the EEG signal [1].

Brain activity leads to a shift of the spectrum of EEG signal to higher frequencies. In the spectrum is apparent loss of lower frequencies compared to higher frequencies. And simultaneously, the total

power of the spectrum decreases. This shift of spectrum characterizes activation of neurons. Neuronal activity leads to an increase in the BOLD signal. Based on Kilner et al. model, BOLD changes are directly proportional to the EEG spectrum shift and can be expressed with following equation [1].

$$\left(\frac{b'}{b}\right)^2 \sim (1+\alpha)^2 \sim \frac{\int \omega^2 p'(\omega) d\omega}{\int \omega^2 p(\omega) d\omega}$$
(1)

Where b' is value of BOLD signal during activation of neuronal population, b BOLD in stationary phase. α is the neuronal activation, ω is frequency of EEG signal and p' is normalized power spectrum during activation and p normalized power spectrum in stationary phase [1].

3.2. EXTRACTION OF USEFUL INFORMATION FROM EEG AND FMRI DATA

For simplicity, we can assume stationary phase as a constant value. If we choose the denominator which corresponds with stationary phase as a constant value, we can modify the formula (1) to next form [2].

$$b' \sim \sqrt{\int \omega^2 p'(\omega) d\omega} \tag{2}$$

If we calculate the vector values of the EEG spectrum shift corresponding to the fMRI scanning repetition times (TR), we can use this vector as a regressor in a general linear model for finding BOLD based active sections of the brain related to the shift [2].

3.3. ALGORITHM OF DATA PROCESSING

In the Figure 1, you can see block diagram of the analysis. A vector of normalized power values with EEG spectrum in the times of fMRI scans is calculated in the first step. In the first approach, vectors are calculated for each electrode separately and then are averaged across the electrodes of interest (all 30 electrodes). Second approach uses the principal component analysis (PCA). Main components are computed from the electrodes of interest using PCA. Vectors of spectrum shifts are calculated from these components. Third access computes vectors from each electrode of interest and PCA is used on these vectors. We want to extract signal coming from activated brain regions by using PCA, which is reflected in some of the components computed from all electrodes. The exact component location should be then estimated with fMRI data fusion. In this work, each approach is individually evaluated. When we have vector of spectrum shift values, we need to convolve this vector with hemodynamic response function (HRF) which is an impulse response function of hemodynamic model. HRF models the delay in BOLD signal compared to beginning of the neuronal activity. By contrast, EEG spectrum shift occurs immediately after beginning of neuronal activity. Furthermore, the vector values are normalized and enter as a regressor into general linear model in statistical analysis with fMRI data. Statistical Parametric Mapping version 8 (SPM8, Wellcome Trust Centre, London) is used for this analysis.



3.4. DATA ANALYSIS

There were calculated activations maps based on EEG spectrum shift regressors from averaging method and from PCA methods. Single subject analysis was performed as separate GLM estimation for each regressor method calculation. Group analysis across subjects was computed as one sample t-test separately for each regressor method calculation and evaluated with p-value of statistical significance <0.001 uncorrected for multiple testing errors.

4. RESULTS

Results with group EEG-fMRI activation map for averaging of electrodes, you can see in the figure 2 on the left side. For comparing, you can see same group result from 1st component calculated from EEG data in the middle. This component describes the biggest variability in EEG data. On the right side, you can see same group activation map from 1st component from vectors of the spectrum shift. Correlation coefficients for regressors from all 30 components were calculated and showed that some of regressors are highly correlated and thus some components carry similar information describing information about neuronal activity. For this reason, it is inappropriate to use all regressors into one model matrix of the general linear model. We must create own model matrix for each regressor.



Figure 2: Activations maps calculated for averaging electrodes of interest (left), 1st component from EEG data (in the middle), 1st component from shift of spectrum (right).

5. CONCLUSION

The aim of practical part was to extend the program EEG Regressor Builder about joint analysis based on heuristic model. We can see from figure 2, different methods of calculations can produce more or less different final results of group activation maps. We are able to see that activations maps for the 1st component from EEG data and 1st component of spectrum shift are very similar. In comparison to the averaging of electrodes, components contain fewer active areas. But it is possible that this effect could be affected only with statistical thresholding and that averaging gives only higher statistical significance than PCA components.

In future work, we would like to compare this results with results obtained from relative power based regressors which were computed with same dataset. To extract other useful information about the neural activity from all EEG electrodes, we would like to use independent component analysis (ICA) and to compare them with results from averaging of the electrodes and from PCA. With ICA, we could get components which could be associated with different neuronal activities. Most ideally, some of them could be related to specific task-external stimuli.

REFERENCES

- [1] KILNER, J.M., J. MATTOUT, R. HENSON a K.J. FRISTON. Hemodynamic correlates of EEG: A heuristic. *NeuroImage*. 2005
- [2] ROSA, M.J., J. KILNER, F. BLANKENBURG, O. JOSEPHS a W. PENNY. Estimating the transfer function from neuronal activity to BOLD using simultaneous EEG-fMRI. *NeuroImage*. 2010, 1496–1509.
- [3] HUETTEL, Scott A., Allen W. SONG a Gregory MCCARTHY. *Functional Magnetic Resonance Imaging*. U.S.A.: Sinauer Associates, 2009. ISBN 978-0-87893-286-3.
- [4] LABOUNEK, R.; LAMOŠ, M. Analysis of simultaneous EEG and fMRI data. In The proceedings of the 18th conference EEICT 2012. Brno: BUT, 2012. ISBN: 978-80-214-4462-1.

3D DENTAL SCANNER

Lukáš Kotek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkotek03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Balogh E-mail: balogh@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is about 3D scan of plaster dental casts. The main aim of the work is a hardware and software proposition of 3D scan system for scanning of dental casts. There were used camera, projector and rotate table for this scanning system. Surface triangulation was used, taking benefits of projections of structured light on object, which is being scanned. The rotate table is controlled by PC. The camera, projector and rotate table are synchronized by PC. Controlling of stepper motor is provided by microcontroller ATmega128.

Keywords: Triangulation, structured light, camera, projector, rotation table, stepper motor

1 ÚVOD

Cílem 3D skenování je získání prostorových souřadnic (X, Y, Z) diskrétních bodů skenovaného objektu s volitelnou hustotou. Existuje celá řada principů skenování, které se snaží digitalizovat skenovaný objekt. V této práci je použita optická metoda využívající triangulaci. Tato práce se zaměřuje na hardwarový a softwarový návrh 3D skenovacího systému, který umožňuje 3D digitalizaci sádrových zubních odlitků. 3D skenery mají uplatnění v mnoha oborech jako jsou geodézie, strojírenství, stavitelství a pro nás zajímavé lékařství využívající CAD/CAM technologie. V oboru strojírenství lze 3D model použít pro výrobu funkční kopie na 3D tiskárně tzv. *rapid prototyping*.

Na 3D modelech sádrových zubních odlitků mohou zubní lékaři provádět příslušná měření, navrhovat proces ortodontické terapie, vytvářet částečné protézy aj.

2 AKTIVNÍ TRIANGULACE NA PLOŠE SNÍMANÉHO OBJEKTU

Princip 3D optického skenování, který je v této práci použit, se nazývá aktivní triangulace. Triangulace je způsob určení souřadnic trigonometrickým výpočtem, popř. se výpočet provádí na pomyslném trojúhelníku. Vrcholové body (O_p , $P \ a \ O_c$) tohoto trojúhelníku můžeme vidět na obr. 1. Aktivní část triangulační techniky je tvořena projektorem, který promítá obrazy na skenovaný objekt. Výhodou použití projektoru je rychlost skenování a jeho statická fixace ve skenovací soustavě. Obrazy promítané projektorem jsou poté snímané kamerou. Abychom dokázali odlišit jednotlivé pixely projektoru využíváme kódované obrazy, tzv. strukturované světlo. Systém využívá, oproti bodovým skenovacím systémům, analýzu obrazu celého skenovaného objektu. Princip strukturovaného světla je popsán v následující kapitole.

Geometrický vztah projektoru a kamery k počátku globálního souřadného systému je získán procesem kalibrace. Nyní sledujme prostorový bod *P*. Známe-li pozici projekčního centra projektoru, popř. kamery, (O_p, O_c) a směr optické osy, jsme schopni definovat pro každý obrazový bod rovnici přímky.

Pro rovnici přímky L_p , (resp. L_c) platí:

$$L_p = \{ p = 0_p + t_p \vec{u} : t_p \in \mathbf{R} \} \qquad L_c = \{ p = 0_c + t_c \vec{v} : t_c \in \mathbf{R} \}$$
(1)



Obrázek 1: 3D triangulace

Pokud vektory \vec{u} a \vec{v} jsou lineárně nezávislé, hledáme místo protnutí přímek L_p a L_c . Hledanými parametry pro bod P jsou parametry t_p a t_c . [1], [2]

3 STRUKTUROVANÉ SVĚTLO

Použitím strukturovaného světla se snažíme identifikovat jednotlivé pixely projektoru rychle a efektivně. Strukturované světlo můžeme označit jako obraz, popř. sadu obrazů, známého tvaru. Jedna z možností je využití binárního kódování. Toto kódování využívá sadu černobílých vzorů (obrazů). Projekcí *m* vzorů můžeme zakódovat 2^m oblastí. S každou změnou vzoru sledujeme změnu barvy na jednotlivých pixelech a tyto hodnoty zaznamenáváme do posloupnosti. V případě, že bílá barva určuje hodnotu 1 a černá barva hodnotu 0, poté posloupnost čísel odpovídá číslu oblasti vyjádřené v binární soustavě ($1010_B = 10_D$). Pokud toto kódování použijeme pro vertikální a horizontální směr, můžeme jednoznačně identifikovat pixely projektoru. Pozice každého pixelu na projektoru nám určuje směrový vektor, který je následně použit pro 3D rekonstrukci skenované plochy. Princip tohoto kódování je znázorněno na obr. 2. [1]



Obrázek 2: Binární kódování

4 3D SKENOVACÍ SYSTÉM

Skenovací systém se skládá celkově ze tří základních komponent. Jedná se o dříve zmíněnou kameru a projektor, třetí části je rotační stůl (točna). Točna zajistí náklon skenovaným objektem (zubní sádrový

odlitek) a tedy i skenování ploch, které nebyly oskenovány při jiné poloze. Základní komponenty k sobě budou v pevně definované vzájemné pozici.

Objektivy kamery a projektoru obsahují optické vady, které zkreslují obrazy. Tyto vady se podílí na nepřesnosti měření. Proto je vhodné tyto vady eliminovat kalibrací a následným softwarovým řešením.

Další dílčí součásti skenovacího systému je točna. Speciálně pro tento skenovací systém byla točna navržena a realizována. Točna má dva stupně volnosti a to ve vertikálním a horizontálním směru. K náklonu točny byly použity dva krokové motory. Mezi krokovým motorem pro vertikální náklon a samotnou plochou stolu byla zařazena šneková převodovka pro uchování pozice i po vypnutí napájení motoru. Řízení krokových motorů a komunikaci s PC zajišť uje mikrokontrolér ATmega128 pomocí UART rozhraní. Konverzi dat mezi UART a USB sběrnicí zajišť uje integrovaný obvod FT232RL. Veškeré chování točny bude řízeno instrukcemi posílanými z PC. Úhel náklonu točny lze volit v rozsahu 0° až 360° pro vertikální otáčení a -90° až 90° pro otáčení horizontální.

Důležitým parametrem skeneru je jeho prostorová rozlišovací schopnost. Ta je především dána rozlišením projektoru, vzdáleností skenované plochy od projektoru a použitým kódováním strukturovaného světla. V práci využíváme projektor Acer C20, který může zaostřit obraz až na rozměr 13 cm v uhlopříčce s rozlišením 1024x768. Pokud projektor nastavíme tak, aby uhlopříčka obrazu byla 15 cm v zájmové oblasti, tj. 12 cm v šířce obrazu s poměrem stran 4:3, potom můžeme rozlišit dva prostorové body, které jsou od sebe vzdálené 12/1024 cm, tj. přibližně 0,11 mm. Rozlišení kamery je vyšší než u projektoru, tím načte menší detail a nebude tak determinovat prostorové rozlišení. Dalším parametrem systému je doba akvizice. Tento parametr je podmíněn počtem skenovacích poloh točny, rychlosti změny náklonu točny, rychlostí promítání a sběru obrazových dat. Pokud použijeme tři horizontální náklony a na každou ještě 3 vertikální, dostaneme celkově 9 pozic. Při použití binárního kódování je na každou polohu promítáno celkově 20 vzorů (deset pro kódování sloupců a deset pro kódování řádků). Na promítnutí jednoho vzoru s následným uložením obrazu z kamery je odhadována doba 200 ms. Tím dostáváme čas okolo 36 s na projekci vzorů a uložení obrazových dat. K tomuto času je nutné přičíst čas potřebný k nastavení příslušných poloh točny a tím dostaneme celkový čas akvizice.

Synchronizaci všech komponent obstarává program z PC. Tento program můžeme rozdělit na tři bloky. První blok zajišť uje promítání vzorů projektorem. Druhý blok nastavuje polohu točny a poslední blok se stará o zpracování obrazů, 3D rekonstrukci a vizualizaci 3D modelu.

5 ZÁVĚR

Vyrobená točna je umístěná a upevněna do fixačního rámu. Do tohoto rámu je upevněna i kamera s projektorem. Na nepájivém poli je sestrojen řídící obvod pro točnu. Byl vytvořen program pro mikrokontrolér na řízení otáčení krokových motorů a komunikaci s PC. Následně bude provedena kalibrace systému. V C# .NET bude vytvořena aplikace, která umožní dříve zmíněnou synchronizaci skenování, 3D rekonstrukci a vizualizaci 3D modelu. Celková doba akvizice pro získání celého 3D digitálního modelu se odhaduje do 1 min.

REFERENCE

- [1] LANMAN, Douglas, Gabriel TAUBIN. *Build Your Own 3D Scanner: 3D Photography for Beginners*. In: Brown University [online]. 2009 [cit. 2014-12-26]. Dostupné z: http://mesh.brown.edu/byo3d/notes/byo3D.pdf.
- [2] PAVELKA, Karel. *Fotogrammetrie 10*. Vyd. 2., přeprac. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2003, 194 s. ISBN 80-010-2649-3.

PSG-BASED CLASSIFICATION OF SLEEP PHASES

Martin Králík

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkrali18@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marina Ronzhina

E-mail: ronzhina@feec.vutbr.cz

Abstract: This work is focused on classification of sleep phases using artificial neural network. The unconventional approach was used for calculation of classification features using polysomnographic data (PSG) of real patients. This approach allows to increase the time resolution of the analysis and, thus, to achieve more accurate results of classification.

Keywords: polysomnography, sleep scoring, classification features, neural networks

1. ÚVOD

Výzkum spánku v minulém století zaznamenal velký rozvoj, za posledních 50 let jsou však používány stále stejné postupy pro klasifikaci spánkových fází, které byly v roce 2006 jen mírně upraveny Americkou akademií spánkové medicíny (AASM). Konvenční skórování spánku je prováděno v třicetisekundových intervalech. Není proto divu, že se v poslední době objevují pokusy o modernizaci, jako je například zvýšení časového rozlišení výsledného hypnogramu [1], kterým se zabývá tato práce.

2. KLASIFIKACE SPÁNKOVÝCH FÁZÍ

Data použitá v tomto článku pochází ze spánkové laboratoře Fakultní nemocnice u svaté Anny v Brně. Tato data byla naměřena již dříve, v rámci studie RELIEF,která se týkala léčby pacientů s farmakorezistentní hypertenzí metodou ablace renálního sympatiku. Jedná se o PSG data od asi třiceti pacientů, každý záznam obsahuje 20 až 22 signálů, včetně již manuálně vyhodnoceného hypnogramu, jež byl použit jako referenční při učení a testování neuronových sítí. Data byla dodána ve formátu .MAT, je však známo, že byla původně uložena ve formátu .EDF, předzpracována filtry a konvertována. Všechny použité signály jsou vzorkovány na frekvenci 256Hz. [2].

2.1. VYTVOŘENÍ KLASIFIKAČNÍCH PŘÍZNAKŮ

Při klasifikaci bylo pracováno se signály, které doporučuje i AASM, tedy se signálem EMG-sub měřeným na bradě, dále se dvěma svody EOG z levého a pravého oka a dvěma svody EEG – C4M1 a C3M2. Při konvenční klasifikaci jsou signály EMG a EOG zpracovávány obvykle v časové oblasti, signál EMG pak poskytuje užitečné informace jak v časové (detekce graofelementů), tak především ve frekvenční oblasti [3]. Před samotnou klasifikací byly z výše uvedených signálů vypočteny parametry, sloužící jako klasifikační příznaky. Signály EOG1, EOG2 a EMG jsou reprezentovány hodnotou maximální výchylky, spočítanou v okně velikost 3s (768 vzorků) v překryvem 2s (parametry aEMG, aEOG1, aEOG2), neboť nás zajímá především velikost změny signálu. U signálů EEG byly vytvořeny spektrogramy (parametry okna stejné jako v předchozím případě) a z nich pak pro každý svod 4 parametry, reprezentující relativní zastoupení jednotlivých spánkových rytmů: $\delta = 0.4$ Hz, $\theta = 4.8$ Hz, $\alpha = 8.13$ Hz, $\beta = 13.30$ Hz (parametry pDelta1, pTheta1, pAlfa1, pBeta1 respektive pDelta2, pTheta2, pAlfa2, pBeta2 pro druhý svod EEG). Ukázku relativního zastoupení jednotlivých rytmů ve spektru EEG v rámci jednoho kratšího úseku (odpovídá 31. fázi Wake) vidíme na Obrázku 1.



Obrázek 1: Ukázka signálů spánkových rytmů

2.2. KLASIFIKACE FÁZÍ WAKE A N3

Přestože se práce pokouší využívat alternativních postupů při klasifikaci spánkových fází, je spánek dělen podle doporučení AASM na fázi bdění (W), tři fáze různě hlubokého spánku (N1-N3) a fázi, kdy se zdají sny (REM). Nejjednodušší klasifikací je dělení spánku na bdění (W) a hluboký spánek (N3), neboť lze očekávat, že se tyto fáze nejvíce liší.

Samotná klasifikace proběhla pomocí neuronových sítí, vytvořených v programovém prostředí MATLAB (verze 2009b). Jedná se o jednoduchou dopřednou síť s jedním výstupním neuronem s lineární aktivační funkcí. Síť má dvě skryté vrstvy s proměnlivým počtem neuronů v každé z nich, aktivační funkce skrytých neuronů je sigmoidální. Při učení byla užita metoda gradientního sestupu, cílová hodnota kvadratické chyby 0.01, počet učebních epoch 300 a krok učení 0.01. Schéma neuronové sítě ukazuje Obrázek 2.



Obrázek 2: Schéma neuronové sítě

Jako učební data byly použity výše uvedené parametry z 280 sekund fáze W a 280 sekund fáze N3. Učební data byla vybrána tak, aby plně reprezentovala danou fázi, neboli aby neobsahovala přechody mezi fázemi. Jako testovací data byla vytvořena matice 11x112, obsahující rovnoměrné zastoupení W a N3 z jiných období spánku. Výstupní vektor byl kódován hodnotami 0 pro W fázi a 1 pro N3. Bylo provedeno testování neuronové sítě s 13-20 neurony v první a 3-6 neurony ve druhé skryté vrstvě. Pro každou kombinaci byla úspěšnost testovací množiny 100%, odlišná nebyla ani rychlosti učení různě rozsáhlých neuronových sítí. Lze tak říci, že pro klasifikaci dvou naprosto odlišných spánkových fází, jako je W a N3, je dostačující neuronová síť s 13 a 3 neurony ve skrytých vrstvách, využívající 11 navržených parametrů.

2.3. KLASIFIKACE FÁZÍ WAKE, N3 A REM

V druhé části byla do klasifikace zahrnuta další spánková fáze – REM. Předpokladem bylo, že se zhorší přesnost klasifikace, neboť REM fáze má společné znaky se zbylými fázemi. Proti fázi N3 lze očekávat vyšší mozkovou aktivitu, stejně nízký by však měl být svalový tonus. Stejně jako u fáze bdění očekáváme u REM pohyby očí [2].

Pro klasifikaci byla použita neuronová síť o téměř stejné struktuře, jako v předchozím případě. Na rozdíl od ní ale byl zde testován vyšší počet neuronů v první vrstvě a byl použit vyšší počet učeb-

ních epoch. Pro učení byla vytvořena matice ze tří matic 11x280, jejich výběr probíhal stejně jako v případě klasifikace dvou fází – jsou tedy vyloučeny okrajové části spánkových úseků. Testovací množina pak obsahuje tři matice 11x56 s rovnoměrným zastoupením všech tří fází, výstupní vektor kódován hodnotami 1 až 3 pro fáze W, N3 a REM.

Při žádném z uvedených nastavení neuronové sítě nebylo dosaženo cílové hodnoty kvadratické chyby 0.01 a učení každé sítě tak končilo po 500 epochách. Hodnota 500 epoch byla zvolena především proto, aby nedocházelo k nežádoucímu přeučení sítě. Otestováno bylo celkem 52 různých nastavení skrytých vrstev sítě, počet neuronů první vrstvy se měnil v rozmezí 13-25, u druhé vrstvy stejně jako v předchozím případě 3-6. Výsledné úspěšnosti testování pro jednotlivé kombinace zobrazuje Obrázek 3.



Obrázek 3: Závislost úspěšnosti klasifikace neuronové síti na počtu neuronů

Z grafu lze vyčíst, že nejlepších výsledků dosahovaly jednodušší sítě se třemi a čtyřmi neurony v druhé vrstvě a 15 resp. 14 neurony ve vrstvě první. Při bližším pohledu na výsledky testování sítě 14-4 zjistíme, že zatímco všech 56 W a N3 fází bylo klasifikováno správně, u REM fáze byla úspěšná klasifikace pouze u 42 případů. Tento fakt je důsledkem již zmiňované podobnosti REM fáze se zbylými dvěma fázemi.

3. ZÁVĚR

Z výsledků práce lze usuzovat, že klasifikace spánkových fází s vyšším časovým rozlišení je proveditelná a neuronové sítě jsou vhodným prostředkem pro takovou klasifikaci. Při dělení na bdělost/hluboký spánek bylo dosaženo 100% přesnosti detekce, po přidání fáze REM se úspěšnost snížila na zhruba 92%. Lze tedy říci, že klasifikace spánku "in continuum" je reálná a mohla by po dalším výzkumu v některých případech nahradit konvenční metodu, kde se hypnogram vytváří pro 30s úseky PSG záznamů.

REFERENCE

- [1] ÁLVAREZ-ESTÉVEZ, Diego, José M. FERNÁNDEZ-PASTORIZA, Elena HERNÁN-DEZ-PEREIRA a Vicente MORET-BONILLO. A method for the automatic analysis of the sleep macrostructure in continuum. *Expert Systems with Applications* [online]. 2013, vol. 40, issue 5, s. 1796-1803 [cit. 2015-03-02]. DOI: 10.1016/j.eswa.2012.09.022
- [2] FAKULTNÍ NEMOCNICE U SV. ANNY. Měření polysomnografických (PSG) signálů v rámci grantu "Význam spánkové apnoe v patofyziologii a léčbě fibrilace síní": Manuál k měření [.doc]. 23 s. [cit. 2015-01-03]. NS 100 98-4
- [3] IBER, Conrad. The AASM manual for the scoring of sleep and associated events: rules, terminology and technical specifications. Westchester, IL: American Academy of Sleep Medicine, c2007, 59 p.

PREPROCESSING OF ELECTROPHORESIS SAMPLES FOR SUBSEQUENT CLASSIFICATION

Ondřej Krupka

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkrupk03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Vítek

E-mail: vitek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the preprocessing of the elektroforeogram images that were created with respect to highest quality possible. The main goal is the preprocessing of the images based on the contrast enhancement and the detection of lines and bands.

Keywords: EEICT, electrophoresis, preprocessing, segmentation

1. INTRODUCTION

Gel electrophoresis is a significant separation method. It is using a difference between various particle's mobility in an electric field. It is the most common method used for biopolymer, nucleic acid and protein separation. [2]

This paper deals with an agarose gel electrophoresis. The observed sample of DNA is placed into the gel's sample wells. Then the gel is placed into an electrophoresis tank filled with appropriate buffer which allows the conductive connection. After a DC is applied on the tank, samples begin to move from the cathode to anode. The distance travelled depends on the sample weight. Based on the *electrophoretic mobility*, lighter molecules travel longer distances than the heavier ones. After a desired amount of time, the sample is withdrawn and placed under an UV light and captured by a digital camera. This visualization process is allowed by a UV-sensitive dye, which is a part of the gel. [3]

2. PREPROCESSING OF THE SAMPLE IMAGE

The captured image is usually very far from an ideal one. There are many types of interferences that occurs in the process of electrophoresis, for example the *smile effect*, which is caused by an uneven heating of the gel during the process. Another examples are the *bad resolution of sample fragments*, *band blur* etc. [1], [2]

In the matter of a good classification, it is necessary to get as good image as possible. A good preprocessing algorithm of the image is needed to eliminate the interference. [1]

The used algorithm block diagram is on the **Figure 1**.



Figure 1: Used algorithm block diagram

2.1. INPUT IMAGES

Sample images were made in the DBME laboratory, the set of eleven images was made with various parameter settings, e.g. voltage, duration and gel density. The image quality was the main goal and after some adjustments in the process, good quality images were achieved – **Figure 3**. Those images are the input for the proposed method.

2.2. CONTRAST ENHANCEMENT

First of all, image contrast is needed to be repaired. The image is automatically cropped by smoothing the image via a median filtering, rounding the values higher than 0.95 to 1 (this is the background of the image) and then detecting the border of the gel, which is not equal to 1, from left and right side. Image is then normalized, converted into grayscale and if the bands are white with black background, the image is inverted. Then the *piecewise linear transformation* is done, this increases the spread of higher used values in the histogram and contrast is enhanced. Next step is to use the *gamma correction*, which is a non-linear contrast transformation. The γ value is in the interval of <0,6;2,5> and γ <1 is used for overexposed images and γ >1 is used for underexposed images. Those values are set up manually. The right choice of transformation parameters is very crucial for the method and those values vary from image to image. [1]

2.3. LINE DETECTION

For the line detection, a standard deviation of the image is computed. This 1D signal is smoothed by a median filter and inverted. The local maxima are detected with a windows based on the width of the cropped image in pixels divided by a specified number of lines on the image. Positions of peaks are saved.

2.4. BAND DETECTION

Similar to the line detection, but this time, the average is computed (higher peaks are appearing), smoothed and inverted. Local maxima are detected with a threshold of 15% of the average maximum - **Figure 2**. Once more, detected positions are saved.



Figure 2: Band detection of Figure 3. a), with a threshold of 15% signal's maximum

2.5. OUT COMING IMAGES

Based on the saved positions, the image is segmented – **Figure 3**. Almost all bands are detected, there are some false positive and false negative detections, but those depend more likely on the quality of the image – there are detections of sample wells that were not removed by the preprocessing - Table 1.



Figure 3: Output images a) One of the first images - blurred bands, curved lines and good contrast - 93.24% successful detection b) Fourth attempt - some blurred bands, some not, mostly straight lines and good contrast - 83.65% successful detection c) Later attempt - mostly clear bands, straight lines and good contrast. 91.45% successful detection

	Band	No band
Detection	89.45%	5.61%
No detection	10.55%	-

 Table 1: Results of the method

3. CONCLUSION

From given images, it can be said, that the method is successful – almost 90% of bands were detected. Sensitivity of the method is 0.89 and positive prediction value is 0.94. Images were made almost ideal and with right contrast enhancement and the preprocessing in general, the segmenta-

tion itself is not difficult. Lines are detected without any errors, bands are overwhelmingly detected right on all of the images. Parameter adjustments on the *piecewise linear transformation* had to be made for some images with worse contrast caused by dull Sigma and Biolabs 100bp ladders.

A minority of detections are false positive, or false negative, but this is often caused by an error of the gel, for example a sample well puncture or by a damaged gel. Even with blurred bands, the detection results are very good.

Images, that were preprocessed and segmented by this method, can further be used for electrophoreogram classification, using the cluster analysis.

REFERENCES

- SKUTKOVA, Helena, Martin VITEK, Sona KRIZKOVA, Rene KIZEK and Ivo PROVAZ-NIK. Preprocessing and Classification of Electrophoresis Gel Images Using Dynamic Time Warping. 2013, vol. 8, pp. 1609–1622.
- [2] AUSUBEL, Frederick M. Current protocols in molecular biology. Media, Pa.: J. Wiley, order fulfilment, c1987-, 2 v. (loose-leaf). ISBN 97804715033782-.
- [3] CHEN, Peter. COLLEGE OF DUPAGE. Electrophoresis [online]. [cit. 2014-11-16]. Available at: <u>http://bio1151.nicerweb.com/Locked/media/ch20/electrophoresis.html</u>

HAND-DRAWN OBJECTS RECOGNITION

Jakub Křístek

Master Degree Programme (2), FIT BUT nebo FEEC BUT

E-mail: xkrist05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Oto Janoušek

E-mail: janouseko@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with recognition of hand-drawn objects traced by children with mental disorders. The aim is to classify object's geometrical primitives into classes and display them along with the idealized shape of the input object. Level of mental retardation is determined by the variance of the input (drawn) object from idealized shape of the object (artwork).

Keywords: Object recognition, hand-drawn objects, feature description methods

1. ÚVOD

Způsob kresby, resp. míru odchylky nakresleného objektu od předlohy, lze využít k diagnostice psychických poruch osob. Kresebné testy jsou využívány zejména v diagnostice dětí, neboť se předpokládá, že děti kreslit baví a není třeba je podrobovat složitým psychologickým testům. Kresebné metody eliminují problém porozumění textu, v případě kreslení dle předlohy každé dítě pochopí zadaný úkol.

Diagnostická výtěžnost kresebných testů je však limitována subjektivním hodnocením terapeuta, který provádí vyhodnocení kresby. Kromě toho je administrace kresebného testu a jeho hodnocení časově velmi náročné. Automatické rozpoznání kresby a míry její distorze obě omezení překonává.

Postupy popisované v této práci předpokládají, že bylo provedeno předzpracování kresby. Předzpracování spočívá ve vektorizaci čar, ze kterých se kresba skládá, a v určení pořadí jejich vzniku. Každý objekt v kreslené scéně je po předzpracování tvořen uceleným souborem vektorů, které jsou charakterizovány počátečním bodem, směrovostí a příslušnou délkou. Soubory vektorů jsou následně popsány svými příznaky, na základě jejichž analýzy je objekt klasifikován do stanovených tříd objektů.

Rozpoznávání ruční kresby v této práci je omezeno pouze na základní geometrické obrazce, tj. čtverec, obdélník, trojúhelník a kružnice, ze kterých pak spojováním vznikají obrazce složitější. Na těchto základních tvarech lze otestovat navrženou metodu a tu pak aplikovat na celou sadu objektů.

2. METODA POPISU A KLASIFIKACE

Popsané objekty jsou reprezentovány vektorem příznaků, který má charakter číselného řetězce, a slouží k následné klasifikaci objektů. Ideálně je hledán takový popis, který je invariantní vůči rotaci, posunutí i velikosti objektů. [1]

Protože se jedná o popis samostatných objektů, nikoliv rozpoznávání primitiv v obraze, spadá zvolená metoda do oblasti příznakových metod. Pro popis lze použít metodu Freemanova vrcholového nebo pixelového kódu, Fourierovy deskriptory, deskriptory B-spline křivky nebo momentovou metodu. Protože je třeba měnit velikost idealizovaného objektu v závislosti na velikosti vstupního (nakresleného) objektu a také je pro následnou klasifikaci vyžadována rotační i translační invariantnost, byla zvolena metoda Freemanova řetězového pixelového kódu (dále jen Freemanův kód). Princip popisu objektu pomocí Freemanova kódu spočívá v určení hodnot příznaků z hraniční reprezentace objektu, která je v případě kreslených objektů jednoznačně vymezena. Každému hraničnímu pixelu je přiřazeno příslušné číslo ze schématu (**Obrázek 1** vlevo) podle směru, ve kterém se nachází další hraniční pixel. Po otestování všech pixelů tvořících hranice objektu a uložení směrovosti je Freemanův kód tvořen řetězcem čísel (**Obrázek 1** vpravo), které tvoří příznakový popis objektu. [2]



Obrázek 1: Osmi směrová reprezentace Freemanova kódu a Freemanův kód čtverce o straně délky 3 a začátkem v levém horním rohu

Rozpoznávání objektů (klasifikace) spočívá v zařazování objektů do předem daných tříd charakterizovaných jako množina prvků, které mají z hlediska klasifikace společné vlastnosti. Metod klasifikace je velké množství, od složitých neuronových sítí, které potřebují trénovací množinu dat, až po nejjednodušší porovnání vektorů příznaků s využitím minimální vzdálenosti, například Hammingova či Euklidovská vzdálenost. [3]

Klasifikace v této práci vychází z prostého porovnání řetězových kódů vstupního a idealizovaných objektů s velikostí a natočením odpovídající vstupnímu objektu. Vstupní objekt se porovná se všemi čtyřmi třídami (čtverec, obdélník, trojúhelník a kružnice) a klasifikuje se do té třídy, se kterou je nejvíce podobný. K porovnání lze využít například výše zmíněnou Hammingovu vzdálenost. Ukázka vstupního a výstupního objektu a jeho klasifikace (**Obrázek 2**).



Obrázek 2: Vstupní data (vlevo-čísla značí pořadí vzniku vektorů) a výstup (vpravo) - červeně značený idealizovaný objekt

3. HODNOCENÍ

Sada obrazců k testování vychází z psychology používaných kresebných testů, konkrétně z Bentonovy sady. Bentonova sada obsahuje obrazce složené z čtverců, obdélníků, trojúhelníků a kružnic. Pro správné určení třídy objektu jsou objekty klasifikovány jednotlivě dle čtyř elementárních tříd geometrických objektů, jak je zmíněno výše.

Hodnotí se celková odchylka kresby od předlohy a odchylky dílčích čar. Celková odchylka je míra nepřesnosti celého nakresleného objektu od předlohy, kdežto dílčí odchylka se týká každé čáry objektu zvlášť. Toto hodnocení je třeba kvůli hodnocení osobnostního rysu dané osoby. Může se totiž stát, že pokusný subjekt nakreslí jen část objektu s velkou odchylkou od předlohy. Může to být například proto, že subjektu dělá problém nakreslit čáry určitého směru nebo zakřivení.

Dále se hodnotí míra odchylky pozice kresby vzhledem k podkladu. Protože administrace testu bude využívat jako kresebný podklad zařízení s dotykovým displejem, budou předlohy umístěny v různých pozicích kresebného okna. Je tedy třeba také zhodnotit, jestli subjekt svou kresbu umístil do stejné pozice, jako byla předloha.

ZÁVĚR

Freemanův kód byl aplikován na všechny čtyři základní primitiva a na testovaný obrazec. Testovaný tvar odpovídá čtverci s protaženým levým spodním rohem, což symbolizuje chybu při kresbě, kdy subjekt spodní hranu protáhne a pak se snaží vrátit se šikmým směrem vzhůru k počátku. Níže uvedený testovaný obrazec slouží pouze pro demonstraci metody a jako ukázka distorze, která může vzniknout při kreslení dle předlohy. V praxi je testováno mnohem více variant chyb každé třídy geometrických primitiv.

Na základě porovnání Hammingovy vzdálenosti Freemanových kódů byl testovaný obrazec (viz **Tabulka 1Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**) klasifikován jako čtverec, což dle tvaru testovaného objektu odpovídá. Druhý nejbližší je obdélník, naopak nejvzdálenější je trojúhelník s kružnicí. Navrženou metodou lze správně klasifikovat primitiva do tříd a rozšířit možnosti využití kresebných testů.

Testevený tver	Froomonův kód	Objekt	Hammingova vzdálenost				
Testovany tvar	Freemanuv kod	Objekt	Č	0	К	Т	TT
	00000666664444422222	Čtverec (Č)	-	4	12	17	4
	0000006664444444222	Obdélník (O)	4	-	15	17	5
	07676464644424222110	Kružnice (K)	12	15	-	12	12
	77777774444441111111	Trojúhelník (T)	17	17	12	-	14
	00000666644444441122	Test. tvar (TT)	4	5	12	14	-

Tabulka 1: Hammingovy vzdálenosti testovacího tvaru a základních geometrických primitiv

REFERENCE

- [1] HORÁK, Karel. *Popis objektů*. [cit. 2014-11-20]. Dostupné z: http://midas.uamt.feec.vutbr.cz/ZVS/lectures-pdf/10_Popis_objektu.pdf
- [2] ANNAPURNA, Pulipati, Sriraman KOTHURI a Srikanth LUKKA. International Journal of Application or Innovation in Engineering [online]. 2013 [cit. 2014-11-22]. ISBN 2319-4847. Dostupné z: <u>http://www.ijaiem.org/volume2issue8/IJAIEM-2013-08-31-081.pdf</u>
- [3] ŠŤASTNÝ, Jiří. *Netradiční metody a algoritmy pro rozpoznávání objektů technologické scény*. Brno: VUT FSI, 2005 [cit. 2014-11-27]. Dostupné z: <u>http://www.vutium.vutbr.cz/tituly/pdf/ukazka/80-214-3117-2.pdf</u>

DYNAMIC DRAWING ANALYSIS

Ivana Liberdová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xliber00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Oto Janoušek

E-mail: janouseko@feec.vutbr.cz

Abstract: This article is focused on the dynamic drawing analysis. It deals with temporal segmentation methods for hand-drawn pictures. The automatic vectorization of segmentation results is considered as well. Dynamic drawing analysis may significantly improves tracing drawing test utilization in the clinical physiology trials.

Keywords: dynamic drawing analysis, tracing drawing tests, temporal segmentation of drawings, curve fitting

1. ÚVOD

Práce se zabývá analýzou dynamiky kreslení a jejím cílem je vývoj aplikace sloužící jako objektivní diagnostický prostředek poruch senzomotoriky, vnímání obrazu či retardace vývoje dítěte. Aplikace rozšiřuje možnosti psychologických kresebných testů, využívaných zejména pro oblíbenost kresby jako nenucené zájmové činnosti malých dětí. Kresebné testy kromě výpovědní hodnoty o vývoji dítěte či diagnostiky poruch centrální nervové soustavy (např. tremor), poskytují i možnost objektivního hodnocení kvantifikátorů distorze kresby a časových kvantifikátorů kresby. [1][2]

Kresebný test je založen na obkreslování předlohy. Během kreslení jsou zachyceny údaje o pozici hrotu záznamového zařízení a současně o čase zakreslení každého bodu kresby. Na základě časové analýzy kresby lze provést segmentace kresby do geometrických primitiv. Pro hodnocení distorze kresby je dále nutné převést kresbu do její vektorizované podoby, klasifikovat geometrická primitiva a na základě odchylky kresby od ideálního tvaru diagnostikovat stupeň mentálního vývoje dětí.

2. ZÁZNAM KRESBY

Volba záznamového média determinuje psychologické rozpoložení testovaného subjektu (probanda), který by si neměl příliš uvědomovat testování, aby výsledky nebyly ovlivněny nervozitou. Proto byl pro záznam dat použit minitablet s propisovacím perem simulující plátno a tužku. Zachycené souřadnice a jejich časové informace byly následně exportovány do Matlabu. Na obrázku (Obrázek 1) lze vidět obkreslovací šablonu užitou při testu (čtverec) a data obrazce zachycená vybranou metodou. Získaná data probanda jsou zobrazena ve formě ekvidistantně rozložených bodů v čase.



Obrázek 1: Šablona obkreslovacího testu (vlevo), data obrazce kreslená probandem (vpravo)

3. ANALÝZA ČASOVÉHO PRŮBĚHU KRESBY A JEJÍ SEGMENTACE

Pro návrh metody segmentace kresby je nejprve nutno analyzovat časový průběh kresby. Předpokladem úspěšné segmentace je delší časová prodleva mezi jednotlivými kresbami geometrických primitiv – úseček, kružnic. Přestože obrazce vznikají jedním tahem spojitou kresbou, v úhlech geometrických obrazců dochází díky psychomotorickým zákonitostem ke zpomalení kresby či k úplnému zastavení. V bodě zastavení končí kresba primitiva nebo celého obrazce a začíná kresba dalšího primitiva.

Pro potvrzení této hypotézy byla naměřena data dle metody z kapitoly 2. Probandi měli za úkol nakreslit jednoduchý obrazec, na kterém lze analyzovat časový průběh kresby, na jehož základě se provedla analýza a následně sestavena metoda pro segmentaci úseků postupně vnikající kresby.

Na obrázku (Obrázek 2) lze vidět graf velikosti časových prodlev po sobě jdoucích bodů. Již zde je možno rozlišit větší prodlevy mezi body nacházejícími se v úhlech obrazce. Po stanovení prahu lze identifikovat body v obrazci, před kterými vznikla časová prodleva. Na základě této analýzy lze rozlišit jednotlivé úsečky, ze kterých se obrazec skládá (Obrázek 2).

Numerické vyjádření prodlev v segmentu a v úhlech je zobrazeno v tabulce (Tabulka 1). Časové prodlevy v úhlech obrazce jsou minimálně o jeden řád vyšší než prodlevy v segmentech.



Obrázek 2: vlevo: graf velikosti časových prodlev po sobě jdoucích bodů; vpravo: nakreslený obrazec (tečkovaně) se zaznačenými hranicemi jednotlivých primitiv (kruhy).

	proband					
	1	2	3	4	5	6
průměr prodlev v segmentech (1-4) [ms]	17,58	30,35	22,54	24,59	23,56	22,02
průměr prodlev v úhlech čtverce [ms]	32,41	30,06	22,24	24,50	23,73	21,92

Tabulka 1: Časové hodnoty prodlev v úhlech a segmentech

Každý proband kreslí jinou rychlostí a má jiné časové prodlevy. Proto se pro ověření statistické významnosti rozdílu v hodnotách užije poměrových časových hodnot. Rozdíl mezi hodnotami je statisticky významný na hladině významnosti p=0,028 Wilcoxnova testu.

Kvůli různé rychlosti kresby probanda musí být stanoven adaptivní práh pro segmentaci čar, vypočtený ze standardní odchylky diferencí časových vzorků kresleného geometrického tvaru.

4. VEKTORIZACE DAT

Pro následné rozpoznání objektu a určení distorze kresby se získaná převádí data do vektorizované podoby. Jelikož jsou zde užívány pouze jednoduché geometrické obrazce a primitiva, lze užít jednoduchých metod (např. v případě úsečky spojení počátečního a koncového bodu primitiva, důvodem je i zachování spojitosti primitiv v obrazci).

Pro vektorizaci v rámci aplikace stačí kategorizovat úsečku, kružnici a půlkružnici, což se provádí na základě směrnic úseček vypočítaných z vybraných bodů primitiva [3]. Výsledek vektorizace lze vidět na obrázku (Obrázek 3), kde je současně naznačena posloupnost vzniku jednotlivých primitiv. Vektorizovaná data jsou následně klasifikována do tříd geometrických obrazců.



Obrázek 3: Výsledný obrázek před vektorizací (tečkovaně) a po vektorizaci (spojitou čarou) a s posloupností vzniku primitiv.

5. ZÁVĚR

S novými technickými postupy lze zachytit časovou posloupnost kresby. Lze proto analyzovat, jak dítě při kresbě postupuje, a diagnostikovat stupeň retardace vývoje dítěte.

V rámci posloupnosti vzniku kresby lze hodnotit jak časové kvantifikátory (doba kreslení čáry, doba přemýšlení nad kresbou), tak kvantifikátory distorze kresby (členitost čáry, rozkmit čáry či její klikatost). Kvantifikátory obou skupin lze klasifikovat do tříd vybraných objektů v rámci celé aplikace, a na základě porovnání idealizovaných vektorových primitiv s kreslenými lze hodnotit míru distorze kresby, neboli odchylek od ideálních tvarů úseček a kružnic. Výsledkem analýzy je objektivní hodnocení stupně retardace vývoje dítěte na základě obkreslovacího testu.

REFERENCE

- [1] BENTON, A.L. Bentonův vizuální retenční test. Testcentrum, 2000.
- JANCOVIC, J., Tolosa, E. Parkinson's disease and movement disorders. Lippincott Williams & Wilkins, 2007, ISBN 10: 0-7817-7881-7
- [3] SOJKA, E. at all. Matematické základy počítačové grafiky. Rok 2011. [online]. [cit. 2015-03-02]. Dostupné z: http://mrl.cs.vsb.cz/people/sojka/pg/mzpg.pdf

MOBILE SYSTEM FOR MONITORING SPORTS ACTIVITY

Filip Maleňák

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmalen03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Rozman

E-mail: rozman@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this thesis is to present possible technical solution for monitoring sports activity. Electric signals of heart are transmitted into an open-source Arduino platform and results are presented to the user in a clear and structured way through a mobile application. The suggested system shows the possibilities of using available SW and HW technologies and their implementation in the design of an integrated tool for monitoring sports activity. System also shows the user's respiratory rate.

Keywords: Arduino, Respiratory rate, ECG, iPhone, mHealth, POLAR, Heart Rate

1. ÚVOD

Monitorování biologických parametrů v průběhu sportovního tréninku představuje jeden z nejrychleji rostoucích segmentů v oblasti mHealth. Důležitou součástí těchto systémů je způsob prezentace výsledků měření pomocí mobilních aplikací. Nejčastější metodou monitorování sportovní aktivity je stanovení tepové frekvence v reálném čase. Měřením tepové frekvence lze stanovit hodnotu aktuální fyzické zátěže a následně odvodit individuální pásma intenzit sportovního tréninku. Podstatným parametrem reflektujícím zátěž však může být i frekvence dechová. Tento biologický parametr je u většiny současných sportovních mobilních aplikací opomíjen. Společné měření dechové a tepové frekvence poskytuje uživateli rozšířenou informaci o sportovní aktivitě.

Cílem práce je návrh a realizace technického řešení pro podporu uživatele v průběhu sportovního tréninku prostřednictvím mobilní aplikace. Na rozdíl od jiných řešení, které taktéž využívají pro monitorování sportovní činnosti hrudní pás spojený s mobilní aplikací, se systém zaměřuje na současné monitorování tepové a dechové frekvence. Nejedná se o návrh zcela nového hardwarového řešení. Pro návrh systému jsou použity dostupné "open-source" technologie.

2. NAVRŽENÝ SYSTÉM PRO MONITOROVÁNÍ SPORTOVNÍ AKTIVITY

2.1. MĚŘENÉ BIOLOGICKÉ VELIČINY

Biologické veličiny oběhového systému, především hodnota tepové a dechové frekvence, mají rozhodující význam pro řízení sportovního tréninku. Hodnota tepové frekvence (dále jen TF) udává počet úplných srdečních kontrakcí (systola a diastola) za jednu minutu. Velmi rychle reaguje na zatížení organismu a je spolehlivou veličinou pro posouzení intenzity zatížení. Hodnota TF lineárně narůstá s rostoucí fyzickou zátěží až na úroveň maximální. Tuto nelinearitu v jinak lineárním nárůstu TF je možné změřit a stanovit individuální hodnotu maximální tepové frekvence. Následně odvodit individuální pásma intenzit sportovního tréninku pro zlepšení specifické složky tělesné zdatnosti. Pod pojmem dechová frekvence (DF) rozumíme počet respiračních cyklů za jednu minutu. Aktuální hodnota DF reflektuje potřebu organismu na výměnu plynů, která v rámci fyzické zátěže roste v souvislosti s biochemickými ději přeměny energie. Stanovení hodnoty DF přináší dodatečnou informaci vztahující se ke sportovní činnosti a individuálnímu stavu uživatele [1], [4].

2.2. SENZOROVÁ ČÁST SYSTÉMU

Nejpřesnější metodou stanovení aktuální hodnoty TF v průběhu sportovní činnosti je použití hrudního pásu s integrovaným párem elektrod (POLAR T61). Pás je připevněn okolo hrudníku uživatele, kde detekuje a filtruje EKG křivku srdeční aktivity. Signál odpovídající stahům myokardu je následně přenášen na frekvenci 5,5 kHz do vzdálenosti přibližně 1 m. K detekci signálu hrudního pásu je využito čidlo RMCM-01 integrované v rámci otevřené vývojové platformy Arduino. RMCM-01 generuje na pinu HR 1 ms pozitivní impulzy o velikosti 3V, kde každý impulz odpovídá jedné srdeční kontrakci (R vlna signálu EKG). Výpočet TF je následně proveden pomocí vzorce TF = 60 / (RR), kde RR je aktuální hodnota R-R intervalu. Hodnota TF se přímo přenáší a zobrazuje na displeji mobilního telefonu. Pro snadný přenos měřených biologických parametrů je využita součástka Blend Micro. Jedná se o integrovanou vývojovou desku spojující mikroprocesor platformy Arduino (Atmel ATmega32U4) s modulem Bluetooth 4.0 Low Energy (Nordic nRF8001). Součástka je certifikována pro navázání komunikace s operačním systémem iOS mobilního telefonu iPhone. Velikost součástky Blend Micro umožňuje její umístění do pouzdra vybaveného poutkem. Senzorovou část lze tedy připevnit přímo na hrudní pás tak, aby uživatele v průběhu sportovní činnosti nezatěžovala [2].

2.3. STANOVENÍ DECHOVÉ FREKVENCE

Pro stanovení hodnoty DF není příliš vhodné uživatele zatěžovat pneumotachometrickým snímačem umístěným přímo ve vzdušných cestách. Navržený systém nyní využívá mechanismu respirační sinusové arytmie, tedy odchylek v intervalech mezi jednotlivými kontrakcemi myokardu v rytmu dýchání. V průběhu nádechu se trvání R-R intervalů zkracuje (roste srdeční frekvence), v průběhu výdechu se trvání R-R intervalů prodlužuje (klesá srdeční frekvence). Při znalosti dostatečného množství R-R intervalů je možné provést spektrální analýzu a následný odhad hodnoty DF. Jako alternativa k tomuto řešení je využito ohybového senzoru umístěného v elastické části hrudního pásu. Senzor propojený rovněž s mikroprocesorem platformy Arduino reaguje přímo na respirační pohyby hrudníku a DF je stanovena přímo jako počet respiračních pohybů za minutu [3].

2.4. MOBILNÍ APLIKACE "SPORTSBRAIN"

Signály detekované hrudním pásem a předzpracované mikroprocesorem platformy Arduino jsou pomocí Bluetooth 4.0 přenášeny do nativní mobilní aplikace "SportsBrain" systému iOS (obr. 1). Pro kódování přenosu je využita otevřená knihovna funkcí společnosti RedBearLab. Hodnota TF je opatřena specifickým identifikátorem pro Bluetooth přenos a přenášena pro zobrazení v reálném čase. Nezávisle na TF jsou pak do mobilní aplikace přenášeny hodnoty DF a R-R intervalů pro následnou spektrální analýzu. Provedení spektrální analýzy a detekce píku odpovídajícímu DF vyžaduje dostatečné množství R-R intervalů. Hodnota dechové frekvence odvozená spektrální analýzou je proto zobrazena nejdříve po první minutě záznamu a následně každých 30 s.

Využitím senzoru GPS s funkcí A-GPS pomocí rámce "Core Location" je mobilní aplikace schopna stanovit aktuální i průměrnou rychlost sportovní aktivity. Dále pak celkovou vzdálenost, tempo a čas. Aplikace v současné podobě podporuje dva druhy sportovního tréninku – cyklistika, běh. Tyto dva módy se liší charakterem zobrazovaných dat založených na GPS. Zatímco pro cyklistiku je relevantním údajem aktuální a průměrná rychlost, průběh běžeckého tréninku lze lépe analyzovat s využitím údaje o aktuálním a průměrném tempu. Základní dva tréninkové módy se dále zásadněji liší v nastavení konstanty "CLActivityType". U cyklistiky díky rozdílnému nastavení dochází k méně častému obnovení GPS dat a tedy úspoře baterie mobilního telefonu. Aplikace využívá nástroj "CoreData" pro uchovávání informací o sportovní aktivitě a vytváří tréninkový deník obsahující předešlé aktivity uživatele. V rámci vyhodnocení aktivity je uživateli zobrazena trasa běžeckého či cyklistického tréninku v mapových podkladech a to včetně rychlostního profilu tratě pomocí barevné škály (obr.1). Zajímavou vlastností aplikace je také schopnost práce na pozadí či v uzamčeném stavu mobilního telefonu. Současně se záznamem sportovní aktivity je tak možné přehrávat hudbu či prohlížet internetový obsah prostřednictvím jiných aplikací.



Obrázek 1: Mobilní aplikace SportsBrain: ikona, mód "Běh", výsledky sportovní aktivity

Mobilní aplikace je v současné době ve vývoj a ve své finální verzi chce nabídnout také individuální profil sportovce založený na hodnotách maximální tepové a dechové frekvence. Tyto hodnoty bude možné stanovit provedením zátěžového běžeckého testu. Test bude proveden stupňovanou zátěží s celkem čtyřmi stupni zátěže vždy po 30s. Cílem je, aby uživatel na konci testu vyvinul maximální možnou zátěž, na jejímž základě budou vypočteny hodnoty individuálních pásem intenzit sportovního tréninku.

3. ZÁVĚR

Navržený systém prezentuje možnosti volně dostupných HW a SW technologií a jejich implementaci za účelem vytvoření nástroje pro monitorování sportovní aktivity. Na rozdíl od jiných dostupných mobilních aplikací je zobrazovaným parametrem nejen tepová frekvence, ale i odvozená frekvence dechová. Systém využívá hrudního pásu, který monitoruje srdeční činnost a je bezdrátově propojen prostřednictvím vývojové desky Arduino s mobilním telefonem iPhone.

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu práce doc. Ing. Jiřímu Rozmanovi, CSc. za odbornou pomoc a podnětné rady podávané vždy přátelsky a se zájmem, kdykoli to autor této práce potřeboval.

REFERENCE

- BENSON, Roy a Declan CONNOLLY. Trénink podle srdeční frekvence: jak zvýšit kondici, vytrvalost, laktátový práh, výkon. 1. vyd. Praha: Grada, 2012, 184 s. ISBN 978-80-247-4036-2.
- [2] Blend Micro. RED BEAR COMPANY. RedBearLab [online]. 2014 [cit. 2015-03-24]. Dostupné z: http://redbearlab.com/blendmicro/
- [3] JAVORKA, Kamil. *mechanizmy, hodnotenie, klinické využitie*. Martin: Osveta, 204 s. ISBN 9788080632694.
- [4] ROZMAN, Jiří. *Elektronické přístroje v lékařství*. Vyd. 1. Praha: Academia, 2006, 406 s., xxiv s. barev. obr. příl. ISBN 80-200-1308-3.

DELINEATION OF EXPERIMENTAL ECG RECORDS

Kateřina Bucsuházy

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbucsu00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Vítek

E-mail: vitek@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with QRS complex detection and ECG delineation. The proposed method is based on redundant dyadic discrete wavelet transform. It is designed for experimental electrocardiograms of isolated rabbit hearts and it is evaluated through manually determined references. The obtained results showed good accuracy and detection sensitivity and are comparable with another methods.

Keywords: QRS detection, ECG delineation, wavelet transform, experimental ECG.

1. ÚVOD

Snímání a analýza elektrokardiografických signálů je důležitým nástrojem pro diagnostiku srdečních patologií. Jedná se především o informace o délce trvání některých významných intervalů, případně vln a kmitů. V této práci bude představeno rozměření experimentálních záznamů EKG získaných z izolovaných králičích srdcí pomocí Langendorffova perfuzního systému.

2. METODY

Pro realizaci rozměřovacího algoritmu byla využita redundantní dyadická diskrétní vlnková transformace, tedy varianta bez podvzorkování výstupů, neboť tato varianta je výhodná pro detekci charakteristických útvarů. Pro transformaci byla použita vlnka s lichou symetrií, která transformuje extrémy v signálu na průchody nulou. Konkrétně byla dle [2] použita vlnka bior1.5.

Výchozím krokem je detekce komplexů QRS a jejich hranic. Přesnost tohoto kroku určuje spolehlivost rozměřování. Pro maximalizaci spolehlivosti bylo využito kombinace jednotlivých svodů. Na detekci komplexů QRS a jejich hranic navazuje detekce vln T, po níž následuje detekce vln P. Oddělení detekce vln T a P umožňuje detekci nevázaných vln P (obrázek 1).



Obrázek 1: Ukázka rozměření úseku signálu z vlastní databáze

Vlny T a jejich konce jsou detekovány v signálu s eliminovanými komplexy QRS. Eliminace je realizována už v jednotlivých rozkladových pásmech, přičemž signál je následně rekonstruován pomocí zpětné transformace. Eliminace je zpřesněna v rekonstruovaném signálu. Vlny P a jejich hranice jsou detekovány v signálu s eliminovanými komplexy QRS a vlnami T. V tomto případě je eliminace realizována nahrazením úseku od počátku komplexu QRS po konec vlny T přímkou.

Jednotlivé útvary (kmity a vlny) jsou hledány jako průchody nulou mezi páry maximum/minimum event. minimum/maximum. Za tímto účelem byly v jednotlivých rozkladových pásmech detekovány lokální extrémy signálu získané jeho derivací, přičemž vybírány byly pouze takové extrémy, jejichž absolutní hodnota přesahuje hodnoty prahu. Práh se odvíjí od směrodatné odchylky signálu a jeho hodnoty se pro jednotlivá rozkladová pásma i jednotlivé útvary liší. Volba rozkladových pásem se odvíjí od charakteru detekovaného útvaru v souladu s jejich spektrálními vlastnostmi. Pro komplexy QRS je využíváno pásmo první až páté, pro vlny T pásmo páté až sedmé. Detekce vln P využívá pásem dva až pět.

Detekované extrémy jsou následně zpracovány pomocí shlukové analýzy, přičemž průchod nulou odpovídající detekovanému útvaru je vyhledán mezi nejvyšší a nejnižší hodnotou extrémů v každém ze shluků. Útvar je detekován, pokud je takovýto průchod nulou nalezen alespoň v polovině pásem. Falešně pozitivní detekce jsou potlačovány pomocí rozhodovacích pravidel.

Na detekci kmitů a vln navazuje nalezení jejich hranic. Využívány jsou opět nadprahové hodnoty lokálních extrémů. V případě detekce začátků kmitů a vln je hledána pozice extrému příslušející danému shluku, která leží nejvíce vlevo. V případě detekce konců kmitů a vln je hledána pozice extrému příslušející danému shluku ležící nejvíce vpravo. Konkrétní hodnota hranic se odvíjí od násobků hodnot prahu, přičemž hodnoty násobků se pro jednotlivé hranice liší. Taktéž volba rozkladového pásma, v němž je hranice hledána, se odvíjí od detekovaného útvaru.

3. VÝSLEDKY

Pro ověření algoritmu byla sestavena vlastní databáze z experimentálních signálů s vzorkovací frekvencí 2000 Hz, získaných z izolovaných králičích srdcí. Vyřazeny byly signály, jejichž povaha je pro rozměření nevhodná, tedy signály, u nichž došlo v průběhu měření k vypadnutí jedné z elektrod, případně signály velmi postižené rušením. Pro tuto databázi byly po konzultaci s veterinářkou manuálně stanoveny referenční hodnoty.





Do databáze byly zařazeny signály různé morfologie, povětšinou sinusového rytmu, zařazeny byly ovšem i signály s blokádami převodního systému. Zajímavé jsou například signály, u kterých bylo v průběhu snímání srdcem otáčeno podél osy z, a tedy se mění charakter signálu v průběhu snímání (obrázek 2). Databáze obsahuje také signály s depresí či elevací ST úseku nebo signál s extrasystolou.

Spolehlivost rozměření kmitů a vln se odvíjí od spolehlivosti detekce těchto jednotlivých útvarů, neboť není-li správně detekován komplex QRS nebo vlny T a P, nemohou být správně nalezeny ani jejich hranice. Rozměření bylo ověřeno na 10 signálech. Dosažené výsledky detekce vln a kmitů ilustruje Tabulka 1, výsledky rozměření ilustruje Tabulka 2.

	Р	QRS	Т
Počet	264	237	246
SE/P+[%]	99,24/99,62	99,58/99,58	99,58/99,58

Tabulka 1:Výsledky detekce vln P a T a komplexu QRS na vlastní databázi (SE: senzitivita detekce, P+: pozitivní prediktivita detekce)

	P začátek	P konec	QRS začátek	QRS konec	T konec
SE/P+ [%]	99,24/99,24	99,24/99,24	99,58/99,58	99,16/99,16	99,15/99,15
m <u>+</u> s [ms]	-2,9 <u>+</u> 5,6	-1,6 <u>+</u> 4,8	-1,3 <u>+</u> 1,6	-4,6 <u>+</u> 3,4	5,8 <u>+</u> 11,9
2sCSE [2]	10,2	12,7	6,5	11,6	30,6
Martinéz [1]	4.0 ± 5.4	10 + 64	12+62	58 100	12 + 21 9
m <u>+</u> s [ms]	-4,7 <u>+</u> 3,4	$-1,0 \pm 0,4$	$1,3 \pm 0,3$	5,6 <u>+</u> 10,9	$1,3 \pm 21,0$

Tabulka 2:Porovnání výsledků rozměření na vlastní databázi (P+: pozitivní prediktivita detekce,
SE: senzitivita detekce, m: průměrná odchylka mezi referenčními a detekovanými pozicemi, s: směro-
datná odchylka mezi referenčními a detekovanými pozicemi, 2sCSE: maximální povolená směrodatná
odchylka mezi referenčními a detekovanými pozicemi)

Spolehlivost detekce a rozměření komplexů QRS je snížena především případy, kdy komplex volně přechází ve vlnu T. Spolehlivost detekce a rozměření vln P je snížena mj. výskytem signálu s extrasystolou, po níž vlna P následuje nasuperponována na vlnu T. Tento případ nelze detekovat, neboť se výskyt vlny P překrývá s výskytem vlny T. Problematickým se jeví rozměření vlny T, která pomalu přechází do izolinie. Projevuje se zde také nevýhoda globálního detektoru, v případech kdy průběh vlny T v jednotlivých svodech není zcela shodný.

4. ZÁVĚR

V této práci bylo představeno rozměření záznamů EKG získaných z izolovaných králičích srdcí. Pro realizaci je využita redundantní dyadická diskrétní vlnková transformace a antisymetrická vlnka bior1.5. Pro maximalizaci spolehlivosti jsou výsledná detekce a rozměření realizovány jako vícesvodové.

Jako přínosné lze hodnotit oddělení detekce a rozměření jednotlivých útvarů, kdy detekce a rozměření komplexů QRS je výchozím bodem pro detekci vln T a jejich konců. Vlny P jsou detekovány a rozměřeny v signálu s eliminovanými vlnami T a komplexy QRS, což umožňuje rozměření signálů s několikanásobným výskytem vln P.

Vzhledem k tomu, že rozměření je realizováno na experimentální databázi, je algoritmus obtížně srovnatelný s publikovanými metodami. Pro srovnání byla tedy vybrána alespoň metoda využívající vlnkové transformace. Lze říci, že v případě rozměření vln P algoritmus dosahuje srovnatelných výsledků, v případě komplexů QRS a vln T jsou dosažené směrodatné odchylky nižší. Dosažené hodnoty směrodatné odchylky také splňují kritérium 2sCSE.

REFERENCE

- [1] Martínez, J. P.; Almeida, R.; Olmos, S.; Rocha, A. P.; Laguna, P. A wavelet-based ECG delineator: evaluation on standard databases. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 51, No. 4, pp. 570-581, 2004.
- [2] Vítek, M. Automatické rozměření signálů EKG. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 129 s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Jiří Kozumplík, CSc.

CONTROL OF THE ELECTRIC WHEELCHAIR USING EEG CLASSIFICATION

Lukáš Malý

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xmalyl03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Luděk Žalud E-mail: zalud@feec.vutbr.cz

Abstract: Electric wheelchairs are some of the most important devices to assist physically handicapped persons. This paper presents the concept of brain controlled electric wheelchair designed for people who are not able to use other interfaces such as a hand joystick, and in particular for patients suffering from amyotrophic lateral sclerosis (ALS). The objective is to control the direction of an electric wheelchair using noninvasive scalp electroencephalogram (EEG).

Keywords: BCI-controlled wheelchair, Brain-computer interface, BCI, Electric wheelchair, Electroencephalography, EEG, Sensorimotor rhythms, SMR, Shared control, Robotics, Robot

1 INTRODUCTION

Paralysis following spinal cord injury, brain stem stroke, amyotrophic lateral sclerosis and other disorders can disconnect the brain from the body, eliminating the ability to perform volitional movements. The development of brain-computer interfaces (BCI) is aimed at providing users with the ability to communicate with the external world via a computer through the modulation of thought. Especially in the case when the patient is completely paralyzed, this technology may provide the only possible way for him/her to gain control over basic aspects of his/her daily life by recording their brain activity to extract signals about their motor intentions.

2 BRAIN-COMPUTER INTERFACE (BCI)

Brain–computer interfaces (BCI) are systems that aim to restore or enhance a user's ability to interact with the environment via a computer and through the use of only thought. Such a task is achieved through a closed loop of sensing, processing and actuation. Bioelectric signals are sensed and digitized before being passed to a computer system. The computer then interprets fluctuations in the signals through an understanding of the underlying neurophysiology, in order to discern user intent from the changing signal. The final step is the actuation of this intent, in which it is trans-



Figure 1: Scheme of brain-computer interface

lated into specific commands for a computer or robotic system to execute. The user can then receive feedback in order to adjust his or her thoughts, and then generates new and adapted signals for the BCI system to interpret. General scheme of the BCI is in figure 1.

3 BCI-CONTROLLED WHEELCHAIR

In comparison with the classical analog joystick the BCI input generally has a limited resolution and higher uncertainty. As with other BCIs, EEG yields a low information transfer rate: either the waiting time between consecutive commands is long, typically several seconds, or uncertainty about the command is high. The difficulty is figuring out how to use such a poor signal to control a wheelchair that requires real-time specification of its position within the 3D space of planar motion. One of the solution is to give the system some autonomy, such that the user must provide the wheelchair with directives only from time to time.

The control signal decoded from the scalp EEG will be sent regularly to shared control system together with signal from proximity sensors on wheelchair. Shared control system using predefined method will determinate speed of each motor which will be sent via WiFi into control unit of wheelchair. Basic architecture of the BCI-controlled wheelchair is in figure 2.

3.1 SENSORY MOTOR RHYTHMS CLASSIFICATION

For purposes of controlling electric wheelchair the sensorimotor rhythm (SMR)-based BCIs has been chosen as it provides high speed of control and low incidence of unintentional commands. Methodology of training and control is inspired by team from University of Minnesota which used it to control quadcopter [1].

Subject will be trained in 1D and 2D cursor movement task using motor imagery. EEG data will be acquired and processed using development platform BCI2000 [2]. This software will allow to identify the specific electrodes and frequencies that will be most differentially active during the actuation of a given imagination pair. The spectrogram of the R^2 value, a statistical measure of degree of correlation of temporal components of the EEG signal with different imagination state pairings, will be calculated so electrode and frequency bin (3 Hz width) with the highest correlation value to a given imagination state could be used. By evaluation of this spectrogram, the subject specific electrode-frequency configuration will be identified as a control signal for BCI to classify intended movement. [1]

The control signal will be extracted as the spectral amplitude of the chosen electrodes at the selected frequency components. This will be done using BCI2000's online Autoregressive Filter. There will be three different commands proceeded to the shared control system: imagination of squeezing both hands will result in command *forward* or *stop* (depending on whether the wheelchair is already moving), imagination of squeezing left hand will result in command to turn *left*, and imagination of squeezing right hand will result in command to turn *right*. Command for going back is not necessary because wheelchair can turn around its own axis.

3.2 SHARED CONTROL

The nature of BCI-classified mental commands, generated by the subject to indicate some desired movement is quite different from those generated by a continuous joystick. First and foremost, there is an important reduction in resolution due to the limited amount of different mental commands that a BCI classifier can reliably discern. As a consequence, a command-to-movement scheme must be adopted which ensures that smooth motion will result from these discrete input signals. The EEG classifier system used in this work is able to distinguish three discrete commands that may express the need for movement into a certain direction. The steering signals that the classifier outputs consist of a probability distribution over these three discrete steering commands: *forward, left*, and *right*. [3]

Forward or stop means that translational speed v should be increased to predefined constant value when chair is not moving or to stop the wheelchair when it is in move. A *left* or *right* signal means that the user intends to rotate the wheelchair in the respective direction, thus increasing or decreasing the rotational velocity ω . Both velocities are superimposed, so that a command to turn when the wheelchair is already moving forward will result in a smoothly curved path.

3.3 **Obstacle avoiding system**

A conventional approach to autonomy is to equip the vehicle with sensors to perform obstacle detection and localization. Approach of using ultrasonic proximity sensors will be used.

Ultrasonic proximity sensors are used in many automated production processes. They send an ultrasonic sound to the target point. This sound is reflected at the target and an echo thrown back to the sensor. The duration of this process is measured and converted into a corresponding distance. Their advantage is their simplicity and they are inexpensive. On the other hand results can be affected by the wind or fluctuating temperatures.

4 CONCLUSION

In this paper the method for control of the electric wheelchair using brain-computer interface (BCI) was introduced. This method is based on classification of sensorimotor rhythm (SMR) from scalp EEG. There are four commands implemented (*left, right* and *forward/stop*), induced by three motor tasks: imagination of squeezing left hand, right hand or both of them.



Figure 2: Architecture of the BCI-controlled wheelchair

REFERENCES

- [1] LAFLEUR, K., CASSADY, K., DOUD, A., SHADES, K., ROGIN, E., AND HE, B. Quadcopter control in three-dimensional space using a noninvasive motor imagery-based brain-computer interface. *J. Neural Eng.* 10, 4 (Aug 2013).
- [2] SCHALK, G., MCFARLAND, D. J., HINTERBERGER, T., BIRBAUMER, N., AND WOLPAW, J. R. Bci2000: a general-purpose brain-computer interface (bci) system. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on 51*, 6 (2004), 1034–1043.
- [3] VANACKER, G., MILLÁN, J. D. R., LEW, E., FERREZ, P. W., MOLES, F. G., PHILIPS, J., VAN BRUSSEL, H., AND NUTTIN, M. Context-based filtering for assisted brain-actuated wheelchair driving. *Computational Intelligence and Neuroscience 2007* (2007), 1–12.

CLASSIFICATION OF EXPERIMENTAL ELECTROGRAMS

Lucie Maršánová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmarsa08@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marina Ronzhina

E-mail: ronzhina@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work was to analyse and classify the experimental electrograms (EG) recording from isolated rabbit hearts during experiments with short repeated global ischemia. The morphological parameters calculated from EG were used as classification features. The discrimination ability of the features was verified and the most relevant features were then chosen to cluster the EGs into three groups (physiological, ischemic, and extrasystols) using k-means method.

Keywords: Experimental EG, morphological parameters, clustering

1. ÚVOD

Kardiovaskulární onemocnění jsou v dnešní době nejčastější příčinou úmrtí. Z toho vyplývá velká důležitost uskutečňování dalších výzkumů v této oblasti. K pochopení patogeneze onemocnění a vývoji či vylepšení diagnostických metod se často využívá animálních modelů. V experimentálních studiích zabývajících se kardiovaskulárním systémem je často využívaným modelem králík. Důvodem je zejména podobná funkce jejich vápníkových kanálů, které zodpovídají za vznik akčního napětí, spolu s lidskými. Právě změněná funkce těchto kanálů bývá často příčinou patologické arytmogeneze. Tato práce se zabývá analýzou a klasifikací elektrogramů (EG) získaných z izolovaných králičích srdcí při studiu vlivu opakované globální ischemie a reperfuze na srdeční činnost.

2. DATABÁZE EXPERIMENTÁLNÍCH ELEKTROGRAMŮ

Tato práce se podílí na vzniku veřejně dostupné unikátní databáze experimentálních EG záznamů, která v současné době vzniká na UBMI [1]. Databáze obsahuje mimo informací o protokolu experimentu (jeho průběhu), způsobu měření a modelovém zvířeti i výsledky manuální detekce patologických událostí (např. výskytu komorových extrasystol) v této práci provedené. Celkem byly analyzovány EG záznamy ze 14ti experimentů zahrnujících kontrolní fázi a třikrát opakované fáze ischemie a reperfuze. Každý klasifikovaný záznam obsahuje kolem 15 000 srdečních cyklů. Na Obr. 1 jsou zobrazeny příklady nalezených patologií – konkrétně komorových extrasystol (PVC) pocházejících z různých fází experimentu. Tyto patologie budou v následující části práce analyzovány.



Obrázek 1: Ukázky nalezených PVC: v kontrolní fází (vlevo, PVC je 5. cyklus) a v ischemii (vpravo, PVC je 3. a 4. cyklus)

3. POUŽITÉ KLASIFIKAČNÍ PŘÍZNAKY

3.1. POPIS MORFOLOGICKÝCH PARAMETRŮ

Pro automatickou klasifikaci EKG cyklů se využívá různých přístupů pro odvození příznaků (parametrů) z EKG cyklů, které poté daný cyklus pro účely klasifikace reprezentují [2]. Mezi ně patří i zde použité morfologické parametry. V záznamech byla provedena automatická detekce QRS komplexů a poté byly cykly automaticky rozměřeny (byl detekován začátek a konec QRS a konec vlny T), na základě rozměření byly vypočteny morfologické parametry. Na Obr. 2 jsou znázorněny některé z vypočtených parametrů. První skupina parametrů popisuje dobu trvání určitých části srdeční cyklu, či velikost výchylky EG v určitém bodě (viz. Obr. 2 vlevo). Další skupinou jsou parametry, vyjadřující plochu pod určitou částí EG (viz. Obr. 2 vpravo). Další parametry tvoří poměry parametrů výše uvedených. Celkem bylo z EG vypočteno 39 různých parametrů pro 3 svody EG.



Obrázek 2: Morfologické parametry: doba trvání části cyklu nebo výchylky v určitém bodě (vlevo), velikost plochy pod určitou částí cyklu (vpravo)

3.2. ANALÝZA VYUŽITELNOSTI PARAMETRŮ

Pro použití příznaků jako reprezentantů cyklů pro klasifikaci je důležité, aby se příznaky odvozené z různých skupin cyklů odlišovaly. Zde byla zkoumána odlišnost parametrů pro komorové extrasystoly (PVC) vyskytující se převážně v ischemické fázi, ischemicky pozměněné cykly (ISE) a fyziologické cykly (NOR) z kontrolní fáze. Rozdíly byly zkoumány pro jeden vybraný experiment a poté pro všechny exp. dohromady. K porovnání hodnot parametrů byly použity krabicové grafy. Jejich ukázky pro tři parametry vypočtené z 1. svodu vykazující největší odlišnosti hodnot jsou na Obr. 3. Hodnoty parametrů pro PVC, ISE a NOR z jednoho experimentu jsou významně odlišné. Hodnoty parametrů ze všech experimentů mají větší variabilitu a dochází i k překrytí hodnot. Odlišnost parametrů i mezi PVC a ISE je pozitivním závěrem, jelikož správná klasifikace PVC v období, kdy je srdce zatíženo ischemií, bývá problematická (morfologie fyziol. cyklů při ischemii je více podobná PVC než v kontrole).



Obrázek 3: Krabicové grafy parametrů pro 1 experiment (nahoře: PVC - komorové extrasystoly, ISE - ischemické c., NOR - fyziologické c.) a pro všechny exp. (dole: PVC_all, ISE_all, NOR_all).

4. SHLUKOVÁNÍ METODOU K-MEANS

Shluková analýza je postup, při kterém seskupujeme jedince (zde EG cykly) do skupin, podle jejich vzájemných podobností. Pro rozdělení EG cyklů do zmíněných skupin na základě morfologických parametrů byla použita nehiercharická metoda shlukování *k-means* pracující na principu minimalizace celkové sumy čtverců (vzdáleností) uvnitř skupin [3]. Shlukování bylo provedeno pro trojici nejlepších parametrů zmíněných v předchozí kapitole a to pro cykly z jednoho experimentu a poté pro cykly ze všech experimentů dohromady (viz. na Obr. 4). Dále bylo vyzkoušeno také shlukování za použití všech 39 parametrů. Výsledky klasifikační úspěšnosti (Acc) jsou shrnuty v tabulce 1.

Poč. experi-	Dož nětanolvů	Dož ovisla	Klasifikační úspěšnost [%]		
mentů	Рос. ргізнаки	Poc. cykiu	PVC	NOR	ISCH
14	3	126	69	100	74
1	3	81	100	100	100
14	39	126	64	100	97
1	39	81	100	100	100

Tabulka 1: Úspěšnost klasifikace pro 3 nejlepší parametry a pro všech 39 parametrů

Nižší úspěšnost pro cykly ze všech experimentů odráží závěry stanovené z krabicových grafů. Použití všech 39 příznaků nepřineslo výrazné zlepšení výsledků. Dále bylo testování zjištěno, že průměrnou Acc pro cykly ze všech experimentů nad 80% vykazují i kombinace parametrů *AUCTampTend/AUCqrst/, +AUCqrs/AUCqrst/, AUCqrst/, AUCqrs, +AUCqrs, -QRSamp a +AUCqrs/AUCqrs/.* Dále byla také vyzkoušena klasifikace na základě parametrů vypočtených z 2. a 3. svodu a získané výsledky byly srovnatelné se zde prezentovanými z 1. svodu.



Obrázek 4: Výsledky shlukování EG cyklů za použití trojice parametrů – vlevo jeden experiment, vpravo všechny - do skupin PVC (červeně), ISE (zeleně) a NOR (modře).

5. ZÁVĚR

Tento článek podává informace o možnosti využití morfologických parametrů pro automatickou klasifikaci EG cyklů do skupin fyziologických a ischemických cyklů a komorových extrasystol. Klasifikace byla provedena shlukovou metodou *k-means*. Bylo zjištěno, že morfologické parametry lze pro automatické rozdělení cyklů do uvedených skupin využít s vysokou úspěšností a to zejména za použití parametrů nesoucí informaci o tvaru EG v oblasti konce QRS komplexu a JT úseku.

REFERENCE

- [1] KOLÁŘOVÁ, J.; NOVÁKOVÁ, M.; RONZHINA, M.; JANOUŠEK, O.; VESELÝ, P.; OLEJNÍČKOVÁ, V.; PROVAZNÍK, I. Isolated Rabbit Hearts – Databases of EGs and MAP Signals. In Computing in Cardiology 2013. 2013. s. 551-554. ISBN: 978-1-4799-0886- 8.
- [2] CLIFFORD, Gari D, Francisco AZUAJE a Patrick MCSHARRY. Advanced methods and tools for ECG data analysis. Boston: Artech House, 2006, 384 s. ISBN 1-58053-966-1.
- [3] KOZUMPLÍK, J.; PROVAZNÍK, I. Umělá inteligence v medicíně. Elektronická skripta. ÚBMI FEKT VUT v Brně, Brno, 2007.

BIODEGRADABLE METAL MATERIALS FOR BONE TISSUE PROSTHETICS

Olga Panáková

Master Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xpanak02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper is focused on use of metal materials as a bone replacement. This paper also includes description of techniques of preparation, which involves selection of material and its procession. Furthermore there are stated results of experiments, this is EDAX, electrochemical experiments and monitoring the decay of the sample. Those are amended with pictures.

Keywords: Metal materials, corrosion, samples preparation, material degradation.

1. ÚVOD

Dospělá lidská kostra se skládá z 206 kostí. Většině lidí se nejméně jednou za život nějaká kost zlomí. Pokud se toto stane v mládí, kdy je organismus schopný se s touto situací vyrovnat, tak to není problém. Kost opět sroste. Jsou ale případy, kdy takovýto srůst není možný. Jedná se o jedince, kteří mají genetickou chorobu postihující kosti, nebo postižený jedinec je už tak starý, že se jeho organismus nedokáže vypořádat se zlomeninou sám. Právě pro tyto pacienty je zaměřena tato práce, která popisuje přípravu a vlastnosti biodegradabilních kovových materiálů, které by v budoucnu mohly pomoci k léčbě zlomenin.

2. PŘÍPRAVA VZORKŮ

Jako nosný materiál byla použita PUR pěna Bulpren S 28089 která má otevřenou strukturu a velikost buňky 740-1040 mm. [1] Druhým nosným materiálem byla PUR pěna, se kterou bylo připraveno pět vzorků.

Vzoreček z pěny byl ponořen do roztoku obsahující destilovanou vodu a práškové kovy v různém poměru. Po důkladném protřepání byl vzorek vyjmut a vypálen v peci s inertní atmosférou při teplotě 1100 °C. [2]

2.1. POUŽITÉ MATERIÁLY

Pro přípravu vzorků bylo použito práškové železo, které tvoří základ všech vzorků. Dalšími příměsemi byly práškové stříbro a křemík. Poměr prvků obsažených ve vybraných vzorcích je uveden v tabulce 1.

Číslo vzorku/ jednotlivé zastoupení prvků	Železo	Stříbro	Křemík
1	100%	0%	0%
2	95%	5%	0%
3	95%	0%	5%
4	90%	5%	5%

Tabulka 1:	Zastoupení prvků v	e vzorcích
------------	--------------------	------------
3. ANALÝZA VZORKŮ

U vzorků byl sledován úbytek popřípadě nárůst hmotnosti. Současně byla struktura vzorků pozorována elektronovým mikroskopem Tescan s EDAX analýzou. Měření korozního potenciálu byly prováděny pomocí potenciostatu firmy Autolab. Vzhledem k množství provedených dat je uveden jako příklad pouze vybraný vzorek s obsahem 95% železa a 5% křemíku.

Na obrázku 1 je uvedena EDAX analýza, která nám ukazuje zastoupení jednotlivých prvků ve vzorku. Kyslík obsažený ve vzorku je samozřejmostí, neboť měření nebylo prováděno ve vakuu. Uhlík je pozůstatek z pálení vzorku. Množství železa a křemíku odpovídá přípravě, kdy část kovů ulpěla na stěnách pece. Jelikož se nenachází žádný další prvek, můžeme říci, že vzorek byl připraven bez kontaminace.







Obrázek 2: Zobrazení vzorku s obsahem 95% železa a 5% křemíku pomocí elektronového mikroskopu s analyzátorem EDAX

3.1. ELEKTROCHEMICKÉ MĚŘENÍ VZORKU S OBSAHEM 95% ŽELEZA A 5% KŘEMÍKU

Na jednotlivých vzorcích bylo provedeno měření korozního potenciálu. Korozní potenciál vypočtený

z Tafelovy rovnice se shoduje s korozním potenciálem naměřeným, což vypovídá o správném měření.

Korozní proud [A]	Proudová hustota [A/cm2]	Korozní potenciál naměřený [V]	Korozní potenciál vypočítaný [V]	Korozní rychlost [mm/rok]
8,05E-05	8,05E-05	-6,36E-01	-6,36E-01	2,17E+02

Tabulka 2: Výsledky elektrochemického měření vzorku s obsahem 95% železa a 5% křemíku

3.2. POZOROVÁNÍ ÚBYTKU A NÁRŮSTU HMOTNOSTI VZORKŮ

Jednotlivé vzorky byly ponořeny do několika fyziologických roztoků: fyziologický roztok (4,5 g NaCl v 500 ml destilované vody), fyziologický roztok s peroxidem vodíku (4,5 g NaCl a 0,3 ml peroxidu vodíku v 500 ml destilované vody), Ringerův roztok (8,6 g NaCl, 0,3 g KCl, 0,25 g CaCl₂ v 1000ml destilované vody), fyziologický roztok s kyselinou vinnou a NaOH (4,5 g NaCl, 1,5 g kyseliny vinné a 0,2 g NaOH v 500 ml destilované vody, pH 3,5). [3]

Vzorky byly vloženy do sušárny nastavené na teplotu 38°C. Vzorky byly v roztocích po dobu šesti dní, následně byly očištěny v ultrazvukové čističce a byly vysušeny po dobu 24 hodin při teplotě 50°C. Po vysušení byly vzorky zváženy. Tento postup byl opakován po 10 týdnů.

4. VÝSLEDKY MĚŘENÍ

Celkem bylo připraveno devět vzorků, vždy po sedmi kusech. Jednalo se o vzorky: Fe s přídavkem Si, Ag, v poměru od 5 do 10%. Největší úbytek hmotnosti byl zaznamenán u vzorku obsahující 90% železa, 5% křemíku a 5% stříbra, který byl ponořen do fyziologického roztoku. Procentuální úbytek je 0,0157 gramů na den. Naopak největší nárůst hmotnosti byl naměřen u vzorku obsahujícího 100% železa, ponořeném ve fyziologickém roztoku s kyselinou vinnou, kdy procentuální nárůst na den je 0,0047 gramů. Tento nárůst je způsoben reakcemi vzorku s roztokem a vytvořením vrstvy na povrchu vzorku.

Následující postup bude zaměřen na přípravu dalších vzorků, které budou mít jiné příměsi a procentuální zastoupení než vzorky doposud připravené. Jedním z prvků, jehož vliv na pevnost i rozpustnost vzorků budeme zkoumat, je hořčík a fosfor.

5. ZÁVĚR

Výzkum biodegradabilních kovových materiálů je teprve na začátku. Bohužel si toto odvětví vyžaduje velké množství času, neboť určení ideálního postupu výroby vzorku musí být mnohdy opakováno a to s malými změnami. Sledování úbytku nebo nárůstu hmotnosti vyžaduje také dostatek času.

- [1] Eurofoam. Bulpren-S [online]. Eurofoam: (c) 2004 2010. [cit. 1.3.2015]. Dostupné z: http://www.eurofoam-tp.cz/bulpren-s.php
- [2] ElsevierWegener, Bernd., Sievers, Birte., Utzschneider, Sandra., Müller, Peter., Jansson, Volkmar., Rößler, Sophie., Neis, Berthold., Stephani, Günter.,Kieback, Bernd., Quadbeck, Peter.,.: Microstructure, cytotoxicity and corrosion of powder- metallurgical iron alloys for biodegradable bone replacement materials [online]. 15 December 2011. Pages 1789–1796 [cit.20.2.2015]. Dostupné z: ScienceDirect http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/ S0921510711002054
- [3] Panáková, Olga.: Biodegradabilní kovové materiály jako náhrady kostí. Brno, 2014. Bakalářská práce. VUT, fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.

PROPERTIES OF ULTRASOUND PROBES

Michal Rusina

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xrusin01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vratislav Harabiš

E-mail: harabis@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the measurement properties of ultrasound probes. Ultrasound probes and their parameters significantly affect the quality of the final image. In this work there are described the possibility of measuring the spatial resolution, sensitivity of the probe and measuring the length of the dead zone. Ultrasound phantom ATS Multi Purpose Phantom Type 539 was used for measurements.

Keywords: Ultrasound, properties of ultrasound probes, phantom, spatial resolution, full width at half maximum, root mean square contrast.

1. ÚVOD

Měření, kontrola a znalost hodnot parametrů ultrazvukových sond je zásadní, jelikož jsou to sondy, které se hlavní mírou podílejí na kvalitě výsledného zobrazení. Proto je důležité zda daná sonda opravdu dosahuje vlastností, které jsou definované výrobcem. Parametry sondy se mohou vlivem používání a stářím měnit a tyto změny mohou vést k chybné lékařské diagnostice. V práci je popsáno zpracování naměřených obrazů s cílem zjištění prostorového rozlišení, citlivosti sondy a délky mrtvé zóny. Snímky byly pořízeny pomocí ultrazvukového systému ATL HDI 5 000 a line-ární sondy L12-5. Pracovní frekvence této sondy byla nastavena na 7,5 MHz.

2. MĚŘENÍ JEDNOTLIVÝCH PARAMETRŮ

2.1. MĚŘENÍ AXIÁLNÍHO A LATERÁLNÍHO ROZLIŠENÍ

Prostorové rozlišení definuje schopnost ultrazvukového systému zobrazit dva body, které leží těsně vedle sebe, jako jednotlivé. Axiální, neboli hloubkové, rozlišení je definováno podél osy ultrazvukového svazku. Naopak laterální, neboli stranové, rozlišení je ve 2D zobrazení stanoveno v rovině kolmé k ose ultrazvukového svazku. Použitý fantom umožňuje dva způsoby měření prostorového rozlišení.

První možností je využití oblasti fantomu určené pro měření prostorového rozlišení. Jedná se o struktury, které jsou rozmístěné v intervalech 5, 4, 3, 2 a 1 mm jak pro axiální, tak pro laterální skupiny. Poslední bod axiálních struktur je zároveň prvním bodem laterální skupiny. Ve výsledném obraze je tedy potřeba detekovat počet zobrazených bodů [3]. Na začátku je obraz převeden na binární reprezentaci s prahem nastaveným na hodnotu 50% z maxima intenzity pixelu ze zpracovávané oblasti. Tento převod může být zdrojem chyb, proto je důležité vhodné nastavení prahu.

Následně je vykreslen jasový profil od prvního po šestý bod za účelem zjištění axiálního rozlišení a jasový profil od šestého po jedenáctý bod pro laterální rozlišení. Jasové profily jsou určeny pomocí funkce *improfile*, využívané v programovém prostředí Matlab, která slouží k vypočtení jasových profilů přes zvolené body. Jelikož jsou rozměry fantomu a pozice bodů známé, jsou známé i vzdálenosti mezi těmito body, které jsou neměnné. Protože byl obraz předtím převeden na binární reprezentaci, výsledné jasové profily budou nabývat hodnot 0 a 1 a podle počtu skoků mezi 1 a 0 je určen počet zobrazených bodů a z něj se stanoví nejmenší vzdálenost mezi dvěma ještě rozlišitel-

nými body. Na obrázku 1: a) je uveden příklad binární reprezentace analyzované oblasti obrazu. Obrázek 1: b) znázorňuje jasový profil pro axiální směr. Nevýhoda tohoto postupu spočívá v nemožnosti přesného určení hodnoty rozlišení, kdy je pouze zjištěno, zda je axiální nebo laterální rozlišení větší než 1, 2, 3, 4 nebo 5 mm. Další problém nastane tehdy, pokud je potřeba zjistit prostorové rozlišení v různých hloubkách. V tomto případě je nutné nasnímat fantom ze všech 4 stran.



Obrázek 1: a) Binární reprezentace analyzované oblasti, b) jasový profil pro určení axiálního rozlišení.

Druhou možností jak zjistit axiální a laterální rozlišení, je využití svislé skupiny bodů fantomu. Tyto body mají velikost 1 mm a jsou od sebe vzdáleny vždy o 1 cm. Přes středy těchto bodů je vykreslen jasový profil a pro každý bod je určen parametr FWHM (Full Width at Half Maximum). Parametr udává šířku píku v polovině jeho maximální výšky. Je dáno, že dva bodové zdroje se rozliší jako nespojité v případě, kdy jsou od sebe vzdáleny alespoň o FWHM. Výhodou toho měření je získání přesnější hodnoty rozlišení v různých hloubkách. Navíc se jedná o objektivní měření, nezáleží tedy na subjektivním vjemu rozlišitelnosti dvou bodů. Nevýhodou je, že toto kritérium nerespektuje tvar celého jasového profilu. V případě, kdy májí dva jasové profily odlišné náběžné, vrcholové nebo sestupné hrany, nemusí se lišit v koeficientu FWHM [1]. Obrázek 2: b) obsahuje příklad jasového profilu spolu s určenou FWHM pro první tři body fantomu, obrázek 2: a) odpovídá vybrané oblasti analyzovanému snímku.



Obrázek 2: a) Analyzovaná oblast fantomu, b) jasový profil testované oblasti.

2.2. MĚŘENÍ DÉLKY MRTVÉ ZÓNY

Mrtvou oblastí (zónou) se nazývá oblast mezi čelem sondy a bodem, ze kterého pochází první přijaté echo. Ve fantomu se pro toto měření využívá skupiny 9 bodů, které jsou od sebe vzdáleny vždy o 1 mm ve vertikálním směru. První bod je vzdálen od povrchu fantomu o 2 mm, poslední bod je tedy v hloubce 10 mm [3]. Zpracování získaného obrazu spočívá v jeho převedení na binární reprezentaci a detekci středu prvního zobrazeného bodu, tedy bodu, který se nachází v nejmenší vzdálenosti od sondy. Vzdálenost tohoto bodu pak udává výslednou délku mrtvé zóny.

2.3. MĚŘENÍ CITLIVOSTI SONDY

Citlivost sondy definuje energetickou rozlišovací schopnost ultrazvukového systému. Jedná se o schopnost sondy detekovat a zobrazit slabá echa z objektů umístěných v určité hloubce. Ve výsledném obraze se zjišťuje poslední, a tedy nejhlubší zobrazená cílová struktura. Hloubka tohoto bodu pak udává citlivost daného systému. Pro toto měření se ve fantomu využívají válcové struktury, které mají průměr 4 mm a jsou umístěny svisle ve 2 cm intervalech od povrchu fantomu [3].

Zpracování získaného obrazu spočívá ve výběru stejně velkého okolí kolem jednotlivých bodů a výpočtu root mean square (RMS) v souvislosti pro kontrast. Jedná se o nejčastější způsob vyjádření kontrastu v obraze a pomocí výsledných hodnot mohou být obrazy porovnávány. Tento koeficient lze použít také k určení, zda je daná struktura v obraze ještě rozlišitelná nebo už splývá s okolím. V rovnici 1 je uveden způsob výpočtu RMS [2]. Na obrázku 3 je uveden příklad snímků odpovída-jících bodů fantomu, spolu s vypočteným koeficientem RMS pro okolí každého bodu.

$$rms = \sqrt{\frac{1}{M \cdot N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{M-1} (I_{ij} - \bar{I})^2}$$
(1)

Kde Iij je i-tý j-tý prvek vybrané části dvoudimenzionálního obrazu

M a *N* udají počet řádků, sloupců vybrané části obrazu

I je průměrná intenzita pixelu ze všech pixelů ve vybrané části obrazu. Vypočte se jako součet intenzit jednotlivých pixelů podělený celkovým počtem pixelů ve vybrané oblasti.



Obrázek 3: Testovaná oblast fantomu s vyznačenými hodnotami v odpovídajících vybraných částech.

3. ZÁVĚR

Pro veškeré měření byl použit fantom ATS Multi Purpose Phantom 539. Testované snímky byly získány pomocí lineární sondy L12-5 o velikosti 38 mm. Tato sonda je využívaná především pro vyšetření prsu, periferních cév a pohybového systému. Zpracování naměřených obrazů bylo prováděno v programovém prostředí Matlab. Navržené postupy slouží k analýze naměřených dat s cílem zjištění parametrů ultrazvukových sond. Výsledkem je program pro měření délky mrtvé zóny, axiálního a laterálního rozlišení a citlivosti ultrazvukových sond. Dalším cílem práce je otestovat různé ultrazvukové sondy a systémy a porovnat získané hodnoty s parametry udávanými výrobci.

- [1] Drastich, A. Zobrazovací systémy v lékařství. 1. vyd, Brno, 1999, s. 512, ISBN 80-214-0220-2
- [2] Ionescu, C., Rosalau, C., Petrisor, D. A study of changes in image contrast with various algorithms. 2014, DOI: 10.1109/ICEPE.2014.6969876.
- [3] User Manual: ATS Multi Purpose Phantom Type 539. 2002.

RETINAL BIOMETRY FOR HUMAN RECOGNITION

Eva Sikorová

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xsikor08@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Odstrčilík

E-mail: odstrcilik@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with recognition of a person by comparing symptom sets extracted from images of the retinal vessels pattern. In the practical part there were realized algorithms for human identification with the method of nearest neighbor search (NS), extended NS including more symptoms and template matching, for which MATLAB program was used. The work includes testing of suggested programs on the biometric database of symptomatic vectors with the following evaluation.

Keywords: Biometrics, Human recognition, Retina, Feature vector, Similarity measure

1. ÚVOD

Současná doba klade stále větší důraz na služby umožňující spolehlivé ověření nebo stanovení identity jedince. Relativně novou oblastí je využití sítnice k biometrickým účelům. Rozpoznávání osob je uskutečňováno na základě snímání a srovnávání obrazu cévního vzoru sítnice, který je u každého jedince naprosto unikátní. Jelikož je sítnice lokalizována uvnitř oka, je zabezpečená její ochrana proti vnějším vlivům a spolu s neměnnosti vzhledu cév během života, je sítnice velmi vhodná pro biometrii. Nutnou podmínkou správné identifikace je však získání dostatečně kvalitního obrazu očního pozadí [1]. V současnosti je k dispozici řada metod zajišťujících identifikaci oprávněného uživatele, jehož snímek je uložen v databázi, a odmítnutí nepovolané osoby. Možným přístupem, zároveň zde uplatněným, je prvotní extrakce charakteristických příznaků ze snímku rozpoznávané osoby a následné porovnání s odpovídajícími příznaky uloženými v databází.

2. SROVNÁVACÍ METRIKY

Srovnávání obrazů pomocí jejich vzhledu může být realizováno porovnáváním charakteristických rysů jednotlivých snímků. Tyto rysy vyjadřuje vektor příznaků, který je vypočítán pro každý obraz, uložen v databázi a jednoznačně svázán s odpovídajícím obrazem. Příznakový vektor poté charakterizuje a současně odlišuje obrazy v databázi [2]. V této práci jsou využity čtyři příznaky, kterými jsou souřadnice cévních větvení a jejich počet, počet pixelů patřících cévám v omezeném okolí každého větvení a vektor úhlů každého větvení.

2.1. ZÁKLADNÍ A ROZŠÍŘENÁ METODA NEJBLIŽŠÍHO SOUSEDA (NS)

K vypočítaní podobnosti popřípadě odlišnosti vektorů příznaků může být využito stanovení vzájemné vzdálenosti dvou vektorů. Nejčastější volbou je, díky své jednoduchosti a rychlosti, Euklidovská vzdálenost (EV), kdy čím menší je vzdálenost, tím vyšší je vzájemná podobnost [3]. Pro identifikaci osoby pomocí obrazu sítnice, byly nejprve porovnávány pouze souřadnice větvení mezi neznámým snímkem a celou databází. Bylo předpokládáno, že právě tento příznak bude nejvíce vystihovat ojedinělost každé osoby. Realizovaný algoritmus v daném okamžiku porovnává vždy vektor příznaků osoby, která má být identifikována, s příznakovým vektorem aktuálně vybrané osoby z databáze a na základě EV stanoví hodnotu vyjadřující jejich vzájemnou podobnost.

Avšak pouhý výpočet EV, je z několika důvodu nedostatečný. Problémem je jak nestejná délka porovnávaných vektorů, tak stanovení vzdálenosti mezi odpovídajícími větveními. Protože je vektor souřadnic uspořádán podle rostoucí souřadnice x, může výskyt falešného větvení uvnitř vektoru posunout pozice ostatních větvení. Pro eliminaci zmíněných problémů byla realizována metoda NS. Hlavním principem metody je stanovení dvojice větvení, které jsou si nejblíže. Jako první je vypočítána matice vzdáleností obsahující hodnoty EV mezi všemi prvky v příznakovém vektoru neznámé osoby a vektoru z databáze. Poté jsou pomocí NS vybrány dvojice se vzájemnou nejmenší vzdálenosti. Celková vzdálenost obou vektorů je následně počítána jako průměr nejmenších vzdáleností všech vybraných dvojic a vyjadřuje vzájemnou podobnost obou snímků. V cyklu je celý zmíněný postup aplikován na kompletní databázi. Neznáma osoba je identifikována na základě snímku, který měl od jejího snímku nejmenší průměrnou vzdálenost.

Jelikož předešlá metoda pracuje pouze s informací, kde se jednotlivé větvení cév v obraze nacházejí, ale nikoli jak vypadají. Byla metoda NS rozšířena zahrnutím počtu pixelů patřících cévám v omezeném okolí každého větvení a vektoru úhlů všech větvení. Pro každou dvojici i-tého prvku s prvkem s nejmenší vzájemnou vzdáleností, byl navíc určen rozdíl mezi třemi úhly obou větvení a počtem cévních pixelů v omezeném okolí této dvojice. Podělením absolutní hodnoty jednotlivých rozdílu jejich maximální možnou hodnotou, tedy 360 pro úhly a velikosti plochy výpočtu okolí rovnou 441, byly rozdíly normalizovány do intervalu od 0 do 1. Vzájemná odlišnost dvou osob je vypočítána jako průměr součinů vzdálenosti a průměru rozdílu všech dvojic větvení.

2.2. METODA TEMPLATE MATCHING (TM)

V metodě TM je míra podobnosti stanovena pomocí počtu odpovídajících si bodů větvení cév mezi dvěma vzory. Každý vzor je charakterizován souřadnicemi větvení a jejich množstvím. Jsou uvažovány vzory dvou snímků (**Obrázek 1**), tedy rozpoznávaného (V_R) a snímku z databáze (V_X), které jsou nejdříve rozděleny na 10x10 segmentů (S_R, S_X). Celková shoda je na začátku algoritmů rovna 0. Následující kroky jsou cyklicky opakovány pro každou část S_R ve V_R a korespondující segment S_X ve V_X. Hodnota shody je nulová. Pro každé větvení v S_R se v S_X a zároveň v jeho osmi okolí, hledá větvení I_X, které má s I_R minimální vzdálenost D_{min}. Pokud je D_{min} \leq D_{th}, a I_X není doposud spárováno s jiným větvením, hodnota shody vzroste o 1 a bod I_X je označen jako použitý. Hodnota D_{th} představuje maximální vzdálenost posunutí stejného větvení různých vzorů a významně ovlivňuje celkový výsledek. Experimentálně byla jako nejlepší zjištěna hodnota D_{th} = 20. Následně je vypočítána celková shoda C_{sh} jako součet aktuální C_{sh} a shody. Po aplikaci předešlého postupu na všechny regiony vzoru je vypočítána procentuální shoda větvení P_{sh}, dána vztahem:

$$P_{sh} = \frac{2 \cdot C_{sh}}{P_R + P_X} \cdot 100, \tag{1}$$

kde P_R a P_X jsou počty větvení ve V_R a V_X [4]. Právě P_{sh} určuje míru podobnosti snímku.



Obrázek 1: Vzory porovnávaných snímku s vyznačenými segmenty a aktuálně prohledávaným okolím.

3. TESTOVÁNÍ A VYHODNOCENÍ METOD

Navržené metody byly testovány na databázi příznakových vektorů levých očí 124 snímků patřících v různém zastoupení 64 osobám [5]. Spolehlivost biometrického systému je posuzována pomoci ROC křivky závislosti FRR (míra chybného odmítnutí) na FAR (míra chybného přijetí). Velikost prahu ovlivňuje FAR a FRR, které jeho změnou rostou nebo klesají. Proto pro stanovení FAR a FRR byly normalizované výsledky metod z celé databáze testovány pro prahy od 0 do 1 s krokem 0,001. Spolehlivý biometrický systém by měl vykazovat nízkou míru jak FAR, tak FRR, které by měly být v ideálním případě 0. Proto ROC křivka metody TM nejvíce směřující k levému dolnímu rohu grafu může být pokládána za nejlepší. Jednotlivé ROC křivky jsou na **Obrázek 2**.



Obrázek 2: ROC křivka závislosti FRR na FAR pro všechny realizované metody.

4. ZÁVĚR

Tato práce popisuje realizaci třech algoritmů pro rozpoznávání osob s využitím snímků sítnice, na základě zvoleného setu čtyř příznaků a třech srovnávacích metrik. Kvalita navržených přístupů byla hodnocena pomoci ROC křivek závislosti FRR na FAR, při změně prahu od 0 do 1 s krokem 0,001. Volba prahu závisí především na požadavcích kladených na biometrický systém. Menším prahem jsou redukovány chybné shody, ale je zvýšena chyba neshody a naopak. Nejmenší FAR i FRR vykazovala metoda TM. Přesnosti metod jsou sníženy zahrnutím neideálně nasnímaných obrazů sítnice a postupy extrakce příznaků, které tyto nedostatky dostatečně nepotlačily. Záměrem nadcházející práce je proto navrhnout metody srovnávání příznaků pro překonání těchto problémů. Cílem je jak vylepšení dosavadních metod, tak realizace zcela nových přístupů.

- [1] DRAHANSKÝ, M. a F. ORSÁG. *Biometrie*. 1. vyd. Brno: Computer Press, 2011, 294 s. ISBN 978-80-254-8979-6.
- [2] BENEŠ, M. a B. ZITOVÁ. Nephele: Databáze restaurátorských zpráv s možností vyhledávání podle textové a obrazové informace. Praha: AV ČR, ÚTIA, 2005, 53 s.
- [3] KARÁSEK, J. *Citlivost metod pro měření podobnosti kvantitativních proměnných*. Brno: VUT v Brně, 2012, 8 s.
- [4] LATHA L., M. PABITHA and S. THANGASAMY. A Novel Method for Person Authentication using Retinal Images. ICICT, 2010. 6 s.
- [5] BUJNOŠKOVÁ, E. Využití snímků sítnice v biometrii: bakalářská práce. Brno: VUT v Brně, FEKT, 2011, 56 s. Vedoucí práce doc. Ing. Radim Kolář, Ph.D.

REMOVAL OF PACING SPIKES FROM THE ELECTROCARDIOGRAPHIC SIGNAL

Radovan Smíšek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xsmise00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Tereza Reichlová

E-mail: xreich02@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this thesis is to detect pacing spikes in ultra-high-frequency ECG and remove them. It makes evaluation of higher frequency components of QRS complex possible. This evaluation is impossible while pacing spikes are present. Chosen issue is solved using heuristic algorithm. Algorithm uses intersperse signal by line in the area which is not influenced by pacing spikes. Subsequently this line is made longer and using differences between line and signal (or other rules) edges of pacing spikes are detected. The top of the stimulation tip is detected by thresholding envelope of original signal's first difference. Outcomes of this thesis make possible to analyze ultra-high-frequency ECG analysis.

Keywords: ultra-high frequency electrocardiogram, detection of pacing spikes, removal of pacing spikes, cardiostimulation

1. ÚVOD

Elektrokardiografie je časté moderní vyšetření srdce. Při běžném vyhodnocení EKG je využíváno frekvenční pásmo od 0,05 Hz do 100-150 Hz. Při tomto omezení dochází ke ztrátě užitečné informace. Při standardním EKG nelze dokonale vyhodnocovat šířku a tvar komplexu QRS, jelikož komplex QRS neznázorňuje ve skutečnosti jen fázi depolarizace komor, ale je ovlivněn i repolarizací některých kardiomyocytů. Pokud budou hodnoceny pouze vysokofrekvenční složky EKG, dojde k potlačení ovlivnění komplexu QRS repolarizací. Pomocí vysokofrekvenční analýzy EKG lze tedy přesněji zhodnotit fázi depolarizace komor, což je ukazatel při diagnostice kardiomyopatie, infarktu myokardu a blokády Tawarových ramének. Mnoho studií se zabývalo využitím frekvenčního pásma do 250 Hz. V tomto frekvenčním pásmu se ukázala schopnost detekce srdeční ischemie a infarktu myokardu i v případě, kdy tento stav není dobře identifikovatelný v běžném EKG (viz např. [1]). Novou aktuálně zkoumanou oblastí je využití frekvenčních složek i nad 250 Hz (ultra vysoko-frekvenční EKG).

Problém při analýze signálu nastává u pacientů s implantovaným kardiostimulátorem. Stimulační hroty obsahující vysokofrekvenční složky o velké amplitudě, které znemožňují vysokofrekvenční analýzu EKG. Cílem této práce je tedy detekce stimulačních hrotů a jejich následné odstranění, které by co možná nejvíce potlačilo vliv stimulátoru na ultra vysokofrekvenční analýzu EKG. V této práci bylo použito ultra vysokofrekvenční EKG snímané v Mezinárodním centru klinického výzkumu Fakultní nemocnice u sv. Anny v Brně (FNUSA-ICRC) se vzorkovací frekvencí 5 kHz.

2. DETEKCE STIMULAČNÍCH HROTŮ

Všechny signály, ze kterých byly odstraňovány stimulační impulzy, pocházejí od pacientů s biventrikulárním stimulátorem. V záznamu se tedy mohou vyskytnout jeden až tři stimulační impulzy v závislosti na nastavení kardiostimulátoru a na zdravotním stavu pacienta. Stimulační píky se vzájemně tvarově liší u jednotlivých pacientů i v závislosti na tom, jaká srdeční dutina je stimulována.

Při detekci maxim stimulačních hrotů byla nejprve vypočítána první diference signálu. Následně byla vytvořena obálka první diference jako absolutní hodnota Hilbertovy transformace tohoto signálu. Pro samotnou detekci byl procházen signál obálky první diference vzorek po vzorku. Jakmile měl některý vzorek velikost vyšší než stanovený práh (1/33 z maxima obálky první diference), byla od tohoto vzorku v okně délky dvacet hledána poloha maximální hodnoty jako maximum vzdáleností od průměru signálu. Zde byla stanovena poloha maxima stimulačního hrotu.

Detekce levého okraje stimulačních hrotů využívá okno délky 5 posunující se po signále. Okraj píku je stanoven v místě, kde jsou splněny dvě podmínky. Za prvé musí být směrodatná odchylka vzorků v okně nižší než 0,005 mV. Dále jsou vzorky v okně proloženy přímkou, která je protažena směrem nalevo od stimulačního impulzu. Musí platit podmínka, že rozdíl třinácti vzorků přímky od aktuálního vzorku a jim odpovídajících vzorků originálního signálu nesmí překročit 0,09 mV.

Pro detekci pravého okraje stimulačního impulzu je nutno proložit přímku vzorky před stimulačním impulzem a následně tuto přímku protáhnout za stimulační impulz (tato přímka je vidět na obrázku 1 vlevo). Je vypočítán vektor rozdílů mezi vzorky přímky a příslušnými vzorky signálu. Vektorem rozdílů je posouváno okno délky 20 vzorků. Pravý okraj stimulačního hrotu je stanoven v místě, kde je směrodatná odchylka rozdílů nižší než 0,0065 mV a současně směrnice přímek o délkách 5, 10 a 30 vzorků proložené příslušnými vzorky vektoru rozdílů jsou vyšší než -0,0003. Na obrázku 1 vpravo je vidět detekovaný pík – vrchol se nachází v místě červené čáry a detekované okraje jsou označeny zelenou čárou.

Výše uvedené hodnoty použité při detekci hrotů byly stanoveny heuristicky. Detekce byla testována ve 46 záznamech a u všech záznamů byly všechny stimulační hroty detekovány. Hodnocení přesnosti detekce okrajů hrotů je obtížné vzhledem k neostrému konci hrotů. Dostatečná přesnost této detekce byla posuzována dle možnosti dalšího zpracování ultra vysokofrekvenčních složek EKG (viz níže).



Obrázek 1: Proložená přímka skrz vzorky před stimulačním hrotem a prodloužená za hrot (vlevo), detekované okraje hrotu – zeleně, vrchol hrotu - červeně (vpravo) a výřez a zvětšení konce stimulačního hrotu (v rámečku vpravo).

3. ODSTRANĚNÍ STIMULAČNÍCH HROTŮ A NÁSLEDNÁ ANALÝZA

Po detekci stimulačních hrotů následuje jejich odstranění. Odstranění hrotu bylo provedeno několika způsoby. Hrot byl nahrazen přímkou a kubickým splinem. Další metodou bylo potlačení stimulačního hrotu frekvenční filtrací. Poslední testovaná metoda byla založena na roztřídění stimulačních hrotů dle tvaru. Pro každý typ hrotu byl vytvořen zprůměrněný stimulační hrot, který byl následně odečten od každého hrotu daného typu. Nejlepších výsledků ve smyslu minimálního ovlivnění vyšších frekvenčních složek signálu bylo dosaženo nahrazením hrotu přímkou. I při nahrazení hrotu přímkou dochází ovšem k nechtěnému ovlivnění frekvenčního spektra kvůli nespojitosti prvních derivací při přechodu mezi originálním signálem a proloženou přímkou. Tyto nepřesnosti se projevují v některých signálech vznikem falešných vysokých hodnot na přechodu mezi originálním signálem a přímkou při analýze popsané níže. Nepřesnosti jsou ovšem méně významné než u jiných testovaných metod potlačení či nahrazení stimulačního hrotu.

Po odstranění stimulačního hrotu je již možná analýza ultra vysokofrekvenčních složek. Nejprve je pomocí rychlé Fourierovy transformace vypočítáno frekvenční spektrum signálu. Následně jsou vynulovány frekvenční složky mimo požadované pásmo (nejčastěji se analyzuje pásmo 500-1000 Hz a 1000-2000 Hz) a takto filtrovaná data jsou demodulována, což je provedeno přesunutím frekvenčních složek odpovídajících zkoumanému pásmu středem pásma na 0 Hz ve frekvenčním spektru. Absolutní hodnota zpětné Fourierovy transformace je poté nízkofrekvenční obálka vysokofrekvenčního signálu. Dalším krokem analýzy je rozdělení obálky na krátké úseky obsahující vždy jeden komplex QRS plus 600 vzorků před a po tomto komplexu. Tyto úseky obálky jsou zarovnány podle polohy R vlny a zprůměrovány, přičemž průměrovány jsou vždy pouze komplexy QRS podobného tvaru. Na obrázku 2 je zobrazena výsledná zprůměrovaná obálka u signálu před odstraněním stimulačních hrotů a po jejich odstranění. Je vidět, že při přítomnosti stimulačních hrotů je celá obálka ovlivněna stimulačními hroty a analýza tudíž není možná.



Obrázek 2: Zprůměrovaná obálka QRS komplexů, frekvenční pásmo 500-1000Hz, svod V1 modře, svod V6 zeleně – signál obsahujících stimulační hroty (vlevo), signál po odstranění stimulačních hrotů (vpravo)

4. ZÁVĚR

V práci byl navrhnut heuristický algoritmus pro detekci okrajů i vrcholů stimulačních hrotů. Detekované hroty byly nahrazeny přímkou. Následně byla vytvořena obálka signálu ve zvoleném frekvenčním pásmu. Detekce a odstranění stimulačních hrotů pomocí navržených algoritmů byly testovány u 46 pacientů a u všech byla díky odstranění hrotů umožněna analýza ultra vysokofrekvenčních složek. U některých záznamů se ovšem vyskytly nepřesnosti na přechodu mezi vloženou přímkou a originálním signálem. Tyto nepřesnosti by mohly být odstraněny sofistikovanější metodou nahrazení stimulačního hrotu.

REFERENCE

[1] AMIT, G., O. GALANTE, L. R. DAVRATH, O. LURIA, S. ABBOUD a D. ZAHGER. High-Frequency QRS Analysis in Patients with Acute Myocardial Infarction: A Preliminary Study. In: *Annals of Noninvasive Electrocardiology* [online]. 2013, s. 149-156 [cit. 2014-11-10]. ISSN 1082720x. DOI: 10.1111/anec.12023.

INTERACTIVE SPATIAL VISUALISATION OF EEG PARAMETERS FROM DEPTH INTRACRANIAL ELECTRODES IN CT/MRI IMAGES

Vojtěch Trávníček

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xtravn21@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Cimbálník E-mail: jan.cimbalnik@fnusa.cz

Abstract: Standard procedure with patients with focal farmacoresistant epilepsy is partial brain resection. Signals from intracranial EEG are analyzed to find the patological area. This paper presents method for interactive spatial visualisation of EEG parameters in native, three-dimensional CT/MRI images as a tool for displaying pathological areas directly in native MRI or CT images. Software with graphical user interface is programmed and implemented at St. Anne's University Hospital in Brno (FNUSA). This program is also connected to MySQL database, where parameters from EEG analyses are stored.

Keywords: intracranial EEG, visualisation, 3D Slicer, image registration

1 INTRODUCTION

Approximatelly 1/3 of epileptic patients with focal epilepsy do not respond to medical treatment [1]. The only way to achieve seizure freedom is removal of the patological parts of the brain. The localization of seizure generating tissue is currently done solely by locating seizure onset zone. Data, which shows whether a part of the brain is producing seizures or not, are gained from intracranial EEG (iEEG). According to recent studies, high frequency oscilations (HFOs) are a promising electrophysiological biomarker of epilepsy [1]. Automated HFO detectors can provide information about number of HFOs in electrode contacts. There is, however, a gap between HFO detection and fast and convenient way of interpreting the data. This paper presents a new tool for interactive visualisation of HFO count in native, three-dimensional MRI or CT scans. HFO rate is transformed to color scale and displayed to the exact anatomical location.

The process of finding exact location of all electrode contacts in native scan consists of several nontrivial steps. For MRI image transformations which play crucial role here, the 12-parameter affine transform and nonlinear cosine transform is performed with SPM software [2]. CT image transformations are not implemented yet, but use of Elastix software is in progress [3]. Computed coordinates are stored together with HFO detections in MySQL database. The tool for visualisation of HFOs detections is programmed as a module in 3D Slicer, that is connected to MySQL database [4].

2 CONTACT LOCATION

Since the visualisation is needed in native MRI scan and coordinates of electrode contacts are extracted from scan with implanted electrodes, the coordinates have to be recalculated. Whole process of coordinate determination is represented by block "Coordinate extraction" in figure 1. Before electrode implantation, native high–resolution scan is obtained. Then electrodes are implanted to the patient's brain and a low resolution MRI scan is made. This low resolution MRI image is coregistred to the native high–resolution scan and normalized into MNI space with SPM software. This



Figure 1: Whole process of visualization implemented in FNUSA. Blocks and arrows with thick line are processes designed within this project. Other blocks are standard parts of hospital infrastucture or does not have any connection to this paper.

image is used to manually extract coordinates of electrode contacts. These coordinates are located in MNI space, so they are tranformed back into "real world" space based on parameters of affine and cosine transforms used during previous normalization. Result of these operations are coordinates of electrode contacts transformed into patients high–resolution MRI image without electrodes and loaded into MySQL database in order to be used in visualisation program. At the present stage of the project, everything needs to be done manually, only recalculation of coordinates and work with MySQL database is automated by custom made MATLAB scripts.

3 VISUALISATION PROGRAM

New module in 3D Slicer was programmed in python programming language that uses one built-in module named "Markups". Module "Markups" is used to display fiducial markers at positions of electrode contacts, where color of every marker represents number of HFOs on the specific electrode. Pattern for color range is jet MATLAB color scheme and was chosen after discussion with doctors in FNUSA. Red color represents the highest value and dark blue color the lowest one. PyQT library was used for graphical user interface (GUI), which was also designed in cooperation with doctors in FNUSA and can be seen in the figure 2. This module is connected to MySQL database using python MySQL connector. Database is accessible directly from GUI using username and password, while database query is generated automaticaly from parameters set in GUI.

4 RESULTS

New visualisation program, that can be installed on Windows, Linux and MacOS, has been implemeted at FNUSA and implementation at Mayo Clinic in USA is in negotiations. User can display MRI image with electrode contacts either in two–dimensional slices (coronal, transverzal and sagital) or can use for exam-

		Ø
3DSlice	er	
▶ Help & Acknowl	edgement	
 Database conne 	ection	
Enter your usernar	he and password to access the databas	e
Deserved states	*	
Password		
Tou are connected		
Data selection		
Enter patient numb	per 13	
Choose range od fr	requencies	
0.0		1000.0
	Inches	
Electrode vizual		
	Snow electrodes	
	Remove all contacts	
Enter HFO rate res	olution (color coded)	
IU Fiducial size		
Fiducial opacity		
1.0		
Color range		
0.0		99.0
Red RAS: (-17	71.2.20.2.0.0) Axial Sp: 1.0	
L None ()		
B None ()		

Figure 2: Graphical user interface.

ple volume rendering, which is shown in the figure 3A. User can also change fiducial size, opacity or since different frequencies have different diagnostic information the user can also choose range of frequencies of HFOs (see figure 2.). Important information is, that this program is not designed to show, whether the part of the brain is epileptogenic or not, but to effectively visualize any electrophysiological biomarkers of epilepsy to simplify orientation in large amount data. Considering this, program fulfills it's requirements completely.



Α

Figure 3: Illustration of 3D visualisation. Volume rendering function from 3D Slicer is used in A, in B is standard 3D display.

ACKNOWLEDGEMENT

This project was created in cooperation with International Clinical Research Center of St. Anne's University Hospital in Brno (FNUSA-ICRC).

- [1] JACOBS, Julia, Maeike ZIJLMANS, Rina ZELMANN, Claude-Édouard CHATILLON, Jeffrey HALL, André OLIVIER, François DUBEAU a Jean GOTMAN. High-frequency electroencephalographic oscillations correlate with outcome of epilepsy surgery. Annals of Neurology. 2010, vol. 67, issue 2, s. 209-220. DOI: 10.1002/ana.21847.
- [2] FRISTON, K. Statistical parametric mapping: the analysis of funtional brain images. 1st ed. Boston: Elsevier/Academic Press, 2007, vii, 647 p. ISBN 01-237-2560-7.
- [3] KLEIN, S., M. STARING, K. MURPHY, M.A. VIERGEVER, J. PLUIM, R WOODS a D HILL. A Toolbox for Intensity-Based Medical Image Registration. IEEE Transactions on Medical Imaging. 2010, vol. 29, issue 1, s. 613-628. DOI: 10.1016/b978-012373904-9.50047-7.
- [4] FEDOROV A., BEICHEL R., KALPATHY-CRAMER J., FINET J., FILLION-ROBIN J-C., PUJOL S., BAUER C., JENNINGS D., FENNESSY F.M., SONKA M., BUATTI J., AYL-WARD S.R., MILLER J.V., PIEPER S., KIKINIS R. 3D Slicer as an Image Computing Platform for the Quantitative Imaging Network. Magn Reson Imaging. 2012 Nov;30(9):1323-41. PMID: 22770690. PMCID: PMC3466397.

SIMULATIONS OF SYNTHETIC DIFFUSION MRI DATA BASED ON BROWNIAN MOTION

Radek Valla

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xvalla01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: René Labounek

E-mail: labounek@phd.feec.vutbr.cz

Abstract: This study deals with the problem of bending and kissing fibers of axonal bundles in brain white matter. It describes new simulator of diffusion-weighted MRI (dMRI) data which is able to generate it based on random walk algorithm with geometrical constraints not only for crossing fiber geometry, but also as o novelty for bending and kissing fiber geometries. It means the simulator becomes a useful and essential tool for understanding and detection of differences between dMRI data coming from crossing, bending and kissing fibers.

Keywords: dMRI, simulations, Brownian motion, crossing, bending and kissing fibers

1. INTRODUCTION

Diffusion weighted MRI measures diffusion motion effect in the sample using gradient magnetic field. Diffusion motion in the sample causes a decrease in the dMRI signal. To measure diffusion profile in 3D space, it must be measured in different directions, usually hundreds of them. Taken data forms tensors in voxels that characterizes diffusion profile and paths of axon fibers can be tracked then throughout the voxels (brain respectively).

Basic and the first model for displaying diffusion profile from dMRI data, named diffusion tensor imaging (DTI), can calculate single tensor, considering that there is only one direction of anisotropic diffusion inside the voxel [1]. Although there are several methods considering more than one bundle of axons, they are able to detect crossing fibers (e.g. Q-ball imaging, diffusion spectrum imaging and ball and stick model) [2,3,4]or more advanced model can find out diffusion dispersion (e.g. ball and racket model, NODDI model) [5,6]. Methods able to detect crossing fibers fit well on kissing and bending fiber geometries. This can make false positive results in tractography and make precise tractography hard to achieve [7]. In Figure 1b, when crossing fiber geometry is fitted in the voxel but kissing is truly underlying, algorithm does not know how to continue in correct way, because 3 ways can be chosen while on kissing fiber geometry the direction is defined.

2. METHODS

2.1. PROBLEM DEFINITION

Imagine that we place group of water molecules in the middle of crossing or kissing in both systems. For crossing fibers, they can move in all four directions and move through the whole gradient field as it is shown in Figure 1a. For kissing fibers, molecules can move only in one fiber and be affected only by small range of gradient field. It applies similarly for second bended fiber.

With this simplified problem, magnetic spin phase distribution should differ for crossing and kissing fibers with similar angle geometry. Data taken from these two systems are assumed to differ. Simulator of diffusion motion in kissing or crossing fibers during turned on dMRI sequence should provide us information, if dMRI data can differ significantly or not.



Figure 1: (a) Different gradient interval affecting crossing and kissing fibres (b) Tracking for crossing and kissing fibres

2.2. DIFFUSION MRI DATA SIMULATOR

In the simulator, data are computed based on water molecule diffusion move inside the fibers during turned on dMRI sequence. It generates synthetic dMRI data. Simulation begins with algorithm for simulation of Brownian motion that approximates isotropic diffusion of water molecules based on algorithm of random walk with Gaussian distribution in free space [8]. This algorithm was modified to our problem with anisotropic diffusion based on geometric constraints. For straight fiber, it is a straight cylinder whose surface does not allow water molecules to pass out of cylinder because of molecule reflection without energy loss from the surface. For kissing fibers, it is bended cylinder. Both geometric constrains are defined by leading points. These points are grouped into groups of three to make triangles on the surface. These triangles define planes, where reflection of the water molecules is calculated. This process simulates anisotropic diffusion inside fibers. Examples of reflection results you can see for both geometries in Figure 2.



Figure 2: Reflection of water molecules in one step in straight and bended cylinders. Point A is starting point and C is final point of Brownian motion simulation without reflection. B is a common point of AC line segment and the cylinder. Points D1 and D2 are points after reflection, where D1 is the

right solution. Dots on cylinders represent cylinder's control points of reflecting plane.

2.3. SIMULATION SETTING

Real data in dMRI measurements can be recorded with spatial resolution about 1mm isotropic voxel size. For this reason, cylinder's length was set to 1mm, its radius was 3μ m, water molecule density was 1 μ m uniformly sampled. Gradient were measured from 30 directions with 3 gradient strengths. Angle between crossing fibres and of bended fibres was 60° [9] between 2 fibres. Each simulation was turned on 3 times to lower chance of random results. Because of high amount of water molecules it was necessary to parallelize the task, because one run took around 100 hours of CPU time for kissing fibres and 15 hours for crossing fibres.

3. RESULTS

Phase distribution of water molecule magnetic spins inside crossing fibers and kissing fibers after dMRI sequence show, that the results weren't random and can be used for comparison of dMRI data. Both crossing and kissing fibers final phase distribution are normal distributed. Thing of interest is difference between signal without molecule diffusion and with diffusion. Than we can compare dMRI data decrease in crossing and kissing fibers. For all runs in crossing fibers, data received after dMRI sequence was approximately 13,175% lower. In kissing fibers it was 13,603%.

4. CONCLUSION

The results showed that derived geometrical constraints can be used for synthetic dMRI data simulations. Although the constraints are one of crucial steps during genesis of synthetic dMRI data, the simulator has still many limitations which will be improved in future research. It will be especially the myelin sheath modelling, diffusion inside it and diffusion simulation in extracellular space. Simulation setting will place more fibers in voxel and make measurement in more gradient directions. Data received from simple simulation are not different enough to predict significant results in more complex simulations. Although, in all runs were dMRI data different by only 0,5% and it can improve with more gradient directions and strengths.

ACKNOWLEDGEMENT

Computational resources were provided by the MetaCentrum under the program LM2010005 and the CERIT-SC under the program Centre CERIT Scientific Cloud, part of the Operational Program Research and Development for Innovations, Reg. no. CZ.1.05/3.2.00/08.0144.

- [1] BASSER, P J, MATTIELLO, J, LEBIHAN, D. MR diffusion tensor spectroscopy and imaging. *Biophysical journal*. 1994, vol. 66, no. 1, pp. 259–67.
- [2] TUCH, David S. Q-ball imaging. *Magnetic resonance in medicine*. 2004, vol. 52, no. 6, pp. 1358–72.
- [3] BEHRENS, T E J et al. Characterization and propagation of uncertainty in diffusionweighted MR imaging. *Magnetic resonance in medicine*. 2003, vol. 50, no. 5, pp. 1077–88.
- [4] WEDEEN, Van J et al. Mapping complex tissue architecture with diffusion spectrum magnetic resonance imaging. *Magnetic resonance in medicine*. 2005, vol. 54, no. 6, pp. 1377–86
- [5] ZHANG, Hui et al. NODDI: practical in vivo neurite orientation dispersion and density imaging of the human brain. *NeuroImage*. 2012, vol. 61, no. 4, pp. 1000–16.
- [6] SOTIROPOULOS, Stamatios N., BEHRENS, Timothy E J, JBABDI, Saad. Ball and rackets: Inferring fiber fanning from diffusion-weighted MRI. *NeuroImage*. 2012, vol. 60, pp. 1412– 1425.
- [7] JBABDI, Saad, JOHANSEN-BERG, Heidi. *Tractography: Where Do We Go from Here?*. *Brain Connectivity* 1 2011 169–183.
- [8] BROWNIAN_MOTION_SIMULATION Simulation of Brownian Motion in M Dimensions [online]. Dostupné z: http://people.sc.fsu.edu/~jburkardt/m_src/brownian_motion_simulation/brownian_motion_si mulation.html.
- [9] WAKANA, Setsu et al. Fiber Tract–based Atlas of Human White Matter Anatomy. *Radiology*. 2004, vol. 230, no. 1, pp. 77–87.

BIOMETRIC FINGERPRINT LIVENESS DETECTION

Tomáš Váňa

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xvanat00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Smital

E-mail: smital@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with biometric fingerprint liveness detection. A software-based liveness detection approach using neural network is proposed. To distinguish between live and fake samples, three image quality features extracted from one image are used. The algorithm is tested on LivDet database comprising real and fake images acquired with three sensors.

Keywords: Biometric system, fingerprint, liveness detection, LivDet database, neural network

1. ÚVOD

Biometrický systém je složen z několika komponent (snímač, registrační modul, extraktor rysů, databáze a porovnávací modul). Každá tato komponenta biometrického systému ovšem představuje potencionální zranitelné místo. Tento článek je zaměřen na přímý útok proti biometrickému systému, který spočívá v přiložení umělého biometrického znaku na senzor. Metoda opatření spočívá v rozpoznání živosti prstu umožňující detekovat falešný otisk a následně ho odmítnou, čímž se zvýší robustnost systému a také jeho úroveň zabezpečení [2], [3].

2. DETEKCE ŽIVOSTI

V tomto článku byla zvolena softwarová metoda využívající přístupu založeného na hodnocení kvality obrazu s otiskem prstu. Obecně je totiž předpokládáno, že obraz pořízený falešným otiskem prstu bude mít rozdílnou (horší) kvalitu, než kdyby byl použit živý prst uživatele. Snímek otisku prstu pořízený umělým prstem obsahuje ve většině případů artefakty vzniklé pořízením otisku. Hlavní myšlenkou tohoto procesu je nalezení množiny charakteristik, které umožní vytvořit vhodný klasifikátor (v podobě neuronové sítě), pomocí něhož je na základě extrahované množiny charakteristik stanoveno rozhodnutí, zda na snímač byl přiložen živý nebo umělý prst [2].

2.1. VYBRANÉ PŘÍZNAKY

K rozpoznání živosti prstu je v tomto článku navrhnuta kombinace tří příznaků. Konkrétně se jedná o jeden příznak z článku [3], zbývající dva pochází z článku [2]. Předzpracování obrazu spočívá v segmentaci samotného otisku prstu za pomoci prahování. Pixely získané prahováním, které se navíc nacházejí v dostatečně blízké vzdálenosti od sebe, jsou sloučeny do jedné oblasti, jenž je nakonec aproximována elipsou za účelem získání pouze otisku prstu.

Prvním z nich je příznak Q_E , který měří rozložení energie ve frekvenční oblasti pomocí entropie. K extrakci energie ze spektra je použita skupina rovnoměrně rozložených pásmových propustí, které byly vytvořeny odečtením dvou po sobě jdoucích přenosových funkcí Butterworth filtrů typu dolní propust [1]. Vysokého hodnoty Q_E dosahují obrazy s kvalitním otiskem prstu (úzký tmavě červený prstenec energie ve výkonovém spektru), zatímco obrazy s nízkou kvalitou otisku prstu nabývají nízké hodnoty Q_E (rozprostření energie ve výkonovém spektru), viz obrázek 1.

Další dva příznaky (Q_{SPE} a Q_{GPE}) využívají k hodnocení kvality obrazu dostupnost původního obrazu a referenčního obrazu, který vznikne filtrací původního obrazu dolní propustí ve tvaru Gaussovy

křivky ($\sigma = 0,5$). Velikost masky filtru byla zvolena 3 × 3 pixely [2]. Vlivem filtrace dojde v referenčním obrazu ke zkreslení. Příznak Q_{SPE} hodnotí kvalitu obrazu pomocí odchylky mezi fázovou složkou spektra původního obrazu a zkresleného obrazu dle rovnice 1:

$$Q_{SPE}(I, I_R) = \frac{1}{NM} \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{M} |\arg(F_{i,j}) - \arg(F_{Ri,j})|^2.$$
(1)

K hodnocení kvality obrazu lze využít důležité vizuální informace získané z gradientů obrazu. Strukturní zkreslení v obrazu se projeví jako změna jeho gradientů [2]. Příznak Q_{GPE} hodnotí kvalitu obrazu na základě chyby ve fázi gradientu, viz rovnice 2:

$$Q_{GPE}(I, I_R) = \frac{1}{NM} \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{M} |\arg(G_{i,j}) - \arg(G_{Ri,j})|^2, \qquad (2)$$

kde mapa gradientů G je definována jako $G = G_x + iG_y$, G_x a G_y jsou gradienty dle osy x a y.



Obrázek 1: Otisk prstu vysoké kvality a jeho výkonové spektrum vlevo, vpravo je uveden otisk prstu nízké kvality spolu s jeho výkonovým spektrem [1].

2.2. ALGORITMUS ROZPOZNÁNÍ

Pro vlastní rozpoznání otisků prstů na pravé (živé) a falešné bylo v článcích [2], [3] využito lineární diskriminační analýzy. V tomto článku byl navržen klasifikátor v podobě vícevrstvé neuronové sítě. Konkrétně se jedná o dopřednou neuronovou síť se zpětným šířením chyby. Neuronová síť se skládá ze dvou vnitřních vrstev, každá obsahuje deset neuronů se sigmoidální aktivační funkcí. Výstupní vrstva je tvořena jedním neuronem s lineární aktivační funkcí. Hodnota z výstupní vrstvy je následně prahována za účelem získání binární odpovědi sítě na vektor příznaků získaných z klasifikovaného otisku prstu. K naučení sítě byl zvolen algoritmus gradientního sestupu s krokem učení 0,1. Velikosti prahů a vah neuronů byly zvoleny náhodně. Dále byly zvoleny následující parametry učení sítě: 1000 epoch učení, hodnocení výkonu sítě pomoci střední kvadratické odchylky.

3. TESTOVÁNÍ NAVRŽENÉHO ALGORITMU

Navržený algoritmus byl otestován na databázi LivDet 2009 obsahující pravé a falešné otisky prstů. Databáze je rozdělena na otisky prstů určených k naučení klasifikátoru a na otisky určené k testování. Ke snímání byly použity tři různé optické snímače [2]. Mezi falešné otisky prstů byly použity použe ty otisky, které byly vyrobeny ze silikonu. Struktura databáze je uvedena v tabulce 1. Na obrázku 2 je uveden živý a falešný otisk pořízený snímačem Biometrika.

Výkon navrženého algoritmu je odhadnut za pomocí průměrné chyby klasifikace ACE (Average Classification Error), která je definována jako průměr hodnot FLR a FFR. Hodnota FLR (False Living Rate) představuje procento falešných otisků klasifikovaných jako živé, zatímco hodnota FFR (False Fake Rate) je procento pravých otisků klasifikovaných jako falešné. Výsledky rozpoznání jsou uvedeny v tabulce 2. Hodnoty FLR₂ a FFR₂ byly získány prohozením dat, testovací data sloužila k naučení klasifikátoru a data k naučení byla testována [3].

Snímač	Data k naučení (Pravý/Falešný)	Testovací data (Pravý/Falešný)
Biometrika	520/520	1473/1480
CrossMatch	310/310	930/930
Identix	250/250	750/750

Tabulka 1: Struktura databáze LivDet 2009.



Obrázek 2: Pravý otisk prstu vlevo, falešný otisk prstu (silikon) vpravo.

Snímač	FLR ₁ /FLR ₂ [%]	FFR ₁ / FFR ₂ [%]	ACE ₁ / ACE ₂ [%]	ACE [%]
Biometrika	16,4/17,8	22,8/25,6	19,6/21,7	20,7
CrossMatch	19,0/14,8	26,6/21,3	22,8/18,1	20,5
Identix	15,6/12,8	33,6/19,1	24,6/15,6	20,1
Celkově	17,0/15,1	27,7/22,0	22,3/18,5	20,4

Tabulka 2: Výsledky rozpoznání živosti.

4. ZÁVĚR

Hlavním cílem tohoto článku byla realizace algoritmu s využitím trojice příznaků k rozpoznání živosti prstu na základě jeho otisku. Celková chyba klasifikačního algoritmu dosahuje hodnoty 20,4 %. Nejlépe byly klasifikovány otisky pořízené senzorem Identix, chyba 20,1 %. Z většiny chybně klasifikovaných otisků prstů byly spíše pravé otisky označeny za falešné než naopak. Navrženým algoritmem bylo u snímače Biometrika dosaženo chyby 20,7 %, zatímco chyba přístupu z článku [3] dosahovala vyšší hodnoty (26,5 %). V ostatních případech bylo dosaženo horších výsledků, jelikož použité příznaky nedokáží u zbylých snímačů dostatečně přesně rozpoznat živost.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory projektu MŠMT LD14013.

- CHEN, Y. Fingerprint Quality Indices for Predicting Authentication Performance. Springer [online]. 2005 [cit. 2015-01-02]. Dostupné z: http://link.springer.com/chapter/10.1007/ 11527923_17.
- [2] GALBALLY, J., MARCEL, S. Image Quality Assessment for Fake Biometric Detection: Application to Iris, Fingerprint, and Face Recognition. IEEE Xplore Digital Library [online]. 2014 [cit. 2015-01-01]. Dostupné z: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?ar number=6671991.
- [3] GALBALLY, J. A high performance fingerprint liveness detection method based on quality related features. ScienceDirect [online]. 2010 [cit. 2015-01-01]. Dostupné z: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0167739X1000244X.

MUSCLE NOISE FILTERING IN ECG SIGNAL

Jiří Novotný

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xnovot0b@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lukáš Smital

E-mail: smital@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with muscle noise filtering in ECG signals using wiener filtration and optimization of Wiener filter numerical parameters. The optimization was performed by using the exhaustive search method, which belongs to the brute force methods and seeks the global solution. The Criterial function in the optimization process was the average SNR of filtered signals. The testing was performed on 20 random signals from the CSE database. The testing has shown that the greatest difference between the input SNR and the average output SNR was at the minimum input SNR.

Keywords: Wiener filter, wavelet transform, optimization, standard database of CSE

1. ÚVOD

Pro filtraci signálů EKG je možné zvolit buď lineární, nebo vlnkovou filtraci. Protože se tato práce věnuje filtraci svalového rušení, které reprezentuje širokopásmové rušení a navíc se spektrum rušení a spektrum užitečného signálu prolínají, byla zvolena metoda vlnkové filtrace za použití Wienerova filtru [2].

2. VLNKOVÁ WIENEROVSKÁ FILTRACE

Vlnková Wienerova filtrace se používá k odstranění širokopásmového šumového signálu od signálu užitečného, pokud se jejich spektra navzájem prolínají. Filtrace Wienerovým filtrem se dělí do dvou větví. V horní větvi, která obsahuje vlnkovou transformaci, úpravu rozkladových koeficientů prahováním a zpětnou vlnkovou transformaci, získáme pilotní odhad signálu. V dolní větvi probíhá v bloku HW samotná Wienerova filtrace koeficientů vstupního signálu korekčním faktorem, viz Obr. 1.

$$y_{m}(n) = y_{m}(n) * g_{m}(n) = y_{m}(n) * \frac{u_{pm}^{2}(n)}{u_{pm}^{2}(n) + \sigma_{vm}^{2}}$$
(1)

Rovnice (1) je ukázkou vlastní Wienerovy filtrace, kde člen $y_m(n)$ odpovídá koeficientům v jednotlivých rozkladových pásmech vstupního signálu po vlnkové transformaci a $g_m(n)$ představuje korekční člen, v jehož čitateli se vykytují kvadráty rozkladových pásem pilotního odhadu, který je ve jmenovateli zvětšen o odhad směrodatné odchylky rozkladových pásem vstupního signálu [1].



Obr. 1: Schéma Wienerova filtru

Úprava vlnkových koeficientů je v této práci provedena prahováním rozkladových koeficientů. Pro optimalizaci číselných parametrů byl u Wienerovy filtrace realizován adaptivní empirický výpočet prahové hodnoty. Tato hodnota je vypočítána pomocí plovoucího okna, kdy se okno posunuje po signálu vždy o celou velikost okna. Tato technika je sice méně přesná než posun okna o jeden vzorek, ale časově méně náročná pro následnou optimalizaci tohoto algoritmu. K tomuto typu výpočtu prahové hodnoty byla zvolena prahovací technika hybridního (garrote) prahování.

3. OPTIMALIZACE

Pro další zpracování signálů je nutné získat signál s minimálním množstvím šumové složky, čehož je dosaženo užitím optimalizačních algoritmů na číselné parametry Wienerova filtru. V této práci probíhá optimalizace tří číselných parametrů Wienerova filtru neboli optimalizace v 3D prostoru, kdy každý optimalizovaný parametr představuje jeden rozměr. V této práci je kriteriální funkce zvolena jako průměrný výstupní poměr výkonu signálu k výkonu šumu (SNR) z více signálů, pomocí kterého pak byla hodnocena úspěšnost metody filtrace širokopásmového rušení z EKG pomocí Wienerova filtru. Mezi optimalizované číselné koeficienty patří stupeň rozkladu pro vlnkovou transformaci WT1 a vlnkovou transformaci WT2. Protože byla realizována metoda adaptivního empirického prahu, bude jako zároveň optimalizována i hodnota empirické konstanty K, sloužící pro výpočet prahu [3].

3.1. ÚPLNÉ PROHLEDÁVÁNÍ

Tato optimalizační technika byla vybrána z důvodu vyhledání globálního (nejlepšího možného) řešení ve vymezených hodnotách optimalizovaných proměnných. Úplné prohledávání patří mezi metody, které se řadí do brute force metod, což znamená, že optimalizační metoda prochází veškerá možná přípustná řešení. Protože cílem této práce je optimalizace kriteriální funkce ve smyslu nalezení jejího maxima, bude kriteriální funkce před každým spuštěním algoritmu nastavena na nulovou hodnotu. U optimalizovaných parametrů platí, že čím hustěji jsou navzorkovány, tím přesněji lze získat polohu hledaného globálního extrému kriteriální funkce. Jediné platné ukončení realizovaného algoritmu je průchod všemi přípustnými kombinacemi hodnot optimalizovaných parametrů.

Pro každé řešení je vypočtena hodnota kriteriální funkce a porovnána s aktuální hodnotou kriteriální funkce, která odpovídá dosud největšímu poměru SNR. Je-li nová hodnota lepší než doposud nalezená hodnota, je aktualizována stejně jako hodnoty optimalizovaných proměnných.

Hlavní nevýhodou realizované metody je její časová náročnost. Mezi hustotou vzorkování a časovou náročností algoritmu je přímá úměrnost.

4. VÝSLEDKY

Byly optimalizovány číselné koeficienty stupeň rozkladu 1 pro blok WT1, stupeň rozkladu 2 pro bloky WT2 a empirická konstanta K. Stupně rozkladu musí být celá čísla a jsou optimalizovány v intervalu <1,10> s krokem 1 stejně jako odhad empirické konstanty K. Hodnota odhadu K byla následně zpřesněna v intervalu < (odhad K)-1; (odhad K)+1 > s krokem 0,1.

SNR_in [dB]	Stup_rozkl1	Stup_rozkl2	K	Průměrná SNR [dB]
5	4	5	2.9	20.57
10	4	5	2.9	23.73
15	4	4	3	27.21
20	4	4	2.9	30.69
25	4	4	2.6	34.20

Tab. 1: Optimalizace na 20-ti náhodně vybraných signálech ze standardní databáze CSE

V Tab. 1 jsou uvedeny optimalizované parametry a výsledná hodnota kriteriální funkce v závislosti na poměru SNR_in pro pevně nastavené parametry Wienerova filtru: délka okna 430 vzorků, což

odpovídá průměrné srdeční frekvenci, vlnka 1 pro blok WT1 rbio1.3, vlnka 2 pro blok WT2 rbio4.4. Tato kombinace vlnek byla zvolena po předchozí analýze, protože dávala nejlepší výstupní poměr SNR. Z výše uvedené tabulky lze vyčíst, že čím větší je zastoupení šumové složky ve vstupním signálu, tím větší je rozdíl průměrného výstupního SNR oproti vstupnímu SNR.

Na Obr. 2 je z databáze CSE zobrazen signál MO1_074_12, svod aVL, který byl jedním ze signálů, na kterých byla provedena optimalizace. Optimalizované parametry jsou nastaveny pro stup_rozkl1 na hodnotu 4 a stup_rozkl2 na hodnotu 5, při velikosti empirická konstanty 2.9 pro vstupní úroveň šumu SNR_in o velikosti 10dB. Ostatní parametry Wienerova filtru jsou uvedeny pod Tab. 1. Ze spodního obrázku je patrné, že filtrace téměř nepoškozuje vysokofrekvenční pásmo signálu obsahující užitečnou informaci.



Obr. 2: Srovnání použitého signálu s filtrovaným

5. ZÁVĚR

V první části této práce byl realizován algoritmus vlnkového Wienerova filtru, který při výpočtu pilotního odhadu používá jako úpravu rozkladových vlnkových koeficientů adaptivní empirický výpočet prahu s prahovací technikou garrote.

Na wienerovský filtr navazuje optimalizační metoda úplného prohledávání. Kriteriální funkcí pro optimalizaci byla zvolena průměrná hodnota SNR na výstupu z Wienerova filtru. Optimalizace probíhala v 3D prostoru - byly optimalizovány 3 parametry - stupeň rozkladu pro blok WT1, stupeň rozkladu pro blok WT2 a empirická konstanta K.

Výsledky optimalizace pro realizovaný algoritmus vlnkového Wienerova filtru uvedené v Tab. 1 potvrdily předpoklad, že čím větší bude zastoupení šumu ve vstupním signálu, tím větší rozdíl bude mezi optimální průměrnou hodnotou poměru SNR u filtrovaného signálu oproti hodnotě SNR u vstupního signálu. Tabulkové hodnoty jsou podpořeny grafickým výstupem u jednoho signálu v porovnání s originálním signálem bez i s přidaným aditivním svalovým rušením.

- [1] Chmelka, L., Kozumplík, J.: Wavelet-based Wiener filter for electrocardiogram signal denoising. *Computers in Cardiology*, 2005, roč. 32, s.771-774. ISSN 0276-6574.
- [2] SMITAL, L. Vlnková filtrace elektrokardiogramů. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Jiří Kozumplík, CsC.
- [3] Zelinka, I.: Umělá inteligence v problémech globální optimalizace. 1. vyd.Praha: BENtechnická literatura, 2002. ISBN 80-7300-069-5.

SEGMENTATION OF AIRWAYS IN CT DATA

Pavel Votoupal

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xvotou00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Walek E-mail: xwalek01@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with the segmentation of lung parenchyma and extraction of airways tree from three dimensional CT scans. The external mask of the lungs is created and subsequently used to ease the process of airway segmentation. A method, based on grayscale reconstruction, is used for segmentation proces.

Keywords: CT data, Airway tree, Lung, Segmentation.

1 ÚVOD

Pro zkoumání a diagnostiku plicních onemocnění je CT neboli rentgenová výpočetní tomografie referenční a nejvyužívanější zobrazovací metodou. Základem pro hodnocení většiny plicních patologií je segmentace oblasti plicního parenchymu z CT dat, ve které jsou provedena ostatní kvantitativní či kvalitativní měření. Výstup lze použít i k několika aplikacím, jako je například segmentace cévního řečiště plic, segmentace dýchacích cest apod.

Tato práce se zabývá výše zmíněnou segmentací dýchacích cest z CT dat hrudníku pacienta. Samotnému procesu extrakce a rekonstrukce dýchacího stromu předchází segmentace plicní tkáně za účelem zjednodušení následné segmentace samotných dýchacích cest.

2 VSTUPNÍ DATA

Vstupem algoritmu je zde 3D matice korespondující s nasnímaným objemem CT hrudníku pacienta. Data ve formátu DICOM pochází z iterativní metody rekonstrukce obrazu z projekcí a neobsahují tedy tolik šumu jako doposud v praxi nejpoužívanější metoda filtrované zpětné projekce. Díky tomu není nezbytným krokem často využívané předzpracování dat před samotným vstupem do algoritmu.

3 SEGMENTACE PLIC

Pro zjednodušení procesu extrakce a rekonstrukce dýchacího stromu je v první fázi omezen objem originálních dat celého CT hrudníku pouze na oblast plicní tkáně. Existuje řada publikovaných metod pro segmentaci plic, kdy důležitým faktorem pro její výběr je dosažitelná přesnost plicních hranic v závislosti na výpočetní náročnosti algoritmu.

Dostačujícím výstupem zde použité segmentace je vytvoření hrubé masky plic, která nemusí úplně nutně kopírovat přesné hranice plicního parenchymu. Byla tedy zvolena jednoduchá metoda založená na prahování obrazových dat s následnými úpravami kontury plic. Tyto korekce jsou nejdůležitější v oblasti hilu, kde do plic vstupují velké dýchací cesty spolu s cévami. Výsledná hrubá maska zahrnuje i dýchací cesty, které vzhledem k jejich dalšímu využití není nutné odstraňovat.

Hodnota prahu je určena z histogramu celého objemu dat, který má pro CT hrudníku specifický charakter. Jelikož dýchací cesty a plicní tkáň mají nízkou hodnotu CT čísla oproti ostatním tkáním

hrudníku, oblast plic a dýchacích cest je po naprahování v jednotlivých řezech zobrazena nulovými pixely na jednotkovém pozadí korespondujícím s hrudníkem pacienta. S ohledem na návaznost plicní tkáně v jednotlivých procházených řezech je z celého objemu hrudníku vybrána pouze ta část obsahující plíce spolu s dýchacími cestami. Pro vyhlazení plicních hranic bylo v jednotlivých řezech při konstrukci finální hrubé masky využito operace morfologického otevření. Na obrázku 1 je zobrazen výsledek segmentace plic.



Obrázek 1: Ukázka výsledku metody segmentace plic: a) řez v originálních datech, b) oblast originálu pod hrubou maskou plicní tkáně, c) celá plicní tkáň pod maskou v objemovém zobrazení.

4 SEGMENTACE DÝCHACÍCH CEST

Druhou a hlavní fází celého postupu je segmentace dýchacích cest, jejímž výstupem je zrekonstruovaný dýchací strom. Vstupem jsou originální data CT skenu hrudníku pacienta nacházející se pod vytvořenou hrubou maskou plic v první fázi. Je známo několik různých přístupů využívaných k segmentaci dýchacích cest a jako zajímavá se jeví metoda založená na morfologické rekonstrukci publikovaná autory v [2]. Šedotónovou morfologickou rekonstrukci lze obecně využít k identifikaci lokálních extrémů v obraze. Díky tomu je možné lokalizovat potencionální regiony korespondující s kandidáty na dýchací cesty. Při představě obrazu z topografického hlediska jsou totiž dýchací cesty zobrazeny jako lokální minima (údolí) oproti například cévám, které jsou naopak lokálními maximy (vrcholky). Postup morfologické rekonstrukce lze shrnout do 4 jednoduchých kroků.

V prvním z nich je pro originální obraz I vypočten obraz J zvaný "marker", vytvořený pomocí operace morfologického uzavření za použití strukturního elementu (SE) definovaného tvaru a velikosti. Velikost SE je důležitá, jelikož určuje i velikost detekovaných lokálních minim, tedy kandidátů pro segmentaci dýchacích cest. V dalším kroku je marker podroben morfologické rekonstrukci podle

$$J_{k+1} = max(J_k \ominus B_4, I), \tag{1}$$

kde $J_0 = J$ a B_4 je strukturní element tvaru disku s konektivitou ve čtyř-okolí pixelu. Rekonstrukce je iterační proces, který se opakuje, dokud není výstup stejný jako v předchozím cyklu. Následně je vytvořen rozdílový obraz mezi výstupem rekonstrukce a originálním řezem a nakonec dojde k naprahování tohoto rozdílového obrazu. Konečným výsledkem je binární obraz konkrétního řezu, na kterém jsou zobrazeny kandidáti dýchacích cest jednotkovými pixely na nulovém pozadí.

Aby byly na každém řezu identifikovány potencionální dýchací cesty různých velikostí, je nutné opakovat rekonstrukci pro několik velikostí SE použitého k výpočtu markeru. Dva nejdůležitější parametry jsou tedy zmíněná velikost SE a také hodnota prahu, na kterých závisí celková kvalita dosažených výsledků.

Po rekonstrukci jednotlivých řezů je posledním krokem vytvoření dýchacího stromu. To je nutné provést s ohledem na návaznost dýchacích cest v jednotlivých řezech a zajistit tak 3D konektivitu při

sestavování celého stromu z lokalizovaných kandidátů dýchacích cest. Řezy se nejprve procházejí od vrchního směrem k bázi a v tomto směru tedy narůstá tvořený strom. Následně je třeba postupovat i opačným směrem a doplnit ke stromu ostatní větve, které odstupují směrem vzhůru od nadřazených větví. Celkový postup je nyní ve fázi testování a vhodného sestavení dílčích kroků celého algoritmu. Na obrázku 2 je vidět jednak výsledek morfologické rekonstrukce pro odvození kandidátů dýchacích cest a na obrázku 3 je zobrazena ukázka výsledku sestaveného dýchacího stromu v objemovém zobrazení.



Obrázek 2: Ukázka lokalizovaných kandidátů dýchacích cest jako výstup morfologické rekonstrukce pro dva vybrané řezy: a),c) řez v originálních datech, b),d) kandidáti dýchacích cest z příslušných řezů.



Obrázek 3: Ukázka výsledku zrekonstruovaného dýchacího stromu.

5 ZÁVĚR

Prozatím dosažené výsledky naznačují, že v principu jednoduchý přístup šedotónové morfologické rekonstrukce může být užitečným nástrojem i v procesu jako je segmentace dýchacích cest. Popsaný princip bude dále zdokonalován a následně pak otestován na několika reálných pacientských souborech CT dat hrudníku. Podaří-li se dosáhnout optimálního zkompletování a nastavení dílčích částí programu, může tato metoda podávat dobré výsledky.

- [1] VINCENT, Luc. Morphological grayscale reconstruction in image analysis: applications and efficient algorithms. Image Processing, IEEE Transactions on, 1993, 2.2: 176-201.
- [2] AYKAC, Deniz, et al. Segmentation and analysis of the human airway tree from threedimensional X-ray CT images. Medical Imaging, IEEE Transactions on, 2003, 22.8: 940-950

Magisterské projekty

Mikroelektronika a technologie

SIMULATION OF HEAT TRANSFER IN LOW-VOLTAGE SWITCHBOARD MNS

Aleš Czudek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xczude03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Vyroubal

E-mail: xvyrou02@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The content of this work is the diagnosis of the temperature profile of industrial low voltage switchboards. Place of origin, flow and heat dissipation are important aspects in the design of the cabinet, particularly with regard to the layout of your devices. The correctness of the design cabinet can be verified by measuring the temperature field practical cabinet during testing or in work mode. Another option is to simulate the temperature profile of the low voltage. This can prevent waste of materials and saving money for the development.

Keywords: SolidWorks, Flow Simulation, PDM, PLM, CAD, ABB, SACE, Emax, Emax 2, breaker, switchgear, simulation

1. ÚVOD

Pod pojmem rozvaděč nízkého napětí se rozumí elektrické zařízení s napětím do 1000V při střídavém proudu nebo 1500V s proudem stejnosměrným. Konstrukční i funkční provedení rozvaděče definuje norma ČSN EN 61439-1. Tato norma definuje také dovolené oteplování rozvaděče ale i parametry a postupy k měření teplotního profilu při testech. Oteplování se v současnosti testuje vždy u vyrobených prototypů, kde v případě neúspěšného testu je nutné změnit jeho konstrukční uspořádání a znovu vyrobit určité komponenty. Jedná se zejména o přípojnice, které do značné míry ovlivňují teplotu v rozvaděči. Z ekonomických důvodů by mohlo být výhodnější použití počítačových simulací s přesně nadefinovanými klimatickými podmínkami a dalšími parametry.

2. VZNIK TEPLA A JEHO VLASTNOSTI

Teplota jako stavová veličina určuje stav termodynamické rovnováhy, kdy v izolované soustavě těles od okolního prostředí neprobíhají žádné makroskopické změny. V praxi se však teplota těles a prostředí neustále mění, protože se vlivem přenosu tepla vzájemně ovlivňují. Přenos tepla mezi systémem a jeho okolím může probíhat různými způsoby. Popisují je mechanismy přenosu tepla vedením, prouděním nebo zářením, jež jsou obecně známé. Nárůst teploty v rozvaděči souvisí především se vznikem tepla, které vyzařují vodiče, v podobě ztrátového tepla (přeměna el. energie na tepelnou). Tyto tepelné ztráty jsou známé jako Joulovo teplo definované Joulovým zákonem a jsou závislé na odporu vodiče.

2.1. VLASTNOSTI VODIČŮ PŘI PRŮCHODŮ STŘÍDAVÉHO ELEKTRICKÉHO PROUDU

Ze zmíněného Joulova zákona lze vyvodit závislost odporu na výkonových ztrátách na vodiči. Odpor se ve vodiči dokáže dynamicky měnit v závislosti na jeho tvaru a délce. Mezi vlivy působící na oteplování vodiče patří protékající střídavý proud, který má ve vodiči tendence se vytlačovat k okrajům. Tento jev se nazývá Skin effect, tzv. povrchový jev. Vytlačováním střídavého proudu ve vodiči se zvyšuje proudová hustota na okrajích vodiče, a tím se zvyšuje odpor vodiče a dochází ke ztrátám elektrické energie měnící se v teplo vyzařované do okolí (Obrázek 1, a). Protékající střídavý proud vytváří kolem vodiče siločáry magnetického toku. Část tohoto toku prochází samotným vodičem a indukuje v něm uzavřené vířivé proudy. Ty však v blízkosti středu vodiče mají opačný směr, než protékající proud a odčítají se od něj. K povrchu jsou směry souhlasné, čímž se proudy sčítají a podporuje se proudová hustota. Procházející proud a jeho hustota závisí jak na poloměru vodiče r, tak na čase t. V obrázku 1 a) lze pozorovat rozvržení proudové hustoty měděného vodiče o rozměrech 100 x 10 mm. Zvyšující se proudová hustota na okrajích vodiče vyvolává zvýšení odporu vodiče, což přispívá ke zvyšování výkonových a tím i tepelných ztrát.

Dalším jevem uplatňujícím se ve vodiči je jev blízkosti, tzv. Proximity effect. Ten nastává v případě, že je v blízkosti další vodič, kterým prochází elektrický proud.



Obrázek 1: a) Proudová hustota ve vodiči obdélníkového průřezu, b) Znázornění Proximity effectu, c) Ohřev trojfázového vedení s plochými vodiči

Jev lze popsat pomocí obrázku 1 b), na němž je znázorněno rozložení proudové hustoty na rozpůleném a celistvém vodiči. Při rozpůlení vodiče se proudová hustota mění se vzdáleností vodičů od sebe. V případě, že vzdálenost mezi vodiči je vyšší než 3 násobek délky hrany původního průřezu vodiče, je proudová hustota rozpůlených vodičů vyrovnaná jak na vnitřních, tak na vnějších stranách vodičů. Tento poznatek je důležitý u několikafázových přípojnic, které jsou umístěny blízko sebe. Popsané jevy jsou důležitými parametry při návrhu a umístění přípojnic v rozvaděči. Při jejich optimálním návrhu lze předejít jejích nadměrnému oteplování (obrázek 1 c).

3. SIMULACE OTEPLOVÁNÍ ROZVADĚČE

Simulace teplotního profilu rozvaděče jsou prováděny v programu SolidWorks, což je v současnos-

ti jeden z nejúspěšnějších a zároveň velmi používaných strojírenských 3D CAD systémů. Doplňující nadstavbou programu SolidWorks je balíček Flow Simulation, který je určen pro komplexní simulace dynamiky tekutin a sdílení tepla. Je použitelný v nejrůznějších oblastech, jako je proudění plynu ve vzduchotechnice, kapalin v potrubí, analýza chlazení uzavřených prostorů, či exponovaných součástí, nebo externí aerodynamika. Mezi funkce patří také simulace vyzařovaného ztrátového výkonu, jež je důležitým parametrem při vyhodnocování výsledků simulací v tomto projektu (viz. Obrázek 3).



Obrázek 2: Příklad oteplení přípojnic v rozvaděči



Obrázek 3: vyzářené Joulovo teplo

Před samotným výpočtem simulace je potřeba model rozvaděče lehce poupravit pro zjednodušení výpočtů. Úpravy závisí především na výkonových možnostech výpočetní techniky a také na času potřebného pro výpočty. Jednou z úprav je nahrazení konstrukce, skládající se ze složitých C profilů. Poté je nutné nasimulovat veškeré hlavní i dílčí podmínky, jež na rozvaděč během testu působí. Patří mezi ně především hodnota proudu protékajícího vedením, nebo i okolní teplota, vliv radiace, gravitace a jiné klimatické podmínky. Po jejich nastavení lze spustit výpočet simulace, který podle výkonu počítače může probíhat až desítky hodin, v závislosti na vhodném zjednodušení modelu.

4. MODULOVÉ ROZVADĚČE MNS

Simulace je prováděna na vyvíjených rozvaděčích MNS, což jsou inteligentní modulové rozvaděče firmy ABB. Hlavní části jsou vzduchové jističe ABB SACE EMAX 2. Moduly jsou zastoupeny komunikačními jednotkami, jež umožnují přímé ovládaní a vizualizaci. Užití těchto rozvaděčů lze najít v energetice, například jako hlavní a podružný distribuční rozvaděč, v elektrárnách, na rafinériích, na vrtných ropných plošinách, na lodích, v průmyslových závodech, v úpravnách odpadních vod atd. Dlouhodobou zkušenost s výrobou rozvaděčů má mj. firma ABB s.r.o. v Brně, se kterou je spolupracováno na tomto projektu.



Obrázek 4: Rozvaděč MNS [1]

5. ZÁVĚR

Počítačové simulace nejsou v průmyslu při vývoji rozvaděčů prozatím příliš rozšířené. Jejich aplikací lze při návrhu ušetřit hodně času a ve výrobě mnoho materiálu, což se odrazí v ekonomice podniku. Simulace zároveň řeší dovolené oteplování rozvaděčů definované zmíněnou normou.

- [1] ABB Rozváděčové systémy IEC. *NN rozváděče do 1000V* [online]. 2007 [cit. 2014-11-28]. Dostupné z: <u>http://www.abb.com/product/cz/9aac100800.aspx</u>
- [2] ČSN EN 61439-1 ed.2. *Rozvaděče nízkého napětí: Část 1: Všeobecná ustanovení*. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2012.
- [3] DUCLUZAUX, A. SCHNEIDER ELECTRIC. Cahier technique no. 83: Extra losses caused in high current conductors by skin and proximity effects. AXESS - Valence, 2002. Dostupné z: <u>http://www2.schneider-electric.com/documents/technicalpublications/en/shared/electrical-engineering/electrical-know-how/generalknowledge/ect83.pdf</u>
- [4] SolidWorks. *SolidWorks* [online]. 2010 [cit. 2014-12-3]. Dostupné z: <u>http://www.solidvision.cz/solidworks</u>

MEASUREMENT AND MODELING OF REAL IMPEDANCE RESULTS IN DEPENDENCE ON THE POSITION THE SENSING ELECTRODES

Jiří Haňka

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xhanka01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vítězslav Novák E-mail: novakv@feec.vutbr.cz

Abstract: Content of this work is aimed to solutions of issues created due experimental measurement impedance properties of dielectric materials by sensitive impedance spectroscopy analysis. To this purpose should be created mathematical model by suitable simulation software, which should be able to simulate impedance changes in dependence of electrodes position. The work deals with description of complex impedance system behavior and response to electrodes position changes.

Keywords: Impedance spectroscopy, Ansys, Electroceramics

1 ÚVOD

Tato práce se zabývá možnostmi modelování skutečného impedančního měření dielektrických materiálů pro získání informací k popisu jejich vlastností. V praxi je k tomuto účelu využívána zejména metoda impedanční spektroskopie. Pro zefektivnění získávání informací o zkoumaném materiálu je v tomto příspěvku využito simulačního programu ANSYS, ve kterém lze simulovat odezvu systému na proměnné elektrické pole. Za pomoci tohoto softwaru je možné efektivně získat informace o vlivu tvaru a polohy elektrod na impedanční vlastnosti zkoumaného systému.

2 DIELEKTRICKÉ MATERIÁLY V ELEKTRICKÉM POLI

Dielektrikum je z pohledu zkoumání elektrické energie látka, která má po vložení do elektrického pole schopnost polarizace a tím vytvoření vlastního vnitřního elektrického pole. Dielektrika jsou proto hojně využívána pro uchování energie elektrického pole v separovaném systému pomocí polarizace vlastních částic látky. Tyto částice obsahují vázané náboje, které se po přiložení elektrického pole polarizují a vychylují ve směru jeho působení. Jsou především rozdílné svou silou vazby. Z toho plyne skutečnost, že po přiložení elektrického pole se náboje polarizují s rozdílnými časovými intervaly.



Obrázek 1: Příklady rozdílných funkcí odezvy v dielektrickém materiálu.

Mají tedy různé charakteristické funkce $f(\tau)$ popisující tvar průběhu odezvy materiálu, které se v čase překrývají. Pokud uvažujeme pouze jediný polarizační mechanismus, lze charakterizovat jeho polarizaci $P_{simple}(t)$ jako časově závislou odezvu následující rovnicí

$$P_{simple}(t) = \varepsilon_0 E \Delta t f(t), \tag{1}$$

kde $\varepsilon_0 = 8,854187818 \cdot 10^{12} \text{ Fm}^{-1}$ představuje permitivitu vakua a $\Delta \tau$ délku působení elektrického pole. V každém materiálu se ovšem vyskytuje velice mnoho těchto relaxačních dějů, jak je znázorněno na obr. 1. K popisu celkové polarizace P(t) je za předpokladu superpozice jednotlivých funkcí odezvy a počtu těchto funkcí jdoucího do nekonečna možné tyto děje integrovat v čase, k čemuž lze v současnosti využít i rychlosti počítače. K tomuto měření byly jako měřený dielektrický materiál použity vzorky keramiky, která je využívána v praxi pro plynové senzory, baterie a palivové články.

2.1 KERAMICKÉ MATERIÁLY

Keramiku využíváme v průmyslu k mnoha aplikacím, díky jejím jedinečným vlastnostem. V elektronice se uplatňuje zejména nízká elektrická vodivost. Zde se zabýváme druhem keramik, které jsou uměle dotovány oxidy kovů, čímž se naruší jejich krystalická struktura a keramika tak zvýší svoji vodivost. Společně s poruchami dochází i ke vzniku iontů s různými vazbami a potenciály. Tyto ionty se poté rekombinacemi pohybují materiálem a tvoří rychlou iontovou vodivost. Typickým příkladem zkoumaným i v této práci je ZrO₂ dotovaný ionty yttria Y³⁺ nebo vápníku Ca²⁺, čímž se tvoří vakance iontů oxidu O²⁻, které se s narůstající teplotou stávají vysoce mobilními. K měření a popisu impedančních vlastností keramik lze využít například metodu impedanční spektroskopie.

3 IMPEDANČNÍ SPEKTROSKOPIE

Metoda impedanční spektroskopie nám umožňuje popsat elektrické vlastnosti složitějších materiálů prostřednictvím interpretace jejich komplexních impedančních složek. Měření je prováděno zavedením superponovaného střídavého napětí na měřící elektrodu a snímání proudové odezvy systému. V případě střídavého elektrického pole jsou tyto odporové vlastnosti interpretovány jako impedanční komplexní odezva na frekvenční spektrum vstupního signálu. Tento postup se opírá o empirický vztah Ohmova zákona, pomocí kterého se určí impedanční vlastnosti materiálu

$$Z^{*}(j\omega) = \frac{U(j\omega)}{I(j\omega)} = Z'(\omega) \cdot jZ''(\omega).$$
⁽²⁾

Zde $Z^*(j\omega)$ je komplexní impedance systému, $U(j\omega)$ vstupní složka napětí, $I(j\omega)$ proudová odezva. Dále $Z'(\omega)$ a $Z''(\omega)$ představují složky výsledné komplexní impedance ze kterých se po proměření celého frekvenčního spektra vytvoří výsledný popis systému, ke kterému lze přiřadit alternativní náhradní obvod modelující vlastnosti vnitřní struktury materiálu jako je vyobrazeno níže



Obrázek 2: Náhled a náhradní model vnitřní struktury keramiky.

4 VÝSLEDKY MĚŘENÍ

Cílem těchto simulací je porovnání grafického znázornění naměřené impedanční charakteristiky elektrokeramiky zobrazené například v Nyquistově diagramu s výsledky simulací navrženého matematického modelu. Pro samotnou simulaci byl v prvních testech využit simulační software ANSYS Maxwell, který na základě popisu vlastností keramického substrátu a vytvořené geometrie dokázal nasimulovat a proměřit impedanční hodnoty frekvenčního spektra od 0,01 Hz do 10 MHz. Simulace byla provedena ve dvou konfiguracích, kde jednou byly ve 2D struktuře vytvořeny a použity stejně velké kruhové elektrody o poloměru 7 mm. Ve druhém případě byla simulace proměřena pro rozdílnou velikost elektrod s poloměry 7 mm a 14 mm. Jako keramický substrát byla použita yttriem (Y_2O_3) stabilizovaná keramika zirkonia (ZrO₂). Výsledky společně s teoretickými předpoklady můžete vidět níže



Obrázek 3: a) Teoretický průběh b) Simulovaný průběh impedanční charakteristiky.

Z výsledků je patrné, že při zvětšení plochy elektrody se sníží impedance systému. Pro správné měření je tedy důležité dodržet správné rozmístění elektrod, aby nedocházelo k chybám a byla umožněna reprodukovatelnost měření. Do výsledků nebyla zahrnuta impedance elektrodového systému, což je interpretováno pouze jedinou půlkružnicí. Touto cestou je možné nasimulovat i složitější konfigurace, kde bude možné zahrnout do výsledků i přechody vnitřní struktury keramických zrn, impedanci přechodu elektrod nebo další parazitní vlastnosti měřícího systému. Z odsimulovaných průběhů lze později vycházet pro následné měření k porovnání s reálnými hodnotami. Simulaci lze tedy využít jako další zefektivnění při měření vlastností keramických i dalších dielektrických materiálů. Hlavní výhodu těchto simulací je rychlost dosažení výsledků nebo možnost využití metody jako alternativní cestu pro určování vlastností složitějších materiálů.

- HELGESON, A.: Analysis of dielectric response measurement methods and dielectric properties of resin-rich insulation during processing., Institutionen f
 ör elkraftteknik, 2000. 210 s. ISSN 1100-1593.
- [2] BONANOS, N., POLYCARPOS, P., MACDONALD, J., R.: Impedance Spectroscopy of Dielectrics and Electronic Conductors. Characterization of Materials. Hoboken, NJ, USA: John Wiley, 2002-10-15, roč. 2012. 25 JUN. DOI: 10.1002/0471266965.com121.
- [3] MASON, THOMAS O.: Ceramic composition and properties. Encyclopedia Britannica Online,2014. XII, č. 08.
- [4] TATARKOVIČ, M., BRONCOVÁ, G., KRONĎÁK, M.: Elektroimpedanční spektroskopie a její využití v chemické analýze. Chemické listy. 2011, č.106, s. 1067-1074, 2.12.2011.

EFFECTS AFFECTING BGA SOLDERING

Martin Janíček

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xjanic13@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Řihák

E-mail: xrihak02@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with effects, which can affect solder joints quality. It also evaluates experiments which were made. These experiments were connected with fluxes problematic. First there are mentioned effects connected with amount of flux, and then experiments were focused to ways of applying the flux. Next steps are mentioned at the end of the paper.

Keywords: BGA, flux, repair, IR soldering

1. ÚVOD

V souvislosti s rozvojem elektroniky se přibližně od 80. let 20. století začala v masivnější míře uplatňovat pouzdra typu BGA, tedy Ball Grid Array. Tato pouzdra umožnila zmenšit plochu součástek, vyhovět potřebám povrchové montáže (SMD) a zlepšit některé parazitní parametry součástek a jejich pouzder. Přes nesporné výhody ovšem zmenšování pouzder klade vyšší nároky na znalost a zmapování procesu. Pozornost je nutno věnovat zejména vybavení pro práci s moderními součástkami a pouzdry (pájení, opravy atd.), nutnost dodržovat určité standardy při manipulaci a skladování a v neposlední řadě rovněž nutnost kvalitního zvládnutí a nastavení procesů jejich výroby či opravy. Právě mapováním vlivů působících na kvalitu pájeného spoje u součástky BGA se zabývá tato práce, přičemž v experimentální části jsou přímo testovány určité aspekty, které by měly vést ke stanovení takových postupů, jež mohou zaručit kvalitnější výsledky.

2. TECHNOLOGICKÉ ASPEKTY OPRAV

Prvním krokem procesu opravy je stanovení parametrů, které ovlivňují kvalitu výsledku. Mezi ty nejzásadnější patří následující.

2.1. TEPLOTA OKOLÍ A VVLHKOST

Pájecí profil je nutné v celém rozsahu nastavit poměrně přesně a odchylky v řádu několika stupňů již mohou vést ke snížení kvality procesu. Vlhkost představuje velmi důležitý parametr, který je nutno udržet v určitých limitech. Odchylky směrem k nízké vlhkosti vedou ke vzniku prostředí nevyhovujícího ESD a tedy nebezpečného pro manipulaci se součástkami na elektrostatický výboj citlivými. Naopak vysoká vlhkost může poškodit pouzdro součástky trhlinami. V praxi se často řeší tento problém vysoušením součástek spolu s monitorováním vlhkosti prostoru, ve kterém jsou součástky skladovány.

2.2. PÁJECÍ PROFIL

V principu se rozeznávají dva typy pájecího procesu a to RTS (Ramp to Spike) a RSS (Ramp Soak Spike). Profil typu RSS se uplatňuje zejména v případě vyšší tepelné kapacity součástek, neboť při něm dojde k dokonalejšímu vyrovnání teploty před samotným "peakem", kdy je dosaženo teploty přetavení.

2.3. POUŽITÁ PÁJKA A TAVIDLO

Konečnou kvalitu spoje ovlivňuje do velké míry i použitá pájka a tavidlo. V případě pájky je ovšem většinou nutno respektovat slitinu, se kterou výrobce součástku v pouzdře BGA dodává. Výjimkou by mohla být situace, kdy je pouzdro znovu reballováno v opravárenském procesu. Naopak použité tavidlo je možno vybrat z široké nabídky jak konkrétních typů, tak i forem, ve kterých se tavidlo aplikuje. Ukazuje se, že použité tavidlo má poměrně velký vliv na výsledný spoj a je proto vhodné tuto problematiku nepodcenit.

3. POUŽÍVANÉ ZAŘÍZENÍ

Při experimentech je pro odstranění i zapájení součástky v pouzdře BGA používána stanice XT5P firmy PDR. Jedná se o zařízení pracující na bázi infračerveného ohřevu. Spadá do systémů nazývaných jako FILSS (Focused Infrared Light Soldering Systém). Je vybaven kamerou pro sesouhlasení součástky a desky a rovněž disponuje systémem předehřevu. Zajišťuje měření teploty součástky i desky v reálném čase, což vede k optimálnímu průběhu pájecího profilu, který je schopen lépe reagovat např. na změny vnější teploty. K ovládání dochází z PC přes dodávaný software. Ten vytváří 5 po sobě jdoucích režimů včetně předehřevu tak, jako by byla deska pájena v průběžné peci.

4. PROBLEMATIKA TAVIDEL

V experimentální části této práce je primárně řešena problematika tavidel v souvislosti s ovlivněním kvality výsledného spoje u součástek s pouzdrem typu BGA. Toto vyplynulo z požadavku zvýšení kvality a reprodukovatelnosti pájeného spoje v reálném prostředí firmy. Bylo tedy nutno zaměřit se na takový parametr, který je jednak možno měnit bez velkých finančních nákladů, ovšem který by přesto přinesl kvalitativní posun směrem vpřed. V neposlední řadě rozhodl fakt, kdy praktické zkušenosti ukazují, že vliv tavidla a okolnosti s tím související (forma, způsob nanášení, typ tavidla) má mnohem větší efekt než bylo dosud obecně předpokládáno

4.1. VLIV OBJEMU TAVIDLA

Prvním realizovaným krokem, je prověření vlivu objemu nanášeného tavidla. Velkou výhodou je fakt, že nepředstavuje v prostředí firmy přílišné logistické obtíže. Ze zkušeností, které se podařilo nashromáždit, vyplývá přibližně následující. Jestliže je tavidla aplikováno příliš, dochází zpravidla k několika možným fenoménům. Prvním z nich je nadzvednutí pouzdra tavidlem, přičemž pouzdro BGA "zaplave" pryč. Tímto se poruší sesazení pouzdra a desky plošných spojů, což má za následek často totální nefunkčnost součástky. Další možností je tvorba voidů ve spoji. Velké množství tavidla se totiž není schopno odpařit v potřebné době a "probublat" kulovým vývodem od DPS k čipu, přičemž tyto bubliny zůstanou "uvězněny" uvnitř spoje. V neposlední řadě je pak nutno desky s nadměrným množstvím tavidla důkladněji čistit od tavidlových zbytků. Naopak v případě nedostatečného množství tavidla je nejpatrnějším projevem špatný smáčecí úhel, tzn. zpravidla více než 45° mezi deskou a pájkou ve spoji. Rovněž může docházet k nedokonalému odstranění oxidů, což může zvyšovat parazitní vlastnosti spoje. Lze uvažovat i případ, že tavidlo, pokud je jeho množství nedostatečné, se odpaří ještě dříve, než je dosaženo teploty liquidu.









Obrázek 1: Nekvalitní pájené spoje – voidy (vlevo nahoře), posunuté pouzdro (vpravo nahoře), "zaplavané" pouzdro (vlevo dole), studený spoj (vpravo dole)

4.2. ROZDÍLY VE ZPŮSOBU NANÁŠENÍ TAVIDLA

Na kvalitě výsledků se podílí také způsob, jakým je tavidlo nanášeno. Toto lze tvrdit v souvislosti s výsledky experimentů, které byly provedeny na konkrétní součástce BGA pro konkrétní desku plošných spojů. Byly uvažovány v zásadě tři možné způsoby nanášení tavidla, totiž na desku, na samotnou součástku BGA a kombinace obou zároveň. Jako nejefektivnější se ukázalo nanášení na přímo na součástku BGA. Nanášení pouze na desku plošných spojů vykazovalo neuspokojivé výsledky, zatímco nanášení na desku spolu se součástkou jednak nepřineslo žádné zlepšení při větší spotřebě jak tavidla, tak času. Navíc zde existuje riziko spojené s nadměrnou aplikací tavidla, tak, jak bylo popsáno v předchozí kapitole. Zvolené řešení přináší jednak lepší reprodukovatelnost výsledků a jednak zachovává, či mírně snižuje spotřebu tavidla, oproti dříve používané metodě nanášení na desku. Největším přínosem této metody je ovšem fakt, že se tavidlo aktivuje při teplotě, která je shodná s teplotou vývodů BGA součástky. Nedochází tak k teplotnímu rozdílu mezi tavidlem a kulovým vývodem komponentu.

5. ZÁVĚR

V tomto příspěvku byla nastíněna problematika pájení součástek v pouzdře BGA. Největší důraz je kladen na problematiku tavidel a to z důvodu její snazší implementace do reálného procesu v prostředí firmy, dále z důvodu potenciálu, který zvládnutí této problematiky, oproti obecným předpokladům má, a v neposlední řadě i z toho důvodu, že jí nebyla zatím věnována dostatečná pozornost a některé poznatky je třeba utřídit a rovněž experimentálně ověřit. Zatím byl celý proces opravy testován pouze na jednom typu zařízení a to XT5P firmy PDR. Jako další krok bude nutno otestovat výsledky procesu i na zařízení ONYX 29, které používá k ohřevu proud horkého vzduchu.

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji společnosti Sanmina-SCI Czech Republic s.r.o. a jejím zaměstnancům, zejména Ing. Bc. Pavlu Řihákovi, za pomoc, rady a možnost zpracovávat práci v prostorách firmy.

- [1] SZENDIUCH, I.. Montáž pouzder BGA. Brno, 2009. Podklady k přednášce. VUT v Brně.
- [2] PDR XT6 IR REWORK STATION Operation Manual. 2009, 34 s.
- [3] Introduction to the Plastic Ball Grid Array. In: *Introduction to the Plastic Ball Grid Array* [online]. 2008 [cit. 2015-03-26]. Dostupné z: http://cache.freescale.com/files/32bit/doc/package_info/PBGAPRES.pdf
- [4] STARÝ, J.. Montážní a propojovací technologie. Brno : SKRIPTUM VUT, 2008.
CALIBRATION SYSTEM OF FIBER BRAGG GRATINGS MEASUREMENT

Michal Jelínek

Master (1) FEEC BUT E-mail: xjelin36@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Břetislav Mikel

E-mail: mikel@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with design of the calibration part of the nuclear power plant containment shape monitoring system. The design and implementation system of the optical filter thermal compensation is described. The control system was implemented in LabVIEW.

Keywords: fiber Bragg gratings, fiber sensors, tunable optical filter

1. ÚVOD

V článku je prezentována část vývoje, který byl realizován v rámci projektu na vývoj systému pro měření roztažnosti kontejnmentu jaderné elektrárny Temelín. Pro měření délkové roztažnosti bude systém využívat síť optovláknových senzorů s Braggovými mřížkami. Braggovy mřížky jsou optické filtry, které na základě svých vlastností odráží určitou vlnovou délku ze vstupního širokospektrálního zdroje. Změnou vlastností Braggovy mřížky, např. změnou její délky se pak změní i vlnová délka odraženého signálu. Pro vyhodnocení těchto změn se nejčastěji využívá optického spektrálního analyzátoru, který je však finančně velmi nákladný. V systému pro JE Temelín jsme proto přistoupili k náhradě optického spektrálního analyzátoru laditelným optickým filtrem Lightwaves2020 s laditelným rozsahem vlnových délek $\lambda = \langle 1530; 1625 \rangle$ nm, a rozlišením FWHM (Full Width in Half Maximum) $\Delta \lambda_{FWHM} = 0,1$ nm. Přesnost optického filtru je velmi citlivá na změny teploty a současně je nutné kompenzovat nelinearity způsobené piezoelektrickým rozmítáním laditelného rezonátoru. V tomto projektu jsem se tedy věnoval úpravě metody měření, která má za úkol vyřešit dodatečnou stabilizaci optického filtru tak, aby systém bylo možné využít v JE Temelín. Další částí práce pak byla kalibrace měřící aparatury a ověření implantace technik pro stabilizaci laditelného filtru.



Obr. 1: Schéma zapojení senzorového systému; VD - vláknový dělič, OV - optické vlákno.

2. PRINCIP MĚŘENÍ

Principiální zapojení systému pro měření tvarových změn kontejnmentu je na obr. 1. V pravé části schématu je pak rozšíření systému, které jsem realizoval při vývoji stabilizačních technik s kalibrací prostřednictvím vlnoměru s rozlišením 0,1 pm. Světelné záření z optického zdroje SLED diody CS5203A o optickém výkonu 20 mW je přivedeno na vstup 1 optického cirkulátoru 1. Z optického cirkulátoru je záření přivedeno do optického přepínače, který periodicky připojuje jednotlivé Braggovy mřížky. Každý senzor je tvořen dvěma Braggovými mřížkami, kde jedna měří změnu délky senzoru a druhá slouží k teplotní kompenzaci. Počet senzorů je omezen použitým optickým přepínačem (počtem kanálů) a dále jej lze rozšířit sériovým zapojením senzorů, jejichž počet je omezen pouze spektrální šířkou optického zdroje. Vlnová délka světla odpovídající periodě Braggovy mřížky se odrazí zpět do optického cirkulátoru 1 a je přesměrována do optického spektrálního analyzátoru. Spektrální analyzátor je nahrazen laditelným optickým filtrem, který je založen na principu Fabry-Perotova rezonátoru. Filtr je rozmítán pomocí piezoelektrického krystalu a mění tak svoji rezonanční vlnovou délku. Pro přesné měření vlnové délky odražené od Braggovy mřížky, je zapotřebí, aby poloha detekovaného maxima reprezentující vlnovou délku odpovídala konstantní hodnotě řídícího napětí filtru.

3. STABILIZACE OPTICKÉHO FILTRU A KALIBRACE VLÁKNOVÝCH MŘÍŽEK

Systém pro měření tvarových změn je rozšířen o kalibrační část. Využíváme světlo procházející senzorem, které je přivedeno přes vláknové děliče VD1 a VD2 do optického cirkulátoru 2. Z optického cirkulátoru je záření přivedeno na teplotně stabilizovanou mřížku, kde se světlo odrazí a přes optický cirkulátor 2 a dělič světla VD3 je jedna část přivedena do vlnoměru a druhá do spektrálního analyzátoru.

Celý systém při každém měření měří teplotně stabilizovanou vláknovou mřížku a jednu z mřížek v senzoru. Optické spektrum teplotně stabilizované a měřící mřížky musí být vůči sobě posunuto o minimální konstantní hodnotu, která je dána maximální možnou změnou spektra měřící mřížky tak, aby se nepřekrývala se spektrem teplotně stabilizované mřížky. Řízení systému a kalibrace vláknových mřížek je realizována v programu LabVIEW. V programu je zpracováno odražené spektrum z teplotně stabilizované mřížky a odražené spektrum z mřížky v senzoru (obr 2 a 3 – mřížka pro měření délky). Na tyto spektra působí stejný vliv teplotně nestabilního optického filtru. Spektrum z teplotně stabilizované mřížky je tedy ovlivňováno pouze nestabilitou optického filtru a lze ho od měřeného spektra z délkové mřížky odečíst. Tímto způsobem lze získat přesnou polohu spektra z délkové mřížky je pouze posunuté o konstantní hodnotu danou spektrální vzdáleností obou mřížek. Odečtením této konstantní hodnoty od odraženého spektra délkové mřížky je získáno spektrum, které lze brát za referenční pro další měření změní délky.



Obr. 2: Časový graf zobrazující délkové změny před a po kompenzaci; černá křivka - teplotně stabilizovaná mřížka, modrá křivka - délková mřížku bez teplotní stabilizace; zelená křivka - kompenzovaná délka. Při kalibraci měření se do měřícího systému zapojí vlnoměr. Zapojení vlnoměru v obr. 1 je jednou z variant, které jsem využíval pro kalibraci celého systému. Optické vlákno s vláknovou mřížkou je předepnuto do poloviny maximální reprodukovatelné roztažnosti vlákna. Napínání vlákna je monitorováno vlnoměrem. Pro optické vlákno 1 m dlouhé s vláknovou mřížkou l = 20 mm je maximální opakovatelné protažení $\Delta l = 100 \ \mu m$, které odpovídá spektrálnímu posunu mřížky $\Delta \lambda = 6$ nm. Při delším protažení optického vlákna dochází k jeho narušení. Přesný posun délkové mřížky je realizován mikro-posuvným motorizovaným stolkem se zpětnou vazbou. Při posunu motorizovaného stolku s vláknovou mřížkou se protáhne vláknová mřížka a změní se vlnová délka na vlnoměru a současně se změní snímané napětí na optickém filtru. V řídícím programu na měření tvarových změn je pak implementována kalibrační křivka, která slouží k přepočtu řídícího napětí na optickém filtru a vlnové délky z vlnoměru na výslednou hodnotu protažení optického senzoru.



Obr. 3: Stabilizace optického filtru při zapínání měřící aparatury; zelená křivka - teplotně stabilizovaná mřížka, modrá křivka - nestabilizovaná délková mřížka, černá křivka - stabilizovaná délková mřížka.

4. ZÁVĚR

V článku je prezentován systém pro teplotní stabilizaci filtru pro měření spekter vláknových Braggových mřížek v projektu pro měření tvarových změn kontejnmentu jaderné elektrárny Temelín. Systém pro měření byl rozšířen o část na odstranění teplotní nestability optického filtru. Pro průběžnou kalibraci systému byla využita teplotně stabilizovaná Braggova mřížka, která při každém měření reprezentuje měřící etalon. Při vývoji rozšíření systému byla všechna měření kontrolována vlnoměrem s rozlišením 0,1 pm. Pro celý systém byl realizován řídící program v LabVIEW. V poslední verzi je pak v programu implementována kalibrační křivka, která je využívána při všech měřeních pro přepočet řídícího napětí optického filtru na měření délky. S implementovanou kalibrační křivkou systém měří s přesností ± 1 µm pro 30 minutový záznam měření.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory institucionálního financování RVO:68081731, projektu MŠMT LO1212, projektu Evropské komise CZ.1.05/2.1.00/01.0017 a grantového projektu Ministerstva vnitra České Republiky projekt č. VG20132015124.

- [1] OTHONOS, Andreas a Kyriacos KALLI. *Fiber Bragg gratings: fundamentals and applications in telecommunications and sensing*. Boston, Mass.: Artech House, c1999, xiv, 422 p. ISBN 08-900-6344-3.
- [2] K. O. Hill, Y. Fujii, D. C. Johnson and B. S. Kawasaki, Photo-sensitivity in optical fiber waveguides: Application to reflection filter fabrication, App. Phys.Lett., 32, 647-649, 1978.

ANALYZING OF PHOTOVOLTAIC POWER PLANT DUKOVANY

Jakub Mačát

Master (2),FEEC-BUT E-mail: xmacat01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Vaněk E-mail: vanekji@feec.vutbr.cz

Abstract: The article is about researching of the oldest photovoltaic panels in the Czech Republic. There are mentioned several methods of investigation using after 17 years working of photovoltaic power station. Then the article describes changes in the surface of the panels and discovered defect caused during the production and also by many years of working. Furthemore, in the article there are shown graphs of their current VA charakteristic and percentage of maximum power output change.

Keywords: electroluminescence, thermographic scan, solar simulator

1 ÚVOD

Fotovoltaika zažívá od roku 2007 v České republice obrovský rozmach a snad každý podnikatel si klade otázku, jaký budou mít panely výkon za 20 let denního provozu. Práce se zabývá měřením panelů po 17. letech fungování v reálných podmínkách. Panely byly postupně zkoumány a otestovány v akreditované Zkušební laboratoři CVVOZE oddělení PVLab v Brně. Tato laboratoř disponuje slunečním simulátorem švýcarské firmy PASAN nejvyšší možné třídy a výsledky měření mohou posloužit k případným reklamacím fotovoltaických panelů.

2 HISTORIE FOTOVOLTAICKÉ ELEKTRÁRNY V DUKOVANECH A JEJÍ PARAMETRY

V roce 1994 byla společností ČEZ zahájena výstavba komplexu obnovitelných zdrojů v Jeseníkách poblíž přečerpávací vodní elektrárny Dlouhé Stáně. V rámci projektu větrné farmy Mravenečník byla vystavěna i fotovoltaická elektrárna o výkonu 10 kW. Panely byly dodané, dnes už neexistující, českou firmou Tesla Trimex z Rožnova pod Radhoštěm. Z důvodů nepříznivých klimatických podmínek se výstavba celého projektu protáhla až do roku 1998. Od října téhož roku byla spuštěna první fotovoltaická elektrárna v České republice. Z výkonu fotovoltaického systému je patrné, že elektrárna nebyla stavěna za výdělkem, nýbrž pro experimentální a ověřovací účely. Elektrárnu z počátku provázely nemalé problémy s měniči, které byly často odesílány dodavateli na servis do Německa. Důsledkem bylo časté odpojení sekcí a jejich neprovozuschopnost. V roce 2002 byla elektrárna přestěhována do areálu jaderné elektrárny Dukovany. Důvodem jejího přesunu byly časté krádeže panelů a značné poničení vandalismem.

počet sekcí solárního pole	2	napětí naprázdno	21,5 V
jmen. výkon elektrárny	10 kW	proud nakrátko	3,42 A
celkový počet panelů	200 ks	teplot. koef.výstup. napětí modulu	−80mV/°C
rozměry elektrárny	18 x 32 m	teplot. koef. výstup. proudu modulu	0,04%/°C
typ fv panelů	M-S 36-53	rozměry panelu	105x453x34 mm
maximální výkon panelu	53 W	mezní teplota modulu	(-40+85) °C

Tabulka 1:	Parametry	fotovoltaické	elektrárny	a použitých	panelu
------------	-----------	---------------	------------	-------------	--------

3 METODY MĚŘENÍ

Měření panelů fotovoltaické elektrárny probíhalo ve třech etapách. První etapou bylo vytipování jednotlivých panelů termokamerou, druhá etapa byla založena na měření elektroluminiscence a třetí měření, slunečním osvitem, probíhalo v testovací komoře certifikované laboratoře.

3.1 MĚŘENÍ TERMOKAMEROU

Měření je založeno na rozdílu teplot, kde vadné články vydávají více tepla než články bez závad. Výhodou tohoto měření je, že se panely nemusí složitě demontovat a převážet do testovacích laboratoří, protože měření lze provádět za normálního provozu pomocí termokamery. Teplotní rozdíly jsou na termokameře rozděleny pomocí barev. Z letitých zkušeností lze říci, že pokud teplota poškozeného článku dlouhodobě překročí hranici o 20° C než je výrobcem doporučená teplota, může dojít až k 50% snížení celkové životnosti panelu.

3.2 MĚŘENÍ ELEKTROLUMINISCENCE

Test elektroluminiscence se zakládá na měření výkonových charakteristik FV panelů a dokáže odhalit skryté vady, které nelze vidět termokamerou ani pomocí V-A charakteristiky. Elektroluminiscence je světelná emise záření vznikající při zářivé rekombinaci křemíku. S její pomocí lze vyhodnotit jak kvalitu výrobního procesu článků, tak i případné defekty vzniklé pozdější manipulaci s fotovoltaic-kými moduly. Elektroluminiscence odhaluje především vznik mikrotrhlin, které mají velký vliv na stabilitu výkonových parametrů. Defekty nevyzařují žádné nebo slabé záření a jsou tak na snímcích velmi snadno pozorovatelné.

3.3 MĚŘENÍ SLUNEČNÍM SIMULÁTOREM

Akreditovaná Zkušební laboratoř CVVOZE oddělení PVLab Brno provádí certifikované měření účinnosti a výkonových charakteristik fotovoltaických panelů. Měření se provádí simulátorem firmy PA-SAN Sun Sim 3C nejvyšší třídy A+/A+/A+ dle normy IEC 60904 – 9. Tester pomocí krátkého světelného impulzu definované délky, intenzity a spektra proměří celou voltampérovou charakteristiku fotovoltaického panelu.

4 VÝSLEDKY MĚŘENÍ

4.1 TERMOGRAFICKÝ SKEN

První únorový týden roku 2015 proběhlo měření termo kamerou flir i7 v prostorách fotovoltaické elektrárny. Samotné měření se provádí snímáním povrchu jednotlivých panelů a tímto způsobem bylo vybráno deset panelů. Snímek zobrazuje jednotlivé poškození panelů(Obr. 1).

▲ 17.9° ^C	\$FLIR
	14:02
-40°C	19°C

Obrázek 1: Viditelné poškození článků v panelech

Následující týden byly panely demontovány a převezeny do laboratoře, kde proběhlo jejich čištění z důvodu přesnosti dalších měření.

4.2 ELEKTROLUMINISCENCE

Měření se provádí laboratorně v temné komoře a jednotlivé panely jsou snímány CCD kamerou G2-3200.

		11.	41		1000	Sup.	1	1
-	ITX I						HV 200	
Nea Vier				21		1.1		14.5
		ľ.	121	1.1		-		

Obrázek 2: Elektroluminiscenční snímek panelu

Na obrázku(Obr. 2) je patrný rozpad článků v panelu. Dále jsou zde vidět škrábance na povrchu způsobené nedokonalostí výrobních procesů.

4.3 SLUNEČNÍ SIMULÁTOR

Před samotným měřením je nutné do systému zadat parametry fv panelu uváděné výrobcem a určit filtr pro správnou intenzitu slunečního záření. Měření se provádí tak, že fv panel se umístí do světelné komory a osvítí po dobu 10ms. Za tuto dobu systém zaznamená přibližně 500 hodnot. Ze samotného měření a zadaných hodnot systém vykreslí V-A, výkonovou charakteristiku a vypočte současný výkon panelu.



Obrázek 3: VA charakteristiky a procentuální změna výkonu testovaných panelů

5 ZÁVĚR

Měřením byla otestována funkčnost fotovoltaických panelů po 17 letech fungování v reálných podmínkách. Nejhorší panel(ozn. A5-07) dosahoval hodnoty 37,9 W což je oproti původním 53 W snížení výkonu o 28,50%. U tohoto panelu je snížení ovlivněno částečně proraženou bypassovou diodou což je vidět i na V-A charakteristice. Ostatní panely se pohybovaly od 38 W do 43 W. Panel s označením B4-14 dosáhl hodnoty až 45,74 W a jeho výkonová změna je tedy 86,29%. Současní výrobci garantují snížení výkonu o 20% za 20 let fungování. Přihlédneme-li ke stáří panelů a někdejším výrobním technologiím jsou výsledky měření lepší než se očekávalo.

- [1] BURKET, Daneš. *Dukovanská fotovoltaická elektrárna (I), 2006*.[online]. [cit. 2015-03-02]. Dostupné z: http://www.tzb-info.cz/3438-dukovanska-fotovoltaicka-elektrarna-i>.
- [2] VANĚK, Jiří a ŠTURM Martin. Fotovoltaická laboratoř, 2012. [online]. [cit. 2015-03-02]. Dostupné z: http://www.pvlab.cz/>.

OPEN MOBILE PHONE PLATFORM

Ondrej Malinčík

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmalin24@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ladislav Macháň

E-mail: machan@feec.vutbr.cz

Abstract: The market provides a wide variety of GSM mobile phones, however, a platform which offers free hardware access is not known. The open mobile phone platform fills this gap and it allows user to approach it on electronic component level, what is useful for educational purposes. The paper describes the platform on the block diagram level with brief overview of used components.

Keywords: open, mobile, phone, platform, GSM, educational

1. ÚVOD

Mobilné telefóny sú neodmysliteľnou súčasťou nášho života. Okrem telefonovania a vymieňania si textových správ umožňujú komunikáciu množstvom ďalších technológií. Nezriedkavo majú k dispozícii výpočtový výkon schopný hostiťoperačný systém a softvérovou výbavou sa vyrovnajú osobným počítačom. Rozsiahla ponuka trhu uspokojí každého zákazníka, takže konštrukcia vlastného mobilného telefónu by sa mohla zdať nepotrebná. Napriek tomu nie je známy koncept, ktorý by umožňoval bližší pohľad do štruktúry svojho hardvéru. Z toho dôvodu bola vytvorená otvorená platforma, ktorá pre dôkladnejšie pochopenie funkcie mobilného telefónu dovoľuje užívateľovi pristupovať až na úroveňelektronických súčiastok.

2. CHARAKTERISTIKA OTVORENEJ PLATFORMY

Navrhnutá platforma sa vyznačuje použitím súčiastok, ktoré sú bežne dostupné u niekoľkých distribútorov. Obsahuje komponenty, ktorých puzdrá sa dajú osadiť základnými nástrojmi ako je mikrospájka alebo teplovzdušná pištoľ. O elektrické prepojenie sa stará doska plošných spojov, ktorá je zároveňmechanickým konštrukčným prvkom a je navrhnutá ako obojstranná. Výrobu takejto DPS je možné objednať za znížené ceny v prototypovej službe mnohých výrobcov. Na vrchnej strane DPS sa nachádza displej, reproduktor a ovládacie prvky, ktorými sú klávesnica a tlačidlá umiestnené postranne na okrajoch displeja. Ostatné elektronické súčiastky sú umiestnené na spodnej strane DPS. Na obr. 2 sa nachádza nákres mobilného telefónu.

Pre zvýšenie úžitkovej hodnoty má užívateľ k dispozícii senzory neelektrických veličín pre meranie teploty, atmosférického tlaku a vzdušnej vlhkosti. Pri návrhu bola venovaná pozornosť úspore elektrickej energie a maximalizácii doby prevádzky zo vstavaného akumulátora. Dobíjanie prebieha primárne cez mini-USB konektor, či už z počítača alebo USB nabíjačky. Ako alternatívny zdroj energie bol zvolený solárny článok, ktorý umožňuje dobitie akumulátora na miestach bez prístupu k zdroju elektrickej energie, minimálne na odoslanie SMS v prípade núdze.

3. BLOKOVÁ SCHÉMA ZAPOJENIA

Na obr. 1 sú uvedené dve blokové schémy zapojenia navrhnutého mobilného telefónu. Prvá znázorňuje vzájomné prepojenie komponentov z hľadiska prenosu signálov a informácií, druhá rozvedenie napájacích napätí.



Obr. 1: Bloková schéma, vľavo signálové prepoje, vpravo diagram napájania

3.1. GSM MODUL

Základnym komponentom je GSM modul, ktorý v sebe zahŕňa všetky potrebné obvody pre prevádzku v sieti GSM, ako je vysielač, prijímač, výkonový zosilňovač či mikroprocesor, s ktorým užívateľ komunikuje štandardizovanými AT príkazmi [1]. O premenu medzi elektromagnetickou a elektrickou energiou sa stará anténa, ktorá je k modulu pripojená koplanárnym vedením na DPS s riadenou impedanciou 50 Ω . K modulu sa tiež pripája mikrofón a zosilňovač so slúchadlom pre prevádzku telefónnych hovorov. Vybraný bol modul Quectel M66 [2], ktorý sa vyznačuje rozmermi 17, 7 × 15, 8 mm a puzdrom LCC44. Dá sa jednoducho osadiť pomocou mikrospájky.

3.2. DISPLEJ

Grafické užívateľské rozhranie poskytuje rýchlu a komfortnú obsluhu. K tomuto účelu slúži farebný grafický TFT displej s rozlíšením 160×128 veľkosti 1,8". Displej je riadený obvodom ST7735 [3], ktorý s nadradeným systémom komunikuje po zbernici SPI.

3.3. SENZORY

Senzory neelektrických veličín zvyšujú úžitkovú hodnotu zariadenia. K dispozícii je tlakomer BMP180 a senzor vzdušnej vlhkosti SHT21. Tieto senzory majú však jednu spoločnú nevýhodu. Ich puzdrá vyžadujú osadenie pretavením, napr. teplovzdušnou pištoľou; montáž však nie je nutná pre funkcionalitu mobilného telefónu.

3.4. NAPÁJANIE, SPRÁVA NAPÁJANIA

Kľúčovú úlohu zohráva návrh napájacej časti. Ako hlavný zdroj energie slúži akumulátor typu Li-Poly s menovitým napätím 3, 7 V, ktorý sa vyznačuje vysokou hustotou energie vzhľadom na svoju hmotnosť a rozmery. O jeho nabíjanie sa stará obvod MCP73834, ktorý obsahuje všetky potrebné ochranné a bezpečnostné prvky pre prevádzku akumulátora. Obvod komunikuje s mikroprocesorom cez dva signálové vodiče.

Najväčšiu spotrebu energie má GSM modul, ktorý počas vysielania odoberá špičkovo prúd až 1,6 A a to v pulzoch trvajúcich 577 µs s periódou 4,615 ms. Z toho dôvodu je GSM modul pripojený priamo k akumulátoru krátkym vodičom na DPS. Ď alším priamo napájaným obvodom je NF zosilňovač TPA6205A1 pre slúchadlo a budič podsvietenia displeja MIC2860. Podsvietenie je tvorené bielou LED, ktorej svit je regulovaný PWM moduláciou. Displej, pamäť EEPROM, mikrokontrolér a senzory sú napájané napätím 2, 8 V, ktoré je generované lineárnym regulátorom MCP1700T z akumulátora.



Obr. 2: Nákres mobilného telefónu

Solárny článok predstavuje mäkký zdroj napätia, ktorého miera vnútorného odporu je závislá od intenzity osvetlenia. Obvod SPV1040 zaisťuje nastavenie pracovného bodu solárneho článku pre jeho maximálny výkon a zároveňvo funkcii zvyšujúceho meniča udržuje konštantné napätie na výstupe, ktorým je napájaný nabíjací obvod MCP73834.

3.5. MIKROKONTROLÉR, IMPLEMENTÁCIA SOFTWARE

Riadiacim prvkom zariadenia je mikrokontrolér 24FJ64GB004 [4] fy. Microchip. Ten je založený na 16-bitovej architektúre s optimalizáciou kompilácie programu napísanom v jazyku C, čo spolu s výkonom 16 MIPS a 64 kB programovej pamäte vytvára priestor pre komfortné programovanie užívateľských aplikácii [5].

4. ZÁVER

Práca opisuje konštrukciu vlastného mobilného telefónu, ktorý je zostavený z bežne dostupných súčiastok. Je navrhnutý na obojstrannú dosku plošného spoja. Jadrom konceptu je GSM modul, ktorý je vybavený všetkými potrebnými funkciami pre užívanie služieb GSM siete bez pokročilých znalostí rádiotelekomunikačnej techniky. Vytvorená platforma umožňuje prístup až na úroveň hardvéru a je možné ju využiť napr. na výukové účely a zoznámenie sa s prácou v sieti GSM.

LITERATÚRA

- [1] ETSI. ETSI TS 127 007 V11.8.0. AT command set for User Equipment [online]. 2013,
 [cit. 2014-11-06]. Dostupné z: http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/127000_127099/127007/11.08.00_60/ts_127007v110800
 p.pdf.
- [2] Quectel Wireless Solutions Co., Ltd. *Quectel M66* [online]. 2014, [cit. 2014-11-06]. Dostupné z:http://www.quectel.com/product/prodetail.aspx?id=73.
- [3] Sitronix Technology Corporation. ST7735. 262K Color Single-Chip TFT Controller/Driver [online]. 2010, [cit. 2014-11-06]. Dostupné z: https://www.crystalfontz.com/ products/document/3277/ST7735_V2.1_20100505.pdf.
- [4] Microchip Technology Inc. PIC24FJ64GB004. *16-Bit Flash Microcontrollers with On-The-Go and XLP Technology* [online]. 2014, [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39940d.pdf.
- [5] GRIMBLEBY, James. Programming PIC Microcontrollers [online]. 2008, [cit. 2015-3-2]. Dostupné z: http://www.personal.rdg.ac.uk/~stsgrimb/teaching/programming_pic_microcontrollers.pdf.

ANALYSIS OF DEFECTS ON PCB USING X – PLANE METHOD

Martin Mlýnek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmlyne03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Řihák

E-mail: xrihak02@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: Using x - ray is one way for analyzing structural defects on PCB and lead components. X - Plane method is based on making individual 2D slices within a sample from top to bottom, front to back and left to right. There is no need to cut or destroy sample. X - Plane method works at high magnification. Method is showing position and size of voids or cracks, identifying head on pillow, open joint and other defects.

Keywords: X – plane, X – ray, defect, analysis

1. RENTGENOVÉ ZÁŘENÍ

Rentgenové záření je definováno jako ionizující elektromagnetické záření o vlnových délkách v rozmezí 10⁻⁸ až 10⁻¹² m a energiích v řádu desítek až stovek kV. Rentgenové záření je vytvářeno proudem elektronů, který je produkován žhavenou katodou a urychlován zdrojem vysokého napětí směrem k anodě za přítomnosti vakua. Intenzita rentgenového záření je přímo úměrná počtu elektronů, které dopadají na wolframovou anodu.

Využití rentgenového záření v elektrotechnice se využívá v případech, kdy není možné provádět optickou kontrolu pouhým okem nebo pomocí kamer a mikroskopů. Inspekční zařízení se využívá pro optickou kontrolu elektrotechnických prvků. Zařízením je možné detekovat veškeré defekty součástek určené k povrchové montáži.

Rentgenové záření je nedestruktivní metoda, při které prochází záření zkoumaným vzorkem a je vyhodnocována intenzita proniknutého záření v odstínech šedi, které představují změny tvarů a tlouštěk zkoumaného objektu. Zařízení využívá jak metodu 2D, tak metodu 3D s prostorovým zobrazením jednotlivých vrstev. Metoda je využívána pro zkoumání a kontrolu strukturálních nedostatků po pájení BGA.

2. ZAŘÍZENÍ NORDSON DAGE 7600 NT RUBY FP

Experiment je prováděn na zařízení od firmy Nordson DAGE, která se specializuje na výrobu kontrolních přístrojů pro elektrotechniku. Systém rentgenové kontroly využívá nejnovější technologie. Bezúdržbová rentgenová lampa a CMOS detektor zaručují kontrolu vzorku s vysoce kvalitní rozlišovací schopností v reálném čase.

Celé zařízení (viz Obrázek 1.) je dokonale odstíněno olovem tak, aby bylo zabráněno kontaktu operátora s rentgenovým zářením. Bezpečnostní dvířka, jimiž se vkládají zkoumané DPS jsou chráněny nechanickým zámkem a je možné je otevřít pouze příkazem na stavovém panelu v ovládacím programu.



Obrázek 1: Nordson DAGE XD7600NT Ruby FR

3. METODA X – PLANE

X – Plane je metoda, která slouží k vytvoření 2D nebo 3D modelu součástky pomocí techniky řezů a pozorovacích úhlů. Množství řezů je možné volit v rozmezí od 36 do 720 a velikosti úhlů od 30 do 60°. Při vytváření modelu je využíváno principu zachování statických os X, Y a dynamické osy Z. Zpravidla je tato metoda určena k detekci strukturálních defektů uvnitř vývodů BGA, převážně prasklin nebo dutin. Výsledkem metody mohou být buď snímky jednotlivých řezů (formát .jpg) nebo celkový plynulý obraz ve formě videa (formát .avi)

3.1. X – PLANE "FIDUCIAL REMOTE"

Uživatelským manuálem je doporučeno využívat nastavení procesu tak, aby byl zkoumaný vývod obsahující defekt porovnáván s referenční ocelovou kuličkou. Referenční bod je umístěn v blízkosti zkoumaného vzorku uvnitř rentgenové komory. Provedením jednotlivých kroků podle manuálu byl získán následující grafický výstup. Na obrázku 2 je uveden grafický výstup doporučeného nastavení X – Plane, kde je nezřetelně vidět dutina uvnitř vývodu. Jakýmkoliv posunem v osách (x, y, z) nebylo dosaženo kvalitnějšího zobrazení.



Obrázek 2: X - Plane snímek pomocí referenčního bodu

3.2. X - PLANE

Odstraněním doporučeného porovnávání pomocí referenčního bodu bylo dosaženo mnohem lepších výsledku. Experiment byl proveden se stejnými požadavky na obrazový výstup. Na obrázku 3 jsou zobrazeny jednotlivé řezy pájkovým vývodem, které ilustrují velikost celé dutiny.



Obrázek 3: Řezy vývodem BGA pomocí upravené metody

4. ZÁVĚR

Porovnáním obou výsledků je na první pohled patrné, že upravením doporučené metody je možné dosáhnout kvalitnějšího grafického výstupu. Upraveným postupem není nijak ovlivněna časová náročnost procesu snímání a rekonstrukce řezů. K získání jednotlivých řezů nebo celkového plynulého obrazu bylo potřeba posunu v libovolně zvolené ose.

Výsledky metody X – PLANE slouží k analýze vnitřních defektů pájkových vývodů BGA pouzder. Metodou lze detekovat především dutiny a praskliny vývodů, které ve větším rozsahu mohou ovlivňovat funkčnost celého zařízení. Výsledným 2D modelem mohou být definovány polohy a rozsahy výše uvedených defektů, například při reklamacích DPS u dodavatelů. Dále může být metoda používána pro ověření nově zaváděného technologického procesu.

ACKNOWLEDGEMENT

Tento příspěvek vznikl za podpory společnosti Sanmina-SCI Czech Republic s.r.o., která mi umožnila zpracovávat mou diplomovou práci v jejich prostorách.

- SZENDIUCH, Ivan. Základy technologie mikroelektronických obvodů a systémů. Vyd. 1. Brno: VUTIUM, 2006, 379 s. ISBN 80-214-3292-6.
- [2] BERNARD, D. X-RAY inspection criteria and common defect analysis. 2006.
- [3] DAGE PRECISION INDUSTRIES LIMITED. NORDSON XD7600NT: uživatelská příručka. 2004.

THERMOMECHANICAL SIMULATION OF MODERN ELECTRONIC PACKAGES

Josef Skácel

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xskace09@stud.fekt.vutbr.cz

Supervised by: Ivan Szendiuch

E-mail: szend@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with issue of modern electronic packages mainly thermo-mechanical simulation. The first part is focused on the comparing of QFN (Quad-Flat No leads) and BGA (Ball Grid Array) packages including their advantages and disadvantages. The second part is focused on simulation of these packages in ANSYS program from the point of thermos-mechanical behavior.

Keywords: ANSYS, BGA, QFN, thermo-mechanical behavior

1. ÚVOD

Teplotní management je důležitou součástí při návrhu elektrických obvodů, neboť již při návrhu obvodů je nutné se zabývat odvodem tepla. Proto v současné době existuje celá řada různých typů pouzder, a nová se stále objevují (viz obr. 1). Tak vznikají stále nová pouzdra a s tím spojené nové materiály. Tak vzniklo pouzdro BGA a později pouzdro QFN, které představují v současné době nejsofistikovanější běžně dostupné řešení [1, 2]. Při návrhu pouzder se čím dál více používají simulační programy znázorňující termomechanické děje, neboť pouzdra představují heterogenní systémy s různým materiálovým složením, a také s různými součiniteli roztažnosti.



Obrázek: 1: Vývojová mapa pouzder

2. POUZDRA BGA A QFN

Z obr. 1 lze vidět vývojové trendy v oblasti pouzdření. Je patrný stále vyšší počet pinů a také stále menší pouzdra. K výkonovým aplikacím s více vývody se používají pouzdra BGA. Naopak v nízko výkonových aplikacích se používají pouzdra QFN, která jsou menší. Pohled na pouzdra BGA a QFN je na obr. 2. Z technologického hlediska je nevýhodou pouzder QFN situování plošek kolem obvodu pouzdra. Tento nedostatek je minimalizován ploškami uspořádanými ve více řadách. Důležitou vlastností pouzdra je tepelný odpor. Z tohoto pohledu má pouzdro QFN mnohem nižší tepelný odpor a proto lépe odvádí teplo. Porovnáním dvou ekvivalentních integrovaných obvodů stejné- ho zapojení bylo zjištěno, že tepelný odpor pouzdra QFN je přibližně o polovinu nižší než u pouzdra BGA [3]. Je to proto, že u pouzdra QFN je na spodní straně umístěn tzv. thermal pad (ploška pro odvod tepla), který ve spojení s prokovy v substrátu zvýší odváděné teplo. U pouzder

BGA, používaných například u grafických čipů v počítačích, kde dosahují výkonu kolem 150W, není žádoucí odvádění tepla do DPS.



Obrázek 2: Pouzdro BGA a QFN

3. TEPLOTNÍ MANAGEMENT

Elektronické systémy se vyznačují určitou spotřebou energie. Fyzikální podstatou je přeměna elektrické energie na energii tepelnou. Z toho vyplývá, že veškerá elektronická zařízení jsou ovlivňována teplem. Teplo je v elektronických systémech generováno pasivními prvky (vedlejší projev průchodu elektrického proudu a důsledek polarizačních mechanismů) a aktivními prvky, kde jsou zdrojem tepla zejména polovodičové přechody. Tepelná energie látek se projevuje kmitavým pohybem částic. Existují tři způsoby šíření tepla: vedení, proudění a záření. Pro matematické vyjádření maximálního výkonového zatížení se používá náhradní tepelný model.

3.1. TEPLOTNÍ SIMULACE

ANSYS Workbench je simulační program pro výpočet fyzikálních dějů probíhajících v simulovaných systémech. ANSYS k výpočtům využívá metodu konečných prvků. V programu Autodesk Inventor 2014 byla navržena pouzdra skutečného obvodu LM3503 k řízení podsvícení displeje. Jedná se o pouzdra BGA s rozměry 2 x 2 mm s 10 vývody a jeho ekvivalent v pouzdře QFN o rozměrech 4 x 4 s 16 ploškami.



Obrázek 3: Maximální teplota při zatížení 250mW - BGA a), QFN b) Teplotní tok BGA c), QFN d)

U uvedených typů obvodů bylo zkoumáno rozložení teploty při maximálním zatížení obvodu a simulován tepelný tok. Na obr. 3a je vidět maximální teplotu pouzdra BGA při zatížení 250mW.

Teplota na pouzdře BGA dosahovala 81°C a na pouzdře QFN jen 28°C (obr. 3b), při teplotě okolí 22°C. V tomto případě je nutné uvažovat rozdílnou velikost pouzder a především rozdílnou strukturu pouzder. BGA pouzdro odvádí přebytečné teplo jen skrze kuličky pájky. Oproti tomu pouzdro QFN obsahuje tzv. thermal pad, na který je přilepený čip. Thermal pad velmi dobře odvádí teplo do substrátu a dále také na druhou stranu substrátu. Tato konstrukce zajistí velmi dobřé chlazení a proto je teplota přibližně o 50°C nižší nežli u pouzdra BGA. Obr. 3c ukazuje teplotní tok pouzdrem BGA a substrátem. Z obrázku je patrné, že teplotní tok proudí jen po povrchu skrze měděné cesty. Obr. 3d jen potvrzuje výše zmíněný fakt, že pouzdro QFN odvádí většinu tepla skrze prokovy a na- pomáhají rozvést přebytečné teplo do objemu substrátu.

3.2. TERMOMECHANICKÉ PNUTÍ

Termomechanické pnutí je v pouzdření velkým problémem. S rozšiřující se miniaturizací nemají materiály již možnost kompenzovat rozdílnou hodnotu teplotní roztažnosti a dochází k defektům a ke snížení spolehlivosti. Z většiny používaných pouzder je tento problém nutno řešit především u pouzdra QFN. Pouzdro je připájeno velmi malým množstvím pájky a není zde možnost kompenzace vzniklého pnutí. Oproti tomu pouzdro BGA má větší možnosti kompenzace z důvodu velikosti pájecích kuliček. Pouzdro BGA vydrží přibližně 5000 teplotních cyklů ((-40°C až +125°C), zatímco pouzdro QFN jen 2500 [3]. Z důvodu nízké teploty pouzdra QFN (obr. 4b) bylo zatíženo toto pouzdro na shodnou teplotu jako pouzdro BGA (obr. 4a). Výsledné pnutí je pro znázornění 25x násobeno. Pouzdro BGA se napnulo o 3μ m ale pouzdro QFN o 11μ m. Zde se potvrdil předpoklad, že termomechanické pnutí je u pouzder velký a nezanedbatelný problém, kterým je třeba se zabývat.



Obrázek 4: Termomechanické pnutí v pouzdrech a) BGA, QFN b)

4. ZÁVĚR

Z rozšiřující se miniaturizací přicházejí mnohé problémy, především z pohledu teplotní zatížitelnosti a rozdílné hodnoty koeficientu teplotní roztažnosti. Z tohoto důvodu musí být termomechanická simulace součástí návrhu komplexnějších elektronických obvodů, aby se předcházelo finančním ztrátám jak v procesu výroby, tak užívání. Také je nutné si uvědomovat, že simulace jsou principiální pohled na řešený problém, a je nutné je podpořit skutečným experimentem pro potvrzení zjištěných výsledků simulačního programu.

- [1] SZENDIUCH, Ivan. Základy technologie mikroelektronických obvodů a systémů. Brno: Akademické nakladatelství, VUTIUM, 2006. ISBN 8021432926.
- [2] FREESCALE SEMICONDUCTOR, Inc. Assembly Guidelines for QFN (Quad Flat Nolead) and DFN (Dual Flat No-lead) Packages[online]. 2014 [cit. 2014-11-17]. Dostupné z: http://www.freescale.com/files/analog/doc/app_note/AN1902.pdf
- [3] SKÁCEL, Josef. *Pouzdření a simulace vlastností pouzder QFN*. Brno, 2014. Semestrální práce. VUT Brno. Vedoucí práce Ivan Szendiuch.

NEW APPROACH TO NANOSTRUCTURED ELECTRODES FABRICATION

Eva Vrbová

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xvrbov00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radim Hrdý

E-mail: radim.hrdy@ceitec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this work is preparation of nanostructured electrodes, whose surface is modified by solid gold amalgam nanorods. Nanostructured electrodes are prepared by anodization of tung- sten/aluminium layers and consequently electrochemical deposition of gold into the pre made nanopo- rous alumina template. This is followed by deposition of mercury on the produced gold nanorods and after alumina template removing, the nanostructured gold amalgame will be formed on the electrode surface.

Keywords: Anodization, deposition, solid-amalgam nanostructured electrode

1. ÚVOD

Z hlediska dlouhodobé perspektivy jsou hlavními kandidáty pro rozvoj nanotechnologií informační a komunikační technologie, optoelektronika, mikroelektronika i medicína. Důležitým bodem v oblasti technologií jsou senzory. Celosvětový technologický pokrok stále více umožňuje vyrábět je v mikroskopickém měřítku, ve většině případů totiž mikrosenzory mohou dosahovat podstatně vyšší rychlosti a citlivosti ve srovnání s makroskopickými senzory [1].

Za nepřekonatelný materiál pro výrobu elektrod a senzorů, především elektrod pro elektrochemickou detekci proteinů a vysokomolekulárních látek, je považována rtuť. Unikátní vlastností rtuti je tvorba komplexu s některými vzácnými kovy za vytvoření sloučenin, známých pod pojmem amalgámy. V elektrochemii se proto v posledních letech začalo využívat právě slitin rtuti se vzácnými kovy, hlavně Ag/Hg a Au/Hg, díky svým elektronickým a optickým vlastnostem. Cílem je i využití amalgámových elektrod pro výrobu integrovaných obvodů. Bylo taktéž zjištěno, že stříbrné a zlaté částice adsorbují Hg při současné změně vlnové délky. Na základě toho dochází k adsorpci par rtuti na zlatém a stříbrném povrchu elektrody. Povrch elektrody je potencionálním akceptorem atomů rtuti a dochází k vytvoření Ag/Hg nebo Au/Hg amalgámu [1].

Tato práce se zabývá studiem unikátních povrchově upravených elektrod, jejichž povrch byl modifikován zlatými nanotyčinkami vyrobenými elektrochemickou depozicí zlata na předem připravený substrátový disk (wafer). Dále následovala depozice rtuti na vyrobené nanotyčinky, čímž vznikl nanostrukturovaný amalgámový povrch.

2. VÝROBA NANOSTRUKTUROVANÝCH ELEKTROD

Výroba nanostrukturovaných elektrod probíhala již dříve popsanou metodou výroby z hliníkové vrstvy [2]. Základem byla multivrstva SiO₂ (500 nm), adhezní 20 nm vrstva titanu, 200 nm vrstva wolframu a následně naprášena 100 nm vrstva hliníku, která sloužila jako substrát pro vytvoření nanoporézní masky [2].

Výroba byla provedena standardní anodickou oxidací 0,1 M kyselinou šťavelovou při teplotě 10 °C a napětí 53 V. Hliníková vrstva (1a) byla transformována na Al_2O_3 (1b) za vzniku WO₃ struktur (1c). Následně byly tyto struktury selektivně odleptány a v povrchu wolframu začaly vznikat

"jamky"(1d). Do těchto útvarů bylo galvanicky nadeponováno zlato z roztoku dikyanozlatanu draselného K[Au(CN)₂] (1e) [2].



Obrázek 1: Schéma výroby nanostrukturované amalgámové elektrody

Na takto nadeponovanou elektrodu byla v první variantě (1f) nadeponována rtuť z roztoku vzniklého smícháním 0, 1 M HClO₄ (70%) + 5 mM Hg(CH₃COOH)₂ + 100 ml demi vody, která se sloučila se zlatem. Poté byla odleptána nanoporézní maska v roztoku CrO₃ + H₃PO₄ po dobu 10 minut, čímž vznikly zlaté nanotyčinky s amalgámovými špičkami (1g), které odpovídaly morfologii zlatých nanotyčinek (viz 2(a) a 2(b)). Druhý typ přípravy spo číval v selektivním leptání nanoporézní masky v roztoku CrO₃ + H₃PO₄ po dobu 1,5 minuty a vytvoření rozšířené nanoporézní masky (1h), do které byla nadeponována rtuť za vzniku sférických útvarů (1i). Nakonec byla opět odleptána nanoporézní maska v roztoku CrO₃ + H₃PO₄ po dobu 10 minut, čímž vznikly zlaté nanotyčinky s kuličkama rtuti na svém povrchu (1j). Výsledná struktura je zobrazena na obrázku 2(c). Při předeponování (2(d)) vznikaly klastry nanotyčinek spojené amalgámovým blokem o velikosti cca 3-5 µm. Charakterizace vyrobených nanostrukturovaných elektrod probíhala pomocí skenovacího elektronového mikroskopu Mira II MLU (Tescan Mira).





Ke kvalitativní analýze chemického složení vyrobené solid-amalgámové elektrody byla použita WDX analýza (Wavelength Dispersive X-ray Spectroscopy), která probíhala při napětí 20 kV. Snadno a jednoznačně určuje rozložení všech prvků ve vzorku i tam, kde se vrcholy mohou překrývat. Na obrázku 3 je zobrazeno spektrum, které ukazuje přítomnost rtuti a potvrzuje správnost výroby.

Jako další metoda byla použita metoda měření kontaktního úhlu. Úhel smáčení je jednou z mála přímo měřitelných vlastností fázového rozhraní pevná látka/kapalina/plyn. Tato metoda je velmi rychlá, jednoduchá a při měření nedochází k poškození měřeného vzorku, ten mů že být tedy znovu použit k dalšímu zkoumání. Tato metoda ukázala, že amalgámový povrch je oproti zlatému silně hydrofóbní (viz 4(c) a 4(d)). Pro použití v elektrochemii bude nutné povrch hydrofilizovat např. plazmou nebo použitím surfaktantu (smáčedlo).



Obrázek 4: Měření kontaktního úhlu - odleptaná maska po anodizaci 58° (a), nadeponované zlaté nanotyčinky 70° (b), nadeponovaná rtuť postupem 2. 97° (c), předeponovaná rtuť 126° (d)

3. ZÁVĚ R

Byly vyrobeny unikátní nanostrukturované elektrody, jejichž povrch je modifikován amalgámem. Vzniklá amalgámová struktura byla ověřena na skenovacím elektronovém mikroskopu, WDX analýzou a pomocí metody měření kontaktního úhlu. Tyto elektrody mají vysoký potenciál z důvodu měření biomakromolekul a složitějších molekul, které se mohou specificky vázat na rtuť. Další práce může přinést pokroky při výrobě těchto struktur.

PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory projektu CZ.1.05/1.1.00/02.0068, CEITEC VUT v Brně.

- DENG, L., OUYANG, X., JIN, J., MA CH., JIANG, Y., ZHENG, J., LI, J., LI, Y., TAN, W., YANG, R. Exploiting the Higher Specificity of Silver Amalgamation: Selective Detection of Mercury(II) by Forming Ag/Hg Amalgam [online]. Anal. Chem., 85 (18), pp 8594–8600, DOI: 10.1021/ac401408m, 2013 [cit. 27. 2. 2015].
- [2] VRBOVÁ, E., Elektrochemické impedanční spektroskopie jako charakterizační metody modifikovaných nanostrukturovaných elektrod: semestrální projekt . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav biomedicínského inženýrství, 2015. 57 s. Vedoucí práce byl Ing. Radim Hrdý, Ph.D. [cit. 2. 3. 2015].

Magisterské projekty

Automatizace a silnoproudá elektrotechnika

USING THE MICROSCOPE FOR DIAGNOSTICS OF STRUCTURE OF MATERIALS AND FAULT EL. EQUIPMENT

Jan Cvak

Master Degree Programme (5), FEEC BUT E-mail: xcvakj00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: František Veselka

E-mail: veselka@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this thesis is to describe the possibility of using a microscope for documentation of defects and innovation of electrical machines. I used an electron microscope to document carbon brushes and nanomaterials for possible upgrade of the sliding contact. Used microscopes gives us detailed information about the structure of materials at locations with the largest stress in the electrical machine. Collected data can be further analyzed and and carbon brushes can be innovated according to the results.

Keywords: nanomaterials, innovation, material structure, diagnostic methods, sliding contact

1. ÚVOD

Využití mikroskopů, jak elektronových tak optických, přináší pro diagnostiku vad elektrických strojů neocenitelné informace. Záleží však na ekonomickém aspektu a proto je vhodné se dobře rozmyslet před danou analýzou. Ve své práci jsem využil optického mikroskopu, který mi poskytl nejen detailní informace v dané lokaci, ale hlavně informaci o barvě. Tyto údaje lze využít např. při teplotní degradaci materiálu tj. změna barvy materiálu.

Pro detailnější popis struktury materiálu jsem použil elektronový rastrovací mikroskop QUANTA SEM. Tento typ mikroskopu v současné době pomáhá při inovacích zařízení např. využití nanomateriálů pro zlepšení vlastností elektrických strojů.

2. ANALÝZA UHLÍKOVÉHO KARTÁČE

Do své práce jsem si vybral analýzu uhlíkového kartáče. Nejdříve jsem sledoval vliv opotřebení kartáče při běžném provozu elektrického zařízení. Využil jsem EDS analýzy pro zmapování otěru mědi z komutátoru na uhlíkový kartáč. Podrobnější informace o EDS analýze jsou dostupné na [1]. Na Obrázku 1 je vyfocen uhlíkový kartáče. Analýza odhalila přítomnost nědi na povrchu kartáče. Analýza odhalila přítomnost i jiného prvku, konkrétně wolframu. Následujícím krokem bylo zjistit, zda nešlo o kontaminaci např. z komutátoru nebo v důsledku špatné manipulace se vzorkem.



Obrázek 1: vlevo – Obraz sekundárních elektronů z elektronového mikroskopu; vpravo - Rozložení prvků při materiálové analýze EDS použitého kartáče.

2.1. ANALÝZA NEPOUŽITÉHO KARTÁČE

Abych vyloučil kontaminaci, analyzoval jsem nepoužitý uhlíkový kartáč. Provedl jsem opět EDS analýzu a výsledek je zobrazen na Obrázku 2. Levý obrázek byl pořízen detektorem, který snímá zpětně odražené elektrony. Prvky s větší atomovou hmotností jsou reprezentovány jasnějším odstínem. V pravé části je zobrazeno rozložení dle prvků. Fialová barva reprezentuje uhlík, oranžová barva wolfram a zelená kyslík (oxid prvku).

V této části uhlíkového kartáče se nachází hmotnostních 6% wolframu.





2.2. Řez iontovým svazkem

Pro získání více informací o přítomnosti wolframu v objemu kartáče jsem se rozhodl provést lom kartáče a následně ho zanalyzovat. Z důvodu lepšího přehledu v prostoru jsem zvolil použití iontového svazku pro odprašování tenkých vrstev. Tato metoda byla provedena na mikroskopu HELIOS NANOLAB. Celkem bylo provedeno 38 řezů po 25nm. Obrázek 3 ukazuje 4 vybrané řezy na kte-

rých je vidět prostorové rozložení wolframu. Wolfram je reprezentován jasnějším odstínem (bílá). Z těchto informací lze konstatovat, že wolfram je nedílnou součástí uhlíkového kartáče.



Obrázek 3: Průběžný řez materiálem kartáče.

3. INOVOVANÝ UHLÍKOVÝ KARTÁČ



Obrázek 4: vlevo – Část uhlíkového kartáče s nalepeným teflonem, obrázek pořízen optickým mikroskopem vpravo – Detail narušeného spoje teflonu a kartáče, obrázek pořízen elektronovým mikroskopem s detektorem GSED;

U tohoto typu kartáče jsem se zaměřil na část, která je nejvíce namáhaná při provozu tj. odběhová strana kartáče. Na této straně je nalepen teflonový pásek viz. Obrázek 4 vpravo, který má příznivý vliv na kluzný kontakt. Po bližším prozkoumání obrázku lze vidět chybějící část lepidla. Tuto skutečnost bych přisoudil přítomnosti velkých tangenciálních sil.

4. LAMELA KOMUTÁTORU

Dále je třeba zdokumentovat jak ovlivňuje přítomnost wolframu kluzný kontakt. Zda se nachází na lamelách komutátoru a zda má případný pozitivní či negativní vliv na dobu životnosti kluzného kontaktu. Výsledky z této analýzy ještě nejsou k dispozici. Na Obrázku 5 vlevo je vyfocen rotor, který je umístěn pod diodový detektor a na pravém obrázku je vyfocen detail lamely.



Obrázek 5: vlevo – Uložení komutátoru pod detektorem v komoře elektronového mikroskopu; vpravo – Detail lamely – obraz zpětně odražených elektronů.

5. ZÁVĚR

Použil jsem optický a elektronový mikroskop k analýze uhlíkového kartáče a komutáru rotoru z ručního nářadí firmy Narex.

Z analýzy obyčejného uhlíkového kartáče elektronovým mikroskopem a EDS detektorem vyšlo najevo, že obsahuje příměsi jiného těžkého prvku. Koncentrace této příměsi se pohybuje v rozmezí od 1 do 6 hmotnostních procent. Odprášením svrchní vrsvty vzorku za použití iontového svazku bylo zjištěno, že těžký prvek se nalézá i v objemu vzorku, nejen na povrchu vzorku.

Dalším analyzovaným vzorkem byl inovovaný kartáč s teflonovou destičkou. Analýza optickým mikroskopem odhalila, že teflonová destička nepřiléhá k uhlíkovému kartáči po celé jeho délce, což může mít negativní vliv na chování kluzného kontaktu.

EDS analýza označila těžký prvek jako wolfram – toto tvrzení je však ještě potřeba ověřit jinou nezávislou metodou. V současné době probíhá volba ověřovací metody a analýza lamel komutátoru.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych tímto chtěl poděkovat vedoucímu mé práce, panu doc. Ing. Františku Veselkovi, CSc., za odborné vedení a dále také, děkuji rodině a firmě FEI Czech Republic s.r.o. za možnost využití mikroskopů pro moji práci.

REFERENCE

[1] Energy Dispersive Spectroscopy on the SEM. University of Minnesota [online]. [cit. 2015-03-02]. Dostupné z: http://www.charfac.umn.edu/instruments/eds_on_sem_primer.pdf

PRESSURE PULSATIONS' DIAGNOSTIC BY THE CURRENT SIGNATURE ANALYSIS OF INDUCTION MACHINE

Martin Kroupa

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkroup07@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Čestmír Ondrůšek

E-mail:ondrusek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paperis focused on monitoring and evaluation of pressure pulsations in the hydraulic system, which includes a hydrodynamic pump. The entire system is driven by an induction machine. The goal of this paper is to accurately determine pressure pulsations by measurement of electrical variables of an induction machine.

Keywords: Pressure pulsation, diagnostics, induction machine, modulation, current signature

1. ÚVOD

Od 80. let minulého století je velice rozšířeným a diskutovaným tématem problematika zabývající se diagnostikou elektromechanických objektů. Hydraulický systém (dále jen HS), jehož součástí je hydrodynamické čerpadlo (dále jen HČ), není výjimkou. Proto i zde je třeba mít pod kontrolou jevy charakteristické tlakovými a průtokovými pulzacemi, které zde za provozu například při náhlé změně průtoku média uzavíráním klapek škrtících ventilů vznikají a mohou v průběhu času způsobit degradaci celého systému.

Bohužel, senzory pro snímání tlaku jsou mnohdy nákladné a v některých aplikacích je lze jen problematicky použít. Příkladem mohou být chladící okruhy v jaderných elektrárnách přímo vystavené radiaci. Úkolem je tedy nalézt způsob, jak monitorovat tlakové pulzace z povzdálí. Jelikož ve většině HS s neustálým průtokem vody je přítomno HČ poháněné motorem, nabízí se funkční diagnostiku tlakových pulzací (dále jen TP) provést z elektrických veličin generovaných motorem, konkrétně ze statorových proudů, které mohou být pohodlně snímány dál od předmětu zájmu pomocí Rogowského cívek umístěných okolo napájecích kabelů motoru. [2]

2. DIAGNOSTIKOVANÝ HYDRAULICKÝ SYSTÉM

Na Obr. 1 je schématicky zachycen jednoduchý HS skládající se z nádrže s vodou, HČ poháněného asynchronním motorem (dále jen ASM), potrubím pro sání a výtlak a škrtícího ventilu.



Obrázek 1: HS s asynchronním motorem.

2.1. MATEMATICKÝ MODEL ZKOUMANÉHO SYSTÉMU – HS + ASM

Aby bylo možné pochopit, jak je možné sledovat TP v HS pomocí statorových proudů poháněcího ASM, je nutné nejdříve celou problematiku matematicky popsat a stanovit tak provázanost veličin HS: tlaků – p_i,p_2 [Pa], rychlostí – v_i, v_2 [m·s⁻¹], popřípadě průtoku – Q [m³] s mechanickými a elektrickými veličinami motoru jako jsou: mechanická úhlová rychlost – ω_{mech} [rad·s⁻¹], vnitřní elektromagnetický moment – M_i [Nm], napětí – $\overline{U}_s, \overline{U}_R$ [V], proudy – $\overline{I}_s, \overline{I}_R$ [A], spřažené magnetické toky – $\overline{\psi}_s, \overline{\psi}_R$ [Wb]. A nakonec zjistit, jakým způsobem se změna jedné veličiny projeví na kvantitě druhé.

Každý hydraulický systém skládající se obecně z energeticky pasivní části (potrubí) a energeticky aktivní částí (hydraulický stroj) při svém chodu zaujímá určitou měrnou energii – Y [J·m⁻¹], kterou pro HS z Obr. 1 nacházející se v ustáleném stavu lze vyjádřit jako:

$$Y = \frac{v_2^2}{2} + \frac{p_2}{\rho} - \frac{v_1^2}{2} - \frac{p_1}{\rho} + g \cdot h + \sum e_Z$$
(1)

Členy (gh) a $\sum e_Z$ symbolizují energii proudící tekutiny potřebnou k překonání převýšení a ztrát.

Z teorie obecného stroje lze matematický model 3-fázového ASM vyjádřit v rotujícím souřadném systému, který se otáčí libovolnou úhlovou rychlostí – ω_k , podle následujících rovnic [1]:

$$\overline{U}_{s} = R_{s} \cdot \overline{I}_{s} + \frac{d\overline{\psi}_{s}}{dt} + j \cdot \omega_{k} \cdot \overline{\psi}_{s}$$
⁽²⁾

$$\overline{U}_{R} = R_{R} \cdot \overline{I}_{R} + \frac{d\psi_{R}}{dt} + j \cdot \left(\omega_{k} - p_{p} \cdot \omega_{mec\,h}\right) \cdot \overline{\psi}_{R}$$
(3)

$$\overline{\psi}_s = L_s \cdot \overline{I}_s + L_m \cdot \overline{I}_R \quad ; \quad \overline{\psi}_R = L_R \cdot \overline{I}_R + L_m \cdot \overline{I}_s \tag{4};(5)$$

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_R} \cdot p_p \cdot \operatorname{Im}\left[\overline{\psi}_R^* \cdot \overline{I}_s\right]$$
(6)

$$J \cdot \frac{d\omega_{mech}}{dt} = M_i - M_z; \qquad kde \ M_z = \frac{\rho \cdot Y \cdot Q}{\omega_{mech} \cdot \eta}$$
(7);(8)

kde R_s [Ω], L_s [H] je odpor a indukčnost statorového vinutí, R_R [Ω], L_R [H] – odpor a indukčnost rotorového vinutí, L_m [H] – vzájemná indukčnost, J – moment setrvačnosti, p_p – počet pólových dvojic, M_z [Nm] – zátěžný moment, ρ [kg·m⁻³] – hustota kapaliny a η [-] – účinnost HS.

2.1. VAZBY DIAGNOSTIKOVANÉHO SYSTÉMU

Z uvedených vztahů je patrné, že jednotlivé veličiny jsou na sobě více či méně závislé. Pokud se tedy v HS objeví TP, ani průtok, ani rychlost proudící tekutiny už nebudou konstantní. To se promítne do měrné energie HČ, která tak získá časovou závislost. Výkon čerpadla pak bude v odpovídajícím poměru vůči pulzacím kolísat a bude tak klást na hřídel ASM zvlněný zátěžný moment.

Při hlubším zkoumání vnitřních elektromechanických a elektromagnetických vazeb ASM bylo zjištěno, že proměnný zátěžný moment rozkmitá rotor ASM za chodu okolo střední hodnoty otáček odpovídající ustálenému chodu celého systému. Na okamžitém natočení rotoru je ale závislé magnetomotorické napětí vybuzené rotorem, a tak kmitaní rotoru za chodu zapříčiní fázovou modulaci (FM) magnetomotorického napětí, která se nakonec objeví až ve statorových proudech ASM jako spojitě amplitudovo fázová modulace, v angličtině též známá jako – Joint amplitude phase modulation (JAMP).

Tlakové pulzace, tedy časová změna tlaku v HS, modulují statorový proud ASM, který po zpětném převedení do přirozeného souřadného systému "*a*,*b*,*c*", získá tvar:

$$i_f(t) = I_{s0}\sin(\omega_s t) - I_r\sin(\omega_s t + \alpha\cos(\omega_p t) - \varphi_r)$$
(9)

kde první část rovnice je nemodulovaný magnetizační proud a druhá část vyjadřuje FM rotorový proud modulačním činitelem α . ω_s [rad·s⁻¹] – úhlová frekvence sítě, ω_p [rad·s⁻¹] – úhlová frekvence tlakových pulzací a úhel φ_r [°], vyjadřuje pootočení výsledného mag. pole proti mag. poli rotoru.

3. POSTUP PŘI DIAGNOSTICE TLAKOVÝCH PULZACÍ

Ve výsledku je dán HS s HČ, který je charakterizován tlaky, průtokem a měrnou energií, tomu odpovídá zátěžný moment HČ, který je nucen ASM vyrovnat. Časovým záznamem veličin motoru a jejich převedením pomocí Fourierovy transformace do frekvenční oblasti lze pak odhalit přítomnost vyšších harmonických. Po odfiltrování vyšších harmonických, které jsou pro systém přirozené, lze konstatovat **bezporuchový**, nebo **poruchový** stav HS.

Celý princip diagnostiky s případem poruchového stavu HS, kdy je ze znalosti matematického modelu systému a jeho frekvenčního přenosu zpětně určována velikost a frekvence TP, je zachycen v následujícím vývojovém diagramu.



Obrázek 2: Postup při diagnostice tlakových pulzací v HS

4. ZÁVĚR

Doposud byly provedeny v programu Matlab Simulink simulace ASM pohánějícího HČ, na jehož výtlaku byly uměle vyvolány tlakové pulzace. Byl vytvořen algoritmus pro demodulaci statorových proudů a zjištěny frekvenční charakteristiky systému. Provedené simulace potvrzují možnost diagnostiky a v současné době se připravuje pro porovnání výsledků reálné měření.

- [1] ONDRŮŠEK, Čestmír. *Dynamika elektromechanických soustav*. vyd. Brno: FAKULTA ELEKTRONIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ, 2013, 70 s.
- [2] BLÖDT, Martin. Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives: Application of Stator Current Time-Frequency Analysis and Parameter Estimation. 2006. Disertační práce. Institut national polytechnique de Grenoble. Vedoucí práce Jean Faucher.

MOTORBIKE WITH AN ELECTRIC POWER TRANSFER

Dominik Mička

Master Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xmicka04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Vorel

E-mail: vorel@feec.vutbr.cz

Abstract: This project describes the experiment of the electric transfer of power applied on a classical bicycle. There are described single parts of the concept in the project and there is also given a short presentation of how it can be used on the bicycle. The power is being transmitted without a battery and the control system is designed to be able to deal with the power peak of the electric engine and to ensure the maximum efficiency of the combustion engine operating with varying actual power.

Keywords: DC/DC converter, Electric motor drive, Hybrid drive, Motor bike, Combustion engine, PMSM, Rectifier, Combustion engine efficiency

1. ÚVOD

Jízdní kola a elektrokola představují ekologický a elegantní prostředek osobní dopravy umožňující levnou individuální přepravu osob cestujících bez větších zavazadel. Jejich zásadní nevýhodou jsou zejména omezení daná fyzickou zdatností nebo kapacitou baterií při snaze přepravit se na větší vzdálenosti. Tuto nevýhodu sice řeší klasický moped nebo motocykl, bohužel na něj je však již potřebné řidičské oprávnění a také vyžaduje patřičné schopnosti pro ovládání. Pak se jako vhodná alternativa nabízí jízdní kolo s přídavným spalovacím motorem. Ovládání je jednoduché (absence spojky a řazení, malá hmotnost i výkon), řidičské oprávnění není podmínkou a hmotnostní využitelná měrná energie benzinu v nádrži je řádově vyšší než při použití nejmodernějších akumulátorů Li-ion, LiFePO₄ apod.). Standardní jízdní kola s pomocným spalovacím motorem však používají přenos mechanického výkonu z hřídele spalovacího motoru na kolo pomocí třecího převodu (pastorek a plášť hnaného kola). Toto jednoduché řešení má však několik zásadních nevýhod, zejména špatnou účinnost převodu (méně než 70 %) a vliv počasí na funkci převodu. Ideálním řešením by bylo použití standardních převodů (ozubená kola, řetězy, řemeny), spojky a převodovky. Taková motokola se vyráběla ve 20.tých letech 20. století. Tento příspěvek popisuje konstrukci s elektrickým přenosem výkonu (místo převodů a spojky). Tak lze docílit maximalizace účinnosti spalovacího motoru v širokém rozsahu momentu a otáček hnaného kola. Dále se tím umožní variabilita prostorové zástavby spalovacího motoru na kole.

2. KONCEPT

Koncept elektrického přenosu výkonu ze spalovacího motoru na hnané kolo je zachycen na Obr. 1. Spalovací motor lze provozovat s otáčkami nezávislými na otáčkách kola. Otáčky a moment spalovacího motoru jsou pak řízeny tak, aby byl spalovací motor schopen poskytovat aktuálně požadovaný trakční výkon. Přitom lze nastavit takový pracovní bod (moment, otáčky), v němž má spalovací motor aktuální požadovaný trakční výkon a přitom maximální možnou účinnost. Na druhé straně je ovšem jasné, že v případě pohonu jízdního kola malého výkonu, bude samotná účinnost přenosového řetězce generátor + usměrňovač + měnič + elektromotor podstatně nižší, než účinnost klasických mechanických převodů (odhadem 65 % místo 95 %, pokud ovšem pracujeme v ustáleném stavu, kdy spojka neprokluzuje). Hlavní důvod použití řešení s elektrickým přenosem výkonu lze tedy spatřovat spíše v odstranění fází prokluzu spojky a v jednoduchosti mechanického řešení [3].



Obrázek 1: Blokové schéma pohonného systému motorového kola

3. PRVKY POHONU

Spalovací motor je klasický čtyřtaktní motor Subaru Robin EH035 s maximálním výkonem 1,18 kW při otáčkách 7000 ot/min. Točivý moment tohoto motoru je až 1,76 Nm. Synchronní generátor s permanentními magnety je použit AXi 5345/18 Gold Line od firmy Model Motors s převodní konstantou 171 otáček na volt a maximální účinností 94 % [4][5]. Spalovací motor je tedy schopen vyvinou až cca 7000 otáček za minutu, což odpovídá přibližně 60 V na stejnosměrné straně (za následným usměrňovačem). Tato hodnota je zbytečně velká a je omezena regulací otáček spalovacího motoru na maximálně 30 V. Díky převodní konstantně generátoru, bylo z nejvyššího točivého momentu spalovacího motoru (při otáčkách odpovídajících zmíněným 30 V) vypočteno, že je možno získat proud až 30 A. Tato soustava svými parametry je tedy schopna dodat elektrický výkon až 900 W. Toho však nebude využito, neboť, je použit elektromotor se špičkovým výkonem okolo 500 W (viz dále). DC/DC měnič zapojený mezi výstupní usměrňovač generátoru a elektromotor je možno provozovat ve zvyšujícím (Step-up) a snižujícím (Step-down) režimu. Napájení pro tento měnič bylo původně plánováno z baterie o napětí 24 V, proto se uvažuje napájecí napětí maximálně 30 V (viz výše), kdy nedojde k poškození, či zničení měniče [2]. Příkon měniče může být tedy zmíněných 900 W a výstupní napětí pro elektromotor je možno plynule regulovat v rozsahu 0-70 V. Stejnosměrný elektromotor typu RN120- 2NFB od firmy Heinzmann je umístěn v náboji předního kola. Štítkový jmenovitý výkon elektromotoru je sice pouze 250 W, ovšem to odpovídá otáčkám při svorkovém napětí 24 V. Při zmíněném zvyšování napětí nad 24 V lze výkon zvyšovat (v našem případě až na cca 500 W), aniž by docházelo k proudovému přetěžování. Maximální moment, který je schopen tento motor vyvinout je až 54 Nm, a to díky integrované planetové převodovce. Účinnost elektromotoru při plném výkonu je 79 % [1]. Všechny důležité parametry jsou shrnuty v Tab.1.



Obrázek 2: Blokové schéma celkového řízení pohonu kola

Spalovací motor Subaru synchronním genera AXi 5345/18 Ga	Robin EH035 se ítorem s PM old Line
Max. výkon	1,18 kW při 7000 ot/min
Obsah válce	33,5 cm ³
Max. točivý moment	1,76 Nm
Převodní konstanta	171 otáček na volt
DC/DC mĕ	nič
Max. vstupní napětí	30 V
Výstupní napětí	0 - 70 V
Příkon měniče	900 W
Stejnosměrný elektr RN120- 2N	omotor typu FB
Jmenovité napětí	24 V
Max. moment	54 Nm
Účinnost	79 %

Tabulka 1: Parametry celého pohonného systému

4. SYSTÉM ŘÍZENÍ

Řídicí struktura systému je na Obr. 2. Poloha plynové rukojeti zadává požadovaný moment kola (elektromotoru) podle aktuálních otáček (z předvolené charakteristiky). Informace o aktuálních otáčkách se získává snímáním napětí elektromotoru. Otáčky a moment po vynásobení udávají požadovaný elektrický výkon, který je nutno dodat. V následujícím kroku je z charakteristiky pro tento požadovaný elektrický výkon zvolena hodnota otáček spalovacího motoru, které je nutno nastavit, aby měl spalovací motor při tomto výkonu maximální možnou účinnost. Požadované otáčky spalovacího motoru pak jsou udržovány pomocí zpětnovazební regulační smyčky. Díky regulačním přechodným dějům by mohlo dojít ke vzniku přepětí generátoru, což by poškodilo měnič či elektromotor. Z těchto důvodů jsou použity ochranné prvky pro odpojení elektropohonu od zdroje energie, když dojde k těmto stavům.

5. KONSTRUKČNÍ USPOŘÁDÁNÍ

Výhodou použitého konceptu je, že ho lze aplikovat na téměř jakékoliv jízdní kolo bez nutnosti zásahů do rámu, či jiných zásadních konstrukčních změn. Umístění na kole je libovolné, dle prostoru a praktičnosti. V našem případě byl pro umístění celého systému zvolen prostor uprostřed rámu kola.



Obrázek 3: Uložení elektromotoru v náboji předního kola



Obrázek 4: Uložení spalovacího motoru s generátorem uprostřed rámu kola

6. ZÁVĚR

Motorové kolo se spalovacím motorem a elektrickým přenosem výkonu je zajímavou alternativou k běžným elektrokolům. Oproti nim vyniká menšími nároky na údržbu a delší životností (absence akumulátoru), podstatně vyšším dojezdem a možností rychlého obnovení zásoby energie. Výrobek by mohl představovat také demonstrační a motivační prvek pro studenty nebo uchazeče o studium regulovaných elektrických pohonů.

- [1] NĚMEC, Petr. *Trakční pohon elektrokola s motorem Heinzmann*. Brno, 2008. Diplomová práce. FEKT VUT v Brně.
- [2] PRUDÍK, Martin. *Trakční měnič pro motorové kolo se stejnosměrným motorem*. Brno, 2011. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [3] VLK, František. Alternativní pohony motorových vozidel. Soudní inženýrství. Brno: CERM, 2004, roč. 15, č. 4, s. 212-224. DOI: 1211-443X. Dostupné z: <u>http://www.sinz.cz/archiv/docs/si-2004-04-212-224.pdf</u>
- [4] SERVICE MANUAL EH025/EH035 ENGINE [online]. USA: Inc. Robin America, 2003 [cit. 2014-11-28]. ISBN PUB-ES1740.
- [5] DOUBLE AXI 5345/18 HD GOLD LINE. MODEL MOTORS. *Model motors: modelářské elektromotory AXI, MiniAC, VM* [online]. 2006 [cit. 2014-11-28].

MEASUREMENT OF AN ELECTRIC ARC SPECTRA

David Šimek

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xsimek18@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vladimír Aubrecht

E-mail: aubrecht@feec.vutbr.cz

Abstract: Article is focused on electric arc spectroscopy diagnostics related to electric low voltage apparatuses. The first attempts of spectroscopy measurements are dealt with. An example of radiation spectra of the electric arc burning between copper electrodes is presented. The problems connected with the measurements are discussed.

Keywords: Electric arc, high temperature measurement, atomic emission spectroscopy.

1. ÚVOD

Při zapínání a vypínání výkonových elektrických obvodů se zátěží vzniká mezi pohybujícími se kontakty spínacího přístroje elektrický oblouk. S tímto jevem se každodenně setkáváme v různých spínačích domácích spotřebičů, nebo i elektroinstalačním vypínači. V těchto přístrojích nastává spínání při jmenovitých proudech jednotlivých zařízení, a proto přístroje nemají speciální konstrukční řešení pro zhášení elektrického oblouku. Takovéto přístroje jsou opatřeny pouze kontakty z odolných materiálů, které musejí mít: dobrou mechanickou odolnost, dobrou tepelnou odolnost a zároveň dobrou elektrickou vodivost. Bohužel při řešení materiálů kontaktní dvojice musíme volit kompromis mezi těmito vlastnostmi, protože materiály s dobrou tepelnou a mechanickou odolností nejsou dobré vodiče elektřiny.

Problém nastává tehdy, když vypínáme větší než jmenovité proudy. Přístroje jmenované výše, nejsou konstrukčně uzpůsobené ke zhášení elektrického oblouku vzniklého při vypínání proudu většího než jmenovitého. Pokud by došlo k plnému oddálení kontaktů u těchto přístrojů a elektrický oblouk by nebyl uhašen, došlo by k destrukci zařízení. Z tohoto důvodu musejí být v každé elektroinstalaci nainstalovány jistící prvky, které nadproudy a zkraty vyhodnotí a včas odpojí poruchový obvod. Jistící prvky mají speciální konstrukci pro zhášení elektrického oblouku.

Pokud nedojde v jistících přístrojích k uhašení oblouku vlivem oddalování kontaktů, je hořící oblouk pomocí Lorentzovy síly přesunut z kontaktní dvojice do zhášecí komory, kde dojde pomocí roštu k rozdělení oblouku na malé úseky. Tímto se sníží napětí na oblouku, zlepší se odvod tepla, rekombinace je četnější než ionizace a oblouk zhasíná.

I přesto, že je elektrický oblouk rychle uhašen, dochází vlivem vysoké teploty k poškození konstrukčních materiálů přístrojů. Abychom mohli zkoumat vlivy elektrického oblouku na materiály elektrických přístrojů, potřebujeme znát jeho fyzikální vlastnosti.

2. DIAGNOSTIKA ELEKTRICKÉHO OBLOUKU

2.1. PYROMETRY A TERMO-KAMERY

Pyrometry i termo-kamery jsou založeny na principu určování teploty ze spojitého spektra záření. Ze získaného spojitého spektra, dále jen kontinua, poté proběhne výpočet teploty podle Wienova posunovacího zákona. Tento způsob využití spojitého spektra je vhodný pouze pro pevné látky, popřípadě jejich taveniny. Proto je použití pyrometrů a termo-kamer omezeno pouze na tato měření a jejich uplatnění v silnoproudé elektrotechnice je diagnostika stavu vedení, elektrických motorů a podobné aplikace. Elektrický oblouk vyzařuje atomové čárové spektrum, nebo molekulové pásové spektrum a nejčastěji jejich kombinaci. Spektrum záření je závislé na složení plynu ve výbojové

dráze a jeho fyzikálních vlastnostech. Spektrum záření elektrického oblouku se v některých plynných směsích může blížit ke kontinuu, ovšem většinou je zcela odlišné.



Obrázek 1: Příklad spojitého spektra, zde konkrétně spektrum denního světla [1]

2.2. ATOMOVÁ EMISNÍ SPEKTROSKOPIE

Horký plyn ve výbojové dráze elektrického oblouku značně září. Pokud plyn obsahuje dostatečný počet volných atomů, tj. atomů, které nejsou součástí molekul, jeho spektrum záření se skládá z několika energetických špiček o velmi úzkém rozsahu vlnových délek. Těmto špičkám říkáme spektrální čáry. Pokud atom přijme vnější energii, která je dostatečná na přesun elektronu na vyšší energetickou hladinu, dochází k přestupu elektronu, tzv. excitaci. Excitovaný stav není stavem stabilním. Tedy, pokud atom není udržován ve stavu excitace, dojde k sestupu elektronu z vyšší energetické hladiny na hladinu nižší. Tímto sestupem dojde k vyzáření energie, která je rozdílem energie hladiny, ze které elektron sestupoval a energie hladiny na kterou elektron sestoupil. Toto záření lze zaznamenat pomocí spektrometru jako spektrální čáru. Ze spektra záření lze poté určit složení plynu, teplotu i jeho další fyzikální vlastnosti.

2.3. PROBLÉMY ŘEŠENÉ PŘI MĚŘENÍ SPEKTER ELEKTRICKÉHO OBLOUKU

K experimentu nám byl poskytnut laboratorní přípravek, pro generaci elektrického oblouku mezi uhlíkovými elektrodami se stabilizačním jádrem za atmosférického tlaku. Jako měřicí přístroj byl použit spektrometr Avantes ULS-3648TEC. Jako databáze dat pro identifikaci spekter byla použita veřejně dostupná databáze NIST z USA [2].

Spektroskop i notebook, k němu připojený pro zpracování dat, jsou citlivá zařízení na elektromagnetické rušení, spektroskop by jimi mohl být dokonce poškozen. Elektrické silnoproudé obvody, jakým je i laboratorní přípravek vytvářejí značné elektromagnetické pole. Proto byl obraz oblouku promítán přes čočku na vzdálené stínítko, před kterým byl upevněn vstup optického vlákna od spektrometru. Nemohlo tedy dojít ani při maximálních proudech přípravku k rušení nad přijatelnou mez.

Bylo naměřeno spektrum záření oblouku mezi uhlíkovými elektrodami. Bohužel v naměřeném spektru dominovaly molekulové pásy vyzařované vzdušným dusíkem, které by nebylo možno použít k diagnostice oblouku, díky nízké rozlišovací schopnosti spektroskopu.

Bylo tedy nutné použít elektrody známého složení, které by dobře emitovaly do výbojového prostoru atomy. Jako vhodný materiál se z tohoto hlediska jevila elektrotechnická měď. Proto byly k dalšímu měření použity elektrody z mědi o průměru 10 mm. Později se ukázalo, že měď je pro tento účel výhodně zvoleným materiálem, protože při malém proudu, při kterém ještě bylo možné oblouk udržet, docházelo pouze k minimálnímu úbytku materiálu. Tento jev přisuzujeme dobrému odvodu tepla z místa styku elektrody s obloukem díky dobré tepelné vodivosti mědi. Vyskytl se zde ovšem jiný problém, a sice že po překročení teploty tání v místě hoření oblouku došlo k takovému zhoršení elektrické vodivosti, že pata oblouku přeskočila na jiné chladnější místo. Jelikož konec elektrody tvořila plocha o průměru 10 mm, oblouk hořel velice neklidně, což bylo dáno pohybem paty oblouku.

Z tohoto důvodu byly konce elektrod opracovány do tvaru polokoulí, oblouk se tímto mírně stabilizoval a byla naměřena první spektra.



2.4. SPEKTRUM ZÁŘENÍ ZKOUMANÉHO OBLOUKU

Obrázek 2: Čárové spektrum elektrického oblouku hořícího mezi měděnými elektrodami.

Z naměřeného spektra, viz Obrázek 2, je patrné, že měď je vhodný prvek pro diagnostiku z vyzařovacího spektra v kombinaci s dostupným spektrometrem. Spektrum obsahuje totiž dostatek intenzívních spektrálních čar, které nejsou natolik blízko sebe, že by došlo k většímu překrytí jejich částí a nebylo by možno je k výpočtu použít. Z tohoto hlediska byly vyloučeny spektrální čáry na vlnových délkách 424,9 nm; 427,5 nm; 450,9 nm; 453,1 nm; 454,0 nm; 521,8 nm; 522,0 nm; 792,1 nm a 807,8 nm. Naopak vhodnými čarami pro určování klíčových fyzikálních vlastností daného plazmatu jsou spektrální čáry na vlnových délkách 402,3 nm; 406,3 nm; 448,0 nm; 458,7 nm; 465,1 nm; 470,5 nm; 510,6 nm; 515,32 nm; 529,25 nm; 570,0 nm a 578,2 nm. Všechny zmíněné spektrální čáry jsou čarami mědi.

3. ZÁVĚR

Byla nastudována problematika měření spekter záření. Bylo zprovozněno měřicí pracoviště pro diagnostiku elektrického oblouku. Výsledkem jsme získali první zkušební vyzařovací spektra elektrického oblouku hořícího mezi různými elektrodami. Během testů přípravku jsme se potýkali s různými problémy, které byly částečně vyřešeny, ale některé stále zůstávají k řešení. Dalším pokračováním těchto měření bude určování teploty elektrického oblouku. Chceme se pokusit o naměření radiálního průběhu teploty, což ovšem vyžaduje ještě lepší stabilizaci oblouku.

- [1] ENCYKLOPEDIA BRITANNICA. *Encyklopedia Britannica* [online]. 1994 [cit. 2015-02-27]. Dostupné z: http://www.phys.ufl.edu/~avery/course/3400/light/blackbody_color.gif
- [2] NIST Atomic Spectra Database. NATIONAL INSTITUTE OF STANDARDS AND TECHNOLOGY'S. *National Institute of Standards and Technology's* [online]. 2009 [cit. 2015-02-25]. Dostupné z: <u>http://www.nist.gov/pml/data/asd.cfm</u>

MODELICA MODELS USE IN MATLAB-SIMULINK ENVIRONMENT

Jan Glos

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xglosj00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Václavek E-mail: vaclavek@feec.vutbr.cz

Abstract: Acausal modeling is one of the approaches to construct a dynamic model of physical system. This approach is used by Modelica language and provides some advantages compared to causal modeling. Functional Mock-up Interface defines a standard way for exchange or co-simulation of dynamic models and is supported by most of Modelica oriented modeling tools. Matlab-Simulink is not able to use Modelica models nor to import Functional Mock-up Units.

This paper describes FMUtoolbox for Matlab-Simulink, which allows simulation of Functional Mockup Units in Matlab-Simulink environment. It provides Simulink block, graphical and command-line user interface and other features.

Keywords: Matlab/Simulink, Functional Mock-up Interface, Modelica, Acausal Modeling, Physical Modeling

1 ÚVOD

Tento článek se zabývá použitím modelů v jazyce Modelica v prostředí Matlab-Simulink. Motivací k této práci je možnost použití modelů využívajících fyzikální (akauzální) modelování v prostředí Matlab-Simulink.

Akauzální modelování je v některých případech výrazně výhodnější než kauzální modelování, zejména může najít uplatnění při ověřování regulačních algoritmů na modelech dynamických systémů, které věrně odpovídají realitě. Pro návrh regulátorů se často používají jednoduché lineární modely (např. druhého řádu), které však nemusí přesně odpovídat reálnému chování systému. Pro ověření regulačních algoritmů je možné vytvořit přesný akauzální model, jehož sestavení a budoucí úpravy jsou výrazně jednodušší oproti kauzálním modelům. Akauzální model je možné výhodně použít pro testování MIL (Model in the Loop), SIL (Software in the Loop) a PIL (Processor in the Loop).

Pro všechny tři zmíněné případy je vhodné využít prostředí Matlab-Simulink, které má již předpřipravené nástroje pro tyto simulace. Avšak Matlab-Simulink nepodporuje modely v jazyce Modelica ani výměnu modelů pomocí Functional Mock-up Interface. Proto byl vytvořen nástroj FMUtoolbox, který přidává možnost simulace Functional Mock-up Unit v prostředí Matlab-Simulink. Princip použití nástroje FMUtoolbox je znázorněn na obrázku 1.

2 AKAUZÁLNÍ MODELOVÁNÍ

Akauzální modelování (nebo také fyzikální, objektově orientované či deklarativní modelování) je způsob modelování, kdy model a jeho části (objekty) jsou popsány soustavami rovnic, avšak nepopisuje se algoritmus řešení těchto rovnic [1]. Vytvořený model reprezentuje fyzikální podstatu modelovaného systému.



Obrázek 1: Blokové schéma použití nástroje FMUtoolbox

Naopak kauzální modelování (blokově orientované modelování) popisuje příčiny a následky určitých jevů, tedy postup výpočtu rovnic, kterými je model popsán [1]. U složitějších modelů se může ztrácet fyzikální podstata systému.

3 FUNCTIONAL MOCK-UP INTERFACE

Functional Mockup Interface (FMI) je standard pro výměnu a souběžnou simulaci (co-simulation) dynamických modelů mezi různými nástroji [2].

Při použití FMI pro výměnu modelů je vygenerován zdrojový kód v jazyku C, který popisuje dynamický systém. Tento kód může být následně volán jiným nástrojem při simulaci.

Model je exportován jako Functional Mockup Unit (FMU). Je tvořen jedním zip archívem s příponou ".fmu" a obsahuje dvě základní části - XML soubor a kód modelu (buď jako zdrojový kód, nebo zkompilovaný do DLL knihovny).

Dynamický model je definován jako hybridní systém diferenciálních rovnic, který je po částech spojitý a nespojitosti se mohou vyskytovat v časech událostí. Pro systém rovnic jsou definovány dva stavové vektory, x(t) je vektor spojitých stavů a m(t) je vektor diskrétních stavů [3]. Dále může model obsahovat další proměnné - parametry, vstupy, výstupy a interní proměnné.

Pro simulaci modelu jsou standardem FMI definovány funkce, které jsou volány simulačním prostředím.

4 FMUTOOLBOX

FMUtoolbox je nástroj pro Matlab-Simulink, který doplňuje funkcionalitu tohoto prostředí o možnost simulace FMU a tím i o možnost použití modelů využívajících jazyk Modelica.

Nástroj obsahuje grafické uživatelské rozhraní (viz obr. 2), které umožňuje načíst FMU k simulaci, nastavit parametry modelu, upravit porty bloku, nastavit masku bloku (text či obrázek) a provést další drobná nastavení.

FMUtoolbox podporuje ukládání modelu, kopírování bloků (dojde k načtení další instance daného FMU) a souběžnou simulaci více instancí FMU (různých a i shodných modelů).

Pro simulaci pomocí příkazové řádky (nebo pomocí skriptů) je definováno rozhraní, pomocí něhož je možné načíst FMU, nastavit parametry modelu, nastavit parametry simulace (solver, simulační krok a tolerance), spustit simulaci a získat průběhy výstupních veličin.

Nástroj FMUtoolbox je kompatibilní s 32 bitovými i 64 bitovými operačními systémy Microsoft Windows 7, 8 a 8.1. Mimo to je podporován i operační systém Linux (testováno na Ubuntu 14.04). Pro všechny verze nástroje je k dispozici instalační program, který zajistí zkopírování potřebných sou-

	FINIOLOOIDOX 0.0.1.1 - CO	ntrolled remperature			
Control	Attributes				
Langing D	fmiVersion	1.0			
	modelName	ControlledTemperature			
Load FMU Use LaTex	modelldentifier	ControlledTemperature			
Show port labels	description	Control temperature of a resistor			
Mask of block Text V	author				
UnLoad FMU ControlledTemperature	version				
	generationTool	Dymola Version 2014 FD01 (64-bit), 2013-10-17			
	generationDateAndTime	2013-11-29T14:59:42Z			
Reset FMU	numberOfContinuousStates	1			
	numberOfEventIndicators	6			
Name	Value	Description			
Parameters Outputs Inputs Ports					
Name	Value	Description			
Name TAmb	Value 293.1500 Am	Description Description			
Name TAmb TDif	293.1500 Am 2 Erro	Description bient Temperature or in Temperature			
Name TAmb TDif constantVoltage.V	293.1500 Am 2 Erro 10 Val	Description bient Temperature or in Temperature ue of constant voltage			
Name TAmb TDif constantVoltage.V constantVoltage.p.v	293.1500 Am 293.1500 Am 2 Erro 10 Val Pot	Description bient Temperature or in Temperature ue of constant voltage ential at the pin			
Name TAmb TDif constantVoltage.V constantVoltage.p.v heatCapacitor.C	Value 293.1500 Am 2 Erro 10 Val Pot 1 Hea	Description bient Temperature or in Temperature ue of constant voltage ential at the pin t capacity of element (= cp*m)			
Name TDrf TDrf constant/Voltage.V constant/Voltage.p.v heatingResistor.R.ref	Value 293.1500 Am 2 Erro 10 Val Pot 1 Hea 10 Res	Description bient Temperature or in Temperature ue of constant voltage ential at the pin it capacity of element (= cp*m) istance at temperature T_ref			
Name TAmb TDif ConstantVoltage.V constantVoltage.pv heat(Zapacitor.C heatingResistor.T_ref	293.1500 Am 293.1500 Am 2 Err 10 Val Pot 1 Hee 293.1500 Ref	Description bient Temperature or in Temperature ue of constant voltage ential at the pint it capacity of element (= cp'm) istance at temperature T_ref erence temperature			
Name TAmb TDif ConstantVoltage.V constantVoltage.pv heatCapacitor.C heatingResistor.R_ref heatingResistor.Jref heatingResistor.apha	Value 293.1500 Am 293.1500 Am 10 Val Pot 11 Hez 10 Res 293.1500 Ref 293.1500 Ref 0.0033 Ten	Description bient Temperature or in Temperature ue of constant voltage ential at the pin tt capacity of element (= cp*m) istance at temperature T_ref erence temperature coefficient of resistance (R = R_ref*(1 + +	alpha*(heatPc	ort. T - T_ref))	
Name TAmb TDif constantVoltage.V constantVoltage.pv heat(apacitor,C heatingResistor,R,ref heatingResistor,T_ref heatingResistor,Jpha heatingResistor,T	Value 293.1500 Am 2 297.1500 Am 10 Val 10 Val 10 Val 10 Ret 293.1500 Ref 0.033 Ten Fix	Description bient Temperature ue of constant voltage ential at the pin t capacity of element (= cp*m) istance at temperature T_ref erence temperature uperature coefficient of resistance (R = R_ref*(1 + i d device temperature f useHeatPort = false	alpha*(heatPe	ort. T - T_ref))	
Name TAmb TDif ConstantVoltage.V constantVoltage.pv heat(apacitor.C heatingResistor.Rref heatingResistor.Jpref heatingResistor.Jpha heatingResistor.T fixedTemperature.T	Value 293,1500 Am 2 Err 10 Val Pot 10 Res 223,1500 Res 233,1500 Res 0.0039 Ten Fixx	Description bient Temperature or or in Temperature e ue of constant voltage e ential at the pint e t capacity of element (= cp'm) istance at temperature Tref erence temperature e perature coefficient of resistance (R = R_ref*(1 + : ed device temperature if useHeatPort = false d lemperature at port	alpha*(heatP∢	ort.T - T_ref))	
Name TAmb TDif ConstantVoltage.V constantVoltage.pv heatCapacitor.C heatingResistor.R_ref heatingResistor.T fixedTemperature.T thermalConductor.G	Value 293, 1500 Am 2 Err 10 Valui Pot 10 Res 223, 1500 Ref 20,0037 Fm 0,0037 Fm Fix Fix 0,000 Coll Fix	Description bient Temperature or in Temperature ue of constant voltage ential at the pin tt capacity of element (= cp*m) istance at temperature T_ref erence temperature of resistance (R = R_ref*(1 + i el device temperature if useHeatPort = false ad temperature at port stant thermal conductance of material	alpha*(heatPo	ort.T - T_ref))	
Name TAmb TDif ConstantVoltage.V ConstantVoltage.pv heatCapacitor.C heatingResistor.T heatingResistor.T fixedTemperature.T thermalConductor.G idealSwitch.Ron	Value 293,1500 Am 2 Err 10 Val Pot 10 Rex 233,1500 Ref 233,1500 Ref 233,1500 Ref Fix Fix 0,000 Gr 1,000e-05 Ci	Description bient Temperature ue of constant voltage ential at the pin tit capacity of element (= cp*m) isitance at temperature T_ref erence temperature mperature coefficient of resistance (R = R_ref*(1 +) d device temperature if useHeatPort = false ad device temperature fuseHeatPort = false ad device temperature fuseHeatPort = false esd switch resistance	alpha*(heatPc	ort. T - T_ref))	
Name TAmb TDif Tof ConstantVoltage.V ConstantVoltage.pv heat(apactor.C heatingResistor.Pref heatingResistor.Jpref heatingResistor.Jpha heatingResistor.T thermalConductor.G idealSwitch.Ron idealSwitch.Gorf	Value 293,1500 Am 2 Err 10 Val Pot 10 Res 223,1500 Res 223,1500 Res 0.0039 Ten Fixx 0.0000 Cor 1.0000-05 Clo 1.0000-05 Clo	Description bient Temperature or or in Temperature ue of constant voltage eutid at the pint or nt capacity of element (= cp'm) istance at temperature Tref erence temperature ref ad device temperature genetice ad device temperature if useHeatPort = false ad demorature at port stant thermal conductance of material sed switch resistance ende switch conductance material	alpha*(heatPe	ort.T - T_ref))	
Name TAmb TDif ConstantVoltage.V constantVoltage.pv heatGapactor.C heatingResistor.Rref heatingResistor.Tref heatingResistor.Jpha heatingResistor.T fixedTemperature.T thermalConductor.G idealSwitch.Ron idealSwitch.Goff iamp.height	Value 293, 1500 Am 2 Err 10 Valu Pot 10 Ret 293, 1500 Ref 293, 1500 Ref 293, 1500 Ref 2039 Ten 0.0039 Ten Fix 0.0000 co 1.0000c-05 Op 2. 5Hell	Description bient Temperature bient Temperature ue of constant voltage ential at the pin t capacity of element (= cp*m) istance at temperature Tref rerence temperature at the temperature of the temperature a device temperature of the self-eatPort = false d temperature at port a device temperature of material sed switch resistance med switch conductance ph of ramps	alpha*(heatPc	ort.T - T_ref))	
Name TAmb TDif ConstantVoltage.V ConstantVoltage.pv heatCapactor.C heatingResistor.T fet heatingResistor.T fixedTemperature.T fixedTemperature.T thermalConductor.G idealSwitch.Ron idealSwitch.Ron	Value 293.1500 Am 2 Err 10 Val Pot 10 Rek 233.1500 Ref 233.1500 Ref 233.1500 Ref 0.0039 Ten Fix 0.000 Cor 1.0000e-05 Cop 2.5 Hei 6 Du	Description bient Temperature ue of constant voltage ential at the pin at capacity of element (= cp [*] m) isitance at temperature T_ref erence temperature a device temperature if useHeatPort = false ad device temperature of useHeatPort = false ad device temperature of useHeatPort = false ead switch conductance of material sed switch conductance ght of ramps ation of ramp (= 0.0 gives a Step)	alpha*(heatPd	ort.T - T_ref))	

Obrázek 2: Grafické uživatelské rozhraní nástroje FMUtoolbox

borů, doplnění prohledávaných cest v Matlabu a další potřebná nastavení. Nástroj je kompatibilní s prostředím Matlab-Simulink od verze R2011b až po R2014b (s ohledem na podporované překladače).

5 ZÁVĚR

V článku byl popsán vytvořený nástroj FMUtoolbox pro Matlab-Simulink, který doplňuje prostředí Matlab-Simulink o možnost simulace Functional Mock-up Unit. Nástroj tím umožňuje použití modelů v jazyce Modelica v prostředí Matlab-Simulink, což může nalézt uplatnění v mnoha případech zahrnujících například simulace MIL, SIL a PIL.

PODĚKOVÁNÍ

Tato práce vznikla v rámci CEITEC - Středoevropského technologického institutu s pomocí výzkumné infrastruktury financované projektem CZ.1.05/1.1.00/02.0068 z Evropského fondu regionálního rozvoje.

- [1] MATTSSON, Sven Erik, Hilding ELMQVIST a Martin OTTER. Physical system modeling with Modelica. Control Engineering Practice, ročník 6, č. 4, 1998: s. 501 – 510. ISSN 0967-0661. doi:http://dx.doi.org/10.1016/S0967-0661(98)00047-1. Dostupné z: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066198000471>
- [2] BLOCHWITZ, Torsten a Martin OTTER. The Functional Mockup Interface for Tool independent Exchange of Simulation Models. 2011. Dostupné z: ">http://www.researchgate.net/publication/225025178_The_Functional_Mockup_Interface_for_Tool_independent_Exchange_of_Simulation_Models>
- [3] MODELISAR. Functional Mock-up Interface for Model Exchange. [Online], 2010 [cit. 2014-12-23]. Dostupné z: https://svn.modelica.org/fmi/branches/public/ specifications/v1.0/FMI_for_ModelExchange_v1.0.pdf>
TRANSIENT EFFECT AT THE OUTPUT OF A LINEAR DYNAMIC SYSTEM CONTROLLED PULSE-WIDTH MODULATION

Martin Petera

Master Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xpeter16@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Pavel Jura E-mail: jura@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this work is to determine the size of overshoot produced at the output of a linear continuous second order system controlled by pulse width modulation. This work contains the calculation of the output signal response of the system in the time domain using the Laplace transform. The calculations of the amplitude of the output signal based on the pulse width modulation and system parameters are performed in this work. Finally the possibilities were given to determine the suitable period of pulse width modulation for required ripple. All the important calculations were compared with the simulations in the MATLAB-SIMULINK program and with the measurement at the real inertia second order cell.

Keywords: Pulse width modulation, Laplace transform, system, transfer function, signal, input, output, ripple.

1 ÚVOD

Pulsní šířková modulace (PWM) se dnes s úspěchem používá v mnoha oblastech řízení a regulace systémů. Důležitou roli hraje PWM u výkonných elektronických měničů v energetice, elektronice a elektrických pohonech. Frekvence zde použité PWM je v řádu jednotek až stovek kHz.

Druhou významnou oblastí využití PWM, které bych se chtěl v této práci zejména věnovat, je tzv. on-off řízení systémů, tedy řízení pomocí relé, stykačů, ventilů apod. V tomto případě, na rozdíl od první jmenované oblasti, se požaduje co nejmenší frekvence PWM, aby nedocházelo k opotřebování a snižování životnosti použitých akčních členů. Cílem práce je na základě parametrů řízeného systému a požadovaného zvlnění výstupního signálu určit vhodnou frekvenci PWM.

2 ŘEŠENÍ

2.1 Úvod

V této práci se nejprve zaměřím na analytické odvození velikosti zvlnění výstupního signálu systému druhého řádu řízeného pulsně šířkovou modulací pomocí Laplaceovy transformace. Následně uvedu způsob, jak lze jednoduše odhadnout velikost zvlnění výstupního signálu systému pomocí první harmonické složky výstupního signálu. Poslední částí je ověření uvedených výpočtů.

2.2 ANALYTICKÝ VÝPOČET ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO SIGNÁLU

Jednu periodu pulsní šířkové modulace (PWM), která vstupuje do systému a která má výšku impulzů 1, lze matematicky popsat časovou funkcí $u_{1T}(t) = \sigma(t) - \sigma(t - \varepsilon T)$, kde $u_{1T}(t)$ je označení pro jednu periodu signálu PWM v časové oblasti, σ je označení pro jednotkový skok, T je perioda PWM, ε vyjadřuje střídu PWM a t je proměnná vyjadřující časovou závislost. Periodickým opakováním tohoto pulsu tak modeluji celý signál PWM. Pokud se tento signál převede pomocí Laplaceovy transformace do operátorové oblasti a vynásobí se operátorovým přenosem lineárního systému druhého řádu, vyjde vztah [1]:

$$\mathbf{U}_{2}(\mathbf{p}) = \frac{(1 - e^{-\mathbf{p}\varepsilon T})}{\mathbf{p}(T_{1}\mathbf{p} + 1)(T_{2}\mathbf{p} + 1)(1 - e^{-\mathbf{p}T})},\tag{1}$$

kde T_1 a T_2 jsou časové konstanty systému, $U_2(\mathbf{p})$ je obraz výstupního signálu systému a \mathbf{p} je komplexní nezávisle proměnná. Je vidět, že výraz na pravé straně neodpovídá žádnému výrazu, který



Obrázek 1: Časový průběh vstupního a výstupního signálu systému a definice zvlnění.

by bylo možné snadno do časové oblasti převést například pomocí tabulek s již vypočtenými předměty. Pro výpočet předmětu lze použít postup odvozený v [1]. Výsledkem zpětné transformace je funkce vyjadřující odezvu systému druhého řádu na vstupní PWM signál. Výsledná funkce se skládá ze dvou složek. První je přechodná složka, která exponenciálně klesá k nule a její vliv lze po dostatečně dlouhé době zanedbat. Druhá je periodická složka $u_{2per}(t)$, která způsobuje zvlnění výstupního signálu (Obrázek 1).

$$\begin{aligned} u_{2per}(t) &= (2) \\ \left(1 + \frac{T_1}{T_2 - T_1} \cdot \frac{e^{\frac{\varepsilon T}{T_1}} - e^{\frac{T}{T_1}}}{1 - e^{\frac{T}{T_1}}} e^{\frac{-t}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} \cdot \frac{e^{\frac{\varepsilon T}{T_2}} - e^{\frac{T}{T_2}}}{1 - e^{\frac{T}{T_2}}} e^{\frac{-t}{T_2}} \right) & t \in < nT; \varepsilon T + nT) \\ \left(\frac{T_1}{T_2 - T_1} \cdot \frac{e^{\frac{\varepsilon T}{T_1}} - 1}{1 - e^{\frac{T}{T_1}}} e^{-\frac{t - T}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} \cdot \frac{e^{\frac{\varepsilon T}{T_2}} - 1}{1 - e^{\frac{T}{T_2}}} e^{-\frac{t - T}{T_2}} \right) & t \in < \varepsilon T + nT; (n+1)T) \\ n = 0, 1, 2, \cdots . \end{aligned}$$

Zvlnění výstupního signálu je definováno jako rozdíl minimální a maximální hodnoty periodické složky výstupního signálu (Obrázek 1). Velikost tohoto zvlnění lze odvodit ze vztahu (2). Nejprve je nutné najít čas maxima a minima a tyto hodnoty dosadit za proměnnou *t* ve vztahu (2). Po několika úpravách a pro hodnotu střídy PWM 50%, kdy je zvlnění největší, vyjde výsledný vzorec pro zvlnění [1]:

$$R = 2 \frac{\left(1 + e^{\frac{T}{2T_1}}\right)^{\frac{T_1}{T_2 - T_1}}}{\left(1 + e^{\frac{T}{2T_2}}\right)^{\frac{T_2}{T_2 - T_1}}} - 1,$$
(3)

kde R je výsledná hodnota zvlnění. Pro snazší použití vztahu (3) na zjištění vhodné periody PWM byl vytvořen graf závislosti zvlnění pro určitý rozsah hodnot časových konstant systému a periody PWM (Obrázek 2). Pokud tedy známe časové konstanty systému a požadované zvlnění, lze pomocí tohoto grafu určit vhodnou periodu PWM.



Obrázek 2: Graf velikosti zvlnění v závislosti na časových konstantách systému a periody PWM.

2.3 Odhad velikosti zvlnění pomocí první harmonické složky

Výpočet zvlnění ze vztahu (3) nemusí být vždy jednoduchý. Proto, pokud jsou známé frekvenční charakteristiky systému, může být jednodušší odhadnout velikost zvlnění právě z frekvenčních charakteristik, a to z amplitudy první harmonické složky výstupního signálu. Její velikost je dána amplitudou první harmonické složky signálu PWM a zesílením systému na frekvenci PWM (f_{PWM}) [1].

$$R_{1.h} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(T_1^2 \omega_0^2 + 1\right) \left(T_2^2 \omega_0^2 + 1\right)}},\tag{4}$$

kde $\omega_0 = 2\pi f_{PWM}$.

2.4 OVĚŘENÍ VÝPOČTŮ

Ověření teoretických výpočtů proběhlo ve dvou fázích. V první fázi bylo vytvořeno simulační schéma v programu SIMULINK pro ověření vztahů pro časový průběh výstupního signálu (2) a zvlnění (3), které se cyklicky volalo ze skriptu s různými časovými konstantami a parametry PWM. Odsimulované hodnoty se poté porovnávaly s analyticky odvozenými. Ve druhé fázi byl z pasivních součástek v laboratoři sestaven setrvačný článek druhého řádu a ten byl buzen signálem PWM z funkčního generátoru. Vstupní i výstupní signál setrvačného článku byl zobrazován a měřen na osciloskopu. Pomocí funkce pro měření hodnoty peak-to-peak osciloskopu byly odečítány změřené hodnoty zvlnění, které se poté porovnaly s teoreticky vypočítanou hodnotou zvlnění.

3 ZÁVĚR

Podařilo se teoreticky odvodit časový průběh výstupního signálu ze systému druhého řádu, který je řízen pulsně šířkovou modulací (2) a vztah pro výpočet zvlnění výstupního signálu systému druhého řádu (3). Oba vztahy byly ověřeny nejprve simulací, přičemž analyticky odvozené a odsimulované průběhy byly shodné. Ve druhé fázi byly výpočty ověřeny v laboratoři na setrvačném článku druhého řádu. Rozdíl mezi teoretickým výpočtem a měřením byl pro různé hodnoty frekvence PWM a časových konstant systému různý. Maximální odchylka pro provedená měření však činila 8,56%.

REFERENCE

[1] Petera, Martin. Přechodový děj na výstupu lineárního spojitého systému řízeného pulsně šířkovou modulací: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřící techniky, 2014. 75 s. Vedoucí práce byl prof. Ing. Pavel Jura, CSc.

IONTOPHORESIS DEVICE

Pavel Vejnar

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xvejna02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Soňa Šedivá

E-mail: sediva@feec.vutbr.cz

Abstract: The thesis deals with design of devices for treatment with iontophoresis. It could be applied to treatment some people who suffers excessive sweating. In the thesis is analysed reason and principe of this method, followed by philosophy device design. It also includes hardware design of all circuit, PCB manufacture and implementation of firmware.

Keywords: EEICT, iontophoresis, treatment, sweating, NXP.

1. ÚVEDENÍ DO PROBLEMATIKY [1] [2]

Práce se zabývá realizací přístroje pro léčbu hyperhidrózy. Hyperhidróza je porucha v těle, která způsobuje nadměrné pocení. Jedinci, kteří trpí touto poruchou, jsou znevýhodněni ve společnosti například tím, že se musí několikrát za den převléci, nemohou jen tak někomu podat ruku nebo si jen tak vyzout boty. Jako následek se mohou u postiženého vyvinout psychické problémy.

Iontoforéza je jednou z metod, jak nadměrnému pocení zabránit. Vznikla původně jako metoda pro vpravování léků v iontové formě do organismu pomocí stejnosměrného proudu. Léky jsou ve formě iontů vpravovány přes kůži do těla, kde se následně dostanou do krevního oběhu. Později se zjistilo a klinicky ověřilo, že iontoforéza může zabraňovat i nadměrnému pocení. V principu jde tedy o stejnosměrný proud, avšak je možné využívat i různě tvarované pulzy.

Samotný elektrický proud se do těla dostává nejsnáze přes vlasové folikuly nebo vývody potních žláz, protože mají nejmenší odpor. V organismu prochází různými prostředími, jako je mezibuněčné prostředí, buněčné membrány, cytoplazmatické struktury apod. Tyto prostředí se charakterizují měrnou vodivostí, což charakterizuje vodivost elektrického proudu v jednotlivých místech. Průchod proudu lidským tělem se řídí Kirchhoffovy zákony. Nosiči proudu jsou ionty. Největší odpor při průchodu stejnosměrného proudu mají buněčné membrány. Lepším vodičem je mezibuněčná tekutina, kde se vedení proudu děje pomocí iontů, tj. elektrolyticky.

2. NÁVRH KONCEPCE ZAŘÍZENÍ [3] [4]

Cílem je sestavit zařízení, které generuje stejnosměrný proud a vyhovuje všem zdravotnických normám. Zařízení je kompletně digitální, napájeno z baterie a je možné si na něm nastavovat parametry jako je velikost proudu, čas léčby aj. Na obrázku 1 je blokové schéma navrženého zařízení.

Celé zařízení ovládá **mikrokontrolér od firmy NXP** řady LPC11U6X. Je založen na 32bitové architektuře s jádrem ARM Cortex-M0+. Jeho předností je vysoký výpočetní výkon, nízká energetická spotřeba, velká paměť, kvalitní programovací software, integrované AD převodníky s 12bitovým rozlišením a relativně nízká cena.

Vstupní napájecí obvody slouží k úpravě napětí z baterie, kterým se následně napájí veškeré periferie. V zapojení je použit LDO regulátor napětí a jsou ze i podpůrné obvody pro vypnutí a zapnutí přístroje. To je realizováno tak, že mikrokontrolér vypne přes MOSFET přívod energie do celého zařízení. Zůstane napájena jen RTC periferie v mikrokontroléru, jinak se nic neuspává, ale přímo vypíná. Tím je zajištěno, že i déle vypnuté zařízení se bude vybíjet jen zanedbatelně. Pro nastartování se použije tlačítko, které stiskem sepne MOSFET, mikrokontrolér během několika milisekund nastartuje a již si sám MOSFET přidrží sepnutý. Z registru RTC se načte aktuální čas, ten je 32bitový a inkrementuje se každou sekundu. Z toho vyplývá, že k přetečení hodin by došlo až zhruba po 4 letech.



Obrázek 1: Bloky, ze kterých se přístroj skládá.

Baterie je řešena jako akupack, který má v sobě zabudované ochrany proti přebití, podbiti i balancer mezi jednotlivými články. Nabíjení je realizováno z USB s napětím 5V. Baterie má při plném nabití 8,4 V a proto je zde použit StepUp měnič, který je ovládán mikrokontrolérem, je tak zajištěn dostatečný přísun energie pro její nabití. Zbylé **okolní obvody** měří její napětí a také proud, který je do ní dodáván, případně odebírán. Měření napětí realizuje napěťový dělič a o měření proudu se stará součástka INA199, která umí měřit průchod proudu v obou směrech. K počítání kapacity je využívána metoda Impedance tracking, což je nejpokročilejší metoda v oblasti správy baterií. Měří se jak napětí, tak proud a aktuální kapacita baterie se vypočítává v průběhu měření. Není tedy nutné baterii kompletně vybíjet a nabíjet, aby se zjistila její celkovou kapacita. Také zde není nutné počítat se samovybíjením ani čekat, jestli po krátkodobém vyšším odběru proudu se napětí nezvýší.

Regulovatelný výstupní měnič tvoří strukturu dvou měničů, StepUP (zvyšující) a StepDown (snižující), která zajistí plynulou regulaci v rozsahu 0 až 50 V, což by mělo odpovídat rozsahu proudu 0 až 30 mA. Tento údaj se však liší v závislosti na odporu kůže jednotlivce. Principiální schéma tohoto měniče je na obrázku 2. V reálném zapojení je zapojen nejprve StepDown, aby přes něj zbytečně neteklo vysoké napětí ze StepUp měniče. Také spínání mosfetů je posíleno tranzistory pro ostřejší nástupné a sestupné hrany. Frekvekce generované PWM je 50 kHz a regulace se provádí v rozsahu 0-1000, tj s přesností střídy na desetinu procenta.



Obrázek 2: Principiální schéma dvouměničové struktury použité ve výstupním měniči.

Mezi konektorem pro elektrody a výstupním měničem se nachází **ochranné obvody**, které neustále monitorují napětí a proud na výstupu. Jsou zde celkem tři stupně ochrany. První ochrana vyhodnocuje napětí a proud v mikrokontroléru a ten zajistí regulaci na požadovanou hodnotu. Dalším stupněm jsou hardwarové ochrany na úrovni tranzistorů, které se případně postarají o okamžité odpojení výstupu. Poslední dodatečnou ochranou je součástka polyswitch, která případně přeruší přívod energie do výstupu.

Pro interakci s uživatelem je použit podsvícený černobílý **displej** o rozlišení 128x64 bodů komunikující přes SPI. Ukázka zobrazení je na obrázku 3. Pro zadávání hodnot je použito **kapacitní dotykové ovládání**, které je založeno na čipu od firmy Cypress. Ten se kompletně stará o vše sám a výsledná data odesílá přes I2C sběrnici. Při stisknutí jakéhokoli tlačítka umí na externím pinu vyvolat přerušení, aby mikrokontrolér věděl, že jsou k dispozici nová data a nebylo nutné se neustále dotazovat. Jeho předností je, že podporuje kruhový slider, obsahuje senzor přiblížení (proximity senzor) a rozpozná dotyk i s mokrýma rukama. Poslední částí je **bzučák** pro případné varování, či zvukovou odezvu při stisknutí tlačítka.



Obrázek 3: Ukázka zobrazení dat na displeji přístroje.

3. ZÁVĚR

Práce se zabývá jak hardwarovým návrhem zařízení, tak softwarovou implementací řídícího programu. Při programování jsou řešeny úkoly jako například čtení z AD převodníků a následná Kalmanova filtrace dat, obsluha přerušení z pinu, čtení a zápis EEPROM, RTC obvod pro počítání aktuálního času, komunikace periferií přes SPI a I2C, zobrazení dat na displeji, hlídání kapacity baterie, PWM regulace měničů s následnou regulací na žádanou hodnotu a nakonec i implementace nabídky menu na displeji, která obsahuje několikaúrovňové zanoření a případný výběr z několika položek. Aby byl program bezpečný a nemohl se nikde zacyklit bude hlídán pomocí watchdogu. Prototypová deska je na obrázku 4, vlevo je vidět prototyp dotykového ovládání, včetně kruhového slideru pro pohyb v menu.

Během návrhu zařízení je nutné také dbát na zdravotnické normy. Jelikož je přístroj určen k lékařskému použití, je nutné řešit věci jako jsou nezáměnné konektory, zamezení možnosti připojení současně nabíjecího konektoru a elektrod, CRC kontrola programu při každém spuštění mikrokontroléru, kontrola periferií, že fungují správně a další. Musí taktéž splňovat EMC.



Obrázek 4: Ukázka prototypové desky přístroje.

REFERENCE

- [1] PODĚBRADSKÝ Jiří a Radana PODĚBRADSKÁ. *Fyzikální terapie: manuál a algoritmy*. 1. vyd. Praha: Grada, 2009, ISBN 978-80-247-2899-5.
- Beneš, J., Stránský, P., Vítek, F. Základy lékařské biofyziky, skriptum Karolinum, 2007, 216. skriptum
- [3] NXP. *LPC11U6x*. [online]. [cit. 2014-12-29]. Datasheet. Dostupný z: http://www.farnell.com/datasheets/1792125.pdf
- [4] KREJČIŘÍK, Alexandr. DC/DC měniče. 1. vyd. Praha: BEN technická literatura, 2001, 111
 s. ISBN 80-7300-045-8.

Magisterské projekty

Elektronika a komunikace

DESIGN OF FULLY-DIFFERENTIAL FILTERING STRUCTURE WITH ADJUSTABLE CURRENT AMPLIFIER

Jan Dvorak

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xdvora0s@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jan Jerabek E-mail: jerabekj@feec.vutbr.cz

Abstract: The contribution deals with design and analysis of controllable second-order frequency filter which operates in the current mode and where the main element is the current amplifier DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier) and also MOTA (Multiple Output Transconductance Amplifier) is used. The paper presents a description of the proposed circuit and results of computer simulations for circuit in single-ended and fully-differential variant. Four simulation models with different properties were used for simulating of the DACA active element in the proposed circuit.

Keywords: frequency filter, single-ended, fully-differential, DACA, MOTA

1 ÚVOD

Kmitočtové filtry představují obvody, které slouží k propuštění nebo utlumení určitého kmitočtového pásma podle funkce daného filtru. Ovlivňováním určité části kmitočtového spektra lze obvody rozdělit podle tzv. funkce obvodu, jako je dolní propust (DP), pásmová propust (PP), horní propust (HP), pásmová zádrž (PZ) nebo fázovací článek (FZ) [1]. Dále lze kmitočtové filtry rozdělit podle struktury na nediferenční a diferenční, kde diferenční obvody mohou dosahovat větší odolnosti vůči rušení a většího dynamického rozsahu oproti nediferenčním obvodům. Charakteristickou vlastností filtru je jeho strmost, která definuje přechod mezi propustným a nepropustným pásmem, je dána typem použité aproximace (např. dle Butterwortha) a řádem filtru. Další vlastností může být např. přeladitelnost mezního kmitočtu nebo činitele jakosti. V tomto článku je pojednáno o filtru 2. řádu pracujícím v proudovém módu [1], [2].

2 ANALÝZA KMITOČTOVÉHO FILTRU 2. ŘÁDU

Pro návrh nediferenčního filtru byla použita Mason-Coatesova metoda grafů signálových toků pomocí které byla určena charakteristická rovnice obvodu popisující jeho chování. Diferenční varianta obvodu vznikla zrcadlením celé nediferenční struktury vůči zemi. Touto transformací se rozšíří počet pasivních prvků na dvojnásobek a aktivní prvky jsou nahrazeny diferenčními [2].

Hlavní aktivní prvek je digitálně říditelný proudový zesilovač (DACA), který je plně diferenční. Vyznačuje se proudovým zesílením *A*, které je nastavitelné pomocí tříbitové sběrnice v rozsahu od 1 do 8 s krokem 1, pokud je uvažováno nediferenční použití prvku. Pro diferenční použití prvku je zesílení dvojnásobné [2]. V rámci počítačových simulací prvku DACA byl použit jeden ideální a tři další simulační modely, označované jako: DACA_INT [4], DACA_EL2082 [2], DACA_TRANZIST [3], kde každý model je založen na jiném principu zahrnutí nedokonalostí či parazitních vlastností.

Další použitý prvek v zapojení je vícevýstupový operační transkonduktanční zesilovač (MOTA). Jedná se o zdroj proudu řízený napětím, který je charakterizován transkonduktancí g_m . Pro počítačové simulace byl použit simulační model vytvořený pomocí univerzálního proudového konvejoru (UCC) [2].

2.1 NAVRŽENÝ MULTIFUNKČNÍ PŘELADITELNÝ FILTR

V článku je popsána pouze diferenční varianta filtru, která byla transformací vytvořena z nediferenční struktury. Jeho schéma zapojení je uvedeno na obr. 1. Filtrem lze realizovat pouze funkce typu iDP a PP. Zapojení je však výhodné z pohledu praktické realizace, která bude následovat. Obvod poskytuje možnost řídit mezní kmitočet pomocí změny transkonduktance, ale i pomocí proudového zesílení, čímž je zvětšeno jeho pásmo přeladitelnosti.



Obrázek 1: Diferenční přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma MOTA a DACA

Levá strana charakteristické rovnice popisující chování obvodu má následující tvar:

$$\boldsymbol{C}\boldsymbol{E} = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + 2 \boldsymbol{p} C_1 A_2 g_{m2} + 4 A_1 A_2 g_{m1} g_{m2}.$$
 (1)

Přenosové funkce obvodu jsou dány následujícími vztahy:

$$\boldsymbol{K}_{\rm iDP} = \frac{\boldsymbol{I}_{\rm iDP}}{\boldsymbol{I}_{\rm VST}} = \frac{-4A_1A_2g_{\rm m1}g_{\rm m2}}{\boldsymbol{C}\boldsymbol{E}}, \ \boldsymbol{K}_{\rm PP} = \frac{\boldsymbol{I}_{\rm PP}}{\boldsymbol{I}_{\rm VST}} = \frac{2\boldsymbol{p}C_1A_1g_{\rm m2}}{\boldsymbol{C}\boldsymbol{E}}.$$
(2)

Pro správnou funkci filtru během přelaď ování musí platit: $A = A_1 = A_2$ a $g_m = g_{m1} = g_{m2}$. Vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti jsou následující: $\omega_0 = 2Ag_m\sqrt{1/C_1C_2}$, $Q = \sqrt{C_2/C_1}$. Z rovnic vyplývá, že je úhlový kmitočet přeladitelný přímou uměrou pomocí zesílení A a také transkonduktance g_m , přičemž činitel jakosti zůstává nezměněn. Pro nastavenou transkonduktanci $g_m = 1$ mS, zesílení A = 4 (odpovídající činitel jakosti Q = 0,707) a mezní kmitočet $f_0 = 500$ kHz byly určeny následující hodnoty kapacitorů: $C_{11} = C_{12} = 2C_1 = 7,5$ nF, $C_{21} = C_{22} = 2C_2 = 3,6$ nF. Přeladitelnost kmitočtu byla zvolena v rozsahu $f_0 = \{125; 500\}$ kHz pro odpovídající rozsah zesílení $A \in \{1; 4\}$ nebo transkonduktance $g_m \in \{0,25; 1\}$ mS.

2.2 VÝSLEDKY SIMULACE V ORCADU

V grafu na obr. 2 je uvedena ukázka výsledků simulace filtračních funkcí diferenčního obvodu s různými simulačními modely prvku DACA v porovnání s výsledky nediferenčního filtru. Na vysokých kmitočtech nad 30 MHz se začínají projevovat parazitní vlastnosti prvku MOTA s transkonduktancí g_{m2} a také jednotlivých modelů prvku DACA. Nízký útlum v dolním pásmu je dán sníženou výstupní impedancí prvku DACA se zesílením A_2 .

3 ZÁVĚR

V článku je uveden stručný popis návrhu jednoho z diferenčních kmitočtových filtrů vytvořených v rámci diplomové práce a jeho transformace z nediferenční struktury. Filtr má přeladitelný mezní kmitočet pomocí transkonduktance a/nebo proudového zesílení, čímž je zvětšen rozsah ladění. Ze získaných charakteristik je zřejmé, že nejvíce se teorii blíží filtr s modelem proudového zesilovače DACA_EL2082. Rovněž lze konstatovat, že diferenční varianta filtru se více blíží ideálnímu průběhu.



Obrázek 2: Výsledky simulace diferenčního filtru s různými modely prvku DACA v porovnání s výsledky nediferenčního filtru a ideálním průběhem: (a) modulová charakteristika filtrační funkce PP (b) modulová charakteristika filtrační funkce iDP. Ukázka přeladitelnosti mezního kmitočtu pro filtr s modelem DACA_INT: (c) pomocí zesílení A (d) pomocí transkonduktance g_m

REFERENCE

- [1] DOSTÁL, Tomáš a Vladimír AXMAN. *Elektrické filtry: skripta*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2002. 129 s.
- [2] JEŘÁBEK, Jan. Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky [online]. Brno, 2011 [cit. 25. 2. 2015]. Doktorská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Kamil Vrba, CSc.
- [3] JERABEK, Jan, Jaroslav KOTON, Roman SOTNER a Kamil VRBA. Adjustable band-pass filter with current active elements: two fully-differential and single-ended solutions. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* [online]. 2013, vol. 74, issue 1, s. 129-139 [cit. 20. 3. 2015]. DOI: 10.1007/s10470-012-9942-4.
- [4] POLAK, Josef, Lukas LANGHAMMER a Jan JERABEK. Behavioral modeling of Digitally Adjustable Current Amplifier. *International Journal of Advances in Telecommunications, Electrotechnics, Signals and Systems* [online]. 2015, vol. 4, issue 1 [cit. 20. 3. 2015]. DOI: 10.11601/ijates.v4i1.104.

ANT RUN GAME FOR 8X8 LED MATRIX

Tomáš Jankech

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xjanke00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Aleš Povalač

E-mail: povalac@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this project is an implementation of the Ant Run game to the FRDM-KL25Z development board with 8x8 RG LED matrix shield. The game is principally controlled by a built-in accelerometer on the FRDM-KL25Z. The work shows the basic principles of implementation.

Keywords: FRDM-KL25Z, Ant Run game, ARM, 8x8 RG LED matrix

1. ÚVOD

Ant Run je jednou z nie moc známych starých PC hier. Cieľom hry je udržať mravca v pohybe vytváraním priechodného bludiska. Projekt sa zaoberá implementáciou Ant Run na vývojovú dosku FRDM-KL25Z rozšírenú o 8x8 RG LED maticu. Ovládanie je riešené akcelerometrom.

2. ROZBOR

V rámci rozboru bude predstavený použitý hardware, ako aj hra Ant Run a jej zjednodušenie potrebné pre implementáciu na zvolený hardware.

2.1. HARDWARE

Na realizáciu projektu bola zvolená vývojová doska FRDM-KL25Z [1] disponujúca procesorom s jadrom ARM® Cortex[™]-M0+ od spoločnosti Freescale. Vďaka vstavanému akcelerometru MMA8451Q bolo možné vytvorenie ovládania pomocou náklonu zariadenia. Z hardwareového vybavenia vývojovej dosky bola okrem vyššie spomenutých častí využitá aj RGB dióda ako stavový indikátor.

Vývojová doska FRDM-KL25Z bola rozšírená shieldom s 8x8 RG LED maticou a dvoma tlačidlami, ako je vidieť na časti a) obrázku 1. Časť b) obrázku 1 približuje kapitolu 2.3.





Obrázok 1: a) Hardwareové vybavenie projektu b) Princíp hry.

2.2. PREDLOHA PROJEKTU

Originál hry Ant Run je určený na PC a na jej ovládanie stačí myš. Cieľom hry je udržať mravca v pohybe vytváraním priechodného bludiska pre bežiaceho mravca. Priechodné bludisko vytvára hráč otáčaním jednotlivých blokov tohto bludiska. Bloky bludiska majú 3 tvary (priamy, zákrutu alebo križovatku) a hracia plocha disponuje 8x6 blokmi. Blok, po ktorom mravec prebehne ostáva neaktívny. Opätovné zreaktivovanie bloku nastáva po prechode mravca "okrajom" bludiska. Hráč dostane bod za každé políčko, ktoré mravec úspešne prebehne.

2.3. ZJEDNODUŠENIE HRY PRE LED RG 8x8 PANEL

Vzhľadom na zobrazovacie možnosti RG LED matice musela byť pôvodná hra zjednodušená. Hracie pole sa skladá z 4x4 blokov bludiska, kde každý blok obsahuje 2x2 pixelov. Bloky nadobúdajú 2 tvary (priamy a zákrutu). Počas hry je potrebné rozlišovať tri stavy podľa farby pixelu. Červená farba reprezentuje mravca, zelenou je indikovaná cestička v bludisku a oranžová predstavuje použitý blok. Ovládanie PC myšou bolo nahradené použitím kombinácie akceleromerta a tlačidiel.

3. SOFTWARE

Program bol písaný pomocou online vývojového prostredia mbed.org [2], kde je kód aj zverejnený.

3.1. **S**TAVOVÝ AUTOMAT

Hra je postavená na princípe stavového automatu. Ten beží v nekonečnej slučke funkcie main. Na jednoduchú indikáciu stavov slúži indikačná RGB LED na doske KL25Z. Po zapnutí sa zariadenie dostáva do prvého stavu TEST. Prepojenie medzi jednotlivými stavmi odpovedá stavovému diagramu zobrazenom na obrázku 2.



Obrázok 2: Stavový diagram.

TEST – v stave TEST zariadenie prezentuje ovládanie hry. Po nahnutí zariadenia na niektorú zo strán o 25° sa pohyb zaznamená, čo sa potvrdí vysvietením červenej šípky v smere pohybu. Pre potvrdenie pohybu je potrebné vrátiť sa do východiskovej polohy Idle (uhol natočenie pod 10°). Potvrdenie pohybu je indikované zmenou farby šípky na zelenú.

SAVE – rovnovážna (Idle) poloha ovládania akcelerometrom (popísané v stave TEST) je v určitom rozsahu definovateľná používateľom. Rozsah súvisí s tým, že ovládanie je prepočítavané z ôs rovnobežných na dosku KL25Z. Po uložení nového Idle stavu ovládania sa zariadenie vracia do stavu TEST.

READY – stav READY je určený na generovanie nového labyrintu. Generovanie je na panely sprevádzané úvodným obrázkom. Ten je poskladaný z oranžových blokov a bloku "štart", z

ktorého vychádza mravec. Úvodný obrázok je nahradený náhodne vygenerovanými políčkami labyrintu a zariadenie prechádza do stavu PAUSE.

PAUSE – stav PAUSE je typická pauza hry. Hra v okamihu prechodu to tohto stavu "zamrzne" (nebliká ani kurzor výberu bloku). Užívateľ môže buď pokračovať v hre, alebo začať novú hru.

GAME – hra začína vždy blokom "štart" na rovnakom mieste (druhý blok zľava, druhý blok zhora) rovnakým smerom pohybu mravca (nadol). Kurzor je vždy na začiatku hry umiestnený pod blok "štart", čo znamená, že hráč môže hneď správne nasmerovať prvý blok. Hráč pohybuje doskou, čím ovláda pohyb kurzoru, ktorý predstavuje blikajúce políčko. Keď sa hráč premiestni kurzorom na políčko, ktoré potrebuje otočiť aby vytvoril správnu cestu labyrintom použije pravé tlačidlo ovládania.

SCORE – nastane ak mravec narazí na nesprávne otočený blok labyrintu, do ktorého nemôže vojsť alebo na použitý blok. V tomto stave je na LED panely vyobrazené skóre hráča. Na skóre je vyhradená premenná dátového typu uint32_t. Preto skóre rotuje po zobrazovacom panely v smere zľava doprava. Pre lepšiu prehľadnosť a kompaktnejšie zobrazenie nie sú čísla oddelené medzerou, ale farbou. Farby sú tri, čo pomáha k oddeleniu tisícok, desať tisícok a miliónov.

3.2. VÝUČBOVÝ REŽIM

Pre vstup do tohto módu je potrebné počas štartu mikroprocesoru držať naraz obe tlačidlá. Užívateľ je o vstupe do výučbového módu informovaný indikačnou RGB LED, ktorá svieti na modro. Vo výučbovom móde hru nie je možné prehrať. Pokiaľ hráč zle zostaví labyrint, mravec príde na poslednú pozíciu, ktorú mu cesta labyrintom umožní a čaká na správne natočenie ďalšieho bloku. V stave LEARN sa teda ani nepočíta skóre. Ide o zoznámenie so základnými princípmi hry.

3.3. Algoritmus pohybu mravca

V prvom kroku sa prevedie určenie smeru pohybu (vpravo/vľavo alebo hore/dole). Vetvenie programu pokračuje testom na "1. typ pohybu". Týmto pohybom sa myslí pohyb, keď mravec v predchádzajúcom kroku vošiel do tohto bloku (nezáleží pri tom z akej strany). Prioritný pohyb je vždy v rámci bloku. V prípade ak takýto pohyb nie je možný, zisťuje sa, či je možný pohyb smerom von z bloku. Pohyb von z bloku je možný iba v prípade, že je blok labyrintu do ktorého mravec smeruje vhodne natočený. Ak mravec opúšťa blok, môžu nastať dva prípady prechodu do vedľajšieho bloku. "Štandardný" prechod (predošlý blok sa označí za použitý) alebo prechod "cez okraj" (predošlý blok sa označí za použitý a vygenerujú sa nové bloky labyrintu miesto použitých). V prípade, že nie je možný pohyb v bloku, ani pohyb mimo bloku, hra končí.

4. ZÁVER

Cieľ projektu, adaptácia PC hry Ant Run na určenú hardwareovú platformu, bol splnený. Na začiatku projektu bolo nutné hru patrične zjednodušiť. Vzhľadom na dobrú výslednú hrateľnosť sa ukázali zjednodušenia ako správne a primerané. Náročnosť mierne stúpla, čo sa prejavilo hlavne na maximálnom skóre, ktoré bolo najviac 88 bodov. Atraktivite však pridalo ovládanie pomocou náklonu celého zariadenia. Do hry bol pridaný špeciálny výučbový mód. Ten sa osvedčil pri zasvecovaní nových hráčov do princípov hry.

REFERENCIE

- [1] Freescale: FRDM-KL25Z: Freescale Freedom Development Platform for Kinetis KL14, KL15, KL24, KL25 MCUs. FREESCALE SEMICONDUCTOR. *Freescale* [online]. [cit. 2015-03-23]. Dostupné z :http://www.freescale.com/webapp/sps/site/prod_summary.jsp?code=FRDM-KL25Z
- [2] ARM mbed. ARM LTD. ARM mbed [online]. [cit. 2015-03-23]. Dostupné z: <u>http://mbed.org/</u>

BACKSCATTER MODULATOR FOR UHF RFID TAG EMULATOR

Tomáš Janošík

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xjanos11@stud.feect.vutbr.cz

Supervised by: Josef Vychodil

E-mail: xvycho05@stud.feec.vutbr.cz

Abstract: The paper describes design of external backscatter modulator for RFID tag emulator, which is used in UHF band. This modulator is connected with the Universal Software Radio Peripheral and antenna. Realization of a backscatter modulation contains switching between a matched load and an unmatched load. Impedance of the unmatched load is fluently adjustable.

Keywords: RFID, tag emulator, backscattering, adjustable load

1. ÚVOD

V dnešnej dobe sa rádiofrekvenčná identifikácia (RFID) využíva napríklad v obchodoch, ako ochrana drahšieho tovaru pred krádežou, v logistike na označovanie prepravovaných balíkov, alebo ako identifikácia áut pri prejazde mýtnou bránou na spoplatnených cestách. V priemysle má RFID technológia rastúci charakter. S tým súvisí aj neustály vývoj, v ktorom je kladený dôraz na spoľahlivosť, bezpečnosť a hlavne minimálnu výrobnú cenu tagov.

Súčasťou laboratórií, kde sa zaoberajú poznávaním a vývojom RFID sú aj nástroje, ktoré umožňujú prakticky testovať poznatky o RFID. Sú to čítačky a tagy, na ktorých je možné simulovať komunikáciu podľa zvoleného protokolu, nastavovať ľubovoľné parametre a následne prehľadne zobrazovať priebeh komunikácie. Jedným takým komponentom je aj emulátor RFID tagu pre UHF pásmo.

2. POPIS ZARIADENIA

Pasívne a polopasívné tagy v pásme UHF komunikujú s čítačkou na princípe backscatteringu. To znamená, že tag svoju odpoveď namoduluje na nosnú vlnu z čítačky. Využíva pri tom zmenu medzi stavom impedančného prispôsobenia antény a impedančného neprispôsobenia. Ak je anténa prispôsobená, väčšina energie nosnej vlny sa absorbuje a ak je neprispôsobená, energie nosnej vlny sa od antény tagu odrazí. Veľkosť energie odrazenej vlny ovplyvňuje miera impedančného prispôsobenia antény.

Základom emulátoru tagu je USRP (Universal Software Radio Peripheral) do ktorého je implementovaný daný komunikačný protokol. Signál prijatý anténou spracuje USRP priamo, bez nutnosti externého hardwaru. Avšak k odpovedi potrebuje externý backscatter modulátor. USRP namoduluje odpoveď amplitúdovou moduláciou na nosnú vlnu s frekvenciou 900 MHz a pošle ju do externého modulátoru. Zmenou hĺbky modulácie je možné plynule meniť impedanciu neprispôsobenej záťaže. Napájacie napätie získava modul z energie nosnej vlny, a preto nevyžaduje vlastné napájanie.

2.1. BLOKOVÁ SCHÉMA

Navrhovaný modulátor sa dá rozdeliť na dve základné časti. Prvá časť spracováva signál z USRP a zahŕňa detektor obálky s komparátorom, detektor hĺbky modulácie a zdroj napájacieho napätia.

Druhá časť realizuje backscatter moduláciu. Do tejto časti patrí prepínač riadený TTL signálom, impedančne prispôsobená záťaž, čo je rezistor s odporom 50 Ω a neprispôsobená záťaž s nastaviteľnou impedanciou. Súčasťou je aj odbočnica s útlmom -20 dB, cez ktorú prijíma USRP signál z antény. Bloková schéma je na Obrázku 1.



Obrázok 1: Bloková schéma emulátoru RFID tagu pre pásmo UHF

2.2. SPRACOVANIE SIGNÁLU Z USRP

Spracovanie vstupného signálu z USRP prebieha v troch blokoch. V jednom bloku sa z nosnej vlny získa napájacie napätie +12 V a -12 V, potrebné na napájanie aktívnych prvkov. Tieto napätia sú získané viacstupňovými Dicksonovými nábojovými pumpami [1].

Signál z USRP je amplitúdovo modulovaný, a preto je nutné z neho demodulovať prenášanú informáciu. Ako demodulátor je použitý detektor obálky tvorený sériovou diódou, paralelným kondenzátorom a paralelným rezistorom [2]. Hodnota rezistora a kondenzátora sa vypočítajú podľa ich časovej konštanty *RC*. Pri výpočte sa berie do úvahy frekvencia nosnej vlny *f*c=900 MHz a bitová rýchlosť prenášanej informácie maximálne W=128 kbps (podľa protokolu EPC Class1 Gen2)[2]. Vzťah, podľa ktorého sa hodnoty R a C navrhujú je (2.1)

$$\frac{1}{f_c} << RC << \frac{1}{W} \tag{2.1}$$

Správny výpočet hodnôt *R* a *C* zaručí, že získaná obálka dostatočne presne kopíruje modulovaný signál. Tento signál vstupuje do komparátora a súčasne vstupuje aj do druhého obálkového detektoru s oveľa väčšou časovou konštantou. Na výstupe je potom signál s priemernou hodnotou napätia vstupného signálu. Priemerný signál slúži ako rozhodovacia úroveň pre komparátor. Na výstupe komparátora je digitálny signál, predstavujúci odpoveď tagu určenú pre čítačku.

Ďalší blok meria hĺbku modulácie vstupného signálu. V kombinácií s operačným zosilňovačom s nastaviteľným zosilnením je na výstupe nastaviteľné napätie od 0 V do -9 V. Týmto napätím sa následne reguluje impedancia laditeľnej záťaže, a teda miera neprispôsobenia záťaže. Napríklad pri hĺbke modulácie 50 % a amplitúde signálu 3 V vychádza riadiace napätie 1,5 V. Invertujúcim zosilňovačom s nastaviteľným zosilnením sa toto riadiace napätie nastaví na hodnotu -4.5 V tak, aby bolo v strede rozsahu 0 V až -9 V. Počiatočná hodnota riadiaceho napätia pri zahájení odpovede je 0 V.

2.3. LADITEĽNÁ ZÁŤAŽ

Ako laditeľná záťaž je použitý unipolárny tranzistor JFET-N s označením J111. Tranzistor sa správa ako elektronicky nastaviteľný odpor, pokiaľ je napätie U_{GS} maximálne 1 V. Odpor tranzistoru v otvorenom stave $r_{ds}(on)$ je 30 Ω [3]. Zvyšovaním záporného napätia na hradle Gate sa

tranzistor začne uzatvárať, čím sa zvyšuje jeho prechodový odpor r_{ds} až do úplného uzavretia tranzistoru.

Správanie tranzistoru na frekvencii 900 MHz bolo zmerané na vektorovom analyzátore a výsledok merania je zobrazený v grafe na Obrázku 2. Testovací signál mal úroveň -10 dBm čo na 50 ohm sústave predstavuje napätie $U_{RMS} = 0,071$ V. Napätie U_{GS} bolo nastavené v rozsahu 0 V až -9 V. Podľa parametra S11 je vidno, že pri napätí -6,4 V predstavuje tranzistor impedančné prispôsobenie, a teda jeho impedancia je 50 Ω . Pri napätí menšom ako -8 V je už tranzistor uzavretý a pre anténu predstavuje zakončenie otvoreným obvodom resp. nekonečnú impedanciu.



Obrázok 2: Priebeh parametra S11 v závislosti na napätí U_{GS} pre frekvenciu 900 MHz

3. ZÁVER

Cieľom tohto projektu bolo navrhnúť spôsob realizácie hardwaru externého modulu backscatter modulátoru pre emulátor RFID tagu v pásme UHF. Modul je navrhnutý pre použitie so softwarovým rádiom USRP a externou anténou. Modul umožňuje odoslať odpoveď tagu k čítačke využitím backscatteringu tak, ako to využívajú bežne používané pasívne a polopasívne tagy. Navrhovaný modul dokáže plynulo meniť prispôsobenie antény, čím je možné plynulo regulovať úroveň odrazenej vlny od antény. Plynulá zmena miery neprispôsobenia nie je u existujúcich emulátorov tagu bežná, a preto je táto funkcia považovaná za najväčšiu výhodu navrhovanej konštrukcie. Ďalšou výhodou je nezávislosť od externého napájanie, keďže modulátor si berie energiu z nosnej vlny vysielanej z USRP. Nevýhodou navrhovaného emulátoru tagu, ako kombinácie USRP a backscatter modulátoru, je úzkopásmovosť prijímaného signálu, spôsobená vlastnosťami USRP. Šírka pásma okolo naladenej frekvencie ktorú môže USRP prijať je 4 MHz, pričom potrebná šírka je 100 MHz. Ďalším cieľom je preto navrhnúť modulátor, ktorý zabezpečí funkčnosť v celom pásme UHF.

REFERENCIE

- [1] DOBKIN, D.M. RFID Tags. *Enigmatic-consulting* [online]. 2012 [cit. 2014-12-07]. Dostupné z: http://www.enigmatic-consulting.com/Communications_articles/RFID/ RFID_tags.html
- [2] DOBKIN, D.M. *The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice*. Burlington: Newnes, 2008.
- [3] Fairchild Semiconductor Corp. *MMBFJ112: Fairchild* [online]. 2015 [cit. 2015-03-03]. Dostupné z: https://www.fairchildsemi.com/datasheets/MM/MMBFJ112.pdf

GENERAL FLOATING ELEMENT SIMULATOR EMPLOYING VDCCs AND GROUNDED COMPONENTS

Aslihan Kartci

Master Degree Programme (2), FEEC VUT E-mail: aslhankartc@gmail.com

Supervised by: Norbert Herencsar

E-mail: herencsn@feec.vutbr.cz

Abstract: In this study, a new general floating element simulator circuit employing two voltage differencing current conveyors (VDCCs) and three passive components is proposed. Depending on the passive component selection the presented circuit can realize floating frequency dependent negative resistor (FDNR), floating inductor, floating capacitor, and floating resistor simulator circuits. The circuit does not require any component matching conditions. Moreover, the proposed FDNR, inductance, capacitor and resistor simulator can be tuned electronically by changing the biasing current of the VDCC or can be controlled through the grounded resistor(s) if voltage controlled resistor is considered. The proposed floating inductor or capacitor simulators are verified in voltage-mode 3rd-order elliptic low-pass filter circuit simulated via SPICE using 90 nm, level 7 PTM CMOS technology parameters.

Keywords: Floating element simulator circuit, voltage differencing current conveyor, VDCC.

1. INTRODUCTION

The first frequency dependent negative resistor (FDNR) element was introduced by Bruton in 1969 [1] and it was designed using operational amplifiers. During the last few years it became a standard research topic. Many general circuits for the floating immittance function simulators such as FDNRs, inductors or capacitance multipliers using different active building blocks (ABBs) such as current-controlled second-generation current conveyors (CCIIs) [2], differential voltage current conveyor (DVCC) [3], or current backward transconductance amplifier (CBTA) [4] exist in the literature. However, in some of these circuits floating capacitors are used. Recently, various ABBs have been introduced in [5], from which the voltage differencing current conveyor (VDCC) is nowadays very popular. Since VDCC provides electronically tunable transconductance gain in addition to transferring both current and voltage in its relevant terminals, it is very suitable for the design of various active filters, capacitance multipliers, inductor simulators or FDNRs. To the best knowledge of the authors, no floating capacitance multiplier circuits using VDCC have been reported in the open literature so far. The purpose of this paper is, therefore, a new simulator circuit design, which realizes lossless floating inductance (FI), floating capacitance (FC) and floating resistance (FR) besides floating FDNR. The proposed circuit includes two VDCCs and three grounded passive components.

2. PROPOSED GENERAL FLOATING ELEMENT SIMULATOR CIRCUIT

Considering floating element simulator circuit in Fig. 1, the short circuit admittance matrix of this circuit can be written as:

$$y_{ij} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \frac{\beta_1}{\beta_2 \alpha_2} \frac{Y_1 Y_2 g_{m1}}{Y_3 g_{m2}} \begin{bmatrix} \alpha_{12} & -\alpha_{12} \\ -\alpha_{11} & \alpha_{11} \end{bmatrix},$$
 (1)

where $\alpha_{12} \approx \alpha_{11} = \alpha_1$, $\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = y_{ij} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$. Then it can be expressed as:

$$y_{ij} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \frac{\alpha_1 \beta_1}{\beta_2 \alpha_2} \frac{Y_1 Y_2 g_{m1}}{Y_3 g_{m2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}.$$
 (2)

From equations (1) and (2) it can be seen that depending on the choice of passive components a floating FDNR, inductor, capacitor and resistor simulator can be realized as given in Table 1. Moreover, by grounding one of its terminals, it can also be used for grounded simulators.

Function	Eq. adm. (Y1, Y2, Y3)	Short circuit admittance matrix	Floating element parameter	In ideal case		
FR	G_1, G_2, G_3	$[Y_R] = \frac{\alpha_1 \beta_1}{\alpha_2 \beta_2} \frac{G_1 G_2 g_{m1}}{G_3 g_{m2}} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix}$	$R_f = \frac{\alpha_1 \beta_1}{\alpha_2 \beta_2} \frac{G_1 G_2 g_{m1}}{G_3 g_{m2}}$	$R_{f-ideal} = \frac{G_3 g_{m2}}{G_1 G_2 g_{m1}}$		
FI	G_1, G_2, sC_3	$[Y_L] = \frac{\alpha_1 \beta_1}{\alpha_2 \beta_2} \frac{G_1 G_2 g_{m1}}{s C_3 g_{m2}} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix}$	$L_{f} = \frac{\alpha_{2}\beta_{2}}{\alpha_{1}\beta_{1}} \frac{C_{3}g_{m2}}{G_{1}G_{2}g_{m1}}$	$L_{f-ideal} = \frac{C_3 g_{m2}}{G_1 G_2 g_{m1}}$		
FC	G_1, sC_2, G_3	$[Y_{C}] = \frac{\alpha_{1}\beta_{1}}{\alpha_{2}\beta_{2}} \frac{sC_{2}G_{1}g_{m1}}{G_{3}g_{m2}} \begin{bmatrix} +1 & -1\\ -1 & +1 \end{bmatrix}$	$C_f = \frac{\alpha_1 \beta_1}{\alpha_2 \beta_2} \frac{C_2 G_1 g_{m1}}{G_3 g_{m2}}$	$L_{f-ideal} = \frac{C_2 G_1 g_{m1}}{G_3 g_{m2}}$		
FDNR	sC_1, sC_2, G_3	$[Y_D] = \frac{\alpha_1 \beta_1}{\alpha_2 \beta_2} \frac{s^2 C_1 C_2 g_{m1}}{G_3 g_{m2}} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix}$	$D_f = \frac{\alpha_1 \beta_1}{\alpha_2 \beta_2} \frac{C_1 C_2 g_{m1}}{G_3 g_{m2}}$	$D_{f-ideal} = \frac{C_1 C_2 g_{m1}}{G_3 g_{m2}}$		

Table 1: Depending on the choice of passive component a floating FDNR, inductor, capacitor and resistor simulator equations.

PMOS	W (m) / L	NMOS	W (m) /		
Transistors	(m)	Transistors	L (m)		
M3, M4	14.4 / 0.36	M1, M2	7.2 / 0.36		
M5 ó M9	28.8 / 0.36	M10 ó M14	6.66 / 0.36		
M15	0.36 / 0.09	M18, M19	0.72 / 0.09		
M16, M17	1.8 / 0.09	M20	3.24 / 0.09		
M23 ó M26	5.76 / 0.18	M21, M22, M27, M28	2.88 / 0.18		





Figure 1: General floating element simulator circuit.

3. 3rd-ORDER ELLIPTIC LOW-PASS FILTER DESIGN AND SIMULATION RESULTS

To verify the theoretical analysis, the behavior of the floating inductance simulator and capacitance multiplier circuits from Fig. 1 and voltage-mode 3rd-order elliptic low-pass filter shown in Fig. 2(a) have been verified by SPICE simulations using CMOS implementation of VDCC given in Fig. 2(b). In the design transistors were modeled by the Predictive Technology Model (PTM) 90 nm level-7 CMOS process BSIM3v3 parameters ($V_{\rm TN0} = 0.2607$ V, $_{\rm N} = 0.017999999$ cm²/(V·s), $V_{\rm TP0} = -0.303$ V, $_{\rm P} = 0.0055$ cm²/(V·s), $T_{\rm OX} = 2.5$ nm) [6]. The dimensions of the MOS transistors in the VDCC structure are given in Table 2. During simulations the biasing current $I_{\rm B}$ was chosen as 63 A, which results $g_{\rm m}$ equal to 501.5 μ S.

The performance of the proposed floating inductance simulator and capacitance multiplier circuits has been tested in the voltage-mode 3rd-order elliptic low-pass filter shown in Fig. 2(a). The equivalent filter employing VDCCs, resistors, and grounded capacitors-only was designed with the following specification: cut-off frequency 110 kHz, stopband frequency 205 kHz, passband ripple 1 dB, and minimum stopband attenuation 30 dB. The required passive component values have been determined as follows: $R_1 = R_2 = 100 \Omega$, $C_1 = C_3 = 27 \text{ nF}$, $R_{L1} = 1/G_{L1} = 100 \Omega$, $R_{L2} = 1/G_{L2} = 5 \text{ k}\Omega$, $C_L = 240 \text{ pF}$ to obtain $L_1 = 0.12 \text{ mH}$, and $R_{C1} = 1/G_{C1} = 200 \Omega$, $R_{C3} = 1/G_{C3} = 1 \text{ k}\Omega$, $C_C = 780 \text{ pF}$ to obtain the $C_2 = 3.9 \text{ nF}$ in grounded form. Both ideal and simulated magnitudes of the impedances of the floating inductance simulator and capacitance multiplier and responses of the 3rd-order elliptic low-pass filter are shown in Fig. 3(a) and Fig. 3(b), respectively. From figures it can be seen that the theoretical and simulated results are in good agreement.



Figure 2: (a) 3rd-order passive LC filter prototype, (b) CMOS implementation of VDCC.



Figure 3: Impedance responses of the (a) inductor simulator and capacitor multiplier with respect to frequency, (b) simulated gain response of the 3rd-order elliptic low-pass filter.

4. CONCLUSION

This paper presents a general floating element simulator employing two VDCCs and grounded components, which realizes a floating FDNR, inductor, capacitor and resistor. The behavior of the floating inductance simulator and capacitance multiplier was tested in the proposed voltage-mode 3rd-order elliptic low-pass filter.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was supported by the BUT project FEKT-S-14-2352.

REFERENCES

- [1] Bruton, L. T.: Network transfer functions using the concept of frequency dependent negative resistence, IEEE Transactions on Circuit Theory, 1969, pp. 406-408.
- [2] Yuce, E., Cicekoglu, O., Minaei, S.: Novel floating inductance and FDNR simulator employing CCII+s, Journal of Circuits, Systems, and Computers, 2006, pp. 75-81.
- [3] Yuce, E.: A novel floating simulation topology composed of only grounded passive components, International Journal of Electronics, 2010, pp. 249-262.
- [4] Ayten U. E., Sagbas M., Herencsar N., and Koton J.: Novel floating general element simulators using CBTA, Radioengineering, 2012, pp. 11-19.
- [5] Biolek, D., Senani, R., Biolkova, V., Kolka, Z.: Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals, Radioengineering, 2008, pp. 15-32.
- [6] PTM 90 nm CMOS technology SPICE BSIM3v3 parameters [online]: http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/icdesign/ee241_s07/Assignments/90nm_bulk.txt

LIGHTING SYSTEM FOR AUDITORIUM

Marek Novak

Bachelor FEEC BUT E-mail: xnovak0m@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Friedl E-mail: friedl@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper sums up the implementation of a cost effective lighting system, which cannot be realized directly using DMX512 due to its limited performance. The implementation consists of the network topology and the end device design. The overall design and results of a further analysis will be described.

Keywords: DMX512, RS485, ArtNet, CAN, Fast Ethernet, 100BASE-TX, PWM, LED driver, PIC32, LabWindows, QLC+

1 INTRODUCTION

The protocol DMX512, which is normally used in the lighting systems is designed to work theoretically upto with 512 end lighting fixtures. In practice, no more than 64 fixtures can be connected to the same network, since the underlaying physical layer of DMX512 (called TIA-485/RS485) does not allow it [1]. The challange is to design a topology, which will however make use of this standard protocol and yet allow a greater number of end devices.

2 SOLUTION

After an analysis, which can be found in [2], it was shown, that a suitable solution to the given problem is to avoid a flat network topology - the units need to be separated in groups, which will be consequently interconnected with a backbone network. The task was therefore to find an appropriate backbone network technology.

2.1 BACKBONE NETWORK

The Ethernet was chosen as the best solution for multiple reasons: First, Ethernet interface card is a standard part of every today's PC, which makes it simple to interface with the network. Second, it is an isolated bus (e.g. 100BASE-TX has a 1.5 kV isolation), which makes the system robust against outage of each of its parts. Third, there already exist a standard encapsulation of DMX traffic over the Ethernet, which is called Art-Net. Finally, with a ring network topology redudancy, an Ethernet familly protocol called STP (standing for Spanning Tree Protocol) helps us to make the network more robust. Therefore if the physical medium is broken in one part, the network will still continue to work normally.

2.2 LAST MILE BUS

To facilitate the installation of the whole network having a uniform type of cable, the Cat5 was used also for the last mile bus. This allows to have not only one RS485 bus, but two. The second one can be used for diagnostic bidirectional communication with the end device of the network [4]. Moreover in case of outage of the first RS485 bus, the DMX can be sent alternatively through this bus as a backup.



Figure 1: Backbone network

To further improve the robustness of the whole design, the last mile bus was electrically isolated in multiple sections. The divisions are quite natural, since each 8 light fixtures' power section is going to be alimented from one shared 48 V source.



Figure 2: Last mile bus

2.3 END DEVICE

The end device or light fixture consists of two parts: The control board, and the power board. The first one is used to receive DMX512 frames, take the intesity data and apply the linearization looking up the appropriate value in an on board EEPROM and to produce a bias voltage for the switching LED source, which is situated on the power board along with the LEDs. Furthermore the device monitors the power board temperature and source voltage. In case of failure, the device can send a diagnostic data via the second, diagnostic RS485 bus.



Figure 3: Control board

3 CONCLUSION

The implementation, which was briefly described in this article was realized and tested with a particular power board or lighting front end. However the control board, of which picture is included, can be used with different power boards. To make the control interface of the intensity linear, the transfer function of the lighting front end can be measured and loaded into the onboard EEPROM. This makes the control board partially universal. A software for such measurements was also created in the associated bachelor project along with the interface to upload the measured data to the device. This way, the concept I have developed can be reused in many other situations, where the capabilities of DMX512 itself are not sufficient. As an example can serve lighting networks where the robustness needs to be improved (compared to simple DMX512) or where the units are physically distant one from another.

REFERENCES

- [1] STMicroelectronics: ST1480AB Datasheet. Technical report, July 2013.
- [2] Novak, M.: Lighting system for auditorium: bachelor project, Brno: University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Department of Radioelectronics, 2014. p.73. Supervised by Martin Friedl
- [3] Elation Professional: DMX 101: A DMX 512 Handbook, 2008. volume 20.
- [4] Ultman Inc: USP protocol specification, 2007.
- [5] Freescale Semiconductor: DMX512 Protocol Implementation Using MC9S08GT60 8-Bit MCU. Technical report, 2006.

DESIGN OF THE SIMULATION MODEL OF THE PROGRAMMABLE AMPLIFIER LNVGA

Josef Sobotka

Master Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xsobot18@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jan Jerabek E-mail: jerabekj@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents the design of the simulation models of the programmable amplifier LNVGA (Low Noise Variable Gain Amplifier). Block view on the internal structure of the LNVGA is introduced and as an example, the principle of creating four-level model in case of the voltage amplifier is explained. This contribution also contains considerations about the modelling of voltage analog multiplexer switches.

Keywords: amplifier, simulation model, programmable, multiplexer, LNVGA, behavioral, bota, btia

1 ÚVOD

Obvod LNVGA [1] se řadí do rodiny jednoúčelových zakázkových programovatelných zesilovačů. Byl vytvořen dle specifikací Ústavu telekomunikací ve spolupráci s Design Centrem společnosti ON Semiconductor v Brně. Níže v textu bude nejprve rámcově rozebrána struktura vnitřního analogového řetězce obvodu a diskutován postup tvorby čtyř-úrovňového behaviorálního modelu obvodu pro obvodový simulátor PSpice.

2 STRUKTURA PRVKU LNVGA

Obvod obsahuje ve své vnitřní struktuře trojici makrobloků napěť ových zesilovačů LNA (Low Noise Amplifier), VGA (Variable Gain Amplifier), FGA (Fixed Gain Amplifier), z nichž makroblok VGA má regulovatelné zesílení $A_{\rm U}$ a je spolu s FGA dvou-stupňový. Makrobloky napěť ových zesilovačů vnitřně pracují jako kaskádní spojení bloků převodníku napětí $U_{\rm IN}$ na proud $I_{\rm OUT}$ (transkonduktančního zesilovače) BOTA a převodníku proudu $I_{\rm IN}$ na napětí $U_{\rm OUT}$ (transimpedančního) BTIA s přenosem daným kaskádou bloků v diferenční podobě. Existence prvního bloku LNA ($A_{\rm LNA} =$ (-50+89) [dB]) v řetězci maximálně omezuje průnik šumového napětí do následujících makrobloků a jako jediný makroblok je využitelný i jako samostatný blok BOTA (BTIA). Makroblok VGA je dále tvořen dvojicí identických bloků napěť ových zesilovačů, z nichž každý dosahuje rozsahu napěť ového zesílení $A_{\rm VGA12} \in (-10; 20)$ [dB] ve 64 možných krocích pro maximální dynamický rozsah zesílení řetězce (v kaskádě to znamená až 4096 kombinací kroků zesílení). Poslední makroblok zesilovače FGA obsahuje opětovně dva tentokrát neidentické bloky fixních zesilovačů se zesílením $A_{\rm A2} = 20$ dB, $A_{\rm A3} = 6$ dB z nichž poslední jmenovaný umožňuje "boost zesílení" na $A_{\rm A3} = 11$ dB.

Analogový řetězec tří makrobloků je propojen s vnějšími pady na pouzdře obvodu a mezi sebou soustavou obousměrných napěť ových a proudových spínačů, tvořících při podrobnějším pohledu meziblokovou a přiváděcí sadu přepínačů, které umožňují do libovolného místa řetězce přivést (odebrat) uživatelem definovaný napěť ový (proudový) signál (pomocí přiváděcí sady) či uživatelsky konfigurovat propojení tří makrobloků zesilovačů včetně jejich dílčích stupňů (pomocí sady meziblokové) (viz. Obr. 1).





Obrázek 1: Soustava přiváděcí a meziblokové sady přepínačů analogového multiplexeru LN-VGA

Obrázek 2: Jednotlivé varianty analogové podoby napěť ového spínače

3 POSTUP TVORBY MODELU DÍLČÍCH BLOKŮ OBVODU LNVGA

Obvod LNVGA se pro dílčí úrovně modelování [2] funkčních částí skládá z bloků transkonduktančního g_m, transimpedančního r_t, napěť ového a_u zesilovače a atomárního spínače analogového multiplexeru. Při modelování napěť ových (transkonduktančních, transimpedančních) zesilovacích makrobloků obvodu LNVGA se můžeme setkat s ideální, rezistivní a reaktanční úrovní modelů, tvořenou pro jejich diferenční povahu vždy ze vstupního rozdílového bloku na kterém je realizován převod diferenční veličiny na nediferenční spolu s aplikací zesilovacího činitele pro diferenční použití bloku. Dále jsou ke vstupnímu bloku připojeny další dva bloky realizující zpětný převod na diferenční charakter výstupní veličiny (pro napěť ový zesilovač jsou použity vždy bloky řízeného zdroje E, pro "převodní zesilovače" opouští vstupní diferenční blok veličina pro daný blok výstupní a další bloky pouze upravují její velikost se zachováním jejího charakteru – tedy G(F) a H(E)) – rozdíl interpretace je tedy definovaný pouze úrovní abstrakce modelu. Zatímco ideální model definuje zesílení jako konstantu, rezistivní jako funkci kmitočtu vůči jeho ose invariantní a reaktanční jako funkci kmitočtu vůči jeho ose variantní definovanou diskrétní sério-paralelní prvkovou strukturou aproximující skutečně naměřené či simulované komplexní přenosové charakteristiky dílčích funkčních bloků obvodu (viz. Obr. 3).

Zesilovací makrobloky s konfigurovatelným zesílením obsahují podobnou strukturu popisovanou výše, pouze předpis řízeného zdroje realizujícího diferenční převod má tvar selektivní funkce, která na základě číselné hodnoty modelu dodané z vnějšku přiřadí hodnotu zesílení (převodu). Rezistivní a reaktanční model z pohledu modelování vstupní (výstupní) impedance doplňuje výše popsaný základní ideální model obsahující pouze skupinu navzájem řízených zdrojů o prvky nejprve popisující stejnosměrný stav ve formě přídavných rezistorů a poté stav střídavý ve formě přídavných setrvačných prvků včetně rezistorů opětovně aproximující impedanční charakteristiky. Vzhledem ke skutečnosti, že se analogový řetězec jako celek vykazuje pásmem funkčnosti pouze v definované úzké oblasti kmitočtového spektra, "stejnosměrné" hodnoty vstupního (výstupní) impedance Z_{IN} , (Z_{OUT}) . Nelineární modely dílčích bloků prvku LNVGA realizují v kontrastu s nižšími úrovněmi modelu dílčích bloků přímo vlastnosti definované naměřenými kmitočtovými charakteristikami komplexního přenosu a impedance pomocí kmitočtových vyhledávacích tabulek uspořádaných trojic (pro definici zesílení [f, A_{U} , $\phi_{A_{U}}$]).

Během postupu modelování atomární jednotky signálového multiplexeru byla vyžadována behaviorální funkčnost meziblokové sady přepínačů – při definici obousměrného napěť ového spínače jako řízeného odporu $R_{\text{SPINAC}} \in \{10 \text{ m}\Omega_{\text{ON}}; 10 \text{ G}\Omega_{\text{OFF}}\}$ nebylo vlivem jejich sério-paralelní kombinace dosaženo spínacího (vypínacího) stavu. Další "opuštěnou" možností bylo pro šestici spínačů meziblokové a při nediferenčním uvažování trojici příváděcích sestavit tabulku s 81 kombinacemi s vyhledáváním podle akuálně nastavené kombinace a experimentálně zjištěnými hodnotami R_1 až R_9 pro jejichž hodnoty soustava plní požadovaný stav při čemž určité rezistory ve struktuře vyžadovali hodnoty odporu $R_X \approx 10 \text{ T}\Omega$. Poslední a přijatou volbou bylo modelování napěť ového spínače soustavou řízených zdrojů se simulací stavu vysoké (nízké) impedance pro stav vypnuto (zapnuto) (viz. Obr. 2), přičemž řešení bylo obdobně přeneseno i na přiváděcí proudovou sadu přepínačů mezi bloky BOTA a BTIA makrobloku LNA.



Obrázek 3: Dílčí úrovně simulačního modelu napěť ového zesilovače

4 ZÁVĚR

V článku byl diskutován návrh simulačních modelů pro obvod programovatelného zesilovače LN-VGA. Nejprve byla stručně popsána vnitřní struktura analogového řetězce obvodu a poté obecně rozebrán princip čtyř úrovní simulačních modelů se vzrůstající úrovní abstrakce pro vnitřní zesilovací bloky. Model vnitřního signálového multiplexu byl realizován pro svoji podstatu pouze ideálně.

REFERENCE

- JEŘÁBEK, J.; VRBA, K.; HERENCSÁR, N.; KOUDAR, I.: LNVGA: Prototyp obvodu Low Noise Variable Gain Amplifier (LNVGA) [online]. Ústav telekomunikací: Brno, 2012 [cit. 2014-12-10].
- [2] DOSTÁL, T.: Různé úrovně modelování aktivních prvků a funkčních bloků pro simulaci analogových obvodů [online]. Elektrorevue.cz - Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2001 [cit. 2014-12-10].

OPTIMIZATION OF MULTILAYER PERCEPTRON TRAINING PARAMETERS USING ARTIFICIAL BEE COLONY AND GENETIC ALGORITHM

Aslihan Kartci

Master Degree Programme (2), FEEC VUT E-mail: aslhankartc@gmail.com

Supervised by: Norbert Herencsar

E-mail: herencsn@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, the momentum coefficient, learning rate, and the number of hidden neurons where the multilayer perceptron works best, are determined. The network and optimization algorithms are written in MATLAB, which was also successfully used to carry out results. To obtain the results, IRIS, mammographic_mass, and new_thyroid data sets have been used. Obtained results show that the determining effect on the neural learning process of parameters (momentum coefficient, learning rate, number of hidden neurons) are compatible with other approaches available in the literature. Both genetic algorithm (GA) and artificial bee colony (ABC) algorithm were successful on finding the values to get high performance as well as effect on performance of the population number.

Keywords: Multilayer perceptron, artificial bee colony algorithm, genetic algorithm, training parameters optimization

1. INTRODUCTION

In the literature, optimization of the neural learning problem in artificial neural networks (ANNs) has been studied quite intensively. In particular, artificial bee colony (ABC) optimization has been also widely used in the multilayer feed-forward neural networks. Recently, numerous studies have been published on the determination of initial weight [1-3], while other parameters were kept constant in this type of neural network. In 2011, Garro *et al.* used this algorithm to reduce the number of connections in a certain topology [4]. Later on Nourani *et al.* have introduced an application about synaptic weights and biasing constant optimization [5]. The aim of this paper is to optimize the learning parameters of GA and ABC. For the maximum test performance, the hidden layer neurons, learning rate and momentum constant optimization of ANN topology are presented.

2. MULTILAYER PERCEPTRON, GENETIC ALGORITHM (GA), AND ARTIFICIAL BEE COLONY ALGORITHM (ABC)

The training of these networks is usually performed in a supervised manner. Available training sets contain both input patterns and the corresponding desired output patterns, which can be also called as target patterns. Normally, the training is based on the minimization of some error measure between the networkøs outputs and the desired outputs [6]. It involves a backward propagation through a network similar to the one being trained. For this reason the training algorithm is called back propagation. In GA, the best features in the population spread through many generations and through genetic operations are combined with other good features. This algorithm features with the most individuals those come together with a high fitness value and create new individuals that are obtained in a good working area of the search space.

Although GA provides adequate performance, another algorithm (ABC) [3] is also used in this paper. In the ABC algorithm, at the 1st step resources are generated randomly according to the selected issues as $x_i = l_i + \delta(u_i - l_i)$, where $= \operatorname{rand}[0, 1]$, x_i is *i*-th source, l_i is the lower and u_i is upper limit, respectively. In order to produce a candidate food position from the old one in memory, it can be expressed by formula $x_y = x_i + \phi(x_i - x_k)$, where $= \operatorname{rand}[-1,1]$. After an artificial onlooker bee chooses a food source depending on the probability value associated with that food source, the probability value P_i can be calculated as:

$$P_i = \frac{F(x_i)}{\sum_{k=1}^{S} F(x_k)},\tag{1}$$

where in Eq. (1) $F(x_i)$ is fitness value of the *i*-th solution, which is proportional to the nectar amount of the food source in the position *i* and *S* is the number of food sources, which is equal to the number of employed bees. Finally, until requirements are met, for discovering new food sources and to memorize the best food source found so far, the scouts to the search area are sent. The advantage of ABC is faster convergency while the fitness function is the same as for GA. The results of these two methods are compared below.

3. OPTIMIZATION OF THE ARTIFICIAL NEURAL NETWORK (ANN)

One of the disadvantage of the ANN is determination of learning coefficient, the momentum constant, the number of hidden neurons by trial and error method. Now all these three values, which are optimized in this work, are selected and the aim is finding the maximum test success rates. As a network structure, multilayer perceptron with one hidden layer was designed. The network is trained with back propagation algorithm. The initial weight was determined randomly. function for IRIS and new thyroid is sigmoid The fitness function, for mammographic mass is linear function. The data set is divided into two parts, when the first half of the data sets are used in education data, the other half is used in the test data. The training process is completed with these training sets in 150 iterations. While calculating the test success, the network is trained five-times with the same learning rate. The number of hidden neurons and momentum values, launched randomly, calculate the test success and the average of these five values were used as a result.

4. **RESULTS**

The IRIS, mammographic_mass, and new_thyroid datasets results for the artificial bee colony algorithm and the genetic algorithm are obtained using MATLAB and are given in Tables 1-3. The highest test performance value is obtained on different iteration values according to change bee numbers in the ABC algorithm. In genetic algorithm, the results are obtained for different number of populations with ending different generation algorithm.

5. CONCLUSION

According to the obtained results for three datasets of the two algorithms have been successful in determining the proper value. While the number of bees increases in the colony in the artificial bee colony algorithm, it has been reached for the best value with less number of iterations. On the other hand, there was no difference on speed because of the high number of bee. Same result is valid for the genetic algorithm as well. When not sufficient number of generations and population is used, poor result could be obtained. For future studies, the same methods as the number of hidden layers and the initial weight will be intended to extend the work performed for different sets of data optimization. In the same way, success in performing network optimization algorithms based on different networks can be examined.

No. of The Bee	Iteration Number	No. of Hidden Neurons	Learning Rate [%]	Momentum Constant	Test Success Ratio [%]	Population	Generation	No. of Hidden Neurons	Learning Rate [%]	Momentum Constant	Test Success Ratio [%]
16	3	2	0.782	0.635	97.333	5	10	2	0.37	0.757	93.066
14	4	2	0.858	0.633	97.333	5	50	2	0.413	0.766	95.2
12	4	4	0.69	0.619	97.333	10	20	2	0.757	0.598	97.333
10	5	2	1.423	0.495	97.333	10	30	2	0.757	0.603	97.333
8	26	4	0.817	0.584	97.333	10	50	2	0.757	0.603	97.333

Table 1: The optimization results of MLP used for classification IRIS dataset with ABC and GA.

No. of The Bee	Iteration Number	No.of Hidden Neurons	Learning Rate [%]	Momentum Constant	Test Success Ratio [%]	Population	Generation	No. of Hidden Neurons	Learning Rate [%]	Momentum Constant	Test Success Ratio [%]
16	13	13	0.18	0.931	95.514	5	20	9	0.613	0.862	94.018
14	32	4	0.343	0.919	95.514	10	20	19	0.216	0.925	94.579
12	10	10	0.054	0.973	96.261	10	30	19	0.216	0.925	95.14
10	23	5	0.453	0.876	94.579	10	40	5	0.216	0.925	95.327
8	4	5	0.343	0.859	94.392	10	50	5	0.216	0.925	95.327

Table 2: The optimization results of MLP used for classification new_thyroid with ABC and GA.

No. of The Bee	Iteration Number	No. of Hidden Neurons	Learning Rate [%]	Momentum Constant	Test Success Ratio [%]	Population	Generation	No. of Hidden Neurons	Learning Rate [%]	Momentum Constant	Test Success Ratio [%]
16	11	13	0.225	0.613	83.25	5	10	1	0.257	0.427	81.666
14	13	1	0.23	0.609	82.916	10	10	10	0.22	0.554	82.125
12	16	3	0.355	0.437	82.5	10	20	11	0.355	0.42	82.291
10	25	7	0.104	0.873	82.75	10	30	3	0.337	0.476	82.416
8	41	6	0.215	0.628	83.116	10	40	13	0.279	0.279	82.416

Table 3: The optimization results of MLP used for classification mammographic_mass dataset with ABC and GA.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was supported by the BUT project FEKT-S-14-2352.

REFERENCES

- [1] Hassim, Y. M. M., Ghazali, R.: Solving a classification task using functional link neural networks with modified artificial bee colony, in Proc. of 2013 Ninth Int. Conf. on Natural Computation (ICNC), Shenyang, China, 2013, pp. 189-193.
- [2] Shah, H., Ghazali, R.: Prediction of earthquake magnitude by an improved ABC-MLP, in Proc. of 4th Int. Conf. on Developments in eSystems Engineering (DeSE), Dubai, 2011, pp. 312-317.
- [3] Qiongshuai, L., Wang, S.: A hybrid model of neural network and classification in wine, in Proc. of 2011 3rd Int. Conf. on Computer Research and Development (ICCRD), Shanghai, 2011, pp. 58-61.
- [4] Garro, B. A., Sossa, H., Vazquez, R. A.: Artificial neural network synthesis by means of artificial bee colony (ABC) algorithm, in Proc. of 2011 IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC), New Orleans, USA, 2011, pp. 331-338.
- [5] Nourani, E., Rahmani, A. M., Navin, A. H.: Forecasting stock prices using a hybrid artificial bee colony based neural network, in Proc. of 2012 Int. Conf. on Innovation Management and Technology Research (ICIMTR), Malacca, 2012, pp. 486-490.
- [6] Cam, Z. G., Kartci, A., Yildirim, T.: Çok katmanl, alg,lay,c, a ,n,n e itim parametrelerinin yapay ar, kolonisi ve genetik algoritma ile optimizasyonu, in Proc. of Ak,ll, Sistemlerde Yenilikler ve Uygulamalar, Sempozyumu (ASYU), Izmir, Turkey, 2014, pp. 1-4.

Doktorské projekty

Mikroelektronika a technologie

FULL-WAVE RECTIFIER BASED ON DIFFERENTIAL DIFFERENCE CURRENT CONVEYOR FOR LV LP APPLICATIONS

Salma Bay Abo Dabbous

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xbayab00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Fabian Khateb

E-mail: khateb@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, two full-wave voltage mode and current mode precision rectifiers based on bulk-driven quasi floating-gate (BD-QFG) differential difference current conveyor (DDCC) are presented. The rectifiers are capable to operate under ultra-low voltage (LV) of ± 0.3 V and consume extremely low power (LP) in micro range. Moreover, these rectifiers enjoy circuit simplicity, whereas the voltage mode rectifier designed using only two BD-QFG DDCCs, and the current mode rectifier is constructed from only one BD-QFG DDCC and one SOD523 diode from NXP Semiconductor. Thus their circuits are suitable for IC fabrication. Both rectifiers yield better performance in view of the minimum number of devices, reduced power consumption and acceptable operation frequency. The performance of these rectifiers is investigated through PSPICE simulation program using 0.18 µm CMOS technology from TSMC.

Keywords: Bulk-driven quasi floating-gate, differential difference current conveyor, full-wave rectifier, low-voltage low-power

1. INTRODUCTION

Precision rectifiers are essential building blocks for analog signal processing. As well low power/low frequency rectifiers are needed in bionic implants for the deaf, hearing aids and speech recognition systems [1],[2]. The op-amp-based precision rectifiers exhibit significant distortion during the zero-crossing of transitional portion of circuit operation, due to their finite slew rate [3]. However, the second generation current conveyor has significant high slew rate in comparison with op-amp, and it has been successfully utilized to create precision rectifiers [4]-[6].

The differential difference current conveyor (DDCC) was firstly presented in 1996 [7]. It congregates the advantages of the differential difference amplifier (DDA) and the current conveyor (CCII). The BD-QFG technique has revealed as promising technique for low voltage low power analog circuit design [8]. Utilizing this technique, the limitations of BD and QFG MOSTs are suppressed and their performance is significantly enhanced [8, 9].

In this paper two ultra-LV LP full-wave rectifiers based on BD-QFG DDCC are introduced. The first can rectify the signals in voltage mode, where the input and output terminals possess high and low impedance, respectively, which are advantages for voltage mode operation. The second rectifier rectifies the signals in current mode, where the input and output terminals possess low and high impedance, respectively, which is advantages for current mode operation. Both rectifiers are able to operate with extremely low supply voltage of only ± 0.3 V and consume very low-power in the micro range. Thus they are very useful to be used in low frequency portable and wearable electronic equipment where the low-power dissipation is highly desired.

The organization of this paper is as follows: in Section 2 the internal CMOS structure of the BD-QFG DDCC is presented. Besides, the operation principle of both ultra-LV LP BD-QFG DDCC based precision full-wave rectifiers are described; in Section 3 the simulation results are provided; eventually, Section 4 is the conclusion.

2. FULL-WAVE BD-QFG DDCC BASED RECTIFIERS

The schematic symbol of the DDCC is depicted in Fig. 1(a). The MOS internal structure of the ultra-LV LP BD-QFG DDCC is depicted in Fig. 1(b) [10]. The implementation of the BD-QFG MOST enables ultra-LV operation capability. Besides, the differential pair arrangement enables very small supply voltage requirement.



Figure. 1: BD-QFG DDCC (a) schematic symbol, (b) MOS internal structure.

Ultra-LV LP voltage mode full-wave rectifier based on BD-QFG DDCC is shown in Fig. 2. The operation principle using conventional DDCC was firstly presented in [3]. The rectifier is very suitable for IC implementation. The input voltage V_{in} is connecting to the high impedance terminals Y_1 and Y_2 of BD-QFG DDCC1 and BD-QFG DDCC2, respectively. Two X terminals which possess low impedance are connected together to obtain the output voltage V_{out} . The operation of this rectifier can be described as follow:

$$V_{in} > 0; BD-QFGDDCC1(ON) \Rightarrow V_{out} = V_{Y1} = V_{in}$$

$$V_{in} < 0; BD-QFGDDCC2(ON) \Rightarrow V_{out} = -V_{Y2} = -V_{in}$$

$$(1)$$

It can be observed that the rectifier offers full-wave rectification of the input voltage signals. The DC offset output voltage can be controlled by tuning the voltage V_{of} .

The proposed ultra-LV LP current mode full-wave rectifier is shown in Fig. 3. This rectifier is constructed from only one BD-QFG DDCC with one Schottky diode (D). It should be noted that extra two output terminals Z copy (ZC+) and negative Z copy (Z-) are required; however, these copies can be easily realized using the current mirror and cross-coupled techniques, respectively.



mode full-wave rectifier.



Figure. 3: BD-QFG DDCC based current mode full-wave rectifier.

The operation principle of the proposed rectifier is very simple and it can be expressed as:

$$I_{in} < 0; D(OFF) \Rightarrow I_{out} = I_{Z-} = -I_{in}
 I_{in} > 0; D(ON) \Rightarrow I_{out} = (I_{Z+} + I_{ZC+}) - I_{Z-} = I_{Z+} = I_{in}$$

$$(2)$$

Therefore, the proposed rectifier provides full-wave rectification of the input current signal

3. SIMULATIONS RESULTS

The operation of the BD-QFG DDCC based full-wave rectifiers has been investigated by PSPISE simulation program. The LV LP BD-QFG DDCC circuit was employed in CMOS using the 0.18 μ m CMOS process from TSMC. The optimal transistors aspect ratios are as follow: for M₁-M₄ have W/L=10/0.3, M_{b1}-M_{b4}, M₉, and M₁₀ have 8/0.3, M₅, and M₆ have 50/0.3, M₇, M₈, and M₁₃ have 4/0.3, M_{9c}, and M_{10c} have 45/2, M₁₁, and M₁₂ have 100/0.3, M_{11c}, and M_{12c} have 100/2, V_{DD}=-V_{SS}=0.3 V, and I_{bias}= 5 μ A.

Fig. 4 shows the rectified waveforms obtained from the voltage mode rectifier. These simulations are performed with capacitive load of 5 pF. The rectifier was excited by a voltage source with a magnitude of [50, 75, 100, 125 and 150] mV and a frequency of 100 kHz. It is obvious here that the rectifier can rectify a wide range of input voltage amplitudes. The rectified output current waveforms of the current mode rectifier are depicted in Fig. 5. The simulations are carried out using SOD523 diode from NXP Semiconductor. Multiple input current signals have 1 kHz frequency and different amplitudes of 2, 4, 6, and 8 μ A were applied to the input of the rectifier. Hence, The wide range precision operation of the rectifier is verified.







Figure. 5: Transient analysis of output waveforms of the current mode rectifier with 1 kHz and various amplitudes of the input signal.

To measure the quality of the rectification process as a function of the amplitude and the frequency of the input signal two types of characteristics are proposed [11],[12]. The first is P_{AVR} (AVR =Average Value Ratio) which is the ratio of the average value of the rectified output signal V_{out} and the average value of the sinusoidal input signal after its ideal full-wave rectification V_{ideal}:

$$P_{AVR} = \frac{\frac{1}{T} \int_{T} V_{out}(t) dt}{\frac{2}{\pi} V_m}$$
(3)

where T and V_m are the period and amplitude of the sinusoidal input voltage signal. The ideal operation of the rectifier is then characterized by the value $P_{AVR}=1$.With increasing the frequency and decreasing the amplitude of the input signal, the deviation from the ideal operation is indicated by a change, mostly a decrease in P_{AVR} below one.

The second type of characteristic is defined more rigorously as a ratio of two RMS values, the RMS of the difference of the real and ideal output signals, V_{out} and V_{ideal} , and the RMS value of the ideal signal:

$$P_{RMSE} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_{T} [v_{out}(t) - v_{ideal}(t)]^{2} dt}}{\frac{1}{\sqrt{2}} V_{m}}$$
(4)

The subscript RMSE is an abbreviation of the term "Root Mean Square Error". For ideal circuit operation, i.e., $V_{out}(t)=V_{ideal}(t)$, the result is $P_{RMSE}=0$, while in the case of total attenuation of the output signal $P_{RMSE}=1$. For extra high distortions, when the mutual energy of signals V_{out} and V_{ideal} can be negative, one can obtain $P_{RMSE}>1$. Fig. 6 shows the P_{AVR} (a) and P_{RMSE} (b) versus frequency in range of 50 kHz up to 500 kHz for three amplitudes of the input voltage [50,100,150] mV of the voltage mode rectifier. It is evident that with increasing frequency and/or decreasing the amplitudes of the input signal the P_{AVR} value decreased below the ideal unity value whereas the P_{RMSE} increased above the zero value.



Figure. 6: AVR (Average Value Ratio) (a) and RMS error (b) versus frequency for three amplitudes of the input voltage [50, 100, 150] mV of the voltage mode rectifier shown in Fig. 2.

Moreover, the P_{AVR} and P_{RMSE} versus frequency for the current mode rectifier are depicted in Fig. 7(a) and (b), respectively. The rectifier has excited with three input signals have different amplitudes [2.5, 5, 7] μ A, with frequency range of 2 kHz to 12 kHz. The analysis of these curves reveals that the operation of the rectifier is close to the ideality. Moreover, with increasing frequency and/or decreasing the amplitudes of the input signal the P_{AVR} value decreased below the ideal unity value.



Figure. 7: AVR (Average Value Ratio) (a) and RMS error (b) versus frequency for three amplitudes of the input current [2.5, 5, 7] μA of the current mode rectifier shown in Fig. 3.

4. CONCLUSION

This work presents two ultra-LV LP full-wave precision rectifiers based on BD-QFG DDCC. Where one operates in voltage mode and the other operates in current mode. Thanks to employing BD-QFG DDCC, these rectifiers can operate with extremely low voltage of ± 0.3 V and consume low power of 36 and 44 μ W, respectively. Moreover, these rectifiers enjoy circuit simplicity with minimum number of devices and high input amplitudes range. The functionality and quality of both rectifiers have been proved by P_{AVR} and P_{RMSE} characteristic. The proposed rectifiers can rec-

tify signals with frequencies from fraction of a hertz to several kilohertz. Hence, these rectifiers are expected to find many applications in biomedical field.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401 and by the Czech Science Foundation under grants Nos. P102-15-21942S and P102-14-07724S. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] Zhak, S. M., Baker, M., Sarpeshkar, R.: A low-power wide dynamic range envelope detector. In: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, s. 1750-1753, 2003.
- [2] Chang, J. S., Tong, Y. C.: A micropower-compatible time-multiplexed SC speech spectrum analyzer design. In: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 28, s. 40-48, 1993.
- [3] Kumngern, M.: Precision Full-Wave Rectifier Using Two DDCCs. In: Circuits and Systems, vol. 2, s. 127-132, 2011. doi: 10.4236/cs.2011.23019.
- [4] Monpapassorn A., Dejhan K., Cheevasuvit F.: A Full- Wave Rectifier Using a Current Conveyor and Current Mirrors. In: International Journal of Electronics, vol. 88, no. 7, s. 751-758, 2001, doi:10.1080/00207210110052892
- [5] Surakumpontorn, W., Anuntahirunrat, K., Riewruja, V.: Sinusoidal Frequency Doubler and Full-Wave Rectifier Using Translinear Current Conveyor. In: Electronics Letters, vol. 34, no. 22, s. 2077–2079, 1998. doi:10.1049/el:19981456.
- [6] Yuce, E., Minaei, S., Cicekoglu, O.: Full-Wave Recti-fier Realization Using Only Two CCII+S and NMOS Transistors. In: International Journal of Electronics, vol. 93, no. 8, s. 533-541, 2006.
- [7] Chiu, W., Liu, S. I., Tsao, H. -W., Chen, J. -J.: CMOS differential difference current conveyors and their applications. In: IEEE Proceeding of Circuits, Devices and System, vol. 143, no. 2, s. 91-96, 1996.
- [8] Khateb, F.: Bulk-driven floating-gate and bulk-driven quasi-floating-gate techniques for low-voltage low- power analog circuits design. In: AEU Electronics and Communications Journal, vol. 68, no. 1, s. 64-72, 2014. doi: 10.1016/j.aeue.2013.08.019.
- [9] Khateb, F., Bay Abo Dabbous, S., Vlassis, S.: A survey of non-conventional techniques for low-voltage low-power analog circuit design. In: Radioengineering Journal, s. 415-427, 2013.
- [10] Khateb, F., Jaikla, W., Kumngem, M., Prommee, P.: Comparative study of sub-volt differential difference current conveyors. In: Microelectronics Journal, vol. 44, no. 12, s. 1278-1284, 2013. doi: 10.1016/j.mejo.2013.08.015.
- [11] Khateb, F., Vlassis, S.: Low-voltage Bulk-driven Rectifier for Biomedical Applications. In: Microelectronics Journal, vol. 44, no. 8, s. 642-648, 2013. doi: 10.1016/j.mejo.2013.04.009.
- [12] Khateb, F., Vávra, J., Biolek, D.: A Novel Current-Mode Full- Wave Rectifier Based on One CDTA and Two Diodes. In: Radioengineering Journal, 2010, s. 437-445.

SODIUM ION BATTERIES AND GEL ELECTROLYTES

Tomáš Gottwald

Doctoral Degree Programme, FEEC BUT E-mail: xgottw03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: This work deals with the elecdrode materials and gel electrolytes suitable for sodium-ion batteries (Na-ion batteries). In the field of electrode materials were investigated carbon materials based on CR5995 with added SUPERp or NanoTubes for better conduction end LTO material boath working on the principle of insertion of sodium ion in to the electrode material structure. Another part witch this work deals are gel electrolytes for using in this Na-ion batteries, focused on the preparation and subsequent electrochemical and conductivity characterization of gel polymer electrolytes.

Keywords: Sodium, Lithium, Batteries, Cell, Gel electrolyte.

1. INTRODUCTION

Energy production and storage have become key issues concerning our welfare in daily life. Present challenges for batteries are twofold. In the first place, the increasing demand for powering systems of portable electronic devices and zero-emission vehicles stimulates research towards high energy and high voltage systems. In the second place, low cost batteries are required in order to advance towards smart electric grids that integrate discontinuous energy flow from renewable sources, optimizing the performance of clean energy sources. Na-ion batteries can be the key for the second point, because of the huge availability of sodium, its low price and the similarity of both Li and Na insertion chemistries. In spite of the lower energy density and voltage of Na-ion based technologies, they can be focused on applications where the weight and footprint requirement is less drastic, such as electrical grid storage. Much work has to be done in the field of Na-ion in order to catch up with Li-ion technology. Cathodic and anodic materials must be optimized, and new electrolytes will be the key point for Na-ion success. This review will gather the up-to-date knowledge about Na-ion battery materials, with the aim of providing a wide view of the systems that have already been explored and a starting point for the new research on this battery technology. [1]



Figure 5:Electron shell diagram for Lithium, the 3rd element in the periodic table of elements.Electron shell diagram for sodium, the 11th element in the periodic table of elements.

2. SODIUM BATTERY

2.1. SODIUM CELL MEASUREMENTS

Cyclic Voltammetry (CV) is the most widely used technique for acquiring qualitative information about electrochemical reactions. CV provides information on redox processes, heterogenous electron-transfer reactions and adsorption processes. It offers a rapid location of redox potential of the electroactive species. CV consists of linearly scanning the potential of a stationary working electrode using a triangular potential waveform. During the potential sweep, the potentiostat measures the current resulting from electrochemical reactions. The cyclic voltammogram is a current response as a function of the applied potential [4]. Cyclic Voltammentry characteristics. Charge (oxidation) is direction from left to right on upper part and discharge (reduction) is direction from right to left on lower part.



Figure 3: Electrode material CR5995+SUPERp+PVDF measured in LiF6 1:1 EC:DMC electrolyte.



Figure 3: Electrode material CR5995+SUPERp+PVDF measured in NaClO4 1:1 EC:DMC electrolyte.


Figure 3: Electrode material CR5995+SUPERp+PVDF measured in LiF6 1:1 EC:DMC electrolyte.



Figure 3: Electrode material CR5995+SUPERp+PVDF measured in NaClO4 1:1 EC:DMC electrolyte.

2.2. PREPARATION AND CHARACKERIZATION OF POLYMER ELECTROLYTES.

Samples are prepared by UV polymerization. The polymerization initiator is a benzoinether eltyl (BEE) and the crosslinker used ethylene glycol dimethacrylate (EDMC) and 1,6-hexanediol dimethacrylate (HexadiMA). [2]

Prepared mixtures is the need to mix in an argon atmosphere of glove box. With the prepared mixture we fill the polymerization cell, which is subsequently embedded for 40 minutes in a UV chamber with a power consumption of 400 W was on it. [2]

Gel polymer electrolyte containing immobilized different types of salts (LiPF6, LiBF4, TEABF4) in aprotic solvents (PC, EC:DEC, EC DMC) were prepared by UV polymerization. Electrolytes were optimized to achieve suitable ionic conductivity (up to 7.5 mS/cm) and good mechanical stability. The electrochemical stability up to 4 V was determined on stainless steel electrode by volt-ammetrical measurements. [3]

3. CONCLUSION

We are on beginning, however, we can say that Na-ion batteries one time will be work. We have developed gel electrolyte with acceptable values for commerce produced Li-on batteries. Next step we are going to do measurement of the gel electrolyte with Na ionts and we will continue the search for a suitable electrode mixture for storage Na ions.

- PALOMARES, Verónica, Paula SERRAS, Irune VILLALUENGA, Karina B. HUESO, Javier CARRETERO-GONZÁLEZ a Teófilo ROJO. Na-ion batteries, recent advances and present challenges to become low cost energy storage systems. *Energy* [online]. 2012, vol. 5, issue 3 [cit. 2015-02-24]. DOI: 10.1039/c2ee02781j. Dostupné z: www.webofknowledge.com
- [2] DVOŘÁK, P. Materials for Supercapacitors. Brno: Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Comunication, 2014. 85 p. Supervisor of Doctoral Thesis doc. Ing. Marie Sedlaříková, CSc., [cit. 2015-02-23].
- [3] DVOŘÁK, P.; NOVÁK, V.; CHLADIL, L. Effect of Different Type of Cobalt Addition on the Cyclability of Ni(OH) 2 in the Presence of Zincate Ions. In 15th International Conference on Advanced Batteries, Accumulators and Fuel Cells (ABAF 2014). ECS Transactions. st. Pennington, USA: ECS, 2014. s. 225-230. ISBN: 978-1-62332-230- 4. ISSN: 1938- 5862.
- [4] BIOLOGIC SCIENCE INSTRUMENTS. EC-Lab Software Techniques and Applications. 10.1x. Bio-Logic SAS, 1, rue de l'Europe, F-38640 Claix, France, 2011. Dostupné z: www.bio-logic.info

DIFFERENT IMAGING TECHNIQUES FOR INVESTIGATION OF TREATMENT EFFECTS ON VARIOUS SUBSTRATE SURFACES

Ondřej Chmela

Doctoral Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xchmel05@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaromír Hubálek

E-mail: hubalek@feec.vutbr.cz

Abstract: The different imaging techniques were used for measurement of the properties changes on substrate surfaces. In this paper we report about testing various treatment on different substrates following investigation and characterization of the advantages/disadvantages of these methods for future applications. We usually used flexible materials such as polyethylene terephthalate (PET) and poly-carbonate (PC) for treatment. We also used glass substrate and aluminum oxide (Al₂O₃) to determine the efficiency of oxide plasma etching. As imaging techniques mainly atomic force microscopy (AFM), scanning electron microscopy (SEM), contact angle measurement and a special method for examination of layer adhesion known as a scratch test were used.

Keywords: substrate treatment, cleaning, AFM, oxide plasma, contact angle, SEM

1. INTRODUCTION

The aim of this work is to find out an optimal process to clean substrate surface. However, a clean surface is not a guarantee that the next layers (it is used for the next step as an application layer or other layers) will have good adhesion to underlying substrate. Thus if we want to get a strong adhesion between the substrate and the first layer we need a surface treatment.

Nowadays, there are widespread diverse chemical methods for surface treatment. This is mainly due to easy application on the surface and the fact that it is the cheapest option. Unfortunately, many more serious problems as toxicity are appears with use of these methods. Chemical cleaning leaves plenty of impurities which are not good for the final cleaning process of substrate. Physical cleaning is other method (besides chemical methods) used for substrate preparation. Physical methods like oxide plasma treatment is environmentally friendlier and more useful in most cases.

We have used for basic cleaning of flexible and glass substrates different kind of alcohols, such as isopropyl alcohol (IPA), ethyl alcohol (EA) and methyl alcohol (MA). These alcohols have been used in combination with non-fiber cloth that can be considered as partly mechanical cleaning. Further, sodium hydroxide (NaOH) has been used to chemical treatment of flexible materials and oxide plasma enhanced by argon has been used for physical treatment.

Atomic force microscopy (AFM) has been used to obtain a surface morphology. The contact angle measurement was used to evaluate surface energies. To achieve quality review about the efficiency of treatments we needed to make the surface conductive. Thin copper layer was deposited by magnetron sputtering and consequently strengthen by electrochemical copper plating. Thus for these cases, we could use imaging SEM technique and a method for adhesion quality control.

2. RESULTS AND DISCUSSION

2.1. TREATMENT AND SUBSTRATE CLEANING TECHNIQUE

MECHANICAL AND CHEMICAL CLEANING GLASS SURFACES USING ALCOHOLS

The aim of these imaging procedures was to investigate contamination of the substrate surface by used alcohols for cleaning. The contamination of the surface is very important for applications of the next layers. We used the same glass substrates which were sonicated for 10 minutes in bath of each alcohol. Afterwards, they were dried with nitrogen (dried under gas flow and results was controlled by optical inspection) and put on the hotplate at 150°C for 10 minutes. Finally, all samples were closed into a box to prevent contamination by dust particles and placed in-to the AFM measurement equipment (SNOM/SPM NT-MDT N-Tegra). The measurement was performed in semi-contact mode.

Figure 1 shows surfaces of cleaned glass substrates after AFM measurement. Differences between Figure 1 (a, b) and Figure 1 (c) are visible at first sight. The highest peaks of glass surface have yellow colour and the lowest peaks are red. It means that in cases of cleaning surface by EA and IPA, the surface have more smaller impurities than in case of MA. The surface treated by MA contains more residual impurities which are illustrated by yellow or light yellow colour. These impurities have a larger volume than glasses cleaned by EA and IPA.



Figure 1: Cleaned glass surfaces imaged by AFM a) EA, b) IPA, c) MA.

DIFFERENCES BETWEEN CHEMICAL AND PHYSICAL TREATMENT FOR PET AND PC

Two different treatment techniques were used on two different substrates. Surfaces of PET and PC in Figure 2 (a) and Figure 2 (b) were treated with chemical solution of 20% mixed NaOH, the surface of that substrates is more non-homogenous than the surfaces treated by oxide plasma.

In addition, surface roughness of PC treated by NaOH is higher than plasma treated layer. This effect is due to non-conformal coating on the substrate how we can see in figure below. The plasma treated materials seem more uniform. According to the figures bellow, method of plasma treatment seems to be more suitable for surface preparation and promotes better adhesion.





Figure 2: AFM images of NaOH treatment a) PET, b) PC) and plasma treatment c) PET, d) PC. [1]

2.2. METHODS FOR INVESTIGATION OF TREATMENT EFFECTS

CONTACT ANGLE MEASUREMENT AND EVALUATION OF SURFACE ENERGIES

Contact angles were measured with using sessile drop (10 μ l) in equilibrium state. Two liquids (deionized water and ethylene glycol) with defined disperse and polar component were used to measure contact angle. The surface free energies were calculated and evaluated by the Owens-Wendt method.[2] The results values of these methods are shown in Table 1. Following formulas (1) – (4) were used for calculation. The surface tension of each phase can be split up into polar and disperse parts:

$$\gamma = \gamma^d + \gamma^p \tag{1}$$

Owens and Wendt extended by Fowkes [2,3] concept who was used to determine the cases where dispersion and hydrogen bonding forces may operate. They took the equation for the surface tension as their basis and combined it with a Young equation:

$$\gamma_{sl} = \gamma_s - \gamma_l \cos\theta \tag{2}$$

$$\gamma_{sl} = \gamma_s + \gamma_l - 2 \left[\left(\gamma_s^d \gamma_l^d \right)^{1/2} + \left(\gamma_s^p \gamma_l^p \right)^{1/2} \right]$$
(3)

Combining these two equations (2) and (3) we get an equation for a straight line which is written below (calculation for two liquid with polar and disperse component including data of measured contact angles):

$$\frac{\gamma_{l}(1+\cos\theta)}{2\sqrt{\gamma_{l}^{d}}} = \sqrt{\gamma_{s}^{p}} \sqrt{\frac{\gamma_{l}^{p}}{\gamma_{l}^{d}}} + \sqrt{\gamma_{s}^{d}}$$
(4)

As a medium we used deionized water (DI) and ethylene glycol (EG). Droplets were applied on the surfaces of PET and PC which were treated by IPA, NaOH and by oxide plasma. [2,3]



Figure 3: Different liquids drops on the surfaces – cleaned by IPA a) PET: DI, EG; b) PC: DI, EG) and treated by oxide plasma c) PET: DI, EG; d) PC: DI, EG.

Figure 3 shows that plasma treatment has the biggest influence on contact angles of both materials. Their contact angles were reduced more than two times. However, all these changes are clearer from Table 1, shown below. That table contains measured contact angles of both liquids but also their polar and dispersive component. From them were counted all total energies.

Calculations of polar, dispersive and total component of surface energy								
Treat	Sample	θ DI [°]	θ EG [°]	Polar k = dy/dx [VmJ.m ⁻²]	Dispersive $q = y_1 - k \cdot x_1$ [VmJ.m ⁻²]	$k^2 = \gamma_s^p$ [mJ.m ⁻²]	$q^2 = \gamma_s^d$ [mJ.m ⁻²]	Total energy $\gamma_s = \gamma_s^d + \gamma_s^p$ [mJ.m ⁻²]
	PET	68,35	45,82	4,16	4,31	17,31	18,58	35,84
IPA	PC	80,47	52,05	2,71	4,94	7,33	24,37	31,71
Plasma	PET	34,18	21,34	7,04	3,46	49,63	11,98	61,61
	PC	38,51	23,88	6,73	3,59	45,30	12,91	58,20
NaOH	PET	69,25	39,73	3,65	4,96	13,36	24,64	38,00
	PC	75,75	52,46	3,45	4,44	11,89	19,68	31,58

Table 1:Results from surface energies calculation [1].

USING SCRATCH TEST FOR EVALUATION OF LAYERS ADHESION

There are several methods for investigation of layers adhesion. This technique has been proved to be suitable for finding out which treatment can be used. Choice of the treatment method depends on the material. In this case, special flexible materials were measured, namely PET and PC. Requirement of scratch technique is that there must be layer on the surface. The method is based on a scratch diamond indenter penetration into the layer of the applied coating under constant or increasing force towards the substrate. The conductive layer was a copper layer fabricated by cathode sputtering and subsequent intensification layer by electrochemical plating.

Figure 4 shows two graphs with three curves representing treatment applied on the surfaces. We can compare the results to evaluate which pretreatment of the substrate surface appears to be the best within the adhesion. Each of these curves introduce progress of the scratch. In Figure 4 (a) is shown blue curve representing substrate with NaOH treatment. A rapid drop of the penetration depth is caused by peeled off copper layer from substrate. It is a reason why we can say which treatment is appropriate and which is not. Layer prepared on NaOH pretreatment is inconvenient for PET substrate due to the low adhesion to substrate.

Contrary to the PC substrate, NaOH treatment seem to be the best as shown Figure 4 (b). The layer does not contain any errors or violation in form of rapid decreases as it was in case PET. [1]



Figure 4: Results from scratch test characterization of layer adhesion between Cu layer and flexible substrates a) PET, b) PC. [1]

SEM INVESTIGATION OF DIFFERENT SUBSTRATE SURFACES

Scanning electron microscopy is one of the usually used technique for finding of some small areas on substrate surface. They are the subjects of our interest. Especially, it is really interesting technique when we want to do any modification with the surface and if we need to get results quickly. Otherwise, we cannot obtain an overview of the surface energies or the surface morphology.

Figure 5 shows several images which show that the SEM technique is better than AFM in that case. The main reason is that AFM technology have a range limitation in Z axis.



Figure 5: Different surfaces of the substrates: a) Cu layer by magnetron sputtering, b) TiO₂ particles, c) alumina treated by plasma.

3. CONCLUSIONS

The aim of this review paper was to show several techniques for detect changes on treatment substrates. We have used a few methods to obtain quantify and quality results for examination effects of these treatment. There is shown possible use of AFM for evaluation of cleaning effectiveness of different cleaning solvents. IPA and EA will be used as cleaning agent for next applications with substrates, because they do not contain any residual impurities as in case of MA. Oxide plasma turned out to be the best way was how make surface preparation for next applications of coatings or thin layers. Results were achieved by using different techniques as AFM, contact angle measurement and finally by scratch test. The SEM technique shows that it is a proper method for evaluation of surfaces with unknown range of Z axis, e.g. surfaces with different kind of particles, cracks or holes.

ACKNOWLEDGEMENT

This paper was supported by project no. FEKT-S-14-2300 "A new types of electronic circuits and sensors for specific applications" and the National Sustainability Program under grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Centre.

- [1] CHMELA, O. Pokovování polyetylentereftalátu mědí a realizace vodivých struktur. *Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektroniky a komunikačních technologií*, 2013, pp. 87.
- [2] KWOK, D. Y. a NEUMANN, A. W. Contact angle measurement and contact angle interpretation. *Advances in Colloid and Interface Science*, 1999, vol. 81, no. 3, pp. 167-249. ISSN 0001-8686.
- [3] KRÁSNÝ, I. Měření kontaktních úhlů smáčení a určování povrchové energie plastů. *Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta technologická*, 2010, pp. 217.

LITHIUM SULPHUR BATTERIES

Martin Juračka

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xjurac03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Marie Sedlaříková

E-mail: sedlara@feec.vutbr.cz

Abstract: S+C cathode material was prepared by simple solid-state reaction in ball mill. Content of sulphur was approximately 80 wt. % in final sample. Cyclic voltammetry and galvanostatic charge/discharge techniques were used for characterization of the samples. Initial discharge capacity observed for S+C sample was 600 mAh/g_{sulfur}. Capacity loss for S+C sample after 30th cycles was 66 %. Cycling loss is due to insoluble polysulfide formation.

In this paper I present fundamental characteristics of Li-S batteries. This paper presents a principle of Li-S batteries, fundamental measurement and their evaluation. I present the techniques of measurement and preparation of cathode materials.

Keywords: Lithium, Sulfur, Li-S, batteries, cell, polysulfides, charge, discharge.

1. INTRODUCTION

Li-S batteries have attracted much attention lately because they have very high theoretical specific energy 2500 Wh kg⁻¹, five time higher than that of the commercial LiCoO₂ graphite batteries. Poor cycling life and low capacity retention are main factors limiting their commercialization. Large number of electrode and electrolyte materials address these challenges have been investigated [1]. For various cathode materials are theoretical capacities shown in Figure 1.





In this review I present basic principle of operation Li-S batteries. I present basic principle of measurement and evaluation. Typical rechargeable Li-S cell consist of a sulphur cathode, a metallic lithium anode, non-aqueous electrolyte and a separator. Cell operation scheme can be illustrated in Figure 2 [4]. For basic measurement cathodes are consist only from sulphur and carbon. The aim of this research is achieving the minimum decline of charge/discharge diagram on Figure 4.

2. LITHIUM - SULFUR BATTERY OPERATION

The practical application of the Li-S batteries has to face some serious problems of low active material utilization and poor rechargeability, due to the insulating nature of sulphur and solid reduction products and the loss of active material in the form of soluble polysulfide reaction products [2]. At the cathode, elemental sulphur S₈ is readily reduced to a series of intermediate lithium polysulfides Li_2S_n upon discharge. Most of these species are soluble in the organic electrolytes except Li_2S_2 and Li_2S . Simultaneously, lithium is oxidized at the anode and lithium ions diffuse through the separator to the cathode to balance the negative charges. The overall reaction is written as [4]:

$$\mathbf{S}_8 + 16\mathrm{Li} \leftrightarrow 8\mathrm{Li}_2\mathbf{S} \tag{1}$$

There are mainly two stages of the discharge reaction of sulphur cathode [5]:

$$S_8 + Li^+ + e^- \rightarrow Li_2S_x$$
 (first discharge stage, 2,4 V – 2,1 V) (2)

$$\text{Li}_2\text{S}_x + \text{Li}^+ + e^- \rightarrow \text{Li}_2\text{S}_2$$
 and/or Li_2S (second discharge stage, below 2,1 V) (3)

The first discharge region attributes to the dissolution of solid sulphur and formation of high order polysulfides (Li_2S_x ; x>3). As the discharge process continues, the low order, insoluble polysulfides (Li_2S_x ; x<2) accumulate at cathode surface at the second discharge region and lead to an irreversible capacity [5].



Figure 2: Cell operation scheme [4]

2.1. LITHIUM SULFUR BATTERY PREPARATION AND MEASUREMENTS

The main components of the cathode are sulphur and carbon. Cathode preparation consists from several parts. There is a need to mix sulphur α cyclo-S₈ (cyclo-octasulphur) with carbon in accurate ratio 5:1 in the first part. Used carbon is the type Super P®. The main characteristics of Super P® is high purity, high structure and his moderate surface area. The high purity is evidenced by the low ash, moisture, sulphur and volatile contents, while his high structure is expressed by oil absorption and electrical conductivity [7]. In the next step it is possible to grind up S+C mixture in ball mill and use this mixture for production of cathode or it is possible to heat up S+C mixture to the temperature 50-60 °C for a period of 15-20 minutes. By heating the S+C mixture the sulphur binds to carbon better. In the case of grinding in a ball mill, sulphur and carbon are grind up to parts of size about 200 µm and S+C mixture is more homogeneous. Both procedures for the preparation of S+C mixture were tried.

It is necessary to do a solution from each prepared S+C mixture. Solution will be applied to the thin cathode sheet and after the solution is dry it will, the electrodes with a 18 mm diameter will be cut out from the sheet. For the production of 7-12 pieces of electrodes it is necessary to use 0,32 g of prepared S+C mixture, which is mixed with 0,04 g carbon (for better conductivity) and 0,04 g of Poly(vinylidene fluoride) (PVDF). PVDF is used as a binder. After application of this procedure the 0,4 g of new mixture is created, which is mixed with N-Methyl-2-pyrrolidone (NMP). NMP works as a solvent. It is necessary to stir this mixture for at least 24 hours. After the solution is perfectly stirred it is possible to apply it on the prepared cathode sheet. The cathode sheet consists of aluminium sheet covered with carbon layer. The thickness of the applied layer was chosen 80 μ m. After application of the layer it is necessary to dry the sheet for the next 24 hours. After drying the circle electrodes will be cut out. These electrodes are ready for use now. Before use, it is recommended to place the prepared electrodes to the vacuum pump for elimination of air from the pores in a deposited layer.

It is necessary to assemble the measured cell in the Glove Box in an inert argon atmosphere because of very high reactivity of lithium. Type of porous separator is non-aqueous. The volume of electrolyte for wetting of separator is 160-200 μ l. The used electrolyte is a mixture of solution 0,25M LiNO₃ and 0,7M LiTFSI in ratio 2:1. After the assembly the cell is ready for measurement in the BioLogic.

The results of measurements are on the Figures 3,4 and 5. Overall the 6 cells were measured and results were similar. In this review I present the best measured sample. The Cyclic Voltammetry, Potentiostatic Impedance and Galvanostatic Cycling with Potential Limitation were measured on the all cells. Descriptions of the techniques used are on the following sections.

Cyclic Voltammetry (CV) is the most widely used technique for acquiring qualitative information about electrochemical reactions. CV provides information on redox processes, heterogenous electron-transfer reactions and adsorption processes. It offers a rapid location of redox potential of the electro active species. CV consists of linearly scanning the potential of a stationary working electrode using a triangular potential waveform. During the potential sweep, the potentiostat measures the current resulting from electrochemical reactions. The cyclic voltammogram is a current response as a function of the applied potential [6].

The Potentiostatic Impedance (PEIS) experiment performs impedance measurements into potentiostatic mode by applying a sinus around a potential E that can be set to a fixed value or relatively to the cell equilibrium potential [6].

The Galvanostatic Cycling with Potential Limitation (GCPL). This technique corresponds to battery cycling under galvanostatic mode (essentially), i.e. with an imposed current, but with possible potential limitations under current for both chargé and discharge and tests on potential values during open circuit period [6].

Electrochemical reduction of sulphur is very complicated process and cyclic voltammetry (CV) is important method how to describe this reaction. CV analysis is summarized in Fig. 3. When sweeping in the cathodic direction three reduction peaks are observed. These peaks are attributed to formation of Li_2S_6 (peak at 2 V) Li_2S_5 (peak at 1,5 V) and Li_2S_1 (peak at 1 V). When the potential is swept in the anodic direction, only one oxidation peak is observed. This peak is associated with simultaneous oxidation of all polysulfides to elemental sulphur. The current decreases with the number of cycles because of formation of insoluble and insulating polysulfides (Li_2S_1 , Li_2S_2). The overall energetic yield from the cell is lowered by formation of insoluble polysulfides.

Figure 4 shows the cell potential versus time during the C/10 charge/discharge cycling.

Galvanostatic charge-discharge profiles are shown on Fig. 5. The flat plateau between 2,1 - 2,4 V was observed for charge and discharge process. Initial discharge capacity of S+C sample was 600 mAh/g_{sulfur}. It was also found that increasing the number of cycles resulted in an increase in the

potential difference between the charge and discharge plateau. Plateau difference in Fig. 5 is caused by formation of polysulfides. Discharge capacity after 30. cycles was approximately 200 mAh/g_{sulfur}. Capacity loss after 30. cycles is about 66%.



Figure 3: Cyclic Voltammentry characteristics. Charge (oxidation) is direction from left to right on upper part and discharge (reduction) is direction from right to left on lower part. Cyclic voltammograms (10 cycles) of S+C electrodes measured at potential scan rate 20 mVs-1 and room temperature vs. Li/Li+ reference electrode in the potential range of 0,8 – 3,8 V.



Figure 4: Cell potential vs. time during the C/10 charge/discharge cycling at room temperature (Li/Li+ reference electrode).



Figure 5: Galvanostatic charge/discharge profiles of S-C sample at the constant rate of C/10.

3. CONCLUSION

I have demonstrated that the discharge of Li-S battery unavoidably causes the formation of insoluble polysulfides Li_2S_2 and Li_2S . Sulphur-based electrodes were prepared by planetary ball mill a mixture of sulphur and carbon.

- [1] CHEN, Linn a Leon L. SHAW. Recent advances in lithium-sulfur batteries. *Journal of Power Sources*. 2014, Volume 267, s. 770-783. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2014.05.111. Available from:http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775314008040
- [2] LI, Yajuan, Hui ZHAN, Suqin LIU, Kelong HUANG a Yunhong ZHOU. Electrochemical properties of the soluble reduction products in rechargeable Li/S battery. *Journal of Power Sources*. 2010, Volume 195, s. 2945-2949. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2009.11.004. Available from: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S037877530901948X
- [3] R. AKRIDGE, James, Yuriy V. MIKHAYLIK, Neal WHITE a Yunhong ZHOU. Li/S fundamental chemistry and application to high-performance rechargeable batteries. *Solid State Ionics*. 2004, Volume 175, s. 243-245. DOI: 10.1016/j.ssi.2004.07.070. Available from: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0167273804005958
- [4] HE, Guang. *Functional Materials for Rechargeable Li Battery and Hydrogen Storage*. Waterloo, Ontario, Canada, 2012. Doctoral thesis. University of Waterloo.
- [5] LI, Kefei. *High Energy Electrode Materials for Lithium Sulfur Batteries*. Sydney, 2012. Master's thesis. Sydney University of Technology, Faculty of Science.
- [6] BIOLOGIC SCIENCE INSTRUMENTS. EC-Lab Software Techniques and Applications. 10.1x. Bio-Logic SAS, 1, rue de l'Europe, F-38640 Claix, France, 2011. Available from: www.bio-logic.info
- TIMCAL Graphite and Carbon. Introduction to SUPER P Conductive Carbon Black [online]. [cited 2015-03-24]. Available from: http://www.thegraphite.com/scopi/group/timcal/timcal.nsf/pagesref/SCMM-7EVDTT?Opendocument&lang=en

A NEW STUDENTS DEVELOPMENT BOARD FOR EMBEDDED SYSTEMS

Zdeňka Kuchtová

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xkucht06@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Kadlec

E-mail: kadlecja@feec.vutbr.cz

Abstract: This article describes a new development board for embedded system that was designed especially for Microcontroller and microprocessors student course. Not only hardware part was created, but also compiler, IDE and JTAG probe were selected. And of course, some examples were prepared.

Keywords: Microcontroller, design, development.

1. INTRODUCTION

Microcontrollers are in almost all electronic devices used nowadays. In the past typical camera was only mechanical device, some models had electronic exposure meters that did not need batteries to work. Photos were stored on photographic films. Now typical camera is sophisticated electronic device, where optical signal is digitalized and processed by processor unit. Photos are than stored to memory cards. Without batteries device could not be used. Similar situation is in household appliances. Washing machines, dishwashers, fridges and freezers, heating systems and many others are controlled by microcontrollers. Cars are another type of device that uses tens of microcontrollers. To talk about phones is just wasting a time.

Almost all of these devices use something called embedded device or embedded system. In general, embedded device or embedded system is a computer system which function is dedicated to the single application. This device may or may not be able to connect to the Internet.

Increasing number of used microcontrollers means that number of developers for these microcontrollers is increasing. They have to learn about microcontrollers and have to improve their skills in some courses, lectures and practical labs. For the practical classes the development kits for embedded devices are needed. In this article, we describe one of them, designed and developed especially for students signed in Microcontrollers and microprocessors class in bachelor study program.

At the beginning of the article is short introduction to the microcontroller vendors and basic kinds of microcontrollers. Next section contains description of Integrated Development Environment from Microchip Company, followed by section with a new development board description. At the end of the paper very short summary and future plans are described.

2. MICROCONTROLLERS, MICROCONTROLLER VENDORS AND DEVELOPMENT ENVIROMENTS

There is wide range of microcontroller vendors available on the market place. In this article we won't focus on digital signal processors and other specialized processor units. We are not focusing on processors for PC, either. We will talk about 8-bit microcontrollers only.

8-bit microcontroller is small inexpensive microcontroller equipped with different peripherals. Available peripherals depend on microcontroller family and vendor. List of companies producing microcontrollers is quite long. From the top of them we should mention Microchip, Atmel, Silicon Labs and others.

Every microcontroller needs software. Without software it is only electronic device without functionality. 8-bit microcontrollers are the most often programmed in C language or in Assembler language. For both languages a compiler, some software that converts one language to another, is required. Program code is usually written in something called IDE (Integrated Development Environment). Some microcontroller vendors provide own compilers and IDEs, some of them just recommend third party compilers and IDEs with different features, advantages and disadvantages.

IDEs and compilers IAR Embedded Workbench from IAR Company support wide range of microcontrollers from different vendors [1]. IAR Embedded Workbench is a leader with code optimization technology, it generates very compact code with fast performance. IAR IDE contains the C-SPY Debugger that provides an instruction simulator and support for debugging probes. IAR Embedded Workbench main window is shown in figure 1.



Figure 1: IAR Embedded Workbench.

3. THE DEVELOPMENT BOARD

For our development board microcontroller PIC18F66K80 from Microchip Company was chosen [5]. Some main microcontroller features are:

• Operating Voltage Range: 1.8V to 5.5V

- On-Chip 3.3V Regulator
- Operating Speed up to 64 MHz
- Up to 64 Kbytes On-Chip Flash Program Memory
- 1,024 Bytes of Data EEPROM
- 3.6 Kbytes of General Purpose Registers (SRAM)
- Three Internal Oscillators:
 - LF-INTOSC (31 KHz),
 - MF-INTOSC (500 kHz) and
 - HF-INTOSC (16 MHz)
- Self-Programmable under Software Control
- Priority Levels for Interrupts
- 8 x 8 Single-Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT) programmable from 4 ms to 4,194 s
- Low power modes
- ECAN Bus Module

For practical lab we selected IDE called MPLAB X [2] and compiler XC8 from Microchip Company [3]. Compiler and IDE are available for free. There are some limits in optimizing process, but for teaching purposes a free version is sufficient. MPLAB IDE main window is shown in figure 2.



Figure 2: Microchip MPLAB X.

The most comfortable way how to test prepared program is using JTAG interface. This interface allows download program into program memory, check variables used in program, read program and data memory, use break points and other features oriented mainly to developer comfort and speed of software development. We selected all parts from Microchip Company, the same it is with JTAG interface. We will use ICD 3 JTAG interface [4].

Block diagram of whole board is shown in figure 3. Whole system is possible to split into three main parts. The core, external communication interfaces and on board peripherals.

The core contains microcontroller PIC18F66K80, clock source, which is composed from two crystal oscillators, one with frequency 16 MHz and one with frequency 32,768 kHz. Board is powered from batteries, or via plugged power adapter. In case of battery power, three AAA batteries are requested, for power adapter voltage from 5 to 15 V and current 250 mA is sufficient.

The second part contains external communication interfaces. Three of them are available. From software design point of view the most important is JTAG connection. This allows to debug software directly in microcontroller. The second interface is RS-232. RS-232 is communication bus that allows transfer data between devices and PC, with simple communication protocol. The last one is Controlled Area Network (CAN bus) a vehicle bus standard.



Figure 3: Block diagram of a new development board.

Last part of board is collection of on board peripherals. When students start with first "Hello World" program, they use LEDs connected directly to the microcontroller IO ports. When their knowledge and experience is growing up LEDs are used to indicate different program states. If LEDs are not enough, three lines alphanumeric LCD display is available. These two peripherals simulate actors in real applications. Sensor part is composed from switches, some of them are able to invoke interrupt, potentiometer, analogue temperature sensor and light sensor. They are connected to AD converter.

For digital communication tests digital temperature sensor is available. This sensor use 1-wire communication interface [6]. The same communication interface is used for battery powered Real Time Clock (RTC).

Because the main usage of the described board is for students, we prepared set of examples in C language that explain, how to control and use all available peripherals and interfaces. In some cases we wrote the program without any libraries, in some other we used free Microchip libraries available for selected microcontroller.

4. SUMMARY AND FUTURE WORK

In this article we described some basic information about microcontroller vendors and their products in field of 8-bit microcontrollers, available development environment, compilers. At the end is description of designed and developed development board for students of Microcontrollers and microprocessors course in bachelor study programme of FEEC BUT. Our plans for future are simple and realistic, we will use achieved results from the next semester in regular class laboratories.

ACKNOWLEDGEMENT

This article has been supported by author, her supervisor and partly by guarantee of related course.

- [1] IAR SYSTEMS. *IAR Embedded Workbench* [online]. 2015 [cit. 2015-02-28]. Available from: https://www.iar.com/iar-embedded-workbench/
- [2] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. MPLAB® X Integrated Development Environment (IDE)[online]. 2014 [cit. 2015-02-28]. Available from: <u>http://www.microchip.com/pagehandler/enus/family/mplabx/</u>
- [3] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *MPLAB*® *XC Compilers* [online]. 2014 [cit. 2015-02-28]. Available from: <u>http://www.microchip.com/pagehandler/enus/devtools/mplabxc/home.html</u>
- [4] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *MPLAB ICD 3 In-Circuit Debugger* [online]. 2014 [cit. 2015-02-28]. Available from: http://www.microchip.com/Developmenttools/ProductDetails.aspx?PartNO=DV16403 5&utm_source=&utm_medium=MicroSolutions&utm_term=&utm_content=DevTools&utm_campaign=MPLAB+ICD3
- [5] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. PIC18F66K80 FAMILY: 28/40/44/64-Pin, Enhanced Flash Microcontrollers with ECAN™ and nanoWatt XLP Technology. 2012.
- [6] 2015 MAXIM INTEGRATED. *1-WIRE* [online]. 2015 [cit. 2015-02-28]. Dostupné z: http://www.maximintegrated.com/en/products/comms/one-wire.html

ELECTROCHEMICAL PROPERTIES AND THERMAL STABILITY OF CUP-LIKE SHAPE GOLD NANOSTRUCTURES

Hana Kynclová

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xkyncl02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Prášek

E-mail: prasek@feec.vutbr.cz

Abstract: Nanostructured surfaces are useful in enlargement of electroactive area of sensing electrodes. The electrodes are very sensitive with maintaining small electrode geometry. In this study, surfaces modified by cup-like gold nanoparticles were fabricated by electrochemical methods. Subsequently, electrochemical properties and thermal stability of fabricated nanostructured electrodes were studied. Thereafter, the electrochemical results were compared with unmodified flat gold layer and contribution of nanostructuring was evaluated. Stability of nanoparticles after thermal vacuum and air pressure treatment was studied using scanning electron microscope. These results are useful for subsequent research of nanostructured sensors.

Keywords: gold nanoparticles, nanostructured electrode, electrochemical impedance spectroscopy, cyclic voltammetry

1. INTRODUCTION

Gold nanostructured electrodes have a wide utilization for electrochemical sensing of biological samples as cells, proteins, nucleic acids etc. [1]. Anodic oxidation of aluminium layer, utilized as a template for creating of nanostructured surfaces, is a low cost method with good reproducibility. For sensing applications, the nanostructures are useful considering the effective enlargement of the electroactive surface of the sensors [2]. Nanoparticles are able to improve detection properties of electrodes and to decrease a detection limit. Substrate, covered by a conductive layer and an aluminium layer, is necessary for the manufacturing of the nanostructured surfaces. The production of nanostructured surface begins with the anodization of the upper aluminium layer in acidic solution. Performing the anodic oxidation, a nanoporous alumina template with tungsten oxide is selectively removed by etching in phosphate buffer. After this step, nanopores with wider dimples on the bottom are obtained. The gold material is then electrochemically deposited into the pores. After alumina template is dissolved, the highly ordered gold nanostructured surface is obtained [3, 4].

Annealing in the air is used for oxidation of bottom tungsten layer. After this annealing, conductive tungsten layer does not participate in the processes at the interface between nanostructured electrode and bulk of solution. Only conductive nanocolumns are participating in electron transfer at the interface due to higher conductivity of gold. Vacuum annealing is suitable for better interconnection of materials at the tungsten interface with gold nanocolumns [5, 6]. These reasons have caused this study of thermal stability of manufactured nanostructures annealed in vacuum and in air. Studying the thermal stability of nanostructures is very important for future involvement of annealing techniques in order to improve electrochemical behaviour of nanostructured sensors.

2. EXPERIMENTAL

2.1. CHEMICALS

Titanium (99.99%, Porexi, CZ), tungsten (99.999%, Porexi, CZ), aluminium (99.999%, Goodfellow, UK), gold (99.999%, Goodfellow, UK), oxalic acid ((COOH)₂, Penta, CZ), potassium dicyanoaurate (K[Au(CN)₂], 68%, Safina, CZ), boric acid (H₃BO₃, p., Penta, CZ), chromium trioxide (CrO₃, Penta, CZ), phosphoric acid (H₃PO₄, 98%, p.a., Penta, CZ), sulphuric acid (H₂SO₄, 96% pa, Penta), dihydrate sodium dihydrogen phosphate (NaH₂PO₄.2H₂O, 99%, Penta, CZ), dihydrate sodium hydrogen phosphate (Na₂HPO₄.2H₂O, 98%, Fluka, CZ), conductivity standards (100 μ S cm⁻¹±1%, 706 μ S cm⁻¹±1%, 1413 μ S cm⁻¹±1%, Hamilton, Switzerland) were used as purchased without any purification. Deionised water (18.2 MΩ) was obtained from Millipore RG system MiliQ (Millipore Corp., USA).

2.2. ELECTRODES

Nanostructured electrodes (Figure 1) were fabricated in several steps using electrochemical anodic oxidation, which transformed the aluminium layer to the porous alumina layer.



Figure 1: Scheme of production of gold nanostructured surfaces.

At first, titanium layer 20 nm and tungsten layer 200 nm were deposited on a silicon wafer using ion sputtering machine. The aluminium layer with thickness of 100 nm was then deposited by thermal evaporation on the wafer with titanium and tungsten. Titanium layer also serves as an adhesive layer and does not change during the process (A). In the second step, the aluminium layer was transformed to porous alumina template (Al₂O₃) by anodization. The thin porous anodic alumina template was obtained by anodization process under constant voltage (50 V) in 0.3 M oxalic acid at 10°C temperature (B). As soon as the aluminium oxidation was finished, the bottom tungsten layer was partly transformed by oxidation to tungsten oxide nanoparticles (C). The alumina template was then treated by etching in 5% phosphorous acid heated up to temperature of 50°C for 3 minutes to open the pores. The pore widening is controlled by time of etching, temperature and concentration of acid. Subsequently, templates were etched in phosphate buffer pH 7.0 at the temperature of 25 °C to selectively dissolve tungsten oxide. After these steps, nanopores with dimples at the bottom were obtained. The dimples served as a base for future gold nanocolumns and ensured better stability of gold nanoparticles. Upper part of nanopores was wider than middle part due to pore opening by phosphorous acid while bottom part was protected by tungsten oxide nanostructures. Produced nanopores had a shape resembling wine glass (D). Thereafter, the gold material was deposited by pulse deposition method into the pores by electrochemical reduction of gold ions from potassium dicyanoaurate solution. The time length of pulses was 400 ms with period 2 seconds at constant current of 1 mA, area 19 mm² and amplitude 5 V. Temperature of solution was 50°C (E). Finally, aluminium template was dissolved in 100 ml of mixture solution containing 3 g of chromium trioxide and 5 ml of phosphorous acid (84%) at 50°C for 10 minutes. Surface modified by gold nanocolumns on the tungsten substrate layer was obtained (F) and then characterized by scanning electron microscope (SEM, Tescan Mira II, Tescan, CZ). Flat gold electrodes were made by ion sputtering of 250 nm thick gold layer on silicon substrate.

2.3. ELECTROCHEMICAL METHODS

Electrochemical measurements were performed using Autolab PGSTAT204/FRA32M in connection with NOVA 1.10 software (Metrohm Autolab, NL). Three-electrode cell with Pt auxiliary electrode and Ag/AgCl/3M KCl reference electrode (both Metrohm AG, CH) were used for all experiments. The sample with gold nanostructures was placed into an electrochemical measurement cell, which defines the working electrode area as a circle with 3 mm diameter. All measured samples were electrochemically cleaned in 0.1 M H_2SO_4 by CV method in range from -0.7 V to 0.7 V. The impedance spectroscopy was measured at zero potential vs. reference electrode in a frequency range from 500 kHz to 100 mHz and amplitude of 20 mV in standard conductivity solutions of various conductivities (100 μ S cm⁻¹, 706 μ S cm⁻¹, 1413 μ S cm⁻¹). Cyclic voltammetry curves were measured in a range from -0.7 V to 0.7 V with a scan rate of 50 mV.s⁻¹. The measurements were performed in 0.1 M potassium chloride with additions of potassium ferricyanide and ferrocyanide of three various concentrations (2.5 mM, 5 mM and 7.5 mM).

3. RESULTS AND DISCUSSION

Tungsten electrodes modified by gold nanocolumns were successfully fabricated, and consequently characterized by SEM and electrochemically studied by impedance spectroscopy and cyclic voltammetry. According SEM images, nanocolumns were approximately 130 nm high and 40 nm wide. In the Figure 2, there are SEM images of nanoporous alumina template (left), fabricated nanostructures on the tungsten layer in the template (middle) and cross section of fabricated nanostructures after template removal. It can be observed that the overall homogeneity of distribution is good and nanocolumns look mechanically stable. The cross section image shows interesting wine glass shape of fabricated gold nanostructures as a result of etching in 5% phosphorous acid.



Figure 2: SEM images of alumina template (left), deposited gold into the nanoporous template (middle) and cross section of gold nanostructured surface (right).

The nanostructured surfaces were annealed in the air employing a muffle furnace at the temperature range from 100°C to 800°C for 1 hour with heating rate 10°C.min⁻¹. All samples were investigated by SEM after each annealing and possible morphological changes of nanostructures were observed. In

Figure 3, the progress of annealing in air with particular temperature increase is shown. The maximal annealing temperature having no influence on morphology of the gold nanostructures was estimated to be 400°C. Higher temperatures caused changes in the shape and length of nanocolumns leading to smoother and shorter nanostructures.



Figure 3: SEM images of samples annealed at various temperatures in air (scale 1 µm).

Low pressure annealing was performed in a vacuum furnace (Vacuum Prague). The temperature range for low pressure annealing was from 100°C to 600°C for 1 hour with heating rate 10°C.min⁻¹ (Figure 4). The morphology of nanostructures samples was stable in whole studied temperature range.



Figure 4: SEM images of samples annealed at various temperatures in vacuum (scale 1 µm) and cross section after 600°C vacuum annealing.

The last step of cup-like nanostructure characterization was electrochemical measurement. The results are shown in Figure 5 and Figure 6.



Figure 5: Cyclic voltammograms for various concentrations of potassium ferro-fericyanide.

The cyclic voltammetry curves for flat gold electrode without nanoparticles demonstrate excellent reversible behaviour. The results for cup-like nanostructures do not provide sufficient reversible behaviour. The voltammogram for nanostructured surface shows typical anodic peak and deformed cathodic peak with very low height. Nevertheless, the heights of anodic peaks measured for nanostructured electrode and flat gold electrode are approximately equivalent. Impedance results confirm the presence of nanostructures due to curved shape of diffusion part of impedance spectra whereas the impedance spectra for flat gold electrodes exhibit straight diffusion line.



Figure 6: Nyquist plots of impedance spectra measured for nanostructured surface with cups and flat gold electrodes.

4. CONCLUSION

The cup-like nanostructured surfaces were successfully made by electrochemical anodic oxidation and consequent galvanic deposition. The resulted nanostructures have interesting wine glass shape as etching result of upper part of nanopores in template before gold deposition. The temperature stability was then examined by annealing at the atmospheric pressure and annealing in the vacuum. In the air, nanostructures are morphologically stable until annealing at temperature of 400°C whereas the vacuum annealing maintains stable nanostructures up to 600°C. Studying of the thermal stability of nanostructures is very important for the future involvement of annealing techniques into improving electrochemical nanostructured sensors. The last step was electrochemical characterization and comparing the results with measurement for flat gold layer without nanostructures. It is observed non-reversible behaviour for nanostructured electrodes is observed the anodic peak heights are approximately the same. According to the impedance results the presence of nanostructures is manifested in curvatures of the diffusion parts.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by no. FEKT-S-14-2300, A new types of electronic circuits and sensors for specific applications, NaNoBioTECell (GACR P102/11/1068) and project SIX (CZ.1.05/2.1.00/03.0072).

- [1] Collinson, M. M. Nanoporous Gold Electrodes and Their Applications in analytical chemistry. *ISRN Analytical chemistry*, 2013, sv. 2013, č. 1, s. 21.
- [2] RADIM HRDY, et al. Electrochemical impedance spectroscopy behaviour of guanine on nanostructured planar electrode, *International journal of electrochemical science*, 2013, 8, p. 4384-4396.
- [3] MARINA VOROZHTSOVA, et al. Vertically aligned nanostructures for electrochemical sensors, In *Nanocon 2009*, 2009, pp. 6.
- [4] RADIM HRDY, et al. Characterization of ordered metal gold nanowires fabrication property via hexagonal ordered nanoporous alumina, In *Nanocon 2012*, 2012, pp. 6.
- [5] NICHOLAS A. JOY, et al. Thermal stability of gold nanorods for high-temperature plasmonic sensing, *Physical chemistry*, 2013, 117, p. 11718-11724.
- [6] MIKHAEL BECHELANY, et al. Synthesis mechanism of organized gold nanoparticles: Influence of annealing temperature and atmosphere, *Crystal Growth & design*, 2010, 10, p. 587-596.

SYNTHESIS OF CORE/SHELL QUANTUM DOTS FOR DIAGNOSTICS

Ana Mihajlović

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: ana.mihajlovic@ceitec.vutbr.cz

Supervised by: Jana Pekárková

E-mail: chomoucka@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, synthesis of colloidal core and core/shell quantum dots (QDs) was described. First, CdTe QDs capped with glutathione, thioglycolic or mercaptopropionic acid were prepared in aqueous phase, and used for synthesis of colloidal core/shell CdTe/ZnS QDs. Core/shell QDs were used for conjugation with bovine serum albumin (BSA) or immunoglobulin G (IgG) via different crosslinkers (CDI, EDC/NHS, EDC). QDs as well as QDs-protein/antibody conjugates were characterized via UV-Vis spectroscopy and capillary electrophoresis (CE). Based on UV-Vis spectroscopy results it was found that, with increasing concentration of BSA, fluorescence intensity of QDs decreased. CE confirmed formation of QDs-BSA and QDs-IgG conjugates.

Keywords: Quantum dots, conjugation, glutathione, mercaptopropionic acid, thioglycolic acid, bovine serum albumin, immunoglobulin G.

1. INTRODUCTION

In the past decade there have been many studies on semiconductor quantum dots (QDs) that have shown great promise for labelling DNA, tissue, proteins, specific cells or cell structures due to their unique optical properties. These nanoparticles have many advantages over the conventionally used organic dyes, such as broad absorption spectra, narrow emission spectra, controllable surface characteristics, high photostability, high photoluminescence quantum yields (QYs) and high resistance to photobleaching [1-3].

Up to present day, many approaches have been developed to prepare fluorescent QDs, such as organic and aqueous route. QDs synthesized in aqueous way exhibit good reproducibility, low toxicity, excellent biological compatibility, stability and are less expensive [2]. However, QDs obtained through aqueous route have lower QY (<30%) [4], which is associated with surface defects. These defects can be minimized or entirely eliminated by using capping agents such as thioglycolic acid (TGA), mercaptopropionic acid (MPA), mercaptosuccinic acid (MSA), glutathione (GSH), Larginine, L-cysteine [4]. GSH is intracellular non-protein present in all mammalian tissues participating in numerous cellular functions and is very prospective capping agent due to its key function in detoxification of heavy metals (cadmium) in organism. Especially reduced GSH plays an important role in detoxification of peroxides and radicals [4, 5].

When conjugated with biomolecular affinity ligands, such as proteins and antibodies, QDs can be used to target specific molecules such as DNA, proteins or cells. Conjugation of QDs and other biomolecules can be achieved by covalent coupling. One of the most frequently used methods is the cross-linking through an EDC or EDC/NHS reaction. These methods were used for detection of various proteins and antibodies such as anti-human BMP-7 antibody, insulin, goat anti-mouse IgG and many others. Another method for covalent conjugation is via carbolyldiimidazole (CDI) which is a highly reactive compound, the first which has been shown to be an excellent agent forming an amide bond in peptide synthesis. CDI has been used to conjugate QDs with different proteins/antibodies such as anti-ovalbumin, annexin and anti-PCNA antibody [6].

In this paper, different water soluble CdTe QDs capped with GSH, TGA or MPA and water soluble core/shell CdTe/ZnS QDs were successfully prepared via aqueous route and used for detection of BSA or IgG. Conjugation of QDs with protein/antibody was achieved via covalent coupling using different crosslinkers (EDC, EDC/NHS and CDI). QDs and QDs-protein/antibody conjugates were characterized via UV-Vis spectroscopy and CE in order to determine the quenching effect of BSA or IgG on fluorescence intensity of QDs.

2. MATERIALS AND METHODS

2.1. REAGENTS AND APPARATUS

Sodium borohydride (NaBH₄, 99%), BSA (96%), CDI (97%), Sodium citrate dihydrate (99%), *N*-Ethyl-*N*'-(3-dimethylaminopropyl) carbodiimide-hydrochloride (EDC, 99%), cadmium chloride (CdCl₂, 99%), IgG (95%), hydroxysuccinimide (NHS, 98%), sodium tellurite (Na₂TeO₃, 99%) were purchased from Sigma Aldrich. Sodium hydroxide (NaOH, 98%) and zinc chloride (ZnCl₂, 99%) were purchased from Penta. MPA (98%), reduced GSH (98%) and TGA (97%) were purchased from Merck. Isopropyl alcohol (99.7%) was purchased from Lach-Ner.

Fluorescence measurements of the QDs and QDs-protein/antibody conjugates were performed on Infinite M200 Pro, Tecan in the range 400-750 nm. Capillary electrophoresis of QDs and QDs-protein/antibody conjugates was carried out using 7100 Agilent Technologies.

2.2. SYNTHESIS OF CDTE QDS CAPPED WITH GSH, MPA OR TGA

To obtain CdTe-GSH QDs, CdCl₂ solution (0.04 mol/l, 4ml) was diluted to 46 ml in one-necked flask and then GSH (300 mg), sodium citrate dihydrate (100 mg), Na₂TeO₃ (0.01 mol/l, 4 ml), NaBH₄ (50 mg) were added under vigorous stirring. Solution was then refluxed at 95°C for 3 h [2].

To obtain CdTe-MPA QDs, CdCl₂ solution (91.6 mg) was diluted to 50 ml in one-necked flask and sodium citrate dihydrate (200 mg) was added followed by addition of MPA (52 μ l). The pH of the solution was adjusted to 10.5 using NaOH (1 mol/l), followed by addition of Na₂TeO₃ (22.15 mg) and NaBH₄ (50 mg) under vigorous stirring. Solution was then refluxed at 95°C for 4 h [5].

To obtain CdTe-TGA QDs, CdCl₂ solution (183 mg) was diluted to 48 ml in one-necked flask and TGA (104 μ l) was added followed by adjustment of pH to 10.5 using NaOH (1 mol/l). Then sodium citrate dihydrate (50 mg), Na₂TeO₃ (0.01 mol/l, 2 ml) and NaBH₄ (20 mg) were added under vigorous stirring. Solution was then refluxed at 95°C for 4 h [5].

2.3. SYNTHESIS OF CDTE/ZNS QDS

To obtain CdTe/ZnS QDs, CdTe (40 mg) capped with GSH, MPA or TGA were diluted to 50 ml in one-necked flask followed by addition of $ZnCl_2$ (6.8 mg) and GSH (61.3 mg) were added under vigorous stirring. The pH of the solution was adjusted to 8 using NaOH (1 mol/l) and solution was then refluxed at 95°C for 3 h [3].

All obtained QDs, core and core/shell, were precipitated by isopropyl alcohol with centrifugation at 6000 rpm for 30 min and resultant precipitates were dried at 80°C for 2 h under vacuum.

2.4. PREPARATION OF QDS-BSA OR QDS-IGG CONJUGATES VIA CDI

Briefly, to the solution of core/shell CdTe/ZnS QDs (1 mg/ml), CDI (10 μ l, 10 mmol/l) containing PBS buffer (100 mmol/l, pH=7.4) was added and the solution was then incubated at room temperature for 30 min in order to activate carboxyl groups. Then, IgG (0.1 mg/ml) was added to the solution and incubated at room temperature for 2 h [5].

2.5. PREPARATION OF QDS-BSA CONJUGATES VIA EDC/NHS

Briefly, to the solution of core/shell CdTe/ZnS QDs (200 μ l, 0.1 mg/ml) EDC (200 μ l, 50 mmol/l) and NHS (200 μ l, 5 mmol/l) were added and solution was then incubated at 32°C for 30 min. Then, BSA (200 μ l; 0, 0.0005, 0.002, 0.005, 0.05 mg/ml) was added to the solution and incubated at 32°C for 2 h while shaking [5].

2.6. PREPARATION OF QDS-BSA CONJUGATES VIA EDC

Briefly, to the solution of core/shell CdTe/ZnS QDs (250 μ l, 0.1 mg/ml) BSA (250 μ l; 0, 0.05, 0.5, 1 a 1.5 mg/ml) and EDC (57 μ l, 10 mg/ml) were added. The solution was then incubated at room temperature for 2 h [5].

3. RESULTS

3.1. CHARACTERIZATION OF CORE/SHELL QDS

Core/shell CdTe/ZnS QDs were prepared through aqueous route and characterized via UV-Vis spectroscopy. Figure 1 illustrates emission spectra of different core/shell CdTe/ZnS QDs. From the results it is observable that the highest intensity of fluorescence is in the case of CdTe-MPA/ZnS QDs (95277 CPS at 626 nm) while the lowest intensity of fluorescence is in the case of CdTe-GSH/ZnS QDs (10525 CPS at 512 nm). Another parameter that was observed is full width at half maximum (FWHM) which indicates the uniformity of size distribution of QDs. FWHM is 86 nm, 42 nm and 86 nm in the case of CdTe-MPA/ZnS QDs, CdTe-TGA/ZnS QDs and CdTe-GSH/ZnS QDs. This indicated that the best uniformity of size distribution of QDs is in the case of CdTe-TGA/ZnS QDs.



Figure 1: Fluorescence spectra of different CdTe/ZnS QDs

3.2. THE EFFECT OF BSA ON FLUORESCENCE INTENSITY OF CORE/SHELL QDS

Core/shell QDs and BSA were conjugated via covalent coupling using carboxyl groups of crosslinkers (EDC and EDC/NHS). The interaction between QDs and BSA was studied by UV-Vis spectroscopy. The fluorescence quenching is usually described by the linear Stern-Volmer equation:

$$I_0/I = I + K_{\rm sv}[C] \tag{1}$$

where I_0 and I are the steady-state fluorescence intensities in the absence and presence of BSA, respectively. K_{SV} is the Stern-Volmer quenching constant, and [Q] is the concentration of BSA.

From Figure 2 it is obvious that in case where EDC alone was used as crosslinker, the highest quenching effect was noticeable in the case of CdTe-MPA/ZnS QDs. In case of CdTe-GSH/ZnS QDs the quenching effect was the least obvious. In the case where conjugation is achieved via EDC/NHS reaction, the highest quenching effect was noticeable in the case of CdTe-MPA/ZnS QDs while in case of CdTe-GSH/ZnS QDs the quenching effect was the least obvious.



Figure 2: Stern-Volmer plots for quenching of QDs fluorescence by different concentrations of BSA. Conjugation via EDC/NHS (a), via EDC (b).

3.3. THE EFFECT OF IGG ON FLUORESCENCE INTENSITY OF CORE/SHELL QDS

Core/shell QDs and IgG were conjugated via covalent coupling using carboxyl groups of CDI. The interaction between QDs and IgG was studied by UV-Vis spectroscopy. Results illustrated the quenching effect of IgG on fluorescence intensity of QDs (Figure 3). The quenching effect can indicate that QDs-IgG conjugates were formed. In the case of CdTe-MPA/ZnS QDs, quenching effect is most noticeable while in the case of CdTe-GSH/ZnS was the least observable.



Figure 3: Fluorescence spectra of different core/shell QDs and core/shell QDs-IgG conjugates. CdTe-MPA/ZnS-IgG (a), CdTe-TGA/ZnS-IgG (b), CdTe-GSH/ZnS-IgG (c).

3.4. CHARACTERIZATION OF QD CONJUGATES BY CE

Figure 4 shows the electropherograms of the CdTe-MPA/ZnS QDs, QDs-BSA and QDs-IgG conjugates. The conjugates used for CE analysis were prepared using CDI as crosslinker. In the separation electrolyte (20 mmol/l sodium borate, pH=9.2), both QDs-BSA and QDs-IgG are well separated with free QDs by CE within 6 min 13 s. In comparison to free QDs, QDs-BSA showed a wider peak, which can be attributed to the adsorption of protein (BSA) to the capillary inner wall. The surfaces of CdTe QDs, used for synthesis of CdTe-ZnS, were in this case coated with MPA, and

carried negative charges. Since the migration direction of QDs conjugates was different from that of electroosmotic flow, the QDs-BSA and QDs-IgG conjugates were first eluted within 4 min 54 s in the case of QDs-BSA conjugate, and within 3 min 50 s, in the case of QDs-IgG conjugate.



Figure 4: Electropherograms of QDs-BSA (a) and QDs-IgG (b) conjugates.

4. CONCLUSIONS

In this study, a method for synthesis of colloidal core and core/shell QDs and three methods for preparation of core/shell QDs-BSA/IgG conjugates were described. QDs and protein/antibody conjugates were analyzed via UV-Vis spectroscopy and CE. The results of UV-Vis spectroscopy illustrated quenching effect of different concentrations of BSA or IgG on fluorescence intensity of QDs while results of CE confirmed that QDs-BSA or QDs-IgG conjugates were in fact formed.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401. For the research, the infrastructure of the SIX Center was used.

- [1] Zhu, Y., Li, Z., Chen, M., Cooper, M., H., Lu, M., Q., G., Xu, P., Z.: One-pot preparation of highly fluorescent cadmium telluride/cadmium sulfide quantum dots under neutral-pH condition for biological applications, Journal of Colloid and Interface Science, 2013, vol. 390, p. 3-10.
- [2] Liu, Y., F., Yu, S., J.: In situ synthesis of highly luminiscent glutathione-capped CdTe/ZnS quantum dots with biokompatibility, Journal of Coloid and Interface Science, 2010, vol. 351, p. 1-9.
- [3] Chomoucká, J., Drbohlavová, J., Bušinová, P., Ryvolová, M., Adam, V., Kizek, R., Hubálek, J.: Synthesis of Glutathione Coated Quantum Dots. In State-of-the- Art of Quantum Dot System Fabrications. 1. Rijeka, Croatia: InTech, 2012. s. 1-18. ISBN: 978-953-51-0649- 4.
- [4] Rodrigues, S. S. M., Ribiero, D. S. M., Molina-Garcia, L., Medina, A. R.: Fluorescence enhancement of CdTe MPA-capped quantum dots by glutatione for hydrogen peroxide determination, Talanta, 2014, vol. 122, p. 157-165.
- [5] Mihajlovic, A.: Synthesis of core/shell quantum dots for diagnostics. Brno: Brno University of Technology, The Faculty of Electrical Engineering and Communication, 2014. 88 p. Supervisor Ing. Jana Pekárková, Ph.D.
- [6] Long, Z., Jia, J., Wang, S., Kou, L., Hou, X., Sepaniak, M.: Visual enantioselective probe based on metal organic framework incorporating quantm dots, Microchemical Journal, 2013, vol. 110, p. 764-769.

COMPARISON OF DRY AND WET OXIDATION PROCESS DURING LOW PRESSURE BORON DIFFUSION WITH BBR₃ IN SOLAR CELL PRODUCTION

Barbora Mojrová

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmojro00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Boušek

E-mail: bousek@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with replacing a dry oxidation with a wet oxidation process during low pressure diffusion using boron tribromide (BBr₃) in solar cell production. Because the liquid boron trioxide (B₂O₃), a product of a chemical reaction during diffusion, condenses apart from wafers on walls of quartz tube, it is essential to clean the tube after diffusion. This could be done by evaporation of water into the tube after unload or, in order to make the production time shorter, by replacing the dry oxidation with wet oxidation process. In this paper a comparison of the wet and dry oxidation is given with regard to the solar cell production.

Keywords: BBr₃, diffusion, solar cell, oxidation.

1. INTRODUCTION

Production of solar cells from N-type Si has two big advantages compared to production cells from P-type Si. Firstly, N-type material has a higher minority carrier diffusion length because of its higher tolerance to common transition metal impurities. Secondly, the minority carrier life time does not suffer from light induced degradation (LID) due to the boron-oxygen related defects which is frequently found in P-type material. In compliance with this, N-type wafers can be produced more cost effectively than high quality P-type wafers [1,2].

However in spite of these advantages N-type cells are almost never produced industrially due the lack of a cost-effective production process. One of many problems is realization of an emitter on the substrate. The most applicable technology seems to be direct thermal diffusion in open quartz tube furnace using BBr₃ or boron trichloride (BCl₃) because of the price, cleanliness, homogeneity and stability of the process [3-5].

The low pressure process of boron diffusion has these advantages over atmospheric pressure diffusion: lower cost owing to smaller consumption of gases and half distance within wafers in the boat, easier achievement of good uniformity of diffusion over the wafer and over the boat, and finally the thickness of a borosilicate glass (BSG) layer is more constant which means that it could be used as a passivation layer.

2. PROCESS OF BORON DIFFUSION USING BBR₃

The boron diffusion process using the BBr₃ source for an open-tube furnace can be divided into deposition and drive-in. During deposition the nitrogen is bubbled through liquid BBr₃ at room temperature. Then the doping gas, which is mixture of N_2 and BBr₃, is conducted in to the diffusion tube where a boat with silicon wafers is located. The oxygen (or water vapour) as a reacting gas, and nitrogen as a carrier gas are brought into the tube at the same time. Using the water vapour as the reactive gas instead of oxygen is not very advantageous because water vapour is very reactive and it is hard to achieve good homogeneity of diffusion [3, 5].

In the tube the BBr₃-N₂ blend is mixed with O_2 , which causes it to oxidize to form B_2O_3 and bromine (Br):

$$4BBr_3 + 3O_2 \to 2B_2O_3 + 6Br_2 \tag{1}$$

The liquid B_2O_3 condenses not only on the silicon wafer surface but also on walls of quartz tube and on the boat. The chemical reaction gives rise to elemental boron and SiO₂:

$$2 B_2 O_3 + 3 Si \rightarrow 4 B + 3 Si O_2$$
 (2)

The SiO₂ reacts with B_2O_3 and a BSG forms on wafers. During a drive-in step a very high concentration of boron occurs at the wafer surface. This results in formation of undesirable Si-B compound (see eq. 3) which is called the boron rich layer (BRL) [3, 5].

$$Si + 6B \rightarrow SiB_6$$
 (3)

This BRL layer could be converted during oxidation to B_2O_3 and SiO_2 which leads to formation of BSG. The oxidation (wet or dry) could be done before or at the end of drive-in [3, 5].

3. EXPERIMENTAL

For this experiment were used 6'' Czochralski monocrystalline phosphorous-doped N-type silicon wafers after a saw damage removal. The base resistivity was in the range 1 and 3 Ω cm. The samples were placed in the quartz boat on positions represented in the fig. 1 a). The rest of positions were filled up with dummies. The distance within two substrates was 2,15 mm in all cases. Due to the etching process before sheet resistance and a doping profile measurement it was necessary to use 2 wafers positioned next to each other. The number of the sample is the same for both of them because it is possible to expect that they have same properties. A schematic representation of a diffusion process is in the fig. 1 b). Between deposition and drive-in the wet or dry oxidation was done (see tab. 1), in other respects profiles A – C were coincident.



Figure 1: The position of samples in the quartz boat (a) and the profile of the diffusion (b).

Recipe	Type of Oxidation	Steamer	
А	Dry	No	-
В	Wet	Yes	4 min
С	Wet	Yes	6 min

Table 1:The overview of recipes of diffusion profiles.

Removing of the BSG layer was necessary in case of samples used for a sheet resistance (R_{Sheet}) measurement and for a measurement of the doping profile (only for A and C recipe). The BGS layer was etched out in a solution composed of hydrofluoric acid (HF), hydrochloric acid (HCl) and demineralised water. In the case of the rest of wafers the thickness of the BSG layer was measured (only for A and C recipe) and the deposition of passivating layer, using low pressure chemical vapour deposition (LPCVD) of silicon nitride (SiN_x), followed. The implied V_{OC} was measured afterwards before and after annealing.

4. RESULTS AND DISCUSSION

Very significant properties of the emitter of a solar cell are resulting sheet resistance, doping profile parameters, and value of implied V_{OC} . Because BSG layer is used as a passivation layer, the thickness of the layer was measured and its even distribution was investigated.

Because it was not achieved of good homogeneity of the boron layer in case of samples no.5, only results for samples 1 - 4 are always mentioned.

4.1. SHEET RESISTANCE

The resulting sheet resistance was measured by the four point measurement on both sides of the wafer in 5×5 points per wafer side in order to ascertainment the R_{Sheet} average value and its uniformity. In fig. 2 there are shown values of the R_{Sheet} using boxplots in order to compare R_{Sheet} uniformity on the sample. It is evident, that values of the front and the rear side are comparable for the each sample. The average value of R_{Sheet} was ranging from 80 Ω /sq to 99 Ω /sq on front side of wafer, and from 80 Ω /sq to 98 Ω /sq on rear side. The homogeneity of the boron layer was sufficient in case of all recipes (for samples 1 – 4) because the deviation of R_{Sheet} on the one side of the wafer did not exceed 5%.



Figure 2: The comparison of emitter R_{Sheet} on the front and on the rear side of the wafer.

4.2. DOPING PROFILE

The doping atom concentration (N_A), the depth, and the shape of doping profile were measured by Electrochemical Capacitance-Voltage (ECV) method. Only samples number 1 and 4 of recipes A and C were determined on account of results from the R_{Sheet} measurement. Doping profiles were determined in the centre of the front side of wafers. The emitter doping profiles are represented in the fig. 3. It is obvious that there was a decrease in the boron concentration near the BSG-Si interface which is caused by different segregation coefficients of B-Si and B-SiO₂. The emitter depth was slightly larger in case of C recipe (0,65 µm) than A-recipe (0,6 µm). The highest boron concentration is around 3,2·10¹⁹ cm⁻³ for A recipe and around 2,5·10¹⁹ cm⁻³ for recipe B. Also between doping profiles of A and C recipe there is not big difference in the shape of profile.



Figure 3: The comparison of doping profiles for recipes A and C.

4.3. THICKNESS OF LAYER OF BOROSILICATE GLASS

The ellipsometry was used for detection of the thickness of the BSG layer (t_{BSG}) for recipes A and C. The thickness was always measured in five points on the front surface of the sample – one point was measured in the middle of the wafer, and remaining 4 points were situated in corners of the wafer, ca. 1 cm from the edge. Ascertained values are shown in the fig. 4 using boxplots in order to compare the BSG layer uniformity. The average value of t_{BSG} was ranging from 44 nm to 68 nm in case of recipe A, and from 67 nm to 83 nm in case of recipe C. Because of much better homogeneity of the BSG layer, the recipe C seems to be a more suitable process. However the thickness of the BSG layer is rather big.



Figure 4: The comparison of the thickness of the borosilicate glass layer.

4.4. IMPLIED V_{OC}

After deposition of the passivation layer of LPCVD SiN_x the implied V_{OC} was measured for all samples before and after annealing using Quasi-Steady-State Photoconductance (QSSPC). The measurements were done on front side of each sample in five points. In the fig. 5 there are shown values of implied V_{OC} . Before annealing the implied V_{OC} was ranging between 0,645 V and 0,651 V for recipe A or from 0,648 V to 0,655 V for recipe B and from 0,654 V to 0,657 V for recipe C. After annealing the implied V_{OC} values increase a little bit. The highest value was reached in case of A recipe (0,689 V) but the best uniformity over boat was reached using recipe B where the average value was ranging between 0,684 V and 0,686 V.



Figure 5: The comparison of implied *V*_{*oc*} of the cell before and after annealing.

5. CONCLUSION

The sheet resistance was varying between 80 Ω /sq and 100 Ω /sq independently of the oxidation process. The difference in the shape of doping profile and maximal boron concentration between recipes A and C was minimal. From the measurement of the thickness of BGS layers is evident that after wet oxidation the layer was more uniform. After annealing there was no big difference in implied V_{OC} values among all recipes, values were oscillated around 0,685 V. The dry oxidation process could be replaced with wet oxidation.

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by project no. FEKT-S-14-2300 A new types of electronic circuits and sensors for specific applications.

- [1] Benick, J., Hoex, B., Dingemans, G., et al.: High-Efficiency n-Type Silicon Solar Cells with Front Side Boron Emitter. In: 24th European Photovoltaic Solar Energy Conference, Hamburg, Germany, 2009, pp. 863 – 870, ISBN 3-936338-25-6.
- [2] Kopecek, R., Libal, J.: Switch from p to n. In: pv magazine. 2012, issue 6, pp. 86-94. ISSN: 1865-3138.
- [3] Schiele, Y., Fahr, S., Joos, S., Hahn, G., Terheide.n, B.: Study on Boron Emitter Formation by BBr₃ Diffusion for n-Type Si Solar Cell Applications. In: 28th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Paris, France, 2013, pp. 1242 – 1247, ISBN: 3-936338-33-7.
- [4] Mihailetchi, V. D., Geerligs, L. J., Komatsu, Y., et al.: High Efficiency Industrial Screen Printed N-type Solar Cells with Front Boron Emitter. In: IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2008. ISSN: 0160-8371.
- [5] Kessler, M. A., Ohrdes, T., Wolpensinger, B., Bock, R., Harder, N. P.: Characterisation and Implications of the Boron Rich Layer Resulting from Open-Tube Liquid Source BBr₃ Boron Diffusion Processes. Photovoltaic Specialists Conference, Philadelphia, PA, 2009, pp. 1556 – 1561. ISBN: 978-1-4244-2949-3.

ANALYSIS AND PREDICTION OF RELIABILITY OF SOLDER JOINTS

Václav Novotný

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xnovot11@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Josef Šandera

E-mail: sandera@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the sphere of solder joints reliability and narrower focus is using simulation software ANSYS and fatigue models for estimate reliability of solder joints. The text describes the introduction to the issue of the reliability of soldered connections and important factors with their influences. Then are described some options for prediction of reliability. This includes the issue of fatigue models and design of simulation in simulating software ANSYS. In conclusion, there are described output of simulations and options for calculation by fatigue models.

Keywords: EEICT, ANSYS, Reliability, Simulation, Solder joints, fatigue models,

1. INTRODUCTION

The reliability of solder joints is an area of microelectronic manufactory and its importance tends to rise. There is a large number of factors, which have an influence on proper function of electronic devices. The solder joint is part of a heterogenous dynamic system and it's necessary to examine all parts of this system, when there is the requirement for high reliability. The most important component of system is material of solder joint, because its share in the system is about 75% and this is a big part. Material of solder has also other interactions with contact areas of the substrate (20% of the system) and with terminal (5%).

These system components have some influences on each other and they influence together the reliability. It is also possible to divide the factors affecting the soldered joint according to the place of origin. This means that there are external and internal factors. External influences are all environmental conditions around the soldered connections. This may be the ambient temperature and its changes, vibration and humidity. Then there are some internal influences like mechanical deformation, because different materials have different coefficients of thermal expansion.

Mechanical deformation and subsequent stress in joint leads to fatigue of material and it's the cause of worse electrical and mechanical characteristics and then it's start of origin of cracks and rifts. Therefore, it is necessary to have an overview of the actions in the soldered joint. Standard IPC-9701 divides electronic devices to several groups according to several properties. The most important feature of the standard is percentage of errors. Electronic devices for end customer have greater tolerance of errors, but there are other areas like health or aeronautics, where reliability is first unreservedly. Therefore it's important to test or predict reliability. It's possible to test electronic devices, but it is need to do some functional samples and functional samples are very expensive. Here are irreplaceable computer simulations and theoretical models of fatigue for predict reliability. The text shows the basic prediction of reliability using simulation software ANSYS and fatigue models.

2. FATIGUE MODELS AND ANALYSIS OF RELIABILITY

Fatigue models are the key components in the estimation of reliability and their aim is to estimate or calculate the number of cycles to fracture of solder joint. These fatigue models always linked to a specific physical mechanism that operates in the solder joint under the effect of external conditions. Therefore, it is possible fatigue models divide into several groups by majority of mechanism which operates at the moment. Fatigue models can be divided into three basic groups for clarity. The first group is fatigue models based on plastic and elastic deformation and typical model is very famous Coffin-Manson fatigue model, which can describe low-cycle fatigue. Low-cycle fatigue is defined as fatigue, which is caused by low number of cycles (100-1000) and high amplitude of conditions, for example temperature or vibrations. It is also very well known Engelmaier-Wild model and is an improvement of Coffin-Manson.

The second group is based on creep deformation. Conditions for creep deformation are high temperature and constant load and typical model is Knecht-Fox model, where the main parameters are microstructure of solder and diffusion of grain. The biggest group is fatigue models based on energy and changes of energy. The main parameter is the increase or decrease of energy absorbed during one cycle in solder joint and it is assumed that the energy absorbed in solder joint has some deformation effects and causes damages. Absorbed energy may be expressed in pressure of each cycle or in units of work. Typical model based on energy is Darveaux fatigue model and has three parts. The first part is to calculate the time until fracture of the Solder joint and then calculate the rate of the growth rate of fracture. The number of cycles to fracture is the sum of the first two parts. The principle is experimentally obtain the maximum value of the deformation pressure for the solder and then put into the equation, wherein is included the maximum pressure for our tested geometry or model of solder joint. It's possible to achieve some values of deformation pressure for our geometry by simulation in ANSYS.

3. ANALYSIS IN ANSYS

ANSYS is simulation software based on finite element method and finite element method is the application of a network of nodes on the proposed model, which is the subject of analysis. ANSYS software is distributed in two versions, namely ANSYS and ANSYS Workbench Classic, with the ANSYS Workbench offers a graphical extension to the standard ANSYS. ANSYS Workbench includes several modules and complete simulation is comprised of the following modules. At the beginning, it is important to define material data for each part of complete geometry. Furthermore, it is necessary to draw a model. When we have a model, we can define the type of analysis and relevant conditions, which we expect in simulations. We have several ways to create the geometry and we can use them.



Figure 1: Models from Solidworks (a) Solder joint (b) Assembly FR-4-LTCC

First option is use the DesignModeler, which is integral component of ANSYS. This module behaves as classic and typical 3D CAD system, where it is possible to draw a 2D sketch and the sketch then pull into the third dimension. The main representative of these systems is a program Solidworks and great advantage of ANSYS and DesignModeler is the ability to import geometry from other CAD systems like as SolidWorks. This is useful, especially when its need to create some complex and difficult geometry, then it is better to use drawing software, which is adapted for 3D drawing. The complete geometry for simulation consists five parts. These parts are basic substrate FR-4, Solder joints, SMD Capacitor 0805, LTCC substrate and copper solder pads. Geometry is imported in DesignModeler from Solidworks.

Material	density [g/cm ³]	Young's modulus [GPa]		Poisson's ratio [-]		
		х	25,8	XY	0,177	
FR-4	2,1	у	21,9	XZ	0,171	
		z	25,8	yz	0,177	
96% Al ₂ O ₃	3,67	300		0,21		
Heralock 2000	Heralock 2000 2,9±0,5		240	0,32		
SAC305	7,5	51		0,36		
Cooper	8,93	76		0,35		
Solder mask	-	6,9		0,35		
C0805 BaTiO3	6,02	67		0,32		

Table 1: Mechanical and physical properties of materials

You can see important parameters of material in table (1), where are three basic values. These values are density, Young's modulus and Poisson's ratio and they define physical and mechanical properties of materials. Furthermore, the simulation contains thermal properties, which includes coefficient of thermal expansion, thermal conductivity and specific heat. Its described in table (2).

Material	CTE [ppm/°C]		thermal conductivity [W/mK]	specific heat [J/gK]	
	х	14			
FR-4	у	14	0,4	0,12	
	z	73			
LTCC	6,1		3	-	
SAC305	21,6		64	0,23	

Table 2: Thermal properties of materials

Another part of simulation continues in Mechanical, which is modul intented for adjustment of conditions of simulations. There is a large number of options like set of types of contacts between different parts, applying the finite element mesh and applying conditions for simulations. The first important step is set correctly mesh. Mesh contains nodes, where each node is the point for calculation. ANSYS defines basic mesh and then it's possible to adjust this mesh as required. This step is called refinement and it's important in case of difficult geometries. There are two ways for application of refinement. The first option is to apply refinement to the whole geometry and second option is to apply refinement only on involved part, for example some camber. Analysis of the solder joint is composed of two parts. First it is necessary to perform transient thermal analysis, which defines transmittance of heat through assembly and it's depending on time and temperature conditions. For this analysis are important coefficient of thermal expansion, thermal conductivity and specific heat.



Figure 2: Mesh of nodes in ANSYS (a) Basic degree of mesh (b) Improved mesh

Further conditions are set for simulation of environment in temperature chamber. These are cyclic temperature changes from -40 °C to 125 °C. Results from thermal simulations are then imported to static structure analysis and are one of conditions for this type of analysis. Further static structure analysis use mechanical and physical properties from table (1). It's density, young's modul and Poisson coefficient. The output of the analysis is strain energy and equivalent stress in solder joint. For estimation of reliability is difficult increase of equivalent stress during one cycle and it's used in Darveaux equation or in some other equation. Results of simulations show that highest equivalent stress is in area around joint of LTCC and Solder SAC305. It's therefore, that there is the biggest difference in coefficients of thermal expansion.

This is shown in the corresponding table (2). Further also has a big influence thermal conductivity of LTCC, which that value is bigger than FR-4. ANSYS allows to measure a large number of variables and equivalent stress is selected because it's very complex variable. Equivalent stress is also known as Von-Mises stress and may be characterized as three-dimensional stress, because all materials in assembly are anisotropic and deformation is different in each direction. Equation of Von-Mises stress is combination of six segments of stress and summarized into one. Von-Mises stress can be displayed for the whole assembly and it's possible to get a general overview, but for calculation of estimate of reliabity is difficult to display detail of solder joint only.



Figure 3: Von-Mises stress in ANSYS (a) Complete assembly (b) Detail of solder joint
Calculation of reliability is conjunction of analysis in ANSYS and use of some fatigue model for estimate of reliability. Two types of fatigue models are included in calculation. The first model is a part of ANSYS and he defines the viscoplastic behavior of solder. The model is composed from several equations and these equations contain parameters, which are obtained experimentally for a certain type of solder. The second model is designed to calculate the number of cycles to failure of solder joint. For this purpose is selected Darveaux model, which is composed from four parts. First component of Darveaux equation is value of increase equivalent stress during one thermal cycle in chamber and it's in MPa. Another part is to calculate the number of cycles to the start of crack in solder joint:

$$N_o = C_1 \Delta W^{C_2} \qquad [-, MPa, \frac{cykl}{MPa}, MPa, -] \qquad (1)$$

Equation (1) consists three parts. The left side represents number of cycles to start of crack and right side of equation is multiple of material constant of solder and increase of equivalent stress within one cycle, which is aquired from ANSYS. Furthermore, it is necessary to calculate the rate of growth of crack and finite number of cycles to crack is combination of speed to start of crack and rate of growth of crack. It is shown in equation:

$$N_f = N_0 + \frac{a}{\frac{da}{dN}} \qquad [-, -, mm, -] \tag{2}$$

4. CONCLUSION

Estimating the reliability of soldered joints is very complex and it is possible to say that it is a multidisciplinary, because there intersect electronics, mechanical engineering and physics. Prediction of life service of solder joints has a great options and it increases with the development of computer technology and simulation programs like ANSYS. Also is available a large amount of fatigue models. At this moment it is very advantageous combination to use ANSYS in cooperation with some fatigue model. This text shows the use of simulation of solder joint and calculation reliability using Darveaux fatigue model and procedures that lead to successful simulation.

ACKNOWLEDGEMENT

Funding for this research was obtained through grant project BD 18409001 FEKT-S-11-5 "Research for excellent technologies for 3D packaging and interconnection" supported by Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic.

- [1] LI, S., HUANG, Z., WANG, J., GAO, S. Temperature Cycling Analysis of Lead-Free Solder Joints in Electronic Packaging. [cit. 2015-02-03]. Dostupný z www: http://www.simulia.com/forms/world/pdf2007/Li.pdf
- [2] ENGELMAIER, W. Surface Mount Solder Joint Long-term Reliability: Design, Testing, Prediction. Soldering. 1989, vol. 1, issue 1. DOI: http://dx.doi.org/10.1108/eb037660.
- [3] LEE, W.W, L.T NGUYEN a G.S SELVADURAY. Solder joint fatigue models: review and applicability to chip scale packages: review and applicability to chip scale packages.
- [4] BATH, Jasbir. Lead-free soldering. New York: Springer, xiv, 299 p. ISBN 9780387684222
- [5] ŠVECOVÁ, O, NOVOTNÝ, V. The Use Of Creep-Fatigue Models For Solder Joints Reliability Prediction. SECOND FORUM OF YOUNG RESEARCHERS In the framework of International Forum "Education Quality 2010". Izhevsk, Russia: Publishing House of IS-TU, 2010. s. 406-411. ISBN: 978-5-7526-0442-3.

FABRICATION OF NANOSTRUCTURED TIO₂ SURFACES FOR PHOTOCATALYTIC APPLICATIONS

Kateřina Přikrylová

Microelectronics and Technology (1. year), FEEC BUT E-mail: xprikr26@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jana Drbohlavová

E-mail: drbohla@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents titanium dioxide nanostructured surfaces prepared in organic electrolytes containing ammonium fluoride by anodic oxidation method. Two approaches were used for fabrication, one-step and two-step anodization. The obtained TiO_2 surfaces have nanoporous structure. The morphology of anodized TiO_2 nanostructures was characterized by scanning electron microscopy (SEM).

Keywords: TiO₂, nanostructures, anodic oxidation, ammonium fluoride, ethylene glycol.

1. INTRODUCTION

In the past decade, considerable attention has been focused on using nanocrystalline TiO_2 as a photocatalyst for the degradation of organic pollutants [1,2], because of its strong oxidizing abilities, superhydrophilicity [3], chemical stability, long durability, nontoxicity, low cost, and transparency to visible light. The titanium dioxide is an important wide bandgap semiconductor in the field of photocatalysis, dye-sensitized solar cells, sensing [4], self-cleaning [5], photolysis of water[6] and energy storage.[7-10]

The semiconductor TiO_2 has been widely utilized as a photocatalyst for inducing a series of reductive and oxidative reactions on its surface. The photocatalytic properties are derived from the formation of photogenerated charge carriers (hole and electron), which occurs upon the absorption of utraviolet (UV) light corresponding to the band gap (usually 3.2 eV for anatase or 3.0 eV for rutile). The photogenerated holes in the valence band react with adsorbed water molecules, forming hydroxyl radicals and in combination with holes oxidize nearby organic molecules on the TiO₂ surface. Simultaneously, electron in the conduction band typically participate in reduction processes, which are typically reaction with molecular oxygen in the air to produce superoxide radical anions. [10,11]

Highly ordered TiO₂ nanostructures have great potential as superior photocatalyst due to their valuable high surface area. The one-dimensional nanostructures possessed low recombination of lightinduced electron-hole pairs and high photocurrent conversion efficiency. Many kind of nanostructured TiO₂ materials including spheroidal nanocrystalite, nanoparticles, elongated nanotubes, nanosheets, nanorods, nanocolumn arrays, and nanofibers have been synthesized. These nanostructures have been effectively produced by a variety of methods.1D TiO₂ nanostructures, such as nanotubes and nanorods, have dramatically improved their photocatalytic properties compared to other forms of TiO₂ due to their high surface-to-volume ratios, high surface areas, and highly ordered arrangements.[8,9,12,13]

The TiO₂ nanostructures could be fabricated by template method [14], sol-gel methods [3], hydrothermal processes, and anodic oxidation method [9]. Among these methods, anodic oxidation has become one of the most popular methods because of its high controllability, especially for their abilities on the fabrication of 1D TiO₂ nanostructures. The morphological structure of anodized TiO₂ nanostructures as well as their photocatalytic activity can be modified by changing preparation conditions, like anodization time, applied voltage, temperature, titanium layer roughness, calcination parameters and electrolyte composition, including fluoride concentration, solvent, water content, pH, viscosity, conductivity, and organic additives.[9,15]

Electrochemical anodic oxidation method has been the foremost technique to fabricate TiO_2 nanotube arrays in an F⁻ containing solution. It is generally considered that three steps were involved. First, Ti was dissolved in F⁻ containing acidic electrolytes and large amounts of Ti⁴⁺ were produced; second, the intensity of electric field exerted on the layer on the surface, TiO₂ barrier layer was partially etched, and many irregular pits were formed; third, more H⁻ anions were gathered at the bottom of the micropores, and the TiO₂ at the bottom were more easily dissolved and the Ti substrate exposed. Then the titanium substrates contacted with the electrolytes and the above three processes repeatedly occurred; eventually TiO₂ nanotube arrays were formed.[9,16]

2. PREPARATION OF NANOSTRUCTURED TIO2

2.1. MATERIAL

Titanium (99.99%, Porexi, CZ), ethylene glycol p.a. ($C_2H_6O_2$, PENTA, CZ) and ammonium fluoride p.a. (NH₄F, Reidel-de Haen). Deionized water was obtained from Millipore RG system MilliQ (Millipore Corp., USA).

2.2. EXPERIMENTAL

The titanium layer with thickness of 1000 nm was sputter deposited on n-dopped silicon wafer covered with SiO_2 layer with thickness of 995 nm. Substrate was consecutively immersed in acetone, isopropanol and deionized water to remove the impurities and then dried by compressed air. Anodic TiO₂ was fabricated either by one-step or by two-step anodization approaches in ethylene glycol electrolyte containing 0.3 wt% NH₄F and 2 vol% H₂O [17]. In the first approach, the one-step anodization was performed at 60V for 25 min. In the second approach, the first step was relized at 60 V for 400 s. The created nanoporous TiO₂ layer was subsequently removed by ultrasonication in deionized water for 10 min. Then, the TiO₂ nanoporous layer was grown by a second anodization under the same potential for 1000 s (Figure 1). The morphology of anodized TiO₂ nanostructures was characterized by scanning electron microscopy (SEM).



Figure 1: Schematic illustration of two-step anodization process for the preparation of TiO2 nanostructured surfaces [18]

3. RESULTS AND DISCUSSION

Figure 2 represents the SEM images of anodic TiO_2 nanoporous film fabricated in electrolyte at 60 V for 1400 s. The TiO_2 exhibited the nonhomogenous structure with pore diameter of about 60 nm and length of 2 µm. Such nonuniformity could be caused by the creation of $Ti(OH)_xO_y$, which is deposited onto the upper-porous layer because of the occurrence of a weak electric field (where less fluoride anions are generated). [19]

Surface morphology of TiO_2 prepared via two-step anodization is shown in Figure 3. By careful removing the thin upper layer created in the first short anodization by ultrasonic method, many nanodimples can be found in the lower layer. These nanodimples are hexagonally distributed with uniform size of about 60 nm. After the second-step of anodization the upper oxide layer was partly dissolved due to the aggression of fluoride anions from the electrolyte and formed upper nanoporous structure. Figure 4 exhibits cross-section SEM image with nanoporous TiO_2 structures with diameter of about 100 nm and length of 1820 nm.



Figure 2: SEM image of anodic TiO2 nanoporous film fabricated by one-step anodization, top view (left) and cross-section (right).



Figure 3: SEM images of anodic TiO2 nanoporous structure prepared via two-step anodization, nanoholes after ultrasonical removal of first layer (left), nanoporous structure – top view (right).



Figure 4: SEM image of cross-section of TiO2 nanostructure anodized via two-step anodization.

4. CONCLUSION

The present work demonstrates a method for the fabrication anodic TiO_2 surfaces by using organic electrolyte containing NH₄F through one-step and two-step anodization approaches. This method is very cheap, fast, reproducible, and easily tunable. SEM images showed the obtained nanostructures, layers have nanoporous character. However TiO_2 nanostructures prepared via two-step anodization have more uniform configuration and higher surface area with more TiO_2 material, which leads to increase of charge carriers photogeneration. It means stronger oxidation power, which is important for intended degradation of resistant organic pollutants from wastewater. Therefore these TiO_2 nanostructured surfaces have better potential for future photocatalytic as well as sensing applications.

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by project no. FEKT-S-14-2300 A new types of electronic circuits and sensors for specific applications.

- [1] TSUJI, E. et al. Morphological control of anodic crystalline TiO₂ nanochannel films for use in size-selective photocatalytic decomposition of organic molecules. *Applied Surface Science*, 2014, vol. 301, pp. 500-507. ISSN 0169-4332.
- [2] SU, Y. L. et al. Alternative pathways for photocatalytic degradation of microcystin-LR revealed by TiO₂ nanotubes. *Journal of Molecular Catalysis a-Chemical*, 2013, vol. 373, pp. 18-24. ISSN 1381-1169.
- [3] FATEH, R. et al. Preparation and characterization of transparent hydrophilic photocatalytic TiO₂/SiO₂ thin films on polycarbonate. *Langmuir*, 2013, vol. 29, no. 11, pp. 3730-3739. ISSN 0743-7463.
- [4] SOLOVEI, D. et al. Chemical Sensor Platform for Non-Invasive Monitoring of Activity and Dehydration. *Sensors*, 2015, vol. 15, no. 1, pp. 1479-1495. ISSN 1424-8220.

- [5] PATROCINIO, A. O. T. et al. Layer-by-Layer TiO₂/WO₃ Thin Films As Efficient Photocatalytic Self-Cleaning Surfaces. Acs Applied Materials & Interfaces, 2014, vol. 6, no. 19, pp. 16859-16866. ISSN 1944-8244.
- [6] PIHOSH, Y. et al. Ubiquitous element approach to plasmonic enhanced photocatalytic water splitting: the case of Ti@TiO₂ core-shell nanostructure. *Nanotechnology*, 2014, vol. 25, no. 31, pp. 8. ISSN 0957-4484.
- [7] ROY, P. et al. TiO₂ Nanotubes: Synthesis and Applications. *Angewandte Chemie International Edition*, 2011, vol. 50, no. 13, pp. 2904-2939. ISSN 1521-3773.
- [8] WANG, W. Y. a CHEN, B. R. Characterization and Photocatalytic Activity of TiO₂ Nanotube Films Prepared by Anodization. *International Journal of Photoenergy*, 2013, pp. 12. ISSN 1110-662X.
- [9] ZHANG, Q. et al. Anodic Oxidation Synthesis of One-Dimensional TiO₂ Nanostructures for Photocatalytic and Field Emission Properties. *Journal of Nanomaterials*, 2014, pp. 14. ISSN 1687-4110.
- [10] NAKATA, K. a FUJISHIMA, A. TiO₂ photocatalysis: Design and applications. *Journal of Photochemistry and Photobiology C: Photochemistry Reviews*, 2012, vol. 13, no. 3, pp. 169-189. ISSN 1389-5567.
- [11] CHONG, M. N. et al. Recent developments in photocatalytic water treatment technology: A review. *Water Research*, 2010, vol. 44, no. 10, pp. 2997-3027. ISSN 0043-1354.
- [12] JIN, Z. et al. Porous TiO₂ nanowires derived from nanotubes: Synthesis, characterzation and their enhanced photocatalytic properties. *Microporous and Mesoporous Materials*, 2013, vol. 181, pp. 146-153. ISSN 1387-1811.
- [13] CHOI, W. Y. et al. Fabrication and photocatalytic activity of a novel nanostructured TiO₂ metal membrane. *Desalination*, 2011, vol. 279, no. 1-3, pp. 359-366. ISSN 0011-9164.
- [14] QU, X. F. et al. Synthesis and characterization of TiO₂/ZrO₂ coaxial core-shell composite nanotubes for photocatalytic applications. *Ceramics International*, 2014, vol. 40, no. 8, pp. 12647-12653. ISSN 0272-8842.
- [15] NISCHK, M. et al. Ordered TiO₂ nanotubes: The effect of preparation parameters on the photocatalytic activity in air purification process. *Applied Catalysis B-Environmental*, 2014, vol. 144, pp. 674-685. ISSN 0926-3373.
- [16] ERJAVEC, B. et al. Effects of heat and peroxide treatment on photocatalytic activity of titanate nanotubes. *Catalysis Today*, 2015, vol. 241, Part A, no. 0, pp. 15-24. ISSN 0920-5861.
- [17] CHEN, B. et al. Fabrication of black hierarchical TiO₂ nanostructures with enhanced photocatalytic activity. *Rsc Advances*, 2014, vol. 4, no. 56, pp. 29443-29449. ISSN 2046-2069.
- [18] ZHANG, Z. a WU, H. Multiple band light trapping in ultraviolet, visible and near infrared regions with TiO₂ based photonic materials. *Chemical Communications*, 2014, vol. 50, no. 91, pp. 14179-14182. ISSN 1359-7345.
- [19] XING, J. H. et al. Fabrication of Hierarchical TiO₂ Nanotubes in a New HBF₄-Based Electrolyte for Enhanced Morphology and Photocatalytic Activities. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 2014, vol. 53, no. 26, pp. 10667-10672. ISSN 0888-5885.

DETECTION OF DEFECT ON FBGA SOLDER BALLS USING X-RAY TECHNOLOGY

Pavel Řihák

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xrihak02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ivan Szendiuch

E-mail: szend@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with the detection of defects using X-ray technology. It is focused on a particular type of X-ray machine, which is used for most of these experiments. X-ray cabinet is commonly used for analyzes of defects, which are formed during soldering process. Paper also includes an introduction of different types of defects. These defects are serious issue and they can cause malfunction of infected components or of the entire device. That is the main reason it is so important to focus on this issue.

1. INTRODUCTION

Defects may affect the quality of the solder joints after reflow process and it can lead to components malfunction. This is the main reason for the requirement of the complete defects analyses. There are known several methods for detection of defects.

Visual control is a most common used method for detection of defects. Visual inspection is made throughout all soldering processes and it allows monitoring created changes the whole time of the replacement process.

Microscope camera can be used for detection of defects as well, but we only can observe the surface of the device. Internal structure of affected components cannot be seen. Microscope camera is especially suitable for observation of mechanical damages. It is non-destructive and cheap (depends on the type of used microscope camera) method.

Micro-sections are destructive method, which is used for detection of defects. The printed circuit board (PCB) and the surface-mount device (SMD) have to be cut in the area which we want to observe. That means the PCB and the SMD are always irreversibly destroyed.

X-rays technologies are also used for detection of defects. It is non-destruction method, which permits checking internal structure. The biggest advantage is easy and fast inspection of soldered components. The main disadvantage is a high price of the X-ray machine.

The correct combination of these methods provides improvement of results and leads to elimination of defects during soldering process. The results are used for changing preparation of soldering and the actual soldering process.

2. MACHINE OVERVIEW

X-ray machine can recognize plenty of different defects, which are created during soldering process. X-ray technology is used as non-destructive method for optical detection of internal component structure. It is possible to observe the connections between component and PCB. X-rays can also examine the quality of PCB, especially when the multilayer PCBs are used. All surface-mount devices (SMD) can be observed using X-ray cabinet. It is particularly suitable for high components density of PCB. Various types of X-ray equipments exist. We are using X-ray machine Nordson DAGE XD7600NT Ruby FP (Figure 1.). This equipment has been designed for inspection and determination quality of electronic devices. Because X-rays are harmful to the human body, this equipment was design to minimize escape of dangerous radiation. The machine is lined with lead or lead glass in all areas for shielding radiation. The thickness of the lead depends on expected level of radiation; the lead lining is thicker at the top of the cabinet. The machine requires regular semiannual measurement of radiation. The X-ray cabinet is internally divided into three sections.

- The radiation chamber contains X-ray tube and image intensifier for producing X-ray images. This chamber also contains a sample manipulator for positioning inspected samples.
- The electronic tunnel for housing most of the main electronic modules. The tunnel is completely shielded from X-rays generated in the radiation chamber.
- The computer tunnel for placing the control computer.

The power controls are placed on the main front panel; other controls are performed through a dedicated software application.



Figure 1: X-ray Cabinet Nordson DAGE XD7600NT Ruby FP

3. COMMON DEFECTS

A large proportion of defects are developing in ball grid array packages (BGA). Pitch of the BGAs become smaller and the ball size is reduced, the number of defects in individual ball becomes more of a concern. Using FBGA (Fine Pitch Ball Grid Array) is common now. FBGA are smaller and lighter than classic BGA that brings more issues even with small defects. That is the main reason why this part of the paper describes predominantly defects in FBGA solder balls. Defects can be caused by inappropriate temperature profile, improper PCB and BGA design, and derogation of technological processes or storing.

3.1. VOIDS

Voids are most common defects in BGA solder balls, they are formed because solder ball contains a flux, air or another kind of impurities. Voids can be caused by insufficiently long time under liquid temperature during temperature reflow profile; another reason can include excessive quantity of flux. Six types of voids in solder joints have been described (Figure 2.).



Figure 2: FBGA Solder Joint after Reflow Soldering and Macrovoid

- 1. Macrovoids are most widely occurring voids in solder balls.
 - are caused by volatile compounds (flux) that evolve during solder process.
 - do not affect reliability of solder joints unless they are present at interfacial area in solder joint where cracks typically propagate.
- 2. Planar Microvoids are located between the PCB and the solder.
 - are caused by copper caves under ImAg surface finish.
 - do not effect initial product quality, but they can affect long term reliability.
- 3. Shrinkage Voids are caused by shrinkage during solidification.
 - are created in SAC or other lead-free solder.
 - can be minimized by increasing the cooling rate during soldering.
- 4. Microvia Voids are caused by presence of micro-vias design in PCB.

- platting micro-via or filling it by double printing can minimize their creation

5. IMC Microvoids – occur within Intermetallic Compound.

- are formed between copper and high tin solder.

- can affect reliability of solder joints.

- 6. Pinhole Voids with sufficient quantity can affect reliability of solder joints.
 - are caused by entrapped PCB fabrication chemicals within these pinholes that volatilize during the reflow soldering process

3.2. OPEN JOINTS

Solder balls do not reflow parallel to the board surface leaving the terminations suspended above the pad surface. They are very clearly seen compared to the good joints under device. This defect can cause intermittent problem as working when the FBGA package is pressed down by finger, downward pressure can allows contact between the ball and the pad making an electrical connection but not a reflowed joint.

Can be caused by:

- Insufficient time about liquid temperature during reflow.
- Insufficient reflow temperature for melting the solder paste
- Lack of flux during rework process.
- Too small solder balls select for re-balling process.



Figure 3: Open joints

3.3. SOLDER SHORTS

Solder shorts are easy to detect during X-ray inspection, after reflow process is seen a large amount of solder present between the FBGA balls. They are caused by using too much solder paste or flux in the area array or PCB. Shorts are more likely after rework caused by debris on the PCB.



Figure 4: Solder shorts

3.4. **DEFORMATION**

Deformation of solder balls can be formed in case of temporary deformation of the substrate. The reason for this phenomenon may be different coefficient of thermal expansion, due to various substrate materials of the package and the PCB. This phenomenon is called dynamic deformation. Another reason why the solder joints are deformed can be their movement during the soldering process.



Figure 5: Deformation

4. CONCLUSION

This paper deals with using X-ray after soldering process. The main reason for using X-ray technology is detection of defects in the internal structure of joints, which lead to the interruption of the electric signal. It can help with detection of non-functional components. Simultaneously with an electric test or any other tests can improve correct functionality of soldering process. It also may help with the correcting deficiency of soldering process. Another advantage is that X-ray is a fast and non-destructive method.

ACKNOWLEDGEMENT

Funding for this research work is supported through grant project of the Czech Ministry of Education for Brno University of Technology FEKT-S-14-2168 "Research of modern and innovative technologies for packaging and interconnection in microelectronics". This work is created with support of the Sanmina-SCI Corporation.

- [1] Bernard D., "A Practical Guide to X-ray Inspection Criteria & Common Defect Analysis", Dage Publications 2006.
- [2] IPC-7095C. Desing and Assembly Process Implamentation for BGAs. IPC, January 2013.
- [3] LAU, John H. *Ball grid array technology*. New York: McGraw-Hill Professional, 1994, 635 p. ISBN 00-703-6608-X.
- [4] SZENDIUCH, Ivan. Základy technologie mikroelektronických obvodů a systémů. Vyd. 1. Brno: VUTIUM, 2006, 379 s. ISBN 80-214-3292-6.

TECHNOLOGICAL ASPECTS OF REWORK

Pavel Řihák

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xrihak02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ivan Szendiuch

E-mail: szend@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper deals with the technological aspects of rework. There are introduced some of these aspects as ambient temperature and ambient humidity, handling and storing devices and components, operators work, reflow soldering thermal profile, influence of flux. Technological aspects negatively influence reliability of soldering process, it is important to pay close attention to this phenomenon. They also have negative influence on repair yield.

1. INTRODUCTION

Rework can be explained as repair process which leads to elimination and correction of component defects in printed circuit board (PCB). Goal is to restore the product or the device back to operational status. The way how to achieve proper repair depends on the character of the product and the repair process. It is not necessary to introduce certain standards for the repairs of a low product quantity, but in the case of high product quantity it is a basic assumption for profitability of rework. Standards can positively affected repair yield. Repair yield tells us about success of repair process (e. g. 10 repaired units and 2 are not working means the yield is 80%).

2. TECHNOLOGICAL ASPECTS OF REWORK

It is good to follow technological aspects of rework to ensure reliable repeatability of results which leads to higher yield. The most important aspects associated with rework are listed below.

2.1. Ambient temperature

Ambient temperature is important factor in repairing process. The problem is that soldering profile has to be set quite accurately, a few degree deviation can make a temperature profile completely unsatisfactory. It is exposing, if it is not possible to measure the temperature in real time during the reflow operation, system is working on the basis of variable time. If the ambient temperature is different from the default temperature, it can leads to overheating of the PCB or the appropriate temperature is not reached. The solution must include monitoring of the external temperature, in case of major change of the temperature a new profile has to be created. Professional solution is to provide such an area where the stability of key parameters (temperature, humidity, low level of dust) are guaranteed, it leads to improving yield.

2.2. AMBIENT HUMIDITY

Humidity is parameter link to the temperature. If the temperature is increasing the humidity is increasing as well, if the temperature is decreasing, humidity is decreasing too. Humidity accumulated in components can adversely affect the quality of the joint, or it can damage component or PCB. The solution is drying components according to the standard in the dry cabinet. Humidity also affects phenomena of electrostatic discharge (ESD). Humidity below 30% cannot be considered as appropriate area for ESD sensitive components.

2.3. HANDLING AND STORING

Handling and storing components has to be ensured for reliable repair process, it especially includes Moisture Sensitive Device and (MSDs) and ESD sensitive components. Procedures for handling and storing components are regulated in standards. Compliance of the defined parameters in standards produces economic requirements, their implementation also conducts benefits in financial perspective. For debugging factors causing procedural mistakes can be excluded a situation when the error discovered during testing is not caused by an incorrectly set process parameters, but it relates with improper handling and storing of the components or products. Handling and storing is an appropriate question, even though it is not a "primary" technological aspect.

2.4. **Rework operator**

Operator work can be considered as variable factor in rework. If human factor is entering the process, it is necessary to expect possibility of mistakes or inaccurate execution of the operations. Better training for operators can contribute to further increasing of repair yield.

2.5. REFLOW SOLDERING THERMAL PROFILE

Reflow soldering is a process in which a solder paste is used to permanently attach one or more electrical components to their contact pads. High temperature has to be used for achieving permanent connections. There are two input parameters of the thermal profile, it is the time and the temperature.

There are known two types of soldering processes Ramp to Spike (RTS) and Ramp Soak Spike (RSS). RTS also called as "tent profile" is used for low capacity components. RTS allows shorter reflow process and allows used less chemical consumption to reduce oxides and assumes better flux activity. RSS is used for high capacity components. To identify which temperature profile is better for a particular application is always individual decision of the competent employee.



Figure 1: Reflow soldering thermal profile RSS and RTS

Thermal profile can be considered as one of the most important parameters for creating high quality connections and can achieve higher yield. The goal of the reflow process is to make a high quality solder joint without overheating or damaging electrical components or PCB. The soldering process has four stages, called "zones".

- Preheat zone is often the lengthiest one and it established the ramp-rate. The ramp-up is usually between 1°C and 3 °C per second. If the rate exceeds maximum slope, it can damage the components from thermal shock. The solvent in the paste starts to evaporate in the preheat zone. Evaporation of flux volatiles can be incomplete if the rise rate is low level.
- Thermal soak zone is typically a 60 to 120 seconds exposure for removal of solder paste volatiles and activation of flux. Flux begins oxide reduction on component leads and pads. Improper adjustment of temperature leads to solder splattering (high temperature) or flux is not fully activated (low temperature). At the end of the soak zone a thermal equilibrium of the entire assembly is in the desired state to move to reflow zone.
- Reflow zone is the part where the maximum temperature is reached. We are speaking about time above liquid (TAL). TAL measures how long the solder is liquid, it is supposed to be around 60 seconds. Temperature for liquid solder (lead-free) is between 245 °C and 250 °C, but the PCB temperature has to be below 200 °C. It is due to safety of other components as pins or connectors (plastic material).
- Cooling zone is gradual cooling of processed PCB and solidify the solder joints. Proper cooling inhibits excess intermetallic formation or thermal components shock. Best cooling rate is around 4 °C per second. Ramp-down rate is often ignored. A fast rate creates a fine grain structure.



Figure 2: Zones in reflow soldering thermal profile

Setting temperature profile is an important part of correct reflow process. In BGA packages is a profile set by thermocouples placed instead of solder balls (three of them). Small holes are drilled into the board, through them are passing thermocouple wires. Thermocouples measure temperature in the middle and in two opposite corners, these thermocouples show temperature divergence between corners, it is desirable to minimize the temperature divergence. In case of minimum divergence there is an evenly warming of the package, which protects heat stress and possible mechanical damage.



Figure 3: Principle of setting temperature profile

2.6. FLUX

The purpose of a flux is to facilitate soldering process. Impurities are obstacles for successful solder joints. The impurities can be removed by mechanical cleaning or chemical means, but it needs the solder melted. Flux accelerated soldering temperature and prevents oxidation. More aggressive fluxes are applied to achieve a better wetting during soldering lead free alloys. It is necessary to select the correct type of a flux to approve the proper reflow process and achieve stable solder-ability of all solder balls.



Figure 4: Top left: Excessive voiding within joints are seen, flux does not manage thoroughly evaporate.

Top right: Misalignment, package floated off, large volume of flux was applied.

Botton left: Solder joints pulled off, large volume of flux caused lifting of package. Botton right: Open joints, not enough flux was applied, wetting is missing.

It is obligatory to find the most appropriate method of applying flux with correct quantity and analyze different flux types and their properties. Inappropriate methods of using flux leads to defects. Several defects are imaged in Figure 4. It includes excessive voiding, misalignments, open joints, etc. Excessive quantity of flux can cause voiding, misalignment or pulled off solder joints. Flux shortage can cause non-wettability (e.g. open joints).

3. CONCLUSION

This paper deals with technological aspects of rework. The PCBs are complicated and the components are miniaturized, that conduct new types of negative influences. Known negative influences have a greater impact than ever before. Effects have to be monitored separately and thoroughly. Some aspects are reduced easily and some aspects provide more difficulties. Rework goal is to achieve the highest possible degree of reparability and yield. The paper tries to highlight problems related to problematic of repairing boards.

ACKNOWLEDGEMENT

Funding for this research work is supported through grant project of the Czech Ministry of Education for Brno University of Technology FEKT-S-14-2168 "Research of modern and innovative technologies for packaging and interconnection in microelectronics". This work is created with support of the Sanmina-SCI Corporation.

- [1] Bernard D., "A Practical Guide to X-ray Inspection Criteria & Common Defect Analysis", Dage Publications 2006.
- [2] IPC-7095C. Desing and Assembly Process Implamentation for BGAs. IPC, January 2013.
- [3] LAU, John H. Ball grid array technology. New York: McGraw-Hill Professional, 1994, 635 p. ISBN 00-703-6608-X.
- [4] SZENDIUCH, Ivan. Základy technologie mikroelektronických obvodů a systémů. Vyd. 1. Brno: VUTIUM, 2006, 379 s. ISBN 80-214-3292-6.

COMPARISON OF MANUFACTURED AND MODELED SOLAR CELL

Dávid Strachala, Josef Hylský

Doctoral Degree Programme (1.), FEEC BUT E-mail: xstrac07@stud.feec.vutbr.cz, xhylsk00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Vaněk

E-mail: vanekji@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of the work is to compare the model of monocrystalline silicon solar cell in PC1D with the real solar cell structure in terms of using a model in manufacture process. Real solar cell was firstly measured and analyzed to determine input parameters for a simulation and then realized in free available PC1D software. Degree of conformity of modeled and real solar cell was in the end established for basic prediction of solar cell parameters before manufacturing process.

Keywords: Model of silicon - monocrystalline solar cell, comparison of modeled and real structure, PC1D, manufacturing process.

1. INTRODUCTION

Due to the availability of software allowing to model the solar cell occurs a question: How much are their outputs applicable in real process? This work deals with the comparison of modeled and real moncocrystalline silicon solar cell related to the use of modeling during the manufacturing process.

Modeling of photovoltaic cells has an indisputable advantage which lies in the possibility of modifying and monitoring the parameters of the solar cell without the necessary financial issue caused by realizing similar operations in the real process. In this way can be identified and measured the most important parameters affecting for example the conversion efficiency of solar cells. For a comparison of the photovoltaic cell model with real solar cells was selected commercially available modeling tool - PC1D.

2. DETERMINATION OF THE REAL SOLAR CELL PARAMETERS

As a reference solar cell was selected one of the five already manufactured monocrystalline silicon solar cells (named SiD17) from the identically process. SiD17 was measured to obtain a parameters needed to create the corresponding model in PC1D.

2.1. MEASUREMENTS OF SOLAR CELL AND METALLIZATION SIZES

For the modeling purposes was firstly determined the dimension of a solar cell. SiD17 is 5" with 125 x 125 mm proportions. Cell thickness was measured to 199 microns. Due to unsatisfactory possibilities of modeling the front metallization in PC1D was also detected thickness of metallization (after sintering paste) shown in Figure 1. and calculated active area of PC1D model reduced by covered area by metallization.



Figure 1: Dimensions of the front metallization

Thickness of front collecting contacts was intended to 0.11 mm with an expected incident radiation shielding of an area of 11.9 square centimeters. Rear cell contact is covered with Al - Ag paste (because of back surface field effect) to a depth of 6 microns.

2.2. BASE MATERIAL, SURFACE TEXTURING AND EMITTER OF SOLAR CELL

Resistivity of *p* - type substrate measured by four-point method was established as $\rho = 1.53 \ \Omega \cdot cm$. Diffusion of *n* - type emitter with depth of 0.3 microns and peak concentration - $N_p = 3 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ (provided by manufacturer) was realized by phosphorus trichloride POCl₃ with average measured value of the sheet resistance (after dopant diffusion) $R_{sh} = 47 \ \Omega / \Box$ (Figure 2.).



Figure 2: a) Measurement of sheet resistance, b) Dopant concentration

Surface texturing was made in alkaline bath on the both of sides with the average value of removed material 20.3 micron with the 70.5° angle of the front side pyramids.

2.3. PASSIVATION AND ARC LAYER, CARRIER LIFETIME, SERIES AND SHUNT RESISTANCE

Passivation and antireflection layer (ARC) was deposited as non-stoichiometric silicon nitride SiN_x having a thickness of 75 nm (as indicated by the manufacturer).

According the current measurements were then detected dynamic properties of the solar cell from which were determined the bulk lifetime - $\tau_{\rm B} = 387 \ \mu s$.

Measurement of the contact and sheet resistance of the front metallization and the *n* - type emitter were made by TLM - Transmission Line Method with strip guided between two parallel busbar. The value of the measured series resistance was evaluated on $R_{\rm S} = 1.24 \ \Omega \cdot {\rm cm}^2$. From the data it was then possible to calculated the value of the shunt resistance $R_{\rm SH} = 77 \ \Omega$.

Based on the measurements and the manufacturer provided data were identified the most important parameters used to create a model of the solar cell presented in the following chapter. The list of the most important parameters are shown in Table 1.

Measured or identified parameter [unit]	Value
Area of solar cell without an incident radiation shielding of front metallization [cm ²]	144.35
Thickness of solar cell [µm]	199
Depth of front texturation [µm]	20.3
The apex angle of textures - front side[°]	70.5
ARC + passivation layer	SiN _x
- thickness [nm]	75
- refractive index [-]	2.19
Reflection at $\lambda = 600 \text{ nm} [\%]$	0.534
Series resistance $[\Omega \cdot cm^2]$	1.24
Shunt resistance [Ω]	77
Resistivity of substrates $[\Omega \cdot cm]$	1.53
Peak of dopant concentration - n^+ layer[cm ⁻³]	$3.0 \cdot 10^{20}$
A sheet resistance of emitter $[\Omega/\Box]$	47
Carrier lifetime [µs]	387

Table 1: Measured and identified pamateres of the real solar cell

3. MODEL OF SOLAR CELL

3.1. PC1D MODEL

Model of solar cell was realized in freely available simulation software - PC1D. PC1D is basic tool for one - dimensional modeling of processes in semiconductor structures. Its interface can be used for understanding and analyzing physics of silicon solar cells with detailed output graphical interface [1].

The structure of measured solar cell SiD17 in PC1D is shown in Fig. 3.



Figure 3: Structue of modeled solar cell SiD17 in PC1D

Model in PC1D was trying to reflect the real parameters of SiD17, but due to the limited possibilities of measurement and parameter settings in PC1D was not possible to create a completely identical structure. Agreement between model and measured structure is illustrated in the next text.

3.2. A COMPARISON OF THE MODELED AND REAL SOLAR CELL - EMITTER

Emitter of SiD17 solar cell is diffused to a depth of 0.35 μ m with a peak concentration $N_{\rm p} = 3 \cdot 10^{20}$ cm⁻³. Concentration profile of SiD17 including the inactive phosphor glass at a depth of 0.04 μ m is shown in Figure 4 a). For a comparison is also shown concentration profile of mod-

eled solar cell in Figure 4 b). In PC1D can be seen that peak concentration is slightly lower with $N_p = 2.8 \cdot 10^{20}$ cm⁻³ at a distance of 0.2 µm and depth of diffused phosphor is at 0.37 µm (erfc function). PC1D is not able to sufficiently reproduced the shape of real concentration profile between 0.02 µm to 0.35 µm which can lead to impreciseness of real and modeled solar cell.



Figure 4: a) Concentration profile of SiD17, b) Concentration profile of PC1D model

3.3. A COMPARISON OF THE MODELED AND REAL SOLAR CELL - EXTERNAL AND INTERNAL QUANTUM EFFICIENCY

In Figure 5 is comparison of external quantum efficiency (EQE) indicating ability to convert incident radiation into electrical energy, and internal quantum efficiency (IQE) which includes the effects of reflection and passage of radiation through the real and modeled solar cell [2].

Area a) of Figure 5 (for internal quantum efficiency) refers about losses caused by surface recombination velocity, b) surface reflection and diffusion length of carriers and c) about recombination of the rear side of the cell [3]. The comparison shows that the losses caused by surface recombination of the front and rear sides are in a simulated model lower than losses in a real cells. Surface reflectance is on the other hand more acceptable for a real structure, probably due to inaccurate modeling of optical reflection in PC1D.



Figure 5: a) Concentration profile of SiD17, b) concentration profile of PC1D model

4. THE RESULT OF COMPARISON

Comparison of the major parameters (short-circuit current, maximum output power, open circuit voltage, fill factor and conversion efficiency) of modeled and real solar cell based on simulations in PC1D and actual values for SiD17 is summarized in Table 2. Significant differences are especially

in short-circuit current parameter, which is in SiD17 at about 200 mA less than in the PC1D model. This may be caused due to imperfect modeling of metallization influence (series resistance), lower front surface recombination velocity of the modeled solar cell and inconsistent assessment of optical losses in PC1D. Consensus of model and SiD17 occurred in open circuit voltage parameter where the difference is only 3mV. In terms of conversion efficiency is achieved higher values in the modeled one - the difference is 0.45%. The reasons are mainly in the effects of manufacturing process - pollution of substrate, cell degradation etc., which cannot be modeled in PC1D.

Parameter	Model	SiD17
$I_{\rm SC}$ [A]	5.481	5.298
$U_{\rm OC}$ [V]	0.622	0.625
FF [%]	81.6	79.56
η [%]	18.45	18

 Table 2: Parameters of model and real solar cell

5. CONCLUSION

The aim of the work is in possibility of using freely available simulation software - in this case PC1D for modeling photovoltaic cells in terms of conformity of the model with the real structure. According a measured and received data from manufacture process was created a model of SiD17 (real solar cell) which had different value of short - circuit current (0.2 A higher), conversion efficiency (0.45 % higher), fill factor (2 % higher) and similar value of open-circuit voltage (0.003 V lower).

Due to the one-dimensional modeling in PC1D, inability to capture all the effects on the solar cell during its manufacture together with limited opportunities to identify all parameters of the real solar cell is the degree of conformity of the model and the SiD17 sufficient. Modeling of solar cell in PC1D can be used to preliminary prediction of the resulting parameters of solar silicon monocrystalline structure before a manufacturing process begin.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-14-2293).

- STRACHALA, D. Modifikace struktury křemikových solárních článků. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 72 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Hégr, Ph.D.
- [2] MOJROVÁ, B. Využití měřicí metody SPM v technologii výroby krystalických solárních článků. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 61 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Ondřej Hégr, Ph.D.
- [3] MEIER, D., E. GOOD, R. GARCIA, B. BINGHAM, S. YAMANAKA, V. CHANDRA-SEKARAN, C. BUCHER, C16 COMMITTEE, C16 COMMITTEE, C16 COMMITTEE a C16 COMMITTEE. Determining Components of Series Resistance from Measurements on a Finished Cell. 2006 IEEE 4th World Conference on Photovoltaic Energy Conference. 2001. DOI: http://dx.doi.org/10.1520/c1155.

Doktorské projekty

Elektronika a komunikace

WLFM RADAR SIGNAL AMBIGUITY FUNCTION OPTIMALIZATION USING GENETIC ALGORITHM

Martin Bartoš

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xbarto85@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Šebesta

E-mail: sebestaj@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with optimization of ambiguity function. The purpose of article is to describe optimization process using Genetic Algorithm for suppressing side-lobes of a signal. There are also depicted properties of weighted linear frequency modulation waveform.

Keywords: Genetic Algorithm, Ambiguity function, LFM, windowing techniques

1. INTRODUCTION

Resolution, respectively radar performance, is one of the most important parameter in radiolocation. Radar performance is affected by many factors, such as wave-form, time bandwidth product, emitted energy etc. For analysis of these parameters designers use valuable tool – ambiguity function (AF). AF is two-dimensional autocorrelation function. AF represents the output of matched filter, and it describes the interference caused by the range and/or a target when compared to a reference target of equal RCS [1]. Our goal is to suppress side-lobes of AF. The reduction of side-lobes can be performed by compression of a signal and windowing techniques. Compression is realized by linear frequency modulation. In this work we use Genetic Algorithms for finding optimal envelope of signals. Results are compared with conventional windows.

2. AMBIGUITY FUNCTION

As was mentioned above, AF represents the time response of a filter matched to a given finite energy signal, when the signal is received with a delay τ and a Doppler shift v relative to the nominal values (zeros), expected by the filter [2]. AF equation (1) is

$$|\chi(\tau, v)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t+\tau) exp^{(j2\pi vt)} dt \right|,\tag{1}$$

where u(t) is radar transmitted waveform. For our purposes, we chose linear frequency modulation LFM, which has sufficient compression ratio.



Figure 1.1: Normalized ambiguity function

The complex envelope of a LFM (2) pulse is given by

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} rect\left(\frac{t}{T}\right) \exp(j\pi kt^2),\tag{2}$$

where k (3) is frequency rate

$$k = \pm \frac{B}{T}.$$
(3)

The basic idea is to sweep the frequency band B linearly during the pulse duration T [2] (Fig.1.2). In this case we displayed LFM pulse which has bandwidth 100 MHz and pulse duration 5 μ s.



Figure 1.2: Normalized LFM pulse

3. SIDE-LOBE SUPPRESSION

As was mentioned, LFM improves the range resolution, but it has not effect on side-lobes. Relatively high side-lobes remain in the AF, respectively in the autocorrelation function (ACF). ACF side-lobes can be reduced by shaping a spectrum. Spectral shaping can be implemented by using two different approaches: amplitude weighting or frequency weighting [2].

In this paper, we focused on first approach – amplitude weighting. Windowing techniques significantly reduce side-lobes. The best known are Hamming with first side-lobe -41 dB, Hanning -32 dB and Kaiser -46dB. For comparison our current rectangular window has first side-lobe -13.46 dB. Unfortunately, these common windows have a negative impact – main beam widening. Main beam gets wider twice or more.

From the aforementioned aspects we decided to find window via Genetic Algorithm and compare it with conventional windowing techniques.

4. USING GENETIC ALGHORITHM

Genetic algorithms belong to global optimization techniques, i.e. they are able to search for most minima in a defined region. Moreover, there are no limitations to the character of the objective function. The objective function does not need being continuous, differentiable, and in the marginal case, it can be even determined by the table of empirical data [3].

GA is based on principles of biological evolution with main idea "survival of fittest" [5]. The optimization process can be simplified and divided into next few points.

- 1. Randomly generated population of chromosomes.
- 2. Every individual (chromosomes divided genes) into in the population is evaluated.
- 3. Elimination of the worst.
- 4. Pairing.
- 5. Crossover create two new individuals from the chromosomes of the couple.
- 6. Next mutation

For our experiment we use MATLAB toolbox called Genetic Algorithms for Optimization Toolbox.

As a fitness function we have chosen integrated side lobe level (ISL), which is clearly defined as:

$$ISL = 2\sum_{k=1}^{N-1} |r(k)|^2,$$
(4)

where r is autocorrelation function. In our algorithm we start to find maximum value of first sidelobe of ISL. On Fig. 4.1 red line represents ISL and blue one AF. In second step, we performed minimization of the fitness function by predefined GA function in MATLAB. As was mentioned in third chapter, our optimization process estimates most convenient amplitude of signal u (t).



Figure 4.1: ISL and autocorrelation function

After GA processing, we get values of amplitude window (n samples). For better idea of comparison between e.g. Kaiser window (blue line) and generated values (red line) serves Fig.4.2. GA is calculated for 75 n samples, which are samples of the signal. We need to set maximum number of generations, n * 100, in order to reach compromise between the best result and CPU time. We set lower and upper bounds 0.2 and 1.2 to refine results and speed up the process. Note that results of each mutation differ.



Figure 4.2: GA results and Kaiser Window

Next Figure 4.3 depicts a partial result – ACF of optimized envelope end Kaiser window. Optimized amplitude (OA) has satisfactory properties. OA (red line) main-lobe is narrower than Kaiser (blue line). Peak value of the first side-lobe of OA reaches similar values of Kaiser side-lobe, which indicates sense of this solution. The problem is to approximate the red curve on Fig.4.2. Note that parameter alpha was chosen 5. It is trade-off between side-lobe level and main-lobe width.



Figure 4.3: ACF of OA and Kaiser window

Final part of our problem is to implement OA into ambiguity function and it is depicted on Fig.4.4.





On the figure are displayed two quadrants of optimized AF because of its symmetry. Optimized AF is analogical to the solution of optimized ACF with one difference – second dimension. As can be seen, the ridge of ACF, which is caused by Doppler shift, is now sharper than on fig.1. Also, Main side lobe is wider. Fig 4.5 shows one of the last opportunities for comparison – frequency domain characteristics.



Figure 4.5: Frequency domain characteristics, left - Kaiser window, right - GA window

Similar issue was discussed in article [4]; authors proposed utilizing GA for suppressing side-lobes of quad-phase code for monostatic and multistatic radars. The results of both papers could be comparable. In conclusion, almost every signal designer exploits AF and it only depends on designer's experiences how they use AF.

5. CONCLUSION

Our results show that GA optimization can improve signal characteristics. In first chapter, there is introduced AF and waveform that we analyzed. Goal of the article, which was to suppress sidelobes in AF by Genetic algorithm, was realized. Simulation was designed in MATLAB. Our results were compared with Kaiser window technique. Plots depict process of optimization and they help to describe it. Our further work will be focus on a spectral mask, which is important for next implementation of the LFM radar waveform. A spectral mask will be used as another criterial function in GA process.

- [1] MAHAFZA, Bassem R. *Radar systems analysis and design using MATLAB*. 2nd ed. Boca Raton: Chapman, 2005, 638 s. ISBN 15-848-8532-7.
- [2] LEVANON, Nadav a Eli MOZESON. *Radar signals*. Hoboken: Wiley, 2004, xiv, 411 s. ISBN 04-714-7378-2.
- [3] RAIDA, Zbyněk. OPTIMALIZACE V ELEKTROTECHNICE. FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ. [online]. [cit. 2015-03- 03]. Available from: http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/optimalizace/index.htm
- [4] CAPRARO, Christopher T., Ivan BRADARIC, Gerard T. CAPRARO a TSU KONG LUE. Using genetic algorithms for radar waveform selection. 2008 IEEE Radar Conference . IEEE, 2008, s. 1-6 [cit. 2015-03-03]. DOI: 10.1109/RADAR.2008.4720947.
- [5] N.PUROHIT, G., Arun MOHAN SHERRY a Manish SARASWAT. Optimization of Function by using a New MATLAB based Genetic Algorithm Procedure. *International Journal of Computer Applications*. 2013-01-18, vol. 61, issue 15, s. 1-5 [cit. 2015-03-04]. DOI: 10.5120/10001-4212.

LABORATORY TESTING OF THE COMMUNICATION BASED PROTECTION RELAYS

Mayada Daboul

Doctoral Degree Programme (3), FEKT BUT E-mail: xdabou00@stud.feec.vutbr.cz

Vojtěch Wasserbauer

Doctoral Degree Programme (2), FEKT BUT E-mail: xwasse02@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslava Orságová

E-mail: orsagova@feec.vutbr.cz

Abstract: The proper operation of control and protection applications in Substation Automation System (SAS) demands very high-speed and reliable communications that has being achieved by using IEC 61850. Moreover, the practical implementation and testing of protection scheme requires a communication system that can be conventional or high-speed peer-to-peer communication. This paper presents the evaluation of the performance advantage of GOOSE (Generic Object Oriented Substation Event) message over its conventional hard-wired counterpart for the same relays protection.

Keywords: IEC 61850 standard, GOOSE, peer-to-peer communication, functional testing

1. INTRODUCTION

Substation Automation Systems (SASs) is being increasingly implemented in transmission and distribution substations. Functions of substation automation are highly critical time and require a high reliability communication network [1]. Earlier, traditional method of communication in SAS was hard wired between protective relays. Currently, SASs are no longer composed of individual devices; In addition, protection and control are not independent technologies as long as they are now integrated using powerful communication links.

GOOSE model, which is part of the standards IEC 61850, provides the high-speed peer-to-peer communication among IEDs (Intelligent Electronic Devices) within the substation, for protection purposes. Ethernet Local Area Network (LAN) based communication provides more flexible, fast and reliable option [2].

SAS originates from multiple components, which have multiple functions and each component must be testable in order to perform the multiple distributed applications as are designed. Laboratory testing of protection schemes is preferred before commissioning to debug the interactions among IEDs in SASs.

This paper focuses upon the evaluation of the performance of GOOSE message advantage over the conventional hardwired testing for the same devices. It also shows laboratory setup used for this purpose.

2. MEASURING THE TRANSFER TIME

Measuring the messaging latency according to the one way trip messaging transferring latency method (Fig. 1, a) cannot reflects the real behavior of the device under test (DUT) based on defining the priority of the received messages, extract the information from the received messages, execute the inner functions and send the response to the communication network [3]. Thus, this paper will provide measuring the round trip transferring messages latency (Fig.1, b). The transfer time latency for messages is influenced by several parameters such as communication network

speed, communication network back ground traffic. Measuring the round-trip time for the messages form/till the publisher-subscriber-publisher involve five individual times as

$$t_{\rm RT} = t_{\rm out.TD} + t_{\rm in.D} + t_{\rm App} + t_{\rm out.D} + t_{\rm in.TD}, \tag{1}$$

where t_{RT} is round trip time, $t_{out.TD}$, $t_{in.TD}$ are the time out and time in for Tested Device that publish the GOOSE message, $t_{in.D}$ and $t_{out.D}$ are the time in and out for the second device, t_{App} is the application time for IED.

Therefore, several assumptions have to be made to achieve useful results. The first assumption is the network time can be neglect. This assumption can be achieved by using one high performance Ethernet switch within a 100mbit/s network. The second assumption is symmetry of the time in and time out for each device.



Fig. 1: Measured time, a) overall transfer time [4], b) round trip time

3. LABORATORY TESTING OF GOOSE MESSAGES

IEC 61850-7-2 has defined a generic substation event service that provides a fast and reliable distribution of input and output data values, including both digital and analogue values. This service is depended on the concept of an autonomous decentralization method that supports an efficient way allowing the simultaneous delivery of the same event information to more than one physical device by using the multicast services.

IEC 61850-7-2 has defined two classes of messages expressed as:

a) Generic object oriented substation event (GOOSE): supports the exchange of a wide range of possible common data organized by a Date-Set

b) Generic substation state event (GSSE): provides the capability to convey state change information.

Type of exchanged information is the major difference between GOOSE and GSSE services. The GSSE service only supports a simple list of status information; while the GOOSE service provides a flexible means to specify which information is to be exchanged. In this paper, only GOOSE service is based on the implemented applications.

The evaluation the timing performance of the GOOSE message transmission is crucial to realize its use in real time protection applications. In addition, the main aim of the measuring task is to verify that the performance of the IED publisher GOOSE messages are compliant with the IEC 61850 (not exceed 4ms). laboratory setup has included tow modern IEDs (REF615- ABB), IED Scout software, Ethernet switch, PC and modern configuration software tool (PCM 600) as illustrated in Fig.3, a.

According to the experiment initialization, there are many steps for integration GOOSE in the substation as are following:

1) Configuration DataSet in individual IEDs

Different Data in IED is grouped as DataSet which is always accompanied with the GOOSE message. Changing in the value of any Data Attributes of DataSet causes a new event and sent new GOOSE message.

2) Configuration Individual IEDs

After a published Data set has been set, the configuration shall be downloaded for at least all the subscribing IEDs. IEDs must be configured to obtain the System Configuration Description (SCD) files necessary for system configuration. All information about the configured relay and the published/subscribed GOOSE messages, are provided by the (SCD) files. In laboratory, IED2 has configured to publish GOOSE (START) when it operates under abnormal conditions (e.g. overcurrent) as in Fig. 2, a. Subscriber IED1 has configured to receive the GOOSE from the network and execute the internal function and then publish another GOOSE (TRIP).



b) Configuration of hard-wired signals

Fig. 2: Configuration of relay a) configuration of GOOSE, b) configuration of the signals

3) System Configuration for GOOSE

System configuration is the final and most important step that can be either via an independent IEC61850 configurator, or via the relay specific software (PCM600). In order to generate a (SCD) file and define GOOSE mapping, an independent system configurator can be used.

A simple verification test of GOOSE messages can be achieved using IEDScout. Local Area Networks (LAN) is used to interrogate and acquire the right GOOSE message during the testing processes.



a) System configuration of GOOSE b) System configuration of conventional testing Fig. 3: System configuration a) System configuration for GOOSE, b) configuration for convention

testing

From Eq. 1, the latency of the GOOSE messages for the tested device has been calculated t_{TD} as follows

$$t_{\rm TD} = t_{\rm RT} - t_{\rm App} \tag{2}$$

where: $t_{\text{TD}} = t_{\text{out.TD}} + t_{\text{in.D}} + t_{\text{out.D}} + t_{\text{in.TD}}$

From Fig. 4 a) the round trip time is 5ms.

The outcome from Eq.2 has been divided by two given the above mentioned assumption that t_{in} and t_{out} for IED are symmetric, t_{App} is related to IED. We can accept $t_{App} = 0$ for REF615. Thus the latency for one GOOSE message is

$$t_{\text{GOOSE}} = 1/2(t_{\text{RT}} - t_{\text{App}}) = 5/2 = 2.5 \text{ms.}$$
 (3)

4. CONVENTIONAL TESTING OF PROTECTION FUNCTION

Testing of protection in automation systems is significantly necessary in order to guarantee the proper operation of the functions. The interconnectivity tests, which are included in the protection tests, can specify whether the devices are able to exchange information or not. Moreover, the overall performance tests are required to determine whether the components of the engineering solution meet the requirements defined during the design stages.

Fig. 3, b presents the conventional testing of hard-wired protection and automation systems. Laboratory setup testing consists of two protection relays REF615-ABB, PCM 600 software for configuration the relays and to demonstrate the measured results.

Fig. 2, b shows the function configuration of IED2 in which the function protection operates under abnormal system conditions (e.g. overcurrent) the output START signal will active to allow the device to carry out the protection action; But if the circuit-breaker of this protection device failed this relay send message to input of IED1 that will trip this fault by sending TRIP signal to IED2 due to the hard-wiring between binary inputs and outputs of IEDs.

Fig. 4, b is showing the round trip time from/ to IED2. Thus, the delay time of these signals is computationally using Eq.3 as

$$t_{\text{signal}} = 1/2(t_{\text{RT}} - t_{\text{App}}) = 40/2 = 20 \text{ms.}$$
 (4)

5) File Fult Insert View Ontinos Window Help						File View Hele				
The part apple your dealer with the										
🕑 🖥 🏺 🕺 🗄		2 8 9 M 🖩 🖗	Q 100	× 🗾 ĝ[]ą́	NEN	Current Configuration	🖸 🔍 🛃 🔔 🔛			
	tinms	Measuring Signal	Instantaneous	RMS.	Name	IEDScout,GOOSE	Recording File Name : C:\PCMDataBase	s\Disturba	nceRecordings\Mayada\Subs	
Cursor 1:	4589.5	None				C. DOCUMENTS AND SETTINGS ADMIN	Disturbanc	e Sho	rt Report	
Cursor 2	4594.5	None					Disturbance Short Report			
C2 - C1	5.03		1				Disturbance Recordings In	nformat	ion	
C2+C1	9184.009						Device Information			
							StationId		REF615	
C1 fault inc						—	ObjectId		192.168.1.1	
Gi laun me	seption orginal						Fault Information			
							Lesin waterin theor and the en-		3/4/2015 7:26:14:384 PM	
C2: trip sign	al received						General Recordings Informati	on	50 Hz	
							Binary Time Diagram			
							Trig Date Time: 3/4/2015 7:26:	14:384 F	M	
			~1					m	S	
MK1K[2A1DR/R8D	13 R63.ST.Einput.ctVa		U1				5		-40	
									OC St SEND (63)	
MK1K[2A1DR/RBD	15 R6: ST Finout stva					- 62			OC_Tr_SEND (64)	
			r	12	1	1 1 1				
		4.600	4 400 (4 401	4.602	4 612	A 20A A 202 A 200				

Fig. 4: Test results

5. CONCLUSION

Conventional testing methodologies are based on tests scenarios, selected equipment, and analysis tools, preferably executed in a laboratory environment, under well-controlled conditions.

Functional testing based on IEC 61850 has proved that GOOSE provides a very flexible and fast, high-priority and reliable method for the exchange of substation events among IEDs for interlocking and protection purpose.

Comparison between two methods illustrated that IEC 61850 can be successfully used to replace conventional substation control and protection systems without any degradation in the overall performance of the system. The successful measuring of the round trip time for the GOOSE messages for the tested device has proved that this device is compliant with the IEC 61850 criteria

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I program (project No. LO1210)

- Zhang, L.X., Nair, N.C.: Testing protective relays in IEC 61850 framework, AUPEC '08, Australasian Universities Power Engineering Conference 2008, Sydney, Australia, 2008. ISSN 978-1-4244-4162-4
- [2] ALI, Ikbal and Mini S. THOMAS. GOOSE based protection scheme implementation & testing in laboratory. In: *ISGT 2011*. 2011, pp. 1-7, 2011, ISBN 978-1-61284-219-6.
- [3] MEKKANEN, Mike, Reino VIRRANKOSKI, Mohammed ELMUSRATI and Erkki ANTILA. Analysis and methodology for measuring the IEC61850 GOOSE messages latency: Gaining interoperability testing. In: 2014 World Congress on Computer Applications and Information Systems (WCCAIS). 2014.
- [4] International standard IEC 61850-5: Communication Networks and Systems in Substations, Communication requirements for functions and device models. 2003.

ASSESSMENT OF NOISE SOURCES IN RESISTORS

Tomáš Kuparowitz

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkupar01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Sedlák

E-mail: sedlakp@feec.vutbr.cz

Abstract: Thermal noise and 1/f noise are investigated at room conditions in three kinds of basic off-the-shelf resistors. Samples of carbon film, metal oxide, and cement fixed wire-wound resistors are evaluated. Measurement setup is created to acquire their noise spectral density. Their Noise Index and Hooge's constant are calculated and their useability in low-noise measurement setup is assessed.

Keywords: thermal noise, 1/f noise, noise index, noise spectral density, metal oxide film resistor, carbon film fixed resistor, cement fixed wire-wound resistor

1. INTRODUCTION

Undesired signal fluctuations, also referred to as noise, are common rudimentary processes in all passive and active electronic devices. The understanding of noise turns out to be an important aspect of modern electronics. Because noise level evaluation prove very useful in quality assessment of electronic components [1]. The right choice of such components will positively influence the overall capabilities and class of the device it's used to make. Inversely, the overall noise assessment of electronic device may hint the perks and limitations of such appliance [2].

Understanding and evaluation of several kinds of off-the-shelf resistors is motivation for the remainder of this paper. In the following section this paper introduces elementary noise concepts of resistors. Section 3. Experimental setup describes employed setup for measuring noise of resistors. Resistors attributes and quality are assessed in section 4. Results and discussion. In conclusion to this paper judgment of the experiment and of the resistors tested is presented.

2. NOISE IN RESISTORS

The sources of electronic noise could be divided into two separate groups: *Intrinsic* and *Extrinsic* noise [3].

2.1. Extrinsic noise

Extrinsic noise is generated by influences from outside of the measured electronic circuit. Individual components (such as coils, resistors, wires etc.) exhibit this sort of noise because they act as an antenna for external electromagnetic signals. Two main sources of extrinsic noise exist: 1) Useful signals from different circuits or machines, passed in through parasitic coupling. This category has the advantage that it might be deterministic. 2) Environmental perturbations, such as sun winds, etc. Advantage of extrinsic noise is that it might be shielded against. Good instrument design will help to minimize extrinsic noise.

2.2. INTRINSIC NOISE

Noise induced by circuit's components itself. Every non-ideal electronic element will contribute to the total level of intrinsic noise of the device. These sources of noise have undesirable effects on

the working signal. Two main common attributes of all sources of intrinsic noise are randomness and low amplitude.

Various kinds of intrinsic noise are commonly classified into several types; see [4]. In resistors *thermal noise* and 1/f noise are prevalent.

Thermal noise is pervasive in all electronic components across the whole frequency spectrum. Its origin is attributed to the random motion of free electrons inside conductive material. The thermal noise is exhibited in a form of white noise, therefore it follows that it's mean value will be zero. For resistors it may however be described in the means of its voltage spectral density

$$S_U(f) = 4kTR \left[V^2 s \right] \tag{1}$$

where k is Boltzmann's constant, T the temperature of measured component in kelvins, and R is its resistance. From equation (1) it follows, that the RMS of thermal noise will linearly depend on temperature and resistance of measured resistor.

1/f noise appears at low-frequencies with spectral density that depends inversely on frequency. 1/f noise is commonly found to be present in great range of systems [5]. Such systems encompass electronics, physics, biology and other fields of science.

In electronics this phenomenon hampers the operation of numerous devices and circuits. It may be significant impediment to development of practical applications. Therefore it is useful to expect its effects and to know its ratings for components used. This noise is usually found at frequencies below 100 kHz. [5]

Despite its great influence and length of research in electronics, the physical source of 1/f noise remains uncertain. In resistors it has been experimentally established, that its level changes with voltage applied to the resistor, within measurement bandwidth, given the equation [3]

$$S_{U}(f) = \frac{CV_{DC}^{2}}{f} \left[V^{2}s\right]$$
⁽²⁾

where V_{DC} is potential applied to the resistor, and C represents Hooge's constant [6] that reflects material and manufacturing process of given resistor. Note that for resistors, made from the same material and using the same technique, the 1/f noise does not depend on its resistance value. The noise then depends solely on voltage applied.

One common merit, used to classify 1/f noise of a resistor, is its Noise Index (NI). It is defined as a ratio of RMS value of the $V_{1/f}$ in μV over the potential applied to the resistor in V, in one decade of frequency [7]. System, fitted by exponential function $V_{1/f}^2 = a \cdot f^{-1}$ would have in single decade

NI =
$$\frac{10^6 V_{1/f}}{V_{DC}} = \frac{10^6 \sqrt{a \cdot \ln 10}}{V_{DC}} \left[\frac{\mu V}{V}\right]$$
 (3)

Note that the NI is often denoted in dB. Consequently, combining equations (2) and (3), the value of constant C, which depends on NI, can be induced

$$C = \frac{(\text{NI})^2}{\ln 10} = \frac{a}{V_{DC}^2}$$
(4)

3. EXPERIMENTAL SETUP

The block diagram of the electrical measuring setup is given in Figure 1. Battery based power source generates potential $U \in 0..12 \text{ V}$ across two resistors, connected in series. R_s serves as bleeder resistor. Measured load resistor R_L is connected by both terminals to low-noise preampli-

fier PA15 (3S Sedlak, Ltd). Measured signal is than routed to an amplifier and selective band filter AM22 (3S Sedlak, Ltd). Intensified signal is propagated via coaxial shielded cable to an analogdigital converter HS3 (TiePie Engineering), which in turn is connected to measuring PC by USB cable. The power source, measured sample, and both amplifiers are shielded from extrinsic sources of noise, using grounded metal box.



Figure 1: Measurement setup diagram

Measurement is controlled through connected PC, running MATLAB script. Sampling frequency of the AD converter and the limits of the band filter are dynamically adjusted by the program, in order to honor the Nyquist–Shannon sampling theorem. See Tab. 1 for reference of individual measured bandwidths. The measurement software performs FFT for the designated bandwidth, calculating it's noise spectral density. Each measurement is repeated in excess of 20 times per bandwidth and the results are averaged. Invalid measurement sweeps are discarded, following the Chauvenet's criterion, with maximum allowable deviation of 10 samples.

	Band 1	Band 2	Band 3	Band 4	Band 5
Sampling frequency	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz
High-pass filter	0.1 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz
Low-pass filter	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz

Tab. 1: Measurement bandwidth setup

Three kinds of ordinary off-the-shelf resistors were evaluated for the purpose of this paper: 1) Metal oxide film resistor 10 k Ω . 2) Carbon film fixed resistor 10 k Ω . 3) Cement fixed wire-wound resistor 10 k Ω .

Two specimens of each type of resistor were used to construct three samples. One resistor of the pair was used for R_L and the other for R_S , as shown in the measurement setup diagram. Thus both the R_L and the R_S should have the same properties.

4. RESULTS AND DISCUSSION

Preliminary noise background measurement was performed. During this measurement the input of the preamplifier was shorted. The result is the green curve shown in Figure 2a. Remaining curves in mentioned figure are open-circuit characteristics of each sample. These curves correspond to 0V across R_L (the power source is removed from the measurement circuit altogether).

Resistor noise spectral density measurement was performed with power source step $\Delta U=3V$ for each resistor pair. This translates to 1.5 V increment across R_L per measurement. Acquired data are plotted in Figure 2b-d. Each graph is reserved for single measurement sample for clarity. Note the difference in y-axis limits of each sample.

Thermal noise spectral density of 10 k Ω resistor (at room temperature) should using equation (1) evaluate to $1.66 \times 10^{-16} \text{ V}^2 \text{ s}$. This assumption was met very precisely by carbon film and metal oxide resistors. Wire-wound resistor had slightly lower thermal noise than expected.

By closely examining the measured data plots, little ripples could be observed at regular intervals of some curves. This nonconformity is due to the switching and averaging over different frequency bands during measurement; see Tab. 1. Increasing the number of measurement sweeps would 'iron'


down these ripples. This approach is impractical though, because the power source is battery driven.

Figure 2: Measured noise spectral density characteristics; **a)** background noise (shorted preamplifier) and open circuit characteristics of each resistor; **b)** carbon film resistor voltage characteristics; **c)** metal oxide resistor voltage characteristics; **d)** wire-wound resistor voltage characteristics

Vigilant reader might have noticed, that per sample curves in Figure 2a are redundant, since they are repeated in Figure 2b-d (as 0 V). Their placement in Figure 2a serves to delineate the influence background noise of preamplifier has on the measured signal at low-frequencies. The relation of the interference points to diffusion noise as being the likely candidate. The placement and amplitude of background noise is unfortunate (but not lethal) for 1/f noise measurement of 10 k Ω resistors. The reason being that at frequency 10 Hz it collides with thermal noise level of such resistor.

	1.5 V		3.0 V		4.5 V		6.0 V	
	Ni _{dB}	С						
Carbon film	-10.81	3.60e-14	-8.71	5.83e-14	-3.65	1.87e-13	-2.26	2.58e-13
Metal oxide	-26.74	9.20e-16	-32,17	2.63e-16	-35.24	1.30e-16	-35.37	1.26e-16
Wire-wound	-30.30	4.05e-16	-35.69	1.17e-16	-38.40	6.28e-17	-40.02	4.32e-17

Tab. 2: Noise Index (NI) and Hooge's quality index (C) calculated for measured resistors per voltage

Assessment of low-frequency noise was hampered by the interference of measuring equipment. In concordance with theory, noise spectral density tends to rise with voltage applied to resistor. Except for carbon film resistor, whose 1/f noise was very significant even in high frequencies, the low-noise relations had to be extracted by fitting from very noisy signal. Using (3) and (4), the NI

and C were calculated from coefficient a of the fitted curve and are shown in Tab. 2. Comparison of common industry values of NI could be found here [3]. Note that NI should be constant with varying voltage applied to resistor. Not being so is likely due to fallible measurement setup. While NI of carbon film resistor increases with applied voltage (the resistor gets noisier), NI of metal oxide and wire-wound resistors decrease with the factor of 100 times with growing potential. This behavior is likely caused by the discussed background noise.

5. CONCLUSION

Noise measurement setup was created. Noise of 10 k Ω off-the-shelf carbon film, metal oxide, and wire-wound resistor was assessed. Thermal noise values were in concordance with literature. 1/f noise deduction was aggravated by the equipment setup noise, but satisfactory values were reached by fitting. Overall values of NI are in agreement with the literature (for standard commercial components). Overall findings were satisfactory. Wire-wound resistor even proved to be less noisy than expected.

Both wire-wound and metal oxide resistors proved to be good candidates to be used in low-noise applications. It is to be noted though, that the best effort went into shielding the measurement setup from extrinsic sources of noise. Wire-wound resistor might be highly susceptible to equivalent series inductance in real setup and could act as an antennae to pick-up parasitic signals.

Problems with the measurement background noise could be tackled in the future. In particular two methods reportedly exist to limit the interference: 1) $0^{\circ}/90^{\circ}$ subtraction method [7], and 2) 45° cross correlation technique [8]. Their use would however imply re-factoring of the measurement setup.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-14-2240.

- [1] L.K.J. Vandamme, Noise as a diagnostic tool for quality and reliability of electronic devices, IEEE Trans. Electron Devices. 41 (1994) 2176–2187. doi:10.1109/16.333839.
- [2] M.S. Zarnik, V. Sedlakova, D. Belavic, J. Sikula, J. Majzner, P. Sedlak, Estimation of the long-term stability of piezoresistive LTCC pressure sensors by means of low-frequency noise measurements, Sensors Actuators A Phys. 199 (2013) 334–343.
- [3] Vasilescu Gabriel, Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications.-Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2005.
- [4] Balandin, A.A. Noise and Fluctuations Control in Electronic Devices (American Scientific Publishers, Los Angeles, 2002)
- [5] BALANDIN, Alexander A. Low-frequency 1/f noise in graphene devices. Nature Nanotechnology. 2013, vol. 8, issue 8, s. 549-555. DOI: 10.1038/nnano.2013.144.
- [6] HOOGE, F.N. 1/f noise. *Physica B+C*. 1976, vol. 83, issue 1, s. 14-23. DOI: 10.1016/0378-4363(76)90089-9.
- [7] J. H. SCOFIELD. AC Method For Measuring Low-Frequency Resistance Fluctuation Spectra. Review Of Scientific Instruments, 58(6):985–993, June 1987.
- [8] J. S. MOON, A. F. MOHAMEDULLA, and N. O. BIRGE. Digital measurement of resistance fluctuations. Review Of Scientific Instruments, 63(10):4327–4332, October 1992.

SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE HORN ANTENNA FOR 60 GHZ BAND

Jiří Lambor

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xlambo01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Láčík, Zbyněk Raida E-mail: lacik@feec.vutbr.cz, raida@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper presents the design and fabrication of a H-plane substrate integrated waveguide (SIW) horn antenna. The antenna operates at 60 GHz band and is equipped with a SIW-to-WR-15 transition. Experimental results prove that the antenna achieves the gain of 11.5 dBi and the impedance bandwidth of 14 % for the reflection coefficient less than -10 dB. The antenna was designed with the help of CST Microwave Studio.

Keywords: Substrate Integrated Waveguide, H-plane horn

1 INTRODUCTION

Wireless communication in 60 GHz band is suitable for short range communication, e.g. for Personal Area Network (PAN), due to the fact that millimeter waves demonstrate higher free space attenuation with respect to microwaves. This property allow to operate with higher level of security and reduced interference with other wirless systems.

A Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology is very promising candidate for millimeter wave applications. Mainly due to the facts, SIW is electrically similar to a conventional waveguide and can be easily integrated with planar circuits. In addition, it can be easily fabricated by a low cost printed circuit board process.

A SIW horn antenna has poor radiation pattern in the E-plane caused by the constant height of a substrate. This disadvantage can be reduced by a printed structure placed in horn aperture [1]. Other approach using a perforated dielectric slab can also lead to this disadvantage reduction [2].

The aim of this paper is to manufacture a functional antenna which can be used for experimental links operating at 60 GHz band. The advantage of presented antenna design is its low-cost manufacture, small dimensions and suitability of its application for 60 GHz band due to the appropriate signal propagation properties in the SIW.

This paper reports design of a H-plane SIW horn antenna operating at 60 GHz band. The paper is organized follows. Section 2 deals with the design of individual antenna parts, i.e. a SIW, a horn radiator, and a transition from SIW to a conventional metallic rectangular waveguide WR-15. Section 3 presents simulated and measured results and Section 4 concludes the paper.

2 ANTENNA DESIGN

The antenna is composed from 3 main parts: a SIW, a SIW H-plane horn radiator, and a SIW-to-WR15 transition. The structure is depicted in Figure 1. Designed SIW is based on a planar dielectric substrate with top and bottom metal layers perforated by metalized holes. It operates in the fundamental mode TE_{10} . The SIW used in the antenna was designed according to the approach described in [3] and [4] on the substrate Arlon Cuclad 217 and for the cut-off frequency of the fundamentals



Figure 1: Antenna structure.

mode TE_{10} 48 GHz. Respectively the final parameters of SIW structure are summarized in Table 1, with parameters with respect to Figure 2.

ε _r [-]	$f_c[GHz]$	d[mm]	<i>p</i> [mm]	<i>a</i> [mm]	$a_r[mm]$
2.17	48	0.5	0.76	2.1	2.5

Table 1: Parameters of SIW.

The H-horn radiator is also based on the SIW technology. Its design is similar to a conventional horn radiator. Due to the constant height of the substrate, it is only possible to make the extension in the H-plane. The whole design procedure is described in [5]. For the improvement of the antenna radiation and its matching to feeding waveguide, the method presented in [6] was exploited. Contrary to this reference, the frequency band is moved from 15 GHz to 60 Ghz. The radiator has been modeled and designed with the help of CST Microwave Studio. The outline of the horn radiator is shown in Figure 2, and its parameters are summarized in Table 2.



Figure 2: Model of SIW horn radiator.

A[mm]	R_H [mm]	<i>L</i> [mm]	s[mm]
15.80	13.34	1.30	0.12

 Table 2: Horn radiator parameters.

To feed the horn antenna (the horn radiator and the SIW) by a conventional waveguide WR15, the transition from SIW-to-WR15 was designed. The cross-section of the designed transition is illustrated in Figure 3.

3 FABRICATION AND MEASUREMENT

The antenna was fabricated by a laser engraving on the substrate Arlon Cuclad 217. The transition SIW-to-WR15 was machined. The fabricated sample of the antenna without the transition is depicted in Figure 4 and compared to 1 Czech crown coin (CZK).



Figure 3: Cross-section of SIW-to-WR15 transition and its dimensions.

Figure 4: Realized SIW horn radiator.

Frequency response of the reflection coefficient was measured by a vector network analyzer Rohde & Schwarz ZVA67 and the measurement results are depicted in Figure 5. Measured trace is similar to simulation results leading to satisfactory agreement between designed and manufactured antenna. Obviously, the impedance bandwidth of the antenna is 14 % for the reflection coefficient less than -10 dB.

The radiation pattern of the antenna was measured in an anechoic chamber. The measured and simulated results in the E and H plane are depicted in Figure 6 and 7, respectively. The very good agreement between the simulated and measured data is obvious from these figures. The measured gain of the antenna is 11.5 dBi.

4 CONCLUSION

The paper has described the design of H-horn SIW antenna with the SIW-to-WR15 transition. The measured results proves that the antenna achieved the gain of 11.5 dBi and the impedance bandwidth of 14 % for the reflection coefficient lower than -10 dB. The problematic aspect of the whole structure is the SIW-to-WR15 transition. The front part of the aluminium transition is a plane reflector. This reflector takes part in the forming of the radiation pattern. In future work, the influence of this reflector should be minimized.







Figure 6: Radiation pattern of antenna in E-plane at frequency 60 GHz.



Figure 7: Radiation pattern of antenna in H-plane at frequency 60 GHz.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was supported by the Czech Grant Agency project no. P102/12/1274 and by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-S-14-2483. The research is the part of the COST Action IC 1102 which is financially supported by the grant of the Czech Ministry of Education no. LD12012. The research was performed in laboratories supported by the SIX project; the registration number CZ.1.05/2.1.00/03.0072, the operational program Research and Development for Innovation.

- ESQUIUS-MOROTE, M., FUCHS, B. and MOSIG, J. R. Novel Thin and Compact H-Plane SIW Horn Antenna. In: IEEE transactions on antennas and propagation. IEEE, 2013, p. 2911 - 2920. ISSN 0018-926X.
- [2] YANG, C., ZU-PING, Q., YING-SONG, Z., JUN, J., and WEN-QUAN, C. Bandwidth Enhancement of SIW Horn Antenna Loaded With Air-Via Perforated Dielectric Slab. In: IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. IEEE, 2014, p. 571 - 574. ISSN 1536-1225.
- [3] KE WU, DESIANDES, D. and CASSIVI, Y. *The substrate integrated circuits a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics*. In: 6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service. Niš, Serbia: TELSIKS, 2003, P III-P-X vol.1. ISBN 0-7803-7963-2.
- [4] BERGE, L. A. and BRAATEN, B. D. Comparison on the Coupling Between Substrate Integrated Waveguide and Microstrip Transmission Lines for Antenna Arrays. In: 7th European Conference Antennas and Propagation. Göteborg, Sweden: EuCAP, 2013, p. 2416 - 2419. ISBN 978-1-4673-2187-7.
- [5] K. NIKOLOVA, Natalia. Modern Antennas in Wireless Telecommunications ECE753. LECTURE 18. Horn Antennas. In: mcmaster.ca [online]. Aviable on: http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna_dload/current_lectures/L18_Horns.pdf
- [6] ESQUIUS-MOROTE, M., FUCHS, B. and MOSIG, J. R. A new type of printed Ku-band SIW horn antenna with enhanced performances. In: Antennas and Propagation (ISAP). Nagoya, Japan: ISAP, 2012, pp. 223 - 226. ISBN 978-1-4673-1001-7.

CHALENGES OF INTEGRATION OF SMART ANTENNAS IN AD HOC NETWORK

Nermin Makhlouf

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT E-mail: xmakhl00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslav Koton

E-mail: koton@feec.vutbr.cz

Abstract: Due to the need for increasing exchange and share data, users demand easy connectivity and fast network wherever they are. Recently, users are interested in interconnecting all their personal electronic devices together using Mobile Ad Hoc NETwork (MANET). The capacity of ad hoc network can be limited because of interference. When a smart antennas system is integrated in such network, we can achieve significant spatial reuse, decreasing the interference and thereby increasing the capacity of the network. In this paper we examine the challenges at medium access control caused by integration of smart antennas system in ad hoc networks.

Keywords: MANET, MAC, Routing, Smart antennas.

1. INTRODUCTION

Firstly, A MANET was sponsored by the United States (U.S.) Defense Advanced Research Projects Agency (DARPA) in the early 1970s.and it was called packet radio system. The packet-radio systems predated the Internet and, indeed, were part of the motivation of the original Internet protocol (IP) suite. Later DARPA experiments included the Survivable Radio Network (SURAN) project, which took place in the 1980s. The third wave of academic activity on Wireless Ad-Hoc Networks started in the 1990s, especially with the wide usage of inexpensive 802.11 radio cards for personal computers[1].

A Mobile ad hoc network is a wireless network of mobile nodes connected by a wireless link without central control [2][3]. Each node in a MANET can move independently in any direction, therefore links to other devices will change frequently. And each node makes its decision based on the network situation, without any reference infrastructure and nodes can thus behave as routers or hosts.

The use of smart antennas in cellular networks has increased capacity by reducing interference and enabling spatial reuse of spectrum. Typically these antennas are deployed at base-stations in these networks to sectorize cells and focus transmissions in particular directions [4][5]. A Smart antennas is an array of antenna elements which provided by signal processing algorithms to improve the received signal [6][7].

In this paper: we review the smart antenna basics and models in section 2. Section 3 specifies the medium access control protocols for MANETs. Approaches proposed for directional medium access control is in section 4. Final section is conclusion.

2. SMART ANTENNA

Typically, an ad hoc network uses omnidirectional antennas which can transmit and receive signals equally from all directions. Since two nodes communicate using a given channel, all the other neighboring nodes keep silent. Thus the capacity of an ad hoc network that uses such antennas is limited[8].

Smart antennas allow the energy to be transmitted or received in a particular direction as opposed to disseminating energy in all directions[9]. Typically these antennas are deployed at base-stations in cellular networks to sectorize cells and focus transmissions in certain directions. A Mobile ad hoc network (MANET) consists of a set of wireless mobile stations (nodes) communicating through wireless channels, without any fixed backbone support. Its topology changes continuously and randomly without the aid of any centralized administration. The ability of smart antennas to direct their radiation energy toward the direction of the intended node while suppressing interference can significantly increase the network capacity compared to a network equipped with omnidirectional antennas because they allow the communication channel to be reused [10]. In other words, nodes with smart antennas focus only on the desired nodes and allow the neighboring nodes to communicate. In contrast nodes with omnidirectional antennas keep the neighboring nodes silent during their transmission as shown in Fig. 1



Fig. 1. Capacity of a network with omnidirectional antennas and a network with smart antennas

There are two types of directional antennas systems: the first one is switched beam (sectorized) antenna systems in which multiple fixed beams are possible. The switched beam systems presents a predetermined set of beams which can be selected as appropriate. For a switched beam antenna with *K* beams, the width of each beam is $2\pi/K$ radians. A directional transmission would then cover one of these *k* fixed sectors as illustrated in Fig. 2.



Fig. 2. Switched beam antenna system

The other type is steerable beam systems (adaptive) in which the main lobe of the antenna can be focused toward the user of interest and nulls in the direction of the interference. Thus, if a node wants to communicate with its neighbor, it can adaptively steer its beam so as to point the main lobe towards that neighbor in a mobile scenario as well [11].

Gain and directivity are intimately related in antennas. Gain is a measure of increase in power. The gain of a directional antenna is typically higher than that of an omni-directional antenna. Directional antennas can have larger directional range as compared to an omni-directional antenna[12]. The gain of a directional antenna in a particular direction \vec{d} is defined as:

$$G\left(\vec{d}\right) = \eta \frac{U\left(\vec{d}\right)}{U_{ave}} \tag{1}$$

Where η is the efficiency of the antenna which acounts for losses. $U(\vec{d})$ is the energy in the direction \vec{d} . U_{ave} is the energy over all directions.

The direction of peak gain is referred to the main lobe of the antenna.

3. MEDIUM ACCESS CONTROL FOR MANETS

The popular Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection (CSMA/CD) MAC method is used for wired network. In CSMA/CD, when a node wants to send over the network, first it sense the wire medium whether it's idle or busy. If it's idle, the node sends its data with sensing the medium continually. Otherwise, the node delays its transmission to avoid a collision with existing packets. While in the wireless networks, the signal strength is inversely proportional to the square distance from the transmitter node, thus nodes, which are out of transmitter's range, can't sense the transmitted signal and may cause problems. For example, there are three nodes A. B. C. Node B is within the range of each nodes A and B, node C is out of the range of A. Node A wants to send to B, wherefore node A waits until the medium is idle, then A starts transmitting to B. Node C wants to send to node B while B is receiving data from A. But C can't sense the transmitted signal from A, thus C starts transmitting to B causing collision at node B. This problem is called hiddenterminal problem. Another problem when there are four nodes A, B, C, D. Nodes B and C are within the range of both nodes A and D, but D is out of A's range. While node B is transmitting data to node A, node C wants transmitting data to D. But C senses the transmitted signal from A, thus C delays its transmission to D. Even through a transmission from C does not interfere with the reception at node A, this case is called exposed terminal problem.

The Multiple Access Collision Avoidance (MACA) protocol uses two additional packets, Request To Send "RTS" and Clear To Send "CTS", to reduce the collision at receiver. These packet are shorter than data packets, however, they contain the length of the data frame that will follow. The IEEE 802.11 standard determines Distributed Coordination Function (DCF) which is used widely for infrastructureless network like MANETs to reduce the possibility of collisions. This MAC protocol dependes on the concept of Carrier Sense Multiple Access with Collission Avoidance (CSMA/CA)[13]. When the frame size exceeds a certain threshold, CSMA/CA allows nodes to exchange training frames before the data transfer as shown in Fig. 3 whose details can be found in [11]. A node can access the channel if the sensed signal is below a certain value which called threshold. If a node hears an RTS/CTS frame, it will set its Network Allocation Vector (NAV) to defer itself from access until the end of the ongoing data transmission. The IEEE 802.11 DCF uses a back off mechanism.



Fig. 3. The MAC protocol used for MANETs

4. MAC PROTOCOL USING DIRECTIONAL ANTENNAS

The paper supposes that there is a MANET of n Mobile Nodes (MNs), each MN has smart antennas with non-overlapping directions and all nodes use the same wireless channel. The antennas of a node cover all directions. The RTS and CTS messages are assumed to contain location information of both the sender and receiver; this in turn helps transmit (or receive) the DATA and ACK messages directionally[14].

There are two approaches proposed for directional medium access control in [12]: Aggressive Collision Avoidance approach and Conservative Collision Avoidance approach. In the the aggressive collision avoidance approach, a node can start a new transmission in spite of receiving an RTS or CTS sent by others nodes. The handshake is used only for ensuring that the receiver is not busy sending or receiving. While in conservative collision avoidance approach a node is always prevented from transmitting when it receives an RTS or CTS. The performance evaluation shows that both approaches outperform the IEEE 802.11 MAC with omnidirectional communications. These approaches suffer from high collisions rate because of their dependence on omnidirectional mode for the transmission or reception of control packets in order to establish directional links. Another approach had been studied in[15]. This is called Receiver Oriented Multiple Access (ROMA) which uses multi-beam antenna arrays (MBAA) as shown in Fig. 4. ROMA computes a link activation schedule in each time slot using two-hop topology information. Thereby a significant improvements on network throughput and delay can be achieved. However, ROMA does not take into account nodes mobility.



Fig. 4. The multi-beam Antenaa array

In [16] Location and Mobility Aware (LMA) MAC protocol is developed for Vehicular Ad hoc NETworks (VANETs). The predictive location and mobility of the vehicles are adopted to provide robust communication links while using the directional beams. The LMA protocol predicts the transmission angle between the transmitter and receiver. The predicted angle is not accurate, because the moving angle of the destination can be changed during the data transmission thus causing data loss. This protocol can be enhanced by using the Directional Beacon (DB) mechanism which makes the mobile nodes get the update of mobility information via DB after any change of one nodes moving angle or speed. If nodes move regularly, the predicted angle can be more accurate.

However, new challenges is appeared with the directional communications, such as deafness and hidden terminal problems. Two types of deafness is shown in the Fig. 5. The first scenario in the Fig. 5 shows that node N does not know about the transmission between S and D, so if it has a packet to send to node A it sends RTS but node N does not hear. In the second scenario, node N1 sets its DNAV for beam 3 because of receiving CTS from the destination. Node N2 sets DNAV for beams 4 and 2 because of receiving RTS and CTS. If node N2 has a packet to send to N1, it starts sending RTS to N1 from beam 1, thus the deafness is occurred.



Fig. 5. Two scenarios of deafness

A new directional MAC protocol has been proposed in [7], it includes a new scheme to inform its neighbors who was deaf because of other communications. Thus it solves the deaf node problem. Moreover it prevents the hidden node problem. Each node has Multiple beam smart antenna (MBSA) with non-overlapping directions that covers all directions around the node(2π rad). If a node wants to send a packet, the RTS/CTS handshake is occurred directionally between the source and the destination. If it is completed, the communicating nodes send RTS/CTS simultaneously through all beams excepted the data communicating beams. Then they start transmitting data using the beam pointed each others and prevent the other beams from transmission and reception. when the neighbors hear a packet they set DNAV for that beam. After transmitting data, the idle neighbor of the node, which has just completed their transmission, will send a Neighbor Information Packet (NIP) to this nodes to be aware about ongoing communications in the network. Thus by using this method of simultaneous transmission of RTS/CTS and transmission of NIP, the deaf and hidden node problem are prevented.

5. CONCLUSION

In this paper we examine the challenges of integration of directional antennas in mobile ad hoc network. The medium access control protocol will have to be modified in order to exploit the use of such antennas for collision avoidance and spatial reuse.

Directional antennas allow the interference to be reduced and hence the overall capacity of ad hoc networks to be improved. However, the proposed protocols can not overcome some of the problems that arise due to the use of smart antennas. Challenges remain and the area is still open for future research.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

- [1] X.-Y. Li, "Introduction," in *Wireless Ad Hoc and Sensor Networks Theory and Applications*, United States: Cambridge University, 2008.
- [2] G. Aggelou, Mobile Ad Hoc Networks: From Wireless LANs to 4G Networks. 2005, p. 475.
- [3] I. Chlamtac, M. Conti, and J. Liu, "Mobile ad hoc networking: imperatives and challenges," *Ad Hoc Networks*, pp. 153–158, 2010.

- [4] a. S. Acampora and S. V. Krishnamurthy, "A new adaptive MAC layer protocol for wireless ATM networks in harsh fading and interference environments," *Proc. ICUPC 97 6th Int. Conf. Univers. Pers. Commun.*, vol. 8, no. 3, pp. 328–336, 2000.
- [5] S. V. Krishnamurthy, A. S. Acampora, and M. Zorzi, "Polling-based media access protocols for use with smart adaptive array antennas," *IEEE/ACM Trans. Netw.*, vol. 9, no. 2, pp. 148–161, 2001.
- [6] A. A. Ansari, "Performance Comparison for Omnidirectional and Directional MAC Protocols for Ad hoc Network," *Int. J. Comput. Appl.*, vol. 70, no. 21, pp. 26–31, 2013.
- [7] M. N. Alam, M. A. Hussain, and K. S. Kwak, "Neighbor initiated approach for avoiding deaf and hidden node problems in directional MAC protocol for ad-hoc networks," *Wirel. Networks*, vol. 19, pp. 933–943, 2013.
- [8] P. Gupta and P. R. Kumar, "The capacity of wireless networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 46, no. 2, pp. 388–404, 2000.
- [9] M. a Abdala and A. K. Al-zuhairy, "Integration of Smart Antenna System in Mobile Ad Hoc Networks," *Int. Jouranl Mach. Learn. Comput.*, vol. 3, no. 4, pp. 342–346, 2013.
- [10] S. Yi, Y. Pei, and S. Kalyanaraman, "On the capacity improvement of ad hoc wireless networks using directional antennas," *Proc. 4th ACM Int. Symp. Mob. ad hoc Netw. Comput. -MobiHoc '03*, pp. 108–116, 2003.
- [11] Y. Chen, J. Liu, X. Jiang, and O. Takahashi, "Throughput analysis in mobile ad hoc networks with directional antennas," *Ad Hoc Networks*, vol. 11, no. 3, pp. 1122–1135, 2013.
- [12] R. Ramanathan, "On the performance of ad hoc networks with beamforming antennas," *Proc.* 2nd ACM Int. Symp. Mob. ad hoc Netw. Comput. MobiHoc '01, pp. 95–105, 2001.
- [13] N. Makhlouf and P. Vajsar, "Mac Protocols in Mobile Ad Hoc Networks," *Int. J. Adv. Telecommun. Electrotech. Signals Syst.*, vol. 1, no. 1, pp. 9–12, 2012.
- [14] N. Makhlouf and P. Vajsar, "MAC Protocls for MANET Networks with Directional Antennas," in *nformation and Communication Technologies - International Conference*, 2013, pp. 301–304.
- [15] L. Bao and J. J. Garcia-Luna-Aceves, "Receiver-oriented multiple access in ad hoc networks with directional antennas," *Wirel. Networks*, vol. 11, pp. 67–79, 2005.
- [16] K. Feng, "LMA : Location- and Mobility-Aware Medium-Access Control Protocols for Vehicular Ad Hoc Networks Using Directional Antennas," vol. 56, no. 6, pp. 3324–3336, 2007.

THE DEVELOPMENT OF THE IMPEDANCE MEASURED BY DISTANCE RELAY

Kinan Wannous

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xwanno00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Toman

E-mail: toman@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper explains the possibility of implementation of a model of a quadrilateral characteristic type of distance relay with the zones using MATLAB/SIMULINK package. SimPowerSystem was used to present modeling of distance relay. The quadrilateral R-jX plain was created to show the trajectory of measured impedance using the distance relay. The relay identifies the fault locations as expected. The impedance path reflects to the power system model under fault conditions. The goal of this paper is to describe the building and designing distance relay characteristic using Simulink model, inside the modeling, impedance calculation, zone coordination were designed.

Keywords: distance relay; quadrilateral characteristic; power system protection; near-to-generator short circuit; SIMULINK.

1. INTRODUCTION

Distance protection forms the basis for network protection in transmission, as well as interconnected distribution network. Distance protection is usually faster and more selective than over current protection. It is also less susceptible to changes in relative source impedances and system conditions [1]. Fully digital distance protection utilizes microprocessor technology with analogue to digital conversion of the measured values (currents and voltages) computed (numerical) distance determination and digital processing logic. For correct function of the relays there is necessary to take care about all possible states during transient phenomena in power systems. At present very useful and comfortable way of short circuit calculation technique is modeling and simulation in sophisticated mathematical tools. These techniques can be also used for power system protection setting and coordination. The example of simulation tool is MATLAB/SIMULINK which is a convenient and interactive tool for both numerous analysis and direct communications with relay's test program. Digital distance protection is a universal shortcircuit protection. It's mode of operation is based on the measurement and evaluation of the shortcircuit impedance, which is named by the algorithm of digital distance relay. They are used to calculate line impedance by measurement of voltages and currents on one single end. For example, for MHO and quadrilateral relay type distance relays, the relays compare the set impedance with the measured impedance to determine if the fault is inside or outside the protected zone. They immediately release a trip signal when the impedance value is inside impedance of the zone 1 of distance relay. For secure protection consideration the confirmation of a fault occurrence is not made until successive trip signals. An analysis of fault scenarios is performed for three different locations along the line. The three selected locations are the begin of the line in zone 1, line 2 (zone 2), and in line 3 (zone 3).

2. QUADRILATERAL RELAY ALGORITHM

Most relays (e.g. with MHO characteristic) were based on a balanced beam structure or induction cup unit, which generate only continuous characteristics such as a circle or a straight line. Quadrilateral characteristics are discontinuous and their characteristics cannot be generated by electro mechanical relays devices. With this type of characteristic, the tripping area can be arranged closely to enclose the desired tripping area. The ability to detect significant resistance associated with arc is important. The ability to closely enclose the desired trip area leads to more secure application. Quadrilateral elements with plain reactance affected lines can introduce error problems for resistive earth faults where the angle of total fault current is different from the angle of the current measured by the relay. This is the case where the local and remote source voltage vectors are phase shifted with respect to each other due to pre-fault power flow. This phase difference can be overcome by using a phase current for polarization of the reactance of affected line. Polygonal impedance characteristics are highly flexible in terms of fault impedance coverage for both phase and earth faults [3].

2.1. FUNCTION AND ALGORITHM

Distance relays generally requires fourteen input signals, namely, harmonic magnitude and phase of three phase voltages and phase currents signals, zero sequence magnitude and phase current to obtain phase quantities. In this work all the 14 signals are obtain from simultaneously taken samples of 6 signals namely three phase to ground voltages and three phase currents [3]. Modern distance relays offer quadrilateral characteristic, whose resistive and reactive range can be set independently. It therefore provides better resistive coverage than any mho-type characteristic for short lines. This is especially true for earth fault impedance measurement, where the arc resistance and earth resistance are contributing to the highest values of fault resistance. Polygonal impedance characteristics are highly flexible in terms of fault impedance coverage for both phase and earth faults. For this reason, most digital relays offer this form of characteristic [1]. Since utilities need to keep all the settings of the relays from different types and various manufacturers in a data base, they need to overcome these differences. Things get further complicated when the distance relays settings need to be coordinated with other relays in front or behind them or when the distance characteristics have to be tested to evaluate the relay performance or to analyze its operation. In these cases knowing the settings is not sufficient – knowledge of the behavior may be required as well [1].

2.2. SETTING OF QUADRILATERAL CHARACTERISTICS USING SIMULINK/MATLAB

Quadrilateral relay is set to three zones to protect and cover the transmission line. Three zones quadrilateral characteristics used to protect transmission line are explained in Table 1 [3]. This characteristic was designed using MATLAB /SIMULINK and was determined for three parts of line.

Relay setting					
Zone	Setting	Values (Ω)	Time setting (S)		
Zone 1	$80\% T_{\scriptscriptstyle L1}$	11.5	0.15		
Zone 2	$T_{{\scriptscriptstyle L1}}{}^+60\%T_{{\scriptscriptstyle L2}}$	22.4	0.35		
Zone 3	T_{L1} + T_{L2} + 60% T_{L3}	33.5	0.60		

TABLE 1: Settings of zones of protection

3. SINGLE PHASE FAULT IN QUADRILATERAL DISTANCE RELAY

Traditionally, the distance relay zones have been set according to simple rules. The non-traditional options can be grouped according to their conceptual basics: based on expert systems, mathematical optimization, adaptive protection or probabilistic methods [3, 4].

The final stage of the model is to develop the quadrilateral characteristics of the distance relay.



Figure 2: System model

This step helps to understand and figure out how the distance relay works. Single phase fault was set at distance 35 km, 70 km and 110 km to check the behavior of quadrilateral characteristics distance relay of this type of near-to-generator fault. The impedance trajectory seen by the quadrilateral distance relay due to this type of fault is shown in Fig. 3, 4, 5.

Quadrilateral characteristics with their availabilities to be increased only in one direction (R or X) is used to overcome the problem of high resistance fault. For each stage of distance relay the characteristics can be extended only in R direction with fixed X setting.

• C.l. Criterion used/or the reactive reach

The first criterion states that zone 1 only has to operate for faults on the line since this zone is instantaneous. Zone 1 should not operate for faults at the remote bus, by selectivity.

Zone 1 reactive reach (will be set to 80% of the reactance of the protected line) $X_{z_1} = k_z \cdot X_{z_1}$.

• C.2. Criterion used/or the resistive reach

According to the previous paragraph, zone 1 resistive reach must be set in a way that assures that the relay first zone will not trip for faults at the remote bus $X_{Z2} = k_Z \cdot (X_{L1} + k_Z \cdot X_{L2})$.

• C.3. Criterion used/or the resistive reach

According to the previous paragraph, zone 2 resistive reach must be set in a way that assures that the relay second zone will not trip for faults at the remote bus $X_{Z3} = k_Z \cdot [X_{L1} + k_Z \cdot (X_{L2} + k_Z \cdot X_{L3})]$, where $k_Z = 80\%$. Fault impedance can be calculated as

$$\overline{Z}_{slg} = \frac{\overline{V}_A}{\overline{I}_A + 3 \cdot k \cdot \overline{I}_0} \tag{1}$$

Where:

A, indicates faulty phases, g indicates ground fault. \overline{V}_A , \overline{I}_A , indicates voltage and current phases

 \overline{Z}_0 , \overline{Z}_1 = line zero and positive -sequence impedance

 $k_1 =$ residual compensation factor where $k_0 = (Z_0 - Z_1)/k \cdot Z_1$

k can be 1 or 3 depend on the relay design.

 $I_0 = V_s / (Z_0 + 2 Z_1)$ Where Vs is phase voltage during the phase to ground fault.



Figure 3: R-jX plot Impedance for a fault at 35 km and time development (zone 1)



Figure 4: R-jX plot Impedance for a fault at 70 km and time development (zone 2)



Figure 5: R-jX plot Impedance for a fault at 110 km and time development (zone 3)



Figure 6: Fault voltage wave in generator side.

4. CONCLUSION

The paper describes introduction part of research focused on development of digital distance protection function based on standard PC platform. The research is based on quadrilateral relay From perspective impedance calculations the relay model has the ability of indicating the correct zone of operation in all cases. The relay identifiers the fault locations as expected, as the fault location is changed, the measured impedance change consequently.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Author gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-14-2520).

- [1] P. Parasuraman, K. Sudheendra, V. V. Karthik and V. S. Kumar, Performance Analysis of Power Swing In Distance Relay (Quadrilateral Relay) Characteristics for Series-Compensated Transmission Line, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 3, Special Issue 2, April 2014, pp 272-281, ISSN 2278 – 8875
- K. Wannous, P. Toman, IEC 61850 Communication Based Distance Protection. Proceedings of the 2014 15th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), pp. 107-112, May 2014
- [3] T. M. Yesansure, T. G. Arora, Numerical Quadrilateral Distance relay, International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, Vol. 2, Issue 7, July 2013, pp.2920-2927, ISSN 2319-8753
- [4] O. G. Mrehel, H. B. Elfetori, A. O. Hawal. Implementation and Evaluation a SIMULINK Model of a Distance Relay in MATLAB/SIMULINK. SDIWC, 2013, pp.132-137, ISBN 978-0-9891305-3-0

Doktorské projekty

Kybernetika a automatizace

REAL-TIME CRANE CONTROL VIA PC

Jakub Arm

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xarmja00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Bradáč E-mail: bradac@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, creation of SCADA system, which controls and monitors model of gantry crane in real time, is described. This crane will be controlled via process station communicating with PC via Modbus TCP protocol. Moreover, HTTP server will be created to monitor crane state over intranet. On this work, the difference between real-time and fast execution will be described and it will be shown on the built system that the fast execution system can behave like a real-time system under specific conditions.

Keywords: Real-time, Modbus TCP, PC control, deadline, HTTP

1 INTRODUCTION

The world of control automation can be divided into process control and machine control. In machine control, real-time executing of controllers is more important in sense of lesser time which the controller has to react on events in. One of the standard machine controllers is PLC (Programmable Logic Controller) which can react via digital and analog outputs on incoming events, e.g. digital and analog inputs. PLC can share information among other PLCs and HMI (Human Machine Interface) to control and monitor state of machine via specific or standard communication bus, e.g. Profibus DP or Modbus. It can be included into SCADA (Supervisory Control And Data Acquisition) system via OPC (OLE for Process Control) drivers. PLC executes its program, written in language according to IEC 61131-3, cyclic real-time. Another way to control some machine is using some computer and some process station. In this case, programmer is not limited by the computing power of the PLC but of computing power of PC which is mostly grater. However, programmer has to make some prevention to meet real-time capabilities of such system. In this contribution, the system on regular PC will be created to show that fast execution of program can lead in specific circumstances to achieve real-time capabilities but real-time capabilities are not guaranteed by underlying operating system.

2 APPLICATION CREATION

In this chapter, solution of implementation of exemplary SCADA system into PC is presented. This PC is connected via ethernet cable with process station (see Figure 1) which communicates using standard Modbus TCP protocol. Inputs and outputs of the process station Modicon Momentum TSX is wired to sensors and actuators of gantry crane model, i.e. linear motor for gantry moving, absolute sensor of gantry position, grabbing magnet solenoid, etc.

2.1 MODBUS PROTOCOL

Modbus protocol is standard industry protocol. It has several forms, i.e. RTU/ASCII via RS232 or RS485 physical line and TCP via ethernet. Modbus can be located in Application layer in ISO/OSI reference communication model. It uses underlying layer to exchange messages and provides inter-



Figure 1: Schema of the system

face to send commands in Modbus way, i.e. read coil, write coil, read input register or write holding register.

2.2 APPLICATION CONCEPT

To communicate with process station, it has to be created driver in form of library which implements Modbus client protocol via ethernet TCP. This library will be created in C language to achieve the fastest execution and linked into DLL (Dynamic-Link Library).

The user application, which is part of the SCADA system, will be created in C# language. This language has been chosen because of good performance together with good graphic programming capabilities via GDI (Graphics Device Interface) and capabilities of binding DLL via PInvoke mechanism.

Application (see Figure 2) consists of two threads. First takes care of rendering graphic as a state of the model. Second has a concept of endless loop. At the beginning, some initialization has been done, then the thread is periodically executing program for get and set the state model IO (see Figure 3). So after every loop, the application has nearly current state of the model and can react on incoming events. This loop is periodically executed with period of 10 ms. This period has been chosen as a compromise between small period, which consumes to much computing power, and big period, which discards nearly real-time capabilities.



Figure 2: Control application [1]

The solenoid, which grabs things on the surface of the model, is moved by spinning reel in vertical direction and also by linear motor placed on top in horizontal direction alongside in vertical direction. To achieve movement only in horizontal direction, spinning reel has to rotate with speed which depends linear on speed of the linear motor. Conversion rate may be calculated when all raw values



Figure 3: Diagram of control thread

of motor speed are standardized from word data type values into standard physical values of float or double data type according to formula (1) where v is standardized value and x raw analog value of 2 bytes size.

$$v[mm/s] = \frac{x - x_{min}}{x_{max} - x_{min}} (v_{max} - v_{min}) + v_{min}$$
(1)

Parallel to application, as another thread, there is running HTTP (HyperText Transfer Protocol) service which provides state of the model on intranet. This service is sharing resources with application, reading state of model. When some HTTP request comes, the service will parse the incoming request and its parameters via. According to the HTTP method and parameters, it will send response in form of HTTP web page. So reading of the state of model and parsing arguments is processing on server side. Server can simultaneously serve more than one client in separate threads.

3 REAL-TIME CAPABILITIES

There are some definitions of real-time system. Firstly, *the system has to meet deadlines*. Secondly, *every information has to be in the right time on the right place* [4]. Thirdly, *a real-time system is one whose logical correctness is based on both the correctness of the outputs and their timeliness* [3]. Hard real-time system are system which every information after deadline in utility function is potentially harmful. In soft real-time systems, this information can be used. However, its utility value is falling.

3.1 SOURCES OF NON-DETERMINISM

Determinism in real-time concept is ability of function or system to do defined operations in defined time. In this system, the main sources non-determinism are :

• communication via ethernet using CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection) algorithm is considered to be non-deterministic

• non-determinism kernel of underlying operating system and its scheduler

This severity of these impacts is decreased using these arrangements :

- Only two devices are connected via ethernet and type of communication is defined as master/slave. There is still ethernet switch which causes some additional latency but can cause more deterministic behaviour of the communication system cause of switching among connected segments. This additional latency grows with network complexity. But, in small network, using switch can lead to higher communication speed beacuse ethernet switch eliminates impact of collisions during CSMA/CD algorithm.
- The priority of control thread is increased, all unused applications and services are closed to get the most computing power. But the non-deterministic kernel is still used. So the control over scheduler and kernel functions is still insufficient.

To achieve full real-time capabilities it is necessary to use deterministic kernel which means deterministic scheduler and preemptible kernel functions. It is also necessary to eliminate non-deterministic page fault by locking memory or stack overflow error. It has to be also eliminated impact of priority inversion effect, deadlocks and livelocks [4].

3.2 SEEMING OF REAL-TIME

The duration of refresh thread execution has been measured for specific count of cycles as $(12, 34 \pm 1, 13)$ ms. It has been measured on Intel Celeron 1,6 GHz with 1 GB RAM and integrated graphic card. There is some negligible non-deterministic delay till control thread is being executed again. But overall period, which this system is able to react on events after, does not exceed in this particular observation the value of 20,00 ms. It can be seen by human that application controls and monitors the model real-time. Even in this particular measurement can be said that this system is real-time with deadline value of 20,00 ms.

Refresh rate of web page model state is 1 s which is lesser considered as real-time system by human. This is one problem of conception of term real-time that real-time capabilities are compared with human perception. But, if it is declared that deadline is e.g. 5 s and if it is guaranteed that every refresh time does not exceed e.g. 2 s, it will have to be said according to definitions that this is real-time system.

3.3 REAL-TIME VS FAST EXECUTION

So the application seems to be able to consider as a real-time operating application. But, nor underlying system neither the application can not fully guaranteed that the application thread will be always running in same amount of time even that the thread will be executed at all. When these impacts are not eliminated, the system can be only called fast executing not real-time. Even, when the system meets real-time deadlines. Because it does not fulfil determinism condition.

3.4 SOFT REAL-TIME

If the refresh time is not guaranteed, the system might be considered as soft real-time where deadline overruns are tolerable, but not desired. Because the system reacts in finite time in case of non-failure executing. Thus majority of systems, which reacts in finite time, may be considered as soft real-time. It only depends on shape of the utilization function.

Another comparison of soft to hard real-time systems can also be *how much harm they cause in case of later reaction than deadline*. This might be better conception for human perception. With this conception is connected to term QoS (Quality-of-Service).

4 CONCLUSION

The application, which controls and monitors gantry crane model via process station, has been created. It has been shown that PC can control machines via interfaces directly. It has been pointed out the difference between fast executing and real-time executing of control device on the created system. It has been observed that non-real-time fast executing system can behave like a real-time system under specific conditions. It has been described what can cause non-deterministic behaviour and how deterministic capabilities can be achieved.

ACKNOWLEDGEMENT

This paper was made possible by grant No. FEKT-S-14-2429 - "The research of new control methods, measurement procedures and intelligent instruments in automation", and the related financial assistance was provided from the internal science fund of Brno University of Technology.

- [1] Arm, J.: Gantry crane control via Modbus TCP. Brno, 2011, FEEC BUT.
- [2] Petters, S.: Real-Time Systems. Australia, NICTA 2007/2008, UNSW.
- [3] Laplante, P., Ovaska, S.: Real-Time Systems Design and Analysis, 4th Edition. Wiley 2011, ISBN 978-0-470-76864-8.
- [4] Kucera, P.: Real-Time Operating Systems IX. 2012, FEEC BUT.
- [5] Ganssle, J.: Real Time Programming. July, 1998.
- [6] Burns, A.: Scheduling Hard Real-Time Systems: a review. May, 1991, Software Engineering Journal.
- [7] Podila, P.: HTTP: The Protocol Every Web Developer Must Know. April, 2013.
- [8] Penumuchu, Ch.: Simple Real-time Operating System. Trafford Publishing, 2007, ISBN 978-1-4251-1782-5.

MULTICOPTER ATTITUDE ESTIMATION USING DYNAMIC MODEL

Radek Baránek

Doctoral Degree Programme (4), FEEC BUT E-mail: xbaran10@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: František Šolc E-mail: solc@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper is focused on attitude estimation of multicopters. Specifically the use of dynamic model of multicopter in the attitude estimation algorithm is investigated. The examined algorithm is compared to the standard algorithm GPS-INS, which do not need any information of the vehicle dynamics. Both algorithms are tested in simulations. The use of dynamic model provides bounded errors of attitude estimates even without GPS measurements. The drawback is the need for a good dynamic model of the multicopter and its parameters.

Keywords: Multicopter, Attitude estimation, Dynamic model

1 INTRODUCTION

Multicopters are well known aerial vehicles which consist of rigid frame with equidistantly placed motors with propellers. They are popular thanks to their mechanical simplicity since the only moving parts are the motors with propellers. Multicopters are usually used in autonomous regime where knowledge of the multicopter state is needed by controllers. The most crucial state component is attitude (orientation including heading).

The standard algorithm used for attitude estimation of multicopters equipped with different low cost sensors (gyroscope, accelerometer, magnetometer, GPS, barometer etc.) is GPS-INS [1]. The main drawback of this algorithm is the dependency on the GPS measurements. In the case of signal lost or GPS receiver failure the error of attitude estimates grows quickly and the estimate is usually useless after few seconds (depends on given sensor performance).

Including the vehicle dynamics into state estimation algorithm promises better performance even without GPS and is not entirely new idea. One of the first usages was on airplane attitude estimation [2]. Since that time some papers discuss even the use of multicopter dynamics for state estimation [3], [4]. The main expected advantages of the included vehicle dynamics are improved accuracy, bounded error even without GPS and slower position error growth when GPS is lost. The disadvantages are the required good knowledge of the dynamic model and its parameters for a given multicopter and required knowledge of propeller speeds or motor control signals.

2 ALGORITHM STRUCUTRE

Both algorithms mentioned in this paper are implemented as a extended Kalman filter which is a standard method for system state estimation. The Kalman filter is defined by state variables and then by state and measurement equations. In each iteration of the Kalman filter two steps are conducted. Firstly the new state is predicted based on the previous state using the state equations and selected inputs (sensors etc.). Second step is the correction step in which the predicted state is corrected based on the difference between the predicted (using measurements equations) and actually measured

values. The various algorithm then differ in state and measurement equations and in the selection of inputs and measurements. The equations of extended Kalman filter can be found for example in [1].

3 MULTICOPTER MODEL

As both algorithms which will be presented in this paper partialy use equations from the full multicopter model, it is appropriate to briefly describe the simple multicopter model. The multicopter model can be divided into two parts. The dynamic part, which includes computation of acceleration and angular acceleration. The kinematic part then includes the standard 6 DoF kinematics which is valid for any free rigid body. Two coordinates frames are used throughout the description. The reference frame which is linked to the ground and the body frame which is linked with the multicopter axes. The vectors expressed in reference resp. body frame have subscript n reps. b. The vectors in reference and body frame are related by:

$$\vec{x}_b = \mathbf{R}_b^n(\vec{q})\vec{x}_n, \quad \vec{x}_n = \mathbf{R}_n^b(\vec{q})\vec{x}_b \tag{1}$$

where \vec{q} is attitude quaternion and **R** is rotation matrix.

3.1 DYNAMIC PART

The dynamic part computes the total acceleration and angular acceleration driving the motion of the rigid body based on three main force sources:

1. Thrust of Propellers (Depends on propeller speeds or motor control signals):

$$\begin{bmatrix} F_b^z \\ M_b^x \\ M_b^y \\ M_b^z \\ M_b^z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & -L\frac{\sqrt{3}}{2} & -L\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & L\frac{\sqrt{3}}{2} & L\frac{\sqrt{3}}{2} \\ L & \frac{L}{2} & -\frac{L}{2} & -L & -\frac{1}{2} & \frac{L}{2} \\ c_R & -c_R & c_R & -c_R & c_R & -c_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix}$$
(2)

where *L* is the length of the multicopter arm, c_R is the positive constant and T_i is thrust of *i*-th propeller. This particular example is valid for hexacopter (multicopter with six motors with propellers). The thrust of the propeller is a function of the propeller angular speed ω_i or control signal to motor controller s_i depending on which information is available:

$$T_i = f(\mathbf{\omega}_i), f(s_i) \tag{3}$$

2. Aerodynamic Drag Force (Depends on multicopter body speed w.r.t. air mass):

$$\vec{F}_b^d = -(\vec{v}_b - \vec{w}_b) \cdot \left[u_x, u_y, u_z\right]^T \tag{4}$$

where $\vec{v_b}$ is multicopter speed, $\vec{w_b}$ is wind speed and u_i are positive constants.

3. Gravity (Constant in reference frame):

$$\vec{F}_b^g = \mathbf{R}_b^n(\vec{q})m\vec{g}_n \tag{5}$$

The resulting acceleration is computed according to the second Newton law:

$$\vec{a_b} = \frac{\vec{F_b}}{m} \tag{6}$$

where \vec{F}_b is sum of all forces and *m* is mass of the multicopter. The resulting angular acceleration is computed according to following equation:

$$\vec{\varepsilon}_b = \left[\vec{M}_b - (\vec{\omega}_b \times \mathbf{I}_b \vec{\omega}_b)\right] \cdot \mathbf{I}_b^{-1} \tag{7}$$

where \vec{M}_b is sum of all moments (in this simple model only the thrusts of propellers produce moments), $\vec{\omega}_b$ is angular rate, and \mathbf{I}_b is inertia matrix of multicopter.

3.2 KINEMATIC PART

Kinematic part include standard 6 DoF kinematics of free rigid body which is driven by acceleration and angular acceleration computed by dynamic part. The states of 6 DoF kinematics are velocity, angular rate, position and attitude quaternion. The differential equations for individual states are:

$$\dot{\vec{v}}_b = \vec{a}_b - \vec{\omega}_b \times \vec{v}_b \tag{8}$$

$$\dot{\vec{p}} = \mathbf{R}_n^b(\vec{q})\vec{v}_b \tag{9}$$

$$\dot{\vec{\omega}}_b = \vec{\varepsilon}_b \tag{10}$$

$$\dot{\vec{q}} = 0.5\vec{q} \cdot [0, \boldsymbol{\omega}_x, \boldsymbol{\omega}_y, \boldsymbol{\omega}_z]^T \tag{11}$$

where \vec{v}_b is velocity vector, \vec{a}_b is acceleration vector including gravity, $\vec{\omega}_b$ is angular rate vector, $\vec{\epsilon}_b$ is angular acceleration vector, \vec{p} is the position vector and \vec{q} is attitude quaternion. The equations (8), (9) form the translational section of 6 DoF kinematics while equations (10),(11) form the rotational part of 6 DoF kinematics.

4 GPS-INS

In this section the algorithm known as GPS-INS is briefly introduced. This algorithm is used for comparison of performance of algorithm with included multicopter dynamics. The GPS-INS algorithm process the data from gyroscopes, accelerometers, GPS receiver and optionally from magnetometer and barometer in order to estimates the states of rigid body to which the mentioned sensors are linked. As already mentioned the GPS-INS algorithm is implemented using extended Kalman Filter.

The GPS-INS has the following states: Attitude Quaternion, Velocity, Position, Gyroscope bias, Accelerometer bias. Except the states of sensor errors (gyroscope and accelerometer bias) the state equation are based on the 6 DoF kinematic equations. The accelerometer and gyroscopes are used as a inputs and they drive the time evolution of state equations. Accelerometers for translational part (equations (8), (9)) and gyroscope for rotational part, in this case consisting only of equation (11) since gyroscope measures the angular rate vector directly. The sensor biases are usually modeled as a random-walk or Gauss-Markov processes. The information about these processes can be found in [5].

GPS and optionally barometer and magnetometer measurements are selected as a measurements and are used to correct the predicted state. The measurement equations for GPS and barometer are directly mapping the position state. For magnetometer the measurement equation is:

$$\vec{m}_b = \mathbf{R}_b^n(\vec{q})\vec{m}_n \tag{12}$$

where \vec{m}_b is predicted magnetometer measurements and \vec{m}_n is magnetometer vector expressed in reference frame (constant - required parameter).

5 MODEL-BASED ALGORITHM

Contrary to GPS-INS model-based attitude estimation algorithm additionally process motor control signals or propeller speed. As a consequence the algorithm also includes multicopter dynamic equations. For simplicity of the algorithm only the translational part of multicopter dynamics is used, since the rotational part is well covered by gyroscope sensor. According to theory any additional information should improve the accuracy, but in the rotational part the improvement is not worth implementing. On top of that other hardly measurable parameters of multicopter would be required (inertia matrix etc.).

The state selection is the same as in the GPS-INS except the accelerometer bias, which is unobservable without GPS. The inputs are motor control signals (or propeller speeds) and gyroscope. The motor control signals are used to predict the translational part (instead of accelerometer) and gyroscope again predicts the rotational part. In this algorithm the accelerometer is used as a measurement in contrast to GPS-INS.

6 SIMULATIONS

The both algorithms were tested in simulations. The GPS-INS for comparison and model-based to prove its expecting performance. The used simulation scheme is depicted in figure 1. The reference model is used to generate testing trajectory. The true state is then used to generate simulated sensor data (adding noise etc.). Further the simulated sensor values are passed to both algorithms. The estimated state of both algorithms are compared to the true state (which is known exactly thanks to simulation). The results of simulations are summarized in figure 2 where the errors of Euler angles for both algorithms are plotted and in table 1 where the RMSe values and maximal instant errors for Euler angles are showed.



Figure 1: Simulation scheme

		RMSe		MAXe		
Algorithm	Roll [deg]	Pitch[deg]	Yaw [deg]	Roll [deg]	Pitch [deg]	Yaw [deg]
GPS-INS	1.0271	1.2056	1.3998	4.7947	4.6906	4.1645
Model-based	0.9666	0.6248	1.1820	3.4270	1.6125	3.4776

 Table 1:
 Results of simulations - RMSe and maximal instant error values

7 CONCLUSION

The results of simulations showed outstanding performance of the model-base attitude estimation algorithm. Not only the error of attitude estimate is bounded without GPS measurements but is even smaller than in the GPS-INS algorithm. It has to be noted that the model and parameters used in the



Figure 2: Results of simulations - Euler angles errors

estimation algorithm was exactly the same like in the reference model used for data generation. In real case this state is unachievable and both the model and the parameters of the model will be only approximation of reality. Thus the next step is the investigation of effects of inaccuracies in model and its parameters.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by grant No. FEKT-S-14-2429 - "The research of new control methods, measurement procedures and intelligent instruments in automation", and the related financial assistance was provided from the internal science fund of Brno University of Technology.

- [1] Shin, E. H., "Estimation Techniques for Low-cost Inertial Navigation," Ph.D. Thesis, Calgary, 2005.
- [2] Koifman, M., and Bar-Itzhack, I., "Inertial Navigation System Aided by Aircraft Dynamics," IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 7, No. 4, 1999, pp. 487–493.
- [3] Leishman, R., Macdonald, J., "Utilizing an Improved Rotorcraft Dynamic Model in State Estimation." Proceedings of 2011 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2011 p. 5173-5178.
- [4] Crocoll, P., Seibold, J., Scholz, G., Trommer, G. F., "Model-Aided Navigation for a Quadrotor Helicopter: A Novel Navigation System and First Experimental Results," NAVIGATION, Vol. 61, No. 4, Winter 2014, pp. 253–271.
- [5] Rogers, M. R., "Applied Mathematics in Integrated Navigation Systems." American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. Reston, Virginia. Second edition. 2003.

FEW ISSUES RELATED TO AN ELECTRODYNAMIC EXCITER CONTROL

Martin Čala

Doctoral Degree Programme (1), FEEC, Brno University of Technology E-mail: xcalam00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Beneš E-mail: benesp@feec.vutbr.cz

Abstract: There are multiple problems to solve when controlling an electromagnetic exciter for vibrations generation. Main challenge is to straighten a frequency response of an exciter which is normally not uniform due to resonances resulting from the mechanical construction of an exciter, specimen to test, or mounting fixture. This paper describes number of aspects to consider, which arose during implementation of the control system for small electrodynamic exciter on the Department of Control and Instrumentation.

Keywords: Vibration generation, electrodynamic exciter, accelerometer, inverse filter, system identification, controller

1 INTRODUCTION

In vibrations testing are used electrodynamic exciters to create vibrations with strict parameters to stress the specimen and prove whether it is capable to work during transportation, normal working conditions, or critical (faulty) situations which may occur. That tests can last many hours and stability of generated vibrations must satisfy the limits. Very important property of the control system is versatility to be able to keep signal stable on different equipment or specimen types.

Simplified exciter model shown in Fig. 1 has a resonance given by an equation

$$w_0 = \sqrt{\frac{k}{m}},\tag{1}$$

where k denotes spring constant $[kg \cdot s^{-2}]$ and m denotes moving mass [kg]. This resonance is always present and causes non-uniform frequency response. It means that for different frequencies, different signal amplitude must be provided to measure uniform acceleration on particular working range. This is main challenge to be investigated in the paper. There are many authors who dealed with this challenge. According to a [2], [3], [4], [5], and [6], best way is to identify controlled system and change drive signal amplitude inversely to the calculated frequency response.



Figure 1: Mechanical model of an electrodynamic exciter





Figure 2: Vibration system components

Figure 3: System control scheme

2 THE SYSTEM DESCRIPTION

The system is usually capable of generating multiple signal types. In this case, only sine signals are considered. Signal properties, as well as test scenarios, are described in the international standard IEC 60068-2-6 [7].

Vibration system components are showed in Fig. 2. Control unit implements all algorithms. Depending on the signal from an accelerometer and wanted signal properties, the system generates a drive signal amplified by the power amplifier with current output proportional to the supplied voltage. The electrodynamic exciter generates mechanical movement distorted by its frequency response. Purpose of the control algorithms is to adapt a drive signal in order to measure desired signal on a test specimen. Fig. 3 shows control scheme of the proposed system. Filter F changes signal amplitude from generator G inversely to the identified frequency response. If the frequency response is identified properly, filter F should equalize whole spectrum and controller C only adjusts tiny differences. The open loop (denoted as P) is identified once in the beginning using a white noise signal.

Vibration testing usually uses a chirp signal with one octal per minute frequency change to ensure that test specimen is exposed to all frequencies in the range sufficiently long time. If an acceleration amplitude leaves $\pm 6 \,\mathrm{dB}$ tolerance, test must be stopped and if leaves $\pm 3 \,\mathrm{dB}$ tolerance, warning is generated.

2.1 DELAY OF AN DELTA-SIGMA AD CONVERTER AND FREQUENCY RANGE

Vibrations are usually measured using a cards with 24-bit resolution delta-sigma analog-to-digital converter (ADC). Such principle brings a delay in order of tens of samples. This is reason why point-by-point control is not possible. Instead, controller works with data blocks. If input and output sampling frequencies (Fig. 2) are set reasonably high (e.g. 50 kHz) to ensure signal smoothness, delay introduced in blocks of 5000 samples is negligible. It is possible to create also point-by-point control but different successive approximation ADC must be used. Delay introduced into a control loop by these ADCs is usually much lower than length of one sampling period and thus insignificant for control algorithms. Commercial systems use delta-sigma ADCs because whole inputs are usually adapted to the accelerometers and contains also current source for ICP sensors.

Although according to the [7] frequency ranges can be selected from multiple combinations, usually frequency range within 1 Hz and 2 kHz is used. It is important to acquire a block with at least one period of a chirp signal to be able to determine signal amplitude using a FFT. If the sampling frequency is 50 kHz and one block has 5000 samples, the sine signal must have the frequency at least 10 Hz when an amplitude is required to be determined reliably. Lower frequencies can be obtained by decreasing sampling frequency (limits signal shape at higher frequencies) or calculating signal amplitude from multiple blocks. This also adds significant delay to the control loop. Ratio of sampling frequency and block length defines controller sampling frequency to 10 Hz.



Figure 4: Fluctuations of an vibrations RMS over frequency change

2.2 RMS MEASUREMENT FLUCTUATIONS

Fig. 3 shows that the measured signal y(k) is first filtered by a band-pass filter followed by the block for calculating the root mean square value *RMS*. Filter coefficients are calculated dynamically to keep the bandwidth in the range [0.5f; 2f], where f denotes instantaneous frequency of the generated signal. Butterworth filter functions available in LabVIEW environment were used to calculate the coefficients. Potential noise or upper harmonics energy are suppressed.

If block size is fixed and instantaneous frequency is changing, the block will not always contain an integer multiple of the signal periods. Fig. 4 shows the progress of an RMS error in dB over the frequency change both upwards and downwards. Note the minimum values near 10, 15, and 20 Hz, which means that error is zero when there is integer multiply of half of the signal period. Other values cause an error up to 1 dB (difference about 12%). This fluctuations can be compensated either by selecting only some cut-out from the block to maintain one or more periods or by multiplying fluctuated value by a factor dependent on the current signal frequency. Logarithmic frequency change makes both methods complicated but second one can be less complex to compute since it does not use an array operations which are usually time-consuming on the real-time operating systems.

These fluctuations influence the control quality because quick changes of the RMS show the same behavior as the noise. This is the reason why a PI controller is more suitable for this application. Using a derivative part would require a filter that would add significant delay.

2.3 THE FREQUENCY RESPONSE ACCURACY

The control algorithm employs the inverse filter based on the frequency response calculated from the measured signal while whole system was driven by a white noise. Frequency response contains a lot of noise which must be removed. Identified subject is mechanical system which contains resonances, often with high quality factor. It is very difficult to distinguish such resonances from noise. To use the response as inverse filter, response must be smoothed. Implemented method separates the whole frequency range to number of areas and computes an average from all points within an area. These average values are representing points of averaged frequency response. Example of such response is showed in Fig. 5. The method is very sensitive to a location of the resonance. Significant resonances (e.g. near 20 Hz) are located and the inverse filter makes control easier even though the frequency response change is over 20 dB. If the resonance is not located accurately, it is the PI controller that must adjust the drive signal amplitude but its speed is limited.

The control can fail when there is significant difference between reality and identified response, as





Figure 5: Identified frequency response used for prefiltering with the inverse filter

Figure 6: RMS error during the one test cycle related to the desired acceleration setpoint value 10ms^{-2} for different loads

showed in Fig. 6. The resonance near 500 Hz was not identified properly thus controller was not fast enough to adjust the drive signal amplitude and 6 dB limit for stopping was reached. The frequency response accuracy plays important role in the whole system functionality since better frequency response makes the PI controller less important during a control.

2.4 THE LOSS OF A FEEDBACK

The forces during the tests are very high. With combination of long duration, there is high probability of system failure during a test due to components fatigue. For control is important to keep in mind that any damage during a test anywhere in a feedback (accelerometer, cabling, mounting) will produce only a little acceleration signal. The PI controller will then increase the drive signal to a maximum value that can damage or destroy an exciter or a specimen. The system must be able to detect such a risk by monitoring the drive signal changes. If the change is abnormally big, the test must be terminated.

3 CONCLUSION

The paper presented few issues that occurs when developing the control system for a small electrodynamic exciter. The most important is to care about the fidelity of the frequency response of all closed loop components, mainly about noise suppression while all significant resonances are preserved. Real constructions or specimens commonly contains severe resonances. Although there is extensive effort to reduce that resonances mainly in the fixtures, need for systems capable of dealing with the resonances is increasing. Implemented control system demonstrates importance of mentioned issues and shows several aspects for the future development. Despite the simplicity of an approach the control system can work similarly as the commercial systems available on the market. This was proved by number of experiments made on the realized system.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210)

- P. Noskievič. Modelování a identifikace systémů. Ostrava: Montanex, 1999, 276 p. ISBN 80-7225-030-2.
- [2] S. Salehzadeh-Nobari et al. Implementation of frequency domain adaptive control in vibration test products. *In proceedings of the 5th International Conference on Factory2000*, Imperial College, England, pp. 263-268, 1997. ISSN 0537-9989.
- [3] T. H. Chen and C. M. Liaw. Vibration Acceleration Control of an Inverter-Fed Electrodynamic Shaker. *In Mechatronics*, IEEE/ASME Transactions. Vol. 4 (1). 1999, pp. 60-70. ISSN 1083-4435.
- [4] L. D. Flora and H. A. Gründling. Acceleration Control of an Inverter-Fed Electrodynamic Shaker. *In Power Electronics Specialists Conference*. 37th IEEE. Santa Maria, Brasil. 2006, pp. 1-7. ISSN 0275-9306.
- [5] Y. Uchiyama and M. Fujita. Robust Acceleration and Displacement Control of Electrodynamic Shaker. *In Proceedings of the 2006 IEEE, International Conference on Control Applications*. Munich, Germany. 2006, pp. 746-751. ISBN 0-7803-9797-5.
- [6] H. M. Gomes et al. An Automatic System for Electrodynamic Shaker Control by Acceleration Power Spectral Density. *In Mecánica Computacional*, Vol XXVI. Córdoba, Argentina. 2007, pp. 2959-2970.
- [7] IEC 60068-2-6 ed7.0 Environmental testing Part 2-6: Tests Test Fc: Vibration (sinusoidal). 2007.
- [8] IEC 60068-2-64 ed2.0 Environmental testing Part 2-64: Tests Test Fh: Vibration, broadband random and guidance. 2008.
- [9] T. Södestrom and P. Stoica. System Identification. Prentice Hall, 1989 Cambridge. 612 p. ISBN 0-13-881236-5.

CAMERA CALIBRATION BY REGISTRATION STEREO RECONSTRUCTION TO 3D MODEL

Klečka Jan

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xkleck01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Horák Karel

E-mail: horak@feec.vutbr.cz

Abstract: Paper aims at unusual way to camera calibration. The main idea is that by registration of uncalibrated stereo reconstruction to 3D model of the same scene is eliminated ambiguity of the reconstruction. The reason for this is that exact metric scene reconstruction from image pair can be understate as information equivalent to calibration of the source camera pair. Described principles were verified by experiment on real data and results are presented at the end of the paper.

Keywords: EEICT, camera calibration, stereo reconstruction, data registration

1. INTRODUCTION

Camera calibration is a process used to find a set of parameters for a mathematical model of camera which then represents relation between real world coordinate system and coordinate system of calibrated camera. Standard way to deal with this problem consists basically from three parts: Firstly is necessary to have an object with points which are easy-to-find in a camera picture and simultaneously these points have well-defined relative real world position. Secondly picture of the object is need to be taken, with the examined camera, so consequently correspondences between the camera coordinates system and the real world coordinates system can be obtain from it. And finally a set of camera model parameters which fit these correspondences is found by solving set of equations.

The method described by this paper essentially differs from the standard way. At first instead of the a priory defined object is used only a 3D model of some reasonably structured scene. To this model is then registered a stereo reconstruction of captured scene, so at least two pictures is needed. And at the end is transformation obtained by registration process used to acquire projection matrices of both input pictures.

An experiment on real data has been performed to verify correctness of proposed algorithm. The 3D model for the experiment consist from multiple scans of 2D laser scanner SICK LMS 111 with measurement plane oriented vertically and rotated around vertical axis in 65° range with 0.5° resolution. Pictures have been captured by hand held camera.







Figure 1: Input data of the experiment

2. UNCALIBRATED STEREO RECONSTRUCTION

Every picture taken by a camera is a projection of in general 3D scene in to a plane, so it's obvious that due to this mechanism is one dimension (usually called depth) lost. Stereo reconstruction is process of recovering the information about lost dimension from two pictures of the same scene, taken from slightly different viewpoint. Principle of this method is based on premise that every point in image can be present as a ray in the 3D space. So if projection of a 3D point can be detected in two different images then its space position is found as an intersection of their respective rays. However for a proper determination of position and orientation of a ray in space from image coordinates it is necessary to have calibrated cameras. But, as shown in [1], even without knowledge of calibration, restraints of epipolar geometry allows to obtain some reconstruction, nevertheless only up to projective transformation ambiguity. This process consist of three steps: Firstly fundamental matrix is need to be computed. Then it is necessary to find as much correspondence points as possible – usually for this step is preferred to use disparity map. Finally fundamental matrix is used to figure out pair of projection matrices witch can be used to protectively ambiguous reconstruction of every point correspondence through triangulation.

2.1. FUNDAMENTAL MATRIX

Fundamental matrix is the algebraic representation of the epipolar geometry [1]. If \mathbf{x} and \mathbf{x}' represent positions of corresponding points in homogenous coordinates then fundamental matrix \mathbf{F} for these two images will satisfy equation for every correspondence:

$$\mathbf{x}^{\mathrm{T}} \mathbf{F} \mathbf{x} = \mathbf{0} \tag{1}$$

Important properties of this matrix are: **F** is rank two matrix with seven degrees of freedom – is scale invariant and det(**F**) = 0, any point **x** in first image define on second image so-call epipolar line, on which correspondence to **x** can be found, as $l' = \mathbf{F}\mathbf{x}$, all epipolar lines cross each other in one point called epipole e (or e' in second image).

Computing of fundamental matrix can be done by several ways. On experimental data has been applied following method: Firstly correspondence point has been searched using SIFT [3] feature detector and descriptor. Then outliers in found correspondence has been removed by RANSAC algorithm which periodically compute $\hat{\mathbf{F}}$ using minimal seven point algorithm. And at last final \mathbf{F} has been computed by linear optimization algorithm using all inliers followed by zeroing minimal singular value of linear criterion optimal matrix.

2.2. DISPARITY MAP

A disparity map can be presented as result of very dense correspondence search, usually so dense that disparity map has the same resolution as source images. If \mathbf{x} and \mathbf{x}' again represent positions of corresponding points, then related point in disparity map can be described as $\mathbf{D}(\mathbf{x}) = \mathbf{x}' - \mathbf{x}$.



Figure 2: Rectified images (left and middle), disparity map (right)
As mentioned before fundamental matrix constrains a correspondence for any \mathbf{x} to be found on epipolar line l' and to make disparity map computation and representation more simple it is usual to rectify input images so their epipolar lines will become parallel to each other and to one of the axis (generally to the x axis). Then data in disparity map can be scalar because it represents difference only in one dimension.

To compute disparity map experiment data has been rectified and then algorithm described in [4] has been used. Rectified images and the grayscale representation of resulting disparity map is presented in the Fig 2.

2.3. TRIANGULATION

Triangulation in stereo reconstruction can be presented as a process of searching space point \mathbf{X} from relative orientation of two rays which are respective to correspondence pair of image points \mathbf{x} and \mathbf{x}' .

$$\mathbf{x} = \mathbf{P}\mathbf{X} \qquad \mathbf{x}' = \mathbf{P}'\mathbf{X} \tag{2}$$

Because true projection matrices are unknown in this case, it's instead used any canonical pair which fits to fundamental matrix, namely:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} \mid \mathbf{0} \end{bmatrix} \qquad \mathbf{P}' = \begin{bmatrix} \mathbf{e}' \end{bmatrix}_{x} \mathbf{F} + \mathbf{e}' \mathbf{v}^{\mathrm{T}} \mid \lambda \mathbf{e}' \end{bmatrix}$$
(3)

Where $[\mathbf{e}']_{x}$ is skew symmetric matrix which satisfy $[\mathbf{e}']_{x}\mathbf{a} = \mathbf{e}'\times\mathbf{a}$, **v** is arbitrary vector and λ non-zero scalar. The experiment has been done with $\mathbf{v} = \mathbf{0}$ and $\lambda = 1$.

When projection matrices are defined, there is several way how to solve triangulation problem in this task. The experiment has been done using linear homogenous method:

$$\begin{bmatrix} x\mathbf{p}^{3\mathrm{T}} - \mathbf{p}^{1\mathrm{T}} \\ y\mathbf{p}^{3\mathrm{T}} - \mathbf{p}^{2\mathrm{T}} \\ x'\mathbf{p}^{'3\mathrm{T}} - \mathbf{p}^{'1\mathrm{T}} \\ y'\mathbf{p}^{'3\mathrm{T}} - \mathbf{p}^{'1\mathrm{T}} \end{bmatrix} \mathbf{X} = \mathbf{0}$$
(4)

Where \mathbf{p}^{iT} is row of **P** and $\mathbf{x} = (x, y)$.

3. DATA REGISTRATION

A purpose of data registration is to transform two data sets in such way that they will become spatially consistent. In described algorithm has been this concept used to registration the uncalibrated stereo reconstruction to 3D model of reconstructed scene because of the projective ambiguity is removed from such reconstruction. For realization of this registration has been used concept of ICP (Iterative Closest Point) algorithm described in [2]. However due to the fact that the ICP is a numerical method a guess of the solution has to be done at first.

The initial guess of searched projection transformation \mathbf{H}_0 has been got through several handpick reconstruction to 3D model correspondences. Transformation is then derived from these correspondences using homogenous least square method.

Then the found transformation is gradually getting precision by periodical appliance of following algorithm: Firstly the closest point in 3D model is find for every point of stereo reconstruction. Secondly some of the worst (the most distant) closest points correspondences are rejected as outliers. Then from remaining correspondences is randomly picked subset, because it turned out that full set of correspondences inliers is usually too large for effective processing. Finally transfor-

mation step \mathbf{H}_s is calculated from correspondence subset and is added to so far found transformation $\mathbf{H}_i = \mathbf{H}_s \mathbf{H}_{i-1}$ where *i* is number of iteration.

In described experiment six correspondences has been handpick for initial guess calculation. For outliers removal 25% of most distant correspondence has been rejected. And 5000 samples has been randomly picked for transformation step calculation from inliers.



Figure 3: Initial guess of registration (left) and registration after fifteen iterations (right)

4. RESULTS

After stereo reconstruction has been registered to 3D model (in other words true stereo reconstruction represented by any point $\mathbf{X}_t = \mathbf{H}\mathbf{X}$ has been found), it is possible to use found projection transformation $\mathbf{H} = \mathbf{H}_{i_{\text{max}}}$ to acquiring true projection matrix pair $\mathbf{P}_t, \mathbf{P}_t'$ from canonical pair \mathbf{P}, \mathbf{P}' by solving following pair of equations:

$$\mathbf{X} = \mathbf{P}_{t} \mathbf{X}_{t} = \mathbf{P} \mathbf{X}$$

$$\mathbf{X}_{t} = \mathbf{H} \mathbf{X}$$

$$\mathbf{P}_{t} = \mathbf{P} \mathbf{H}^{-1}$$

$$(5)$$

Similar equation can be derive for \mathbf{P}_t '.

Accuracy of true projection matrix \mathbf{P}_t computation is presented on fig. 4 by texturising original 3D model by projecting its points into the first image.



Figure 4: 3D model textured by projection into first image

For obtaining internal and external camera parameters have been true projection matrices decompose using QR decomposition into a form: $\mathbf{P}_{i} = \mathbf{K}[\mathbf{R} | \mathbf{t}]$ where \mathbf{K} is upper triangular matrix, \mathbf{R} orthogonal matrix of rotation transformation and \mathbf{t} is a translation vector. However because standard QR decomposition decompose matrix into product of orthogonal matrix and upper triangular matrix (in this order) some modification has to be done. At first let's introduce rearrangement function which swaps matrix elements position by following rule: ${}^{i,j}a = {}^{n-j,m-i}b$ where ${}^{i,j}a$ is element

of $m \times n$ sized matrix **A** on position [i, j] and b is element of matrix $\mathbf{B} = \operatorname{re}(\mathbf{A})$. Secondly \mathbf{P}_t has been split in to square matrix \mathbf{P}_{KR} formed by its first three columns and vector \mathbf{p}_{Kt} formed by its last column. Then the decomposition has been realized as:

$$\mathbf{K} = \operatorname{re}(\mathbf{R}_{r})$$

$$\mathbf{Q}\mathbf{R}_{r} = \operatorname{qr}(\operatorname{re}(\mathbf{P}_{KR})) \longrightarrow \mathbf{R} = \operatorname{re}(\mathbf{Q})$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{K}^{-1}\mathbf{p}_{Kt}$$
(6)

Example of experimental data decomposition:

$$\mathbf{P}_{t} \Rightarrow \mathbf{K} = \begin{pmatrix} 2592 & 48 & 1448 \\ 0 & 2555 & 1395 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{R} \approx \alpha_{y} = -20^{\circ}, \mathbf{t} = \begin{pmatrix} -712 \\ -343 \\ 166 \end{pmatrix}$$

5. CONCLUSION

The described method shows itself to be able of acquiring camera projection matrices of stereo pair images. Useful application of this algorithm can be found in fusion 3D and 2D data. The weakest point is now in registration stereo reconstruction to 3D model. Especially correspondence detection for the first transformation guess proven to be difficult problem to be automated. Then also robustness and effectiveness of the iterative part of algorithm aren't satisfyingly high enough. Improvement of registration part will be subject of further research.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by grant No. FEKT-S-14-2429 - "The research of new control methods, measurement procedures and intelligent instruments in automation", and the related financial assistance was provided from the internal science fund of Brno University of Technology and also with assistance Competence Center realized by TACR (reg. number TE01020197).

REFERENCES

- [1] Richard Hartley, and Andrew Zisserman. *Multiple view geometry in computer vision*, 2nd ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2003. ISBN 05-215-4051-8.
- Paul J. Besl, and Neil D. McKay. (1992). "A method for registration of 3-D shapes," *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence* [online]. vol. 14, issue 2, pp. 239-256. Available from: http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.lib.vutbr.cz/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=121791 DOI: 10.1109/34.121791.
- [3] David G. Lowe. (2004). "Distinctive image features from scale-invariant keypoints," *International Journal of Computer Vision* [online]. vol. 60, issue 2, pp. 91-110. Available from: http://www.cs.ubc.ca/~lowe/papers/ijcv04.pdf DOI: 10.1023/B:VISI.0000029664.99615.94
- [4] Heiko Hirschmüller. (2008). "Stereo processing by semiglobal matching and mutual information," *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence* [online]. vol. 30, issue
 2, pp. 328-341. Available from: http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.lib.vutbr.cz/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=4359315 DOI: 10.1109/TPAMI.2007.1166

SIMPLE ARTIFICAL LIFE FRAMEWORK

Jan Klusáček

Doctoral Degree Programme (2) , FEEC BUT E-mail: xklusa00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Honzík E-mail: honzikp@feec.vutbr.cz

Abstract: Artificial life (AL) is a field of study dealing with computer models simulating life and its evolution. This article describes a simple framework created to work with an artificial life. Created framework works with simulation of behavior of single cell organism. In addition, it also simulates basic physics. Results of simulations are accessible through a web interface which allows observing the environment and details of each organism. Simple demo of realised program is aviable at address: http://klusacek.tk/~honza/sim/view.php?sim=sim.

Keywords: Artificial life, Python, Grammatical evolution, Web interface

1 INTRODUCTION

Artificial life is a very broad area covering systems simulating some properties of life. Artificial life is mostly studied using computer simulations, but there are also projects using physical hardware[1].

Many AL simulations are similar to evolutionary algorithms, particularly to genetic algorithms (GA). AL unlike GA doesn't use any explicit fitness function. Organism's ability to reproduce isn't determined by some abstract fitness function, but its direct result of individual's properties and behavior. There are many different variants of AL. Some of these variants will by described further.

1.1 EVOLVING PROGRAMS

This is probably the largest group of AL. In this case, each individual is represented by a single program. The objective of these programs is survival (being executed) and reproduction. There are many variants of simulators differing in the used language and mechanism of creating programs (individuals).

One of these simulators is Avida[2]. It simulates a virtual machine consisting of CPU, memory and operating system. All of the programs (individuals) reside in one memory space. They compete for CPU time and memory. These programs can reproduce (copy its code to another place in memory and execute it), mutate (copy itself with error) and crossover (when two programs trying to copy themselves to overlapping locations). Experiments show emergence of some interesting phenomena known from real life, for example parasitism. Some of the newly evolved programs call parts of other programs. Other programs replace concurrent programs with their own code, effectively stealing their CPU time.

Another example of evolving programs is DigiHive[3]. This simulation works with two dimensional environment populated by particles. Each particle contains a small part of a program in a declarative language. These particles can freely move and when multiple particles collide, they can join and create more complicated programs.

1.2 NEURAL NETWORK

Some simulations derive behavior of their individuals from a neural network instead of a program. One example of usage of neural network is Critterding simulator. Individuals in this simulation are defined by their body and neural network controlling it. The goal of each individual is to evolve its body and neural network to allow it to move and collect food effectively. There is no explicit fitness function, instead individual which is able to collect a specified amount of energy can reproduce.

Another example of AL simulation using neural network is OpenWorm project. This project aims to create complete simulation of one worm (Caenorhabditis elegans)[4]. It aims to simulate complete copy of its neural network (302 neurons).

2 ARTIFICAL LIFE FRAMEWORK

This paper describes a simple AL framework which was implemented and tested. This framework is designed to simulate simple single cell organisms and their interaction with the environment. The main purpose of this framework is to simplify the process of testing different algorithms simulating the organism's behavior. The whole framework is divided into two parts. One part is dealing with simulation and other provides an interface for presenting results to user in the human readable form.

3 SIMULATION

The first part of designed framework is simulation. It's divided into three modules. First part deals with simulation of an environment. Second part deals with simulation of organism: its movement, senses, energy consumption, etc. Last part simulates behavior of organisms.

3.1 ENVIROMENT

Simulated environment is represented by a grid of pixels. Each pixel contains information about amount of chemicals. Currently, the simulation works with two chemicals: food and waste products. There are also methods to simulate phenomena as diffusion and decay of chemicals, methods to create sources of chemicals and methods providing statistics.

3.2 ORGANISM

This module simulates processes related to physical organisms. It simulates its external functions as turning, movement (with inertia), food intake, sensory functions and internal functions as energy consumption and production of waste.



Figure 1: Schema of organism.

The simple schema of simulated is on the Figure 1. There is a circle in the center of each organism. The color of this circle gradually changes from black to white, depending on energy stockpile. Every organism need energy to survive and it dies when its energy reserve drop to zero. Energy is spent when the organism accelerates, it's necessary for the organism to reproduce and it's slowly spent even when the organism is still. The organism can obtain energy by eating food which is located on the same pixel.

Each organism has three sensors enabling it to sense the concentration of chemicals in three places relative to its coordinates. First is placed in center of organism, other two are placed at s distance of 1 pixel 45° on each side of the longitudinal axis. These sensors are shown as red lines on the schema. The brightness of these lines depends on sensed value.

The blue line on schema shows orientation of organism. The brightness of this line shows a current acceleration of the organism.

3.3 BEHEVIOR

Last module in created program controls behavior of each organism. This module uses inputs from sensors (currently only food, waste and energy stockpile) and control outputs (turning and acceleration). This module is implemented as an abstract class intended to be used as a base class.

To test the function of a whole program, one example behavior module was implemented. This module uses grammatical evolution to control outputs.

3.4 GRAMMATICAL EVOLUTION

Grammatical evolution (GE) is evolutionary algorithm which search to space of programs. It's similar to Genetic programming (GP). Both algorithms work with programs represented by tree structure and both algorithms use genetic algorithms. The main difference between these algorithms is the way they handle genetic operators (crossover and mutation). GP work directly with tree structure and can change selected node to another (mutation) or swap branches of two different trees (crossover). This means that after each modification of the program, it has to be checked if it has valid syntax.

GE keeps separate genotype and phenotype. Genotype is represented by integer string and it's mapped to phenotype using grammar in Backus-Naur form (BNF). Genetic operators are applied to integer string, which is then converted back to tree structure using grammar. This ensures that the new program is valid. On the other hand, this approach cause lower locality of method (change in one gene can change the meaning of all following genes). The process of mapping integer string to expression is on Figure 2



Figure 2: Example of mapping integer string to tree structure

4 WEB INTERFACE

The first part of a framework deal with simulation and it save its results in a file. But it's necessary to have some interface to show these results in human readable form. This was implemented as web interface. The web interface was selected because it allows easily check the progress of simulation on remote server and it is multiplatform. On server side PHP and Python scripts are used on server side. PHP was used to create most of the web interface. Python scripts are used only to extract information from saved results and they share parts of code with simulation. On the client side HTML and JavaScript is used. New pictures and requested details are loaded using Ajax to guarantee minimal latency.



Figure 3: Example of Web interface

Example of web interface is on figure 3. The scroll bar on the bottom of the page can be used to select step of the simulation. The step can be selected either manually (moving scroll bar directly) or as the animation. Animation can be started using Start button which can be used also used to pause running animation. Picture of selected step is displayed above the scroll bar. This picture shows the distribution of food (green) and waste (red). It also shows individual organisms using schema described in chapter 3.2. The user can click anywhere in this picture to get detailed information. After each click, python script is run on server side loading saved data from selected step. This information is then displayed in tables on the right side. One table shows information about selected pixel. Second table contains information about nearest organism.

5 CONCLUSION

New framework described in this paper enables easy testing of the different behaviors of single cell organisms. Simulator saves the complete state of simulation each step. This allows to review any step of the simulation after it is already finished. The interface is realized as a web interface. This allows easy access to results even if the simulation is running on the remote computer.



Figure 4: Evolution of GE organism.

One example organism was designed and implemented in addition to basic framework. This organism is using grammatical evolution to control its behavior. This organism was used to test the functions of the framework. This test used a simple environment with little food in the center and abundance on edges. All new organisms are spawned in the center, meaning that they have to find place with higher concentration of food.

The example of the evolutionary process of GE organism is on Figure 4. At the beginning of the simulation, there are organisms with random behavior spawned in center of map without food. These organisms keep dying, because they are not able to locate food and new random organisms are spawned to replace them. Eventually some organism which is able to locate food source appear. This organism quickly finds the location with an abundance of food and starts to multiply quickly. After a short time, most of the population is able to locate food, and its move from the center of the map.

Acknowledgement: This work was supported by grant "Research of Modern Methods and Approaches in Automation" from the Internal Grant Agency of Brno University of Technology (grant No. FEKT-S-14-2429).

REFERENCES

- [1] Hitoshi Hemmi, Jun'ichi Mizoguchi, and Katsunori Shimohara. Development and evolution of hardware behaviors. In *Towards Evolvable Hardware*, pages 250–265. Springer, 1996.
- [2] Chris Adami and C Titus Brown. Evolutionary learning in the 2d artificial life system 'avida'. In *Artificial life IV*, volume 1194, pages 377–381. Cambridge, MA: MIT Press, 1994.
- [3] Rafa Sienkiewicz and Wojciech Jêdruch. Artificial environment for simulation of emergent behaviour. In B. Bieliczyński et al, editor, Adaptive and Natural Computing Algorithms: 8th International Conference, ICANNGA 2007, Warsaw, Poland, April 11-14, 2007, Proceedings, Part I, volume 4431/2007 of LNCS, pages 386–393. Springer, 2007.
- [4] Tim Busbice, Padraig Gleeson, Sergey Khayrulin, Matteo Cantarelli, Alexander Dibert, Giovanni Idili, Andrey Palyanov, and Stephen Larson. The neuroml c. elegans connectome. *Frontiers in Neuroinformatics*, (17).

LINEAR MODEL PREDICTIVE CONTROL OF INDUCTION MACHINE

Zbyněk Mynář

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xmynar03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Václavek E-mail: vaclavek@feec.vutbr.cz

Abstract: This article presents new control algorithm for induction machine based on linear model predictive control (MPC). Controller works in similar manners as field oriented control (FOC), but control is performed in stator coordinates. This reduces computational demands as Park's transformation is absent and induction machine mathematical model in stator coordinates contains less nonlinear elements. Another aim of proposed controller was to achieve fast torque response.

Keywords: Linear model predictive control, MPC, induction machine, ACIM

1 INTRODUCTION

Induction machine (ACIM) is the most widespread type of AC machine today. Thanks to its simple construction lacking any expensive permanent magnets or brushes, the ACIM has the advantage of high reliability and low price. Most common control strategies of AC machines are the scalar control and field oriented control (FOC). More and more attention is however being paid to predictive control, especially the model predictive control (MPC) algorithms. The MPC has several advantages over the classical PID control. It can be simply implemented to systems with multiple inputs and outputs and it enables to introduce constraints of system inputs, outputs and states in a simple way. This advantages however come with relatively high computational demands of MPC, which restricts the use of these algorithms only to systems with slower dynamics. That's why MPC is mostly used in chemical industry. The MPC algorithms share characteristics like use of explicitly given model of controlled system to predict future values of outputs and states, optimisation of the control sequence through minimizing cost function and use of receding horizon control (RHC). The RHC means that in each control step, the entire control sequence over prediction horizon of constant length N is being calculated in order to minimize value of cost function J_N . However only the first value of this sequence is applied to the system and new sequence is calculated in following step. This ensures closed-loop control. [2, 6, 4],

The algorithm described in this paper belongs to linear MPC class of algorithms. The linear MPC algorithms combine the equations of the state space model of system, the cost function and the constraints defined as linear combination of system states, inputs and outputs to obtain the quadratic programming optimisation problem. This problem can be solved using fast solvers, which (especially considering possibility of use of explicit controller) allows to employ the algorithms for systems with very fast dynamics. Following chapters describe the mathematical model of induction machine, functional principle of proposed algorithm and results of simulation in MATLAB-Simulink. [3]

2 MATHEMATICAL MODEL OF INDUCTION MACHINE

The most common mechanical construction of induction machine consists of three-phase, harmonically distributed stator windings and the squirrel cage rotor. Unlike other types of AC machines, the rotor magnetic field is created subsequently as the effect of rotating stator magnetic field and is not mechanically aligned with rotor, which complicates mathematical model. The discrete-time model obtained using Euler's discretisation method in α , β stator coordinates can be expressed as

$$i_{s\alpha}(k+1) = (1 - T_s\gamma)i_{s\alpha}(k) + T_s\beta\eta\Psi_{r\alpha}(k) + T_s\beta P_p\omega_m(k)\Psi_{r\beta}(k) + \frac{T_s}{\sigma L_s}u_{s\alpha}(k),$$
(1)

$$i_{s\beta}(k+1) = (1 - T_s\gamma)i_{s\beta}(k) + T_s\beta\eta\Psi_{r\beta}(k) - T_s\beta P_p\omega_m(k)\Psi_{r\alpha}(k) + \frac{I_s}{\sigma L_s}u_{s\beta}(k),$$
(2)

$$\Psi_{r\alpha}(k+1) = (1 - T_s \eta) \Psi_{r\alpha}(k) - T_s P_p \omega_m(k) \Psi_{r\beta}(k) + T_s \eta L_m i_{s\alpha}(k),$$
(3)

$$\Psi_{r\beta}(k+1) = (1 - T_s \eta) \Psi_{r\beta}(k) + T_s P_p \omega_m(k) \Psi_{r\alpha}(k) + T_s \eta L_m i_{s\beta}(k), \tag{4}$$

where $\vec{i}_{s\alpha\beta} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^{T}$ is stator current vector, $\vec{\Psi}_{r\alpha\beta} = [\Psi_{r\alpha} \ \Psi_{r\beta}]^{T}$ is rotor magnetic flux vector, $\vec{u}_{s\alpha\beta} = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^{T}$ is stator voltage vector, ω_m is mechanical speed, $\eta = R_r/L_r$ is inverse rotor time constant, $\gamma = (R_s + R_r L_h^2/L_r^2)/(\sigma L_s)$ is inverse stator time constant, $\sigma = 1 - L_h^2/(L_s L_r)$ is leakage coefficient, $\beta = L_h/(\sigma L_s L_r)$ is coupling factor, R_s and R_r is stator and rotor resistance, L_s , L_r and L_m is stator, rotor and mutual inductance, P_p is number of machine pole pairs, T_s is sampling period and k denotes discrete time step. Equations (1) and (2) are called stator model while equations (3) and (4) are rotor model. Speed ω_m , stator current $\vec{i}_{s\alpha\beta}$ and voltage $\vec{u}_{s\alpha\beta}$ are all known, only the rotor flux $\vec{\Psi}_{r\alpha\beta}$ has to be obtained using observer. The equation

$$T_m = \frac{3}{2} P_p \frac{L_h}{L_r} \left(\Psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha} \right).$$
⁽⁵⁾

defines mechanical torque of induction machine. [6]

3 PROPOSED CONTROL ALGORITHM

Block diagram of proposed algorithm is shown in figure 1. The control is conducted in α , β stator coordinates. This, compared to FOC, eliminates the need of Park's transformation and with it the calculation of sine and cosine of angle of rotor flux vector, which is usually performed using division and square root functions. This significantly reduces computational demands. Similarly to FOC, there are two outer control loops, both of them using PI controller. First control loop keeps the square value of rotor magnetic flux amplitude $|\Psi_{r\alpha\beta}|^2 = \Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2$ at the reference value $|\Psi_{r\alpha\beta}^*|^2$. Just like in case of FOC, the amplitude of rotor flux is kept constant, unless the field weakening is required. It was chosen to control squared values because it eliminate need for calculation of square root function. The output of rotor flux controller h_{Ψ} is then used for calculation of stator current reference. Second PI controller sets the mechanical torque reference T_m^* so that the mechanical speed ω_m follows its reference ω_m^* . Both PI controllers output h_{Ψ} and T_m^* , speed ω_m , stator current $i_{s\alpha\beta}$ and rotor $\Psi_{r\alpha\beta}$ are used in system state calculation (SSC) block to prepare input for linear MPC controller of stator currents. The inner loop linear MPC controller generates the stator voltages $\vec{u}_{s\alpha\beta}$. These are modulated using standard vector modulation (SVM) technique and then applied to stator. [2, 5]



Figure 1: Block diagram of proposed control algorithm of ACIM

The task of linear MPC current controller is to ensure, that stator current $\vec{i}_{s\alpha\beta}$ follows its reference $\vec{i}_{s\alpha\beta}^* = [i_{s\alpha}^* \ i_{s\beta}^*]^T$. The current reference is calculated in SSC block in a way that emulates FOC. It means that the part of the stator current $\vec{i}_{s\alpha\beta T}^* = [i_{s\alpha T}^* \ i_{s\beta T}^*]^T$ is perpendicular to $\vec{\Psi}_{r\alpha\beta}$ and is responsible for torque, while part $\vec{i}_{s\alpha\beta\Psi}^* = [i_{s\alpha\Psi}^* \ i_{s\beta\Psi}^*]^T$ is parallel with $\vec{\Psi}_{r\alpha\beta}$ and maintains the rotor flux. Final current reference can then be calculated as $\vec{i}_{s\alpha\beta}^* = \vec{i}_{s\alpha\beta T}^* + \vec{i}_{s\alpha\beta\Psi}^*$.

To calculate torque-creating current reference $\vec{i}_{s\alpha\beta T}^*$ we first consider equation (5). If the current parts are set to its references $i_{s\alpha T}^* = -h_T \Psi_{r\beta}$ and $i_{s\beta T}^* = h_T \Psi_{r\alpha}$, where h_T is arbitrary scalar, the torque reference will be

$$T_{m}^{*} = \frac{3}{2} P_{p} \frac{L_{h}}{L_{r}} \left(\Psi_{r\alpha} i_{s\beta T}^{*} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha T}^{*} \right) = \frac{3}{2} P_{p} \frac{L_{h}}{L_{r}} \left(h_{T} \Psi_{r\alpha}^{2} - h_{T} \Psi_{r\beta}^{2} \right) = \frac{3}{2} P_{p} \frac{L_{h}}{L_{r}} |\vec{\Psi}_{r\alpha\beta}|^{2} h_{T}.$$
(6)

If $|\vec{\Psi}_{r\alpha\beta}|^2$ is replaced with its reference, the torque-producing current reference is then going to be

$$\vec{i}_{s\alpha\beta T}^{*} = \frac{2L_{r}}{3P_{p}L_{h}|\vec{\Psi}_{r\alpha\beta}^{*}|^{2}} \begin{bmatrix} -\Psi_{r\beta} \ \Psi_{r\alpha} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} T_{m}^{*} = const \begin{bmatrix} -\Psi_{r\beta} \ \Psi_{r\alpha} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} T_{m}^{*}.$$
(7)

The flux-producing stator current reference $\vec{i}_{s\alpha\beta\Psi}^*$ can be obtained from rotor model equations (3) and (4). When considering steady state $\vec{\Psi}_{r\alpha\beta}(k+1) = \vec{\Psi}_{r\alpha\beta}(k)$ and speed $\omega_m = 0$ it can be derived that $\vec{i}_{s\alpha\beta\Psi}^* = \frac{1}{L_m} \left[\Psi_{r\alpha} \ \Psi_{r\beta} \right]^{\mathrm{T}}$. However these simplifications cannot be met during nonzero speed. Rotor flux-controlling PI controller is therefore introduced to correct any disturbances. Final reference then can be obtained as

$$\vec{i}_{s\alpha\beta\Psi}^{*} = \frac{1}{L_{m}} \begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha} & \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} h_{\Psi} = const \begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha} & \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} h_{\Psi}, \tag{8}$$

where h_{Ψ} is output value of rotor flux PI controller. This way of rotor flux control however cannot startup the induction machine because at the beginning $\vec{\Psi}_{r\alpha\beta} = \vec{0}$. It is therefore necessary to apply small but sufficiently high voltage vector $\vec{u}_{s\alpha\beta} \neq \vec{0}$ before the minimal rotor flux $\vec{\Psi}_{r\alpha\beta}$ is reached and the proposed algorithm can be used. It should be noted that only mathematical operation used in equations (7) and (8) is multiplication, which makes them easy to compute. [5]

Mathematical model of induction machine was described with equations (1) to (4). The model unfortunately contains nonlinear operation of multiplication of two states. This prevents it from being expressed using state space representation $\vec{x}(k+1) = \mathbf{A}\vec{x}(k) + \mathbf{B}\vec{u}(k)$, where \vec{x} is state vector, \vec{u} is system input vector, \mathbf{A} is system matrix and \mathbf{B} is system input matrix. Usual practice is to declare nonlinear elements as measured disturbances, constant over prediction horizon. From this point of view the ACIM model in α, β coordinates is more beneficial then the model in d, q coordinates as it contains less nonlinear operations. In our case we introduce new state variables $\widehat{\omega_m \Psi_{r\alpha}}$ and $\widehat{\omega_m \Psi_{r\beta}}$. Another states we have to add are stator current references $\vec{i}_{s\alpha\beta}^*$ so we can penalise difference between stator currents and its references in cost function. [1] This leads us to extended state vector

$$\vec{x} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Psi_{r\alpha} & \Psi_{r\beta} & \widehat{\omega_m \Psi_{r\alpha}} & \widehat{\omega_m \Psi_{r\beta}} & i_{s\alpha}^* & i_{s\beta}^* \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$
(9)

Considering equations (1) to (4) and state vector (9), the system matrix will take form

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - T_s \gamma & 0 & T_s \beta \eta & 0 & 0 & T_s \beta P_p & 0 & 0 \\ 0 & 1 - T_s \gamma & 0 & T_s \beta \eta & -T_s \beta P_p & 0 & 0 & 0 \\ T_s \eta L_m & 0 & 1 - T_s \eta & 0 & 0 & -T_s P_p & 0 & 0 \\ 0 & T_s \eta L_m & 0 & 1 - T_s \eta & T_s P_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$
(10)

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$
(11)

The cost function in form of \mathfrak{L}_2 -norm can be in most simple case defined as

$$J_N(k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N-1} [\vec{x}(k+i)^{\mathrm{T}} \mathbf{Q} \vec{x}(k+i) + \vec{u}(k+i-1)^{\mathrm{T}} \mathbf{R} \vec{u}(k+i-1)], \qquad (12)$$

where *N* is length of prediction horizon, $\mathbf{Q} \succeq 0$ is state cost matrix and $\mathbf{R} \succ 0$ is system input cost matrix. The prediction horizon can be only few steps long as measured disturbances $\widehat{\omega_m \Psi_{r\alpha}}$ and $\widehat{\omega_m \Psi_{r\beta}}$ were defined with no dynamics, while in reality they change rapidly at higher speed. Only goal of proposed linear MPC controller is that stator current vector $\vec{i}_{s\alpha\beta}$ follows its reference $\vec{i}_{s\alpha\beta}^*$ as close as possible. This leads us to

where coefficient $C_i > 0$ penalizes difference between stator current and its reference and $C_u > 0$ penalizes system input (only to ensure positive definiteness of matrix \mathbf{R}). Constraints in linear MPC are defined affine function as of system states. inputs and outputs. In our case the stator voltage and current constraints need to be implemented. If the PWM modulation technique was used, the nonlinear equations $\sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} \le I_{\max}$ and $\sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2} \le U_{\max}$, where I_{max} and U_{max} are respective amplitude limits, would have to be approximated. But since the control problem is defined in stator coordinates the SVM technique offers more benefits as it can generate stator voltage with hexagon border with $\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\text{max}}$ outer radius. Current and voltage constraints can be therefore defined as $\mathbf{M}\vec{i}_{s\alpha\beta} \leq \vec{b}\frac{\sqrt{3}}{2}I_{\max}$ and $\mathbf{M}\vec{u}_{s\alpha\beta} \leq \vec{b}\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\max}$, where

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \quad \vec{b} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.$$
 (14)

4 RESULTS OF SIMULATION

Proposed algorithm was simulated in MATLAB-Simulink version 8.0.0.783 using the MPT toolbox version 3.0.20 and Gurobi version 6.0 as a solver. Parameters of simulation are stated in table 1. Due to nonlinearity of linear MPC controller, the PI controllers had to be tuned experimentally. Proportional gain was set to $K_{\Psi} = 20$ and $K_{\omega_m} = 2$ and integral time constant $T_{i\Psi} = 0.06 s$ and $T_{i\omega_m} = 0.02 s$ for rotor flux and speed controller. Prediction horizon was set to 3 steps.

Parameter	Unit	Value	Parameter	Unit	Value
R_s	$[\Omega]$	2,66	J	[kgm ²]	0,01
R_r	$[\Omega]$	2,27	Imax	[A]	7
L_s	[mH]	255	U _{max}	[V]	150
L_r	[mH]	255	T_s	[ms]	0,2
L_h	[mH]	266	C_i	[-]	100
P_p	[-]	1	C_u	[-]	$1 \cdot 10^{-3}$

Table 1: Parameters used in simulation [6]

The resulting charts can be seen in figure 2. We can notice that both torque and rotor flux begins to mildly oscillate when maximal torque or speed is achieved. It is caused by hexagon-shaped constraints of current and voltage. Generally very fast torque response can be observed, especially when 1 Nm load torque is applied in 1,5 s. Due to the absence of integrator, the linear MPC controller acts as proportional controller and the reference T_m^* is not followed exactly, but the difference is negligible.



5 CONCLUSION

New control algorithm for induction machine based on linear MPC was proposed in this paper. Algorithm emulates behavior of FOC without necessity of using the Park's transformation. Stator voltage and current limitation was set to utilize maximal possibilities of SVM modulation, which would be difficult to implement with classic PI controllers in stator coordinates. The functional principle of proposed algorithm was described in third section. Fourth section was dedicated to results of simulation in MATLAB-Simulink. Figure 2 shows very fast torque response of linear MPC controller. Future research will be focused on controller robustness and further optimisation to achieve low computational demands and possible future use on real motor.

REFERENCES

- [1] BOLOGNANI, S., et al. Design and Implementation of Model Predictive Control for Electrical Motor Drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. Vol. 56, p. 1925-1936.
- [2] CAHA, Zdeněk. Elektrické pohony. 1. vol. Prague: SNTL, 1990, 359 p. ISBN 80-03-00418-7.
- [3] GOODWIN, C. and M. SERON. *Constrained control and estimation: an optimization approach*. New York: Springer, 2005, 411 p. ISBN 18-523-3548-3.
- [4] LINDER, A., et al. *Model-Based Predictive Control of Electric Drives*. Goettingen, 2010, 256 p. ISBN-13 9783869553986
- [5] MYNAR, Z. Predicitve control algorithms of electrical drives. Brno: Brno University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Communication, 2014. 89 p. Supervisor of diploma thesis was prof. Ing. Pavel Vaclavek, Ph.D.
- [6] STUMPER, J: *Flatness-based predictive and optimal control for electrical drives*. Munich, 2013, 199 p.

SIMULINK MODEL CODE GENERATION FOR MOTOR CONTROL APPLICATIONS

Lukáš Otava

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xotava01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Václavek E-mail: vaclavek@feec.vutbr.cz

Abstract: This article is focused on the embedded software development using code generation. C-code is generated from Simulink model. Article describes hardware interface of Simulink model for AC motor control applications code generation. Results are presented on platform with ARM Cortex-M4 micro-controller, inverter and permanent magnet synchronous machine. Measurements of speed control loop on a real machine are presented and utilization of used micro-controller are discussed in conclusion.

Keywords: Motor Control, Code generation, Simulink Coder, ARM Cortex-M4, STM32F3, PMSM, Vector control

1 INTRODUCTION

Today's AC machines are controlled by micro-controllers and digital signal processors or by programmable logic devices. This article is focused on software development by automatic C-code generation from Simulink model for micro-controllers with signal processing capabilities.

1.1 CODE GENERATION ADVANTAGES AND DISADVANTAGES

Development of advanced control algorithms for AC motors is actual task due their frequent application. In traditional V diagram work-flow, embedded systems are usually developed with help of simulations. After this phase, time consuming implementation phase is established. Final phase of work-flow is verification. Verification must be done an a real hardware is final phase. On the other hand, waterfall diagram work-flow is more suitable for complex embedded projects. This work-flow implements and verifies each step of work-flow. AC motor control algorithms are more suitable for this work-flow and code generation process.

Code generation offers advantages in reduction of implementation time and advantages in code compactness. But there are additional disadvantages related to price of specific tools and need for target platform support packages.

1.2 AC MOTOR CONTROL APPLICATIONS SPECIFICS

There are many common factors in motor control which are in some way specific for control loops. These specifics are usually close-knitted to the power electronic which is used in switching-mode voltage converters. [2]

Switching-mode voltage converters use pulse width modulation (PWM) for their effective operation. Frequency of PWM signal is determined by semiconductor's parameters (efficiency point of view) and load of inverter (current ripples, audible noise). Sampling frequency of motor control loops is determined by electrical time constants of a load and it is usually derived from the PWM frequency

in integer ratio. For current control loops, phase current analogue-to-digital conversion (ADC) have to be synchronized with PWM signal. Because PWM signal is usually complementary and phase currents can be measured only in the specific part of duty cycle there are therefore demands for hardware with specific synchronization modes for synchronization between peripherals. Precise current measurement is required for suppressing jitter in signals.

AC machines are usually controlled from rotor point of view. Sinusoidal stator quantities are seen from rotor as constants in steady state. This scheme is called vector control and also require computational power for mathematical transformations. Shaft position and speed measurement is required for traditional vector control of AC motors. This measurement have to be precise and there are complications with speed measurement. This also require special utilization of hardware peripherals and its synchronization. [2]

1.3 TARGET SUPPORT AND DRIVERS FOR CODE GENERATION

If we want to use code generator in embedded world we have to use some kind of interface which provide connection of generated code with hardware layer.

This is done by target support packages for Embedded coder in Simulink. This packages are available for many different platforms [1]. But these packages include only basic modes of peripherals. Synchronization between peripherals is usually omitted. Motor control loops are difficult to implement without peripherals synchronization, therefore there is a demand for custom drivers with peripheral synchronization for motor control. Custom drivers are also more suitable for production hardware from performance point of view.

2 HARDWARE PLATFORM OVERVIEW

Traditional vector control of AC motor requires sensors for measurement (shaft position, velocity, phase currents) and hardware representing voltage source inverter. For motor control development, a simple voltage source inverter printed circuit board with these interfaces was constructed. There are mosfet drivers from IR, mosfets from NXP and shunt resistor phase current measurement.



Figure 1: Motor control voltage source inverter

This voltage source inverter is controlled by STM32F3Discovery development board from ST Microelctronics with ARM Cortex-M4 micro-controller and debug interface [4]. This micro-controller is equipped with single-precision floating point unit [3]. Block diagram and photo of the development platform can be seen in figure 1.

Because every motor control scheme contains similar interfaces, simple C API for motor control applications was created. API contains initialization function initMotorHW(), functions for measurement: motorGetPositionEl(), motorGetSpeed(), motorGetADCvalues() and function motorSetAlfaBeta(), which sets voltage on PWM inverter output. The API guarantee modular design of motor control drivers, which is required for interfacing with generated code.

3 MATLAB/SIMULINK EMBEDDED CODER TOOL

Simulink Embedded Coder is integrated into *Simulink model editor*. All settings of Embedded coder are in *Model configuration parameter* dialogue window.

Key settings for code generation are in *System target file*. This file determines a process of code generation, parameters of target platform and tools for target platform. For code generation with custom HW drivers, generic system target file ert.tlc was used. In *Interface* setting pane of code generation, *Software environment* was set to support only floating point numbers and absolute time. After successful options setting, the code generation process can be started with *Build model* button from tool bar. [1]

3.1 CUSTOM HW DRIVER BLOCKS INTEGRATION

In Simulink models, user can define own blocks using S-functions. But these S-functions aren't directly usable in code generation process. TLC language is a tool for scripting during code generation process. There is a possibility to write TLC file, which describes, how to substitute S-function with C-code for target platform during code generation process. TLC file contains a recipe, which C-code should be placed into definition section, which C-code substitutes initialization function, output function of S-function and so on. All HW drivers can be integrated in this way. Example with CMSIS DSP function integration is outlined in figure 2.



Figure 2: Process of user code integration into generated code

For motor control purposes, functions from Motor Control API and arm_sin_cos_f32() function from ARM CMSIS DSP library were interfaced in discussed way. S-functions representing these blocks define signals with single precision. Library of implemented Simulink blocks is shown in figure 3. *F3MC_alfaBetaToSVM* block ensures periodic call of rt_OneStep() function. Parameter of this block specifies PWM frequency and therefore the real base sampling frequency of model.

In case of platform specific implementation of mathematical functions, *Code replacement library* setting of Embedded coder interface should be used. This feature can map block inputs and outputs to function call with respect to signal types. Input and output signals could be also accessed through C pointers.



Figure 3: F3MC drivers in Simulink model

4 TESTS AND PERFORMANCE ANALYSIS

HW drivers and whole code generation process were tested with traditional speed vector control scheme for permanent magnet synchronous machine. This vector control scheme contains speed control loop, current control loop and signal transformations [2]. Final model for code generation is depicted in figure 4. All controllers in the model are discrete PI type designed for specific motor parameters. PWM frequency and current control sampling frequency were set to 20 kHz. Speed control loop has sampling frequency 2 kHz.



Figure 4: Simulink model for code generation

Matlab version R2014b was used for code generation. Generated code was included in microcontroller project in CoIDE 1.7.7 integrated development environment. This project contain supporting files for micro-controller and also HW driver code and ARM CMSIS DSP library. Compilation of sources was done by gcc-arm-embedded tools version 4.8 with -Os optimization setting.

4.1 MEASURED DATA FROM REAL SYSTEM

Data from model running on target platform was recorded with STM Studio debugging software. STM Studio software communicates with target micro-controller through debugging interface and facilitate access to variables in memory of micro-controller in a direct mode (online) or in a snapshot mode (offline). All variables were measured in *Snapshot mode*. Snapshot mode requires additional SW in micro-controller, which saves recorded variables into structure in micro-controller memory. This is done in each sample period after trigger condition. Measured responses of speed and currents to speed step command 100 rad/s are shown in figure 5.

Performance of generated control algorithm was measured by oscilloscope on toggled GPIOs of micro-controller. Micro-controller was clocked at 72 MHz. Duration of current control loop with transformations is 23.6 μ s of micro-controller time. Duration of speed control loop is 9.2 μ s, which is total 32.8 μ s of micro-controller time each 10th current control sampling period.



Figure 5: Response to speed step command 100 rad/s

5 CONCLUSION

Process of embedded software development for motor control application with help of code generation tools was presented in this article. Article also discuses development of custom HW interface in situations when target support package is not available or doesn't fit the target or a production platform.

A permanent magnet synchronous machine speed control application was successfully developed using a custom drivers and Simulink Embedded Coder. Measurement on a real target platform reflects working example with micro-controller utilization about 50 %. These results point out, that the presented platform can be practically used for motor control algorithm development and testing.

ACKNOWLEDGEMENT

The completion of this paper was made possible by grant No. FEKT-S-14-2429 - "The research of new control methods, measurement procedures and intelligent instruments in automation", and the related financial assistance was provided from the internal science fund of Brno University of Technology.

REFERENCES

- [1] MATHWORKS, Inc. Code Generation from Simulink Model: Documentation center. Version R2014b. 2014.
- [2] ONG, Chee-Mun. Dynamic Simulations of Electric Machinery: Using MATLAB/SIMULINK. Prentice Hall, 1997. ISBN 978-0137237852.
- [3] YIU, Joseph. *The Definitive Guide to Arm* Cortex -M3 and Cortex -M4 Processors. B.m.: Elsevier, 2014 [accessed. 15. September 2014]. ISBN 9780124080829.
- [4] STMICROELECTRONICS. STM32F302xx, STM32F303xx and STM32F313xx advanced ARMbased 32-bit MCUs: Reference manual. 2013, RM0316.

Doktorské projekty

Biomedicínské inženýrství a zpracování signálů

PRELIMINARY ACOUSTIC ANALYSIS OF NOISE COMPONENTS IN PATIENTS WITH PARKINSON'S DISEASE

Zoltán Galáž

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: z.galaz@phd.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Petr Sysel E-mail: sysel@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with acoustic analysis of noise components extracted from speech signals of patients with Parkinson's disease (PD) who recited a poem. Experimental dataset consisted of 97 PD patients with different disease progress and 55 healthy controls (HC). The analysis is based on parametrization of 2 rhymes recitation using dysphonia features. We obtained classification accuracy 76.66% for female speakers, 69.65% for male speakers and 69.24% for the mixture of both genders.

Keywords: Parkinson's disease, Empirical Mode Decomposition, hypokinetic dysarthria, dysphonia

1 INTRODUCTION

Parkinson's disease (PD) is the world's second most frequent neurodegenerative disease [1]. PD was firstly described in 1817 by James Parkinson in his essay "An Essay on the Shaking Palsy". It is a chronic disorder that is characterized by progressive loss of dopaminergic neurons in part of the brain called *substancia nigra pars compacta* [2]. Deficiency of dopamine is considered to be major cause of parkinsonian symptoms [3]. In addition to motor symptoms such as resting tremor, bradykinesia, muscular rigidity and postural instability, patients with PD also develop behavioural alternations, reduction of cognitive abilities and the world-wide studies recently showed that one of the most frequent manifestation of PD is speech disorder. Speech deficits associated with PD are described as dysphonia (inability to produce normal vocal sounds including hoarseness and roughness, which reduce the intelligibility of speech) and dysarthria (difficulty in pronouncing words), especially its form called hypokinetic dysarthria (HD) [4].

This paper is focused mainly on the analysis of voice quality degradation caused by the fact that due to vocal chord's muscle stiffness in patients with PD, the turbulent flow from lungs is characterized by significant fluctuations, which is reflected in voice tremor [5], and also in presence of higher amount of noise caused by incomplete vocal fold closures. Features that quantify the speech impairments are generally called dysphonia measures, see [6]. An initial assumption in this paper is that due to speech impairments in patients with PD, features that quantify the noise components in the speech signal will provide better clinical information about the state of the vocal degradation. Therefore we assume that these features are good candidates for PD and healthy speech discrimination.

The rest of this paper is organized as follows. Section 2 presents the dataset and the methods used in this study, description of features used to quantify noise components and statistical analysis of these features. Experimental results are presented in section 3, and finally section 4 provides discussion and some conclusions.

2 MATERIALS AND METHODS

2.1 PATIENTS AND DATA ACQUISITION

A grand total of 152 Czech native speakers were studied. Altogether, 97 PD patients (53 men/44 women; mean age 67.52 ± 8.29 years; mean disease duration 7.80 ± 4.42 years; UDPRS III score¹ 24.91 \pm 11.97; LED² 1005.93 \pm 545.66 mg, and 55 healthy controls (29 men/22 women; mean age 63.96 ± 9.21 years) were enrolled at the First Department of Neurology, St. Anne's University Hospital in Brno, Czech Republic. The healthy participants had no history or presence of speech disorders or brain diseases, including neurological and psychiatric illnesses. Every speaker was asked to recite a poem that consists of 2 rhymes:

in Czech	English translation		
Chcete vidět velký lov?	Would you like to see a big hunt?		
Budu lovit v džungli slov.	I will be hunting in a jungle of words		
Osedlám si Pegasa,	I will saddle Pegasus,		
chýtím báseň do lasa!	I will catch the poem into a lasso.		

All speakers read the poem on a paper and tried to recite it for themselves. Afterwards, they recited the poem into a microphone. Speech signals were sampled with sampling frequency $f_s = 48$ kHz and consequently downsampled to 16 kHz. All participants signed an informed consent form that had been approved by the Ethics Committee of St. Anne's University Hospital in Brno.

2.2 SPEECH FEATURES EXTRACTION

In this paper we used signal-to-noise ratio derived from discrete time wavelet transform (SNR DTW), harmonics-to-noise ratio (HNR), noise-to-harmonic ratio (NHR), normalized noise energy (NNE), modulation energy (ME), glottal-to-noise excitation ratio (GNE) and detrended fluctuation analysis (DFA). These dysphonia measures are often used to evaluate the noise components in speech signals and they have been used several times for detection of laryngeal pathologies. We also used features based on the theory of empirical mode decomposition (EMD) to decompose the speech signal into small number of intrinsic mode functions (IMF). Based on consideration that time-varying high frequency components represented by the first few IMFs are related to instability of vocal folds vibration, Tsanas et al. proposed several SNR (signal-to-noise ratio) and NSR (noise-to-signal ratio) measures [6]. Recently we proposed several features based on IMFs, e.g. glottal-to-noise excitation ratio extracted from the first IMF (IMF-GNE). For the purpose of speech feature extraction, we used Praat acoustic analysis software [7] and Neurological Disorders Analysis Tool (NDAT) written in MATLAB and developed at the Brno University of Technology.

Finally, to obtain complete statistical representation of available features, we computed several statistical functionals of feature vectors. We included descriptive statistics (max, min, position of max, position of min, relative pos. of max, relative pos. of min), range characteristics (range, relative range, interquartile range, rel. interquartile range, interdecile range, rel. interdecile range, rel. interpresentile range, studentized range), also several means (arithmetic mean, geometric mean, trimmed means without outliers (5%, 10%, 20%, 30%, 40%, 50%)), quartiles (25/lower, 75/upper), percentiles (1st, 5th, 10th, 20th, 30th, 40th, 60th, 70th, 80th, 90th, 95th and 99th), moments (3rd, 4th, 5th and 6th, kurtosis, skewness, Spearman's 1st and 2nd skewness coefficient) and other (median, mode, var, std, mean absolute deviation, median absolute dev., geometric standard dev., coefficient of variation, index of dispersion, modulation, Shannon entropy, second-order Rényi entropy, slope, offset and error of linear regression) statistical functions.

¹Unified Parkinson's disease rating scale, part III: evaluation of motor function

²L-dopa equivalent daily dose

2.3 SPEECH FEATURES ANALYSIS

A general problem in data analysis is so called *curse of dimensionality*: presence of very large number of features often inhibits detection of useful patterns underlying the data. In order to reduce the dimensionality of input feature set and remove non-relevant features, we used minimum Redundancy Maximum Relevance (mRMR) algorithm. We used implementation of Tsanas et al. [8] and computed mRMR using Spearman's correlation coefficient as a criterion to quantify statistical relationships between features and response (speakers' label). Subsequently we performed statistical analysis of our reduced feature space. We firstly calculated Spearman's rank sum correlation coefficients and normalised mutual information between feature vectors and associated diagnosis (HC vs. PD). Spearman's correlation coefficient (ρ) is a statistical measure of strength of a monotonic relationship between feature vectors and associated response. Mutual information (MI) is a measure of the amount of information shared by two random variables. The larger the value of MI is the stronger statistical association between the feature and the response can be observed.

Next, features were used separately as an input to Support vector machines (SVM) and Random Forests (RF) classifiers to evaluate their individual discrimination power. Resulting classification accuracies (mean of individual accuracies) are listed in Table 1. Finally, we performed Mann-Whitney U test to compare calculated features between healthy controls and PD patients. The Mann-Whitney U test is non-parametric statistical test assessing the difference (significant/insignificant) of two independent groups. Table 1 summarizes statistical properties of top five features with largest relevance to response sorted according to significance level calculated by the Mann-Whitney U test. We computed these statistics for each gender separately and also for a mixture of both. Mann-Whitney U test indicated significant differences (p < 0.01) between healthy controls and PD patients for all features listed in the table. Probability density estimations computed for the best three features are represented in Figure 1.

Features	р	ρ	MI	ACC [%]
	Female participants			
CPP(1. IMF) _{20th} percentile	0.000020	0.1290	0.9727	55.2239
FD(1. IMF) _{mean} - 10% outliers	0.000028	-0.4729	0.8606	76.6567
FD(1. IMF) _{harmonic} mean	0.000036	-0.1896	0.9017	52.2388
TKEO(IMFNSR)IOR	0.000052	-0.3698	0.9727	55.2239
TKEO(IMFNSR) _{relative IQR}	0.000085	-0.4642	0.9727	62.6866
		Male participants		
TKEO(IMF NSR) _{kurtois}	0.000473	0.4009	0.8884	69.6471
TKEO(IMF SNR) _{60thpercentile}	0.001469	-0.2862	0.8884	54.7059
SE(IMF SNR) _{mean} - 40% outliers	0.002168	-0.2955	0.8884	52.3529
FD(1. IMF) _{70th} percentile	0.002238	-0.3195	0.6793	57.6471
RE(IMF SNR) _{mean} - 10% outliers	0.002540	-0.2643	0.8884	55.8824
		All participants		
TKEO(IMF SNR) _{kurtois}	0.000001	0.2295	0.9329	67.2368
TKEO(IMF SNR)IOR	0.000026	-0.2742	0.9329	53.6184
TKEO(IMF SNR) _{1st} percentile	0.000028	-0.1084	0.9329	51.9737
CPP(1. IMF) _{20th} percentile	0.000032	-0.0540	0.9329	53.2895
TKEO(IMF NSR) _{geometric} std	0.000035	0.2986	-0.3352	57.2368

Table 1: Statistical analysis of top five features selected by Mann-Whitney U-test. Table notation:IQR – interquantile range; FD – fractal dimension; SE – Shannon entropy; RE – Rényi entropy.



Figure 1: Density estimation plots (computed using density estimation with Gaussian kernels) of top three features selected by Mann-Whitney U test for both genders separately and for a mixture of both (First row of figures represents density estimations for female participants, the second row represents density estimations for male participants and the third one is related to a mixture of both genders). Red color represents healthy speech and blue color represents pathological one.

3 RESULTS

The aim of this study was to analyse the noise components present in the speech signal of patients with PD. We studied a poem recitation task of 97 PD patients and 55 gender and age matched controls. Some demographic and clinical data are summarized in Section 2. We found that patients with PD exhibit significant deficits in voice quality measures based on the theory of Empirical Mode Decomposition which indicates the presence of voice tremor due to vocal fold dysfunctions in combination with respiratory system impairments (breathy voice). Altogether, we calculated more than 1400 dysphonia features per subject.

Next, we computed the relevance of speech features to the diagnosis (HC/PD). The analysis of prosodic features by Spearman's rank correlation, mutual information, Mann-Whitney U test and single feature classification can be seen in Table 1. All selected features significantly correlated with the participants' label (p < 0.001). Figure 1 presents probability density estimation plots, computed using kernel density estimation with Gaussian kernels, of top three dysphonia measures. According to the computed classification accuracies given in Table 1 it is clear that female speakers were classified with higher accuracy than the male speakers or the combination of both genders. Based on the results of this study we conclude that underlying processes of degradation in PD speech may be different in male and female subjects.

4 CONCLUSION

In this paper we have analysed a poem recitation of patients with PD and healthy controls in order to estimate vocal impairments, which is a novel approach in the field of non-invasive PD diagnosis. We performed our measurements in male and female subjects separately and also in the mixture of both genders. It was shown that dysphonia features quantifying the noise components of speech signals can be used for diagnosis of PD with classification accuracy over 74 % using only one feature. Note that calculated classification accuracies represent only the discrimination power of a single feature, therefore any possible combination of extracted features is assumed to perform better. In addition, we have shown that splitting the data into male and female data subsets (data partitioning) reveals distinct PD speech characteristics in males and females and this tentatively suggests different pathological patterns in these two groups.

In our future study we will focus on deeper statistical analysis of noise components using dysphonia features. We will also use the sequential forward feature selection algorithm (SFFS) to select the best possible feature subset and to find the combination of speech features that provides maximal clinical information. We assume that the poem recitation task in combination with the analysis of noise components can be used not only for the binary classification purposes, but it can be also used for the purpose of disease progress tracking.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401 and by projects NT13499 (Speech, its impairment and cognitive performance in Parkinson's disease), COST IC1206, project "CEITEC, Central European Institute of Technology": (CZ.1.05/1.1. 00/02.0068) from the European Regional Development Fund. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] M. C. de Rijk et al., Prevalence of parkinson's disease in europe: A collaborative study of population-based cohorts, Neurology 54 (2000) 21–23.
- [2] O. Hornykiewicz, Biochemical Aspects of Parkinson's Disease, Neurology 51 (1998) S2-S9.
- [3] P. Brodal, The Central Nervous System: Structure and Function, Oxford University Press, 3 edition, 2003.
- [4] J. Mekyska, Z. Smekal, M. Kostalova, M. Mrackova, S. Skutilova, I. Rektorova, Motor aspects of speech imparment in parkinson's disease and their assessment, Cesk Slov Neurol N 74 (2011) 662–668.
- [5] A. M. Goberman, Correlation between acoustic speech characteristics and non-speech motor performance in parkinson disease, Med Sci Monit 11 (2005) CR109–116.
- [6] A. Tsanas, M. A. Little, P. E. McSharry, L. O. Ramig, Nonlinear speech analysis algorithms mapped to a standard metric achieve clinically useful quantification of average Parkinson's disease symptom severity, J R Soc Interface 8 (2010) 842–855.
- [7] P. Boersma, D. Weenink, Praat: Doing Phonetics by Computer (Version 5.3.10), 2012.
- [8] A. Tsanas, M. A. Little, P. E. McSharry, A methodology for the analysis of medical data, Chapter 7 in Handbook of Systems and Complexity in Health, Springler, 2013.

MICRO CT 3D VISUALIZATION AND ANALYSIS OF COLLAGEN SCAFFOLDS

Roman Jakubíček, Jiří Chmelík

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xjakub08@stud.feec.vutbr.cz, xchmel10@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jiří Jan E-mail: jan@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper we describe proposed methodology of image processing of collagen scaffolds. The description and visualization of the 3D porous structure is essential for tissue regeneration. First part of work deals with delimitation of fibrillar and cellular structure of collagen using local adaptive cluster analysis with fuzzy logic. In next section the segmentation of pores and subsequent analysis of structure features is reported. Eventually, we illustrate and discuss achieved results.

Keywords: 3D visualization, micro computer tomography, collagen scaffolds, analysis of pores

1 INTRODUCTION

Collagen is biocompatible, biodegradable protein used in tissue regeneration in the form of porous sponges due to fibrillar and pore structure, hydrophilicity and permeability. Tissue scaffold is a type of porous material designed for a support of cells, such as osteoblasts and fibroblasts. These cells are imposed to the collagen scaffolds and the growth of cells and degradation of biopolymer is monitored for possible cell proliferation and differentiation [1]. In the tissue regeneration the knowledge of scaffolds morphology is very important characteristic.

The features, such as size of cavities (pores) or degree of porosity of structures, playing a significant role for distribution of nutrient and successful cell seeding on the scaffold. For acquisition of structure characteristic can be used scanning by electron microscopy. The imaging modality provide only 2D image of 3D collagen structure and moreover the scaffold pattern must be cut up on small pieces and then the thin samples must be sputter-coated with a layer of gold prior to analysis. A more suitable method for scanning scaffold structure is X ray micro-tomography (μ CT) [2]. The image obtained by μ CT provide details about real 3D volume structure, which thanks subsequent image processing enables to get real size of pores and its connectivity (which means relative surface perforation of neighboring cavities). The size of pore is usually measured as diameter of sphere, which has equivalent volume to appropriate cavity. In this proposed work, we present image processing methodology of the collagen-based scaffold for 3D visualization and subsequent structure analysis.

2 METHODS AND METHODOLOGY

The 3D image data of collagen scaffold have been acquired by micro CT system GE Phoenix vltomelx L240 with flat panel detector array GE DXR and 180 kV/15W high-power nanofocus X-ray tube. Achieved resolution of obtained volumetric data is dependent on the sample length; for our samples it was approximately 4 μm per voxel in each axis (isotropic voxel). For 360° scan 2200 projection images was acquired. Samples of scaffold were stained by contrast agent for image enhancing. For proper visualization and subsequent analysis is needed to distinguish the collagen structure from the background. This problem is made more difficult according to the corruption of obtained data by noise and CT artefacts which are causing overlapping of intensity values of collagen structures and

background space (see typical histogram in Figure 1). Also, the low frequency spatially variant additive bias was found in image data. For this reason elementary methods such as simple thresholding are not sufficient. Especially thin or poorly stained structures are lost in the noise. Due to this more sophisticated methodology that is briefly described below was applied.



Figure 1: Example of scaffold sample intensity histogram (blue significant peak - background, blue plateau on the right - collagen structure, green (dashed) line - histogram of image areas classified as background, red (solid) line - histogram of image areas classified as collagen scaffold).

The image data can be described as:

$$y_k = x_k + b_k + n_k,\tag{1}$$

where y_k is the image intensity at the coordinate k, x_k is the intensity of real structure, b_k is additive value of the bias field and n_k is the additive noise value. The optimum segmentation is searched by classifying voxels into two classes. The first class is background and the second class presents the collagen structure. Simultaneously the influence of bias field and additive noise are suppressed.

Firstly the fuzzy c-means (FCM) optimization method is used to determine probabilities of classification to one of classes. Also, the suppression of bias field is taken into account as well as suppression of noise which is done by utilization of close neighbourhood of each voxel. Whole problem is solved as minimization problem of criterion function

$$J_m = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^N u_{i,k}^p \|y_k - b_k^* - v_i\|^2 + \frac{\alpha}{N_R} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^N u_{i,k}^p \left(\sum_{y_{R \in N_k}} \|y_k - b_k^* - v_i\|^2 \right),$$
(2)

where $U = \{y_i^k \in [0,1]\}$ are searched elements of the membership function, b_k^* is the estimated bias field, v_i is class centroid in the intensity space, observed image is represented by y_k , i is number of class (in this case $i = \{1,2\}$), N_R is number of considered neighbouring voxels, α is weighting coefficient of neighbourhood and p is equalization constant of membership function u. For complete formulation the probability constrain is added:

$$\sum_{i=1}^{N} u_{i,k} = 1, \forall k, \tag{3}$$

which means that sum of class assignment probability for each voxel is equal to one. Now, solution of this task is searched by determination of membership function $u_{i,k}$, of the bias field b_k^* and class centroids v_i by Lagrange multiplier method in iterative manner [3]. Example of estimated bias field and corrected image is shown in Figure 2. Finally segmented binary image could be obtained by simple thresholding of previously computed membership maps, however the better result was achieved

by application of locally adaptive threshold [4]. Acquired improvement of proposed segmentation method compared to manual thresholding is shown in Figure 3. Also, the fuzziness of histogram is presented in Figure 1.



Figure 2: Example of bias field correction; a) image before correction, b) estimated bias field (in different dynamic scale), c) corrected image.



Figure 3: Influence of local adaptive segmentation; a) delimitation of collagen structures with manual threshold, b) effect of local adaptive method (green circles - noise reduction improvement, blue circles - completion of collagen cellular structures)

After segmentation of collagen structures the delimitation of individual pores in scaffold sample is performed by watershed based algorithm. The input data is parametric map which is modified by hminima transform. Due to this methodology, the connectivity and partition of pores is computed and each pore has its own label and sample is prepared for subsequent numerical evaluation (see Figure 5 and Figure 6).

3 RESULTS

The main goal is to obtain the detailed description of the porous structure including numerical evaluation. For the correct tissue regeneration is necessary what most reliable to represent real structure in image data. The scaffold structure can be correctly visualized and structural features can be got only when the collagen and background is properly delimited. As you can see in Figure 3 (blue circles) the proposed local adaptive method preserves more precisely thin collagen fibers and cellular structures with low density. Moreover, next advantage of this method is reduction of false noise segmentation (green circles). Results of scaffold structure delimitation in comparison with visualized original data are shown in the Figure 4. The segmentation of collagen scaffolds is important step of proposed methodology for subsequent analysis.



Figure 4: 3D visualization of delimited collagen scaffold by volume rendering. a) Original data visualized by volume rendering, b) visualization of segmented scaffold by volume rendering.

Next phase of algorithm is obtaining the characteristics of structure. The main features for next analysis are size of pore and its count distribution in data including connectivity of individual segments. The pictures of structure segments are presented in Figure 5.



Figure 5: Slice of original data a). Displayed results of pores segmentation of delimited collagen structure in 2D b) and in 3D space c).

How is seen in Figure 5 (c), the segmentation of pores is proceeded in 3D space. For more illustrative display the single vertical slice is shown in Figure 5 (a-b). Each segmented pore is represented by unique label number and unique color. Now we can compute numerical evaluation of scaffolds features.

The average percentages of distribution collagen in sample is very significant parameter for tissue regeneration as well as percentages of structure porosity. The knowledge about distribution of pore diameters (see Figure 6) including statistical values of the first order is very useful for correct nutrition and growth of seeded cells. Only possible way how these features can be obtained is correct delimitation of collagen and pores.



Figure 6: Example of the graphical illustration of pores numerical evaluation. a) Histogram is showing count distribution of pore diameters. b) Visualization of 3D parametric map, which graphically describes local distribution of collagen in the space.

4 CONCLUSION

The problems of the correct 3D visualisation and 3D analysis of the collagen scaffold were introduced. Solving of these tasks is important contribution of advanced methods of tissue regeneration and treatment, especially from the point of view of scaffold structural features measurement. For the best possible imagination of structural features and their objective assessment the most precision definition of scaffold structures is necessary.

The proposed method of segmentation (in combination with μ CT imaging and appropriate staining) yields sufficient accuracy of results and moreover in contrast 2D SEM which is commonly used in practice, μ CT imaging allows 3D analysis and measurement. It permits relatively accurate estimation of real physical parameters of analyzed scaffold samples by automatic processing of large amount of 3D image data.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors acknowledge research group advanced polymers and composites, CEITEC, Brno University of Technology, Technicka 10, 61600 Brno, Czech Republic namely Jan Zidek and Lucy Vojtova, further research group materials characterization and advanced coatings, CEITEC, Brno University of Technology, Technicka 10, 61600 Brno, Czech Republic namely Tomas Zikmund and Jozef Kaiser.

REFERENCES

- Oliveira, S.M., Ringshia, R.A., Legeros, R.Z., Clark, E., Yost, M.J., Terracio, L., Teixeira, C.C.: An improved collagen scaffold for skeletal regeneration. Journal of Biomedical Materials Research Part A 94A(2), 371-379 (2010)
- [2] Oliveira, A.L., Malafaya, P.B., Costa, S.A., Sousa, R.A., Reis, R.L.: Micro-computed tomography (μ CT) as a potential tool to assess the effect of dynamic coating routes on the formation of biomimetic apatite layers on 3d-plotted biodegradable polymeric scaffolds. Journal of Materials Science: Materials in Medicine 18, 211-223 (2007)
- [3] Ahmed, M.N., Yamany, S.M., Mohamed, N., Farag, A.A., Moriarty, T.: A modified fuzzy cmeans algorithm for bias field estimation and segmentation of mri data. IEEE Transactions on Medical Imaging 21, 2002, pp. 193 - 199
- [4] Singh, T.R., Roy, S., Singh, O.I., Sinam, T., Singh, K.M.: A new local adaptive thresholding technique in binarization. International Journal of Computer Science Issues 8, 2011

ECG SIGNAL COMPRESSION BASED ON FRACTALS AND RLE

Andrea Němcová

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xnemco01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Martin Vítek

E-mail: vitek@feec.vutbr.cz

Abstract: Compression of ECG signal is up to date challenge. There are many methods for ECG compression. This paper focuses on fractal based compression method. The method is implemented in MATLAB and compared with results in source article. New single cycle method for ECG signal compression that combines fractals and run length encoding (RLE) is created. Both methods are compared with method based on wavelet transform (WT) and RLE and up to date wavelet based Set Partitioning in Hierarchical Trees (SPIHT) algorithm.

Keywords: fractal, ECG, electrocardiogram, compression, run length encoding, RLE, wavelet transform, WT, SPIHT

1. INTRODUCTION

Nowadays, the ECG compression is necessary because of increasing data amount and increasing requirements on data transmitting, especially in telemedicine. Usually, loss compression methods are needful to achieve higher compression. Compression is connected with quality loss. The compromise between compression and quality should be found. There are many different compression methods. One of the advanced methods is fractal based compression. This method is described in chapter 2.1 and implemented in MATLAB. New single cycle method based on fractals and RLE is created and described in chapter 2.2. Chapter 2.3 deals with another method using wavelet transform and RLE. This method is implemented as well. The best method for ECG compression is SPIHT algorithm based on WT. All of these methods are tested and compared in chapter 3. At the end of the article, in chapter 4, the discussion and conclusion are done.

2. METHODS

2.1. FRACTAL BASED COMPRESSION METHOD

One of the recent methods for ECG signal lossy compression is fractal based ECG compression. As said in [1], this method achieved compression ratio of 42 and the Percent Root Mean Square Difference (PRD) value less than 1 %.

This algorithm uses ECG signal self-similarity. It does not need ECG signal parameters detection or extraction, so it can be used for compression of normal and abnormal signals as well. Principal is as follows: The original ECG signal is divided into non-overlapping blocks (range blocks). The size of the block is called block size (BS). The domain is created as a down-sampled copy of the original ECG signal. Each range block is compared with domain and the most similar block in domain (domain block) is found. It uses Fractal Root Mean Square (RMS) metric. Domain blocks are overlapping and the distance between them is called jump step (JS). To achieve maximum similarity between the range and domain blocks, affine transforms are used. Fractal (transform) coefficients (shift and scale), affine transformation type and index (domain block location) are calculate and stored as an output. [1]

Unfortunately, in the article [1] there are mistakes in equations. The equations for scale coefficient calculation and RMS are wrong. Right equations are in the article [2]. The equation for PRD value calculation is not normalized, it means that there is no subtraction of mean of the signal (DC component). In [1] there is no other mention about subtracting DC component. PRD value is smaller than normalized PRD (PRDN) value. The authors of [1] achieved compression ratio of 42 and PRD value less than 1 % but they do not mention relevant signal.

Decompression part of the algorithm starts with random signal. Stored coefficients are applied on random signal and the original ECG is approximated. For better approximation, more iterations are necessary. In [1] they repeat the decompression algorithm four times (4 iterations). [1]

2.2. SINGLE CYCLE METHOD USING FRACTALS AND RLE

This is a new method based on the above-mentioned method (fractal based compression [1]). This method uses fractals and RLE and its block diagram is shown in Fig. 1. At the beginning, the DC component is subtracted. We use the fact that ECG signal is quasiperiodic. Instead of whole domain, we use only one cycle of ECG signal. This cycle is down-sampled (mean of two adjacent samples is calculated and rounded) and we can call it domain as well. In terms of compression ratio and quality, the ideal decimation factor is 2. The domain is converted to binary and RLE [3] is applied. The domain is stored. Then it is restored. It means run length decoding and converting to decimal are done. The interpolation by a factor of 2 is performed (mean of two adjacent samples of domain is calculated and this value is put between those adjacent samples). Then the most similar domain block is searched for each range block. Range blocks are obtained after dividing ECG signal into non-overlapping parts. The metric is used the same as in the first method (RMS). We obtain coefficients (shift, scale), type of affine transform and index of the domain block. All of the coefficients we convert to binary, do RLE and store. Stored domain and coefficients represent the compressed signal.

The decompression is done in one iteration. After run length decoding of the coefficients and domain, we convert them to decimal and calculate the final signal in a similar way as in [1]. We do not apply the coefficients on random signal but on the domain (one cycle of ECG) and only in one iteration.



Fig. 1: Block diagram of single cycle method using fractals and RLE.

2.3. WAVELET TRANSFORM AND RUN LENGTH ENCODING

This method is based on wavelet decomposition of the signal [3]. Coefficients in every band except of the low-frequency band are compared against threshold. If they are smaller than the threshold, they are substituted by zero. Then the coefficients are expressed by selected number of bits (in our case 8 bits) and RLE is applied.

The decompression starts with run length decoding, increasing bit resolution and then inverse wavelet transform is done. The results of this method depend on selected decomposition wave, reconstruction wave, level of decomposition, threshold and bit resolution.

2.4. EVALUATION PARAMETERS

The amount of compression is expressed by Compression Factor (CF) [3] as shown in Eq. (1) and Average Value Length (avL) [4] as shown in Eq. (2).

$$CF = \frac{\text{size of the input stream}}{\text{size of the output stream}}, [-] \tag{1}$$

$$avL = \frac{size \ of \ the \ output \ stream}{original \ signal \ length}, [bps] \tag{2}$$

The quality of compression is evaluated by normalized Percent Root Mean Square Difference (PRDN) [4]. PRDN is calculated as shown in Eq. (3), where X_O is original signal, X_R is reconstructed signal and \bar{X} is mean of original signal.

$$PRDN = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} [X_{O}(n) - X_{R}(n)]^{2}}{\sum_{i=1}^{n} [X_{O}(n) - \bar{X}]^{2}}}, [\%]$$
(3)

3. RESULTS

These algorithms are tested on signal 105 from MIT-BIH arrhythmia database. Length of the signal is 25 000 samples, sampling frequency is 360 Hz and it has 11-bit resolution. [5]

We set a threshold between acceptable and unacceptable quality of compression. This threshold is set on the basis of results in article [4] and original and reconstructed signals observation. The threshold is PRDN = 5 %. Below this value, distortion of ECG signal is very small.

When implementing the fractal based compression algorithm based on article [1], we use the right equations from [2]. Four iterations are not enough to approximate ECG signal well, so we use 15 iterations. We use PRDN instead of PRD. There are two adjustable parameters: block size (BS) and jump step (JS). We set BS from 2 to 20 with step 1 and then from 20 to 100 with step 10. Values of JS are 1, 10, 20 and 50 for each BS.



Fig. 2: Development of PRDN, CF and avL in dependence of BS, JS = 1, for the fractal based compression method.

Development of PRDN, CF and avL in dependence of BS is shown in Fig. 2. The JS is set on 1. The compression comes on with the BS = 5. BS from 2 to 4 cause expansion. It is obvious that CF (orange line) increases linearly with increasing BS, avL (grey line) is decreasing exponentially. The green line is threshold set on PRDN = 5 %. Blue line represents development of PRDN. This line is

not simply describable by any function. PRDN rises rapidly for BS from 3 to 6. Then it increases almost linearly with higher deviation for BS of 11. The best compression parameters are reached for BS = 13, when CF = 3,1778, avL = 3,4615 bps and PRDN = 4,8884 %.

For other JS and higher BS, trends of development of the parameters (PRDN, CF and avL) are similar like in the Fig. 2. When increasing JS, the time of compression is decreasing but the PRDN is increasing, that is why we set JS = 1. Nevertheless, the best compression parameters mentioned above are not outperformed.

The results for the single cycle method using fractals and RLE are shown in Fig. 3 (JS is set on 1). These results are obviously better than the results of the first method. Trends of CF and avL are the same as in the first method. PRDN increases linearly with increasing BS. The best compression parameters are reached with BS = 17, when CF = 13,5874, avL = 0,8096 bps and PRDN = 4,9488 %.



Fig. 3: Development of PRDN, CF, avL in dependence of BS, JS = 1, for the single cycle method.

The third method which uses WT and RLE has the best results of CF = 4,8503, avL = 2,2679 bps, PRDN = 4,9161 % as seen in Tab.1. These results are obtained when the decomposition and reconstruction wavelets are coif4, level of decomposition is 4 and maximum bit depth is 8.

Nowadays, the best results of ECG signal compression are obtained by using wavelet based SPIHT algorithm. We compressed the same signal (105 from MIT-BIH arrhythmia database) by this method using software [6] created by authors of [4]. When we set avL = 0,8096 (the same as in the single cycle method) the PRDN = 5,6135 as seen in Tab. 1.

	Fractal based compression		Result from [1]	Fractal + RLE	WT + RLE	SPIHT
JS	1	10	10	1	-	-
BS	13	35	35	17	-	-
CF	3,1778	8,5556	42	13,5874	4,8503	13,5874
avL [bps]	3,4615	1,2857	-	0,8096	2,2679	0,8096
PRDN [%]	4,8884	16,4011 *1,0433	*1,24	4,9488	4,9161	5,6135

Tab. 1: Comparison of results of fractal based compression method with results from the
article [1], single cycle method, method, which uses WT and RLE and SPIHT algorithm.* means PRD value (PRD without normalization).

As seen in Tab. 1, the best result is obtained using new single cycle method (avL and PRDN are highlighted by the green color). Time of running algorithm 1 (fractal based compression method) is 2 019 seconds, time of running algorithm 2 (single cycle method) is 32 seconds for the same BS = 17 and JS = 1. In this time, both compression and decompression are included. It means that

the new method could work in a real time because the compression and decompression time is shorter than the length of the signal (which is almost 70 seconds). From Tab. 1 is obvious, that the new single cycle method is comparable or even better than SPIHT.

4. CONCLUSION

In this paper, four methods for ECG signal compression are compared. The first one is implemented according to the article [1]. This method does not achieve by far such a good compression parameters as written in the article. For the same signal, BS and JS they achieve CF of 42 and we only less than 9, but if we use only PRD instead of PRDN we have more accurate signal (smaller PRD). As a threshold for acceptable signal we set PRDN = 5 %. The highest compression (shortest avL = 3,4615) is achieved with BS = 13 and JS = 1.

The new single cycle method based on fractals and RLE gives better results. The best one is for BS = 17 and JS = 1 and gives avL = 0,8096 bps with PRDN = 4,9488 %. This method is for the same BS = 17 and JS = 1.63 times faster than the first method based only on fractals.

The method based on WT and RLE achieves better results than the original fractal based method but worse in comparison with new single cycle method and SPIHT algorithm. The minimum avL is 2,2679 bps with PRDN less than 5 %. This method is outdated and is mentioned only for comparison.

The up to date compression method is SPIHT which is based on WT. The results of this method and single cycle method seem comparable. In this case, single cycle method gives better results.

The single cycle method was tested on 4 signals from MIT-BIH arrhythmia database. The PRDN increases linearly with BS. The slope of the line depends on particular signal. Because results of single cycle method are encouraged, this method will be tested on more signals. After that, one universal BS could be recommended. Better approach is to use the fact, that development of PRDN in dependence on BS is linear. Then we can compress the signal with low BS and high BS, calculate PRDNs and interpolate the line. Where the line crosses the threshold of PRDN = 5 %, this BS will be used for final compression.

REFERENCES

- IBAIDA, Ayman, Dhiah AL-SHAMMARY and Ibrahim KHALIL. Cloud enabled fractal based ECG compression in wireless body sensor networks. *Future Generation Computer Systems* [online]. 2014, vol. 35, pp. 91-101 [cit. 2015-03-01]. DOI: 10.1016/j.future.2013.12.025.
- [2] AL-SHAMMARY, Dhiah and Ibrahim KHALIL. Dynamic Fractal Clustering Technique for SOAP Web Messages. 2011 IEEE International Conference on Services Computing [online]. IEEE, 2011, pp. 96-103 [cit. 2015-03-02]. DOI: 10.1109/SCC.2011.15.
- [3] SALOMON, David. *Data Compression: The Complete Reference*. 4th ed. London: Springer, 2007, xxv, 1092 p. ISBN 978-1-84628-602-5.
- [4] HRUBEŠ, Jan, Martin VÍTEK and Jiří KOZUMPLÍK. Vliv komprese signálů EKG na diagnózu. *Elektrorevue* [online]. 2010, vol. 12, issue 3 [cit. 2015-03-01].
- [5] GOLDBERGER, A. L., L. A. N. AMARAL, L. GLASS, J. M. HAUSDORFF, P. Ch. IVANOV, R. G. MARK, J. E. MIETUS, G. B. MOODY, C.-K. PENG a H. E. STANLEY. PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: Components of a New Research Resource for Complex Physiologic Signals. *Circulation* [online]. 2000-06-13, vol. 101, issue 23, e215e220. DOI: 10.1161/01.CIR.101.23.e215.
- [6] VÍTEK, M., HRUBEŠ, J., KOZUMPLÍK, J. EKG KVANTUM [software]. Department of Biomedical Engineering, Brno University of Technology, 2009. URL: http://www.ubmi.feec.vutbr.cz/vyzkum-a-vyvoj/ produkty.

THE EFFECT OF CRYOPRESERVATION ON THE CURRENT RESPONSE OF CAV 3.1 TRANSFECTED HEK293 CELLS

Ondřej Svoboda, Zdenka Fohlerová

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xsvobo32@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaromír Hubálek

E-mail: hubalek@feec.vutbr.cz

Abstract: The main disadvantage of long-term storage of living cells in liquid nitrogen is its relatively fast evaporation. For this reason, it is necessary to refill Dewar flask quite often. In our experiments, we used low temperature freezer (-80 °C) as more economical option to liquid nitrogen and we would like to show that there is no significant influence of long-term storage of mammalian cell-sat a low temperature. The effect of temperature was studied as the electrophysiological characteristic of the whole-cell Ca2+ current in HEK293 cells. The current responses were measured from cells stored for eight months at -80 °C and compared with previously published papers. The current traces and I-V curves showed that there are no changes in current response between cells frozen at a low temperature and previously published results. From our results can be concluded that the low temperature freezer is an adequate option for storage of mammalian cells for a couple of months.

Keywords: patch clamp, current response, cell freezing, HEK293

1. INTRODUCTION

Because mammalian cells loosing quality with increasing number of passages they cannot be passaged indefinitely. The best way to access high quality cells is to preserve them in a low passage number at frozen state in liquid nitrogen (LN2) for a long-term storage or in a low temperature freezer for a couple of months.. Main advantage of LN2 procedure is rapid cell/tissue freezing in the contact with LN2. However the liquid nitrogen also has some disadvantages. The main problem might be a fast LN2 evaporation from Dewar flask which required to be refilled quite often. This could be especially for small laboratories with limited number of experiments and accesses to liquid nitrogen a difficulty that must be somehow overcome. One approach is based on the cryopreservation of cells in low temperature freezers (e.g. -80 °C). These freezers are commonly available in many laboratories and are used for storage of chemicals and/or short-time preservation of cell tissues. In this paper the main goal is to measure the current response of Ca_V 3.1 transfected HEK293 cells as a result of long-term cryopreservation at a low temperature whether materials and methods.

2. MATERIALS AND METHODS

2.1. HEK293 CELLS AND CAV 3.1 MEMBRANE CHANNEL

HEK293 cells originally come from human fetus aborted under Dutch law. Stable cell lines of HEK293 were generated in 1970s by Graham and van der Eb [1] at the University of Leiden, Holland. The name of cells is composed of cell type - *Human Embryotic Kidney*, and the number 293 comes from the number of experiments made by scientist. From 1970, HEK293 line expanded due to its easy cultivation, rapid growth, easy transfection [2] and low calcium and sodium channel expression [3]. Characteristically, HEK293 membrane potential is about -40 mV [2].

As was mentioned above, HEK293 cells with stable $Ca_V 3.1$ transfection [4] were used in this work. $Ca_V 3.1$ belongs to T-type of membrane calcium channels activated at low voltage (LVA). Thus, LVA channels are characterized by its activations at low membrane potential (about +20 mV from holding potential – *HP*). $Ca_V 3.1$ channel consist of $\alpha 1$ with combination of other auxiliary β , $\alpha 2-\delta$ and γ subunits [5] and is characterized by very fast activation and relatively fast recovery from the inactivation. In addition, the presence of $\alpha 2-\delta$ subunits in $Ca_V 3.1$ channel may play role in perception of pain and heat [6]. This channel was also found in cardiac tissue and neurons [5]. The typical current response can be found on F 1b) or c).

2.2. CELL CULTURES

Cells were cultivated at 37°C and 5% CO_2 in Eagle's Minimum Essential Minimum (EMEM) supplemented with 10% FBS, 1% Penicilin/Streptomycin, 1% L-Glutamine and 1% G-418 as an antibiotic selector (all from Sigma-Aldrich). The cells were subcultured, following the standard protocol for adherent cells [7] once a week up to thirty passages as maximum.

2.3. PATCH CLAMP TECHNIQUE

The current responses were obtained by standard patch clamp technique which has been established by Hamill et al [8, 9] in 1980. This electrophysiological technique allows the user to study membrane currents (voltage clamp) and membrane potentials (current clamp) of many cells. Patch clamp operates in a several modes [9, 10]. The most used is probably whole-cell mode in which the cell membrane in ruptured by extra suction using a thin glass micropipette as a recording electrode. The pipette is filled with the solution similar to the intracellular fluid. Cells are during the measurement placed in bath solution which is similar to the extracellular fluid [10]. Both solutions can be supplemented with specific channel blockers [6]. Based on cell type, different stimulation protocols can be applied. For instance, for voltage-gated channels is used voltage-step protocol (Fig. 1a); stimulation protocol for optogenetic is used for light-gated channels integrated in cell membrane [11].

Experimental setup consists of Axopatch 200B amplifier and Digidata 1440 interface (Axon Instruments) and for current response analysis, Clampex and Clampfit 10.4 (Axon Instruments) were used. Patch clamp experiments were performed in whole-cell voltage – clamp configuration. Patch clamp pipettes prepared from borosilicate glass capillaries (1.5 mm external diameter; 0.38 mm wall thickness; World Precision Instruments) with the tip diameter between 1-3 μ m and the resistance 2-3 M Ω . Pipette solution with osmolality 317 mosm×kg⁻¹ contained 130 mM CsCl, 10 mM TEA-Cl, 10 mM HEPES, 10 mM EGTA, 5 mM Na-ATP and 5 mM MgCl₂. The solution was titrated to pH 7.4 using CsOH. Bath solution with osmolality 322 mosm×kg⁻¹ contained 140 mM NaCl, 10 mM HEPES, 10 mM D-Glucose, 5 mM EGTA, 2 mM CaCl₂ and 1 mM MgCl₂. The solution was titrated to pH 7.4 using NaOH (all from Sigma-Aldrich).

3. RESULTS AND DISCUSSION

For the statistical analysis, up to 15 experiments were performed with HEK293 cells in whole cell configuration and voltage-clamp (current recording) mode. Each experiment comprises at least ten cells. Based on the voltage stimulation protocol, the holding potential was kept at -100 mV and interrupted 16 - times by 10 mV steps (up to +50 mV) with 80 ms duration see example on Fig. 1a). The 3 seconds pause was applied between each period for sufficient channel recovery from inactivation.

The real experiment of recorded current from cell is shown in Fig. 1b. In comparison to previously published current response [6] (Fig. 1c) there are small differences in shape (time constants) of
sweeps and drifting at the end of sweeps. The maximal current is approximately 1300 pA. In conclusion the amplitude and the shape are very similar to previously published data [6] (Fig. 1e).

In case of I-V curves, there is no shift in maximum between our and published curves. The curve obtained from our experiment has maximum at -50 pA/pF between -10~-20 mV. Our curve also demonstrates a small shift (about 25 mV) of reversal potential which may be caused by low gigaseal quality or by current drift.



Fig. 1: a) CaV 3.1 voltage stimulation protocol; b) current response from our experiment ; c) previously published current response [6]; d) I-V curve from our experiment; e) previously published I-V curve [6].

4. CONCLUSION

In this paper, current responses and I-V curves from frozen HEK293 transfected by $Ca_V 3.1$ membrane channel is compared to previously published papers. No significant differences were found between results. From our findings can be concluded that the long-term storage of cell at low temperature storing can serve as an alternative to liquid nitrogen.

ACKNOWLEDGEMENT

The article was supported by project no. FEKT-S-14-2300: A new types of electronic circuits and sensors for specific applications.

REFERENCES

- [1] GRAHAM, F L, SMILEY, J, RUSSELL, W C and NAIRN, R. Characteristics of a human cell line transformed by DNA from human adenovirus type 5. *The Journal of general virology* [online]. 1977, vol. 36, no. 2977, pp. 59–74. ISSN 0022-1317.
- [2] PHILIP, T and SMART, T G. HEK293 cell line: A vehicle for the expression of recombinant proteins. *Journal of Pharmacological and Toxicological Methods* [online]. 2005, vol. 51, pp. 187–200. ISSN 10568719. Retrieved from:10.1016/j.vascn.2004.08.014
- [3] KARMAŽÍNOVÁ, M and LACINOVÁ, L. Measurement of cellular excitability by whole cell patch clamp technique. *Physiological Research*. 2010, vol. 59, pp. 1–7. ISSN 08628408.
- [4] KYUNG, K M and EBERWINE, J H. Mammalian cell transfection: The present and the future. *Analytical and Bioanalytical Chemistry* [online]. 2010, vol. 397, pp. 3173–3178. ISSN 16182642. Retrieved from: 10.1007/s00216-010-3821-6
- [5] CATTERALL, W A. STRUCTURE AND REGULATION OF VOLTAGE-GATED Ca2+ CHANNELS. Annual Review of Cell and Developmental Biology [online]. 2000, vol. 16, no. 1, pp. 521–555. ISSN 1081-0706. Retrieved from: 10.1146/annurev.cellbio.16.1.521
- [6] LACINOVÁ, L. Voltage-dependent calcium channels. *General physiology and biophysics* [online]. 2005, vol. 24 Suppl 1, pp. 1–78. ISSN 0231-5882.
- [7] PHELAN, M C. Basic techniques in mammalian cell tissue culture. *Current protocols in cell biology / editorial board, Juan S. Bonifacino ... [et al.]* [online]. 2007, vol. Chapter 1, p. Unit 1.1. ISSN 1934-2616 (Electronic). Retrieved from: 10.1002/0471143030.cb0101s36
- [8] NEHER, E, SAKMANN, B and STEINBACH, J H. The extracellular patch clamp: a method for resolving currents through individual open channels in biological membranes. *Pflugers Archiv : European journal of physiology* [online]. 1978, vol. 375, pp. 219–228. ISSN 0031-6768. Retrieved from: 10.1007/BF00584247
- [9] HAMILL, O, MARTY, P, NEHER, E, SAKMANN, B and SIGWORTH, F J. Improved patch-clamp techniques for high-resolution current recording from cells and cell-free membrane patches. *Pflügers Archiv European Journal of Physiology* [online]. 1981, vol. 391, pp. 85–100. ISSN 00316768. Retrieved from: 10.1007/BF00656997
- [10] TENPEI, A, OHARA, M and OKADA, Y. Patch-Clamp Techniques: General Remarks. In: Yasunobu OKADA, ed. *Patch Clamp Techniques SE - 2* [online]. B.m.: Springer Japan, 2012, Springer Protocols Handbooks, p. 21–41. ISBN 978-4-431-53992-6. Retrieved from: 10.1007/978-4-431-53993-3_2
- [11] NAGEL, G, SZELLAS, T, HUHN, W, KATERIYA, S, ADEISHVILI. N, BERTHOLD, P, OLLIG, D, HEGEMANN, P and BAMBERG, E. Channelrhodopsin-2, a directly light-gated cation-selective membrane channel. *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America* [online]. 2003, vol. 100, pp. 13940–13945. ISSN 0027-8424.

REGISTRATION OF CONTRAST-ENHANCED ULTRASOUND SEQUENCES

Tomáš Šikner

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xsikne00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Radim Kolář

E-mail: kolarr@feec.vutbr.cz

Abstract: The registration of contrast-enhanced ultrasound (CEUS) image sequences is necessary for correct perfusion analysis. Methods developed for CEUS images have to overcome the low signal to noise ratio, speckle noise and pixel intensity changes given by the application of ultrasound contrast agents. A method presented in this paper utilizes intensity-based algorithm.

Keywords: Contrast-enhanced ultrasound image, image registration

1. INTRODUCTION

It has been proposed and developed many methods for image registration. However, only few methods are designed for contrast-enhanced ultrasound (CEUS) image sequences, for example [1, 2]. The registration of ultrasound images is a difficult task due to the low signal to noise ratio (SNR) and due to the presence of speckles. Furthermore, in CEUS sequences, the ultrasound contrast agent (UCA) induces the large change of pixel intensities after injection.

During acquisition, a tissue moves in three directions (x, y, z). Consequently, 2D image sequences record a motion in the direction of axis x and y. Motions in z direction therefore cause out-of-plane artifacts, which cannot be eliminated. Thus, the registration of 2D CEUS image sequences encounters the several main issues: low SNR, speckle noise, large changes in pixel intensities and motion z direction.

2. DATA

The here-presented registration method is proposed for the purpose of the perfusion analysis of a tumor in specific 2D image sequences (scanning one slice in time). A tested image sequence consists of 134 images. In figure 1, the 3 images of the tested sequence are illustrated. The first is acquired before UCA injection, the second is after UCA injection during contrast-filling stage and the third is after contrast-filling stage. Images contain a tumor tissue as well as other tissues such as skin. The interest area of the perfusion analysis is only the tumor tissue, so the registration is only focused on this tumor area (figure 2 - black ellipse). The success of the registration method is evaluated for the area outlined by the white rectangle in figure 2.

The image sequence was acquired using the Vevo® 2100 System. Untargeted Vevo MicroMarker contrast agent was used in an experiment.



Figure 1: The first image is acquired before UCA injection, the second is after UCA injection during contrast-filling stage and the third is after contrast-filling stage.



Figure 2: The first image of the tested 2D image sequence with delineated important areas.

3. METHOD

The basis of the method is an intensity-based algorithm that compares two regions of an image (n) with that of an image (n+1). By observing the images there was subjectively found out the rotation movement of the tumor with the center of rotation outside the tumor area. The algorithm was developed in accordance with the predetermined information.

As aforementioned, the algorithm executes the registration of images for two regions. The registration is executed for each region separately. Thus, the output of the algorithm is two registered image sequences that are then combined into one image sequence. In figure 2, there are the regions (left and right) delineated as black rectangles. Their size is the same (193×133 pixels). The registration part of the algorithm is the same for both regions and is described in the following steps. At the beginning, the center of the rotation (CoR) is subjectively selected (marked in figure 2 as a cross). Subsequently, the square grid of potential points of the CoR is created with the point distance of 10 pixels around the selected CoR (the point distance of 10 pixels was found small enough). The whole image is progressively rotated about each potential point of the CoR for angles from -2° to +2° with the step of 0.01°. The algorithm compares pixels of the rotated image falling into the region with that of already-registered image on the basis of correlation coefficient criterion (C_{CC}).

$$C_{CC}(A,B) = \frac{\sum_{m} \sum_{n} (A_{mn} - A_{r})(B_{mn} - B_{r})}{\sqrt{\left(\sum_{m} \sum_{n} (A_{mn} - A_{r})^{2}\right)\left(\sum_{m} \sum_{n} (B_{mn} - B_{r})^{2}\right)}},$$
(1)

where A is the region of the reference image, B is the region in the unregistered image, A_r and B_r are the corresponding mean values [3]. Each image is registered to previous already-registered image. This type of the registration was chosen due to the high speckle noise level.

The parameters of the registration are the position of CoR and the angle of the rotation (AoR). The computed registration parameters are different for the left and right region. Therefore, images registered using the left region (LR) differ from images registered using the right region (RR). LF registered images and RR registered images cannot be simply combined together. The area between the regions serves as a combining part. That part is registered according to the parameters of both regions.

4. RESULTS

The effect of the registration is to see in figure 3 and 4. In figure 3, the similarity of neighboring images in the sequence is expressed using the correlation coefficient. However, in this case, the effect of the registration is not visible enough and hence, in figure 4, the similarity is expressed as average pixel intensity difference (APID). In both latter figures, the contrast-filling stage is high-lighted. Especially in figure 4, we can see the positive effect of the registration. The proposed algorithm adapts well to the large changes of pixel intensities during the contrast-filling stage because no extreme fluctuations occur in the waveform of the curve of the registered image sequence. According to the APID, the similarity of neighboring images was improved by ≈ 0.32 at average after the registration. The improvement of the similarity seems apparently negligible but this is caused by the high speckle noise level.



Figure 3: Correlation coefficient between white rectangle areas in consecutive frames.



Figure 4: Average pixel intensity difference (APID) between white rectangle areas in consecutive frames.

In figure 4, curves contain six peaks that indicate tissue movements induced by breathing. The registration process consists predominantly in the rotation of an image. Figure 5 shows the functionality of the registration algorithm. The six peaks of the unregistered image sequence curve anticorrelate with the negative peaks of the left and right region AoR curves. The left and right region AoR curves represent the angles of the rotation of an image for the left region and right region, respectively. The waveforms of the curves are not influenced by the contrast-filling stage. This fact confirms the robustness of the algorithm to the large changes of pixel intensities.



Figure 5: The comparison of the AoR of the left and right region with the PID of the unregistered image sequence.

The registration of the sequence is executed successively (image by image). This registration type suffers from a cumulative error. The cumulative error of my registration algorithm is insignificant because the registered image sequence curve copies the waveform of the unregistered image sequence curve in whole length (Fig. 4) and the difference between these curves is greater during the

breathing phase (tissue movement). Due to these findings, the registration process is not very corrupted by the speckle noise as well.

5. CONCLUSION

The proposed method was developed and tested in MATLAB®. Reached results proved the functionality of the method. The algorithm detected and suppressed tissue movements in spite of high speckle noise level. The algorithm is also very robust to contrast-filling stage.

ACKNOWLEDGEMENT

This work has been supported by European Regional Development Fund - Project FNUSA-ICRC (No.CZ.1.05/1.1.00/02.0123).

REFERENCE

- Kolář, R., Jiřík, R., Harabiš, V., Nylund, K., Gilja, O. H.: Registration of ultrasound contrast images for perfusion analysis, 2009 IEEE International Ultrasonics Symposium [online]. IEEE, 2009, s. 1251-1254 [cit. 2015-03-02]. DOI: 10.1109/ULTSYM.2009.5441900.
- [2] Bouhlel, N., Coron, A., Barrois, G., Lucidarme, O., Bridal, S. L.: Dual-mode registration of dynamic contrast-enhanced ultrasound combining tissue and contrast sequences. Ultrasonics [online]. 2014, vol. 54, issue 5, s. 1289-1299 [cit. 2015-03-02]. DOI: 10.1016/j.ultras.2014.01.005.
- [3] JAN, Jiří. Medical image processing, reconstruction and restoration: concepts and methods. Boca Raton: Taylor, 2006, 730 s. ISBN 08-247-5849-8.

ENCRYPTION OF MESSAGES AND IMAGES USING COMPRESSED SENSING

Marie Daňková

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: m.dankova@phd.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Pavel Rajmic E-mail: rajmic@feec.vutbr.cz

Abstract: The article deals with compressed sensing used to encrypt data. It allows performing signal capturing, its compression and encryption at the same time. The measurement matrix is generated using a secret key and is exploited for encryption. The article shows an example of its utilization at text and image message, moreover the Arnold transform is used in colour images for increasing security.

Keywords: compressed sensing, sparsity, cryptography, encryption, Arnold transform

1 INTRODUCTION

Conventionally, signals transmitted via a public channel are at first acquired, then compressed because of their size minimization and in the end encrypted such that an eavesdropper is not able to reveal their contents. In contrary, compressed sensing [1, 2] unites these three steps, i. e. data capturing, compression and encryption. Here, the measurement matrix is generated using a secret key. Traditional encryption algorithms (DES, AES, IDEA or RSA) are not considered as ideal for encryption of images, mainly due to big redundant blocks in images. Therefore utilization of this approach in this area is perspective [3].

Usefulness of compressed sensing cryptography is demonstrated on text messages and colour image messages. The possibility of increasing security of image cryptogram by using Arnold transform is there also shortly mentioned.

The article is structured as follows: basic scheme of compressed sensing is stated in section 2. Section 3 describes scheme of encryption and decryption using compressed sensing. This scheme is demonstrated on several examples in section 4.

2 COMPRESSED SENSING

Compressed sensing (compressive sampling, CS) captures signal linearly and non-adaptively only as many times as really needed. Compressed sensing is applicable due to sparsity of the measured signal (or due to some other a priori information about it).

2.1 Sparse representation of signals

Signal $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^m$ can be represented as linear combination of basic "building blocks" \mathbf{a}_i :

$$\mathbf{y} = \sum_{i} x_i \mathbf{a}_i = \mathbf{A}\mathbf{x},\tag{1}$$

where matrix $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_n] \in \mathbb{R}^{m \times n}$, m < n, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ is a vector of weight. We assume that matrix \mathbf{A} has full rank and therefore infinitely many solutions to problem (1) exist. Only sparse solutions

are of our interest, i. e. solutions with as many zero components in **x** as possible. Vector **x** is *k*-sparse if holds: $\|\mathbf{x}\|_0 \le k$, where $\|\cdot\|_0$ is ℓ_0 -norm which is simply the number of non-zero elements. Thus a *k*-sparse vector has as most *k* non-zero components. Relative sparsity is $\frac{\|\mathbf{x}\|_0}{n}$, where *n* is length of vector **x**.

Sparse solutions can be found using this minimization problem:

$$\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{x}\|_0 \text{ subject to } \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{y}.$$
(P0)

Optimization problem (P0) is usually relaxed (to be convex) and therefore computationally plausible:

$$\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{x}\|_1 \text{ subject to } \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{y}, \tag{P1}$$

where $\|\mathbf{x}\|_1 = \sum_{i=1}^n |x_i|$ is ℓ_1 -norm of vector \mathbf{x} . Also some tolerance ε from exact solution is usually allowed, i. e. using $\|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{y}\| < \varepsilon$ instead of equality $\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{y}$ [4, 5].

Problem (P0) can be heuristically approximated using so called greedy algorithms such as OMP (Orthogonal Matching Pursuit) or MP (Matching Pursuit) [6]; problem (P1) can be solved by linear programming or using the so called proximal iterative methods [7].

2.2 COMPRESSED SENSING

Compressed sensing solves the same problem as (P0) but matrix **A** has a special design. Let Ψ be a basis in \mathbb{R}^n . Suppose that signal **z** has *k*-sparse representation **x** in this basis $\mathbf{z} = \Psi \mathbf{x}$. The goal of CS is taking only "small amount" of non-adaptive measurements (scalars products with the signal), mathematically $\mathbf{y} = \mathbf{P}\mathbf{z} = \mathbf{P}\Psi\mathbf{x}$. Here, **P** is so called measurement matrix $m \times n$ and components of vector **y** are results of measurement, i. e. linear combinations of signal samples. The number of measurement is $m \ll n$. In CS, matrix $\mathbf{A} = \mathbf{P}\Psi$; in summary we have this problem:

$$\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{x}\|_0 \text{ subject to } \mathbf{y} = \mathbf{P} \Psi \mathbf{x}.$$
 (P0')

Measurement matrices are usually considered as $\mathbf{P} = \mathbf{R}\Phi$. Here, Φ is matrix $n \times n$ (often random) and \mathbf{R} is matrix formed from identity matrix $n \times n$ keeping only some (randomly) selected rows so it has the function of selection rows from Φ . So in summary matrix $\mathbf{A} = \mathbf{R}\Phi\Psi$.

The number of measurement needed to successfully reconstruct the signal (i. e. number of rows *m* of matrix **P**) depends on the mutual coherence μ :

$$\mu([\Phi, \Psi]) = \max_{1 \le i, j \le n} \left| \Psi_i^\top \Phi_j \right|.$$

The higher mutual coherence is, the more measurements *m* are needed. Therefore, one usually looks for pairs Ψ, Φ with as low coherence as possible [1, 2, 5].

3 ENCRYPTION AND DECRYPTION USING COMPRESSED SENSING

Usually, real signals are first sampled and then compressed to minimize their size. Further, this data are encrypted using secret key and sent by public channel to the receiver. The receiver is able to decrypt the data because he also knows the key.

In contrary, compressed sensing exploits all this operations – i. e. sampling, compression and encryption – at the same time. Here, secret key is used to generate the measurement matrix \mathbf{P} for compressed sensing. Data are also transmitted via a public channel to the receiver that can reconstruct them because he knows the secret key.

Let assume that Alice wants to send a secret message $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ to Bob. If the message is not sufficiently sparse, Alice uses some suitable basis Ψ to "sparsify" its representation. Alice chooses randomly some key *i* (all keys from whole key space have the same probability of selection). With this key, she generates pseudo-random Gaussian measurement matrix \mathbf{P}_i (secret key serves as a seed for Gaussian pseudo-random number generator; using this generator, a sequence of pseudo-random numbers is generated and this sequence forms the columns of the measurement matrix). She encrypts the message to the cryptogram $\mathbf{y} = \mathbf{P}_i \mathbf{x}$. Alice sends the cryptogram to Bob who also know the key and he is able to decrypt the message by solving the problem (P0') or its relaxed version (P1) (it is appropriate to Alice verify herself by decrypting if proposed matrix enables proper reconstruction because all possible matrices \mathbf{P}_i don't have to satisfy conditions needed for finding original \mathbf{x} ; sizes of measurement matrix are given experimentally for certain category of signals) [8].

If the encrypted message is too long, it is divided to smaller blocks which are encrypted separately. In case of colour images, it is possible to encrypt each of RBG channel separately using different keys to increase the secrecy. Article [3] proposes "mixing up" the encrypted pixels (i. e. after CS) using Arnold transform to additional increasing the secrecy. Let $(x, y)^{\top}$ be pixel coordinate of square image size $N \times N$. Then discrete Arnold transform maps the point $(x, y)^{\top}$ to another integer point $(x', y')^{\top}$:

$$\begin{pmatrix} x'\\ y' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1\\ 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x\\ y \end{pmatrix} (\text{mod}N),$$

where $x, y \in \{0, 1, ..., N-1\}$. This transform is applied iteratively to the image; the number of iterations is another secret parameter in encryption.

The cryptosystem does not provide perfect secrecy as is shown e.g. in [8] and [9]. Bruce force attack is possible to the compressed sensing based cryptosystem or more sophisticate attack is possible using symmetry and sparsity structure of compressed sensing [10]. It is also impossible to learn a secret key from the plaintext-ciphertext pair, only the measurement matrix can be derived from sufficient number of this pairs using the same key and not using Arnold transform. Therefore it is better to change a key often. Unlike traditional cryptosystems, modes of operations used for block chaining can not be used in this type of cryptosystems because cryptogram has not the same length as plaintext and moreover if we add ciphertext to the plaintext (to its first vector elements) the assumption of the sparsity should be violated.

4 EXPERIMENTAL RESULTS

This part shows several simple examples of possible using compressed sensing based cryptography. Algorithm OMP was used to reconstruction original massage/image in all given examples.

4.1 TEXT MESSAGE

For encryption the text message, we assign number 1–26 to the letters A–Z, 0 to the space between words. We express the numbers as five-digit binary numbers. The sequence of binary-digit code forms sparse vector so we are able to encrypt it using compressed sensing.

Example: Alice wants to send a message to Bob:

TOTO JE TAJNY VZKAZ PRO BOBA

(*Remark: The message is in Czech with the meaning "This is a secret message for Bob".*) We assign the binary digit numbers to each character in the message:

Т	0	Т	0		J	E		Т	А	J
10100	01111	10100	01111	00000	01010	00101	00000	10100	00001	01010
N	Y		V	Z	K	A	Z		Р	R
01110	11001	00000	10110	11010	01011	00001	11010	00000	10000	10010
0		В	0	В	A					
01111	00000	00010	01111	00010	00001					

The binary code forms a vector of length 140; 54 vector elements are non-zero so this vector has relative sparsity 0.3857. It was checked experimentally that measurement matrix (generated with secret key) must have at least compression ratio 0.8 (i. e. matrix size 112×140) for successful reconstruction of message.

4.2 COLOUR IMAGE

Common images are not sparse and it is needed to utilize some suitable representation basis for using CS. For the purpose of demonstration of CS encryption of colour image, the image shown in Fig. 1(a) has been used. The discrete cosine transform was used as the sparsifying basis Ψ . This image has been divided into blocks 8×8 px in which CS was applied to each RBG channel separately. Reconstruction from 75 % of measurements isn't exact but with small relative error 0.1812 (see Fig. 1(b)).

Arnold transform can be used in each block (on each RGB channel separately) after the CS. For illustration, Arnold transform of a square image (Fig. 2(a)) is shown on Fig. 2(b)-2(f) after different number of iterations (equal for each RGB channel).

5 CONCLUSION

The article presents a possibility of using compressed sensing as cryptosystem. Measurement matrix (in CS) is generated according to the secret key and it is used also for encryption. Demonstrations were presented at text and image message. In addition, application of Arnold transform was shown on colour image to increase cryptogram secrecy.

ACKNOWLEDGEMENT

The research was supported by the SIX project registration number CZ.1.05/2.1.00/03.0072.



Figure 1: (a) Original image and (b) decrypted.



Figure 2: Arnold transform of image toadstool (a) after different number of iterations (b)–(f).

REFERENCES

- [1] Candès, E. J.; Wakin, M. B.: An introduction to compressive sampling. Signal Processing Magazine, IEEE, vol.25, no.2, pp.21,30, March 2008, doi: 10.1109/MSP.2007.914731.
- [2] Hrbáček, R.; Rajmic, P.; Veselý, V.; Špiřík, J.: Sparse Representation of Signals: Compressed Sensing (in Czech). *Elektrorevue*, 2011, vol. 2011, n. 67, p. 1–8. ISSN: 1213-1539. URL: http://elektrorevue.cz/cz/download/ridke-reprezentace-signalu--komprimovane-snimani/
- [3] Sreedhanya, A. V.; Soman, K. P.: Secrecy of Cryptography with Compressed Sensing. 2012 International Conference on Advances in Computing and Communications. IEEE, 2012, p. 207-210. DOI: 10.1109/ICACC.2012.48.
- [4] Hrbáček, R.; Rajmic, P.; Veselý, V.; Špiřík, J.: Sparse Representation of Signals: An Introduction (in Czech). *Elektrorevue*, 2011, vol. 2011, n. 50, p. 1–10. ISSN: 1213-1539. URL: www.elektrorevue.cz/files/200000751-638ac6484b
- [5] Daňková, M.: Compressed Sensing in Magnetic Resonance Perfusion Imaging (in Czech). Brno University of Technology, Faculty of Mechanical Engineering, 2014. 56 p. Supervisor: Mgr. Pavel Rajmic, Ph.D.
- [6] Elad, M.: Sparse and Redundant Representations: From Theory to Applications in Signal and Image Processing. New York: Springer, 2010, 376 p. ISBN 978-1-4419-7010-7.
- [7] Combettes, P. L.; Pesquet, J.-C.: Proximal Splitting Methods in Signal Processing. *Fixed-Point* Algorithms for Inverse Problems in Science and Engineering. Springer, 2011.
- [8] Rachlin, Y.; Barun, D.: The Secrecy of Compressed Sensing Measurements. 2008 46th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing. 2008. DOI: 10.1109/allerton.2008.4797641.
- [9] Mayiami, M. R.; Seyfe, B.; Bafghi; H. G.: Perfect Secrecy via Compressed Sensing. Communication and Information Theory (IWCIT), 2013 Iran Workshop on , vol., no., pp.1,5, 8-9 May 2013. doi: 10.1109/IWCIT.2013.6555751
- [10] Orsdemir, A.; Altun, H.O.; Sharma, G.; Bocko, M.F.: On the Security and Robustness of Encryption via Compressed Sensing. MILCOM 2008 - 2008 IEEE Military Communications Conference. 2008. DOI: 10.1109/milcom.2008.4753187.

STABLE DISTRIBUTIONS FOR FEATURE EXTRACTION FROM SPEECH SIGNALS

Zdeněk Mžourek

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xmzour01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zdeněk Smékal E-mail: smekal@feec.vutbr.cz

Abstract: The aim of this paper is to introduce class of stable distributions as a potentional tool for statistical modelling of features extracted from speech signals. Alpha-stable distributions are generalization of the Gaussian distribution therefore they can be used in modeling of more variety of different problems. It is described why can stable distributions be useful in speech processing and potential useful applications are proposed for feature extractions and reduction.

Keywords: stable distribution, feature extraction, feature reduction, speech processing

1 INTRODUCTION

The most often used probability distribution for describing statistical properties of data in signal processig is the Gaussian distribution. Its usage is justified by the central limit theorem and empirical measurements show many physical processes can be well described by the Gaussian distribution or its mixtures.

However, the probability density of many physical phenomena has tails that are heavier that tails of the Gaussian density, therefore its use can lead to performance degradation. If a random process has heavier tails than the Gaussian density and we can assume that the process satisfies stability property then the class of stable distributions can used as a useful model which can improve performance and robustness.

2 STABLE DISTRIBUTIONS

Stable distributions can be percieved as a class of distributions which can generalize the Gaussian distribution because Gaussian distribution is a special case of stable distributions [6]. Main difference between the Gaussian distribution and the stable distribution is following: Tails of the stable density are heavier than those of the Gaussian density therefore more "extreme values" can be observed. This can be seen on Figure 1a. When comparing line for $\alpha = 2.0$, which represents Gaussian density, with any other line the difference can be cleary seen.

As can be seen on the Figure 1b stable distributions can also represent class of asymmetrical densities.

2.1 PARAMETRIZATION

Stable distributions in general do not have a closed form of their density function. It means a density cannot be expressed in terms of mathematical functions such as a logarithm. This is very limiting for any manipulation therefore instead of distribution function its characteristic function is often used in such cases.

Characteristic function is in simple terms Fourier transform of distribution function and it has several very useful properties. For example, characteristic function of distribution function always exists



Figure 1: Graphs of alpha stable densities for given parameter values

and it is unique for given distribution therefore it can be used instead of the distribution function (or density function) it represents.

There exist several different parameterizations of stable distributions based on the characteristic function. All of them involve different specifications of the characteristic function. A useful parameterization for practical applications [2] is following:

$$E\exp(jtX) = \begin{cases} \exp\{-\gamma^{\alpha}|t|^{\alpha}[1+j\beta(\tan\frac{\pi\alpha}{2})(\operatorname{sign} t)((\gamma|t|)^{1-\alpha}-1)]+j\delta t\} & \alpha \neq 1\\ \exp\{-\gamma|t|[1+j\beta\frac{2}{\pi}(\operatorname{sign} t)(\ln|t|+\ln\gamma)]+j\delta t\} & \alpha = 1, \end{cases}$$
(1)

where $X \sim S(\alpha, \beta, \gamma, \delta)$ and $E \exp(jtX)$ is the characteristic function of random variable X.

Parameters α , β , γ , δ can be intepreterted in the following way:

- α is stability parameter determines the impulsivness, $\alpha \in (0, 2]$,
- β is skewness parameter represents the symmetry, $\beta \in [-1, 1]$,
- γ is scale parameter, $\gamma \in (0, \infty)$,
- δ is location parameter, δ ∈ (-∞,∞).

Scale parameter γ and location parameter δ are often interpreted as variance and mean respectfully [3], however, this is true only for some values of parameters α and β [2]. An example of inappropriate use of this terminology is the Cauchy distribution which has no mean or variance defined. Since the Cauchy distribution is a special case of stable distributions using this interpretation does not make any sense.

Different parametrizations have different "properties". For example, a parametrization (1) allows to reduce correlation between estimated parameters α , β , γ , and δ . [2].

2.2 MOTIVATION FOR USING STABLE DISTRIBUTIONS

There exist several good reasons why consider the use of stable distributions as a model for some phenomena. The main argument is the generalized central limit theorem which states that sum of infinitely many i.i.d. random variables with or without variance converges to a stable distribution. If a signal can be thought of as a sum of large number of independent and identically distributed effects then a stable model may be appropriate [4]. An example can be noise in communication systems.

Another argument which can support this claim is empirical. Many large data sets exhibit heavy tails and skewness. Stable distributions can also describe impulsive nature of signals because they do not have to have a finite variance.

Another reason for use of stable distribution is following. Statistical properties of a signal can be describe by different statistics, most often used are mean, variance, median, percentiles etc. This statistics are used to estimate the statistical behavior of a signal. However, if the distribution of the random process which represents the signal is known, there is no need for individual statistics. Parameters of this distribution can be estimated and used instead of individual statistics beacuse it provides more "complete" information about random process.

2.3 PARAMETER ESTIMATION

There are several different approaches for parameter estimation. Any procedure for estimating stable parameters will find a "best fit" based on its criteria.

The maximum likelihood approach maximizes the likehood function numericaly. Methods based on quantiles try to match quantiles of those of stable distributions. There also exist methods based on fitting appropriate empirical characteristic function and methods based on fractional ordered momements [2, 3].

All methods will give estimated values of parameters that do not have to be same, e.g. the data is multi-modal. Therefore it is important to have some means of verifing that the estimated model is reasonable for given application.

It is important to verify the estimated model because there can exist many "false-positive" cases which can't be interpreted in any meaningful way [2], therefore algorithms using this model can be performing poorly.

3 PROPOSED USE OF STABLE DISTRIBUTIONS FOR FEATURE EXTRACTION

In the following part two proposed methods are described as a way to use stable distributions for a feature extraction from speech signals.

3.1 MODEL BASED ON SPECTRAL ANALYSIS METHODS

One of the most common approaches in feature extraction from speech signals is to use tools such as short-time Fourier transform and wavelets. Features often used in classification tasks of speech signal are for example spectral centroid or mel frequency cepstral coefficients (MFFCs) [3].

As a new feature based on spectral analysis the parameters of stable distributions can be used as follows. Once a spectral analysis method is used on a signal, a coefficients describing the distribution

of frequencies of which is the signal composed. If those coefficients are thought of as a random process, then it is possible to estimate its distribution function.

In case of stable distribution which can be describe by 4 parameters, exactly 4 features are recieved independently of the signal length. Similar approach [3] was taken for classification of musical instruments. In that case new features based on stable distribution performed as well as MFFCs and in some cases they even outperformed them [3].

However, each transformation decomposes the signal in a slighty different way. If the best performace of this approach is disered, then is necessary to choose an appropriate spectral analysis method and a model estimation method. This will be the subject of future reasearch.

3.2 DIMENSION REDUCTION OF HIEARCHICAL SPEECH FEATURES

Speech features can be devided into two main categories; local features and high-level features. Local features are directly extracted from the speech signal. High-level features are derived from a vector or a matrix of local features which elementens are extracted from a segmented speech signal.

In a classification process there is a need for each feature to be a scalar value in order to apply a machine learning method such as the support vector machine (SVM), the random forest or the linear discrimination analysis. The most often used mapping is to use some kind of statistics such as mean, median, variance, percentiles, etc. This approach can significantly increase the dimension of feature space because in order to describe data, several statistics have to be used.

One of main problems with analysis of high dimensional data is so-called curse of dimensionality. This problem manifests itself in many applications. One example of this phenomena can be demonstrated on the volume of unit cube. With increasing dimensions its volume is growing so fast that the data become sparse. This is problem mainly for any method that requires statistical signifiance. In order to obtain a significant result the amount of data needs to grow exponentially with the dimension [5].

In order to prevent this phenomena to manifest two main techniques of data manipulation are often used. The first one is variable selection and the second one is dimension reduction. The variable selection selects few variables which describes most of the data variability. The dimension reduction method reduce the dimension by transforming the feature space to a lesser dimensional space with the same ability to describe variability in the data set. Each approach has its strengths and weaknesses. The following part is focused on the dimension reduction method.

One of the most known methods dimension reduction is the principal component analysis. In simple terms, it transforms feature space into different vector space which basis are linear combinations of original feature space basis, therefore it is often difficult to interpret the new features from this transormed feature space. It is one of the main drawbacks of this approach generally [5].

In this article, a similiar approach is proposed but with different consequences to interpretability. Instead of estimating many different statistics to describe properties of a random process, it is "only" needed to estimate parameters of a model for its distributions. If a stability of this random process is assumed it is possile to use a stable distribution model. Therefore instead of dozens new features (individual statistics) only 4 features (parameters of estimated distribution model) are retrieved. This way a new feature space is obtained with a lower dimension than feature space composed of individual statistics and, in theory, there is no significant information loss. Each feature also has a reasonable intepretation in terms of the estimated model.

This approach can also help to a better understanding of modelled phenomena because it can provide more insight into the process behavior.

4 CONCLUSION

In this paper a new approach for feature extraction and reduction in speech processing is proposed. Stable distributions are presented as a useful tool for modelling statistical properties of a random process which may in this case represent coefficients of a spectral analysis method or used instead of statistics such as mean, variance, median, etc. Suitability of this method is supported by theoretical claims such as generalized central limit theorem and also some empirical evidence.

In the next section two novel methods are proposed for feature extraction from speech signals. First approach is based on modelling distribution of coefficients retrieved by spectral analysis. This approach is inspired by similiar method used for music instruments classification.

The main contribution of this article is the second proposed method for feature reduction of the highlevel features build upon local parameters of speech signals. In this part of the article is explained why is the most common approach for retrieving highlevel features of speech signal suboptimal. This method can in theory provided better classification results but verification will be the subject of future research.

5 ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401 and by projects NT13499 (Speech, its impairment and cognitive performance in Parkinson's disease), COST IC1206, project "CEITEC, Central European Institute of Technology": (CZ.1.05/1.1. 00/02.0068) from the European Regional Development Fund. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] Kidmose, P.: Alpha-Stable Distributions in Signal Processing of Audio Signals, 41st Conference on Simulation and Modelling, Scandinavian Simulation Society (SIMS), 2000, s. 87-94
- [2] Nolan, J. P.: Fitting Data and Assessing Goodness-of-fit with Stable Distributions, 1999
- [3] Özbek M. E., Çek M. E, Savaci, F. A.: Skewed alpha-stable distributions for modeling and classification of musical instruments, Turk J Elec Eng & Comp Sci, Vol. 20, No. 6, 2012
- [4] Shao, M., Nikias, C.L.: Signal processing with fractional lower order moments: stable processes and their applications, Proceedings of the IEEE, Vol. 81, Issue 7, 1993, ISSN: 0018-9219
- [5] Hastie, T., Tibshirani, R., Friedman, J.: The Elements of Statistical Learning: Data Mining, Inference, and Prediction, Springer, 2009, ISBN: 0387848576
- [6] Uchaikin, V.V., Zolotarev, V. M.: Chance and Stability: Stable Distributions and their Applications, 1999, ISBN 3-110935-97-X

Doktorské projekty

Teoretická elektrotechnika, matematika a fyzika

OPTIMIZATION OF LINEAR DIFFERENTIAL SYSTEMS BY LYAPUNOV'S DIRECT METHOD

Hanna Demchenko

Doctoral Degree Programme (1. ročník), FEEC BUT E-mail: xdemch02@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Josef Diblík E-mail: diblik@feec.vutbr.cz

Abstract: Two approaches to solving optimization problems of dynamic systems are well-known. The first approach needs to find a fixed control (program control) for which the system described by differential equations reaches a predetermined value and minimizes an integral quality criterion. Proposed by L.S. Pontryagin, this method was in essence a further development of general optimization methods for dynamical systems. The second method consists in finding a control function (in the form of a feedback) guaranteeing that, simultaneously, the zero solution is asymptotically stable and an integral quality criterion attains a minimum value. This method is based on what is called the second Lyapunov method and its founder is N.N. Krasovskii. In the paper, the latter method is applied to linear differential equations and systems with integral quality criteria.

Keywords: Lyapunov function, optimization problem, integral quality criterion, control function

1 INTRODUCTION

As it is well-known, there are two approaches to solving optimization problems of dynamic systems. The first approach is based on finding what is called a fixed control (program control) for which the system described by differential equations reaches a predetermined previously value and minimizes the integral quality criterion. This method was designed by L.S. Pontryagin and can be regarded as a further development of the general optimization methods for dynamical systems. The second method suggests finding a control function in the form of a feedback such that the zero solution will be asymptotically stable and, simultaneously, an integral quality criterion attains a minimum value. This method is based on what is called the second Lyapunov method, known from the theory of stability of differential equations and was proposed by N.N. Krasovskii. In the contribution, we apply the second method to linear differential equations and systems with integral quality criteria.

We describe the general scheme for the construction of an optimal control by the second Lyapunov method (see, e.g. [1, p. 476]).

The stabilization problems applied, together with the requirement of asymptotic stability of a given motion described by a system of differential equations

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(t, x(t), u(t)), \ x \in \mathbb{R}^n, \ u \in \mathbb{R}^m, \ t \ge t_0,$$
(1)

require the best possible quality of the transition process. The best quality criterion is very often expressed as a condition of minimizing the integral

$$I[x(t), u(x(t))] = \int_{t_0}^{\infty} \omega(t, x(t), u(t)) dt$$
⁽²⁾

where $\omega(t, x, u)$ is a positive function defined for $t \ge t_0$, ||x|| < M, $u \in \mathbb{R}^m$, $|| \cdot ||$ is a norm, and M is a positive constant. Frequently, the integrand $\omega(t, x(t), u(t))$ is reduced to $\omega(x(t), u(t))$ where ω is

assumed to have a quadratic form

$$\omega(x,u) = x^T C x + u^T D u$$

with a positive semi-definite matrices C and D.

We will deal with the optimal stabilization problem (see [1, p. 479]). Let a quality criterion of a process x(t) in the form (2) be fixed. It is necessary to find a control function $u = u_0(t)$ ensuring the asymptotic stability of non-perturbed motion $x(t) \equiv 0$ such that, for any other admissible control function $u = u^*(t)$, the inequality

$$\int_{t_0}^{\infty} \omega(t, x(t), u_0(t)) dt \le \int_{t_0}^{\infty} \omega(t, x(t), u^*(t))$$

holds. Then, the function $u = u_0(t)$ is called an optimal control function.

Define an auxiliary function

$$B[V,t,x,u] := \frac{\partial V(t,x)}{\partial t} + \operatorname{grad}_{x}^{T} V(t,x) f(t,x,u)$$

where V is a Lyapunov function defined for $t \ge t_0$, ||x|| < M and formulate the main theorem on optimal stabilization.

Theorem 1. [1, p. 485] Assume that, for the system of differential equations (1), there exist a Lyapunov function $V_0(t,x)$ having an infinitesimal upper bound and a function $u_0(t,x)$ such that

- 1. The function $\omega(x,t) = \omega(t,x,u_0(t,x))$ is positive definite for every $t \ge t_0$, ||x|| < M.
- 2. $B[V_0, t, x, u_0(t, x)] \equiv 0.$
- 3. $B[V_0, t, x, u(t, x)] \ge 0$ for any $u(t, x) \not\equiv u_0(t, x)$.

Then, the function $u_0(t,x)$ is a solution to the optimal control problem and

$$\int_{t_0}^{\infty} \omega(t, x(t), u_0(t, x)) dt = \min_{u} \left[\int_{t_0}^{\infty} \omega(t, x(t), u(t, x)) dt \right] = V_0(t_0, x(t_0)).$$
(3)

2 OPTIMIZATION OF LINEAR DIFFERENTIAL EQUATIONS AND SYSTEMS

Consider a scalar equation

$$\frac{dx(t)}{dt} = ax(t) + bu(x) \tag{4}$$

where *a* and *b* are real constants. We need to find a control function $u = u_0(x)$ for which the equation with $u = u_0(x)$ is asymptotically stable and a given integral quality criterion

$$I[x(t), u(x(t))] = \int_0^\infty \left(\alpha x^2(t) + \beta u^2(x(t)) \right) dt, \ \alpha > 0, \ \beta > 0$$

attains a minimum value. Solving this problem, we look for a Lyapunov function in the form $V(x) = hx^2$. Its total derivative along the solutions of given equation is

$$\frac{d}{dt}V(x(t)) = 2hx(t)\dot{x}(t) = 2hx(t)\left[ax(t) + bu(x(t))\right].$$

Equating it with the integrand multiplied by -1 (this general recommendation applied here and below follows from (3)), we obtain

$$2hax^{2}(t) + 2hbx(t)u(x(t)) = -\alpha x^{2}(t) - \beta u^{2}(x(t))$$

This equation will be satisfied if

$$2hax^{2}(t) = -\alpha x^{2}(t), \ 2hbx(t)u(x(t)) = -\beta u^{2}(x(t)).$$

We get $h = -\alpha/2a$ and $u(x(t)) = (\alpha b/\beta a)x(t)$. Hence, the optimal stabilization conditions are

$$h = -\frac{\alpha}{2a}, \ u_0(x(t)) = \frac{\alpha b}{\beta a} x(t)$$

Thus, for the control function $u = u_0(x) = (\alpha b/\beta a)x(t)$ and Lyapunov function $V_0(x) = -(\alpha 2a)x^2$, a < 0, the equation (4) will be asymptotically stable and the integral criterion attains a minimum value.

As a next application, consider a linear system with scalar control function:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + bu(x) \tag{5}$$

where $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $b \in \mathbb{R}^n$, $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}$. We need to find a control function $u = u_0(x)$ for which the system (5) is asymptotically stable and a given integral quality criterion

$$I[x(t), u(x(t))] = \int_0^\infty \left(x^T(t) C x(t) + du^2(x(t)) \right) dt$$
(6)

has a minimum value provided that *C* is a symmetric, positive definite matrix and d > 0. To solve this problem, we use Lyapunov function taken in the form $V(x) = x^T H x$ where $H \in \mathbb{R}^{n \times n}$ is a positive definite symmetric matrix. The total derivative of the Lyapunov function along the trajectories of (5) is

$$\frac{d}{dt}V(x(t)) = \left[Ax(t) + bu(x(t))\right]^T Hx(t) + x^T(t)H\left[Ax(t) + bu(x(t))\right]$$

Equating it with the integrand (multiplied by -1), we obtain

$$[Ax(t) + bu(x(t))]^T Hx(t) + x^T(t)H[Ax(t) + bu(x(t))] = -x^T(t)Cx(t) - du^2(x(t)).$$

This equation will hold if

$$x^{T}(t) \left[A^{T}H + HA \right] x(t) = -x^{T}(t)Cx(t)$$

and

$$u(x(t))b^{T}Hx(t) + x^{T}(t)Hbu(x(t)) = -du^{2}(x(t))$$

The first equation holds if H is the solution to the Lyapunov matrix equation

$$A^T H + H A = -C. (7)$$

If the matrix A is asymptotically stable, then, for an arbitrary positive definite matrix C, the Lyapunov matrix equation has a unique solution - the positive definite matrix H (see, e.g. [2]). Consider the second expression. Since the control function u(x) is a scalar, we derive

$$u(x(t)) = u_0(x) := -\frac{1}{d} \left[b^T H x + x^T H b \right].$$
(8)

Thus, for the control function (8) and the Lyapunov function used, the system (5) is asymptotically stable and the quality criterion (6) has a minimum value.

As the last application, consider a system:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(x) \tag{9}$$

where $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}^m$. We need to find a control function $u = u_0(x)$ for which the system is asymptotically stable and an integral quality criterion

$$I[x(t), u(x(t))] = \int_0^\infty \left(x^T(t) C x(t) + u^T(x(t)) D u(x(t)) \right) dt$$
(10)

takes a minimum value provided that $C \in \mathbb{R}^{n \times n}$ is a symmetric, positive definite matrix and D is a diagonal control matrix, $D = \text{diag}\{d_j\}, d_j > 0, j = 1, ..., m$. The total derivative of the Lyapunov function $V(x) = x^T H x$ along the trajectories of (9) is

$$\frac{d}{dt}V(x(t)) = [Ax(t) + Bu(x(t))]^T Hx(t) + x^T(t)H[Ax(t) + Bu(x(t))].$$

Equating it with the integrand (multiplied by -1), we obtain

$$[Ax(t) + Bu(x(t))]^{T} Hx(t) + x^{T}(t)H[Ax(t) + Bu(x(t))] = -x^{T}(t)Cx(t) - u^{T}(x(t))Du(x(t)).$$

This equation will hold if

$$x^{T}(t) \left[A^{T}H + HA \right] x(t) = -x^{T}(t)Cx(t),$$

and

$$u^{T}(x(t))B^{T}Hx(t) + x^{T}(t)HBu(x(t)) = -u^{T}(x(t))Du(x(t))$$

If the matrix H is a solution to the Lyapunov matrix equation (7), the first equation is satisfied. Consider the second equation. Set

$$b_{i} = \begin{pmatrix} b_{1i} \\ b_{2i} \\ \vdots \\ b_{ni} \end{pmatrix}, i = 1, \dots, m, \quad h_{j} = \begin{pmatrix} h_{1j} \\ h_{2j} \\ \vdots \\ h_{nj} \end{pmatrix}, j = 1, \dots, n.$$

Then, the second equation can be rewritten as

$$\begin{pmatrix} u_{1} \\ u_{2} \\ \vdots \\ u_{m} \end{pmatrix}^{T} \begin{pmatrix} b_{1}^{T}h_{1} & b_{1}^{T}h_{2} & \dots & b_{1}^{T}h_{n} \\ b_{2}^{T}h_{1} & b_{2}^{T}h_{2} & \dots & b_{2}^{T}h_{n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{m}^{T}h_{1} & b_{m}^{T}h_{2} & \dots & b_{m}^{T}h_{n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{1} \\ x_{2} \\ \vdots \\ x_{n} \end{pmatrix}^{T} \begin{pmatrix} h_{1}^{T}b_{1} & h_{1}^{T}b_{2} & \dots & h_{1}^{T}b_{m} \\ h_{2}^{T}b_{1} & h_{2}^{T}b_{2} & \dots & h_{2}^{T}b_{m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n}^{T}b_{1} & h_{n}^{T}b_{2} & \dots & h_{n}^{T}b_{m} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{1} \\ u_{2} \\ \vdots \\ u_{m} \end{pmatrix}^{T} \begin{pmatrix} d_{1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & d_{2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{m} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{1} \\ u_{2} \\ \vdots \\ u_{m} \end{pmatrix},$$

or in the form

$$\begin{pmatrix} u_{1} \\ u_{2} \\ \vdots \\ u_{m} \end{pmatrix}^{T} \begin{pmatrix} b_{1}^{T} (h_{1}x_{1} + h_{2}x_{2} + \ldots + h_{n}x_{n}) \\ b_{2}^{T} (h_{1}x_{1} + h_{2}x_{2} + \ldots + h_{n}x_{n}) \\ \vdots \\ b_{m}^{T} (h_{1}x_{1} + h_{2}x_{2} + \ldots + h_{n}^{T}x_{n}) b_{1} \\ (h_{1}^{T}x_{1} + h_{2}^{T}x_{2} + \ldots + h_{n}^{T}x_{n}) b_{2} \\ \vdots \\ (h_{1}^{T}x_{1} + h_{2}^{T}x_{2} + \ldots + h_{n}^{T}x_{n}) b_{m} \end{pmatrix}^{T} \begin{pmatrix} u_{1} \\ u_{2} \\ \vdots \\ u_{m} \end{pmatrix} = -d_{11}u_{1}^{2} - d_{22}u_{2}^{2} - \cdots - d_{mm}u_{m}^{2}$$

Hence, we obtain the system of equations

Thus, the optimal control has the form

$$u_1^0(x) = -\frac{2}{d_{11}} \left(h_1^T x_1 + h_2^T x_2 + \dots + h_n^T x_n \right) b_1,$$

$$u_2^0(x) = -\frac{2}{d_{22}} \left(h_1^T x_1 + h_2^T x_2 + \dots + h_n^T x_n \right) b_2,$$

$$\dots$$

$$u_m^0(x) = -\frac{2}{d_{mm}} \left(h_1^T x_1 + h_2^T x_2 + \dots + h_n^T x_n \right) b_m.$$

3 CONCLUSION

In the paper we applied a method developed by N.N. Krasovskii to solving optimal stabilization problems for several classes of differential equations and their systems. By this method, a control function can be found in the form of a feedback such that the zero solution of a given equation or system will be asymptotically stable and, simultaneously, an integral quality criterion attains a minimum value. Further investigation can be directed to the problem of optimal stabilization of system (9) if the matrix D in the integral quality criterion (10) is not diagonal.

ACKNOWLEDGEMENTS

The author was supported by the Grant FEKT-S-11-2-921 of Faculty of Electrical Engineering and Communication, BUT.

REFERENCES

- [1] Malkin, I.G.: Theory of Stability of Motion, Second revised edition, (Russian), Moscow, Nauka Publisher, 1966, 530 pp.
- [2] Gantmacher, F.R.: The Theory of Matrices, vol. I, II, AMS Chelsea Publishing, Providence, RI, USA, 2002.

TUNGSTEN WIRE SURFACE CLEANING USING ELECTROPOLISHING PROCESS

Michal Jurčík

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xjurci03@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Lubomír Grmela E-mail: grmela@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with the preparation of tungsten wires surface for electrochemical etching process via electropolishing process. Cleaning of the wire surface is very important for obtaining field emission cold cathodes with sharp tips and low contamination on its surface which are made from these tungsten wires. There are many ways to clean wire surface such as heating it in a ultra vacuum, using solutions and acids, mechanical cleaning etc. Each of these methods has advantages and disadvantages and due to electropolishing process quickness this method was selected for futher usage.

Keywords: electropolishing, electrochemical cleaning, field emission cold cathode, tungsten

1 INTRODUCTION

Cleaning the surface of tungsten wires is a very important part for the futher use of these wires especially for obtaining field emission cold cathodes which are commonly used in electron microscopy. Tungsten wires are in the most cases produced by powder metallurgy [1]. This technology is used due to the purity of tungsten in wire which is more than 99.2 % but unfortunately also brings a contamination of the wire surface with carbon which is used for better sliding of material when it is going through extruder during the manufacturing process. Naturally the additional contamination also occurs with interaction with the human body, dirt from the air and other sources. Production of field emission cold cathodes requires for the best results a clean workspace especially wire surface without contamination which negatively acts on the final product [2].

Electropolishing is non-mechanical process which provides a smoother material surface. This method is commonly used in industry as the final process for deburring and removing sharp edges of metal materials for example after the milling process [3]. As an electrochemical process it requires for its functioning metal material and electrolyte solution where the metal material will react in mass transport limited dissolution reaction reffered to as anodic leveling [4]. The process can be divided into two parts depending on the power supply used. When applying a DC power supply where the positive terminal is connected to the desired metal wire which serves as an anode and a negative terminal to cathode (typically made from lead, copper or stainless steel), both immersed in solution, the electropolishing process occurs. This process is time dependent and has to be limited by current passing through a circuit. Higher time, current or solution concentration will remove more material from the wire and cause its thinning [3][5][6]. The smoother surface is obtained due to higher intensity of the electric field in protruding parts of the surface which will cause its quicker oxidation in electrolyte to the cathode. The contaminants itself are dissolved to electrolyte along with metal particles.

Another option is to use AC power supply. This setup should remove contaminants without altering the wire surface during the electropolishing process also known as electrochemical cleaning [3][4]. AC method brings great benefits in fact that there is no wane of material but depends also on many

factors such as frequency, amplitude and time used for this process [4].

This article shows the results of electrochemical cleaning depending on changes in frequency of AC power supply.

2 EXPERIMENTAL RESULTS

Electrochemical cleaning using AC power supply should provide the clean wire surface without altering it. Trying this method on many samples showed relatively good results but never approached the heating in ultra vacuum (approximately 10^{-10} Pa) which gives perfect results where all contaminants almost evaporate. However reaching the ultra vacuum in chamber is a very difficult process and may take a couple of days. That is why this method is extremely time consuming and also expensive so it is not possible to afford it. Another possibility is to use mechanical cleaning using soft sandpaper or a rag. Nevertheless mechanical methods are not globaly popular because those may damage the wire surface. Selected electrochemical cleaning method also provides different results but as non mechanical do not let the surface damaged at least for a naked eye. In many articles the images of metal surface after the electropolishing and cleaning process which are obtained from microscope have a magnification of about 500 times and the surface seems to be perfectly clean. However a deeper analysis shows the negative surface oxidation and cracks depending on frequency change.

Fig. 1 shows the wire surface before cleaning process as it is bought from the manufacturer. For the experiment the highly pure 99.95 %, straight tungsten wire with a diameter of 0.38 mm was used. The wire was cut with pliers into pieces approximately 10 mm long.



(a) Magnification 1000x.

Figure 1: Tungsten wire before cleaning process.

The setup circuit shown in Fig. 2 uses generator Agilent 3322DA for sine wave. Cut wire is mounted in the collet connected to one terminal of generator. The second generator terminal is connected to stainless steel wire coiled to the ring shape. Both wires are immersed in 10 ml of 2 M NaOH solution which acts as electrolyte and is placed in the glass beaker. Tungsten wire is immersed approximately 2 mm under the surface of electrolyte due to its later usage for anodic dissolution for obtaining field emission cold cathode which is performed 1 mm under surface of electrolyte.

Testing included four different frequencies as shown in Tab. 1. After finishing electrochemical cleaning there are no other processes for additional cleaning like rag wiping to obtain true dependency of surface appearance on frequency. Each wire is thereafter put into SEM microscope for acquiring images of the wires surfaces.

For the frequency of 10 Hz as shown in Fig. 3 the surface is not cleaned well but does not contain any cracks or oxidation traces whereas for the frequency of 100 Hz, shown in Fig. 5, the damaging of the surface appears in oxidation of tungsten and deep cracks. The number of cracks and oxidation rate excludes this frequency to be useable at least for set amplitude and cycle time. Using a higher frequency



Figure 2: Electrochemical cleaning setup.

of 500 Hz as shown in Fig. 6 provides good performance in wire cleaning with eliminated oxidation but also generates cracks. Those cracks are a point of interest because the wire is not subjected

Amplitude [V]	Frequency [Hz]	Time [s]
1.37	10	120
1.37	50	120
1.37	100	120
1.37	500	120

 Table 1:
 Generator setup for each purified wire.

to high pressures or mechanical stresses. Maybe the manufacturing process or alternating current passing through the circuit cause the elongation and shortening of the inner structure of the wire, damaging the surface. The main difference between apllied frequencies of 100 Hz and 500 Hz is that for the frequency of 100 Hz the oxidation also occurs inside the crack meanwhile for the frequency 500 Hz it does not. The frequency of 50 Hz is commonly used in our setup before electrochemical etching process. As shown in Fig. 4 this frequency gives satisfying results. Not all the contaminants



Figure 3: Results for the frequency of 10 Hz. Not well cleaned but without defects.

are removed but the surface of the wire does not show any defects.



(a) Magnification 1000x.

(b) Magnification 35000x.

Figure 4: Results for the frequency of 50 Hz. The surface is fairly cleaned and any defects are not visible.



(c) Magnification 150000x.

Results for the frequency of 100 Hz. Approximately 100 nm wide deep cracks formed Figure 5: during the cleaning process. Furthermore, oxide contamination is present both on the surface and in the cracks area.



(a) Magnification 1000x.



(b) Magnification 35000x.



(c) Magnification 150000x.

Figure 6: Resulting images for the frequency of 500 Hz. Contaminants were removed properly from the surface. On the other hand there are wider ($\sim 200 \text{ nm}$) cracks than in the case for frequency of 100 Hz.

3 CONCLUSION

Frequency changing for electrochemical cleaning method showed different results as a point of futher research. Contamination of tugsten wire surface which results from the manufacturing process and human factor causes negative effects on final results especially for obtaining field emission cold cathodes which are made from these wires. Cathodes in order to function also require surface treatment of oxide layers to increase their lifetime in electron microscope. Any contamination may provide unexpected results like nonuniform layer, defects or in the worst case dysfunctional cathode. Prevention and clean workspace are the main goals which are necessary to abide.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in the paper was financially supported by the European Centre of Excellence CEITEC CZ.1.05/1.1.00/02.0068 and by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-14-2240.

REFERENCES

- [1] Mgr. Jan Hamerník. HAMERNÍK, Jan. *Prášková metalurgie* [online]. 2005 [cit. 2015-02-09]. Available from URL:<http://jhamernik.sweb.cz/Metalurgie.htm>.
- [2] OLIVA, A. I., A. ROMERO G., J. L. PENA, E. ANGUIANO a M. AGUILAR. Electrochemical preparation of tungsten tips for a scanning tunneling microscope. *Review of Scientific Instruments* [online]. 1996, vol. 67, issue 5, p. 1917- [cit. 2015-02-02]. DOI: 10.140631.1146996. Available from URL:<http://scitation.aip.org/content/aip/journal/rsi/ 67/5/10.14063/1.1146996>.
- [3] Able Electropolishing Advanced Metal Improvement Technologies in Chicago, IL. Electropolishing, Metal Polishing, Metal Passivation, Able Electropolishing [online]. 2015 [cit. 2015-02-02]. Available from URL:<http://ableelectropolishing.com/ electropolishing_workbook.pdf>.
- [4] FELIU, S. and J.A. GONZALEZ. D.C. and A.C. in the dissolution and electropolishing of steel in organic H3PO4 baths. *Corrosion Science* [online]. 1971, vol. 11, issue 5, p. 307-318 [cit. 2015-02-10]. DOI: 10.14016S0010-938X(71)80064-1. Available from URL:<http: //linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0010938X71800641>.
- [5] Harrison Electropolishing L.P. *Electropolishing Electropolishing for Industrial High Purity Industries* [online]. 2015 [cit. 2015-02-02]. Available from URL:<http://www. harrisonep.com/electropolishing.html>.
- [6] HARRIS, S. J. and R. V. KUMAR. Electrochemical cleaning of metallic surfaces. *Ionics* [online]. 2000, vol. 6, 3-4, p. 267-272 [cit. 2015-02-02]. DOI: 10.14007BF02374076. Available from URL:<http://link.springer.com/10.14007/BF02374076>.

MONTE CARLO CALCULATION OF ENERGY STRAIN ON A MUSCLE FIBER DUE TO LIGHT ABSORBPTION

Pavel Kaspar

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xkaspa25@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Tománek

E-mail: tomanek@feec.vutbr.cz

Abstract: Monte Carlo models of light propagation in different materials are widely used in today's science. In this paper the model is applied to a optically non-linear theoretical sample of a muscle fiber to determine the behavior of a photon inside the tissue, the energy absorbed by the sample and matching the energy strain to a possible effect on the fiber.

Keywords: Monte Carlo, photon absorption, light propagation, biological tissue, muscle fiber

1. INTRODUCTION

The Monte Carlo (MC) method is a technique of simulating physical processes using a stochastic model [1]. This method finds use in physics for simulation of systems with many degrees of freedom, in economics for risk and business calculation, or in mathematics for multidimensional definite integral evaluation. There are many models and algorithms created for exploration of a behavior of distinct problem classes, but so far, only a small part of them deal with anisotropic systems, like biological tissue, multiple scattering and internal light reflection [2].

For this simulation and further energy strain calculation, a theoretical bovine striated muscle fiber segment was created, and the photon histories of scattering, absorption and internal reflection were simulated. The photons are not polarized, and it is therefore not required for us to take into account the change in polarization with increasing optical thickness of the medium, or the impact of the polarization on the light propagation [3].

The effects of laser light on tissue can be separated into three basic groups affecting different levels of biological structure. During photochemical effect, the energy of laser disrupts chemical bonds on a molecular level, photothermal effect increases the temperature of the sample, causing possible cellular changes and damage and photomechanical effect causes mechanical changes on the highest level of biological structure.

2. MONTE CARLO MODEL

The algorithm used for this simulation is based upon a general steady-state light transport model [4]. It was created in MATLAB, and is heavily focused on the propagation of photons in a singular muscle fiber. The behavior of photon in any other layers of tissue surrounding the muscle fiber in question after their exit from the observed area is not included in the model.

2.1. PHOTON INITIATION, MOVEMENT AND TERMINATION

In MATLAB, the position of a photon in any given time is given in cartesian coordinate system. The starting position is selected as the point of entry into the tissue, (x, y, z = 0), with an initial direction orthogonal to the x and y axes, and a weight of 1, which is used to observe the energy chan-

ges due to the absorption and reflection in the tissue during the course of the program. In the moment of the entry, a specular reflectance R_{sp} on the surface will occur:

$$R_{sp} = \frac{(n_1 - n_2)^2}{(n_1 + n_2)^2} \tag{1}$$

where n_1 is the refractive index of the surrounding (air or tissue), and n_2 is the refractive index of the observed medium (muscle fiber).

In the same time, the weight of the photon is reduced by the value of R_{sp} .

After the entry of the photon into the observed medium, and in each subsequent repeated step of the algorithm, a step size is calculated:

$$step = \frac{-log(rand)}{\mu_t} \tag{2}$$

where *rand* is a random number from the (0,1) interval, and is separately generated for each step calculation, and μ_t is an extinction coefficient, calculated as a sum of absorption and scattering coefficient of the medium. If the step was not enough for the photon to reach boundary, the photon will undergo absorption and scattering. Otherwise reflection or transmission at boundary will occur.

Photon is terminated if it is moved outside of the medium during a step, or if the weight of the photon reaches a predefined threshold, signaling a total absorption in the tissue.

2.2. PHOTON SCATTERING AND ABSORPTION

During each step, the photon inside the tissue undergoes scattering and absorption. The scattering event provides us with new direction to move the photon:

$$\overline{x'} = \frac{\sin\theta}{\sqrt{1 - \overline{z}^2}} (\overline{x}\overline{z}\cos\psi - \overline{y}\sin\psi) + \overline{x}\cos\theta$$
$$\overline{y'} = \frac{\sin\theta}{\sqrt{1 - \overline{z}^2}} (\overline{y}\overline{z}\cos\psi - \overline{x}\sin\psi) + \overline{y}\cos\theta$$
$$\overline{z'} = -\sin\theta\cos\psi \sqrt{1 - \overline{z}^2} + \overline{z}\cos\theta$$
(3)

where \bar{x} is the old direction on the x axis, $\bar{x'}$ is the new one, θ is the deflection angle $[0,\pi)$ and ψ is the azimuth $[0,2\pi)$.

Absorption in each step causes a weight loss in the photon, defined by:

$$\Delta W = W \frac{\mu_a}{\mu_t} \,. \tag{4}$$

2.3. BOUNDARY INTERACTION

In the case of photon hitting the boundary, the program decides, whether the photon escapes the medium, or internal reflection occurs. The internal reflectance $R(a_i)$ is calculated by Fresnel's formula:

$$R(a_i) = \frac{1}{2} \left[\frac{\sin^2(a_i - a_t)}{\sin^2(a_i + a_t)} + \frac{\tan^2(a_i - a_t)}{\tan^2(a_i + a_t)} \right]$$
(5)

where a_i is the angle of incidence, and a_t is the angle of transmission.

2.4. MODEL OUTPUT

Optical properties of a theoretical distal muscle fiber for fine coordination with the width of 20 μ m were chosen from literature [5]:

Number of photons	10000	Refractive index of the surrounding	1,3
Absorption coefficient	0,74 cm ⁻¹	Refractive index of the medium	1,38
Scattering coefficient	140 cm ⁻¹	Scattering anisotropy	0,96

Table 1: Optical properties entering the simulation

Photon propagation, illumination orthogonal to the fiber



Figure 1: Monte Carlo simulation of propagation of 100 photons through muscle fiber, perpendicular illumination with a unit of size 0,1 µm

For a perpendicular illumination setting of the simulation (Figure 1) the width of the sample plays a significant role, because the photon will be transmitted in majority of cases, therefore making the refractive indices of the medium and the surrounding material more important because of backscattering. The parallel illumination (Figure 2) variation emphasizes the propagation of photon in the fiber rather than interaction with the medium/surroudings junction, thus making the journey of each photon less eventful. The length of the fiber is greater than the diameter by five orders of magnitude, therefore making it for this case effectively infinite.





Figure 2: Monte Carlo simulation of propagation of 100 photons through muscle fiber, parallel illumination with a unit of size 0,1 μm

	Perpendicular	Parallel
Terminated photons	6848±230	42 ± 12
Transmitted photons	33941 ± 1045	22571 ± 253
Photons on the boundary	59240 ± 4323	77387 ± 223
Absorption per photon	$0,7294 \pm 0,0035$	0,5106 ± 0,0054

Table 2: Output of the simulation for illumination perpendicular and parallel to the fiber

3. ENERGY STRAIN CALCULATION

During the photon propagation through the muscle tissue, a certain amount of energy is absorbed, which can be calculated from the average absorption value of the tissue provided by the Monte Carlo simulation.

First, the energy of a single photon emitted by the laser is calculated:

$$E = \frac{h.c}{\lambda} = 3,143 \times 10^{-19} \text{J}$$
(6)

where h is Planck constant (6,636 × 10^{-34} J. s), c is the speed of light (2,988 × 10^8 m/s), and λ is the wavelength of the laser used (here 632 × 10^{-9} m).

A laser with the power P of 5mW then emits 1.591×10^{16} photons per second:

$$f = P.\lambda . (7)$$

For the perpendidular illumination of muscle fiber $2,4894 \times 10^{-19}$ Joules per photon is absorbed, which makes it a total of $3,9607 \times 10^{-3}$ Joules per second for the specified red laser. For parallel illumination it is $1,7427 \times 10^{-19}$ Joules per photon and $2,2772 \times 10^{-3}$ Joules per second absorbed.

The result of this amount of energy absorbed can be neglected in a living tissue when the laser beam illuminates the tissue for a period shorter than 80 seconds, because only minor alterations on cellular level occur, which can be repaired by a natural regeneration processes [6]. On an extracted sample, however, especially the photochemical and photothermal effects can lead to changes on a molecular level, affecting other measurements when illuminated with the laser of previously specified power and wavelength for longer than 120 seconds.

4. CONCLUSION

The Monte Carlo model described can be used for determinativ of the speed and magnitude of a photobleaching effect on an organic tissue during measurement. It yields sufficiently precise results for energy absorption per photon during propagation inside a muscle fiber for calculation of an energy strain affecting measurement results during laser light illumination of the sample. Heat dissipation, decay of sample in time because of natural chemical processes and further interactions with photon escaped from the sample are neglected for the reason of model simplification and universality.

ACKNOWLEDGEMENT

This research has been partially supported by the European Centre of Excellence CEITEC CZ.1.05/1.1.00/02.0068, as well as by the grant FEKT-S-14-2240. These supports were gratefully acknowledged.

REFERENCES

- [1] Robert, P. C., Casella, G.: Monte Carlo Statistical Methods, New York, Springer Science + Business Media New York 2004, ISBN 978-1-4419-1939-7.
- [2] Wilson, B. C., Adam, G.: A Monte Carlo model for the absorption and flux distribution of light in tissue, Medical Physiology 1983, vol. 10, p. 824-830.
- [3] Ambirajan, A., Look, D. C.: A backwards Monte Carlo study of the multiple scattering of a polarized laser beam, J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transfer 1997, vol. 58, no. 2, p. 171-192.
- [4] Wang, L., Jacques, S. L.: Monte Carlo Modeling of Light Transport in Mutli-layered Tissues in Standard C, Comput. Methods Programs Biomed. 1995, vol. 47, no. 2, p. 131-146.
- [5] Bashkatov, A. N., Elina, A. G., Tuchin, V. V.: Optical properties of skin, subcutaneous, and muscle tissues: a review, Journal of Innovative Optical Health Sciences 2011, vol. 4, no. 1, p. 9-38, DOI: 10.1142/S1793545811001319.
- [6] Thomsen, S.: Pathologic analysis of photothermal and photomechanical effects of lasertissue interactions, Photochemistry and Photobiology 1991, vol. 53, issue 6, p. 825-835.

STABILITY OF THE STOCHASTIC DIFFERENTIAL EQUATIONS

Marie Klimešová

Doctoral Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xklime01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaromír Baštinec E-mail: bastinec@feec.vutbr.cz

Abstract: Stability of stochastic differential equations (SDEs) has become a very popular theme of recent research in mathematics and its applications. The method of Lyapunov functions for the analysis of qualitative behavior of SDEs provide some very powerful instruments in the study of stability properties for concrete stochastic dynamical systems, conditions of existence the stationary solutions of SDEs and related problems. The study of exponential stability of the moments makes natural the consideration of certain properties of the moment Lyapunov exponents. Another important characteristic for stability (or instability) of the stochastic systems is the stability index.

Keywords: Brownian motion, stochastic differential equation, Lyapunov function, stability.

1 INTRODUCTION

Stochastic modeling has come to play an important role in many branches of science and industry where more and more people have encountered stochastic differential equations. Stochastic model can be used to solve problem which evinces by accident, noise, etc. Definition of probability spaces, stochastic process (Brownian motion and his basic properties), stochastic differential equation and an existence and uniqueness of solution of these equations, were mentioned in Student EEICT 2014 [8]. It was taken from B. Øksendal [7] and E. Kolářová [5]. In this paper we focus on the description of the stochastic stability. The stability theory was introduced by R. Z. Khasminskii [4]. The basic principles of various types of stochastic systems are described by X.Mao [6]. In the paper we derived sufficient conditions for general system of the zero solution of the stochastic differential equation using Lyapunov function. The results are verified on several examples.

Let (Ω, \mathcal{F}, P) be a probability space. On the probability space is defined stochastic differential equation.

Definition 1.1 Let $B_t = (B_1(t), ..., B_m(t))$ be m-dimensional Brownian motion and $b : [0, T] \times \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^n$, $\sigma : [0, T] \times \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^{n \times m}$ be measurable functions. Then the process $X_t = (X_1(t), ..., X_m(t))$, $t \in [0, T]$ is the solution of the stochastic differential equation

$$dX_t = b(t, X_t) dt + \sigma(t, X_t) dB_t,$$
(1)

 $b(t, X_t) \in R$, $\sigma(t, X_t)W_t \in R$. After the integration of equation (1) we give the solution of the SDE

$$X_{t} = X_{0} + \int_{0}^{t} b(s, X_{s}) ds + \int_{0}^{t} \sigma(s, X_{s}) dB_{s}.$$
 (2)

Assume that for every initial value $X_t(0) = X_0 \in \mathbb{R}^n$, there exists a unique global solution which is denoted by $X(t;t_0,X_0)$. So equation (1) has the solution $X_t(0) \equiv 0$ corresponding to the initial value $X_t(0) = 0$. This solution is called the **trivial solution** or equilibrium position.

2 STABILITY OF STOCHASTIC DIFFERENTIAL EQUATIONS

In 1892, A.M. Lyapunov introduced the concept of stability of a dynamic system. The stability means insensitivity of the state of the system to small changes in the initial state or the parameters of the system. For a stable system, the trajectories which are close to each other at a specific instant should therefore remain close to each other at all subsequent instants.

Lyapunov developed a methods for determining stability without solving the equation. We are used the second Lyapunov method: Let *K* denote the family of all continuous nondecreasing functions $\mu: R_+ \to R_+$ such that $\mu(0) = 0$ and $\mu(r) > 0$ if r > 0. For h > 0, let $S_h = \{x \in \mathbb{R}^n : |x| < h\}$. A continuous function V(x,t) defined on $S_h \times [t_0,\infty)$ is said to be **positive-definite** (in the sense of Lyapunov) if $V(0,t) \equiv 0$ and, for some $\mu \in K$,

$$V(x,t) \ge \mu(|x|)$$

for all $(x,t) \in S_h \times [t_0,\infty)$.

A function V(x,t) is said to be **negative-definite** if -V is positive-definite. A continuous non-negative function V(x,t) is said to be **decrescent** (i.e. to have an arbitrarily small upper bound) if for some $\mu \in K$,

$$V(x,t) \le \mu(|x|)$$

for all $(x,t) \in S_h \times [t_0,\infty)$.

A function V(x,t) defined on $\mathbb{R}^n \times [t_0,\infty)$ is said to be **radially unbounded** if

$$\lim_{|x|\to\infty}\left(\inf_{t\ge t_0}V(x,t)\right)=\infty$$

Let $C^{1,1}(S_h \times [t_0,\infty), R_+)$ denote the family of all continuous functions V(x,t) from $S_h \times [t_0,\infty)$ to R_+ with continuous first partial derivatives with respect to every component of x and to t. Then $v(t) = V(t, X_t)$ represents a function of t with the derivative

$$\dot{v}(t) = V_t(t, X_t) + V_x(t, X_t)b(t, X_t) = \frac{\partial V}{\partial t}(t, X_t) + \sum_{i=1}^n \frac{\partial V}{\partial x_i}(t, X_t)b_i(t, X_t).$$

If $\dot{v}(t) \leq 0$, then v(t) will not increase so the distance of X_t from the equilibrium point measured by $V(t,X_t)$ does not increase. If $\dot{v}(t) < 0$, then v(t) will decrease to zero so the distance will decrease to zero, that is $X_t \to 0$.

Theorem 2.1 (Lyapunov theorem) If there exists a positive-definite function $V(x,t) \in C^{1,1}(S_h \times [t_0,\infty),R_+)$ such that

$$\dot{V}(x,t) := V_t(t,X_t) + V_x(t,X_t)b(t,X_t) \le 0$$

for all $(x,t) \in S_h \times [t_0,\infty)$, then the trivial solution is stable. If there exists a positive-definite decrescent function $V(x,t) \in C^{1,1}(S_h \times [t_0,\infty), R_+)$ such that $\dot{V}(x,t)$ is negative-definite, then the trivial solution is asymptotically stable.

2.1 STABILITY IN PROBABILITY

Definition 2.1 The trivial solution of equation (1) is said to be

(*i*) stochastically stable or stable in probability if for every pair of $\varepsilon \in (0,1)$ and r > 0, there exists $\delta = \delta(\varepsilon, r, t_0) > 0$ such that

$$P\{|x(t,t_0,x_0)| < r\} \ge 1 - \varepsilon$$
(3)

for all $t \ge t_0$, whenever $|x_0| < \delta$. Otherwise, it is said to be stochastically **unstable**.

(ii) stochastically asymptotically stable if it is stochastically stable and, moreover, for every $\varepsilon \in (0,1)$, there exists $\delta_0 = \delta_0(\varepsilon, t_0) > 0$ such that

$$P\left\{\lim_{t \to \infty} x(t, t_0, x_0) = 0\right\} \ge 1 - \varepsilon \tag{4}$$

whenever $|x_0| < \delta_0$.

(iii) stochastically asymptotically stable in the large if it is stochastically stable and, moreover, for all $x_0 \in \mathbb{R}^n$

$$P\left\{\lim_{t \to \infty} x(t, t_0, x_0) = 0\right\} = 1.$$
(5)

Suppose one would like to let the initial value be a random variable. It should also be pointed out that when $\sigma(x,t) = 0$, these definitions reduce to the corresponding deterministic ones. We now extend the Lyapunov Theorem (2.1) to the stochastic case. Let $0 < h \le \infty$. Denote by $C^{2,1}(S_h \times R_+, R_+)$ the family of all nonnegative functions V(x,t) defined on $S_h \times R_+$ such that they are continuously twice differentiable in *x* and once in *t*. Define the differential operator L associated with equation (1) by

$$L = \frac{\partial}{\partial t} + \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial}{\partial x_i}(t, X_i) b_i(x, t) + \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^{n} \frac{\partial^2}{\partial x_i \partial x_j} \left[\sigma(x, t) \sigma^T(x, t) \right]_{ij}$$

The inequality $\dot{V}(x,t) \leq 0$ will be replaced by $LV(x,t) \leq 0$ in order to get the stochastic stability assertions.

Theorem 2.2 If there exists a positive-definite

- (i) function $V(x,t) \in C^{2,1}(S_h \times [t_0,\infty), \mathbb{R}_+)$ such that $LV(x,t) \leq 0$ for all $(x,t) \in S_h \times [t_0,\infty)$, then the trivial solution of equation (1) is stochastically **stable**.
- (ii) decrescent function $V(x,t) \in C^{2,1}(S_h \times [t_0,\infty), R_+)$ such that LV(x,t) is negative-definite, then the trivial solution of equation (1) is stochastically asymptotically stable.
- (iii) decrescent radially unbounded function $V(x,t) \in C^{2,1}(\mathbb{R}^n \times [t_0,\infty),\mathbb{R}_+)$ such that LV(x,t) is negative-definite, then the trivial solution of equation (1) is stochastically asymptotically stable in the large.

Proof: [6], pp. 111.

3 MAIN RESULTS

Definition 3.1 Lyapunov quadratic function V is given

$$V(X_t) = X_t^T Q X_t, (6)$$

where Q is a symmetric positive-definite matrix.

Theorem 3.1 The function LV

$$LV(X_t) = X_t^T Q \, b(t, X_t) + b(t, X_t)^T Q \, X_t + \sigma(t, X_t)^T Q \, \sigma(t, X_t),$$
(7)

is negative-definite in some neighbourhood of $X_t = 0$ for $t \ge t_0$, with respect to system (1). Then the trivial solution of equation (1) is stochastically asymptotically stable in the large according to Theorem (2.2).
Proof. First we compute the Lyapunov function according to (6) of system (1).

$$\begin{aligned} dV(X_t) &= V(X_t + dX_t) - V(X_t) = (X_t^T + dX_t^T)Q(X_t + dX_t) - X_t^TQX_t \\ &= (X_t^T + b(t,X_t)^T dt + \sigma(t,X_t)^T dB_t)Q(X_t + b(t,X_t) dt + \sigma(t,X_t) dB_t) - X_t^TQX_t \\ &= X_t^TQX_t + X_t^TQb(t,X_t) dt + X_t^TQ\sigma(t,X_t) dB_t + b(t,X_t)^T dtQX_t + b(t,X_t)^T dtQb(t,X_t) dt \\ &+ b(t,X_t)^T dtQ\sigma(t,X_t) dB_t + \sigma(t,X_t)^T dB_tQX_t + \sigma(t,X_t)^T dB_tQb(t,X_t) dt \\ &+ \sigma(t,X_t)^T dB_tQ\sigma(t,X_t) dB_t - X_t^TQX_t \end{aligned}$$

We use the rules $dt \cdot dt = dt \cdot dB_t = dB_t \cdot dt = 0, dB_t \cdot dB_t = dt$ and we have

$$dV(X_t) = X_t^T Q b(t, X_t) dt + X_t^T Q \sigma(t, X_t) dB_t + b(t, X_t)^T dt Q X_t + \sigma(t, X_t)^T dB_t Q X_t + \sigma(t, X_t)^T Q \sigma(t, X_t) dt$$

We apply expectation $E \{ dV(X_t) \}$ and we get

$$E\{dV(X_t)\} = X_t^T Q \ b(t, X_t) dt + b(t, X_t)^T Q \ X_t dt + \sigma(t, X_t)^T Q \ \sigma(t, X_t) dt = LV(X_t) dt,$$
$$-LV(X_t) \ge kV(X_t), \quad k = const.$$

$$\frac{d}{dt}E\left\{V(X_t)\right\} \le -kE\left\{V(X_t)\right\}$$
$$E\left\{V(X_t)\right\} \le exp(-kt).$$

Therefore,

$$\lim_{t\to\infty} E^2 \{X_t\} = \lim_{t\to\infty} E \{X_t X_t^T\} = \Theta,$$

which implies asymptotically stable in the large. If $LV(X_t)$ is positive-definite in some neighbourhood of $X_t = 0$ with respect to system (1). Then the trivial solution of equation (1) is unstable according to Theorem (2.2).

In the last part of this section, we derive the linear stochastic system of differential equations,

$$dX_t = \alpha X_t dt + \beta X_t dB_t, \ t \ge 0, \tag{8}$$

where α , β are $m \times m$ constant matrices.

Theorem 3.2 We define

$$LV(X_t) = X_t^T \alpha^T Q X_t + X_t^T Q \alpha, X_t + X_t^T \beta^T Q \beta X_t, \qquad (9)$$

is negative-definite in neighbourhood of $X_t = 0$ for $t \ge t_0$, with respect to system (8). Then the solution of equation (8) is stochastically asymptotically stable in the large according to Theorem (2.2).

Proof.

$$dV(X_t) = V(X_t + dX_t) - V(X_t) = (X_t^T + dX_t^T)Q(X_t + dX_t) - X_t^TQX_t$$

$$= (X_t^T + (\alpha X_t)^T dt + (\beta X_t)^T dB_t)Q(X_t + \alpha X_t dt + \beta X_t dB_t) - X_t^TQX_t$$

$$= X_t^TQX_t + X_t^TQ\alpha X_t dt + X_t^TQ\beta X_t dB_t + (\alpha X_t)^T dtQX_t + (\alpha X_t)^T dtQ\alpha X_t dt$$

$$+ (\alpha X_t)^T dtQ\beta X_t dB_t + (\beta X_t)^T dB_tQX_t + (\beta X_t)^T dB_tQ\alpha X_t dt + (\beta X_t)^T dB_tQ\beta X_t dB_t$$

$$- X_t^TQX_t$$

$$= X_t^TQ\alpha X_t dt + X_t^TQ\beta X_t dB_t + (\alpha X_t)^T dtQX_t + (\beta X_t)^T dB_tQX_t + (\beta X_t)^TQ\beta X_t dt,$$

$$E\left\{dV(X_t)\right\} = X_t^T Q \,\alpha X_t dt + (\alpha X_t)^T Q \,X_t dt + (\beta X_t)^T Q \,\beta X_t dt = LV(X_t) dt.$$

4 EXAMPLES

Example 4.1 We have stochastic differential equation in the form

$$dX_t = -X_t dt + exp(-t)dB_t$$

Stability can be determine on the basis of the Theorem (3.1). We define Lyapunov function in the form (7), with Q = 1,

$$dV(X_t) = X_t^T(-X_t)dt + X_t^T exp(-t)dB_t + (-X_t)^T X_t dt + (exp(-t))^T X_t dB_t + (exp(-t))^T exp(-t)dt.$$

Then, we compute expectation $E\left\{dV(X_t)\right\}$

$$E\{dV(X_t)\} = -X_t^T X_t dt - X_t^T X_t dt + (exp(-t))^T exp(-t) dt = (-2X_t^2 + exp(-2t)) dt$$

Function $LV(X_t) = -2X_t^2 + exp(-2t)$ is negative definite. The following inequality is satisfied $-2X_t^2 + exp(-2t)$ exp(-2t) < 0. The trivial solution is stable. Now we determine a limit

$$\lim_{t\to\infty} E^2 \{X_t\} = \lim_{t\to\infty} E \{(-2X_t^2 + exp(-2t))^2\} \neq \Theta.$$

So, the solution is stable, but not asymptotically stable.

Example 4.2 We have stochastic differential equation in the form

 $dX_t = X_t dt + dB_t$

We define Lyapunov function in the form (7), with Q = 1,

$$dV(X_t) = X_t^T X_t dt + X_t^T dB_t + X_t^T X_t dt + X_t dB_t + dt.$$

$$E\{dV(X_t)\} = X_t^T X_t dt + X_t^T X_t dt + dt = (2X_t^2 + 1)dt.$$

 $E \{av(X_t)\} = X_t^T X_t at + X_t^T X_t at + at = (2X_t^T + 1)dt.$ The function $LV(X_t) = 2X_t^2 + 1 > 0$ is positive definite. The trivial solution is unstable.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was supported by Grant FEKT-S-11-2-921 of Faculty of Electrical Engineering and Communication, BUT.

REFERENCE

- [1] DITLEVSEN, S.; SAMSON, A: Stochastic Biomathematical Models, Softcover, 2013.
- [2] DURRETT, R.: Probability: theory and examples, Duxbury Press, 1996.
- [3] DZHALLADOVA, I.A.: Optimization of stochastic systems, Kiev, KNEU Press, 2005. (in Ukrainien)
- [4] KHASMINSKII, R. Stochastic stability of differential equations. 2nd ed. Berlin: Springer, 2012. ISBN 9783642232800.
- [5] KOLÁŘOVÁ, E.: Stochastické diferenciální rovnice v elektrotechnice, VUT, Brno, 2005.
- [6] MAO, X. Stochastic differential equations and applications. 2nd ed. Chichester: Horwood, 2008, xviii, 422 s. ISBN 978-1-904275-34-3.
- [7] ØKSENDAL, B.: Stochastic Differential Equations, An Introduction with Applications, Springer-Verlag, 1995.
- [8] KLIMEŠOVÁ, M.: Stochastic Differential Equations, Student EEICT. Tábor 43a, 61200 Brno: LITERA, 2014. s. 150-154. ISBN: 978-80-214-4924-4.

INVESTIGATION OF OPTICAL PROPERTIES OF BIOLOGICAL TISSUES

Elena Prokopyeva

Doctoral Degree Programme (3), FEEC BUT E-mail: xproko24@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Tománek E-mail: tomanek@feec.vutbr.cz

Abstract: Optical methods of biological tissue investigation are the most promising in various applications such as biomedicine, agriculture, food control, due to their significant advantages. This paper describes the optical system for measuring optical parameters of back-scattered light, experiments were provided with pork chop slices.

Keywords: biological tissue, scattering, meat ageing, optical properties, polarization

1. INTRODUCTION

The study of biological tissue is a rapidly expanding field of a great interest to those involved into the development of optical medical technologies and food control. Chemical sensors and biosensors, including semiconductor, acoustic and optical devices offer considerable potential for the food composition monitoring and the prediction of its degradation. [1] Compositional analysis with infrared, microwave and ultrasonic techniques offers the advantage of non-invasive hygienic in-line monitoring. These techniques, based on the knowledge of dielectric and acoustic properties of tissues, can be applied to a range of in-line analysis tasks. [2]

Optical methods have a great potential for many applications in biomedicine and agricultural industry, because they are fast, non-destructive, non-toxic and inexpensive. In addition, the optical apparatus is portable and economical [1]. Optical methods for real-time inspection of food and agricultural products can present solutions of problems with speed, accuracy and consistency that are related to inspection of product quality and safety based on its physical and chemical characteristics.

Biological tissue, particularly meat, which is a post-mortem material, is considered to be a random inhomogeneous, anisotropic, chiral medium. Imaging of biological tissue is difficult due to the random multiple scattering of light. Most of biological tissues are non-transparent or highly dispersive. In many current studies biological tissues are considered to be isotropic, i.e. the process of scattering does not depend on the direction of incident light. Nevertheless, there are many tissues such as skin, dentin, skeletal muscles or the white matter in brain that are optically anisotropic [2, 3].

Light scattering in biological tissue originates from its inhomogeneities such as cellular organelles, extracellular matrix, blood vessels, etc. Inhomogeneities in media cause scattering which may change the direction of propagation, polarization and phase of light. Unique angular, polarization and spectroscopic features of scattered light emerging from the tissue, and therefore the information about tissue macroscopic and microscopic structure can be obtained from the polarization characteristics of scattered light [3].

It is important to understand the impact of anisotropic tissue structures on the optical scattering. This knowledge will help in design, development and use of optical methods to obtain accurate information from anisotropic tissues.

2. THE INTERACTION OF LIGHT WITH MATTER

Light is used to measure many parameters, the area of its usage includes various applications in science, technology, biomedicine, agriculture and others. The equipment used for measuring and processing is called optical sensors. Optical sensing is generally noncontact and non-invasive, it provides a very accurate measurement. In these devices optical wave operates as a carrier of information. We can modulate and measure each of the following wave properties and thus characterize the material under investigation – the biological tissue:

- amplitude or intensity,
- phase,
- polarization,
- frequency,
- direction of propagation.

A detected magnitude is always the intensity, because quadratic optical detectors cannot measure optical frequency. A measured property changes the characteristics of wave, and after demodulation it results in the change of intensity. This change of intensity corresponds to the measured property. In some measurements the intensity is modulated directly and there is no need to demodulate before the detection.

When the light falls on the interface between two media, it can be reflected from the surface or it can be refracted from one media to the other. The light can be further transmitted, absorbed or scattered by the material (or a combination of all above mentioned is possible).

The interaction of light with matter can be described by the following phenomena:

- reflection (Fresnel's law),
- refraction (Snell's law),
- transmission,
- absorption,
- scattering, diffusion,
- phase shift,
- radiation,
- polarization.

Different types of interaction are shown on Figure 1.



Figure 1: Different types of interaction between light and matter.

State of polarization and intensity of a light beam incident on the medium is specified by the 4×1 Stokes vector **S** in the following form:

$$\boldsymbol{S} = \begin{bmatrix} I \\ Q \\ U \\ V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix},\tag{1}$$

where $I \equiv S_0$ is total intensity, $Q \equiv S_1$ is polarization at 0° or 90° to the scattering plane, $U \equiv S_2$ is polarization at ±45° to the scattering plane, and $V \equiv S_3$ is left or right circular polarization, and S_0 , S_1 , S_2 , S_3 represent four elements of Stokes vector **S**.

The next magnitude of polarized light radiation transfer is the degree of light polarization *DOP*. It is defined as

$$DOP = \frac{\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2}}{I} = \frac{\sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_8^2}}{S_0} = \sqrt{(DOP_L)^2 + (DOP_c)^2},$$
 (2)

where the degree of *linear* polarization DOP_L is defined as

$$DOP_{L} = \frac{\sqrt{Q^{2} + U^{2}}}{I} = \frac{\sqrt{S_{1}^{2} + S_{2}^{2}}}{S_{0}}.$$
(3)

The quantity $\sqrt{Q^2 + U^2}$ represents the magnitude of linear polarization of the optical field. However, it does not specify the orientation of the electric vector.

The degree of circular polarization (DOP_c,) is further defined as

$$DOP_c = \frac{V}{I} = \frac{S_{\rm B}}{S_{\rm 0}}.$$
(4)

3. MEASURING SYSTEM AND SAMPLES

The optical measuring system (Figure 2) consists of a linearly polarized laser diode source ($\lambda = 635$ nm, output power 5 mW) which illuminates the meat sample, and an analyzer/photodetector combination to measure the scattered light intensity and the polarization properties of the backscattered light. Collimated linearly polarized light from the red laser diode was focused onto a spot on meat surface localized in the center between two electrodes. Myofibers act as optical fibers passing the light more readily along, rather than across their length. A meat slice was superimposed on the mirror which served to enhance the output signal. Transmitted light passing through the sample was reflected from the mirror on the sample holder, reflected back through the meat and combined with the simply reflected light and light back-scattered inside the sample.



Figure 2: Experimental setup for polarization measurement of backscattered light.

Then the signal was passing through the analyzer (a quarter-wave plate) attached to a rotating mount. It allows to rotate the polarization plane in the range from 0 to 360°. To compensate the polarization plane rotation a half-wave plate was used, that compensates optical activity of the meat sample. Hydrocarbons in muscles have chiral carbon atoms, so the structure is optically active. Back-scattered light was focused on a photomultiplier (with a surface of 25.0 mm²), minimums and

Back-scattered light was focused on a photomultiplier (with a surface of 25.0 mm²), minimums and maximums of its polarization intensity were measured.

In order to avoid the detector and analyzer shading, they were placed on the axis at the angle of $<15^{\circ}$ relative to the optical axis and at a distance of 100 mm from the sample surface.

Pork chop was used as a sample for this investigation, it was cut into slices of 5-10 mm thick. Muscles excised 1 hour after slaughtering were vacuum packed and stored for 24 hours in water at $t = 15^{\circ}C$ for a slow temperature decrease in order to avoid cold shortening. Hence the measurements started 24 hours later and they were performed 5 times within 3 days period (with interval of 12 hours). Room temperature was 20-23°C during all 3 day period.

4. RESULTS AND DISCUSSION

Figure 3 represents the results of the depolarization measurement depending on the ageing of the pork sample. The thickness of the slice was 1 cm, the temperature in the room ranged between 20 °C - 23 °C during 72 hours. Two curves correspond to linear and circular degree of polarization. It is noticeable that with time the degradation of curves happens, back-scattered light becomes less polarized.



Figure 3: DOP dependence on meat ageing (back-scattered light); sample thickness l = 1 cm.

The next experiment was provided with pork chop slices with the thickness 5 mm, at room temperature during 2 days.

Before the measurement with a biological sample, it is necessary to perform a reference measurement in order to see whether the optical system is optimally set. The measurement consisted in the analyzer rotation with the step of 10° within the range of 0° - 360° . The value of the light intensity falling on the photodetector was registered (Figure 4,a). The curve corresponds to a linear polarization. Firstly, we measured a scale when the maximum was set at a polarizer. In the following two measurements we set on the polarizer the value of the maximums +45° and -45°.

Figure 4,b shows how polarizing and scattering properties of the sample change with the influence of degradation. At the beginning of the measurement linear polarization is dominant when light is passing through the sample. At this stage of measurement a biological sample contains large amount of water, this leads to a large scattering of light.



Figure 4: Measurement of meat ageing.

It is obvious from the following curves that the linear polarization is gradually changing to circular. At this stage a sample begins to dry out and it does not lead to such strong light scattering as it was in the beginning. Moreover, the gradual degradation of the sample leads to a decreasing of energy values. It is also noticeable that there is a significant shift of minimums (about 30°) and maximums (about 20°) from 0° . It can happen due to the change of refraction index of ageing meat and relatively rapid loss of water from it.

It is possible to say that optical measurement of tissues is very promising in spite of some factors necessary to respect. During the measurement one has to pay attention on such factors as the influence of lightning, stable position of a sample, the results can also be dependent on the sample thickness. Measurements can be complicated by the loss of polarization signal due to the random multiple scattering of light in tissue. It is also important that it is impossible to perform a statistical results processing on the same sample due to the structural changes of it with time. On the other hand it is possible to say that this method does not affect on the sample ageing.

5. CONCLUSION

This work presents the way of assessing meat ageing states by means of a simple apparatus based on the measurement of optical backscattering parameters.

The results show that optical measurements have high potential to be used in the quality control of biological tissues, although they have some limitations and difficulties. However, further research is still needed to restrict effects of the various factors such as pH, state of membranes, fat content and state of maturation.

ACKNOWLEDGEMENT

This work has been financially supported by the project FEKT-S-14-2240 "The development of advanced methods for diagnostics of electrical materials and components".

REFERENCES

- [1] Tuchin, V.V.: Tissue Optics: Light scattering methods and instruments for medical diagnosis, 2nd Ed., SPIE Press, Bellingham, 2007
- [2] Barbosa-Cánovas, G.V., Juliano, P. and Peleg, M.: Food Engineering. Encyclopedia of Life Support Science, EOLSS Publishers/UNESCO, Paris, 2005, 25-43
- [3] Tománek, P., Mikláš, J., Bajgar, A., Grmela, L., Dobis, P. and Brüstlová, J.: Sensor of backscattered light polarization in body cells, Proc. SPIE, vol. 7356, paper ID 735685, 2009

DESIGN AND REALIZATION OF MEASURING COILS FOR DIAGNOSTICS QUANTITY OF NANOPARTICLES IN KEROSENE AND IDENTIFYING OF TYPE NATURAL OIL

Milan Spohner

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: M.Spohner@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Liedermann

E-mail: liederm@feec.vutbr.cz

Abstract: The first part describes the design of the coil to detect the concentration of iron oxide nanoparticles (0.0 % to 0.5 %) in the kerosene sample using the impedance spectroscopy method. Test coil was designed for detecting and measuring the amount of particles in the experimental design for connection to an analyzer 4294As frequency range of 40 Hz to 110 MHz. Then the samples were measured in a resonator using a wave analyzer with a frequency range of 10 MHz to 20 GHz. In view of good results, this methodology was applied to the detection and recognition of different types of oils.

Keywords: coil, impedance spectroscopy, iron oxide, kerosene, nanoparticles, natural oil, oil, resonator, test coil, transformer oil.

1. INTRODUCTION

Currently still using the advantageous properties of different compounds nanoparticles. This article discusses the possibilities and principles of detection of iron oxide nanoparticles in kerosene, which would be usable for the control mechanisms of the Magnaglo Company. The company supplies different liquids with different volume amounts of the nanoparticles in the carrier liquids, such as e.g. kerosene, oil and the like. These liquids are used e.g. in the automotive industry in modern shock absorbers, which can set the stiffness of the shock absorbers using magnetic field.

1.1. IMPEDANCE SPECTROSCOPY

The amount of nanoparticles in solid and liquid material can cause changes in impedance and, therefore, it is theoretically possible to determine the quantity of nanoparticles in the base material. As a electronic element may be used a coil which can be measured current responses to the magnitude of electrical resistance of the system when is applied AC voltage and as a result is already system resistance (coil) the frequency-dependent and defined as impedance. Change of frequency dependence can be caused by a phase shift between voltage and current. Major structural changes can be achieved by connecting the voltage or electrical stress can be used for studying of electrochemical impedance spectroscopy. This spectroscopy investigates and describes volumetric and interfacial electrical properties of different types of solid or liquid materials. Principle of the method is based on principle when the electrode of system connects sinusoidal signal with a small amplitude and then measurement of the complex impedance depending on frequency or temperature. At first it is appropriate to measure wider range of frequencies to find an appropriate frequency for which differences can be detected by the system, and also to be to detect fast processes (charge transfer) and slow processes (caused by diffusion). That is why it is preferable to perform measurements at different frequencies to lower ones [1].

1.2. KEROSENE AND NANOPARTICLES OF IRON OXIDE

A ferro-fluid could be described as a liquid, which is full of very small metal filings (mixing with liquid), which are neither deposited nor clumped together. If such a liquid is placed close to a strong magnetic field, then its properties will begin to change dramatically. Ferro-fluid enable the development of new technologies and equipment, e.g. can be used in specific control systems of heat transfer by means of a magnetic field in the so-called heat pipes [2].

Magnetic fluid can be defined as long-term stable dispersion – colloidal solution which its properties very similar correct colloidal solutions. The carrier liquid may be usually a mineral or silicone oil, kerosene, water etc. Solid particles are often iron oxides, e.g. Fe_3O_4 (magnetit) or Fe_2O_3 (maghemit). Typically, these ferromagnetic particles are randomly dispersed and randomly oriented throughout the volume of liquid. But when near will appear magnetic field so the particles are organize in the direction of the field lines, and the liquid with the particles is pulled in with the sharpest change of the magnetic field. Now shall verify application possibilities nanoparticles and their possible use in targeted navigation of active substances in the human body directly to the desired site to be treated. The automotive industry uses a the phenomenon that in the presence of a magnetic field significantly increases the viscosity of the magnetic fluid, which can therefore be used in the adaptive silencer systems of automobiles. Metal nanoparticles also improve heat dissipation, therefore are tested for use in distribution transformers. For now, do not talk much about another phenomenon where the element submersed into the magnetic fluid is in the magnetic field so ferro-hydrostatic buoyancy force (independent of the material), and under certain conditions (relationship between the density of solids and density of liquids, intensity of magnetic field and its gradient) allow to rise up the body from the bottom of vessel, eventually float and remain on the surface [2].

1.3. COIL WITH FERRITE CORE (ROD)

Ferrite cores are molded from a mixture of iron powder and the insulation material. Ferrites behave like other ferromagnetic materials, but thanks to the manufacturing process, they have very low electrical conductivity. Due to their low electrical conductivity, even at high frequencies do not arise the eddy current losses. Ferrites are used at frequencies up to 200 MHz, for tuned circuits up to 800 MHz. Unlike the cores of the metal plate, where the permeability decreases with frequency, and then the permeability of the ferrite cores is in a wide frequency range independent. The most common shapes cores are E, U, I, X and rods example from the company AMIDON [3].

Polyunsaturated Omega-6	<u>Pc</u>	<u>olyunsaturated</u> <u>Saturated</u> Omega-3						Monounsaturated		
Oil / Fat	<u>Omega</u>	Lipid Composition						Smoke Point		
	6/3 Ratio							۴F	°C	
Almond Oil	NA	18 9 73					420	216		
Canola (Rapeseed) Oil	2	19	<mark>19 9</mark> 8 64					205	400	
Corn Oil	46	56				14		29	450	232
Cottonseed Oil	270		54	4		27 19			420	216
Flaxseed Oil, unrefined	0.2	13			56		10	21	225	107
Olive Oil, extra virgin	12.5	10 1	4			75			375-405	190-207
Olive Oil, extra light	12.5	10 1	4			75			468	242
Palm Oil	47	9		51			39		455	235
Soybean Oil	7.5		53	3		7 16		24	460	238
Sunflower Oil	345			69			11	20	440	227

1.4. NATURAL OILS

Figure 1: Comparison of Dietary Fats [4]

Synthetic esters are usually liquid polyol esters (POES) with the required dielectric properties. Their biodegradability is better than that of mineral oils. The advantage of synthetic esters is their excellent thermal stability and low temperature setting. The fundamental disadvantage of synthetic esters is their high price. A significant factor is the requirement to use alternative and regrown plants in large quantities in farming grown. Natural esters and primarily rapeseed oil were previously considered unsuitable, especially due to low oxidative stability. Liquids made from these seeds are composed of triglycerides. Triglyceride is a molecule of glycerol with three molecules bound him to fatty acids. Unsaturated fatty acids in the liquid exhibit lower oxidative stability and lower values of dynamic viscosity [5].

2. EXPERIMENTAL PART

2.1. DESIGN AND REALIZATION OF COIL FOR AGILENT 4294A

First attempts to be tested were coils wound from insulated copper wire of diameter 0.18 mm with 24 threads. Test coil was fixed externally onto the pipette, which has been used as a container in which were pouring samples pure kerosene and kerosene with different volumetric amounts of Fe_20_3 nanoparticles (0.1, 0.2, 0.25, 0.3 and 0.5%). The measurement was found that this coil is inappropriate because the frequency of maximum impedance did not change (was expected decrease maximum frequency with increasing amounts of nanoparticles). Therefore, it was necessary to modify this coil so that the increased diameter of the wire (0.6 mm), and to the pipette wind several times more threads. Expected results were discovered at the new coils (Fig. 2).



Figure 2: Experimental workplace with test coil and data measurement with analyzer Agilent 4294A

2.2. DESIGN OF METHOD FOR INSERTING THE SAMPLES INTO THE RESONATOR

The second method of examining quantities of nanoparticles in kerosene was performed at wave analyzer E8362B with frequency range from 10 MHz to 20 GHz. This was connected resonator into which it was possible to insert samples that can be measured in two different modes (effect of the electrical and magnetic fields). A sample of pure kerosene and kerosene with nanoparticles was sucked with a syringe which was mounted at the supply point tube (electrician tubing), which can be inserted into the working area of the resonator. The first measurements were performed at the site of action of the electric field. This measurement method is demonstrated to as unsuitable because the measured data did not change in depending on the concentration. The second method, which was done depending on the magnetic field emerged as correct. For this method had the largest value in the maximum resonance (parameter s21) pure samples of kerosene. With the increasing amount of nanoparticles, these maxima shifted leftward. Shift left was declining value of the frequency of these maxima. From these parameters it was possible to calculate values of the parameter

Q, real and imaginary components of the magnetic permeability. From these detected parameters susceptibility value of each sample can be calculated using the following three equations:

$$\frac{\Delta f}{\Delta BW} \cong function \left(\varepsilon *\right) \approx \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1 - 1} \approx \frac{\mu_r''}{\mu_r' - 1},\tag{1}$$

$$Q = \frac{\mu'_r}{\mu''_r},\tag{2}$$

$$\mu_r' = (1 + \chi). \tag{3}$$



Figure 3: Method of filling the resonator and the data measured to wave analyzer

2.3. DESIGN OF EXPERIMENTAL SYSTEM FOR EXPLORING DIFFERENT TYPES OF OILS

Experience acquired at the University of Birmingham I tried applying the theme of my doctoral thesis, which deals mainly with properties of natural oils. The nanoparticles (Fe_2O_3) I replaced the ferrite rods, and perform measurements on the first assembly of coil (Fig. 4) with copper wire diameter of 1 mm. To measurements I used the analyzer HP 4284A with a frequency range of 20 Hz - 1 MHz. The graph shows results of some natural (sunflower, olive, peanut and ricin) and synthetically produced oils.



Figure 4: The test coil as a function of sample and the first test measurement

3. CONCLUSION

The first method with coil was reflected correct, to had more coil turns and before each measurement the sample was shaken in. Expected shift of the curve of impedance to the left with increase the concentration of nanoparticles has proved right. This method has shown the possibility of nanoparticle amount detection by using impedance spectroscopy. The downside of this approach is the necessity to manufacture a precisely defined measurement coil with exact parameters or the use of liquid standards for correct calibration, setting and parameter compensation, so the detection of the real nanoparticle amount in liquid could be precise.

In the second method it was shown that it is suitable only alternative measurement in a magnetic field. For repeatability measurement is need to ensure adequate quality tubes, because they used to use only went for two measurements due to softening of the material tubes. The results of this method it was possible demonstrate the decrease parameter Q with increasing amounts of nanoparticles and then the concentration from 0.1% - 0.5% susceptibility of value (χ) in the interval from 0.099082 to 0.275841. The second method (analyzer using higher measurement frequencies) allows to eliminate the drawbacks of the first. The advantage is in the simplicity of manufacture of the resonator with required parameters, smaller amount of measured sample and possibility of definition and calculation of the magnetic susceptibility for different amounts of nanoparticles in liquid.

The last method verified the same character of parameter L_s for natural and synthetically produced oils. Natural oils had higher parameter Ls. Only ricin oil had a smaller value probably because it has a very high viscosity in comparison with other oils. The last method is still in the verification process of feasibility study and repeatability of the measurement.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was created after an internship at the University of Birmingham where I was professionally led and cooperated with Dr Tim Jackson and gained experience in Impedance spectroscopy. It further article was written with the support the project FEKT-S-14-2240 and research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

REFERENCES

- [1] ČERNOŠEK, M.: *Impedanční spektroskopie organických vodičů a polovodičů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 63 s.
- [2] CINGROŠ, F.: Fyzika a klasická energetika: Magnetické kapaliny a jejich uplatnění v tepelných systémech. [online]. 2011 [cit. 2015-02-28]. Available from: http://www.3pol.cz /cz/rubriky/fyzika-a-klasicka-energetika/664-magneticke-kapaliny-a-jejich-uplatneni-vtepelnych-systemech.
- [3] HOLEKSA, D.: Soustava řízených generátorů obdélníkových impulzů [online]. Brno, 2013 [cit. 2015-02-28]. Available from: https://www.vutbr.cz/www_base/ zav_prace_ soubor_ verejne.php?file_id=69171. Bakalářská práce. VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Ing. PAVEL HANÁK, Ph.D.
- [4] Comparison of Oils and Fats. [online]. [cit. 2015-03-02]. Available from: http://www.exrx.net/Nutrition/FatComparison.html
- [5] McShane, C. P., Vegetable-oil-based dielectric coolants, Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 8, pp. 34-41, May-Jun 2002. Waukesha, WI, USA.

WEAKLY DELAYED PLANAR LINEAR DISCRETE SYSTEMS AND CONDITIONAL STABILITY

Jan Šafařík

Doctoral Degree Programme (I), FEEC BUT E-mail: xsafar19@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Josef Diblík E-mail: diblik@feec.vutbr.cz

Abstract: A discrete planar system

$$x(k+1) = Ax(k) + B_1x(k-m_1) + B_2x(k-m_2), k \ge 0$$

is analysed, where m_1 , m_2 are constant integer delays, $0 < m_1 < m_2$, A, B_1, B_2 are constant 2×2 matrices, $A = (a_{ij})$, $B_l = (b_{ij}^l)$, i, j = 1, 2, l = 1, 2 and $x: \{-m_2, -m_2 + 1, ...\} \rightarrow R^2$. We get new results on conditional stability and asymptotic conditional stability.

Keywords: Conditional stability, conditional asymptotic stability, weakly delayed system, discrete system

1 INTRODUCTION

We investigate discrete planar systems

$$x(k+1) = Ax(k) + B_1 x(k-m_1) + B_2 x(k-m_2)$$
(1)

where m_1, m_2 are constant integer delays, $0 < m_1 < m_2, k \in Z_0^{\infty}, A, B_1, B_2$ are constant 2×2 matrices, $A = (a_{ij}), B_l = (b_{ij}^l), i, j = 1, 2, l = 1, 2, B_l \neq \Theta, l = 1, 2, \Theta$ is 2×2 zero matrix and $x: Z_{-m_2}^{\infty} \to R^2$, $Z_s^q := \{s, s+1, \ldots, q\}$. Consider initial problem

$$x(k) = \mathbf{\varphi}(k) \tag{2}$$

for (1) where $k = -m_2, -m_2 + 1, ..., 0$ with $\varphi: \mathbb{Z}^0_{-m_2} \to \mathbb{R}^2$. It is well-known that the initial problem (1), (2) has a unique solution on $\mathbb{Z}^{\infty}_{-m_2}$.

Define a norm of a 2 × 2 matrix $A = \{a_{ij}\}_{i,j=1}^2$ as

$$||A|| = \max\{|a_{11}| + |a_{12}|, |a_{21}| + |a_{22}|\}$$

and, for 2×1 vectors $x = (x_1, x_2)^T$, an vector norm

$$|x|| = \max\{|x_1|, |x_2|\}$$

For a discrete vector $\psi: \mathbb{Z}^0_{-m_2} \to \mathbb{R}^2$ we define

$$\|\Psi\|_{m_2} := \max\{\|\Psi(-m_2)\|, \|\Psi(-m_2+1)\|, \dots, \|\Psi(0)\|\}.$$

Definition 1 *The zero solution* x(k) = 0, $k \in \mathbb{Z}_{-m_2}^{\infty}$ *of* (1) *is said to be*

a) Stable if, given $\varepsilon > 0$ and $k_0 \ge 0$, there exists $\delta = \delta(\varepsilon, k_0)$ such that $\varphi(k)$, $k \in \mathbb{Z}_{k_0-m_2}^{k_0}$, $\|\varphi\|_{m_2} < \delta$ implies $\|x(k,k_0,\varphi)\| < \varepsilon$ for all $k \ge k_0$, uniformly stable if δ may be chosen independently of k_0 , unstable if it is not stable;

- **b**) Asymptotically stable if it is stable and $\lim_{k\to\infty} ||x(k)|| = 0$;
- c) Conditionally stable (conditionally asymptotically stable) if it is stable (asymptotically stable) under the condition that a subspace P of the space all initial data with dim P satisfying

$$1 < \dim P < 2(m_2 + 1)$$

is fixed.

The equation

$$D := \det \left(A + \lambda^{-m_1} B_1 + \lambda^{-m_2} B_2 - \lambda I \right) = 0$$
(3)

where *I* is the unit 2×2 matrix, $\lambda \in C$ is characteristic equation to (1) and characteristic equation to

$$x(k+1) = Ax(k) \tag{4}$$

is

$$\det(A - \lambda I) = 0. \tag{5}$$

Definition 2 [1] *The system* (1) *is called a weakly delayed system if the characteristic equations* (3), (5) *corresponding to systems* (1) *and* (4) *are equal, i.e. if, for every* $\lambda \in C \setminus \{0\}$, $D = \det(A - \lambda I)$.

We consider a linear transformation x(k) = Sy(k) with a nonsingular 2×2 matrix S. Then, the discrete system for y is

$$y(k+1) = A_{S}y(k) + B_{1S}y(k-m_1) + B_{2S}y(k-m_2)$$
(6)

with $A_{\mathcal{S}} = \mathcal{S}^{-1}A\mathcal{S}, B_{l\mathcal{S}} = \mathcal{S}^{-1}B_{l\mathcal{S}}$ where l = 1, 2.

Lemma 1 [1] If (1) is a weakly delayed system, then its arbitrary linear nonsingular transformation x(k) = Sy(k) again leads to a weakly delayed system (6).

Following theorem is a criterion indicating whether a system is weakly delayed.

Theorem 1 [1] System (1) is a weakly delayed system if and only if the following conditions hold simultaneously:

$$b_{11}^{l} + b_{22}^{l} = 0, \quad \begin{vmatrix} b_{11}^{l} & b_{12}^{l} \\ b_{21}^{l} & b_{22}^{l} \end{vmatrix} = 0, \quad \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ b_{21}^{l} & b_{22}^{l} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} b_{11}^{l} & b_{12}^{l} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} = 0, \quad l = 1, 2,$$
(7)

$$\begin{vmatrix} b_{11}^1 & b_{12}^1 \\ b_{21}^2 & b_{22}^2 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} b_{11}^2 & b_{12}^2 \\ b_{21}^1 & b_{22}^1 \end{vmatrix} = 0.$$
(8)

For every matrix *A* there exists a nonsingular matrix *S* transforming it to the corresponding Jordan matrix form Λ , i.e. $\Lambda = S^{-1}AS$, where the form of Λ depends on the roots of the characteristic equation (5), i.e. on the roots of

$$\lambda^2 - (a_{11} + a_{22})\lambda + (a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}) = 0.$$
(9)

It the following we will assume that (9) has two real distinct roots λ_1 , λ_2 . Then $\Lambda = \Lambda_1$ where

$$\Lambda_1 = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0\\ 0 & \lambda_2 \end{pmatrix}. \tag{10}$$

The transformation $y(k) = S^{-1}x(k)$ transforms (1) into a system

$$y(k+1) = \Lambda y(k) + B_1^* y(k-m_1) + B_2^* y(k-m_2), \ k \in \mathbb{Z}_0^{\infty}$$
(11)

with $B_l^* = S^{-1}B_lS$, $B_l^* = (b_{ij}^{*l})$, l = 1, 2, i, j = 1, 2. The initial problem (2) transforms to

$$y(k) = \mathbf{\phi}^*(k),$$

 $k \in Z_{-m_2}^0$, where $\varphi^*(k) = S^{-1}\varphi(k)$. Define $\Phi_1(k) := (0, \varphi_1^*(k))^T$, $\Phi_2(k) := (\varphi_2^*(k), 0)^T$, $k \in Z_{-m_2}^0$.

In the contribution we deal with what is called conditional stability and asymptotic conditional stability of linear weakly delayed discrete systems (1). We derive sufficient conditions for asymptotic conditional stability if $|\lambda_1| \le q < 1$ and $|\lambda_2| \ge 1$ or if $|\lambda_2| \le q < 1$ and $|\lambda_1| \ge 1$, and sufficient conditions for conditional stability if $|\lambda_1| = 1$ and $|\lambda_2| > 1$ or if $|\lambda_2| = 1$ and $|\lambda_1| > 1$. Obtained results on conditional stability are new and are given in Theorems 2–5. To prove them we use explicit analytic formulas, derived in [1].

2 CONDITIONAL STABILITY

Let $\Lambda = \Lambda_1$. From the necessary and sufficient conditions (7)–(8) for (11) it follows that (1) is weakly delayed if and only if either

$$I) \ b_{11}^{*l} = b_{22}^{*l} = b_{21}^{*l} = 0, \ b_{12}^{*l} \neq 0, \ l = 1, 2,$$

or

II)
$$b_{11}^{*l} = b_{22}^{*l} = b_{12}^{*l} = 0, \ b_{21}^{*l} \neq 0, \ l = 1, 2$$
.

Theorem 2 If the case I) occurs, $|\lambda_1| \le q < 1$, $|\lambda_2| \ge 1$ and $\varphi_2^*(0) = 0$, then the zero solution of (1) is conditionally asymptotically stable.

Proof: In this case, $\varphi^*(0) = (\varphi_1^*(0), 0)^T$ and $\Phi_2(0) = (\varphi_2^*(0), 0)^T = (0, 0)$. As it follows from [1] the solution of the initial problem (1), (2) is $x(k) = Sy(k), k \in \mathbb{Z}_{-m_2}^{\infty}$ where

$$\begin{split} y(k) &= \varphi^*(k) \quad \text{if} \quad k \in Z_{-m_2}^0, \\ y(k) &= \Lambda_1^k \varphi^*(0) + \sum_{r=0}^{k-1} \lambda_1^{k-1-r} \left[b_{12}^{*1} \Phi_2(r-m_1) + b_{12}^{*2} \Phi_2(r-m_2) \right] \quad \text{if} \quad k \in Z_1^{m_1+1} \\ y(k) &= \Lambda_1^k \varphi^*(0) + \sum_{r=0}^{k-1} \lambda_1^{k-1-r} \left[b_{12}^{*2} \Phi_2(r-m_1) \right] + b_{12}^{*1} \left[\sum_{r=0}^{m_1} \lambda_1^{k-1-r} \Phi_2(r-m_2) \right. \\ &\quad + \Phi_2(0) \sum_{r=m_1+1}^{k-1} \lambda_1^{k-1-r} \lambda_2^{r-m_1} \right] \quad \text{if} \quad k \in Z_{m_1+2}^{m_2+1}, \\ y(k) &= \Lambda_1^k \varphi^*(0) + b_{12}^{*1} \left[\sum_{r=0}^{m_1} \lambda_1^{k-1-r} \Phi_2(r-m_1) + \Phi_2(0) \sum_{r=m_1+1}^{k-1} \lambda_1^{k-1-r} \lambda_2^{r-m_1} \right] \\ &\quad + b_{12}^{*2} \left[\sum_{r=0}^{m_2} \lambda_1^{k-1-r} \Phi_2(r-m_2) + \Phi_2(0) \sum_{r=m_2+1}^{k-1} \lambda_1^{k-1-r} \lambda_2^{r-m_2} \right] \quad \text{if} \quad k \in Z_{m_2+2}^{\infty}. \end{split}$$

For $k \in Z_{m_n+2}^{\infty}$, we get

$$\begin{aligned} \|y(k)\| &\leq \|\Lambda_1^k \varphi^*(0)\| + \left\| b_{12}^{*1} \left[\sum_{r=0}^{m_1} \lambda_1^{k-1-r} \Phi_2(r-m_1) + \Phi_2(0) \sum_{r=m_1+1}^{k-1} \lambda_1^{k-1-r} \lambda_2^{r-m_1} \right] \right\| \\ &+ \left\| b_{12}^{*2} \left[\sum_{r=0}^{m_2} \lambda_1^{k-1-r} \Phi_2(r-m_2) + \Phi_2(0) \sum_{r=m_2+1}^{k-1} \lambda_1^{k-1-r} \lambda_2^{r-m_2} \right] \right\| \end{aligned}$$

$$\leq \left\| \left(\begin{array}{c} \lambda_{1}^{k} & 0 \\ 0 & \lambda_{2}^{k} \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} \Phi_{1}^{*}(0) \\ 0 \end{array} \right) \right\| + |b_{12}^{*1}| \left[\sum_{r=0}^{m_{1}} |\lambda_{1}|^{k-1-r}| |\Phi_{2}(r-m_{1})| + ||\Phi_{2}(0)|| \sum_{r=m_{1}+1}^{k-1} |\lambda_{1}|^{k-1-r}|\lambda_{2}|^{r-m_{1}} \right] \\ + |b_{12}^{*2}| \left[\sum_{r=0}^{m_{2}} |\lambda_{1}|^{k-1-r}| |\Phi_{2}(r-m_{2})| + ||\Phi_{2}(0)|| \sum_{r=m_{2}+1}^{k-1} |\lambda_{1}|^{k-1-r}|\lambda_{2}|^{r-m_{2}} \right] \\ \leq |\lambda_{1}|^{k} ||\Phi_{1}^{*}(0)|| + |b_{12}^{*1}| \left[\sum_{r=0}^{m_{1}} |\lambda_{1}|^{k-1-r}| |\Phi_{2}(r-m_{1})|| \right] + |b_{12}^{*2}| \left[\sum_{r=0}^{m_{2}} |\lambda_{1}|^{k-1-r}| |\Phi_{2}(r-m_{2})|| \right] \\ \leq q^{k} ||\Phi^{*}||_{m_{2}} + |b_{12}^{*1}| \left[\sum_{r=0}^{m_{1}} q^{k-1-r}| |\Phi^{*}||_{m_{2}} \right] + |b_{12}^{*2}| \left[\sum_{r=0}^{m_{2}} q^{k-1-r}| |\Phi^{*}||_{m_{2}} \right] \\ \leq \left[q^{k} + |b_{12}^{*1}| \sum_{r=0}^{m_{1}} q^{k-1-r} + |b_{12}^{*2}| \sum_{r=0}^{m_{2}} q^{k-1-r} \right] ||\Phi^{*}||_{m_{2}} \\ \leq \left[q^{k} + |b_{12}^{*1}| \left(q^{k-1-m_{1}} \frac{1-q^{m_{1}+1}}{1-q} \right) + |b_{12}^{*2}| \left(q^{k-1-m_{2}} \frac{1-q^{m_{2}+1}}{1-q} \right) \right] ||\Phi^{*}||_{m_{2}} \\ = q^{k} \left[1 + |b_{12}^{*1}| \frac{q^{-m_{1}-1}-1}{1-q} + |b_{12}^{*2}| \frac{q^{-m_{2}-1}-1}{1-q} \right] ||\Phi^{*}||_{m_{2}}.$$

Now, it is easy to see that

$$\lim_{k\to\infty} \|y(k)\| = 0.$$

Similarly can be proved the following theorem.

Theorem 3 If the case II) occurs, $|\lambda_2| \le q < 1$, $|\lambda_1| \ge 1$ and $\varphi_1^*(0) = 0$, then the zero solution of (1) is conditionally asymptotically stable.

Theorem 4 If the case I) occurs, $|\lambda_1| = 1$, $|\lambda_2| > 1$ and $\varphi_2^*(0) = 0$, then the zero solution of (1) is conditionally stable.

Proof: We, perform the proof similarly to that of Theorem 2. We have, $\varphi^*(0) = (\varphi_1^*(0), 0)^T$ and $\Phi_2(0) = (\varphi_2^*(0), 0)^T = (0, 0)$. For $k \in \mathbb{Z}_{m_2+2}^{\infty}$, we get

$$\begin{split} \|y(k)\| &\leq \|\Lambda_{1}^{k} \varphi^{*}(0)\| + \left\| b_{12}^{*1} \left[\sum_{r=0}^{m_{1}} \lambda_{1}^{k-1-r} \Phi_{2}(r-m_{1}) + \Phi_{2}(0) \sum_{r=m_{1}+1}^{k-1} \lambda_{1}^{k-1-r} \lambda_{2}^{r-m_{1}} \right] \right\| \\ &+ \left\| b_{12}^{*2} \left[\sum_{r=0}^{m_{2}} \lambda_{1}^{k-1-r} \Phi_{2}(r-m_{2}) + \Phi_{2}(0) \sum_{r=m_{2}+1}^{k-1} \lambda_{1}^{k-1-r} \lambda_{2}^{r-m_{2}} \right] \right\| \\ &\leq \left\| \left(\begin{array}{c} \lambda_{1}^{k} & 0 \\ 0 & \lambda_{2}^{k} \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} \varphi_{1}^{*}(0) \\ 0 \end{array} \right) \right\| + |b_{12}^{*1}| \left[\sum_{r=0}^{m_{1}} |\lambda_{1}|^{k-1-r} \| \Phi_{2}(r-m_{1})\| + \|\Phi_{2}(0)\| \sum_{r=m_{1}+1}^{k-1} |\lambda_{1}|^{k-1-r} |\lambda_{2}|^{r-m_{1}} \right] \\ &+ |b_{12}^{*2}| \left[\sum_{r=0}^{m_{2}} |\lambda_{1}|^{k-1-r} \| \Phi_{2}(r-m_{2})\| + \|\Phi_{2}(0)\| \sum_{r=m_{2}+1}^{k-1} |\lambda_{1}|^{k-1-r} |\lambda_{2}|^{r-m_{2}} \right] \\ &\leq |\lambda_{1}|^{k} \|\varphi_{1}^{*}(0)\| + |b_{12}^{*1}| \left[\sum_{r=0}^{m_{1}} |\lambda_{1}|^{k-1-r} \| \Phi_{2}(r-m_{1})\| \right] + |b_{12}^{*2}| \left[\sum_{r=0}^{m_{2}} |\lambda_{1}|^{k-1-r} \| \Phi_{2}(r-m_{2})\| \right] \\ &\leq |\lambda_{1}|^{k} \|\varphi_{1}^{*}(0)\| + |b_{12}^{*1}| \left[\sum_{r=0}^{m_{1}} |\lambda_{1}|^{k-1-r} \| \Phi_{2}(r-m_{1})\| \right] + |b_{12}^{*2}| \left[\sum_{r=0}^{m_{2}} |\lambda_{1}|^{k-1-r} \| \Phi_{2}(r-m_{2})\| \right] \end{split}$$

$$\leq \|\boldsymbol{\varphi}^*\|_{m_2} + |b_{12}^{*1}| \left[\sum_{r=0}^{m_1} + |b_{12}^{*2}| \left[\sum_{r=0}^{m_2} \|\boldsymbol{\varphi}^*\|_{m_2}\right]\right]$$
$$\leq \left[1 + |b_{12}^{*1}|(m_1+1) + |b_{12}^{*2}|(m_2+1)\right] \|\boldsymbol{\varphi}^*\|_{m_2}.$$

We set

$$M := 1 + |b_{12}^{*1}|(m_1 + 1) + |b_{12}^{*2}|(m_2 + 1), \ \delta := \varepsilon/3.$$

This equality implies

$$||y(k)|| \le M ||\phi^*||_{m_2} < \varepsilon, k \in Z_{m_2+2}^{\infty}$$

if $\|\phi^*\|_{m_2} < \delta$.

Theorem 5 If the case II) occurs, $|\lambda_2| = 1$, $|\lambda_1| > 1$ and $\varphi_1^*(0) = 0$, then the zero solution of (1) is conditionally stable.

The proof can be performed similarly to that of Theorem 4.

3 CONCLUSION

In the paper are derived sufficient conditions for conditional stability and asymptotic conditional stability of linear weakly delayed discrete systems (1) when the Jordan form of the matrix *A* is represented by the matrix Λ_1 defined by (10). For further results related to weakly delayed systems and representations of solutions of discrete systems we refer to [1]–[6] and to the references therein. Some stability results can be found, e.g. in [7].

ACKNOWLEDGEMENTS

The author was supported by the Grant FEKT-S-11-2-921 of Faculty of Electrical Engineering and Communication, BUT.

REFERENCES

- Diblík, J., Halfarová, H.: Explicit general solution of planar linear discrete systems with constant coefficient and weak delays, Adv. Difference Equ., 2013, Art. number: 50, doi:10.1186/1687-1847-2013-50, 1–29.
- [2] Diblík, J., Halfarová, H.: General explicit solution of planar weakly delayed linear discrete systems and pasting its solutions, Abstr. Appl. Anal., 2014, doi:10.1155/2014/627295, 1–37.
- [3] Diblík, J., Khusainov, D., Šmarda, Z.: Construction of the general solution of planar linear discrete systems with constant coefficients and weak delay, Adv. Difference Equ., 2009, Art. ID 784935, doi:10.1155/2009/784935, 1–18.
- [4] Diblík, J., Morávková, B.: Representation of the solutions of linear discrete systems with constant coefficients and two delays, Abstr. Appl. Anal., 2014, Art. ID 320476, 1–19.
- [5] Medved', M., Pospíšil, M.: Representation and stability of solutions of systems of difference equations with multiple delays and linear parts defined by pairwise permutable matrices, Commun. Appl. Anal., 17, 2013, no. 1, 21–45.
- [6] Medved', M. Škripková, L.: Sufficient conditions for the exponential stability of delay difference equations with linear parts defined by permutable matrices, Electron. J. Qual. Theory Differ. Equ., 2012, no. 22, 1–13.
- [7] Elaydi, S. N.: An Introduction to Difference Equations, Third Edition, Springer, 2005.

CURRENT FLUCTUATIONS OF REVERSE-BIASED SOLAR CELLS

Ľubomír Škvarenina

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xskvar01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Robert Macků E-mail: macku@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper presents mainly noise diagnostics of *pn* junctions local defects in a singlecrystalline silicon solar cells structure. Research consists of a non-destructive measurement methodology of reverse-biased junction in solar cells. Diagnostics of defect areas in this documents are based especially on measurement of noise power spectral density, measurement of the radiation emitted from defects in visible range and *I-V* characteristic measurement.

Keywords: Solar Cells, Silicon, Noise Spectroscopy, Diagnostics, Defects, Flicker Noise

1 INTRODUCTION

This document deals with noise diagnostic of pn junction in semiconductor devices. Solar cell operation is based on the generation of electron-hole pairs in the transition region, and the separation of both types of carriers by the junction electric field [1]. Measurements of reverse-biased pn junctions can provide valuable information of the solar cells and their defects. We will present mainly the measurement of the current noise power spectral density of the solar cell for various reverse voltages. Diagnostics of defect areas can be carried out by one or several of the following methods: scanning the time response of the reverse current, measurement of I-V characteristics, measurement of RMS value of narrowband current noise for reverse current or voltage, measurement of noise power spectral density, measurement of the radiation emitted from the defect during microplasma discharge formation (see [2]). The latter method is applicable to optoelectronic devices [3].

The nature of the observed noise depends on the voltage (current) bias applied to solar cells. This can be attributed to variations in the electric stress and/or origin of breakdowns. Thanks to this fact, our study is strictly divided into reverse and forward-bias conditions. With regard to the paper scope, only reverse-biased specimens will be studied here [4].

2 EXPERIMENTAL SET-UP

The complete schematic diagram for a noise measurement system of the solar cells is shown on fig. 1. The most important part of the measurement system is a metal box (serves as a shielding) with a solar cell fragment. The sample is placed in the box between two conductive aluminium electrodes with a paper around to avoid precaution against short circuit and leakage effects. A capacitor ($C = 2.2 \mu$ F), which is used for stabilization of the current from a low noise voltage source Agilent E3631A (a linear source with maximum output power of 80 W), is on the input of the circuit. An electrically isolated output in positive range of $0 \div 25 \text{ V}/1\text{ A}$ was used on this triple-output power supply. Double-shielded coaxial cables terminated with BNC connectors (marked with brown color on fig. 1) are strictly used in the circuit. That are a low noise versions containing a semiconducting layer of graphite¹ between the core and the screen. As stated before, the solar cell is reverse-biased

¹This conducting layer does not change the dielectric properties of the cable.

between conductive electrodes. The circuit is closed by resistor ($R = 5.517 \Omega$) where the noise signal is detected. The resistance of resistor is much smaller than the sample operation point resistance and resistance of permanently ionized defects channels, however, large enough to provide sensing authentic noise signal. Subsequently, the noise signal is amplified by a ultra low-noise preamplifier Signal Recovery 5184 with a pseudo-differential input and a single-ended output via BNC connectors. It has a frequency response of $0.5 \text{Hz} \div 1 \text{MHz}$ and a fixed voltage gain of ×1000 (60 dB). The input impedance of the voltage preamplifier is of $5 M\Omega$ (50 pF). The noise background of preamplifier is about of $800 \text{ pV} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ at 1 kHz. The signal applied to the baseband input Rohde & Schwarz FMU36 Baseband Analyzer is on the single-ended output of the amplifier. It is a FFT-based spectrum analyzer with the frequency range of $10 \text{Hz} \div 36 \text{MHz}$ and the selectable input impedance of $50 \Omega/1 \text{M}\Omega$. The signal was connected to the Q baseband input of the analyzer. The advantage of this analyzer is high sensitivity also at low frequencies to analyze extremely weak signals. Despite that fact, it was necessary to use an preamplifier for relatively poor noise background of the analyzer.



Figure 1: Experimental set-up of measurement system.

Power supply E3631A is interconnected with the baseband analyzer FMU36 via 8-bit parallel multimaster interface bus standard IEEE-488.2 commonly called GPIB (General Purpose Interface Bus). Both instruments are finally connected through Agilent 82357B USB/GPIB interface with PC using MATLAB[®]. The instrumentation system comprising hardware bus GPIB required software standard VISA (Virtual Instrument Software Architecture) implemented in Instrument Control ToolboxTM for configuration. Instruments are controlled by sending and receiving text-based (ASCII) commands under standard SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments).

The voltage-bias from 8V to 15V in increments of 1V was set on the power supply. The noise is neglectable small bellow this interval and strong electric field can cause damage of sample above this interval. The input impedance of the baseband analyzer was setted to $1 M\Omega$. The FFT-based spectrum measurement for one voltage-bias was carried out in range of 10 Hz to 1 MHz with 120 points. The center frequency for each point was selected in logarithmic scale. The frequency span (frequency display range) was set to 10% of the central frequency and it was subsequently dynamically changed depending on it. However, this set-up is applied for frequencies higher than 100 Hz because the specification of analyzer allowed to set a minimum span to 10 Hz for working in the frequency domain (option 0 Hz automatically switch to the time domain). For this reason the span was fixed on 10 Hzfor frequencies lower than 100 Hz. The trace measurement in single sweep mode for each bandwidth consists of 16 sweeps with 625 measurement points acquired during a sweep. The one trace of consecutive sweeps was stabilized by averaging to suppress noise spikes. Each trace for the specific center frequency was used for median calculation and one power spectral density point was obtained (see fig. 3).

The radiation generated from reverse-biased *pn* junction defects is used to study the near-field or far-field local properties. It proves to be useful to measure surface radiation and to make light spots localization. It is also used to measure the radiation intensity versus voltage plot, its correlation with other, mainly noise characteristics and the radiation spectrum [4]. A scientific CCD camera type G2-3200 was used for measure the radiation from a solar cell *pn* junction in optical far-field configuration. The camera is equipped with a silicon chip CCD Kodak KAF-3200ME². The electronics of the camera use 16-bit ADC with double correlated sampling which ensures high dynamic range. The silicon chip has 3.2 MPx (2184 × 1472) resolution and it is cooled by dual system of Peltier's modules with the typical operation temperature T = 45 °C under the ambient temperature to minimize dark current. The dark current of an optical sensor for a single pixel ($6.8 \mu m \times 6.8 \mu m$) is $0.8 e \cdot s^{-1}$ at T = 0 °C. A lens with focal ratio 1.2 and working aperture 41.7 mm was used with the camera. The measurement was carried out for a range of wavelengths from 300 nm to 1050 nm with a exposure time of 300 s. The CCD chip mean quantum efficiency $\langle QE \rangle = 0.514$ is reached in the interval from 300 nm to 1050 nm. The sample reverse-bias voltage 9 V is realized by the constant-current source Keithley 6220 DC (see fig. 4).

3 RESULTS AND DISCUSSION

Our experiments carry out that spectrum noise varies and it is nonstacionary for relatively long initiation time. Any other process or other type of noise was not detected for sample N1. The I-V characteristic is smooth function as can be seen on fig. 2. Any breakdowns are not apparent in a solar cell structure. The specimen under investigation did not show observable breakdowns or other predominant effects, capable of affecting the measurement results undesirably [6].



Figure 2: Current-voltage characteristic of reverse-biased solar cell, sample N1.

Nevertheless, local defects exist and it was demonstrated by optical measurement (see fig. 4). Defects integrally increase reverse current and I-V curve seems to be partially linear (resistive-like) and it does not show any anomaly.

The measurement of voltage noise power spectral density for all mentioned voltage levels takes about 12 hours (1.5 hours for each one). The behaviour of power spectral density is showed on fig. 3

²For spectral response and quantum efficiency see [5]

for various reverse-bias voltages applied to the specimen under investigation. It is clear that the measurement in fig. 3 corresponds to the only one type of noise. The noise power is approximately inversely proportional to the frequency at whole spectrum. In addition, apparent noise floor exhibits voltage dependence. Fig. 3 indicates only the presence of f^{-1} noise (known as flicker noise) for all



Figure 3: Noise power spectral density of reverse-biased solar cell for various reverse voltages, sample N1.

reverse-bias voltages, however, fundamentally background of these processes is not known yet [6]. It has been shown during many years of noise research that f^{-1} noise is closely related to the specimen bulk homogeneity being impaired, for example, by the presence of impurities or defects in the crystal lattice [7].

The radiation intensity of a solar cell measured with camera is converted to photons per second (photon flux Φ_q). As can be seen on fig. 4 the current does not flow by edges but it is flowing through local areas (light spots). That light spots areas are naturally stressed and our assumption is that these exposed areas produce electrical noise. In view of the fact that these areas are substantially stressed,



Figure 4: Photography of measured solar cell with light defect spots, sample N1, bias reverse voltage $U_R = 9 \text{ V}$, temperature $T = 26 \,^{\circ}\text{C}$, area 30.68 mm², perimeter 26.95 mm.

increase its cross-section, ordinary operation can cause complete degradation of the material. The number of the defect areas perhaps increase gradually. It is definitely very interesting on fig. 4(b) that

the solar cell generated radiation is lower than its surrounding neighborhood. This indicates the basic premise that the solar cell absorbs the light.

4 CONLUSION

Dependence of the power noise spectral voltage density $S_U(f)$ was investigated in the frequency range of 10 Hz to 1 MHz for a single-crystal solar cell in this paper. The noise spectra magnitude increase with increasing reverse voltage from 8 V to 15 V monotonically. The voltage noise power spectral density was only in a form of f^{-1} noise in this investigation. Future research will be based on a defective area modification by focusing ion machining (vaporizing the material) and then monitor deviations on noise measurements which are very sensitive. Subsequently we will try to explain the nature of the defect depending on the noise deviations.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the European Union within the framework of the project CZ.1.07/2.3.00/-30.0039 "Excellent young researchers at Brno University of Technology", by the SIX research centre CZ.1.05/2.1.00/03.0072 and Centre of Excellence CEITEC CZ.1.05/1.1.00/02.0068.

REFERENCES

- [1] J.P. COLINGE and C.A. COLINGE. *Physics of Semiconductor Devices*. Springer, 2002.
- [2] P. KOKTAVÝ and R. MACKŮ. Noise and optical activities of local defects in solar cells pn junctions. In *ICNF2011: 2011 21st International Conference on Noise and Fluctuations*, pages 409–412, Kanada, Toronto, 2011. IEEE. ISBN: 978-1-4577-0191-7.
- [3] R. MACKŮ and P. KOKTAVÝ. Impact of local defects on photon emission, electric current fluctuation and reliability of silicon solar cells studied by electro-optical methods. *ElectroScope*, pages 38–43, 2011. ISSN: 1802-4564.
- [4] R. MACKŮ, J. ŠICNER, and D. DALLAEVA. An experimentally based characterization of solar cell structure defects by means of noise and optical activities analysis. *Fracture Mechanics for Durability, Reliability and Safety*, pages 499–506, August 2012. ISBN: 978-5-905576-18-8.
- [5] Eastman Kodak Company. KAF-3200ME Performance Specification, 2 edition, May 2002. Available on September 2015 from <http://www.yankeerobotics.com/trifid/dnload/ KAF-3200ME.pdf>.
- [6] R. MACKU and P. KOKTAVÝ. Improved electrical characterization of silicon solar cells based on noise spectroscopy in forward direction. In *Proceedings of 24rd European Photovoltaic Solar Energy Conference*, pages 484–488. WIP-Renewable Energies, 2009. ISBN: 3-936338-24- 8.
- [7] L. K. J VANDAME. Noise as a diagnostic tool for quality and reliability of electronic devices. *IEEE Transaction on electron device*, vol. 41 (No. 11), November 1994.

Doktorské projekty

Komunikační technologie

INFLUENCE OF PHASE OPTIC SENSOR TO THE DWDM NETWORK

Milan Čučka

Doctoral Degree Teleinformatics (I.), FEEC BUT E-mail: xcucka00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Miloslav Filka

E-mail: filka@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with influence of phase optic sensor to the DWDM transmission. In DWDM network we use four lasers sources for data transmission on one optical fiber. Next one DFB laser is used for phase optical sensor on the same optical fiber. This article is focused on influence of power DFB laser to the DWDM network. We changed the power of the DFB laser from-2 dBm to 35 dBm and watching the bit error rate and eye of the decision of the DWDM system. This model is simulated in RSoft Optsim.

Keywords: WDM, DWDM, Optical fiber, Optical sensor, Phase OTDR, Optsim

1. INTRODUCTION

In recent years, board the forefront of optical sensors, their usage is growing stronger thanks to its properties. For example, are used for temperature sensing transformers due to their ability to withstand high temperatures. Another example might be the determination of detection of vibration, which are put on already existing routes and are used to track your movement around these trails and eventual elimination of theft. This article explains the influence of phase optic sensor and their laser to the Bit error rate of the DWDM system. DWDM system use standard wavelength which start at 1550 nm. Optic sensor use wavelength at 1600 nm. [1]

2. DENSE WAWELENGTH DIVISION MULTIPLEX – DWDM

Wavelength division multiplex WDM is association of optical channels, which have previously been transmitted by one each fiber into a single thread on the basis of wavelength, or frequency separation. On each of the carrier frequency is modulated transmitter which transmitted information. Multiplexor multiplexed each of optical channels to the one optical fiber. For n-channel connection is needed one multiplexer and demultiplexer, and also n modulators, demodulators and the light sources. [1]

The technology uses lasers especially DFB (Distributed Feedback) laser with extremely narrow spectral line and highly selective spectral filters. These devices are very sensitive to frequency and thermal stability. This is one reason why the technology is costly. ITU-T G.694.1 specifies the individual transmission channels in the wavelength lengths in the range from 1490 nm (200.95 THz) to 1620 nm (186.00 THz) (called S, and C L-band). DWDM grid based on the normalized pilot frequency 193.1 THz. From this rate is based on the grid with a spacing of individual channels in the range of 100 GHz, 50 GHz, 25 GHz in the ultra DWDM in development is already 12.5 GHz. For proper function and transmission quality it is necessary that the wavelength deviate from the prescribed wavelengths of more than 0,2 for supporting spaced 100 GHz grid. [2], [4]

The spacing between transmitting channels is 0,8 nm and 0,1 nm theoretically up with ultra DWDM. Consequently, it allows transfer one optical fiber tens of channels. Channels are

transmitted by the optical fiber in parallel and independently. It highly increases the transmission capacity of optical fiber. Today's DWDM systems can transmit 2.5-10 Gbit/s in one meter optic channel and operate normally these 96 channels on a single physical circuit. [3]

3. DISTRIBUTED FIBER-OPTIC SENSORS

Fiber optics sensors are very useful type of sensors which have many positives as optical fibers. Such as dielectricity or temperature resistance or radiation resistance. Distributed optical sensors can be described just like hundreds of sensors spread along optical fiber. Resolution of this measurement can be micrometers or many kilometers. It is two types of sensors short type or long type sensors. Optical fiber can sense temperature, vibrations, pressure, or mechanical tense and next. Distributed optical sensors must send information about measured but also about created response location. This principles uses reflectometry technology. [5], [6]

Source of optical radiation send beam to the fiber, it is short time and high powered pulse which can travel throw optical fiber and then is scattered because of elastic or inelastic effects. This beam is measured by processing the scattered signal. This scattered signal is captured by the fiber and then spread farther. Capturing and processing of this signal is the most uses technique. This technique uses Rayleigh scattering. [8], [9]

This signal is sensed by the optical time domain reflectometry. This technology is very useful for detection vibrations and their localization. Many distributed sensors use phase-sensitivity. It is big advantages of this types of sensors. It can be used to monitoring of more than one vibration source along optical fiber. [8], [10]

Our sensor system need at least power 150 mW and pulse duration 200 ns, because reflected power of this pulse is 230 nW. Received signal power is an order of magnitude less level that means the back-scatter signal is about 58 dB lower compared to the input. [8]



4. SYSTEM DESCRIPTION AND EXPERIMENTAL MEASUREMENT

Figure 4.1: DWDM and Laser system configuration

In our system [Figure 4.1 DWDM and Laser system configuration] we use four DFB (distributed feedback) lasers for DWDM system and one DFB laser for fiber optics sensor. Lasers for DWDM have wavelength 1550 nm, 1550,8 nm, 1551,6 nm, 1552,4 nm and power 3 dBm. This system transmit data 10 Gbit/s with BER (Bit error rate) about 4,91e-13. Our testing optical path consist of 50 km optical fiber without amplifiers. But in this system have totaly clear eye of the decision. We have random sequence to transmit and for edit data sequence we use non return to zero cosine filter. Next is in transmitter modulator and combiner for combine signal from lasers. We use standard optical fiber, it is G.652.D.

Receiving part of this system consist of two types of filters, optical lorentzian and electrical Bessel. This types of filters is configured by receiving wavelength. Our simulation is focused on function of DWDM system, we don't need to watch the BER of sensor system.

Laser for optics sensor have wavelength 1600nm and performance is various. We start at -2 dBm and watching the BER of the DWDM system. In this case the BER is about 1e-40 and eye of the decision is clear. Other wavelength is clear too. When we gradually increasing power of the sensoric laser we can see that Bit rate error is slowly increasing and eye of the decision is not so clear. It becomes with laser power 29 dBm. With high power of the sensoric laser the DWDM transmit have BER about 1,65e-10 that means data transmit is unsuccessfull. Dependency of BER on laser power can be see on graph. [Figure 4.2 Dependency of Bit error rate on laser power]

Another important part of the measurements are differences between eyes of the decision, that can be seen on the pictures. [Figure 4.3 Eyes of the decision on 1550 n]

Eyes of the decision is from DWDM system which working on 1550 nm. Blue eye is sensoric laser power -2 dBm and green one is sensoric laser power 35 dBm. These results confirm that the DWDM system is capable of transmitting data when the sensor laser performance of the laser greater than 29 dBm. Final part of our simulation is the table of all bit rate errors. Which consist of wavelength 1550 nm, 1550,8 nm, 1551,6 nm, 1552,4 nm. Results for each wavelength are similar.

The route that is used for simulation simulates the actual effects that may arise on the optical fiber, it is mainly the dispersion and the Raman scattering.



Figure 4.2: Dependency of Bit error rate on laser power



Figure 4.3: Eyes of the decision on 1550 nm

5. CONCLUSION

Our simulation system from Optsim showed that it is possible to use an optical fiber for DWDM transmit and it can be used as an optical sensor simultaneously. This system is limited by the power of the used laser sensor systems. At first one random sequence for both DWDM and for sensor system. However, simulation results showed that better performance can be achieved when a signal sequence is used for DWDM system and a different signal for the sensor system.

REFERENCES

- [1] FILKA, Miloslav. *Optoelektronika pro telekomunikace a informatiku*. Vyd. 1. Brno: Miloslav Filka, 2009, 369 s. ISBN 978-80-86785-14-1.
- [2] ITU-T Recommendation G.697 Optical monitoring for DWDM systems. 2004.
- [3] Träger, F.: Springer Handbook of Lasers and Optics. Springer, 2012, ISBN 9783642194092
- [4] Kaminov, I.: Optical Fiber Telecommunications (Sixth Edition). Berkeley, California, USA: Academic Press, 6 vydání, 2013, doi:0.1016/B978-0-12-396960-6.00031-6.
- [5] *Fiber optic sensors: an introduction for engineers and scientists.* 2nd ed. Editor Eric Udd, William B Spillman. Hoboken: Wiley, c2011, xiii, 498 s. ISBN 978-0-470-12684-4.
- [6] RAJAN, Ginu. Optical fiber sensors: advanced techniques and applications. pages cm. ISBN 978-148-2228-250.
- [7] HANÁČEK, F., J. LÁTAL a P. KOUDELKA. Nový způsob měření pomocí vláknově optických senzorů s frekvenční změnou na výstupu. *Elektrorevue* [online]. 2009, roč. 2009, č. 19 [cit. 2015-02-25]. Dostupné z: <u>http://www.elektrorevue.cz/file.php?id=200000301-6ddca6ed6a</u>.
- [8] ŠIFTA, Radim, Petr MÜNSTER, Petr SYSEL, Tomáš HORVÁTH, Vít NOVOTNÝ, Ondřej KRAJSA a Miloslav FILKA. Distributed fiber-optic sensor for detection and localization acoustic vibrations. *Metrologia i Systemy Pomiarowe / [Polska Akademia Nauk Komitet Metrologii i Aparatury Naukowej]* [online]. 2015, roč. 22, č. 1, 111 118 [cit. 2015-03-22]. Dostupné z: <u>http://www.degruyter.com/view/j/mms.2015.22.issue-1/mms-2015-0009/mms-2015-0009/mms-2015-0009/mms-2015-0009.xml?format=INT</u>
- [9] ŠIFTA, Radim, Petr MÜNSTER, Ondřej KRAJSA a Miloslav FILKA. Simulation of bidirectional traffic in WDM- PON networks. *Przegląd elektrotechniczny* [online]. 2014, roč. 90, č. 1, 95 - 100 [cit. 2015-03-22]. Dostupné z: <u>http://pe.org.pl/articles/2014/1/23.pdf</u>
- [10] NOVOTNÝ, Vít, Petr SYSEL, Radim ŠIFTA, Petr MÜNSTER, Tomáš HORVÁTH a Miloslav FILKA. Distributed fiber-optic sensor system based on phase- sensitive OTDR. In: *Optical Communications 2014.* Praha: Agentura Action M, 2014, 20 - 23. ISBN 978-80-86742-39-7

MEASUREMENT OF SYMMETRIC CIPHER ON LOW POWER DEVICES FOR POWER GRIDS

Radek Fujdiak

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xfujdi00@stud.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jiri Misurec E-mail: misurec@feec.vutbr.cz

Abstract: The symmetric ciphers are often used in low power devices for its low requirements. This article provides a measurement of AES-128 cipher, which should be used for secure communication in power grid (smart grid) networks. We are using as low power devices the microcontroller MSP430 from Texas Instruments. These measurements, deal in this article, should help with implementation of the whole concept of encryption. Concretely, it shows the space left for the other algorithms (as for example elliptic curves algorithm for key distribution, communication protocols etc.)

Keywords: symmetric, low power, MSP430, power grid, measurement, communication

1 INTRODUCTION

The modern symmetric ciphers are known from 1970s. We have two types of symmetric ciphers block cipher and stream cipher. The stream cipher is quit simple and basically it is XOR operation of key and plain text, which it creates the single bits of cryptogram. These ciphers are less popular than block ciphers [1]. We are concentrated to the Advanced Encryption Standard (AES) approved by NIST in December 2001 [2]. This is a block cipher, which is often used for communication encryption. The main advantage of symmetric cipher is their key-size requirements (and speed). The comparison with other algorithms is in table 1, all key-sizes are in secure bits (sb).

Symmetric key-size [sb]	ECC key-size in [sb]	Asymmetric key-size [sb]
80	160	1024
112	224	2048
128	256	3072
192	384	7680
256	512	15360

 Table 1:
 Comparison of key-size requirements for different types of ciphers.

The requirements in general are critical parameters for choosing the right encryption algorithm for low power devices. We are focused on power grid networks (smart grid) networks, where the low power devices are often used as communication unit. This article deal with measurement of AES-cipher for low power device MSP430f5438. MSP430f5438 is microcontroller from Texas Instruments company (TI). TI come up with a new optimized library of AES-128 cipher [12] and [13]. This article deal with measurement of this library on MSP430f5438.

2 EXPERIMENTAL BACKGROUND

The figure 1 shows our contemplated network. This network might for example provide remote electricity take-off control (as well as water, gas and heat take-offs) [3]. The terminal equipment (e-meters, indicators and monitors) are connected via existing power lines, RS485 or USB to the Intelligent Communication Unit. Data from the Intelligent Communication Unit are transferred via wireless technology (e.g. General Packet Radio Service (GPRS)) or existing power lines (PLC [4]) into the Data concentrator, which aggregates data from a number of Intelligent Communication Units. From the Data concentrator, the data are transmitted via an appropriate communication channel into the central system, which is nowadays the Supervisory Control and Data Acquisition system (SCADA) and will be the Smart Grid network in the nearest future.





Figure 2: Block diagram of the experimental network for secure remote measurement [3]

Figure 1: Smart Grid network for remote data acquisition [3]

The designed secure communication for a network with limited resources has been tested in an experimental network in ČEZ Distribuce, a.s. The communication chain is shown in Fig. 2. The MEg40+ Universal energy meter is installed in the Noviny transformer station, Velky Grunov area, the Czech Republic. The Data Concentrator is located in Brno, the Czech Republic. The communication distance is approximately 240 km [3].

Our developed communication algorithm is in Fig. 3. The EC is a group of elliptic curves, ECC is a block with elliptic curve cryptography logic (algorithms), ECDH is algorithm of Diffie-Hellman over Elliptic Curves and AES-128 is algorithm AES with 128 bits key.

The Elliptic Curves and Elliptic Curve cryptography are deal in [8], for this was also done the random number generator [4], [6], [7] and [9] and in general the communication is discussed in [3] and [5]. The communication algorithm (of two sides A and B) is as following:



Figure 3: Communication algorithm for securing the communication in contemplated network

- 1. It is chosen elliptic curve, after is computed this curve (the points).
- 2. The algorithm ECDH compute the key K. The parameters are published (multiplies from curve equitation a, b, the point on the curve G (generator of points with co-ordinations x, y), grade of elliptic curve n, cofactor h and number p defining the GF_p). Both sides compute the points Q and exchange them and after is computed the key K.
- 3. It is used the x co-ordination from the key K as key for AES-128 cipher. It is possible to securely communicate over transmission channel with using the AES cipher (Z is the plain text, C is the cryptogram, f is the AES function or algorithm).

As was mentioned, we use the ultra-low microcontroller MSP430f5438A from Texas Instruments. The microcontroler has a many strong sides for example digitally controlled oscillator stability and internal physical crystal (no needs of external crystal), stack processing capability, many operating modes (AM, LPM0 - LPM4), 16-bit operations, up to 32 MHz crystals, 32-bit hardware multiplier, 256 KB FLASH, 16 KB RAM and many others [10]. The microcontroler presets for the experiment were: The Digital Clock Oscillator (DCO) was used as source for CPU. We were using default DCO frequency 1MHz. That means 100ns for one single cycle ($T_{cycle} = 1/f_{CPU}$). V_{cc} was 3000mV and operating mode was Active Mode (AM). The I_{cc} is 300 μ A for our V_{cc} and f_{CPU}.

3 EXPERIMENTAL RESULTS

We measure from the point of speed (in cycles) the AES-128 cipher (provided in [12], [13]), which should be used for our communication model Fig. 1. The final results are in Tab. 2.

	Encryption	Decryption	Whole		
Optimized	8000	11250	19300		
not Optimized	11100	16500	27600		

 Table 2:
 Requirements of whole AES encryption and decryption process.

In the table 2 is two values, optimized and not optimized. The optimized value means that we used software optimization ([11]). The software optimization transfer mathematical computation to the better shape for the microcontroler. Each measured part of AES algorithm is in Tab. 3.

The Mix Columns is the most demanding part of the algorithm, how is evident from our results. The Fig. 4 shows the algorithm parts (byte shifting, row shift, column mixing, round key add and their

Operation Type	Encrypt	ion	Decryption				
	Not Optimized	Optimized	Not Optimized	Optimized			
Byte Substitution	277	233	258	166			
Shift Rows	63	56	48	46			
Mix Columns	602	397	981	638			
Add Round Key	214	150	201	168			
Whole Iteration (1-9)	1156	826	1515	1018			
Last iteration	755	731	2834	2124			
Others	20	20	13	13			

Table 3:The AES operations requirements in cycles.

inversions for decryption) complexity.



Figure 4: The algorithm parts complexity for encryption and decryption.

It is also visible the big impact of optimization, the impact is in tenth percents. The final impact of the optimization for encryption can be seen in Fig. 5 and the final impact of the optimization for decryption can be seen in Fig 6.



Figure 5: The impact of the software optimization to the encrypt algorithm speed. The impact of the software optimization to the decrypt algorithm speed.

We also measure the memory requirements of this algorithm, the RAM requirements was 0.16 B from 16 kB and the FLASH requirements was 1.73 B from 42 kB.

4 CONCLUSION

This article provide complex measurement of AES library from Texas Instruments. We provide the speed and also memory point of view. The memory requirements are minimal (FLASH 4% and RAM

1%). The speed requirements are for whole encryption process 11000 cycles and for decryption 16500 cycles. We also shows the impact of software optimization, which is in tenth percents (for encryption in example it means decreasing the cycles from 11000 to the 8000, where the impact is 30% and similar impact the optimization has to the decryption, where from 16500 cycles is the process decreased to the 11250, which is again around 30%). The measurement shows that the most demanding part of the processes is the mix columns (there could be the space for future optimization of this library).

REFERENCES

- Paar, C.; Pelzl J.: Understanding Cryptography, (Chapter 2), Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 2010, ISBN 978-3-642-04101-3.
- [2] NIST: Announcing the Advanced Encryption Standard (AES), Publication 197 (FIPS PUB 197), November 26, 2001.
- [3] Mlynek, P.; Misurec, J.; Koutny, M.; Raso, O.: Design of Secure Communication in Network with Limited Resources, In Proceedings of the 4th European Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2013. s. 1-5. ISBN: 978-1-4799-2984-9.
- [4] Mlynek, P.; Misurec, J.; Koutny, M.; Silhavy, P.: Two-port network transfer function for power line topology modeling, In RADIOENGINEERING, 2012, vol. 21, no. 1, pp. 356-363.
- [5] Mlynek, P.; Koutny, M.; Misurec, J.; Raso, O.: Design of Secure Communication in Network with Limited Resources, In Proceedings of the 4th European Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2013. s. 1-5. ISBN: 978-1-4799-2984-9.
- [6] Fujdiak, R.; Mlynek, P.; Misurec, J.; Raso, O.: Random Number Generator in MSP430 x5xx Families., In Elektrorevue, 2013, vol. 4, num. 1, pp. 70-74. ISSN: 1213-1539.
- [7] Fujdiak, R.; Mlynek, P.; Misurec, J.; Raso, O.: Cryptography in ultra- low power Microcontroller MSP430., In International Journal of Engineering Trends and Technology (IJET), 2013, vol. 6, num. 8, pp. 398-404. ISSN: 2231- 5381.
- [8] Mlynek, P.; Raso, O.; Fujdiak, R.; Pospichal, L.; Kubicek, P.: DImplementation of Elliptic Curve Diffie Hellman in Ultra- Low Power Microcontroller, In Proceedings of the 2014 37th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Berlin, German, 2014, s. 267-271. ISBN: 978-80-214-4983- 1.
- [9] Fujdiak, R.; Misurec, J.; Mlynek, P.: Analysis of Random Number Generator from Texas Instrument in MSP430 x5xx Families, In 37th International Conference on Telecommunications and Signal Processing - TSP' 2014, Berlin, German, 2014, s. 1-4. ISBN: 978-80-214-4983-1.
- [10] Texas Instruments: MSP430f5438A Datasheet, Technical Report (SLAS612E), August 2009 (last revision August 2014).
- [11] Texas Instruments: Code Composer Studio Getting Started Guide, Literature SPRU50C, November 2001.
- [12] Jace, H.H.: C Implementation of Cryptographic Algorithms, Texas Instruments Application Report (SLAA547A), July 2013.
- [13] Texas Instruments: Advanced Encryption Standard, AES-128. Available from (cited 6.3. 2015): http://www.ti.com/tool/AES-128

TRIPLE PLAY SERVICES IN XG-PON NETWORKS

Tomáš Horváth

Doctoral Degree Programme (2.), FEEC BUT E-mail: xhorva04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Miloslav Filka E-mail: filka@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper focuses on Triple Play services in XG-PON networks and their implementation and analysis in NS-3. Nowadays, Triple Play services dominate copper/optical networks. The network simulator allowed simulation of Passive Optical Networks (PON), especially XG-PON. Each service in the XG-PON simulation is represented OnOff application with different parameters. This article describes implementation and analysis of these services in basic topology of the XG-PON network.

Keywords: XG-PON, Triple Play, NS-3

1 INTRODUCTION

Triple Play is a combination of three services (voice, video, and data) [1]. The first service; and the one with the highest priority is voice. The transferring of voice occurs using one of the VoIP (Voice Over Internet Protocol) protocols. In most cases, the protocol used is SIP (Session Initiation Protocol). When a subscriber wants to call another subscriber, it's necessary to initialize a connection. The main advantage of using this protocol for the transfer of voice over optical/copper networks is that it's a lower cost to the subscriber than paying for public telephone service.

The second service of the Triple Play package is video transfer. In general, we should mention UDP (User Data Protocol) and TCP (Transmission Control Protocol) transport protocols. When we talk about video streaming, the better parameters use UDP transport protocol, because it uses unconfirmed transferring. Neither packet confirms after transferring. For this reason, UDP has better transferring parameters. In general, for video streaming – live streaming – where the multicast technique is used, UDP protocol is the best protocol to use. On the other hand, video streaming should be represented with VoD (Video on Demand) service. For VoD, a subscriber can potentially be the only person viewing the programme at the time they are watching it. This option strictly uses TCP transport protocol with confirmation of delivery.

The third and last service of the Triple Play package is data transmission. Data has the lowest transfer priority over the network. In general, it's not important when data should be delivered to the subscriber. For example, the downloading process could take a long time when compared to voice transfer (after a 10 second delay the speech is at a different location than before the delay).

Passive Optical Networks are widely used around the world. The first standard of this type of network was APON (ATM Passive Optical Networks) in 1998. APON used ATM (Asynchronous Transfer Mode) for transport data from/for user into/to Internet. The second version of APON was known as BPON (Broadband PON). Both of them are very similar. The main difference is the use of WDM (Wavelength Division Multiplexing) in BPON networks. On the other hand, BPON networks were compatible with both ATM and Ethernet protocols. When the BPON was approved in 1999, study group 15 from the ITU (International Telecommunication Union) consortium started work on the first standard with one gigabit transfer speed. The final version of GPON (Gigabit PON) was

approved in 2003 [2]. The bandwidth requirements are increasing every year from 50 to 70 % [3]. Because of continually increasing available bandwidth, the study group approved the newest standard XG-PON in 2010. The next demand for increased bandwidth came from the expansion of Video on Demand services, and the very popular full HD video transmission. Downstream transmission speed was increased four times to 9.95328 Gbps and for upstream to 2.48832 Gbps [4]. For the NG-PON network, two attenuation plans were proposed: Nominal1 = 14–29 dB and Nominal2 = 16–31 dB [4]. The physical reach of the XG-PON network is the same as that of GPON and it is 20 km, which can be increased up to 60 km [4]. The range of wavelengths assigned by ITU-T to NG-PON networks is 1575–1580 nm for downstream and 1290–1330 nm for upstream. The general scheme of XG-PON networks is shown in Fig. 1.



Figure 1: General scheme for passive optical networks with XG-PON standard

In Fig. 1, presents a diagram of the general scheme, which contains three parts: OLT (Optical Line Termination), a splitter, and several ONU (Optical Network Unit). Optical line termination is located at the central office of the ISP (Internet Services Provider). The central office represents the main source of TV (Television) programme streams, local streams, and so on. The ONU represents the end of the optical network. Optical Network Units are used to convert signals from optical to electric. The last part is the splitter. Splitters are used to split up the incoming signal across all ports (for XG-PON into 64 ports).

2 NS-3

The simulation program was developed by the NS-3 Consortium. It is a discrete events network simulator. This application offers many opportunities in network design. On the other hand, the primary scopes of NS-3 are simulations of LTE (Long Term Evolution), WiFi (Wireless Fidelity), and many other technologies and networks. In general, for simulation of passive optical networks it is necessary to implement the XG-PON package. Package and documentations of XG-PON should be downloaded from [5].

3 SIMULATION SET UP

For our research, an NS-3 simulator was used. As was mentioned in the introduction section, the Triple Play package is widely offered around the world. The basic scheme in Fig. 2 was implemented in NS-3. The final scheme of a simulated network can be seen in Fig. 2.



Figure 2: The topology for NS-3 simulation.

Global setup, along with complete topology and application are beyond the scope of this article, but as an example, the following code represents PPV (Pay Per View) service.

```
ApplicationContainer ppvApp, ppvApps, sinkApp;
uint16_t clientPort=6000;
UdpEchoClientHelper echoClientPPV (p2pSInterfaces[0].
GetAddress(0), 50000);
echoClientPPV.SetAttribute ("MaxPackets", UintegerValue (1));
echoClientPPV.SetAttribute ("Interval", TimeValue (Seconds (1.0)));
echoClientPPV.SetAttribute ("PacketSize", UintegerValue (1024));
ApplicationContainer ppvApp = echoClientPPV.Install
(clientNodes.Get (0));
ppvApp.Start (Seconds (3.5));
ppvApp.Stop (Seconds (4.0));
```

The code shown above defines the PPV application. As we can see, the PPV application is divided into three parts: two parts for PPV applications on the server side one client side application. The destination port in the client's computer is port 6000. Application ppvApp used helper for an assigned end and parameters were set up. The echoClientPPV.Install command defines the client node and gets his address. The last ones, Start and Stop, are time definition in seconds during the simulation.

4 SIMULATION RESULTS

If we want to see packets in raw format, we need to add the following line into the source code in Eclipse:

xgponHelper.EnablePcapAll("xgpon-pcap");

The general commands EnablePcapAll allowed the catching of all packets in XG-PON networks. That mean between OLT and ONU units. At first, the HTTP (Hyper Text Transfer Protocol) data are transferred from a WebServer to ONU1. In other words, client1 requested the website from the WebServer. Data flow can be seen in Fig. 3 and Fig. 4.



Figure 3: HTTP communication.

1	۱o.	Time	Source	Destination	Protocol	Length	Info	
	1	0.000000	160.0.0.1	172.0.1.1	ТСР	1052	49153 > http [<none>] Seq=1 Win=0, bogus TCP header length (0,</none>	m
	2	0.004200	172.0.1.1	160.0.0.1	ТСР	1052	<pre>http > 49153 [<none>] Seq=1 Win=0, bogus TCP header length (0,</none></pre>	m
	3	0.999625	160.0.0.1	172.0.1.1	ТСР	1052	49153 > http [<none>] Seq=1 Win=0, bogus TCP header length (0,</none>	m
	4	1.003825	172.0.1.1	160.0.0.1	ТСР	1052	<pre>http > 49153 [<none>] Seq=1 Win=0, bogus TCP header length (0,</none></pre>	m

Figure 4: Analysis of HTTP communication in Wireshark.

The second service simulated in designed topology was TCP stream. This stream was represented with communication between TV server and ONU1 (see Fig. 5 and Fig. 6).



Figure 5: Communications between TVServer and ONU1 – client1

No÷	Time	Source	Destination	Protocol	Length	Info									
7	3.500375	160.0.0.1	172.0.0.1	ТСР	1052	49154	> 50	000	[<none>]</none>	Seq=1	Win=0,	bogus	TCP	header	length
8	3.504575	172.0.0.1	160.0.0.1	ТСР	1052	50000	> 49	154	[<none>]</none>	Seq=1	Win=0,	bogus	ТСР	header	length

Figure 6: TCP communication for VoD service.

In Fig. 6 you can see TCP communication, which is used for VoD services. As was mentioned, VoD is transmitted over a TCP stream, because the stream is unique compared to IPTV, where the stream uses UDP with multicast communication. In multicast communication, only one stream is transmitted. That one stream is split by a splitter and is then distributed to all ports. At that point, it reaches all subscribers.

The last service was voice transfer. In actual networks, RTP (Real Time Transport Protocol) is used after conclusion and parameters. As we can see in Fig. 7, Wireshark does not know the version of the RTP packets. On the other hand, RTP packets show only the stream. We do not need to analyse speech of simulation and so on. We need to know the RTP protocol for transferring speech in a VoIP call between client1 and client2.
Filter:	(ip.addr eq 17	2.0.0.1 and ip.a	ıddr eq 160.0.0.1)	and (uc 🔻	Expression Clear Apply Save
No .	Time	Source	Destination	Protoco	ol Lengtł Info
1	9 3.999200	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
1	0 3.999950	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
1	1 4.000825	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
1	2 4.001575	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
1	3 4.002450	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
101	4 4.003200	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
1	5 4.004075	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
1	6 4.004950	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
1	7 4.005700	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
1	8 4.006575	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
1	9 4.007325	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
2	0 4.008200	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
2	1 4.008950	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
2	2 4.009825	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
2	3 4.010575	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
2	4 4.011450	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
2	5 4.012325	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
2	6 4.013075	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
2	7 4.013950	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
2	8 4.014700	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
2	9 4.015575	172.0.0.1	160.0.0.1	RTP	1052 Unknown RTP version 0
► Frame	9: 1052 byte acket data	s on wire (8	416 bits), 1052	bytes ca	ptured (8416 bits)

Figure 7: RTP stream for communication between client1 and client2.

5 CONCLUSION

The simulations have shown that Triple Play should be simulated in NS-3 with the XG-PON package. In general, the services are defined OnOff applications with variable parameters. NS-3 has NetAnim, which can be used to check the topology scheme and data transfer. For more details about transmitted data, it's necessary to save and view the *.pcap* file or files. These files can be opened with Wireshark for detailed analysis. The implementation of Static Bandwidth Allocation and DBA (Dynamic Bandwidth Allocation) are seen as further improvements.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401 and by interdisciplinary research project No. FEKT-S-14-2352. For the research, infrastructure of the SIX Center was used.

- [1] Francisco J Hens, and Jose? Manuel Caballero. Triple play: building the converged network for IP, VoIP and IPTV. Hoboken, NJ: Wiley, c2008. ISBN 04-707-5367-6.
- [2] Dave Hood, and Elmar Trojer. Gigabit-capable passive optical networks. Hoboken: Wiley, c2012. ISBN 978-047-0936-870.
- [3] B. Swanson, G. Gilder, The impact of video and rich media on the internet a zetabyte by 2015? Technology & Democracy Project: Discovery Institute [online]. 2009 Available from: http://www.discovery.org/a/4428.
- [4] International Telecommunication Union. G.987.2 : 10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): Physical media dependent (PMD) layer specification. 2010. 2015-02-07. http://www.itu.int/rec/T-REC-G.987.2/en>.
- [5] (Copyright © 2011-15). NSNAM. NS-3 [online]. Available from: https://www.nsnam.org/

OPTIMALIZATION OF DISTRIBUTED CLASSIFICATION OF THE CONVERGENCE EVENT

Martin Kenyeres

Doctoral Degree Programme (1.), FEEC BUT E-mail: kenyeres@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vladislav Skorpil

E-mail: skorpil@feec.vutbr.cz

Abstract: The goal of this paper is to optimize the convergence process in distributed computing. We performed two experiments for five networks and according to the obtained results derived theoretical conclusions to optimize the classification of the convergence event.

Keywords: Distributed computing, convergence event, Wireless sensor networks

1. INTRODUCTION

In this paper, we introduced the distributed systems and their functionality. We focused on the distributed computing, specifically on the convergence of the distributed algorithms. We implemented well-known, simple distributed algorithm - Average consensus and experimentally examined the convergence properties. The event of convergence has to be locally recognized and it is required to be as simple and efficient as possible.

2. DISTRIBUTED COMPUTING

Distributed computing is a subset of the computer science focused on the systems executing distributed algorithms. The distributed system is formed by spatially distributed devices passing messages to each other. There are two typical variants of the message passing [1]:

- Synchronous devices are synchronized and always ready to receive a message.
- Asynchronous the system might consist of devices unable to respond in a real time.

As already hinted, the distributed system is a set of independent entities whose goal is to cooperate with each other in order to fulfill a specific functionality and solve particular problems. Distributed systems have existed since the universe's beginning and can be seen for example in bioorganic structures [2]. They may be characterized as a set of mostly autonomous processes which communicate together via a communication network. Within the most important features, we can list the following [3]:

- Not sharing same physical clock together (results in arising asynchrony among elements).
- Limited information of other elements (is caused by the fact that elements do not share the same memory space together. Elimination of this handicap requires message-passing for communication).
- Geographical separation (is the main factor of a system's distributiveness).
- Autonomy of elements (elements differ from one another in aspect like CPU performance, operation system, memory capacity...).
- Concurrency (more than one process is processed in parallel).
- Independent failures (elements are not acquaint with error happened on other device).

Distributing computing is usable in every system formed by a set of entities connected to each other. A serial program allows to use just one module (other are inactive), which presents an ineffective and slow solution. Therefore, in such system, implementation of parallel computation represents a more effective solution.

2.1. ITERATIVE MANNER OF COMPUTATION

Iterative manner presents such a way of a computation in which a system's behavior is based on repeating particular step in order to converge to the desired result. Each repeated step (formed by a set of actions) is called iteration. The results obtained within the iteration are used in the next ones. In this paper, we assume that iteration is determined by a time interval. This interval consists of a collection of timeslots, during which all elements send messages to one another, messages are successfully transmitted and processed in elements and the inner value of each element is updated. Therefore, the iteration is determined by a time frame which is periodically repeated until the network achieves the desired result.

2.2. WSN AND DISTRIBUTED COMPUTING

In this paper, we consider a Wireless sensor network (WSN) to be a system executing distributed algorithm. WSN is a network consisting of a set of devices called nodes whose goal, in general, is to monitor a particular physical parameter. We assume that every node contains a value of this parameter and label this value as the internal state. Node works as a distributed system fulfilling particular task. This means that nodes communicate with their adjacent neighbors and acquaint them with its inner value in every iteration. Because WSN works as a distributed system, it is necessary to define the event when each node achieves the desired result and no longer participates in the calculation. This event has to be classified in a distributed manner, which means that a node classifies this event according to its inner value only. In this paper, we focus our attention on the converging distributed algorithms and therefore, we used the method assigned for such a type of distributed computing. We choose the method described in [4] and analyze its parameters.



Figure 1: The algorithm of convergence

The algorithm whose block diagram is shown in Fig. 1 works in such a way that a node compares its inner value with the value from the previous iteration. If the difference between these two values is consecutively *K* times smaller than *d*, a node in distributed way considered itself to be converged. If the condition is not fulfilled consequently for *K* times, the timer is zeroed. During our experiments, we were changing the parameters *d* and *K*. The parameter $d \in R$ determines the accuracy of the convergence event. It determines when the timer is incremented. The parameter $K \in N$ affects the speed of the convergence event.

In order to describe a network's features, we utilize the tools within the graph theory. We assume that nodes in a network are equivalent to each other; therefore, we used an indirect graph to describe networks. We define a network labeled as *NET* as follows:

$$NET = (V, E) \tag{1}$$

The set *V* is formed by all the vertexes v_i which are representing the elements forming a network NET, i.e. $V = \{v_1, v_2..., v_N\}$. The parameter *N* is a number determining the size of a network; therefore, number of vertexes. Two vertexes are eventually connected to one another and this relationship is described as the edge. Its label is $e_{i,j}$ and the set of all the paths in a graph forms the set E which is a subset of the Cartesian multiplication $E \subset VxV$.

$$e_{i,j} \in E \quad \Leftrightarrow \quad e_{j,i} \in E \tag{2}$$

2.3. AVERAGE CONSENSUS

In this paper, we choose the Average consensus algorithm from the set of iterative converging distributed algorithms. We assume that each element in a network has been assigned the unique identity number according which it is able to calculate the initial value x and determine a time slot within the time frame.

The main principle of the algorithm is that every element forming a network is able to reach the value which is close to [4]:

$$x_i(k_l) = \bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_j(k) \text{ for } k = 1, i = 1, 2 \dots N$$
(3)

 k_l presents the number of the iterations necessary for a network to converge; therefore, the last iteration. Reaching (3) is not possible because the algorithm's behavior is describable by the following formula:

$$\lim_{k \to \infty} x_i(k) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_j(1)$$

(4)

This formula forces to define a convergence event.

Obviously, the consensus is reached according to messages sent by the element's neighbors and its inner values. Nodes possess no information about a network's features nor can they obtain it. The desirable consensus value is the average calculated from the initial values of all nodes forming a network. An element reaches it so that it upgrades its inner value according to:

$$x_i(k) = x_i(k-1) + \varepsilon * \sum_{j=1}^N \{ [x_j(k-1) - x_i(k-1)] * A_{ij} \}$$

(5)

The value of ε determines the speed of the algorithm's convergence and it varies according to [4] as follows:

$$0 \le \varepsilon \le \frac{1}{\max\{|N_i|\}} \tag{6}$$

The label max $\{|N_i|\}$ represents the maximal number of neighbors in a network.

The matrix $A \in \{0,1\}^{N \times N}$ is the adjacent matrix which determines the relations between two elements. It is a square symmetric matrix for which the following three statements are valid:

$$(v_i, v_j) \in E \Longrightarrow A_{ij} = 1 \land A_{ji} = 1$$
(7)

This means that if two elements are each other's adjacent neighbor, the matrix's element described by the indexes i a j has the value of 1.

$$(v_i, v_j) \notin E \Longrightarrow A_{ij} = 0 \land A_{ji} = 0$$
(8)

This means that if two elements are not each other's adjacent neighbors, the matrix's element described by the indexes i a j has the value of 0.

$$j = i \Longrightarrow A_{ij} = 0 \land A_{ji} = 0 \tag{9}$$

This means that an element cannot be its own neighbor.

3. EXPERIMENTS

As mentioned, we present the results of experiments in which the parameters d and K were modified. We examined how they affected the following parameters describing a system's quality: the average precision of the system APP and the number of the iterations necessary for a network to converge k_l . APP determines how much the average counted from the final values at nodes differs in percentage from the one determined by (3).

$$APP = \frac{\sum_{j=1}^{N} x_j(k_l)}{\sum_{j=1}^{N} x_j(1)} * 100 \,[\%]$$
(10)

In the first experiment, we examined the effects of K's and d's values on APP. We performed the same experiment on five networks (generated by the generator described in [5]) and calculated the average value from the obtained results. We can see from the results for each d, the functions are decreasing as d is increasing. The K's growth results in increasing the APP's values. The results have been depicted in the figure 1.



Figure 2: The results of the first experiment and the top view

The red color in the top view indicates high value (approximately 98%), yellow and green approximately 95-96%, "white" 93 % and blue under 92%.

In the second experiment, we examined the effects of K's and d's values on k_l . We can see from the results that the functions are decreasing as d is increasing, but the regress is much more intensive than in the first case. The K's growth causes just a little growth of k_l .



Figure 3: The results of the second experiment and the top view

According the previous results, we highlighted the area which we recommended. The final results differs from the expected by approximately 5 percent and k_l regresses slowly in this area.



Figure 4: Figure showing recommended areas

4. CONCLUSION

In this paper, we looked for the best way to calibrate the convergence event of the distributed algorithms. We performed two experiments and according obtained results, we highlighted the area in which the system achieved the best results. The main contribution of this paper is to help optimize the process of distributed classification of the convergence event.

- [1] Kshemkalyani, Ajay D., and Mukesh Singhal. *Distributed computing: principles, algorithms, and systems*. Cambridge University Press, 2008.
- [2] Bokhari, Shahid H. *Assignment problems in parallel and distributed computing*. Vol. 32. Springer Science & Business Media, 1987.
- [3] Coulouris, George F., Jean Dollimore, and Tim Kindberg. *Distributed systems: concepts and design.* pearson education, 2005.
- [4] Kenyeres, J., Kenyeres, M., Rupp, M., & Farkas, P. (2011, April). WSN implementation of the average consensus algorithm. In *Wireless Conference 2011-Sustainable Wireless Technologies (European Wireless), 11th European*(pp. 1-8). VDE.
- [5] Kenyeres, J., Kenyeres, M., Rupp, M., & Farkas, P. (2013). Connectivity-Based Self-Localization in WSNs. *Radioengineering*, 22(3).

BODY-AREA COMMUNICATIONS: SCI-FI OR PROMISING PARADIGM?

Pavel Mašek

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmasek12@phd.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Jiří Hošek E-mail: hosek@feec.vutbr.cz

Abstract: Nanotechnology represents a new solution for variety of applications in the biomedical, industrial and military fields. This paper deals with the diffusion-based molecular communication in nanonetworks. Molecular communication is a novel paradigm for communication between nanomachines (machines made of biological materials; bio-nanomachines) over a short range in aqueous environment. Simulation model of nanocommunication was build in simulation tool N3Sim where several different settings in several different scenarios were performed. The main impact of this work is a compressive evaluation of nanocommunication between nanomachines using the Brown motion.

Keywords: Nanocommunication, Bio-nanomachines, N3Sim, Brown motion.

1 INTRODUCTION

The concepts of nanotechnology were first mentioned in year 1965 by Richard Feynman [1]. Nanotechnology is enabling the development of devices which are in scale ranging from one to few hundred nanometers, see Fig.1. At this nanoscale, nanomachines are the simplest devices which are able to perform the tasks as computing, sensing, information storage or actuation [1], [2]. Looking one step further when we will be able to coordinate the information transmission and sharing among several nanomachines, the range of operation on nanomachines will then expand [1], [2]. As a basic requirement for this idea, the nanonetworks should be able to reach unprecedented locations in a non-invasion way which is currently under the research of many academics and industrial bodies. In general, the nanonetworks are expected in many different areas but the main area of their applicability will be most probably in the industrial and biomedical fields [3], [4].



Figure 1: Comparison of different size of objects [10]

Although several papers on nano-devices have been published in last few years, it is not still clear what is the best technique for molecular communication. Currently there are several commonly known approaches for the communication between nanodevices that can be realized through nanomechanical, acoustic, nano-electromagnetic, chemical or molecular communication [1]. The research results carried out during last years pointed out that there are two most perspective ways for communication in nanonetworks: molecular communication and nano-electomagnetic communication [5]:

- Molecular communication: is defined as the transmission and reception of information which is encoded in molecules. The molecular transceivers should be easily integrated in nanodevices and should be able to react to specific molecules and release other specific molecules as a response to information stored in the received molecules [1], [6]. The big advantage, in comparison with nanomechanical communication, is that molecular communication is working over relatively large areas (transmitters and receivers do not need to be in a direct contact) [1].
- Nano-electomagnetic communication: is defined as transmission and reception of EM (electormagnetic) radiation [6]. The unique properties of the used materials influence a bandwidth for emission of electromagnetic radiation or the time lag of emission [5].

The work presented in this paper focuses on molecular communication on short and medium range, see Table 1, where the information is encoded by the nano-transmitter (emitter) in the molecule (particle) and received by a nano-receiver which is placed at the distance from the nano-transmitter. As the way of communication the calcium signaling is used.

Distance	Communication range	Type of motors			
Short range	nm - μm	molecular motors			
Medium range	μ m - mm	catalytic nanomotors			
Long range	mm - m	pheromones			

Table 1: Type of communication in nanonetworks

While writing this paper, there are several simulation tools available. In our paper we used the N3Sim [7] which has been explicitly designed for simulating molecular communication. The N3Sim use the diffusion spreading which is based on the principle of Brown motion [1]. Using this simulation tool we created several scenarios for simulation of nanocommunication between two nano-devices. The results from the simulation tool N3Sim will be used as a data for calibration of the other simulation model, which will be created in NS-3 (Network Simulator 3) simulation tool [8]; this will be done as a future work based on the results from this paper.

The rest of the paper is organized as follows. The Section 2 presents the developed model in simulation tool N3Sim. The initial analysis of simulation results are provided in Section 3. Section 4 draws the conclusions and discusses planned work on the new model for nanocommunication in NS-3.

2 DEVELOPED MODEL

In the developed model created in N3Sim, the environment with changeable concentration of nanodevices was created. The generic nanonetwork's topology (a simplified version) is depicted in Fig.2. We defined the communication area bounds to 2500 nm x 2000 nm. The simulations were performed in aqueous environment with diffusion coefficient $D = 0, 1nm/ns^2$. For the better possibility to set up each simulation scenario, we divided the settings for the emitter and receiver into two separate sections in the code. In all simulation scenarios one emitter and one receiver was defined. The emitter had radius of the influence area set up to 100 nm. This value represents 10% of vertical scale of the area which is in line with the requirements given in [9].



Figure 2: Generic nanonetwork's topology

3 RESULTS DISCUSSION

For the simulation, three different scenarios were created. Following the requirements in [1], [9] we identified three important parameters: the number of emitted particles, the distance between the emitter and the receiver and the simulation time. Based on that fact in our test methodology we changed only one parameter per one simulation (the rest of the parameters was fixed). All the tests were performed with and without active collisions between the emitted particles. Summary of all parameters which were changed one by one between each simulation run is given in Table 2.

Table 2. Summary of Key simulation parameters							
Scenario	Simulation time	Distance	Distance Number of emitted				
number			particles				
1	50 µs	300 nm	1 000 - 7 000	Disable			
2	10 ms	500 nm – 10 mm	5 000	Disable			
3	600 µs – 15 ms	1 mm	5 000	Disable			
4	50 µs	300 nm	1 000 - 7 000	Enable			
5	10 ms	500 nm – 10 mm	5 000	Enable			
6	600 µs – 15 ms	1 mm	5 000	Enable			

Table 2: Summary of key simulation parameters

3.1 VARIABLE NUMBER OF EMITTED PARTICLES (SCENARIO NO. 1, 3)



Figure 3: Comparison of scenarios with variable number of emitted particles



3.2 **DYNAMIC DISTANCE BETWEEN NANODEVICES (SCENARIO NO. 2, 4)**

Figure 4: Comparison of scenarios with variable distance between emitter and receiver



Figure 5: Scenarios with variable simulation time length

4 CONCLUSION AND FUTURE WORK

The computed results for created scenarios are depicted in Fig. 3, 4 and 5. In case of Fig. 3 and Fig. 5 we can conclude that with active collisions between the emitted particles the number of the successfully received particles on the side of the receiver is slightly higher in comparison with the blue curve (simulation without the collisions between the particles). In Fig. 4, the dynamic distance between the emitter and the receiver, the values of the successfully received particles are lower till the distance between nano-devices is lower than d = 1,5mm. This behavior is caused by the character of simulated space (area) which influences the results for this scenario.

Within the future work, we are going to create a completely new module of nanocommunication for the simulation tool NS-3 (Network Simulator 3). For the development of the new module the results obtained from the simulation in N3Sim will serve as a calibration set of data for our new module.

ACKNOWLEDGEMENT

The described research was supported by the projects CZ.1.07/2.3.00/30.0005 and FEKT-S-14-2352 of Brno University of Technology.

- Ian F. Akyildiz, Fernando Brunetti and Cristina Blázquez, "Nanonetworks: A new communication paradigm". *Computer Networks* [online]. 2008, vol. 52, issue 12, s. 2260-2279 [cit. 2015-03-05]. DOI: 10.1016/j.comnet.2008.04.001. Available from: http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1389128608001151
- [2] Ian F. Akyildiz and Josep Miquel Jornet, "Electromagnetic wireless nanosensor networks". *Nano Communication Networks* [online]. 2010, vol. 1, issue 1, s. 3-19 [cit. 2015-03-05]. DOI: 10.1016/j.nancom.2010.04.001. Available from: http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1878778910000050
- [3] Nora Garralda, Ignacio Llatser, Albert Cabellos-Aparicio Massimiliano and Pierobon, "Simulation-based evaluation of the diffusion-based physical channel in molecular nanonetworks". 2011 IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS) [online]. 443-IEEE, 2011. s. 2015-03-05]. DOI: 10.1109/INFCOMW.2011.5928854. Available 448 [cit. from: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5928854
- [4] Vidyasagar Potdar, Atif Sharif and Elizabeth Chang, "Wireless Sensor Networks: A Survey". 2009 International Conference on Advanced Information Networking and Applications Workshops [online]. IEEE, 2009, s. 636-641 [cit. 2014-03-05]. DOI: 10.1109/WAINA.2009.192. Available from: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5136720
- [5] Ian F. Akyildiz and Josep Miqual Jornet, "The Internet of nano-things". IEEE Wireless *Communications* [online]. 2010, vol. 17, issue 6. s. 58-63 [cit. 2015-03-05]. DOI: 10.1109/MWC.2010.5675779. Available from: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5675779
- [6] Chris Rutherglen and Peter Burke, "Nanoelectromagnetics: Circuit and Electromagnetic Properties of Carbon Nanotubes". Small [online]. 2009-04-20, vol. 5, issue 8, s. 884-906 [cit. 2015-03-05]. DOI: 10.1002/smll.200800527. Available from: http://doi.wiley.com/10.1002/smll.200800527
- [7] Ignacio Llatser, Deniz Demiray, Albert Cabellos-Aparicio, D. Turgay Altilar and Eduard Alarcón, "N3Sim: Simulation framework for diffusion-based molecular communication nanonetworks." *Simulation Modelling Practice and Theory* [online]. 2013, s. [cit. 2015-03-05]. DOI: 10.1016/j.simpat.2013.11.004. Available from: http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1569190X13001640
- [8] NS-3: discrete-event network simulator. [online]. [cit. 2015-03-05]. Available from: http://www.nsnam.org
- [9] AKYILDIZ, Ian F. a Josep SOLÉ-PARETA. NANONETWORKING CENTER IN CATALUNYA. N3Sim Project Parameter List [online]. [cit. 2015-03-05]. Available from: http://www.n3cat.upc.edu/tools/n3sim/ParameterList
- [10] Abteilung für Mikrorobotik und Regelungstechnik. Institut für komplexe integrierte Systeme und Mikrosensorik - KISUM [online] [cit. 2015-03-05]. Available from: http://www.unioldenburg.de/amir/

TRANSMITTING ANTENNA WITH DUAL CIRCULAR POLARISATION FOR INDOOR ANTENNA MEASUREMENT RANGE

Michal Mrnka, Jan Vélim

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmrnka01@stud.feec.vutbr.cz, velim@phd.feec.vutbr.cz

Supervised by: Zbyněk Raida

E-mail:raida@feec.vutbr.cz

Abstract: The presented paper describes design of an original transmitting antenna for specific indoor far-field measurement range. The antenna is able to generate both senses of the circular polarization with high polarization purity by using stepped septum polarizer inside a waveguide. Very high suppression of the side lobes is achieved by utilization of the higher order modes in the aperture of the final horn antenna which is directly connected to the septum polarizer. The antenna was simulated and optimized in CST Microwave studio, measured and the data compared. Excellent agreement between simulation and experiment was achieved.

Keywords: measurement range, septum polarizer, dual mode horn, axial ratio, waveguide

1. INTRODUCTION

The motivation for the work described in this paper was the need for the reference antenna (transmitting antenna) for specific indoor measurement range in ERA a.s. company. The antenna was intended to serve as a reference radiator for radiation pattern measurements of GPS L1 antennas developed in the above mentioned company. The ability to generate both circular polarization senses with high polarization purity (low axial ratio) and the maximum suppression of the sidelobes were of most importance.

Circularly polarized (CP) electromagnetic wave can be generated by different antenna elements, e.g. microstrip, helix, horns or simple orthogonal dipole antennas. Two orthogonal components of the E-field must be generated with the same amplitudes in every point of the desired space with phase shift $\pi/2$ rad. The most suitable solution for building the reference antenna with high polarization purity is the horn antenna and generation of the CP inside the waveguide. For this purpose septum polarizer device was used; the device enabled us to excite both CP senses with high polarization purity. To suppress the sidelobes in the radiation pattern and to provide sufficient gain, dual mode horn antenna was developed.

In designing the reference antenna for specific test range it is very important to analyze the reflections inside the range. The parameters of the reference antenna must comply with the geometry of the test range as well as with the parameters of the antennas to be measured with our reference antenna. This analysis lead to the formulation of more specific requirements (Section 2) the resultant device had to meet. Sections 3 and 4 briefly describe the operation and design of the stepped septum polarizer and the dual mode horn, respectively. Finally, the simulation and measurement results are compared in Section 5 and the paper is concluded by Section 6.

2. PERFORMANCE SPECIFICATION

The transmitting antenna had to be designed for specific far-field antenna measurement range; simplified sketch with some parameters is shown in Fig. 1. The maximum required gain was determined by the minimum distance from the reference antenna aperture to the GPS antenna under test (AUT) which was 4 m. The gain was calculated, so that at the minimum distance, the amplitude variation of the electromagnetic wave along the AUT was not more than 0.2 dB (we consider the maximum aperture of the AUT 0.5 m x 0.5 m). The maximum distance between transmitting and receiving antenna inside the test range was 8 m; at this distance the amplitude error would be decreased compared to the previously mentioned case. Ideally, the gain of our transmitting antenna should lie somewhere between 16 and 17 dBi. The height of the transmitting and receiving antennas according to the Fig.1 was 1.85 m.



Figure 1: Simplified geometry of the indoor measurement range

Detailed analysis of the internal reflections inside the measurement range is very crucial when setting up the requirements for the transmitting antenna to be designed. Internal reflections inside the test range occur since the absorption coefficient of the absorbers that cover the walls of the range is a function of the incident angle α and frequency *f*. The absorption is mostly effective when $\alpha = 0^{\circ}$, on the other hand if $\alpha > 0^{\circ}$, the absorption becomes less effective as the angle of incidence increases. Similarly, the absorption is most effective, when the electrical size of the absorbers is at given frequency at least 4 λ . In our case the height of the absorbers (i.e. 0.61 m) was about 3.2 λ .

The most important reflections inside the test range are called bistatic reflections (Fig. 1) - in our scenario, these reflections represent the reflections from the top and the bottom wall of the range and from left and right wall of the range. As mentioned earlier, the bistatic reflections become more pronounced as the angle of incidence becomes larger. Considering our simplified geometry and the absorption coefficient data provided by the datasheet [1] and also taking into consideration different path losses for signals travelling along different trajectories we were able to calculate the attenuation of the reflected wave - for distance 8 m between apertures, the reflected signals were about 22 dB below the line-of-sight component and for distance 4 m the attenuation of reflected signals was about 36 dB. The multipath propagation can be dealt with at the transmitting antenna level as well, simply by reducing the side lobe level. The maximum suppression of the side lobes in the radiation pattern was thus extremely desirable.

Since the designed antenna should serve as a reference antenna for measuring the radiation patterns of circularly polarized antennas, high purity of generated circular polarizations was needed. The maximum value of the axial ratio in the main beam axis was to be at most 0.4 dB

The central frequency of the transmitter antenna was to be the L1 frequency of the GPS system, which is 1.57542 GHz (free space wavelength $\lambda_0 = 0.1904$ m), with relative bandwidth only 0.13 % which made our antenna a narrow band radiator.

Reflection coefficient at both the input ports was required to be at least -15 dB, ideally even below -20 dB. Isolation between the input ports was not so critical. Poor isolation performance could have been dealt with by simply terminating the unused input port with matched 50Ω termination. In that case, the reflection at the unused input port due to the poor isolation is minimized due to the suitable termination.

3. SEPTUM POLARIZER

For generating circularly polarized radiation so-called septum polarizer device was used. Septum polarizer is a waveguide microwave device, whose function is to transform linearly polarized EM wave at the input port into a circularly polarized EM wave with excellent axial ratio at the output and vice versa. Signal fed into the input port designated R is transformed into RHCP at the aperture, and correspondingly, signal fed into the input port L is transformed into LHCP (Fig.2).

Usually, such a polarizer is designed with 4 or 5 steps [2-3], nevertheless, if relatively narrowband operation is desired, two-step geometry might be sufficient as shown in [4]. The design process in the open literature is mostly based on brute-force optimization [2-3]; however, by following quite straightforward guidelines already reported in [4], the whole process can be simplified. The process is based on proper determination of phase shifts at step discontinuities and avoiding the excitation of higher order modes that would deteriorate the performance.



Figure 2: Septum polarizer geometry

4. DUAL MODE PYRAMIDAL HORN

It was necessary to use a horn antenna to increase the gain (16-17 dBi). To provide high side lobe level suppression, we used a dual mode horn. Due to the construction limitations, it was not possible to utilize circular shapes in the design; in fact the whole antenna had to be built from aluminum sheets.

Operation principle of a dual mode horn antenna lies in the cancelation of the E-field near the edges of the aperture. The cancelation is done by excitation of higher order TM_{12} mode in addition to the dominant TE_{10} mode. The modes are added together in phase near the center of the aperture and out of phase near the edges. The field distribution is thus tapered in both principal planes (Fig. 3) and side lobes in the E-plane are reduced.

First, the optimum amplitude ratio of both the modes in terms of the side-lobe level performance had to be found. Then, the angle γ (Fig.4) which generated the higher order mode with desired amplitude was determined. The open aperture of the phasing section provided gain only about 11 dBi. In order to accomplish sufficient gain and at the same time keep the dimensions of the device as small as possible, we had to work with quite large angles of the pyramidal horn ψ [5]. If the classical design method had been used [8], the resultant device would have been at least 1m longer.



Figure 3: E-field distribution in the cross section of a square waveguide for TE_{10} mode (a), TM_{12} mode (b) and combination of both modes (c)



Р	olarizer	Dual mode horn		
h_1	$0.3676 \lambda_0$	$l_{\rm t}$	$0.2941 \lambda_0$	
h_2	$0.2101 \lambda_0$	$l_{\rm p}$	$0.7878 \lambda_0$	
l_1	$0.2946 \lambda_0$	L	$2.6261 \lambda_0$	
l_2	$0.3036 \lambda_0$	d_2	$1.2868 \lambda_0$	
l_i	$0.3676 \lambda_0$	d_3	$0.3676 \lambda_0$	
а	$0.6303 \lambda_0$			

Figure 4: Dual mode horn antenna

Table 1: Final dimensions

5. RESULTS

Simulations and optimization of the suggested structure were performed in the transient solver of CST Microwave Studio. The designed transmitting antenna was manufactured, measured and the data compared with simulation results with very good agreement (Fig.5). The reflection coefficient and input port isolation were measured by placing RF absorbers into the aperture plane. Radiation patterns for co and cross polarizations were measured as well in an anechoic chamber. In Fig. 5 co-polarization corresponds to the right hand CP and the cross-polarization to the left hand CP. If the other input port was fed, the definitions of co and cross polarization would be switched. Manufactured prototype of the antenna is shown in Fig. 6.

Measured parameters of the design antenna are summarized in Table 2. We can see that the achieved performance fulfilled all the requirements with sufficient margin. Particularly, the side lobe level was decreased to about -42 dB and the final axial ratio at the desired frequency was 0.36 dB.



Figure 5: Simulated and measured reflection coefficient and isolation (left), simulated and measured co-polarization radiation patterns and measured cross-polarization pattern (right)

Reflection coefficient	-29.3 dB
Isolation	-23.0 dB
Gain	16.2 dBi
Side lobe level	-42.0 dB
Back lobe level	-56.7 dB
Axial Ratio	0.36 dB

Table 2: Measured parameters of the designed antenna at 1.5754 GHz



Figure 6: Fabricated transmitting antenna inside the measurement range

6. CONCLUSION

Reference transmitting antenna based on the stepped septum polarizer solution and a dual mode horn with a rectangular cross section was proposed. The device was designed for GPS L1 frequency 1.57542 GHz in order to serve as a reference antenna for radiation pattern measurements of GPS antennas developed at ERA a.s. company.

The original contribution of the antenna lies in the utilization only two step polarizer for achieving excellent polarization purity and sufficient impedance bandwidth. Moreover, the dual mode operation of a horn antenna has been so far reported only in the conical horn. However, our device was based on pyramidal horn for simplified construction.

Excellent results of reflection coefficient, input port isolation, side lobe level suppression and axial ratio were obtained. The performance of the antenna was successfully verified by measurement.

ACKNOWLEDGEMENT

The presented research was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology project no. FEKT-s-14-2483.For research, infrastructure of the SIX Center was used.

- [1] *Cuming Microwave C-RAM SFC pyramidal RF absorbers* Datasheet, dostupné z URL: http://cumingmicrowave.com/pdf/390-Anechoic%20Chamber%20Mat%27ls/390-1%20C-RAM%20SFC.pdf>.
- [2] CHEN, H., M., TSANDOULAS, N.G. A wide-band square-waveguide array polarizer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1973, vol. 21, no. 3, p 389–391.
- [3] BORNEMANN, J., LABAY, V. Ridge waveguide polarizer with finite and stepped-thickness septum. *IEEE Trans. on microwave theory and techniques*. 1995,vol. 43, no. 8, p. 1782-1787.
- [4] MRNKA, M.; RAIDA, Z. Septum Polarizer An Alternative Design Approach. In Proceedings of the 19th Conference STUDENT EEICT 2013 Volume 2. Brno: Litera, Brno, 2013. s. 37-39. ISBN: 978-80-214-4694- 6.
- [5] MRNKA, M.; PAVLOVIČ, M. Návrh dvojvidového vlnovodového ústia. Elektrorevue -Internetový časopis (http://www.elektrorevue.cz), 2013, roč. 15, č. 5, s. 285-289. ISSN: 1213-1539.
- [6] POTTER, P., D. A new horn antenna with suppressed sidelobes and equal beamwidth. Microwave Journal, June 1963, Volume: 6, Issue: 8, p. 71-78.
- [7] VOLAKIS, J., L. Antenna Engineering Handbook. McGraw-Hill, 2007.
- [8] BALANIS, C., A. Modern antenna handbook. John Wiley and Sons, Inc., 2008.

RELIABILITY AND AVAILABILITY CALCULATION FOR THE EDUCATIONAL LABORATORY

Vaclav Oujezsky, Bohumil Novotny

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: vaclav.oujezsky@phd.feec.vutbr.cz, novotny.bohumil@phd.feec.vutbr.cz

> Supervised by: Vladislav Skorpil E-mail: skorpil@feec.vutbr.cz

Abstract: The basic task was to define the reliability of network equipment in the Laboratory of Transport Networks which is a part of "Sensor, Information and Communication Systems" research center (SIX). The whole educational process in the laboratory depends on the reliability of network equipment and our intention is to propose a method to define availability and reliability of used network equipment. It also serves the purpose of effective and predictable equipment renewal. This article describes mentioned method.

Keywords: availability, equipment, educational process, laboratory, reliability

1 INTRODUCTION

The emerging educational equipment such as PCs or servers may require very high reliability and availability. Educational tools where services for students are running can also be taken in consideration. Improving the quality of teaching and the experience from it are the most important things. We should to know the approximate lifetime of our equipment to support effectively replace it in advance. We should somehow assure the reliability and availability of these things and fittings. The basic idea about measuring reliability is well known nowadays. We have focused on mean time between failure (MTBF) and mean time to recover (MTTR). MTBF is used for more than 50 years as a basic measurement for various decisions. Over the years about 30 methods and procedures to predict life cycles has been developed. MTBF is still a subject of endless debates. The intention was to use these MTBF and MTTR values to calculate the overall reliability of the lab, as if it was one integral element to ensure the operation and look at this as a unit.

We have a server room in the laboratory, where servers, routers and switches are running for student's tasks. PCs and tools for the same purpose are placed outside of the server room in a class room. To measure the reliability and availability the laboratory has been divided into five subsystems. For the



Figure 1: Base lab diagram

each subsystem the reliability block diagram (RBD) and fault trees (FT) were created, these subsystems were then compounded together to achieve the final result as is shown in Fig. $1.^1$ The LAB block is the sub-block which consists of five blocks.

2 THE THEORY OF ASSESSMENT THE AVAILABILITY AND RELIABILITY OF SYSTEMS

The authors Liptak and Bela in their book discuss the whole issue of mentioned problem. For the detailed introduction to this theory and issues we refer readers to this source [1]. For the quick review; the reliability expresses the probability of the system when the system does its required functions under stated conditions for a stated period of time at a given confidence level. Then the MTBF represents a unit, usually in hours, how reliable the system is. The higher the MTBF we have, the more reliable the system is. It is calculated by total test time *T* divided by the total number of failures *V*. Failures are typically defined by drops, also including human factor. The failure rate λ is typically given by $\lambda = 1/MTBF$. Mean time to failure (MTTR) is used for non-repairable systems and has the same calculation as MTBF, which is used for repairable systems. Availability *A*, in comparison to reliability, expresses the probability that the system will be correctly running at a given time, as is shown in Equation 1:

$$A = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR} \tag{1}$$

The reliability *R* of systems is given by Equation 2:

$$R = e^{-(\lambda)} \tag{2}$$

For predicting the reliability numerous methods were developed. Significant part of these methods improvement was brought by NASA. We can name some of these methods such as MIL-HDBK 217 [2], Handbook for Reliability Data for Electronic Components (HRD5) which is used for telecommunication systems, Reliability Block Diagram (RDB) or Fault Trees. MIL-HDBK 217 which was proven as an unreliable method and it is not being used.

2.1 RELIABILITY BLOCK DIAGRAM

Reliability block diagram represents tools to calculate and model system reliability and availability using block diagrams as is shown in Fig. 2. In this figure an example of serial system reliability block diagram is shown. We refer readers to the source of information [3], where the mathematical relationships are clearly described. Each block in RBD represents one component, subsystem or other representative failure. It also serves an analysis tool to show how a system works and how each element can affect the whole system.



Figure 2: Serial reliability block diagram example

¹The quality of exported pictures from RENO is not so good due to the features of the program and our screen resolution. We were unable to export pictures in better quality.

Name	Current Age / Yr	MTBF sets /Hour
UPS	1	87.246
Cisco 2821**	6	170.000
Cisco 871	9	380.000
Cisco 1812	9	301.886
Cisco SGE2010P**	2	400.000
Cisco SG500	3	143.124
PCLFPGA server	4	45.753
HBA	4	252.550
Storage Array	4	68.961
Cisco 2960	1	336.409
Cisco 1841	6	301.886
Cisco VOIP**	6	100.000
PC Student**	0.5	150.000
TERM	7	72.872
TERM2/3	0.5	52.400
SMC DSP205		

 Table 1: Simple equipment specifications overview

2.2 FAULT TREES

Fault trees is a method that was developed by Bell Telephone Laboratories. Fault trees can help in the detailed description of the path of events. These events can be normal events, disturbances that cause failures at the component or unexpected events in the analysis. Reliability is calculated by converting a completed fault tree into the equivalent set of equations. This is done by using the algebra of events, also referred to as Boolean algebra.



Figure 3: LAB Block Diagram RENO RBD

3 PROPOSED SOLUTION AND STEPS

We have looked at simulation software from many developers. Finally, we decided to try our proposed solution on the demo version of software from the ReliaSoft [4] company named ReliaSoft RENO. As we discussed in the introduction, to calculate the reliability and availability the laboratory has been divided into five subsystems. Table 1 reflects the planned list of elements. For each element the MTBF was found in the data sheets on the Internet. As an example we can refer to [5], [6], [7]. It turned out that it is very difficult to find the proper values. Values, which were unable to find, are pointed in the table with two asterisks **. Finding these proper values was postponed to future work. We also assume that the values which have been found are equal (MTBF \approx MTTR). It is not always clear which values are meant in data sheets. After that we determined time for each item when this item is operating. The reliability was determined by 1P exponential function. Then individual blocks were assembled and divided into the main four blocks RACK1, RACK2, RACK3, Classroom, as shown in Fig. 3. The first block RACK1 is an arrangement for PCLFPGA server as shown in Fig.4 and for the APC. PCLFPGA is the sub-block. In the RACK2 there is as a block Cisco Catalyst 2960, Cisco 1841, sub-block Cisco-Rack2, Cisco 871 and Cisco 1812. The sub-block Cisco-Rack2 is created by eighth Cisco 2821 as shown in Fig. 5. RACK3 is equipped with Cisco SGE2010P, Cisco SG500-52P, SuperMicro server TERM3, TERM2 and one old server TERM. In the last block Classroom there is a load sharing container of PCs with development tools and partial blocks creating laboratory tasks such as Cisco VoIP, telephones SMC DSP205, PBX SMC PBX10 and sub-block of PCs for students. PCs block is set by the Fault Tree, because of dependencies. Each block is connected according to its dependency. At the end and at the beginning of blocks there are nodes, which represent blocks with zero possibility of failure. They enclose the entire system, which is necessary for the entire operation and calculation. In the next step, the entire system is compiled as shown in Fig. 1 to determine the total reliability values. In the pictures you can see partial reliability computations. After the assembly of all blocks we were challenged to try and test our solution.

4 PRACTICAL TESTS

In the first step we counted the total value of the LAB unreliability vs. operational time in years. This is graphically shown in Fig. 6. The resolution of the graph is set to 10 years. The solution is, which unreliability will whole laboratory has to maintain lessons. The LAB block is cloned and in this step there is the extra node 1 which is set up in the way that we want to have reachable at least one DEVELOP computer. The extra node 2 which is set up, we want to have at least one functional laboratory part. In the cloned block LAB_1 it is demanded that all sources reliability and the extra nodes use all paths. The overlay plot is used to explore difference between two possibilities for extra nodes. We can see that the unreliability significantly depends on how properly the nodes are



Figure 4: Reliability Diagram PCLFPGA RENO RBD



Figure 5: Reliability Diagram Cisco Rack 2 RENO RBD

set up. In the second step we measured the reliability of all nodes. The results are represented in graph in Fig. 7. As we expected, the worst value is in block Cisco-Rack2 due to the entered values. The results of the mean life for whole system in this case is *Mean Life* = 7,732263Yr, Probability



Figure 6: Graph Reliability LAB

of Failure Q(t = 10) = 0,743212 where t = years, Reliable Life t(R = 0,85) = 3,070425 Yr and *FailureRate* = 0,201384 Yr. Same calculation stands for the sub-block, for Cisco-Rack2 the results are: Mean Life = 2,424637 Yr, Reliability R(t = 10) = 0,016206, Probability of Failure

Q(t = 10) = 0,983794, Reliable Life t(R = 0,85) = 0,394238 Yr. For the PCLFPGA : Probability of Failure Q(t = 2) = 0,506560, Probability of Failure Q(t = 10) = 0,970747, Reliable Life t(R = 0,85) = 0,460162 Yr, Mean Life *Mean Life* = 2,830082 Yr. The resulting report on the reliability and importance is graphically shown in Fig. 8, where it is possible to see each equipment's values.



Figure 7: Graph Reliability LAB - all nodes



Figure 8: Reliability and importance

We used the Quick Calculation Pad (QPC) tool to calculate (*predict*) time of the device replacement as shown in Fig. 9. QPC tool is part of ReliaSoft RENO. The value of the required reliability of equipment was set at 50 percent. It is also called as the "warranty time calculation". For an example, we can suggest from this precursory calculation the following values of time to equipment renewal: Cisco-Rack-2 = 1,681436 *Yr*, PCLFPGA = 1,962604 *Yr*, PC-Student = 1,978160 *Yr*. This result is affected by the input values of MTBF discussed in Cap. 3.

^{Cisco-Rack-2} t(R=0,5	i)	1,681	436 Yr	
Reliable Life	Yr	No Bounds	Captions On	
QUICK CALCUL	ATION PAD Units	Bounds	Options ~	
Calculate		Input		
	Reliability	Required Reliability	0,5	
Probability	Prob. of Failure			
	Cond. Reliability			
	Cond. Prob. of Failure			Cisco-Rack-2
	Reliable Life 📕			Reliable Life t(R=0.5) = 1.681436 Yr
Life	BX% Life			
	Mean Life			F
	Esilura Pata	(Report	
Rate	I diute Nace			

Figure 9: Quick Calculation Pad

5 CONCLUSION

In this article we described our approach to calculating the reliability and availability of network equipment in the Laboratory of Transport Networks, which is a part of "Sensor, Information and Communication Systems" research center (SIX). In the proposed solution calculations for the backup batteries and calculations for those elements for which it was not possible to determine the exact value of MTBF and MTTR are not included. For our sets of tests we use software from ReliaSoft. Regarding to demo software RENO, it turned out to be a very good and intuitive tool. The first results show that is very useful to measure the reliability and availability to maintain high performance of education. We found out that nodes such as PCLFPGA, Cisco-Rack2, and PC-Students have very low level of reliability (*with values we used*) and now we can focus on it. In the future we would like to improve the method of calculation and find the corresponding values for all elements and also to analyze the relations between individual involvements in the laboratory. In the next step we would also like to try also other work tools and software for this purpose. With this publishing we would like to get inspiring comments and a correction to our procedure.

ACKNOWLEDGEMENT

Research described in this paper was financed by the National Sustainability Program under grant LO1401. For the research, infrastructure of the SIX Centre was used. This work was also supported by the project FEKT-S-14-2352: Research of electronic, communication and information systems.

- [1] LIPTAK, Bela G. *Instrument engineers' handbook*. 4th ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2003-c2012, 3 v. ISBN 97814398177663-.
- [2] MILITARY HANDBOOK: RELIABILITY PREDICTION OF ELECTRONIC EQUIPMENT. In: *The (New) People's Liberation Front of NE-80* [online]. [cit. 2015-03-01]. Available from: http://snebulos.mit.edu/projects/reference/MIL-STD/MIL-HDBK-217F-Notice2.pdf
- [3] FAR, B.H. Dependability Reliability & Dependability, Reliability & Testing of Software Systems: Chapter 3 : System Reliability. In: [online]. Department of Electrical & Computer Engineering, University of Calgary [cit. 2015-03-01]. Available from: http://people.ucalgary.ca/~far/Lectures/ SENG637/PDF/SENG637-03.pdf

- [4] *ReliaSoft Corporation* [online]. 2015. release. [cit. 2015-02-28]. Available from: http://reliasoft. com/
- [5] Cisco Catalyst 2960-S and 2960 Series Switches with LAN Base Software: Enhanced Network Security, Availability, and Manageability for Small and Medium-Sized Businesses. In: [online]. USA: Cisco Systems, Inc., 2008-2010 [cit. 2015-02-28]. Available from: http://www.cisco.com/cisco/web/solutions/small_business/products/routers_switches/ catalyst_2960_series_switches/docs/C78-481303-02_2960-LAN_DS_FINAL.pdf
- [6] Dell Power Solutions: *DELL* [online]. 2015 [cit. 2015-02-28]. Available from: http://www.dell. com/content/topics/global.aspx/power/en/ps3q02_shetty?c=us
- [7] TORELL, Wendy a Victor AVELAR. Performing Effective MTBF Comparisons for Data Center Infrastructure: White Paper 112. In: AVELAR, Victor. [online]. Schneider-Electric [cit. 2015-02-28]. Revision 1. Available from: http://www.apcmedia.com/salestools/ASTE-5ZYQF2/ ASTE-5ZYQF2_R1_EN.pdf?sdirect=true

Doktorské projekty

Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

INSTANTANEOUS AND DEFINITE TIME OVERCURRENT PROTECTION ALGORITHMS

Tomas Bajanek

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xbajan00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jaroslava Orsagova

E-mail: orsagova@feec.vutbr.cz

Abstract: The paper is focused on the instantaneous and definite time overcurrent protection algorithms. Overcurrent protection is one of the most used type of protection function. Algorithms are proposed according to IEC 60255-151. Prediciton algorithm, which will be used for instantaneous overcurrent protection, is proposed for determination of the peak value of the signal.

Keywords: overcurrent, instantaneous overcurrent algorithm, definite time overcurrent algorithm

1. INTRODUCTION

A protection relay is device which is used to isolate a faulty section of the electrical power system after the fault has occurred. This action ensures that non-faulted part of the electrical power system can continue in operation and protects system from further damage.

A well-proposed protection relay must comply with these qualities

- Selectivity
- Speed
- Sensitivity and accuracy
- Dependability

One of the most used type of protection is overcurrent protection. The overcurrent protection relay protects against dynamic and thermal effects of the overcurrent. Its algorithm is not so difficult but it is demanding to speed. Trip signal must be sent as soon as possible, there can not be any delay. A small delay of trip signal can lead to a big disaster.

These proposed algorithms will use sampled values. According to IEC 61850-9-2 there are 80 samples per cycle for protection functions. It means that sampling frequency is 4000 Hz.

2. OVERCURRENT PROTECTION RELAY

The standard IEC 60255-151 [1] deals with functional requirements for over/under current protection. It specifies minimum requirements for over/under current relays. This standard includes a specification of the protection function, measurement characteristics and time delay characteristics. According to this standard the instantaneous and definite time overcurrent protection algorithms were proposed.

This type of protection is used to protect against over currents. Basic algorithm of overcurrent protection compares the measured value of current with preset value. If the input current exceed preset value, protection algorithm evaluates that overcurrent occurred and send trip signal to the circuit breaker. Circuit breaker opens its contact to disconnect protected equipment and avoid damage.

The protection function with its inputs, outputs, measuring element, time delay characteristics and functional logic is shown in Figure 1 according to IEC 60255-151.



Figure 1: Simplified protection function block diagram [1]

2.1. INSTANTANEOUS NON-DIRECTIONAL OVERCURRENT RELAY

Instantaneous non-directional overcurrent relay sends trip signal immediately to the circuit breaker as soon as the overcurrent has occurred. There is no time delay. Instantaneous overcurrent relays are used close to the source where the fault current level is very high and a small delay in sending trip signal can cause big damage to the protected equipment. Instantaneous characteristic curve is shown in the Figure 2 A.

Instantaneous non-directional overcurrent relay has ANSI code 50 - device number according to ANSI standard. Protection Instantaneous Over Current (PIOC) is logical node according to IEC 61850-7-4. Instantaneous non-directional overcurrent algorithm is used for fast tripping of shorts.

2.2. DEFINITE TIME NON-DIRECTIONAL OVERCURRENT RELAY

Definite time non-directional overcurrent relay sends trip signal after a specific time to the circuit breaker. This type of overcurrent relay is usually implemented for backup protection. If the main relay does not operated and send a trip signal then backup overcurrent relay must operate and send trip command to the breaker. Overcurrent relay is time delayed by a specific time which must be greater than the normal operating time of the main relay plus the breaker operating time. Definite time characteristic curve is shown in the Figure 2 B.

Definite time non-directional overcurrent relay has ANSI code 51 - device number according to ANSI standard. Protection Time Overcurrent (PTOC) is logical node according to IEC 61850-7-4. Definite time non-directional overcurrent relay algorithm is used for delayed tripping of overcurrents.



Figure 2: A - Instantaneous characteristic curve, B - Definite time characteristic curve [2]

3. ALGORITHM OF INSTANTANEOUS NON-DIRECTIONAL OVERCURRENT RELAY

Inputs of algorithm

• Phase current i_1 , i_2 , i_3 - instantaneous values of current – sampled values

Outputs of algorithm

• Trip signal

Parameters of algorithm

• I_{PRESET} – preset value of the current

The algorithm works with instantaneous values of the current. It is based on predictive algorithm. This predictive algorithm works with 2 samples which are following each other. It is computed the peak value of the signal. Then the peak value is compared with the preset value. If the predicted peak value of the current is higher than preset value then trip signal will be sent.

3.1. PREDICTION ALGORITHM

Prediction algorithm for instantaneous non-directional overcurrent relay must be fast and it should determine the peak of the signal from 2 samples. There are various techniques useful to calculate the R.M.S peak value of sinusoidal waveform such as: sinusoidal-wave based algorithm, fourier analysis and others. Each of them has its advantages and disadvantages.

The technique of the presented algorithm is based on the the "sample and first" derivative technique first reviewed by Makino and Miki. [3] Prediction algorithm uses samples taken at discrete instant of time form the signal waveforms.

Sampling interval Δt for sine waveform with 50 Hz frequency and sampling rate 80 samples per cycle:

$$\Delta t = \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{80} = \frac{1}{50} \cdot \frac{1}{80} = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ ms} = 250 \text{ }\mu\text{s}, \tag{1}$$

where f is frequency of current.

Let i_k , i_{k+1} be current samples that are measured at times t_k , t_{k+1} respectively and let Δt be the sampling interval

.

$$i_{k} = I \cdot \sin(\omega_{0} \cdot t_{k})$$
(2)

$$i_{k+1} = I \cdot \sin(\omega_{0} \cdot t_{k+1}) = I \cdot \sin[\omega_{0} \cdot (t_{k} + \Delta t)]$$

$$i_{k+1} = I \cdot \sin(\omega_{0} \cdot t_{k}) \cdot \cos(\omega_{0} \cdot \Delta t) + I \cdot \sin(\omega_{0} \cdot \Delta t) \cdot \cos(\omega_{0} \cdot t_{k})$$
(3)

where ω_0 is angular frequency and *I* is amplitude of current.

Substituting (2) and (3) and simplifying results in

$$\frac{i_{k+1} - i_k \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t)}{\sin(\omega_0 \cdot \Delta t)} = I \cdot \cos(\omega_0 \cdot t_k)$$
(4)

Adding the squares of (2) and (4), and noting that $\sin^2 x + \cos^2 x = 1$, it is obtained the equation for the square of the peak current.

$$I^{2} = \frac{i_{k}^{2} + i_{k+1}^{2} - 2 \cdot i_{k} \cdot i_{k+1} \cdot \cos(\omega_{0} \cdot \Delta t)}{[\sin(\omega_{0} \cdot \Delta t)]^{2}}$$
(5)

These equations were used to determine the peak of the sine waveform with the frequency of 50 Hz and the amplitude of 9 A which was changed to 20 A after the first period. Algorithm was programmed in LabView. The results of the prediction algorithm were processed in MS Excel and the graph of the function is shown in the Figure 3.



Figure 3: Current on time dependence - Results of the prediction algorithm processed in MS Excel

4. ALGORITHM OF DEFINITE NON-DIRECTIONAL OVERCURRENT RELAY

Inputs of algorithm

• Phase current I_{ef1} , I_{ef2} , I_{ef3} – Root Mean Square (R.M.S) or Fast Fourier Transform (FFT) – computed of sampled values i_1 , i_2 , i_3

Outputs of algorithm

• Trip signal

Parameters of algorithm

- *I*_{PRESET} preset value of the current
- P_{NULL} reset ratio
- T_{TRIP} operate time
- T_{NULL} reset time
- *T*_{DEACTIVATION} deactivation time of tripping signal
- S_{r1} , S_{r2} , S_{r3} start signal
- T_{i1}, T_{i2}, T_{i3} integration variable
- T_{z1}, T_{z2}, T_{z3} recovery time

The algorithm works with R.M.S values, which are computed of instantaneous values every half-cycle according to equation (6).

$$I_{efX} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} i_X^2}{N}},$$
 (6)

where I_{efX} – R.M.S. value of current in phase X (X = 1, 2, 3), N – amount of samples (half cycle – 40 samples) and i_X – instantaneous value of current in phase X (X = 1, 2, 3).

If any of currents $-I_{efl}$, I_{ef2} , I_{ef2} , I_{ef3} exceed I_{PRESET} start signal S_{rX} (X means phase in which overcurrent has occurred) is activated. Then variable T_{iX} (X means phase in which overcurrent has occurred) starts to integrate. When one of T_{i1} , T_{i2} , T_{i3} exceeds operate time T_{TRIP} , tripping signal is activated. If the current I_{efX} (X means phase in which overcurrent has occurred) falls below $I_{PRESET} \cdot P_{NULL}$, start signal is deactivated and recovery time T_{zX} (X means phase in which overcurrent has occurred) starts to integrate. If recovery time T_{zX} (X means phase in which overcurrent has occurred) exceeds reset time T_{NULL} , integration variable T_{iX} (X means phase in which overcurrent has occurred) is reset.

5. CONCLUSION

In this paper the algorithm for instantaneous and definite time overcurrent were proposed. For instantaneous overcurrent algorithm was proposed also prediction algorithm for determinination of the peak value of the signal, which has been programmed in LabView. The results show that it is useful and it should be implemented in protection algorithm.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Author gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210)

- [1] INTERNATIONAL STANDARD IEC 60255-151, Measuring relays and protection equipment - Part 151: Functional requirements for over/under current protection, First edition 2009-08
- [2] M. S. Almas, R. Leelaruji, L. Vanfretti, "Over-current Relay Model Implementation for Real Time Simulation & Hardware-In-the-Loop (HIL) Validation," IECON 2012 – 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, pp. 4789-4796.
- [3] D. Campos, E. Moreno, D. Torres, "Test and Evaluation Time-Inverse Over-Current Protection Algorithm Using SIMULINK", Proceeding of the 7th WSEAS International Conference on SIGNAL PROCESSING (SIP'08), 2008, pp. 69-74.

COMPUTER AIDED ROTOR DESIGN AND SIMULATION OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MACHINE

Jan Bárta

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xbarta27@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Čestmír Ondrůšek

E-mail: ondrusek@feec.vutbr.cz

Abstract: Synchronous reluctance machines are promising electric machines for energy savings. Several papers in past describe analytical approach and general recommendation for design of synchronous reluctance machine. However even with taking these recommendation into account the best design can be hardly reach. This article deals with computer aided rotor design of such a machine. Designed machine is also fabricated and measured performance is compared with simulated one by using 2D finite element analysis

Keywords: synchronous reluctance machine, transverse-laminated rotor, optimization

1. INTRODUCTION

The first reluctance machine has been developed in 1920 but due to its low efficiency and poor torque characteristic it has not been further innovated for industrial purpose. These machines have found application mainly as drives for disks, tapes and printing heads. Interest about synchronous reluctance machines having the same stator construction as induction machine can be dated to 1960. In the last years with technological development in power converters and with increasing requirements for saving of electrical energy these machines had become more interesting for industrial manufacturers. Conventional induction motors are still one of the least expensive industrial machines, but their further development is quite challenging. Due to that synchronous reluctance motors can in the future replace in some applications induction machine, at least as controlled drive systems. In this paper design of transverse-laminated rotor is discussed. This is due to better structure of this rotor for industrial production.

2. COMPUTER AIDED ROTOR DESIGN

The main goal is to design synchronous reluctance machine with low torque ripple and high average value of torque. The paper [1] describes analytical equations and general recommendations for design of low torque ripple synchronous reluctance machine. However even with taking those recommendation into account the best design can be hardly reach. In this paper whole design process is carried out by computer. For this purpose genetic algorithm is used. Genetic algorithm with respect to goal parameters is used for optimal design searching.

For simplification of the design process stator is taken from standard 2.2 kW cage induction machine (referred as initial induction machine in further text). Since assumed stator has 36 slots only four barriers in rotor structure are consider. This is based on [1]. For purpose of optimization fully parametrical model of synchronous reluctance rotor for Ansys Maxwell has been created. Rotor geometries realized by parametrical models of barriers Fig. 1c, 1d, 1e are shown in Fig. 1a, 1b.

As has already been stated optimization is performed by using genetic algorithm. The algorithm and generally concepts of optimization are briefly described in [2]. Whole optimization process is carried out in Ansys Maxwell. Optimization goals are average value of torque 20 Nm and torque

ripple 10 %. The weight coefficients are chosen to give a higher priority to optimization of torque ripple. The corresponding objective function is entered into Ansys Maxwell.

During optimization the dimensions of parametric model Fig. 1c, 1d, 1e are change (Rotor dimensions before optimization are chosen according to design recommendation given in [1]). Difference before and after optimization can be seen at Fig. 2. The optimization results for observed parameters are shown in Table 1. Parameters before optimization are also included and marked as "Orig".

By comparing values before and after optimization it can be concluded that optimization lead to some reduction of average torque, as well as significant reduction of the torque ripple.



Figure 1: Transverse-laminated rotor a) referred as angular b) referred as round c) d) e) drawings of rotor parametrical models



Figure 2: a) Initial round rotor geometry (dashed line) and refined by GA (solid line) b) Initial angular rotor geometry (dashed line) and refined by GA (solid line)

Rotor type		Average torque (Nm)	Torque ripple (%)
Pound	Orig	17.22	13.02
Koulid	Opti	17.20	9.48
Angular	Orig	17.16	15.20
Aliguiar	Opti	16.85	7.06

Table 1: Comparison of parameters before and after optimization for load angle 55 el. Deg.

3. MECHANICAL DESIGN CONSIDERATION

Mechanical design of electric machine mainly consists of design of shaft, bearings, frame and rotor with respect to critical speed and centrifugal forces. Only rotor mechanical design remaining since others mechanical design aspects are already given by construction of initial induction machine. Mechanical design is focusing on calculation of mechanical stress in the rotor structure for nominal speed. It is necessary to include a narrow bridges that guarantee the mechanical strength of the designed rotor structure. Mechanical calculation are carried out by finite element analysis in Autodesk Inventor 2012.





It has been found that bridges significantly increased the rotor mechanical strength. Maximum values of Von Mises Stress for different number of interconnected segments are listed in tab. 2. It can be seen from tab. 2 that number of interconnected segments should correspond to maximum rotor speed with respect to yield strength of used material. From the electromagnetic point of view it has been found that application of thin bridges and small number of interconnected segments by bridges is most advantageous.

	Speed	Number of interconnected segments			
	[rpm]	2	3	4	5
Maximum value of Van Missa Stuass [MDa]	1500	144,7	74,79	68,3	76.3
Maximum value of von wises Stress [WIPa]	2250	325,7	168,3	153,7	171.7

Table 2: Comparison of parameters before and after optimization for load angle 55 el. Deg.

4. ANALYSIS AND MEASUREMENT RESULTS COMPARISON

Optimized angular rotor type has been chosen for manufacture. The original rotor of 2.2 kW induction machine has been replaced by assembled transverse-laminated rotor. Some basic measurements on such manufactured motor has been made and compared by simulation results. Simulation results are obtained by finite element method calculations carried out by Ansys Maxwell.

In Fig. 4c measured load characteristics and calculated by finite element analysis are compared. In Fig. 4d, the measured dependences of direct and quadrate axis reactances are shown. There is some difference between calculated and measured values, this might be caused by manufacturing technology of the rotor, since laser technology is used [3]. Calculated by finite element analysis dependences are marked as FEA. Measurement results during the no-load condition are shown in Fig. 4e. The synchronous reluctance machine becomes unstable below the 80% of rated voltage. Calculated direct axis reactances from no-load characteristics are also shown in Fig. 4e. These reactances are calculated according to [4] by following equation

$$X_{d} = \frac{U_{o}}{I_{o}} \sqrt{1 - \cos^{2} \varphi_{0}}$$
⁽¹⁾

where U0 is phase voltage, I0 is phase current and $\cos\varphi 0$ is power factor. Loss distribution comparison for no-load condition is shown in Fig. 4f. It can be expected that iron and stator resistive losses are also higher than initial induction machine one during rated load condition. Higher efficiency of synchronous reluctance machine is then achieved by elimination of rotor resistive losses which are always present in induction machine.



Figure 4: a) Assembly of manufactured transvere-laminated rotor core b) Synchronous reluctance machine after assembly c) Load characteristics d) The dependency of synchronous reactance on d and q-axis currents e) No-load characteristics f) Loss distribution comparison for no-load condition

Finally comparison of induction machine with designed synchronous reluctance machine for rated load condition is shown in Table 3. Used power supply of observed machines is given in brackets in Table. 3. Designed synchronous reluctance machine have poorer power factor than initial induction machine. This is caused by inaccuracy during the manufacturing process when the air gap of reluctance machine is somehow larger than induction machine one. Larger air gap influence has been taken into account in presented results in Fig. 4. Expected power factor for case when the air gap is the same as in induction machine is 0.77 (value is obtained by finite element analysis). Designed synchronous reluctance machine is better than initial induction machine from efficiency point of view.

	Initial induction machine	Synchronous reluctance machine (Frequency converter)		
	(Power grid)	Total spectrum	1 st harmonic	
Voltage [V]	400	436	390	
Stator current [A]	4,4	5,23	5,22	
Power factor [-]	0,83	0,62	0,7	
Efficiency [%]	86,7	89	89	

 Table 3: Initial induction machine comparison with designed synchronous reluctance machine for output power 2.2 kW

5. CONCLUSION

Created parametrical models of transverse-laminated rotor allow computer aided design by using optimization algorithm. The optimization is focused on increasing average value of torque and torque ripple reduction, which has a major impact on the losses in the rotor core. The optimized geometry compared with analytically designed geometries have lower torque ripple, in some cases up to 50%. More sophisticated optimized design can be reached by modification of parametrical models in future.

Designed machine has been fabricated for purpose of simulation validation. By measurement on motor prototype has been found some differences between expected and calculated performance of machine. It is assumed that these differences are caused by used technology of manufacturing process. Nevertheless higher efficiency with synchronous reluctance machine than initial induction machine has been reached. Still the advantage of synchronous reluctance machine over the initial induction machine is questionable. Main disadvantage of synchronous reluctance machine is poor power factor. Due to that fact more current is consumed by synchronous reluctance machine.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210)

- [1] Vagati A. et al. Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors. Industry Applications, July 1998, Vol.34, No.4., pp 758–765.
- [2] I. Zelinka. Artificial Intelligence in global optimization problems. Praha: BEN, 2002. ISBN 80-7300-069-5 (in Czech)
- [3] Emura M. et. al. The influence of cutting technique on the magnetic properties of electrical steels. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, January 2003, pp 358-360
- [4] Hrabovcova V. Synchronous reluctance machine. Zilina: EDIS, 2001. ISBN 80-7100-891-5 (in Slovak)

MEASUREMENT OF MAGNETIC MATERIAL

Tomáš Bulín

Doctoral Degree Programme (1.), FEEC BUT E-mail: xbulin01@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Čestmír Ondrůšek

E-mail: ondrusek@feec.vutbr.cz

Abstract: This article deals with a problem of measuring of magnetic materials, especially a punched laminations, which are used in construction of electric machines. It is very complicated to reach precise value of magnetic parameters, when there are used different methods. In this paper, there are compared values from manufacturer (Epstein frame) and alternative values obtained during the measurement on own sample (in shape of toroid). Magnetic properties of material can be changed relatively easy so it is appropriate to measure up worked material.

Keywords: Magnetic measurement, losses, RemaGRAPH, RemaCOMP.

1. INTRODUCTION

Design of electrical machines comes up with a number of difficulties. It is necessary to know not only the basic electrical laws, but also to know the production process, electrical and mechanical properties of materials used in producing the product. Nowadays, any machine designs run by the experience of the company or there is created a new analytical machine design. If there is a completely new design, it is desirable to simulate the design on computer. To ensure the correct simulation results, it is necessary to enter the correct input parameters (for example material properties). It is necessary to know precisely what the parameters of material has been in the electric and magnetic circuit. The deviation of input parameters subsequently leads to a distortion of the output parameters.

2. MAGNETIC MEASUREMENTS

2.1. TYPE OF MAGNETIC MEASUREMENTS

It is very important to know the magnetic properties of selected sheets because this knowledge is a prerequisite for verifying the correct design of the electrical machine. Magnetic measurements are used to determine the magnetic properties of material and they are divided into three categories

- 1. Methods of measuring magnetic flux through the coil.
- 2. Methods for measuring force caused by the magnetic field.
- 3. Methods based on changes in material properties in the presence of a magnetic field.

Inductive methods that measure the magnetic flux through the coil are based on the principle of Faraday law of electromagnetic induction. It describes the formation of electromotive force on the coil during the time variation of the magnetic flux of the coil surface. [1]

$$u_i = -N \frac{d\phi}{dt} \tag{1}$$

Where Φ is the magnetic flux and N is the number of turns. Measurement of magnetic flux through the coil is also based on formula, $\phi = B \cdot S$, so it is necessary to know the size of the surface of the
turn S, then it can be easily measured the induced voltage, because the growth of the vector magnetic flux density **B** causes the growth of the induced voltage u_i . [1]

The calculation of magnetic field strength H_z from magnetizing current:

$$H_{z} = \frac{N_{1} \cdot I_{1}}{l_{s}} \left(A/m; A, m \right)$$
(2)

Where N_1 is a number of turns of magnetizing windings, I_1 is magnetizing current and l_s is medium length field line.

2.2. DEVICE FOR MAGNETIC MEASUREMENT

All measurements were carried out at the measuring station made by Magnet-physik. The station consists of two devices, which are called RemaCOMP and RemaGRAPH. The first named device is based on measurements using AC excitation (fundamental magnetic characteristics) and second named device is an equipment for the measurement of the static characteristics of soft magnetic materials in various shapes using the hysteresis curve. The most important quantities to be measured are Magnetic Flux Density B, Magnetic Polarization J, Remanence B_r , Magnetic Field Strength H, Coercivity H_c , Permeability μ and Total Loss (AC only) P. [2]

The principle of AC measurements is that magnetic flux is measured through the coil. There is a signal generator, which controls a power amplifier, which supplies a current I to the primary winding of the specimen. The field strength H can be calculated from the current and the magnetic path length l_m . The secondary induced voltage u_{i2} is proportional to the time change of the magnetic flux $d\phi/dt$. It is numerically integrated and the flux density B is calculated of it. Difference between AC and DC measurement is only in use of another device. The specimen for both type of measurements is the same with the same number of primary and secondary turns. DC measurement is using very small change of supply current so there must be special integrator. The fluxmeter is a precision integrator for DC signals, because it calculates the flux density B of it. [2]

Magnetic measurement can be affected in different directions. For example the dimensions of the specimen must be regular, the magnetic measurement can be affected by changing of temperature, mechanical stress of specimen or sharp edges of the sheets which are used for composition of toroid and these sharp edges create small short circuit in specimen. It leads to distortion in BH curve and the size of eddy current is growing.

2.3. MEASURED DATA

The specimen, which was used for measurement, consists of stacking rings punched out of a lamination. The rings are stacked always in pairs and sharp edges are turn towards each other. Total number of rings is 14 pieces. It was used steel M470-50A, which means non-oriented cold rolled fully-processed electrical steel of nominal thickness 0,5mm. Outer diameter is 120 mm, inner diameter is 96 mm and ratio of these two diameters is 1.25. Cross-section is a square. Measuring error is small, because of ratio is exactly 1.25 which is a limit value. Final shape of the sample is toroid.



Figure 1: Commutation curve measured to 1,5T

Figure 2: Dependence relative permeability on magnetic flux density

The properties of material were measured at 50Hz for excitation 0,5T; 1T and 1,5T. These parameters are in **Table 1** and it can be seen that amount of losses P_s increase exponentially with increasing excitation. Permeability is decreasing, because of higher saturation of magnetic circuit. The entire measurement contains measurement error, which can be seen on difference between set magnetic flux density B_{set} and real reached value B_{max} . The device was unable to set exactly precise value of B_{max} so the measured values of losses are smaller.

B _{set}	0,5	1	1,5	Т
B _r	0,375	0,708	0,821	Т
H _c	52,6	75,9	92,0	A/m
B _{max}	0,496	0,992	1,497	Т
H _{max}	76	219	2107	A/m
Ps	0,551	1,779	3,908	W/kg
μ_{a}	4924	3532	558	

Table 1: Measured parameters

The sample was measured with quasi static device too. This device has the advantage that measuring frequency is near to 0 Hz so there are no additional losses, which come from eddy currents. This can be verified on parameter H_c , which is dramatically increasing with growth of supply frequency. This can be seen on **Figure 5**. Hysteresis curve measured at 0Hz is narrower than hysteresis curve at 50 Hz. This can be clearly seen in **Table 2**, where the size of H_c is almost 2x smaller for quasi static measurement than for classical measurement at 50 Hz.

	0 Hz	50 Hz		
	0112	30112		
	H _c [A/m]	H _c [A/m]		
0,5 T	35,1	52,6		
1 T	46,4	75,9		
1,5 T	49,5	92		
<u>a</u> :	•			

Table 2: Comparison quasi static and AC measurement





Figure 3: Hysteresis graph for different value of excitation H, but the same frequency 50Hz

Figure 4: Hysteresis graph measured at 0 Hz for 0,5T, 1T and 1,5T



Figure 5: Hysteresis graph measured at 250Hz

For example there was measured hysteresis graph with frequency 250 Hz. There can be seen that BH curve is almost circle and it isn't too much similar to classical shape at lower frequencies. This difference is because of high value of eddy currents, which appear at high frequencies. These currents are increasing amount of magnetic loss P_s . Stacking of the sample could also affect measur-

ing, because there was a sharp edges of the individual sheets which were turned against each other. This assembly increases risk of short circuits between the sheets. The supply voltage and induced voltage is approaching shape of a sinusoid, which isn't usual at lower frequencies, because there has a shape of sinusoid only supply voltage or only induced voltage. This effect is caused by saturation of magnetic circuit and lower value of eddy currents.

2.4. DATA FROM THE MANUFACTURER

The manufacturer uses a magnetic measuring the standardized method, which is called Epstein frame. It is valid for testing in alternating current field. The length of the steel strips is 25cm and they are assembling into square in Epstein frame according to IEC 60404-2. This very popular device contains primary and secondary winding. The testing sample consists of specific number of steel strips (always a multiple of four) and in the corner there is always an overlap. The power losses can be measured using a wattmeter method, because the Epstein frame works on the same principle as an unloaded transformer. The significant parameters are the specific total loss (their maximum value at 1,5T and at 1T this value is only informative) and minimal magnetic polarization for field strength 2500A/m.

	$P_{s}[1T]$	P _s [1,5T]	B _{max} [2500A/m]
	[W/kg]	[W/kg]	[T]
Measured	1,78	3,91	1,51
Catalogue	2,00	4,70	1,54
Deviation	11%	17%	2%

Table 3: Comparison of values of magnetic measurements

3. CONCLUSION

Magnetic measurement was performed on sample in toroidal shape. The results has in total large deviation from catalogue values. The difference could be caused of using another method of magnetic measuring or special adjustment of the sample (sharp edges). This properties can simulate poor conditions and theoretically increased additional losses. In fact, the measured losses were lower than losses indicated by manufacturer. Measurement of magnetic flux density (with excitation on 2500A/m) was more precise, because the deviation between measured and catalogue value was only 2%. Measured values are lower than from a catalog, which is very convenient, because designed engine has a smaller magnetic loss.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210).

REFERENCES

- [1] UNIVERZITA PALACKÉHO V OLOMOUCI. Fyzikální princip měření magnetického pole & SQUID & MPMS XL magnetometr. Olomouc, 2009. Available from: http://atmilab.upol.cz/texty/squid.pdf
- [2] STEINGROEVER, Dr. Erich a Dr. Gunnar ROSS. MAGNET-PHYSIK DR. STEINGRO-EVER GMBH. *Magnetic measuring techniques*. Köln, Germany, 2009.

SHORT- CIRCUIT TESTS OF CIRCUIT BREAKERS

Peter Chorovský

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xchoro00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Vladimír Aubrecht

E-mail: aubrecht@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with short-circuit tests of low voltage electrical devices. In the first part of this paper, there are described basic types of short- circuit tests and their principles. Direct and indirect (synthetic) tests with more details are described in the second part. Each test and principles are explained separately. Oscilogram is obtained from short-circuit tests of circuit breakers at laboratory. The aim of this research work is to propose a test circuit for performing indirect test.

Keywords: short- circuit test, electrical devices, Joule integral

1. INTRODUCTION

Each electrical device which performs any function must pass through certification. There are tests of product to verify the technical parameters specified by the manufacturer. Circuit breakers are switching devices, which can interrupt the electrical circuit automatically. They are used for protection of the circuits and the equipment against overcurrents and short-circuits. The conditions of circuit breakers tests are defined by EN 608908-1 standard. The type test of circuit breakers is defined in this standard. It includes a large number of different tests. The most important of them are short-circuit tests, tests of tripping characteristic, tests of electrical and mechanical life and tests of power loss. Short-circuit tests are used for verification of circuit breaker ability to limit the size of current which is set at testing circuit. Circuit breaker must pass the requirements. The breaking capacity is verified by short- circuit test. According to the standard nominal current determines maximal amount of energy (Joule integral I²t). The values of Joule integral for other ranges of nominal currents were recently expanded. This fact is a due to customers who require strict criteria for circuit breakers. Values of the Joule integral are mentioned in EN 60898-1 standard.

2. TESTS CLASSIFICATION

There are several ways how we can test breaking capacity of circuit breakers. In general, we can divide the tests as follows:

- Direct tests
- Indirect tests

Each test of circuit breaker has its own sequence of operations. The following symbols are used for operation:

- O operation of opening
- CO operation of closing followed by automatic opening
- t time interval between two consecutive operations which must take 3 minutes or longer in a given switching

The operating short-circuit capacity Ics and the nominal capacity of the I_{CN} are the most checked quantities. Low voltage electrical equipment in the standard value of the nominal short-circuit resistance 10 kA is currently on the market. Circuit breakers of other values are also available.

2.1. DIRECT TESTS

We can divide direct tests into tests in the testing laboratory and in the electric network. Tests are implemented in the certified testing centres.

The certified testing centres for short-circuit tests are directly aimed for testing of these products. It is possible to test electrical devices there such as circuit breakers, residual current circuit breakers, cam switches etc. The value of short-circuit current which the testing centre can generate is of order of tens of kA. Thanks to these centres we can simulate conditions of short-circuit occurred in electrical networks. The testing centres can set up the values of voltage, currents, frequencies, which are necessary for testing of electrical devices.

During the direct test in electrical network the products are tested under the conditions which occur during real situation. The number of tests and timetable are limited. Testing is implemented at the time, when electrical network is not fully loaded for example during a night time. At that time there are not high demands for electrical network.

2.2. INDIRECT TESTS

As testing the breaking capacity of circuit breakers in certified laboratories requires substantial funding, companies are looking for other alternatives. One of the alternative is to have own testing laboratory where electrical devices can be tested. The most often solution is the equivalent circuit with used capacitor battery. We are trying to achieve same continuance through this equivalent circuit as during direct test.

Synthetic circuit is a serial resonant RLC circuit, which is in Figure 1. In the Figure 1, there are a simplified electrical scheme of synthetic circuit and scheme of circuit during transient activity. Elements R_1 and L_1 represent resistivity and inductance of coil, C represents capacity of battery, L_s and R_s testing object (circuit breaker). Before connecting the contactor, the capacity is charged to the initial voltage U_0 . After connecting the contactor transient phenomenon occurs. Capacity and inductance are calculated to achieve testing half-wave close to resonant frequency 50 Hz.



Figure 1: Electrical scheme of circuit and transient phenomenon of the circuit

RLC circuit can be characterized by the following equations

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i.dt = 0 \tag{1}$$

where equation (1) represents systems of the second order

$$i = C \frac{du_C}{dt} \tag{2}$$

Equation (2) expresses current of the capacitor

$$LC\frac{d^2u_c}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{du_c}{dt} + \frac{1}{LC}u_c = 0$$
(3)

Substituting equation (2) to (1) we can get equation (3)

$$L\frac{d^2i}{dt^2} + R\frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = 0$$
⁽⁴⁾

Current i is expressed by equation (4).

$$i(t) = \frac{U}{L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}} \cdot e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot \sin\left[\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \cdot t\right]$$
(5)

Equation (5) is expression of current after editing and Laplace transformation to the time range.

3. PROPOSAL OF TESTING DEVICE

From the description of the synthetic circuit we have found out, that stored energy in capacity is fully moved to inductance during transient phenomenon. The circuit breaker limits amount of energy by its function. Current flowing through the inductance considering the resistance is calculated:

$$I_{SKR} = \frac{U}{Z} = \frac{U}{R + j\omega L}$$
(6)

where I_{SKR} is the inductance current, U is voltage of capacitor battery, Z is impedance. Neglecting the resistance R, the current of inductance is calculated according to the equation (7):

$$I_{SKR} = \frac{U}{\omega L} \tag{7}$$

Inductance is expressed from equation (7) and we get equation (8):

$$L = \frac{U}{\omega \cdot I_{SKR}} \tag{8}$$

Because it is a resonant circuit, the equation (9) is applied for calculation of resonant frequency:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \tag{9}$$

where f_r is the resonant frequency of the circuit, C is capacity of battery and L is the coil inductance. From equation (9) we express capacity C and we calculate it as follow:

$$C = \frac{1}{\left(2\pi \cdot f_r\right)^2} \cdot L \tag{10}$$

Construction proposal of the synthetic circuit has the following parts:

- Coil, Capacitor battery
- Charging device for the capacitor battery (charging resistance)
- Contactor

The coil is formed by winding the appropriate number of turns. The capacitor battery consists of parallel connection of the capacitors. Charging device has a power and a control part. The power

part consists of rectifier, charging resistance and sources of stabilized voltages. The control part of charging device consists of D/A convertor with comparator and differential amplifier. One phase half controlled bridge was suggested as a rectifier which is connected to alternate network by switch.

The charging resistance is created by a serial connection of the wire-wound power resistors. We get a power in kW through serial connection. Sources of the stabilized voltages voltage $\pm 15V$ and $\pm 5V$ are used for the work of integrated circuits. The electrical scheme of rectifier and charging resistance are in the Fig. 2.

The contactor is an individual part of the synthetic circuit. To achieve similar conditions according to the related standard we choose category AC-3 and AC-4 for realization indirect tests. The contactor allows us to quickly switch synthetic circuit through its auxiliary contacts. Two buttons with their own power supply are used for controlling the auxiliary contacts.

D/A convertor is used to set numerical information of the binary number through 8-bit input. Reference voltage for D/A convertor is obtained through the REF01 voltage reference. Binary number consists of eight bits which are set through DIP switch. Output of the convertor is unipolar with voltage between 0 to 10 V. Current output of converter is connected to operational amplifier.

The operational amplifier INA105 connected as a differential amplifier verifies voltage of the capacitor battery. Integrated circuit is used for finding the value of voltage in range 0-10 V. The convertor offers output voltage between 0 to 10 V. To achieve required voltage between 0 to 10 V, the resistors with value of electrical resistivity of 975 k Ω are used. The voltage comparator LM 311N is used for comparing reference voltage and voltage of the capacitor battery. Output of the comparator is connected to input contacts of the relay coil. If there is a different voltage on the comparator, relay is going to switch on and capacitor battery will be charged.

Integrated circuit ICL7107 is used for displaying value of the voltage . General scheme of voltmeter is changed to achieve required voltage of 400 V. Voltmeter consists of two parts.



Figure 2: Electrical scheme of the power part

4. OSCILLOGRAMS OF THE SHORT-CIRCUIT TESTS

We can see course of indirect test of the circuit breaker in Fig. 3. We divide the waveform of the electrical arc to 3 time intervals on the oscillogram.

t_r – time interval from reaction of the magnetic trip to reaction of the circuit breaker kinematics

 t_{ko} - time interval, where electrical arc is transferred from the space of contacts to the arc chamber

 t_{vvp} - time interval, where electrical arc burns and extinguishes in the arc chamber

 I_{max} - maximal value of the short-circuit current, I^2 t- value of the Joule integral

 $U_{ob}\xspace$ - value of the arc voltage, $t_0\xspace$ - time, when short-circuit test starts

An electric arc is formed during the opening contacts when the breaker passes from conducting to non-conducting state. The condition for extinguishing of the arc is to prevail deionization processes over ionization processes. Decreasing of the current by time can be achieved by increasing arc resistance. The arc resistance increases in the arc chamber where it is extended on the plates of chamber. The arc will be extinguished when the short-circuit current reaches zero.



Figure 3: Indirect test on the capacitor battery

5. CONCLUSION

It is an appropriate way to verify electrical devices in the testing laboratory thanks to easy possibility to set-up the parameters,. Direct tests in electrical network offer new solutions. The factories are building own laboratories in order to quickly resolve issues of development ,. Technology solutions with usage of equivalent circuit for indirect tests are cheaper. The comparison of the direct and indirect test for the same current and voltage is following. The testing circuit in the laboratory is set up by reciprocal connection of the inductances and the resistances. Power factor is set according to the short-circuit current. The testing circuit for indirect test is set by voltage value. It is possible to test only in the one phase circuit and in angle 0°. We achieve very similar continuances of the current and the voltage but the indirect test is influenced by decreasing voltage of the capacitor battery during the test. The benefit of my research is the proposal of the test circuit for performing indirect test.

ACKNOWLEDGEMENT

Author gratefully acknowledges financial support from Ministry of Education, Youth and Sport of the Czech Republic under project No. FEKT-S-14-2342.

REFERENCES

- [1] CHOROVSKÝ, Peter. Skratové skúšky ističov. Košice, 2010. 60 s. Diplomová práca. TECHNICKÁ UNIVERZITA KOŠICE
- [2] HAVELKA, O. a kol.: Elektrické přístroje. Praha: SNTL, 1985. 436 s.
- [3] HÜTTNER, Ľ.: Elektrické prístroje. Bratislava: Vydavateľstvo STU , 2007. 160 s. ISBN 978-80-227-2598-9

DETECTION OF ECCENTICITY AND BROKEN ROTOR BAR FAULTS BY MEANS OF MONITORING OF CURRENT AND MAGNETIC FLUX DENSITY SPECTRUMS

Ielyzaveta Ishkova

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xishko00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Vítek

E-mail: viteko@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper, faults detection and classification using motor current signature analysis (MCSA) and monitoring of magnetic flux density in air-gap of the machine is presented. A series of simulations using the models of three phase cage induction motor performed in different fault condition, such as static, dynamic and mixed eccentricity and broken rotor bars. Designed models were implemented with the help of finite element method to provide data that makes it possible to diagnose presence of any type of fault, as well as to analyze obtained and calculated results. Models were designed on the basis of characteristics and parameters of real motor. The results are illustrated in the form of graphs that makes visible illustration for effectiveness of the used diagnosis method.

Keywords: air-gap eccentricity, broken rotor bar, faults, induction motor, motor current signature analysis, harmonics, principal spot harmonics, characteristic frequencies, magnetic flux density

1. INTRODUCTION

Rotating electrical machines may be characterized by high importance for different industries in the whole world. Since the time of the first application they have become crucial for any industrial system in a wide range of power, starting from a few watts and up to several megawatts.

Early detection of incipient faults and their correct diagnosis allow avoiding harmful and wrecking outcome, and preventing losses on the financial side [2].

A significant part of the faults in induction machines is the eccentricity ones. Machine eccentricity is characterized by unequal air-gap that exists between the stator and rotor. In the case when eccentricity enlarges, unbalanced radial forces that also can be known as unbalanced magnetic pull or UMP, can cause stator to rotor rub. There exist two types of air-gap eccentricity: the static air-gap eccentricity and the dynamic one. On practice both static and dynamic eccentricities tend to coexist. An inherent level of static eccentricity exists even in newly manufactured machines due to manufacturing and assembly method [3]. A steady unbalanced magnetic pull (UMP) in one direction can be result of this. During the operation, this may lead to bent rotor shaft, bearing wear and tear etc, and can also result in some degree of dynamic eccentricity. In the case when these effects are not detected on early stage they can lead to rotor hub which in turn will cause major breakdown of the machine.

In the paper electrical condition monitoring using MCSA is chosen. As well as the current signal, the magnetic flux density in the air-gap were also examined.

2. FAULT EFFECT ON FREQUENCY SPECTRUM

2.1. AIR-GAP ECCENTRICITY

There exist two methods for the detection of air-gap eccentricity. In most cases it may be detected with the help of certain high frequency components in the stator line current. The first method allows to monitor behavior of the current at the sidebands of the slot frequencies. The sideband frequencies associated with an eccentricity are [1]

$$f_{slot+ecc} = f_s \left[(kR \pm n_d) \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm n_{\omega} \right]$$
(1)

where $n_d = 0$ in case of static eccentricity, and $n_d = 1,2,3...$ in case of dynamic eccentricity (n_d is known as eccentricity order), f_s is the fundamental supply frequency, R is the number of rotor slots, s is the slip, p is the number of pole pairs, k is any integer, and n_{ω} is the order of stator time harmonics that are present in the power supply driving the motor ($n_{\omega} = 1,3,5$, etc).

The second method is based on the monitoring of the behavior of the current at the sidebands of the supply frequency and its odd multiples. These frequencies of interest are given by

$$f_{ecc} = k_1 \cdot f_s \pm m \cdot f_s \cdot \left(\frac{1-s}{p}\right)$$
(2)

where $m = 1,2,3 ..., k_1 = 1,5,7...$ Theoretically, frequencies multiple by 3 should not be present in the spectrums, but due to asymmetry of the machine and non-linearity of materials they can exit. Due to this method the knowledge of the construction of the machine is not required.

2.2. BROKEN ROTOR BARS

The broken rotor bar frequencies in the motor current are given by

$$f_{brb} = (1 \pm 2s) f_s . (3)$$

3. MODELING AND SIMULATION RESULTS

The models of induction machine were prepared for two types of faults: air-gap eccentricity and broken rotor bars. The modeling of these effects allows investigation of its effect on the origination of characteristic frequencies and slot harmonics in the current spectrums and spectrums of magnetic flux.

Using finite element method there was implemented seven motor models that have been created based on the characteristics of a real induction motor. The time step used for all simulations is 0.0001 s. There are one healthy and three faulty models. Two models have different types of eccentricities – 20% dynamic eccentricity and mixed ($\varepsilon_s = 20\%$ and $\varepsilon_d = 20\%$), and the last model has two broken rotor bars. The real motor is three-phase, four-pole, 400 V, 50 Hz, 1.1 kW squirrel-cage induction motor, that have 36 stator and 28 rotor slots. Modeling and FFT computation were carried out with the help of ANSYS Maxwell and MatLab software. All four motors have been simulated with operating speed 1440 rpm. This speed implies a slip *s* = 0.04.

3.1. SIMULATION OF ECCENTRICITY-RELATED FAULTS

Machine eccentricity is characterized by unequal air-gap that occurs between the stator and rotor. Presence of this type of fault may result in a damage of the stator and rotor. Making the simulation

and analyzing the obtained results, first of all it is needed to obtain eccentricity-related harmonics, based on (2). In this case m = 1, s = 0.04, p = 2. The resulting characteristic frequencies are 26, 74, 226, 274, 326, 374 Hz, etc.

Figure 1 shows the spectrums of current and magnetic flux density in the air-gap of the healthy machine. On Figure 1 (a) fundamental frequencies are pointed with markers. Figure 2 shows spectrums of current (a) and magnetic flux density in air-gap (b) of the machine having 20% of pure dynamic eccentricity. Spectrums of the machine with mixed eccentricity (20% static and 20% dynamic) are shown on Figure 3. Calculated by (2) characteristic and fundamental frequencies are pointed with the markers.

In these graphs it is clearly seen that characteristic frequencies that are located around fundamental frequencies have different amplitudes. It allows to recognize presence of faults in the machine. In all spectrums the peaks that are located at the frequencies of 622 Hz and 722 Hz may be recognized as a principle slot harmonics. Considering their origination in all machine models, it can be seen that the harmonic of 622 Hz is almost the same in the healthy machine as well as in the models with faults. Origination of this principle slot harmonic may be caused by slotting of the machine. Considering the spectrums of magnetic flux density in the air-gap, presence of the third harmonic that corresponds to frequency 150 Hz may be clearly seen. In the case of current spectrum this amplitude is very low due to symmetrical Y-connection of windings. The harmonic related to frequency 722 Hz in current spectrum increase with the severity of the fault, but in spectrum of magnetic flux density it is almost the same.

In the case of spectrum of magnetic flux density in the air-gap of the machine, the characteristic fequencies and sidebands around fundamental harmonics are also visible.



Figure 1: Current spectrum (a) and spectrum of magnetic flux density (b) of healthy motor.



Figure 2: Spectrums of current (a) and magnetic flux density in the air-gap (b) of motor with 20% dynamic eccentricity.



Figure 3: Spectums of current (a) and magnetic flux density in the air-gap (b) of the motor with 20% static and 20 % dynamic eccentricity.

Considering and comparing obtained data from the current spectrum and spectrum of magnetic flux density in the air-gap of motor with pure dynamic eccentricity that are presented on Figure 2(a) and Figure 2(b), it is clearly seen that in the case of current spectrum, calculated characteristic frequencies are not visible. And vise versa, spectrum of magnetic flux density shows clear image of presence of this type of frequencies, especially around first harmonic (frequencies 26 Hz and 74 Hz). Examination of other comparison of these two type of spectrums on the example of presented figures shows that the amplitudes of the characteristic frequencies are much more higher that in the current spectrum. Hence, diagnosis of spectrum of magnetic flux in some cases may be more useful than the current one, but it is difficult in implementation.

3.2. SIMULATION OF BROKEN ROTOR BARS RELATED FAULTS

Considering the motor with two broken rotor bars, its characteristic frequencies are obtained due to (3). In this case the frequencies are 46, 54, 246, 254, 346, 354 Hz, etc. Figure 4 (a) shows current spectrum of machine with two broken rotor bars with pointed obtained characteristic and fundamental frequencies. Figure 4 (b) shows spectrum of the magnetic flux density in air-gap of this machine.



Figure 4: Spectrums of current (a) and magnetic flux density in the air-gap (b) of motor with broken rotor bars.

The model with two broken rotor bars was examined for the presence of eccentricity-related harmonics in the spectrum of magnetic flux density that is shown on Figure 4 (b). This checkup allows to see that the flux in the spectrum of machine with two broken rotor bars contains also the eccentricity-related harmonics. It may be clearly seen in Figure 4 (b). Due to these results it is seen that there can be difficulties in the detection and diagnosis of these two faults.

As well as model with broken rotor bars, the models having eccentricity related faults were examined for the presence of frequencies that are characteristic for the motor with broken rotor bars. It was obtained that characteristic frequencies related to broken rotor bars are not influenced by the eccentricity.

4. CONCLUSION

In this paper the effects of motor eccentricity and broken rotor bars on the generation of characteristic frequencies and principal slot harmonics were investigated. The research was focused on MCSA and monitoring of magnetic flux density in the air-gap. It was carried out using ANSYS Maxwell and MatLab software. It was demonstrated that presence of the listed above faults results in the origination of the characteristic frequencies located around fundamental ones as well as rise of the principal slot harmonics. It is shown that spectrums of model with broken rotor bars contain frequencies related to eccentricity faults that creates the difficulties in recognition of these two faults. In the case of spectrum of magnetic flux density this problem is more significant. But in the case of the checkup of broken rotor bar related frequencies, it is seen that the spectrums of models that have eccentricity faults do not contain frequencies that are characteristic for broken rotor bar fault. Presented figures allows to see that diagnosis of magnetic flux density is useful in the case of monitoring the dynamic eccentricity. But it should be mentioned that this type of diagnosis is more difficult from the viewpoint of implementation.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210).

REFERENCES

- [1] M.E. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 47, no. 5, pp.984-993, Oct. 2000J. Clerk Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp.68-73.
- [2] Vimlesh Verma, Chandan Chakraborty, "Improving the Performance of Speed Sensorless Induction Motor Drive with Rotor Broken Bar Failure by Stator Current Signature Analysis," Industrial Electronics (ISIE), IEEE 23rd International Symposium on, pp.830-835, 2014.
- [3] Subhasis Nandi, Raj Mohan Bharadwaj, Hamid A. Toliyat, "Mixed Eccentricity in Three Phase Induction Machines: Analysis, Simulation and Experiments", IEEE Industry Applications Cofrence, 37th IAS Annual Meeting, vol. 3, pp. 1525-1532, 2002.

ANALYSIS OF HIGH SPEED SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTOR WITH INFLUENCE OF RIVETING

Jiří Klíma

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xklima14@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Ondřej Vítek

E-mail: viteko@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with analyzing of high speed squirrel cage induction motor and the influence of riveting stator stack. The model of high speed induction motor was made in ANSYS Maxwell software in accordance with provided design documentation. Test bench was used to experimentally verify the results. The difference between measurement and simulation are explored. Distribution of the losses and its individual portion are discussed at the end. Stator sheets are riveted and influence of rivets will be subject of the interest.

Keywords: high-speed induction motor, test bench, finite element method, riveting

1. INTRODUCTION

It is well-known that the output power of the rotating machines is proportional to rotating speed. Frequency converter are used to provide variable speed by variable input frequency. The ratio between size of the machines and the output power can be changed by angular speed. High speed induction machines (IM) has been investigated due to small size and good dynamic performance [1]. The high speed IM are nowadays used as drives in compressor, vacuum pump, spindles, turbine generator [1] [2] [3] and in some cases even in automotive industry.

Two concept of high speed IM are used. The first includes using of solid rotor. Solid rotor can resist mechanical stress and according to [2], the circumferential speed can reach up to 460 m/s. However, the electromagnetic properties tends to be very poor even with features modification (axially slitted rotor, copper coated rotor). The second option is classical lamination rotor with squirrel cage. High speed IM with appropriate squirrel cage can reach circumferential speed up to 200 m/s, see in [2]. Our test motor with squirrel cage has a circumferential speed of 40 m/s.

Due to high input frequency from laboratory supply, the analysis of power loss made by hysteresis and eddy current become very important. Hysteresis loss are caused by alternating magnetization of stator sheets. Hysteresis curve for supply frequency is required for correct computation of the losses. Due to a great variety of supply frequency, it is almost impossible to find a single expression for total loss of stator sheet. In practice, we are satisfied with data from the manufacturer, although this data can be inaccurate by manufacturing process or for frequency domain incomplete, see [7].

Data provided from manufacturer is not fully take into account the manufacturing process. The cutting and punching of steel sheets have significant influence on sheets material properties. It was shown in [4] [6] that cutting and punching introduce material stress and thus the electric losses in the sheets will increase. Furthermore, the stacking process has significant role too. There are several methods how to assemble lamination sheets into a stator core. Welding process destroys insulation between lamination sheets and cause short circuit and lead to extra eddy current losses. The welds have to be keep out main flux path to minimize shorting. Riveting process is more economical and reliable method how to assembly stator core but it requires punching small holes [5].

2. FINITE ELEMENT MODEL OF HIGH SPEED MOTOR

Model has been simulated in ANSYS Maxwell software package. Geometry, material, mesh and boundary condition was created in pre-processor. The sheet for stator and rotor with indication M700-50A was used in simulation. The BH curve of the sheet was defined from B = 0.2 T to B = 1.5 T. This range was not satisfactory, therefore the BH curve was extrapolated up to B = 1.9 T. Steel with indication 1008 and conductivity of $\sigma = 22$ MS/m was used for shaft.

Mesh and sampling time are very important aspects. Mesh and sampling time have to be in balance between computing time and accuracy. Motor is supply by frequency of f = 330 Hz. Our sampling time, to provide sufficient results, was set to be $T_s = 30 \ \mu s$. The sampling time was set intentionally to make more than N = 100 samples during one period. The number of samples is deemed as sufficient. The whole finite element model of motor is shown in Fig.1.



Figure 1: Distribution of magnetic flux density in test motor with all four rivets

3. PARAMETERS OF RIVETS

Test motor was after no-load test disassembled and resistivity between rivets and rivets itself were measured. Isolations in rivets ending were ruined and several measurements of resistance $R_n = 24.42 \ \mu\Omega$ between each rivets was taken. Then all four rivets, who hold stator stack together, were removed. To obtain electrical resistance R_r of one rivet, one piece of rivet was measured several times and average value was recalculated to the length of stator stack. Relative resistance ρ_r can be calculated where resistance R_r , area S_r and length of stator stack l_{Fe} are known. Relative conductivity σ_r of one rivet is then inverted value.

$$\rho_{\rm r} = \frac{R_{\rm r} \cdot S_{\rm r}}{l_{\rm Fe}} = \frac{0.486 \cdot 10^{-3} \cdot 12.56 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-3}} = 1.206 \cdot 10^{-7} \,\,\Omega \cdot {\rm m} \tag{1}$$

$$\sigma_{\rm r} = \frac{1}{\rho} = \frac{1}{1.206 \cdot 10^{-7}} = 829352442 \,\,{\rm S/m} \tag{2}$$

It can be assume, that all four resistance R_r of rivets are the same. The true value of resistance between rivets R_x is needed to be calculated. Measurement between two rivets did take into account the other parallel path as it can be seen from Fig. 2. To obtain electric resistivity between two rivets, the electric circuit in Fig.2 has been solved. The value of resistance $R_x = 64.5 \text{ m}\Omega$ in circuit in Fig.2 was changed until the resistance calculated from V-meter and A-meter shown a measured value $R_n = 24.42 \ \mu\Omega$ from measurement.



Figure 2: Electric circuit of four rivets

4. TEST BENCH

Test bench was used, as it can be seen in Fig.3, to experimentally verify data from simulation. Our laboratory space was equipped with proper devices. Motor was fed from laboratory power supply AMETEK 5001iX with very low harmonic distortion. The input power, voltages, currents and power factor were measured by YOKOGAWA WT 1800. Torque and velocity was measured by torque sensor TORQUEMASTER. The stator sheets are riveted. It can be seen from Fig. 1 that stator sheets have several drills for rivets. The influence of the riveting is subject of interest. Motor was measured under no-load condition with and without rivets.



Figure 3: Motor coupled with dynamometer

To obtain mechanical and core loss of the motor, the no-load test was used. Motor was supplied from special laboratory source with very low total harmonic distortion. Supply frequency is f=330 Hz. Data obtain from no-load measurement is in table 1 and 2. P_c represent core losses, P_0 is input power, P_m mechanical loss by ventilation and friction, P_j is joule loss in stator winding, U_0 is input phase voltage and I_0 is input current.

U_0	I_0	Pj	P _m	P_0	P _c
[V]	[A]	[W]	[W]	[W]	[W]
95.04	3.18	15.69	97.05	225.00	110.5

 Table 1: Data obtain from no-load measurement with rivets

U ₀	I ₀	Pj	P _m	P_0	P _c
[V]	[A]	[W]	[W]	[W]	[W]
95.03	3.218	15.06	102.38	231.8	112.36

Table 2: Data from no-load measurement without rivets

Test motor was measured under load condition too. There were several measurement with variable output torque M_z . One point from measuring, with output torque $M_z = 0.39$ Nm, was taken and it served to compare measured data with simulation. The results can be seen in table. 3. Losses were distributed in accordance to ČSN EN 60034-2.

5. RESULTS

Quantity	Measurement	Simulation of	Unit	
Quantity	Weasurement	Rivets	No-rivets	Ont
Mechanical speed	19572.3	19572.3	19572.3	[rpm]
Line voltages	180 (*)	165	165	[V]
Line Forages	165 (**)	100	100	[']
Stator current	5.453	4.948	4.941	[A]
Input power	1164.5	1116.96	1116.47	[W]
Winding loss	46.18	37.9	37.9	[W]
Rotor loss and rivets	11.29	22.3	22	[W]
Core loss	107.73	105.31	105.24	[W]
Mechanical loss	97.05	97.05	97.05	[W]
Total loss	365.3	280.21	280.23	[W]
Output power	799.2	836.75	836.24	[W]
Output torque	0.39	0.408	0.408	[Nm]
Residual losses	103.05	17.65	18.04	[W]

*) **) the rms value of the supply voltage spectrum

the rms value of the first harmonic of supply voltage

Table 3: Comparison of measurement with fem model with and without rivets

Power loss of one rivet P_{rivet} with length related to stator stack has been calculated in field calculator in ANSYS Maxwell from expression (3) and (4):

$$p_{rivet}(t = 44 \,\mathrm{ms}) = l_{\mathrm{Fe}} \cdot \int \overline{E} \cdot \overline{J} \, dV = l_{\mathrm{Fe}} \cdot \int \frac{\overline{J} \cdot \overline{J}}{\sigma_{\mathrm{r}}} \, dV = 0.0483 \,\mathrm{W} \tag{3}$$

$$P_{rivet} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t}^{t+T} p_{rivet}(t) \cdot dt = 0.0309 \,\mathrm{W}$$

$$\tag{4}$$

Where \overline{J} is current density, \overline{E} is electric field strength, l_{Fe} is length of stator stack, ρ_{r} is electric conductivity of one rivet and T is time of one period.

6. CONCLUSION

This paper deals with analysis of high speed squirrel cage induction motor. Test motor was tested on bench to experimentally verify the results. In first comparison, motor was supplied from laboratory source. The major divergence between calculated and measured results are because of input power. It can be seen, from table II, that measured input power is higher than input power from simulation. The difference can be composed of several aspects. One aspect can be made by inaccuracy of measurement.

Motor is supplied by frequency of f_s =330 Hz and thus even a small difference between the real value of torque and measured one can make a different value of the output power. Another portion of

loss are made by friction in coupler between motor and dynamometer and finally the input voltage in measurement contain higher harmonics. The difference in rms value between voltage spectrum and voltage first harmonic is 15V.

In second comparison, the simulations with and without rivets were performed. Mechanical loss was taken from no-load measurement and it was steady value for all three simulations. Output torque was obtained as a difference between calculated inner torque by Maxwell and torque of mechanical loss. It can be seen from table 3. that distribution of losses are almost identical. The losses in rivets are computed by solid loss computation in ANSYS Maxwell where Maxwell integrate current density square over the volume of rivets. The difference between riveting and not-riveting state is minimal and therefore field calculator was used to confirm and refine the results. Results have shown that power losses in rivets are very small and have minimal influence.

No-load measurement described in chapter 4. was performed and it can be seen from the results that differences were especially in mechanical losses and core losses. Mechanical losses increase after first no-load test with rivets because of disassembling and assembling of the motor. Core loss in non-riveting state is slightly higher than with rivets. Rivets were not removed according the plan. Rivets were drilled out and therefore exist the possibility that isolation between sheets can be ruined. Difference between measured and simulated core loss (see table 3) is mainly because of manufacturing process.

ACKNOWLEDGMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210)

REFERENCE

- H. Zhou and F-X. Wang, "Comparative study on high speed induction machine with different rotor structures," in Proc. Int. Conf. Elect. Machines Syst., Seoul, Korea, Oct. 8–11, 2007, pp. 1009–1012
- [2] J. HUPPUNEN, *High-speed solid-rotor induction machine: electromagnetic calculation and design*. Lappeenranta: Lappeenrannan Teknillinen Yliopisto, 2004. ISBN 95-176-4981-9.
- [3] Lähteenmäki Jussi, *Design and Voltage Supply of High-Speed Induction Machines*, Dissertation for the degree of Doctor of Science, Helsinky University of Technology, Finnish Academies of Technology 2002
- [4] Hilinski, E.J.; Johnston, G.H., "Annealing of electrical steel," *Electric Drives Production Conference (EDPC), 2014 4th International*, vol., no., pp.1,7, Sept. 30 2014-Oct. 1 2014
- [5] TONG, Wei. Mechanical Design of Electric Motors. CRC Press, 2015. ISBN 9781420091441.
- [6] Krings, A.; Nategh, S.; Wallmark, O.; Soulard, J., "Influence of the welding process on the magnetic properties of a slot-less permanent magnet synchronous machine stator core,"*Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, vol., no., pp.1333,1338, 2-5 Sept. 2012
- [7] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [8] Maxwell 2D Online Help; ANSYS Inc, 628p.

1200 WATT FLYBACK SWITCHING POWER SUPPLY WITH SILICON CARBIDE SEMICONDUCTORS

Jan Martiš

Doctoral Degree Programme (1), FEEC BUT E-mail: xmart54@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Vorel

E-mail: vorel@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper shows how a recent advancement in power semiconductor technology and some improvements can allow the flyback switching power supply to operate effectively at high output powers. The switching frequency can be increased, which allows for a more effective output filter design and a smaller transformer. A basic design example of a 1200 watt power supply power part is presented.

Keywords: flyback converter, high frequency, silicon carbide semiconductor, output filter, power supply design

1. INTRODUCTION

The flyback converter is a simple switching power supply topology, which, unlike the forward converter, does not require an output inductor. In the flyback converter, the transformer itself works as an inductor at the same time. This makes it possible to construct a power supply with smaller dimensions and even higher efficiency than a forward converter. However, because of some practical limitations (as will be discussed later), the flyback topology is rarely used with output powers over a few hundred Watts – a forward converter is used instead.

With recent advancements in semiconductor technology, it becomes practical to construct a high power flyback converter switching power supply. The focus of this paper is to show how these new semiconductors, especially Silicon Carbide (SiC) MOSFETs and diodes, allow us to realize a simple, high power and efficient flyback power supply.

2. SILICON CARBIDE SEMICONDUCTORS IN A FLYBACK CONVERTER

In the simplest variant, the flyback converter uses a single-switch topology. The problem of this topology is that the transistor switch needs to have a high breakdown voltage, because in addition to the input DC-link voltage, it also "sees" the reflected voltage from the secondary winding. This means that for a 230 V~ mains, at least 800 V rated transistor must be used. IGBT transistors are commonly available with a voltage rating of 1200 V and they can switch high currents. However they are too slow for the construction of an efficient flyback converter - so MOSFETs must be used instead. However, MOSFETs with such voltage ratings have high ON-state resistance, which means they would dissipate too much power in a high-power application.

In recent years, a new type of MOSFETs emerged – the Silicon Carbide (SiC) MOSFETs. These transistors combine a high breakdown voltage (usually 1200 V) with low ON-state resistance (much below 1 Ω , usually around 0.1 Ω) and very high switching speeds at the same time. These new transistors are perfectly suited for a construction of a simple and high power flyback converter.

These SiC MOSFETs are made by different manufacturers, but Cree is the biggest one. Take for example the recently released part C2M0025120D in the standard TO-247 package. This part com-

bines a breakdown voltage of 1200 V with ON-state resistance of 0.025 Ω (!) and a continuous drain current of 60 A @ 100 °C. The turn-on and turn-off times are around 50 ns.

3. OTHER LIMITATIONS OF A FLYBACK CONVERTER AND HOW TO SOLVE THEM

One of the biggest problems of a flyback power supply is the pulsed output current after the secondary rectifier – see Figure 1.



Figure 1: Basic flyback converter current waveforms.

This pulsed current puts large stress on the output filter capacitor (large rms current). In comparison, in the forward converter, the output current is continuous with just a small ripple, so a much smaller output capacitor can be used.

However, with the help of fast SiC semiconductors, we can increase the switching frequency greatly above 100 kHz even for high output powers. The increased frequency results in a lower required capacitance of the output filter capacitor (for the same voltage ripple). This then allows us to use film capacitors, which offer only relatively small capacitances, but they withstand much larger currents than their electrolytic counterparts. To further smooth the output voltage, an additional LC filter after the main output capacitor can be used. This filter requires only a very small inductor, which takes up much less space and dissipates much less power than the output inductor for a forward converter. This additional filter also allows us to choose a larger voltage ripple (up to 5-10%) on the main (first) filter capacitor, which further decreases the required capacitance. See Figure 2.



Figure 2: A CLC output filter.

A common belief is that the transformer for a flyback converter comes out much larger than for a forward converter for the same output power. However, as will be shown further, with proper design and with the help of a high switching frequency, the transformer can be made relatively small even for high output powers (*ETD4917* core, with top dimensions of 49 x 17 mm, for a 1200-Watt power supply).

4. DESIGN EXAMPLE OF A 1.2 KW POWER SUPPLY

For the purpose of verifying the concept, an experimental 1200-Watt power supply has been designed and built.

Selected parameters of the power supply are following:

- DC-link voltage $V_{bus} = 300$ Vdc (for rectified 230 Vac single-phase mains)
- Output voltage: $V_{out} = 60 \text{ Vdc}$
- Output current: $I_{out} = 20 \text{ A}$
- Switching frequency: $f_{sw} = 160 \text{ kHz}$

4.1. POWER TRANSFORMER DESIGN

For the power transformer, the ETD 4917 core was selected. A two-part core must be used, because an air gap in the core is required. This core has the following parameters [1]:

- Core area: $A_e = 211 \text{ mm}^2$
- Area available for winding: approximately 264 mm²



Figure 3: ETD core and bobbin.

For such high switching frequency (160 kHz), the flux density ripple ΔB in a ferrite core must be only around 0.15 T, however a maximum operational flux density $B_{max} = 0.3$ T still can be used, which means the core will be "biased" into continuous-flux operation. The advantage of this operation is that the rms currents through windings are decreased.

The maximum primary duty cycle is 0.5 (see further for the converter topology), so a duty cycle of 0.33 will be selected to allow some headroom for regulation. Then we can move onto the calculations of the transformer windings.

The number of primary turns will be [2]:

$$N_1 = \frac{V_{bus} \cdot duty}{f_{sw} \cdot \Delta B \cdot A_e} = \frac{300 \cdot 0.33}{150000 \cdot 0.15 \cdot 211 \cdot 10^{-6}} = 20.85 \sim 21$$
(1)

The primary winding rms current will be approximately:

$$I_{1,rms} = \frac{P}{V_{bus}} \cdot \frac{1}{\sqrt{duty}} = \frac{1200}{300} \cdot \frac{1}{\sqrt{0.33}} \cong 7 \text{ A}$$
(2)

The primary winding wire cross-section, considering 4 A/mm² current density:

$$S_{Cu1} = \frac{I_{1,rms}}{4} \cdot \frac{7}{4} = 1.75 \,\mathrm{mm}^2 \tag{3}$$

The number of secondary turns will be:

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{V_{out}}{V_{bus}} \cdot \frac{1 - duty}{duty} = 21 \cdot \frac{60}{300} \cdot \frac{1 - 0.33}{0.33} = 8.53 \sim 9$$
(4)

The secondary winding rms current will be approximately:

$$I_{2,rms} = \frac{I_{out}}{\sqrt{1 - duty}} = \frac{20}{\sqrt{1 - 0.33}} = 24.4 \text{ A}$$
(5)

The secondary winding wire cross-section, considering 4 A/mm² current density:

$$S_{Cu2} = \frac{I_{2,rms}}{4} \cdot \frac{24.4}{4} = 6.1 \,\mathrm{mm}^2 \tag{6}$$

The total transformer winding copper area will be:

$$A_{Cu,tot} = N_1 \cdot S_{Cu1} + N_2 \cdot S_{Cu2} = 21 \cdot 1.75 + 9 \cdot 6.1 = 91.6 \,\mathrm{mm}^2 \tag{7}$$

The area available for winding is approximately 261 mm², so the winding will fit on the selected core. A HF-Litz wire must be used for the windings because of the high-frequency currents.

4.2. PRIMARY TRANSISTOR INVERTER

Because of the leakage inductance between primary and secondary winding, some form of snubber circuit must be used to prevent the inductive spikes from damaging the transistor.



Figure 4: Transformer leakage inductance (separated on the primary side).

For a high power inverter, the energy stored in the leakage inductance (see *Figure 4*) and the resulting power dissipation in a standard lossy snubber would be unacceptable. For this reason, we can use a lossless clamping snubber as shown in *Figure 5*. This kind of snubber limits the voltage on the collector of the transistor to $2V_{bus}$, which also means the maximum duty cycle is 0.5 otherwise the transformer would saturate. An additional "reset winding" on the transformer is required, however the current through this winding is small (corresponding only to the energy stored in the leakage inductance).



Figure 5: Lossless clamping snubber.

The rms current through the transistor switch is the same as the primary winding rms current – 7 A. The *C2M0160120D* Silicon Carbide MOSFET from Cree will suffice. This transistor has an ON-state resistance of 0.16 Ω and a continuous drain current of 12.5 A (a) 100 °C.

The free-wheeling diode also "sees" a voltage of $2x V_{bus}$. A SiC Schottky diode can be used.

4.3. SECONDARY FILTER

When the transistor is turned on, no current flows through the secondary winding and all of the output current is taken from the filter capacitor. From this and from the allowable voltage ripple, we can calculate the capacitance value. If we use a CLC filter, we can choose a relatively large voltage ripple on the first capacitor – we choose 5 % of the output voltage. From the basic capacitor differential equation, we can write the following:

$$C_1 = I_{out} \cdot \frac{\frac{1}{f_{sw}} \cdot duty}{V_{ripple}} = 20 \cdot \frac{\frac{1}{160000} \cdot 0.33}{60 \cdot 0.05} = 13.75 \,\mu\text{F}$$
(8)

We can use for example 3x 4.7 µF film capacitors in parallel.

If the resonant frequency of the following LC filter is 1/10 of the switching frequency, it will attenuate the voltage ripple by 100 times (second order filter). This will result in 0.05 % voltage ripple, which is perfectly acceptable. We choose $2x 4.7 \ \mu F$ film capacitors in parallel for the second capacitor. From the Thompson equation, the series inductance value then must be:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 16000^2 \cdot 9.6 \cdot 10^{-6}} = 10.3 \,\mu\text{H}$$
(9)

This is a small inductance value and can be realized on a small iron-powder core (for the required current).

5. CONCLUSION

Using the new Silicon Carbide semiconductor technology, it is possible to realize a high power, simple and physically small power supply using the flyback topology. The price of the SiC parts is still somewhat high, but it is going down rapidly. We can expect a widespread use of the SiC parts in the future.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210).

REFERENCES

- SEMIC.CZ. PRODUCT DATA APPROVAL SHEET [online]. [cit. 2015-03-24]. Available on <u>http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/3017/lj-etd4917-cf297-cf-82b217.pdf</u>.
- [2] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.

SIMULATION OF ROD EJECTION ACCIDENT BY PARCS CODE

Jitka Matejkova

Doctoral Degree Programme (2), FEEC BUT E-mail: xmatej50@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Katovsky

E-mail: katovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes reactor core model used for simulating REA. The model was designed in PARCS utilizing graphical interface SNAP. The data for model were given from benchmark NEACPR L-335. The PARCS model used integrated thermal hydraulic block for calculation. The results and solution is shown in the paper. Thermal hydraulic calculation can also be provided by external system code TRACE. The PARCS model is prepared to couple with TRACE model for giving more accurate calculation.

Keywords: PARCS, coupling, model

1. INTRODUCTION

The rod ejection accident (REA) is the design basis accident in pressurize water reactor. It is assumed a mechanical failure of the control rod drive mechanism housing that causes control rod assembly ejection from the reactor core in approximately 0.1 s. Analyses of the accident is necessary for getting license to operate nuclear power plant.

Safety analyses are carried by several codes, which are usually developed by a university, operator of nuclear power plant and regulator. The U. S. Nuclear Regulatory Commission (NRC) in collaboration with universities developed some of them. Neutron kinetic code of NRC is Purdue Advanced Reactor Core Simulator (PARCS). The TRAC/RELAP Advanced Computational Engine (TRACE) is thermal-hydraulic code.

In this study, model of REA was utilized in PARCS using Symbolic Nuclear Analysis Package (SNAP). The parameters of model were taken from NEACRP-L-335: 3-D LWR Core Transient Benchmark Specification [2].

2. SIMULATION TOOLS

2.1. PARCS

This code is a reactor core simulator, which solved multi group neutron diffusion and low order transport equations. It can solve problem of pressurize water reactor (PWR), boiling water rector (BWR), Canada Deuterium Uranium (CANDU) and pebble-bed reactor (PBR). PARCS uses nodal approximation, where each fuel assembly is homogenized and the two group flux is calculated in each axial mesh of either the full assembly or a subregion of the assembly. Thermal-hydraulic block is integrated in PARCS and can also be substitute by thermal hydraulic code like TRACE, RELAP5 and others. TRACE/PARCS coupled calculation reduces uncertainties and gives more realistic analysis.

2.2. SNAP

SNAP is a graphical interface design for TRACE, RELAP5, PARCS, MELCOR, CONTAIN, CO-BRA, FRAPCON-3 and RADTRAD. SNAP allows simplifying the process of performing engineering analysis and is used for visualization of calculation data.

2.3. TRACE

TRACE is designed to analyse loss of coolant accident, operational transient and other at light water reactor, especially PWR and BWR, so it can simulate steady state and transient problem. The code solves heat transfer equation and describes two-phase flow using finite volume numerical methods. TRACE has to be coupled with PARCS for transient with large changing asymmetries in the reactor-core power like REA.



Figure 1: a) Core geometry (yellow – core, blue - reflector), b) Planar region at the top and bottom level, c) Planar region at 2nd level and d) core planar region

3. BENCHMARK NEACPR L-335

Benchmarks are widely used to verify reliability of numerical simulations. Sets of geometric data and measures are included for making model and compering simulation solutions. This benchmark was sponsored by OECD Nuclear Energy Agency and was used for testing three-dimension neutronic codes for light water reactor. The benchmark describe problem of REA at PWR and BWR. The transient PWR problem was measured for hot zero power and full power states for three diffe-

rent cases: rod ejection of central or peripheral assemblies for octant symmetry and rod ejection of peripheral assemblies at full core geometry. The reference PWR reactor core consists of 157 fuel assemblies with Cartesian geometry. Full power state is 2775 MW.

4. MODEL

Model was created for octant core symmetry case of benchmark with central rod ejection at hot zero power (2775 W) condition with an ejection time of 0.1 s. It has 157 fuel assemblies and 64 assemblies which represent reflector (Figure 1 a)). The cross section library was taken from benchmark. PARCS solved steady state problem followed by a transient problem during a time of 5 s.

4.1. **DESCRIBE OF MODEL**

The core symmetry is often used to reduce calculation time. But for coupled calculation it was necessary to make full core symmetry model. Model used an axial mesh of 18 nodes within core. It is used 2×2 meshes radially within an assembly. Particular planar regions are presented at Figure 1 b), c), d). Color of the nod indicates identical material behavior, which means the same cross section data.

4.2. SIMULATION SOLUTION

Rapidly increasing power which is shown in Figure 2 a) is caused by control rod ejection. During time of ejection assembly (in our case 0.1 s) reactivity increasing linear. It is shown at Figure 2 b).



Figure 2: Chart of a) relative power depends time, b) reactivity depends time

The details of power pulse, namely the peak power, time of peak, Doppler temperature and values at final time are given in Table 1 compare to references solution from lit. [2]. Deviation of power maximum time is the lowest in compare to solutions from benchmark. Also deviation of power maximum, final power and Doppler Temperature are among the lowest value of deviation at benchmark. Power distribution in the core during the transient is shown on Figure 3.

Table 1: Solution of simulation

	Time (s)	Relativ Power (-)	T_{Dop} (°C)
Transient Reference Solution of Power Maximum	0.560	1.179	294.5
PARCS Solution of Power Maximum	0.545	1.26942	295.02
Transient Reference Solution at final time	5	0.196	324.3
PARCS solution at final time	5	0.200	325.24



Figure 3: Distribution of relative power at time a) 0 s, b) 0.495, c) 0.545 (peak), d) 5 s.

5. CONCLUSION

The core model was created by PARCS according to data from benchmark L-335. Thermal hydraulic part of solution was solved by thermal hydraulic block integrated in PARCS. The solution of the model simulation is very close to the best simulation solution data of benchmark.

The model has been modified and it is prepared for coupling with TRACE model now. TRACE/PARCS calculation gives higher accuracy solution. The solution of stand-alone calculation will be compared to coupled calculation. Comparison will give answer to the question whether coupled calculation is necessary or stand-alone calculation gives sufficient results.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210).

REFERENCES

- [1] Diamond, D.J.; Bromley, B.P.; Aronson, A.L.: Studies of the Rod Ejection Accident in a PWR, New York 2002
- [2] Finnemann, H.; Galati, A.: "NEACRP 3-D LWR Core Transient Benchmark," NEACRPL 335, October 1991, http://www.nea.fr/html/science/docs/1991/
- [3] Downar, T.; Xu, Y.; Seker, V.; Hudson, N.: PARCS v3.0: U.S. NRC Core Neutronics Simulator [online]. 2010 [cit. 2015-03-04]. UM-NERS-09-0001. http://pbadupws.nrc.gov/docs/ML1016/ML101610098.pdf
- [4] Diamond, D.J.; Aronson, A.; Jo, J.; Avvakumov, A.; Malofeev, V.; Sidorov, V.; Ferraresi, P.; Gouin, C.; Aniel, S.; Royer M.E.: Intercomparison of results for a PWR rod ejection accident. Nuclear Engineering and Design [online]. 2001, vol. 208, issue 2, s. 181-189 [cit. 2015-02-10]. DOI: 10.1016/s0029-5493(01)00375-2.
- [5] Noori-Kalkhoran, O.; Minuchehr, A., Akbari-Jeyhouni, R.; Shirani, A. S.; Rahgoshay, M.: Simulation of rod ejection accident in a WWER-1000 Nuclear Reactor by using PARCS code. Annals of Nuclear Energy [online]. 2014, vol. 65, s. 132-140 [cit. 2015-02-10]. DOI: 10.1016/j.anucene.2013.11.003.
- [6] Mascary, F.; Vella, G.; Casamassima, V.; Parozzi, F.: Analyses of Trace-parcs Coupling Capability. Nuclear Energy for New Europe 2011 [online]. Ljubljana: Nuclear Society of Slovenia, 2011, ISBN 978-961-6207-32-4. [cit. 2015-02-24]. http://www.djs.si/proc/nene2011/pdf/816.pdf

PREPARATION OF THE STAND-ALONE TRACE MODEL FOR NEACRP-L335 BENCHMARK

Filip Novotny

Doctoral Degree Programme (1.), FEEC BUT E-mail: xnovot66@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Karel Katovsky

E-mail: katovsky@feec.vutbr.cz

Abstract: This study is a part of developing thermal-hydraulic model of Control Rod Ejection Benchmark – NEACRP-L335, which is necessary for performing coupled calculation together with reactor core simulator PARCS. Simplified model based on basic TRACE components is done and results of steady state convergence are given within this study. Brief description of thermal-hydraulic code TRACE is provided along with the model definition and TRACE components.

Keywords: TRACE, thermal-hydraulic, NEACRP-L335

1. INTRODUCTION

There have been number of previous benchmarks in the reactor core simulation. NEACRP L336, MOX/UO2 Core Transient Benchmark and NEACRP L335 to which is dedicated this paper. There are many others benchmarks, but it is not necessary to mentioned all of them.

Benchmark NEACRP-L335 is focused on neutron physics as a part of nuclear reactor evaluation. For this purpose there is under development PARCS model of this benchmark. Definition of the PARCS model can be divided into several parts – geometry model, cross-section libraries and simplified thermal-hydraulic (TH) feedback model.

Simplified TH feedback could reduce accuracy of the whole model. Therefore, separate TH model could be done to improve accuracy of the calculation. There are many different TH codes all around the world. However, the reactor core simulator PARCS is maintained by US Nuclear Regulatory Commission (US NRC) and as such its TH code TRACE was chosen.

Development of the model is created through definition of the input file. This could be done either by written command in ASCII or through graphical interface SNAP. Second option was evaluated as better options for this purpose.

The steady-state calculation is done to proof that the model can reach steady-state conditions based on input parameters. Reached steady-state conditions are initials for further transient calculations.

2. THERMAL-HYDRAULIC CODE - TRACE

There were several independent TH codes across the United States. Each of them was specially developed to investigate specific type of reactor. In the mid-of 1990s the decision of reducing number of TH codes was made. TH codes for Pressurized Water Reactor (PWR), Boiling Water Reactor (BWR), Very High Temperature Reactor (VHTR) or Canadian Deuterium Uranium (CANDU) were merged together and the TRACE code development began. The current version is V5.880. [2]

TRACE capability is to calculate one-phase and two-phase flow. One-phase flow is used for core flow calculation, performing calculation during steady-state condition, respectively. Two-phase flow is used to perform steady-state calculation of BWR, transient calculation of BWR or PWR and

to evaluate parameters in the secondary circuit of PWR. Wide number of components allows to model different types of nuclear power plant and other facilities. [2]

3. MODEL OF THE REACTOR CORE

As the benchmark is focused on neutronics, there is provided only specification of the reactor core region. The specification does not give information about type of reactor which is investigated. Whole reactor vessel cannot be modeled due to this limitation. Therefore only reactor core is modeled by reactor vessel component. Inlet and outlet parameters are defined as boundary conditions of this model. TRACE model is shown in the Picture 1. Whole model consists of 9 components and 157 heat structures. Each heat structure represents one fuel assembly.



Figure 1: Modeling of the reactor core in the TRACE input deck

3.1. REACTOR CORE VESSEL

Reactor core is divided into 9 axial layers and this nodalization is chosen according to further usage of this model. First and ninth layer represents lower and upper plenum. Second to eighth layer represents fuel region. In this region the fission energy is released. Reactor core consists of 157 fuel assemblies therefore the reactor core vessel is divided into 221 radial channels. The difference of 64 channels is result of needs to accommodate additional 64 assemblies which represent reflector in reactor core simulator PARCS. In these 64 assemblies there is zero power release and zero mass flow. Thermal-hydraulics parameters of each vessel cell are given in Table 1. Table 1 shows that all cells in the reactor core vessel are identical and also that the fraction and hydraulic diameters are not dependent on height of the cell. [3]

3.2. BOUNDARIES OF THE REACTOR CORE

Reactor core inlet and outlet parameters are modeled by 8 different components. These components are shown in the Figure 1 (blue and green rectangle). Inlet of the whole system is modeled by fill component. This component defines initial mass flow, temperature and pressure of the system. Fol-

lowing components - cylindrical vessel with vessel junction distributes liquid flow into reactor core channels. Similar principle and components are used to model outlet of the reactor core. [1,3]

Axial	Height	Volume	Edge X	Edge Y	Edge Z	Hydraulic Diameter	Hydraulic Diameter	Hydraulic Diameter
Layer	[m]	Fraction	Fraction	Fraction	Fraction	X	Y	Z
9	0.3	0.518	0.236	0.236	0.518	0.00600	0.00600	0.01073
8	0.336	0.518	0.236	0.236	0.518	0.00600	0.00600	0.01073
7	0.6	0.518	0.236	0.236	0.518	0.00600	0.00600	0.01073
6	0.6	0.518	0.236	0.236	0.518	0.00600	0.00600	0.01073
5	0.6	0.518	0.236	0.236	0.518	0.00600	0.00600	0.01073
4	0.6	0.518	0.236	0.236	0.518	0.00600	0.00600	0.01073
3	0.6	0.518	0.236	0.236	0.518	0.00600	0.00600	0.01073
2	0.337	0.518	0.236	0.236	0.518	0.00600	0.00600	0.01073
1	0.3	0.518	0.236	0.236	0.518	0.00600	0.00600	0.01073

Table 1: Calculated thermal-hydraulic parameters of the Reactor core vessel cells

3.3. POWER COMPONENT

This model going to be coupled with reactor core simulator PARCS, so only basic power information is needed in the power input. Each fuel assembly is represented by one heat structure in the thermal-hydraulic model. All of the heat structures are powered by one power component. Power component can be defined by various ways. For this purpose constant reactor power card is defined. Point kinetics model is not necessary buildup. Axial power shape is defined by PARCS calculation.

4. RESULTS OF THE STEADY-STATE CONVERGENCE

Steady states results are summarized in the Table 2. Main TH parameters stated below in this benchmark are reactor core inlet temperature, reactor power, reactor core inlet mass flow and reactor core pressure. The comparison of obtained results with reference results [4] is also given in the Table 2.

	Obtained Results	Reference Results
Inlet Temperature [K]	559.227	559.15
Reactor Power [W]	2722.67	2775
Inlet Mass Flow [kg·s ⁻¹]	12893	12893
Reactor Core Pressure [MPa]	15.719	15.5

Table 2: Comparison of obtained results with reference steady-state parameters

Table 2 gives results at the problem time 26.8 s, which is also time step when all followed parameters reach steady state. Runs of the main TH parameters are shown in following picture.



Figure 2: Reactor core inlet temperature (a), reactor core pressure (b), reactor core inlet mass flow (c) and fluid mass in the reactor core (d).

Figure 3 shows rapid change in reactor power during first 10 second of simulation. This is mainly caused by that there isn't large liquid inventory in the reactor core region. This is shown in the Picture 2 case d). When the whole reactor core is filled by liquid power rapidly decrease and power settle down at required power level.



Figure 3: Reactor power during steady state calculation (a) and detailed figure of second half of the simulation (b)

5. CONCLUSION

This paper introduced preliminary results of the thermal-hydraulic steady-state calculation of the NEACRP-L335 Benchmark. All of the main thermal-hydraulic parameters reach expected values. Included figures show that this model gives reasonable results and can be used to further development. Several changes need to be made in the reactor core vessel according to future coupled calculation. This model will be coupled with PARCS model. To perform coupled calculation there will be created mapping file, which assign PARCS to TRACE cells. Finally, coupled set of models can be included into educational set of test problems at the US NRC.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210).

REFERENCES

- [1] Applied Programming Technology, Inc.: Symbolic Nuclear Analysis Package, User's manual, (2012), p. 170.
- [2] Nuclear Regulatory Commision: TRACE V5.840, User's Manual, Washington DC, (2014), p. 894.
- Finnemann H., Galati A.: NEACRP 3-D LWR Core Transient Benchmark, Erlangen, (1991), p. 75.
- [4] Finnemann H., Bauer H., Galati A., Martinelli R.: Results of LWR Core Transient Benchmark, Erlargen, (1993), p. 83.

MATHEMATICAL MODEL OF HEAT PUMP

Jiri Pitron

Doctoral Degree Programme (1.) FEEC BUT E-mail: xpitro00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Mastny

E-mail: mastny@feec.vutbr.cz

Abstract: In this paper different energy states of a heat pump are described. Equations used for mathematical description of the heat pump in the Matlab Simulink are presented. Created model is used to calculate the energy flows in the system according to different input parameters. The simulation involves an accumulation tank, which is controlled by individual input and output parameters. Simulation results have been compared with the experimental measured values on a heat pump in a laboratory.

Keywords: Heat pump, heating, mathematical modeling, Simulink.

1. NOMENCLATURE

- q_{ref} , q_{air} mass flow of refrigerant, air entering into an evaporator (kg s⁻¹)
- q_s mass flow of water input to the accumulation tank (kg s⁻¹)
- s_{ev} , s_c entropy of refrigerant behind the expansion valve, the compressor (J'kg⁻¹·K⁻¹)
- s_{evap} , s_{co} entropy of refrigerant behind the evaporator, the condenser (J'kg⁻¹·K⁻¹)
- T_{ev} , T_{evap} temperature of refrigerant behind the expansion value, the evaporator (K)
- T_c , T_{co} temperature of refrigerant behind the compressor, the condenser (K)
- T_1, T_2 input and output temperatures of the air (K)
- c_a, c specific heat capacity of air, of water (J'kg⁻¹K⁻¹)
- η_c the efficiency of the compressor (-)

2. INTRODUCTION

The heat pump (HP) is device which offers energy-efficient way to provide heating and cooling in many applications. HP can be installed in residential and office buildings to reduce energy consumption. The main function of the HP is to pump heat from low temperature heat sources to high temperature heat sinks, thus providing both comforts heating and cooling. Conventional HP includes basic items such as evaporator, compressor, condenser and expansion (throttling) valve. Those components have different parameters and possess different operational characteristics, particularly under transient conditions. It is conceivable, that the transient behavior of the integrated HP system is quite different from those of the single components. However, it is possible to force the heat from a source at a lower temperature to a sink at a higher temperature using a relatively small quantity of mechanical work. In heating mode, the heat pump transfers heat from the ground or the outdoor air to a building or an industrial application. Theoretically, the total heat delivered by the heat pump is equal to the heat extracted from the heat source including the amount of mechanical work. It is important to notice that the heat extracted from the source is renewable energy in the form of low-temperature heat [1], [2].
2.1. MATHEMATICAL EQUATIONS

This part describes the equations for thermal changes in the heat pump. These equations are used in designs of simulation program Simulink.

Suggestion of this simulation has been created with validation on a specific heat pump. However, a description of all the changes which take place in the heat pump circuit specially describing the refrigerant is considerably more difficult. Therefore simulation considers some simplifications.

- In the entire heat pump system is considered a constant mass flow of refrigerant q_{ref} .
- The simulation calculates the energy value of the sub-components. When some value is changed, the impact on the other calculations in compliance with precision of the calculation has to be considered.

In this simulation it is necessary to know temperatures between individual sub-components and then enthalpy of the refrigerant can be determined.

The energy of refrigerant entering into an evaporator:

$$Q_{ev} = q_{ref} \cdot s_{ev} \cdot T_{ev} \quad (W) \tag{1}$$

The heat flow received from the environment through the evaporator can be expressed:

$$Q_{evap} = q_{air} \cdot c_a \cdot (T_1 - T_2) \quad (W)$$
(2)

Thermal power delivered by the compressor into a refrigerant:

$$Q_{comp} = q_{ref} \cdot (s_c - s_{evap}) \cdot (T_c - T_{evap}) \quad (W)$$
(3)

The energy input of refrigerant into the expansion valve:

$$Q_{cond} = q_{ref} \cdot s_{co} \cdot T_{co} \quad (W) \tag{4}$$

Subsequently it can be expressed, that the heat flux input to the storage tank is reduced of the efficiency the heat exchanger, which is around 70-80 %:

Equation (4) is used for the calculation as a simplification, because the s_{ev} and T_{ev} are not known. It presumes $Q_{cond} = Q_{evap}$.



Figure 1: Scheme of heat pump

$$Q_{HP} = \left(\frac{Q_{exp} + Q_{evap} + Q_{comp} - Q_{cond}}{q_{ref} \cdot \frac{s_{co} - s_c}{2}} \cdot c \cdot q_s\right) \cdot Q_z \quad (W)$$
(5)

The simulation uses increments of energy obtained by the heat pump. In this simulation the energy inputted to an accumulation tank means that this energy is not dependent on the temperature of water output from the accumulation tank into the condenser. The calculation of mass flow of hot water into the accumulation tank is determined:

$$q_{s} = \left(\frac{q_{ref} \cdot \frac{s_{co} - s_{c}}{2}}{c}\right) \quad (kg \cdot s^{-1}) \tag{6}$$

Coefficient of performance (*COP*) is related to the heating mode and it is determined from the energy output of the heat pump and the electrical energy [3], [4]:

$$COP = \frac{Q_{HP}}{W_c} = \frac{Q_{HP}}{\frac{Q_c}{\eta_c}} \quad (7)$$

2.2. SIMULATION IN SIMULINK

The above-described equations have been implemented into the program Simulink. There is the accumulation tank, which can be monitored and controlled. For example it can be used for opening and closing of the individual valves of hot water from the heat pump or the cold water which should be heated.

$c = 4180 (J.kg^{-1}.K^{-1})$	$c_a = 1010 (J.kg^{-1}.K^{-1})$	$q = 998 (\text{kg.m}^{-3})$
$T_O = 293.15 (\text{K}) (20 ^{\circ}\text{C})$	$T_{0_{an}} = 295.15 \text{ (K)} (22 \text{ °C}) \text{ initia}$	l temperature in the Acu
$V_{an} = 0.201 \text{ (m}^3)$	$S_{an} = 1.11 \text{ (m}^2 \text{)}$ volume, surface	of Acu

 $k_{an} = 26 \text{ (W.m}^{-2}\text{.K}^{-1}\text{)}$ heat losses an Acu

3. COMPARATION OF SIMULATED AND MEASURED VALUES

The following part shows the results of the measurement performed on the heat pump. The time of the entire measurement is 90 min (5400 s). During this time, the heat pump has been working continuously and providing the heat energy to the accumulation tank.

In the next step the measured values are compared with the results of the simulation model described above. In Figure 2 the measured temperatures in the laboratory heat pump system are shown. The measurements correspond with the values in Figure 1.



Figure 2: Measured temperature in the heat pump system

Because of evaluation the simulation results have been compared with temperatures in the Figure 3. Temperatures have been used to calculate the entropies. These values have been used to validate the created model.

	T_c	S _c	T _{evap}	S_{ev}	T_{co}	S_{co}	Q_{HP}	COP
	(K)	$(J^{-}kg^{-1}K^{-1})$	(K)	$(J^{\cdot}kg^{-1}K^{-1})$	(K)	$(J^{-}kg^{-1}K^{-1})$	(W)	(-)
a)	329.15	1742.00	274.15	1725.0	304.15	1148.00	622.0	2.96
b)	335.15	1744.00	275.15	1726.0	306.15	1157.10	624.9	2.64
c)	337.15	1745.10	275.15	1726.0	308.65	1169.10	633.5	2.49

Table 1:Measured values



Figure 3: Temperatures in accumulation tank

In Figure 3 the temperatures of the accumulation tank water are demonstrated. The temperatures increase due to the heat received by the water. Each curve a), b), c) represents simulation parameters in Table. The highest output temperature has been achieved with the parameters of the simulation in the line c).

4. CONCLUSION

In this paper the equations regarding the refrigerant energy states of the heat pump's individual components have been described. The equations have been used to create a Simulink model of the heat pump.

Next part shows the measurements performed on the laboratory heat pump. Measured values have been plotted and they are in Figure 2. The adequate entropies were determined based on temperatures from Figure 2. These values have been used as the parameters for the creating of model and the results are in Figure 3.

In Figure 3 the temperatures are affected by the measured (calculated) energy taken from the condenser to the accumulation tank. For the line a) measured energy is $1.640 \text{ kJ} \cdot \text{s}^{-1}$, calculated energy is $1.560 \text{ kJ} \cdot \text{s}^{-1}$, for the line b) measured energy is $1.706 \text{ kJ} \cdot \text{s}^{-1}$, calculated energy is $1.615 \text{ kJ} \cdot \text{s}^{-1}$ and for the line c) measured energy is $1.773 \text{ kJ} \cdot \text{s}^{-1}$ and calculated energy is $1.655 \text{ kJ} \cdot \text{s}^{-1}$. After comparing these results, it can be stated, that the output temperature after 90 minutes can be higher than the calculated, but Figure 3 shows the opposite trend. Explanation of this behavior is that in the different energy loss of the accumulation tank has been used in the simulation. The heat loss of the accumulation tank is higher than loss considered in the modeled process.

Other values that can be compared are the coefficient of performance. Values of simulated COP are in Table 1. Based on the measuring there is COP=2.8 for the same condition with line a) of Table 1, COP=2.73 for line b) and COP=2.63 for line c), respectively.

In case that produce thermal energy is constant and water temperature increases then input energy for compressor is getting higher and value of COP is getting lower in the same time.

ACKNOWLEDGEMENT

The paper was prepared at Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Author gratefully acknowledges financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and from the Technology Agency of the Czech Republic (project No. TA04021196) and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-14-2520).

- [1] Badiali, S., Colombo S.: Dynamic modelling of mechanical heat pumps for comfort heating, 2010, p. 13-20.
- [2] Pitron, J.: Možnosti využití alternativních decentralizovaných zdrojů energie. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014.
- [3] Janíček, F.: Renewable energy sources 2, ISBN 978-80-89402-13-7
- [4] Mastný, P. a kol.: Obnovitelné zdroje elektrické energie. Vyd. 1. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2011, p. 254. ISBN 978-80-01-04937-2.

LUMINANCE ANALYSIS OF LINEAR FLUORESCENT LAMPS

Jaroslav Štěpánek

Doctoral Degree Programme 1, FEEC BUT E-mail: xstepa41@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jan Škoda

E-mail: skoda@feec.vutbr.cz

Abstract: My paper deals with theme of luminance analysis. The aim of the paper is to find out how change luminance of linear fluorescent lamps with the change of light source position. Linear fluorescent lamp will be measured in horizontal position and in vertical position. Digital camera will be used for measurement. Paper is divided into theoretical part and into practical part.

Keywords: luminance analysis, fluorescent lamps, digital camera

1. INTRODUCTION

Luminance analysis is among the nonconventional photometric method. It used a digital camera as the measuring device and for the processing of measured data, a special program Lumidisp. It can be used for the assessment of uniformity of glare, lighting, contrast and to create luminance maps. Measurement of luminance in this analysis will be used to create the luminance map and to determine the distribution of luminance on the surface of a linear fluorescent lighting in the different positions.

2. TEORETICAL PART

Each type of light source reacts with change of the luminous flux to the change of the position in different ways. The position of the light sources affects their temperature. The change of luminous flux with change of position is the lowest for incandescent sources and for luminescent sources and the biggest change is for discharge light sources. Temperature of background can influence the size of luminous flux. The change of luminous flux with change of background temperature is lowest for incandescent sources and high pressure discharge lamps and the biggest change is for low pressure discharge lamps and for luminescent sources.

For fluorescent lamps is the luminous flux proportional to mercury vapour pressure. Mercury vapour pressure is very low (about 400 Pa) and depends on temperature of the coldest place of tube. We can find the coldest place behind one electrode of fluorescent lamp. The optimal pressure is achieved at temperature 40 °C of the coldest place. If we install the fluorescent lamp inside the luminary, it cannot be cooled down. The temperature of the coldest place can go up to 60 °C. Luminous flux of this light source could decrease about 20%. This problem we can solve by installing CFLs with an amalgam filling, which can work in higher working temperature. The position of the lighting for diameters of fluorescent lamps T12 and T8 is random. The operation in a vertical position for diameter T5 will be possible only with the marked slot facing down. Operation in a vertical position with the slot facing down is recommended too for circular fluorescent lamps. The biggest luminous flux is in horizontal position of lighting for linear type and the lowest luminous flux is in horizontal position for linear type. The difference of luminous flux between these two positions is about 5%.

The position of lighting is random for compact fluorescent lamps. The luminous flux of compact fluorescent lamps as well as linear fluorescent lamps is influenced by the background temperature. The highest luminous flux is in vertical base down position of lighting for linear type and the lowest luminous flux is in vertical base up position for compact fluorescent lamps. The difference of luminous flux between these two positions is about 6%.

3. PRACTICAL PART

10000

5000

0

0

200

Linear fluorescent lamp Osram Lumilux Hellweiss T8 36W/840 was used for measuring. It had to be aged about 100 hours, because new one should have unstable light parameters. Measuring was realized in light laboratory with special fluorescent lamp holder. Fluorescent lamp was started two hours before measuring to allow its luminous flux, temperature and its spectrum. Lighting parameters were allowed to stabilize between position changes at least one hour. Lamp was installed in special holder which didn't reflect light. The special holder was situated in lighting desk. Digital camera was pointed on center of linear fluorescent lamp and so it could take picture of all length of fluorescent lamp. Digital camera was mounted on a tripod.

Linear fluorescent lamp was measured in vertical position and in horizontal position. It was in each position twice. In vertical position it was measured with mark upside and downside and in horizontal position it was measured with mark on the left side and on the right side.





600

h [mm]

800

1000

1200

400





Obrázek 2: Luminance map of linear fluorescence lamp in horizontal position with mark on the right side



Obrázek 3: Luminance map of linear fluorescence lamp in vertical position with mark on the down side



Obrázek 4: Luminance map of linear fluorescence lamp in vertical position with mark on the up side

In Picture 1 and 2 there is fluorescent lamp in horizontal position. We can see that one part of fluorescent lamp is brighter. It could be cause different properties of electrodes or phosphor. This phenomenon is in Picture 3 and 4 too.

4. THE CONCLUSION

The aim of the paper was found luminance distribution of the fluorescent lamp. From taken pictures we can see, that the luminance distribution is not steady. One part of discharge lamp was brighter. It can be caused manufacture technology. For the future it could be great to measure more T8 and T5 fluorescent lamps. It is the question, if other linear fluorescent lamps has this luminance distribution or it this concrete lamp was wrong.

ACKNOWLEDGEMENT

This research work has been carried out in the Centre for Research and gratefully Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-14-2520).

- [1] ŠKODA, J.; BAXANT, P.; PAVELKA, T.; KRBAL, M.; SUMEC, S. Analysis of Discharge Lamp Luminance Depending on Position. In ELECTRIC POWER ENGINEERING 2011. 1. Ostrava, VSB - Technical University of Ostrava. 2011. p. 1 - 3. ISBN 978-80-248-2393-5.
- [2] MIŠKAŘÍK, S. Elektrické zdroje světla. 1. vyd. Praha: LUMAX, 1992. 118 s.
- [3] ŠTĚPÁNEK, J.; ŠKODA, J. Dependence of Luminous Flux on Light Source Position. In ELECTRIC POWER ENGINEERING 2015. 1. Ostrava, VSB - Technical University of Ostrava. 2015. Forthcoming May 2015

VERIFICATION OF MATHEMATICAL MODEL FOR SMALL POWER SOURCES

Michal Vrána

Doctoral Degree Programme (2), FEEC VUT E-mail: xvrana10@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Petr Mastný

E-mail: mastny@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper describes a method of verifying the mathematical model of the power supply. Simple equations describing the specific energy source. As an example photovoltaic panel was chosen. Simultaneously, there are described equation for calculating the solar radiation incident on the optionally oriented surface. These equations are used to model and convert the radiation which is recorded by meteorological stations. Reference panel and load are used for model validation. The goal of this paper is to describe a model of energy sources and its validation.

Keywords: Model of energy sources, solar cell, active load.

NOMENCLATURE

- I_0 is dark saturation current in STC (A)
- q is electron charge = $1.6 \cdot 10^{-19} C$
- n is diode quality factor
- k is Boltzman constant = $1.3805 \cdot 10^{-23} JK^{-1}$
- T is temperature in Kelvin
- I_L is light generated current of PV module (A)
- R_s is series resistance
- R_{SH} is parallel shunt
- K_I is temperature coefficient of the short-circuit current
- I_{SCS} is short-circuit current in STC
- Θ_{ISC} is temperature coefficient (%/K)
- λ is the PV module illumination (W/m²)
- λ_s is referral illumination = 1000 W/m²
- V_{OCS} is open-circuit voltage in STC
- K_V is temperature coefficient of the open-circuit voltage
- I_{mpps} is current in maximum power point for STC
- V_{mpps} is voltage in maximum power point for STC

1. INTRODUCTION

Feedback for the mathematical model is comparison with the real values of the monitored results and the simulations for the same physical conditions. The best result is for the largest possible amount of data in all operating conditions. The real conditions are unique because they are consisting of combination of large external effects and operating conditions. The situation can be simulated in laboratory conditions using climate chambers (temperature, humidity, pressure etc.), wind tunnel, artificial lighting etc. according to the specific requirements of individual power sources of energy such as small wind turbine, solar panels, fuel cell and others. At the same time, it is necessary to simulate the operating load of source on the whole range. For this purpose, an active load was designed. Primarily, it was designed to test the modules, but as already mentioned it can be advantageously used for other small sources of electricity. In the following text usage mainly for photovoltaic panel is discussed. Testing will be performed in real conditions on the reference model with a parallel recording of the important parameters of external physical values with the use of weather station and necessary sensors.

2. MATHEMATICAL MODEL FOR A PHOTOVOLTAIC MODULE

2.1. BASIC SINGLE DIODE PV CELL MODEL

For the calculations and comparing is used simple one diode replacement scheme. This scheme is described by the following equations.



Figure 1: Circuit diagram of single diode PV cell model

Default Shockley equation describes the characteristics of semiconductor diodes.

$$I_D = I_O \cdot (e^{\frac{q \cdot v}{nkT}} - 1) \tag{1}$$

After modifying substitute into the equation PV cell model. Which is expressed by using current.

$$I = I_L - I_D - I_{SH} \tag{2}$$

$$I = I_L - I_0 \left(e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_S)}{nkT}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_S}{R_{SH}}$$
(3)

Other mathematical modifications can obtain equations for each coefficient describing the PV cell.

2.2. CONVERSION PARAMETERS OBTAINED UNDER STC

In the case that the module parameters are determined under defined test conditions, we can convert these values according to our chosen conditions (temperature, solar radiation). Values are listed on the label panel and in the datasheet, or you can get it as a result of laboratory tests.

Example table of parameters provided by the manufacturer of the panel is given in chapter reference model.

Conversion example of the temperature coefficient of the values specified percentage.

$$K_I = I_{SCS} \cdot \frac{\Theta_{ISC}}{100} \tag{4}$$

Calculation of the short current of the values obtained for STC.

$$I_{SC} = I_{SCS} \cdot \frac{\lambda}{\lambda_S} + K_{I} \cdot (T - 298)$$
(5)

Calculation of the open voltage of the values obtained for STC.

$$V_{OC} = V_{OCS} + \frac{nkT}{q} \cdot ln\left(\frac{\lambda}{\lambda_S}\right) + K_V(T - 298)$$
(6)

Calculation of the maximum power point current.

$$I_{mpp} = I_{mpps} \cdot \frac{\lambda}{\lambda_s} + K_{\rm I} \cdot (T - 298) \tag{7}$$

Calculation of the maximum power point voltage.

$$V_{mpp} = V_{mppS} + \frac{\mathrm{nkT}}{\mathrm{q}} \cdot \ln\left(\frac{\lambda}{\lambda_S}\right) + K_V(T - 298) \tag{8}$$

To simulate and confirm the operating states of the PV module, data from meteorological stations can be used advantageously. Obtained information can be advantageously used about the properties of a particular device at different temperatures and exposure during the year. The network of meteorological stations in the Czech Republic and neighboring countries are very dense, so you can get relevant data for almost any location. Example of master data from the weather station are shown in Table 1.

Date	Global irradiation	Tracking Beam	Tmp	Wind Speed	Wet Bulb Temp	Wind direction	Cloud cover
200115 11:00:00	356	353	250	0	167	00	0
200115 11:01:00	381	357	272	14	166	12	0

Table 1: Example of data from weather station

Values of the weather station need to be further processed. It is necessary to adjust the basic unit according to the values of a particular record. They are usually the records for existent time irradiance on horizontal positioning pyranometer sensor, temperature, wind speed and direction, humidity, cloud cover and less frequently the intensity of light incident perpendicular to the pyranometer. This required much more complex system of comprising the measuring device and positioning of the pyranometer. PV modules are in the most cases placed statically so it is necessary to recalculate the value of radiation for each monitored stretch.

3. REFERENCE MODEL

For the reference model was used PV panel producer SOLARWATT blue 60p of nominal power 240Wp. Internal wiring panel consists of 60 solar cells connected in series.

Nominal power P _N	240WP
Nominal voltage Umpp	29,9 V
Nominal current Impp	8,03 A
Opencircuit voltage V _{OCS}	37,2 V
Shortcircuit current I _{SCS}	8,5 A
Θ PN Temperature Coefficient of P _N	-0,38%/K
$\Theta UOC \text{ Temperature Coefficient of } V_{OC}$	-0,33%/K
Θ ISC Temperature Coeficientt of I _{SC}	0,04%/K

Table 2: Parameters of solar modul for STC

Decrease of the module efficiency with decrease of the irradiance from 1000 W/m² to 200 W/m² (25°C): $4^{\pm 2}$ % (relative) / -0, $6^{\pm 0,3}$ % (absolute).

PV panels are consisting of multiple PV cell connected in series. Therefore, it is necessary to consider it while designing the model. In our case, it is only a series combination of photovoltaic cells. The equation considering this connection is shown below. N_S coefficient represents the number of series-connected cells in panel.

$$I_{PV} = I_L - I_0 \left(e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_S)}{N_S \cdot nkT}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_S}{R_{SH}}$$
(9)

4. CONFIRMATION OF MATHEMATICAL MODEL

To verify the mathematical model described previously the reference PV panel is used. The panel is positioned horizontally to the ground, so it is not necessary to recalculate the value of the irradiance measured by the pyranometer.

The weather conditions are recorded during the measurement using the weather station. The photovoltaic panel is connected to multichannel analyzer for recording the measured values. The output is loaded with a resistive load.

The graphs described waveforms with characteristic values of the panel measured with changing ambient conditions (temperature, solar radiation). Measured values were used to calculate the panel parameters by means of the above mathematical model. Additionally the calculated parameters include index letter "c".

By comparing the measured and calculated results was obtained from the following graph showing the difference_of mathematical model results_from measured values. Differences of all the parameters are significant, for current more than 10 %.



Figure 2: Differences between calculated and measured values

For the previous calculations were used parameters specified by the manufacturer of the PV panel at STC. Due to the degradation of the PV panel, contact resistance, resistance connecting cables etc. are the parameters measured PV panel were different than described in the catalog. From measured waveforms CV characteristics were determined parameters of the PV panel.

Nominal power P _N	225W _P
Nominal voltage Umpp	29,3 V
Nominal current Impp	7,7 A
Opencircuit voltage V _{OCS}	36,6 V
Shortcircuit current I _{SCS}	8,3 A
ΘPN Temperature Coefficient of P_N	-0,38%/K
ΘUOC Temperature Coefficient of V_{OC}	-0,1%/K
ΘISC Temperature Coeficientt of I_{SC}	0,085%/K

Table 3: Recalculation panel parameters

We used the recalculated parameters again in the mathematical model. In comparison it is obvious that difference from the real data is much lower, for each parameters lower than 4 %.



Figure 3: Differences between calculated and measured values after recalculated

5. CONCLUSION

There was an example of a simple mathematical model of the PV panel and the procedure for its verification. Further work will deal with the production of the active load for the automation of measurement and continuous loading of small sources of power energy. Described model is suitable for calculating energy balances, for precise modeling is necessary to use more sophisticated replacement scheme. However the ways of verifying the model will be the same.

ACKNOWLEDGEMENT

The paper was prepared at the Centre for Research and Utilization of Renewable Energy (CVVOZE). Authors gratefully acknowledge financial support from the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic under NPU I programme (project No. LO1210) and from the Technology Agency of the Czech Republic (project No. TA04021196) and BUT specific research programme (project No. FEKT-S-14-2520).

- [1] LUQUE, A., HEGEDUS, S. Handbook of photovoltaic science and engineering. Chippenham : Joh Wiley & Sons Ltd, 2003. ISBN 0-471-49196-9.
- [2] Libra, Martin a Poulek, Vladislav. Solární energie, fotovoltaika perspektivní trend součastnosti i blízké budoucnosti. Praha : Česká zemědělská univerzita v Praze, 2006. str. 149. ISBN 80-213-1488-5.
- [3] Quaschning, Volker. Understanding Renewable Energy. London : Earthscan, 2005. 1-84407-136-7.
- [4] VANĚK, Jiří; KŘIVÍK, Petr; NOVÁK, Vítězslav. Alternativní zdroje energie. Brno, 2006. 149 s. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.

A COMPARISON OF DIFFERENT TYPES OF PROBES FOR DETECTING ELECTROMAGNETIC EMISSION

Aleksandr Podshivalov

Doctoral Degree Programme(2), FEEC BUT E-mail: xpodsh00@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Pavel Koktavý

E-mail: koktavy@feec.vutbr.cz

Abstract: This paper deals with a comparison of different types of probes for detecting electromagnetic emission (EME). The matter of investigation is EME from a model which generates cracks of samples under load. This article provides a description of probes for EME measurement signals. The novelty of the approach lies in the fact that the physical model was used instead of real samples under uniaxial load of composite materials. The author also describes the experiment conducted for obtaining signals and analyses the digitized signals as waveforms and spectra. Appropriate conclusions were made according to the comparative analysis.

Keywords: electromagnetic emission, acoustic emission, cracks, capacitance sensor, probes

1. INTRODUCTION

Signals of electromagnetic and acoustic emissions appear during cracks generation when a solid is exposed to mechanical loading (tensile, compressive, shear, torsion, etc.). Generation of electromagnetic emission is related to electric charge redistribution during cracks creation and development and it is in the frequency range from tenths of Hz up to the gamma radiation. Acoustic emission appears due to release of elastic energy during this process and it is in frequency range of ultrasonic waves [1].

The main advantage of EME and AE is their ability to be detected already in stressed stage, which prevents the macroscopic dislocation in solids. A comparative analysis of several kinds of probes for measuring EME signals was carried out. It is possible to evaluate the possibility of measuring the electromagnetic field by means of antennas. Ideally, the ratio of noise signal measurement of the probe should be the same as in capacitance sensor or better. (More information about capacitance sensor can be found in [2]). However, it is not easy to achieve this in practice. As a result, the probe, which may be an adequate replacement of capacitance sensor, was found. This means that it can be used to measure the EME, and it will not distort the signals and measurements will be interchangeable with the measurements conducted using capacitance sensor.

2. MEASUREMENT SYSTEM

Figure 1 shows a diagram of the EME measurement using the capacitance sensor. Figure 2 shows measurement system with antennas. The AE channel consists of a piezoelectric acoustic sensor (30 kHz \sim 1 MHz), the low-noise preamplifier PA31 and the amplifier AM22 with a set of filters. The total AE channel gain is 60 dB, the frequency range is from 30 kHz to 1.2 MHz. Piezoelectric sensors from different makers are used for AE signal measurement. These sensors meet the requirements of the AE signal frequency band (at least up to 1 MHz).

The EME channel consists of a capacitance sensor, in which the dielectric is the stressed sample, a high pass-filter-type load impedance Z_L , a low-noise preamplifier PA31, and an amplifier AM22 with a set of filters. The total EME channel gain is 60 dB for antennas (and 20 dB for capacitance sensor), the frequency range is from 30 kHz to 1.2 MHz and the sampling rate is 5 MHz (50 MHz

for probes of H-type). This sensor is composed of the specially made adjustable bracket with two electrodes, into which the rectangular samples of the material under study can be easily inserted. In our case, instead of the actual sample we used his model (Figure 3) in the inside of which piezoelectric elements are located. They were excited by the action of the pulse duration of 1 ms and 2 ms period. Amplitude of impulses was 10 V. Piezoelectric element able to generate electromagnetic field, corresponds to the real EME, and AE.



Figure 1: Measurement system with a capacitance sensor.



Figure 2: Measurement system with an antenna.

Both signal types, EME and AE, are sampled by a NI PCI-6111 interface card and then transferred to the computer for further processing. The entire measurement system is computer controlled, with software developed under the LabVIEW environment. The complex software package enables finding the typical events in the individual data channels, saving these events as separate files and describing their basic parameters (event start/end time, maximal amplitude, RMS value, energy, etc.). Processing and evaluation of these parameters occurs simultaneously (in real time) with the measurement process [2, 3]. Signals were digitized at a sampling frequency of 5 MHz (50 MHz for probes of H-type). Data processing was done with the program MatLAB [4].



Figure 3: Model which generate cracks of samples under load.

2.1. PRE-TESTING PREPARATION AND INVESTIGATION

Table 1 shows the parameters [5] of antennas under investigation, and presents their views. Some of them are designed to measure H-Field, others for measuring E-Field.

N₂	Model 7405	Probe Type	Primary Sensor	E/H Or H/E Rejection	Upper Resonant	View
1	901B	6.0 cm Loop	H-Field	41 dB	790.0 MHz	
2	902B	3.0 cm Loop	H-Field	29 dB	1.5 GHz	
3	903B	1.0 cm Loop	H-Field	11 dB	2.3 GHz	2 A
4	904B	3.6 cm Ball	E-Field	30 dB	> 1.0 GHz	0
5	905B	6.0 mm Stub Tip	E-Field	30 dB	> 3.0 GHz	

Table 1: Specifications: electrical characteristics of probes.

2.2. EXPERIMENT

Figures 4 to 5 show waveforms of signals EME measured using the capacitance sensor with a plate and the one with two plates. As we see, these figures are the same and they have low noise, and both of them have perfect impulse form. Figures 6 to 7 show waveforms of signals EME measured using antenna 6 cm Loop and antenna 3 cm Loop. Judging by these figures, they are the same and they have a high noise. Both of them have very short durations of impulses, which was found only after increasing the sampling rate up to 50 MHz. Figures 8 to 9 show waveforms of signals EME measured using antenna 3.6 cm Ball and antenna 6 mm Stub. Comparing these figures we can see that they are not the same. The impulse on figure 8 has a higher noise and a shorter duration than the impulse on figure 9.



Figure 4: Continuous EME(capacitance sensor 1 plate) and AE signals.







Figure 5: Continuous EME(capacitance sensor 2 plates) and AE signals.



Figure 7: EME impulse from antenna 3 cm Loop and appropriate signal of AE.





Figure 9: EME impulse from antenna 6 mm Stub Tip and appropriate signal of AE.

0.9

x 10

x 10

The capacitance sensor and antenna 6 mm Stub Tip are more suitable for measurement and detection of EME signals up to several units of MHz. The E-type antenna gives the result (waveforms and spectra of signals) which is almost the same as for the capacitance sensor. Waveform of H-type antenna is difficult to interpret.

2.3. SPECTRAL ANALYSIS

Figure 10 shows spectra of the E-type antennas and appropriate backgrounds. As we can see on this figure, the spectra of signals are not the same. The difference between spectrum of signal for 6.0 mm Stub Tip and background is 1E3. The difference between spectrum of signal for 3.6 cm Ball and background almost does not exist. Figure 11 shows spectra of the H-type antennas and appropriate backgrounds. Judging by this figure, the spectra of signals are the same. And on the frequency 9.5 MHz we can see some resonance. Figure 12 shows spectra of the capacitance sensor with a plate and the one with two plates and appropriate backgrounds. On this figure, the spectra of signals and backgrounds is 1E7.



Figure 10: Voltage power spectral densities of EME impulses, comparison of E-types antennas.



Figure 11: Voltage power spectral densities of EME impulses, comparison of H-types antennas.



Figure 12: Voltage power spectral densities of EME impulses, comparison of capacitance sensor with 1 plate and capacitance sensor with 2 plates.

The data obtained prove that capacitance sensor and antenna 6 mm Stub Tip are more suitable for measurement and detection of EME signals.

3. CONCLUSION

The capacitance sensor and antenna 6 mm Stub Tip are more suitable for measurement and detection of EME signals up to several units of MHz.

Antena 6 mm Stub is usable for detecting only EME impulses with high amplitudes.

The E-type antenna gives the result (waveforms and spectra of signals) which is almost the same as for the capacitance sensor.

The capacitance sensor with a plate gives the same result as the one with two plates.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology, grant No. FEKT-S-14-2240.

- [1] Koktavý, P.: Experimental study of electromagnetic emission signals generated by crack generation in composite materials. Measurement Science and Technology. 2008. 20(1). p. 0 7. ISSN 0957-0233.
- [2] Koktavý, P., Trčka, T., Koktavý, B.: Noise diagnostics of advanced composite materials for structural applications. In 21st International Conference on Noise and Fluctuations ICNF 2011. 1. Toronto, Kanada, IEEE. 2011. p. 88 - 91. ISBN 978-1-4577-0191-7.
- [3] Trčka, T. Characteristics of the improved set-up for electromagnetic and acoustic emission signals continual measurement. In Proceedings of the 16th Conference Student EEICT 2010. Volume 595. Brno, 2010, NOVPRESS s.r.o. 2010. p. 139 - 143. ISBN 978-80-214-4079-1.
- [4] Signal Processing Toolbox User's Guide. Natick: The MathWorks, Inc., 1993.
- [5] http://www.atecorp.com/products/emco/7405.aspx