

INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií 2012

Sborník příspěvků

Místo konání:

hotel Ráztoka, Trojanovice

Datum:

25.-27. června 2012



Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií CZ.1.07/2.3.00/09.0031

TENTO SBORNÍK JE SPOLUFINANCOVÁN EVROPSKÝM SOCIÁLNÍM FONDEM
A STÁTNÍM ROZPOČTEM ČESKÉ REPUBLIKY



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií 2012

Sborník příspěvků

Místo konání:

hotel Ráztoka, Trojanovice

Datum:

25.-27. června 2012

Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií CZ.1.07/2.3.00/09.0031

TENTO SBORNÍK JE SPOLUFINANCOVÁN EVROPSKÝM SOCIÁLNÍM FONDEM
A STÁTNÍM ROZPOČTEM ČESKÉ REPUBLIKY

Název: Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických
technologií 2012
Editoři: Doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.
Doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.
Vydavatel: Vysoké učení technické v Brně,
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Odpovědný redaktor: doc. Ing. Petr Blaha, Ph.D.
Tiskárna: LITERA Brno
Tábor 43a
612 00 Brno
Počet stránek: 174
Vydáno v roce: 2012
Vydání: první
Počet výtisků: 50

Za obsahovou a jazykovou správnost odpovídají autoři.

© Vysoké učení technické v Brně

ISBN 978-80-214-4527-7

OBSAH

Vyžádané příspěvky	1
Electrodes measurement of cell impedance	
<i>Stanislav ĎAĎO</i>	3
Cybernetics joins synthetic biology	
<i>Daniel GREGORIEV</i>	10
Vehicular platoons described via 2-D polynomials	
<i>Michael ŠEBEK and Dan MARTINEC</i>	14
Použití piezoaktuátorů k aktivnímu tlumení vibrací kluzných ložisek	
<i>Jiří TŮMA, Jaromír ŠKUTA, Jaroslav LOS, Jaromír ZAVADIL, Jiří ŠIMEK</i>	20
Ostatní příspěvky	31
Senzor orientace založený na zpracování dat z inerciálních snímačů	
<i>Radek BARÁNEK, František ŠOLC</i>	33
Návrh a implementace H^∞ regulátorů	
<i>Luděk BUCHTA</i>	39
Unifikovaná platforma konsolidovaných dat a dokumentů	
<i>Filip BURŠÍK, Martin SÝKORA, Martin HENEŠ</i>	45
Měření teplotní závislosti materiálových koeficientů PZT keramiky NCE51	
<i>Jiří FIÁLKA</i>	53
Laserové skenery v mobilní robotice	
<i>Tomáš FLORIÁN, František BURIAN, Luděk ŽALUD</i>	59
Nonlinear model predictive control of permanent magnet synchronous motor	
<i>Miroslav GRAF</i>	65
Diagnostika hluku a vibrací ventilátoru silničního tunelu	
<i>Zdeněk HAVRÁNEK, Stanislav KLUSÁČEK</i>	70
Kamerové čipy v měření - srovnání dostupných technologií	
<i>Radim HERCÍK</i>	80

Mobilní robot pro přesnou sebelokalizaci

Tomáš JÍLEK, František BURIAN, Luděk ŽALUD 84

Program kohonenova neuronová síť

Václav JIRSÍK, Viktor ŽÁČEK 89

3D tisk – úskalí a jejich řešení

Lukáš KOPEČNÝ, Michal VAŠINA, Luděk ŽALUD 93

Komplexní přístup k projektům vývoje řídicích a senzorických technologií

Branislav LACKO 97

Návrh automobilového led světla s implementovaným CAN rozhraním

Martin MIKOLAJEK, David VALA 103

Projekt ENET – Hybridní energetický systém s technologiemi pro akumulaci elektrické energie

Daniel MINAŘÍK a kol. 109

Transformation of knowledge of classic design methods for determining parameters of PID controllers for expert system

Jana NOWAKOVÁ, Miroslav POKORNÝ 116

Vektorové Řízení PMSM na Simulační Platformě Reálného Času dSPACE

Lukáš POHL 122

Zvyšování konkurenceschopnosti hutních podniků prostřednictvím finančních prostředků z OPPI

Andrea SIKOROVÁ a kolektiv 127

LQR regulace inverzního kyvadla

Zdeněk SLANINA, Štěpán OŽANA, Martin PIEŠ, Petr KRÁL 133

Zkvalitnění stávajících zapojení pro osvětlení železničních modelových vozidel

Miroslav UHER 139

Teplotní komora určená pro měření vyžadující konstantní teplotu s vysokou stabilitou v dlouhodobém časovém intervalu

Martin VÁGNER 147

Modelování nelinearit typu hystereze – kovy s tvarovou pamětí (SMA)

<i>Michal VAŠINA, Luděk ŽALUD, Lukáš KOPEČNÝ</i>	152
Implementace algoritmů vylepšené frekvenční analýzy do DSP	
<i>Ivo VESELÝ, Libor VESELÝ</i>	157
CASSANDRA – heterogenous rescue robotic system	
<i>Luděk ŽALUD, Lukáš KOPEČNÝ, František BURIAN, Tomáš FLORIAN, Tomáš JÍLEK, Vlastimil KŘÍŽ, Michal VAŠINA</i>	162
Index autorů	169

Vyžádané příspěvky

ELECTRODES MEASUREMENT OF CELL IMPEDANCE

Stanislav ĎAĎO

Elektrotechnická fakulta ČVUT

Technická 2, 16627 Praha 6

E-mail: dado@fel.cvut.cz

Abstract:

The aim of this contribution is to introduce a review of the most often used methods for measurement of the impedance of cells especially of cell layers. The most popular methods using electrodes as ECIS and TER are briefly described and special attention is devoted to uncertainties caused by interface between electrode and electrolyte. The electrode-less methods (ELM) of measurement is proposed and results of several experiments confirming the principal function of ELM are introduced and discussed.

Keywords: cell impedance measurement, ECIS method, TER, Transepithelial resistance, Constant Phase Element, Electrode-less impedance measurement.

1 Introduction

Impedance of cell layers carries valuable information characterizing the state of cells and can be used for observation and evaluation of many physiological phenomena. In this contribution the cell impedance is intended to be used for evaluation of toxic effects [6] of tested material on living issue. Basically the degree of toxicity of certain substance can be estimated by evaluation of impedance of cell exposed to tested substance. As general rule impedance of live and healthy cell layer is much higher than impedance of cell damaged by toxic substance. The quantization of toxic effects by impedance measurement is one of the alternatives to their evaluation from cell shape using image signal processing ("videometry"[7]).

2 Standard Methods of Cell Impedance Measurement

Measurement of electrical impedance of any object located between electrodes is a well-known and generally used approach. In case of cell impedance measurement electrodes are submersed to solution (electrolyte) in which cells are located. Several standard methods of measurement are used in electrophysiological laboratories, e.g. patch-clamp microelectrodes, TER method, ECIS method, etc.

2.1 Measurement of transendothelial or transepithelial electrical resistances (TERs)

This straightforward in situ experimental approach is used for monitoring the modulation of barrier-forming cell-to-cell contacts (tight junctions) in cultured cells grown on porous filters. As it is shown on Figure 1 the impedance of cell layer between two electrodes is formed by parallel combination of cell membrane capacitance C_{cl} (typical value $0,44\mu F/cm^2$) and membrane resistance TER (typically $380 \Omega/cm^2$) in series with resistance of electrolyte $R_{med1,2}$ (in order of 100Ω) and Constant Phase Elements CPE_1, CPE_2 representing electrical behaviour of interface electrode-electrolyte. The model of CPE was introduced in order to better describe the complicated processes on the double layer behaviour between metal electrode and liquid electrolyte.

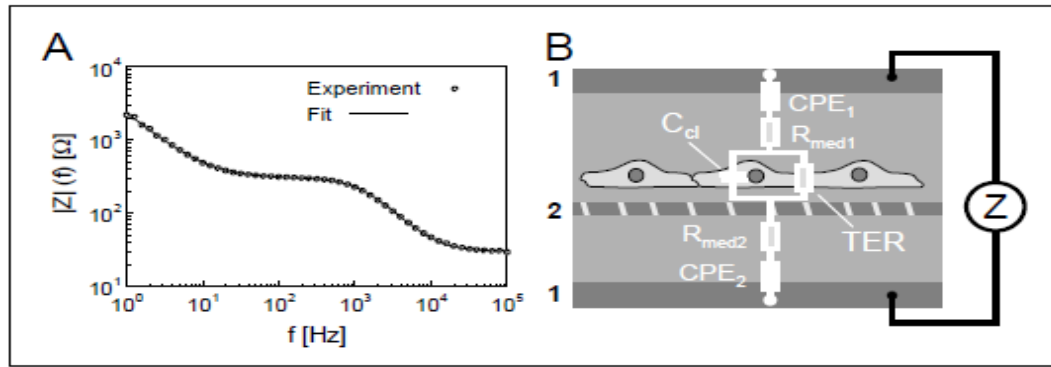


Figure 1 (A) Typical dependence of $|Z|$ (f) Figure 2 (B) Principle of TER method [1]

Former model of interface composed from parallel connection of resistor and capacitor is replaced by one element CPE (empirical pseudo-capacitance) with impedance Z_{CPA} approximated by expression [5]

$$Z_{CPA} = \frac{K}{(j\omega)^\beta} = \frac{K}{(j\omega)(j\omega)^{\beta-1}} = \frac{1}{j\omega \cdot C_{eqv}} \quad (1)$$

Equivalent pseudo-capacitance C_{eqv} is inversely proportional to frequency

$$C_{eqv} = \frac{(j\omega)^{\beta-1}}{K} = \frac{1}{K(j\omega)^{1-\beta}} \quad (2)$$

Unit of magnitude K is Ωs^{-1} , β is constant having values theoretically in the range $0 < \beta < 1$. The phase angle of this empirical circuit element is constant $\Phi = \beta \pi/2$ and generally lies between 45° and 90° . Typically β has a value of 0.8 for many biomedical electrode systems. Pseudo-capacitance C_{eqv} is inversely proportional to frequency which is in good agreement with physical background of electrochemical processes.

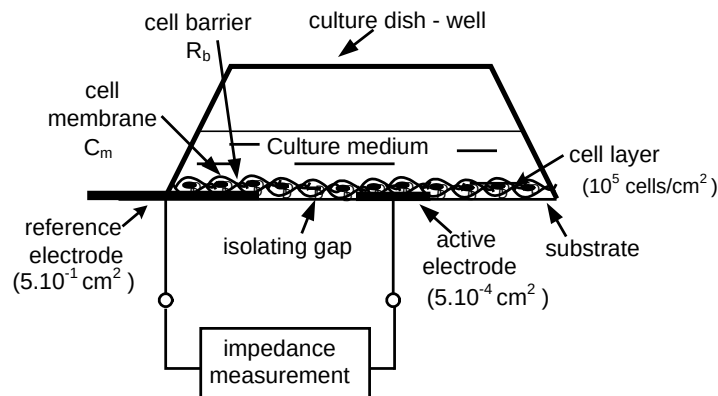


Figure 3 Principle of ECIS. Presence of “healthy cells” in isolating gap increases impedance

2.2 ECIS -Electric Cell Substrate Impedance Sensing ~

According to patented concept [4] the area of active electrode ($5 \cdot 10^{-4}$ cm²) is by three orders smaller than that of reference electrode ($5 \cdot 10^{-1}$ cm²). Thus current intensity in the vicinity of active electrode is much higher. Due to this fact the impedance between electrodes is influenced predominantly by cell layer located on the substrate and not by remote electrolyte. Otherwise much higher conductivity of electrolyte above layer could substantially decrease measured impedance. The thin layer of electrolyte, which eventually occurs below layer of cells, has high resistance and does not affect the measured impedance. On the contrary, if due

to some reasons (e.g. presence of toxic substance in electrolyte [8]) the effect of “peeling of cells” occurs, the value of impedance drops substantially.

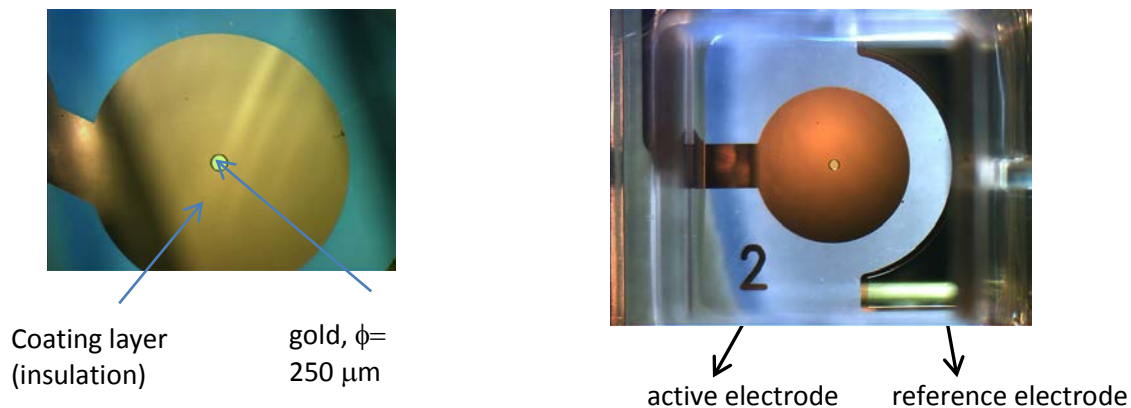


Figure 4 Active electrode is formed as a hole in coating covering gold electrode

3 Electrode-less impedance measurement

3.1 Introduction

Disturbing phenomena on double layer interface metal electrode-electrolyte characterized by CPE are only approximation to real situation. Metal electrodes- cannot be used in case when EM radiation absorbing in metal leads to increase of temperature. In several cases contact of metal with electrolyte could change behavior of observed electrochemical or physiological process. Until now these effects were suppressed by implementation of the same type of electrodes in all laboratories i.e. supposing that same “distortion effects” will occur in all experiments. Otherwise transferability of results would be jeopardized. Moreover electrodes from precious metals are expensive and mostly can be used only once (difficulties with sterilization!). From these reasons the methods of impedance measurement requiring no electrodes could be very useful. Unfortunately until now ELM are not yet commercially available. One possible method of ELM measurement based on transformer principle is described below together with results of experiments confirming it's feasibility and limitations.

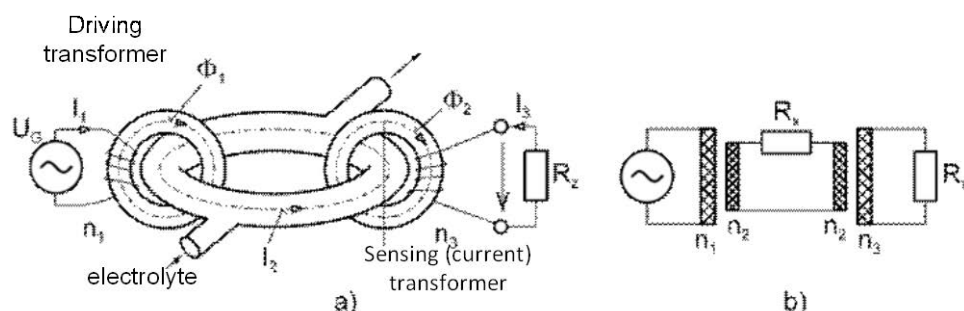


Figure 5 [2] Configuration of transformer based electrode-less method of impedance measurement. For low values of I_2 (several μA) voltage or current on the winding n_3 of sensing transformer is measured by lock-in amplifier (LIA)

3.2 Transformer method of electrode-less cells impedance measurement

Conversion of current through isolated tube filled by measured solution to voltage by transformer (inductive method) is long known [3] as one of alternatives in measurement of

conductivity of electrolytes, but until now is rarely used. The principle of the method is depicted on Figure 5.

Isolated tube forms secondary windings of driving transformer and primary winding of current (sensing) transformer. Normally voltage on secondary winding n_3 of current transformer is measured. Due to complicated equivalent circuit of current transformer, the transfer function of transformer is far from being ideal and it is very complicated to correct it in order to reach flat amplitude frequency characteristic (AFCH) for required range of frequencies. In the oscilloscope current probes, which might be also used for current I_2 measurement, this proper transfer function is accomplished by carefully chosen correction components. Each probe must be corrected individually and this costly process increases enormously the price of probe and at the same time substantially decreases sensitivity. Fortunately in our case when dealing with harmonic signals the approach of inverse transfer function ("deconvolution", calibration) could be implemented. The response of output voltage to current I_2 through known impedance for different frequencies is measured (calibration curve). The measured output values for unknown impedance for different frequencies are then corrected by means of calibration curve (see e.g. Figure.9). In order to obtain information on both module and phase of measured impedance the principle of coherent demodulation should be used.

Another problem is nonzero output voltage of current transformer (initial voltage) when current through tube (no electrolyte inside) is equal to zero. The penetration of driving transformer voltage via illegal way, (i.e. not through magnetic field) is caused mainly by capacitive coupling between both transformers and limits the minimum value of the measurable current. Fortunately by measuring both amplitude and phase of initial voltage its influence can be at least partially eliminated by vector (phasor) subtraction. The value of initial voltage is decreased by shielding both transformers. When designing shielding enclosures care should be taken to avoid effects of short circuit effect of shielding enclosure.

The AFCH of sensing transformer (voltage on secondary n_3 is output variable) is quite complicated due to transformer parasitic components. Measuring the output current of transformer by using current to voltage convertor (usually is included as an option of LIA input channel) gives much better performance in terms of output signal value on high frequencies (Figure 10). Using current to voltage convertor has also advantage in elimination of influence of impedances (mainly capacitances) lying in parallel to secondary windings of current transformer.

Transformer is obviously one of the most critical components of the measuring system. The high quality magnetic material should be used and distortion of signal due to hysteresis curve should be avoided. Distortion occurs when intensity of magnetic field shifts the working point to nonlinear part of hysteresis curve (close to saturation). Usually this effect occurs at low frequencies when impedance of coil is low and consequently current is high. The distortion of waveform should not apparently cause the problem when tracking band-pass filter is used in input channel of LIA. But even in this case the principle of superposition is not more valid and transfer characteristic of system is not linear.

3.3 The results of experiments

The experimental set-up designed for measurement of cell impedance was derived from configuration analogical to TER measurement (Figure 1). The layer of cells was located on filter inserts having several tens of millions of pores on cm^2 . The filter insert has shape of a dish with short legs on bottom side and is submersed to electrolyte. The top and bottom side of dish above and below the cell layer is filled with the same electrolyte. The isolated tube filled with electrolyte passing through the central part of toroidal transformers is by one end submersed to solution on upper part of cell layer and by second end to its bottom part.

3.3.1 Correction of transformer transfer function by calibration

The influence of sensing transformer U/I non-ideal transfer function is eliminated by calibration using frequency independent element – resistor R_{cal} of known value connected in series with wire forming secondary winding of driving transformer. As voltage on secondary winding $U_2(f)$ and value of R_{cal} are known, current $I_{cal}(f)$ can be measured. Mostly when $U_2(f)$ does not depend on frequency $U_2(f) = U_2$. Changing the frequency of voltage on primary windings n_1 of driving transformer $U_1(f)$, the amplitude and phase of output voltage $U_{op}(f)$ for different frequencies are measured. Then U/I transfer function $H_{ci}(f)$ [V/A] of sensing transformer is calculated from measured values

$$H_{ci}(f) = \frac{U_{op}(f)}{U_2/R_{cal}} = \frac{U_{op}(f)}{U_2} R_{cal} \quad (3)$$

In order to avoid error due to residual voltage $U_{opz}(f)$, the same procedure is performed for open secondary turn, i.e. zero current. Correct U-I transfer function $H_{ci}(f)$ is then calculated from equation

$$U_{opT}(f) = H_{ci}(f) \frac{U_2}{R_{cal}} + U_{opz}(f) \quad (4)$$

For measured values of $U_{opx}(f)$ at impedance Z we obtain

$$U_{opx}(f) = \frac{U_2}{Z} H_{ci}(f) + U_{opz}(f) \quad (5)$$

Transfer function $H_{ci}(f)$ is found and tabulated during calibration procedure and then used for calculation of Z from measured values of phasors $U_{opx}(f), U_{opz}(f)$

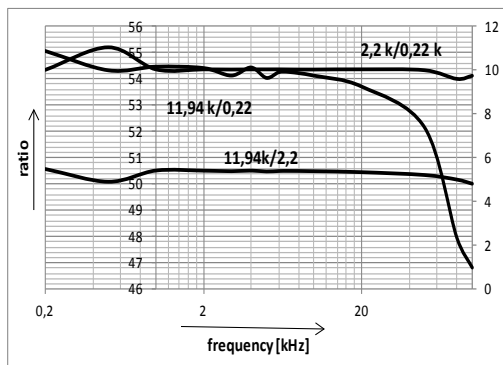


Figure 5 Different ratio of R_{cali} versus frequency

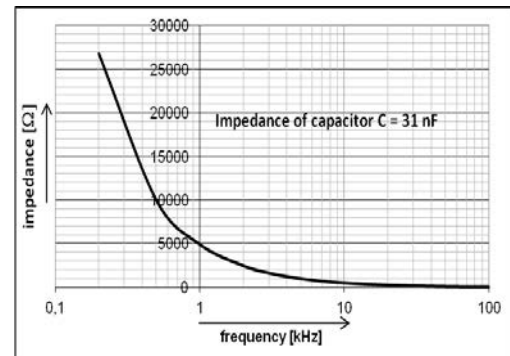


Figure 6 $X_c(f)$ measured without electrodes

$$Z = H_{ci}(f) \frac{U_2}{U_{opx}(f) - U_{opz}(f)} \quad (6)$$

As depicted on Figure 5 in case of three calibration resistors (0,22 kΩ, 2,2 kΩ and 11,94 kΩ) the distortion of U-I transfer function of sense transformer for low and high frequencies and for high value resistors is not corrected perfectly.

3.3.2 Example of impedance of cell layer measurement

The secondary winding of driving transformer, i.e. tube with diameter 10 mm is filled with KCl electrolyte (Figure 8). Layer of cells is seeded on the perforated polycarbonate membrane (product of NUNS company) submersed in cultivation solution. In order to separate KCl from the cultivation solution the ends of tube were narrowed and filled with agar plug and inserted to solution in upper and bottom part of membrane. The resistance of KCl electrolyte was approximately 800 Ω. Voltage on cells layer was chosen to stay in range below 45 mV Higher voltage could seriously damage the cells. The procedure of coherent

demodulation – lock-in amplifier was used to measure module R and phase φ of output voltage $U_{\text{opx}}(f)$ and $U_{\text{opz}}(f)$ of sensing transformer. The experimental set-up composed from two toroidal transformers in shielded cases and tube filled with KCl is shown on Figure 8. The dish containing small cup in which porous membrane and cultivation solution is located can be seen on the tied together ends of tube (hose). On Figure 7 is the graph showing typical dependence of cells impedance on frequency. For measured data processing above described transformer calibration routine was employed. The shape of graph is in good agreement with typical one displayed on Figure 1 and obtained by classical TER method.

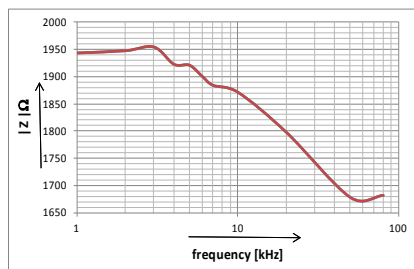
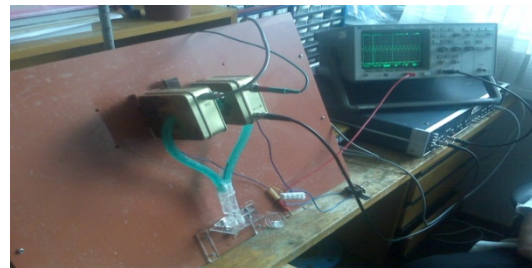
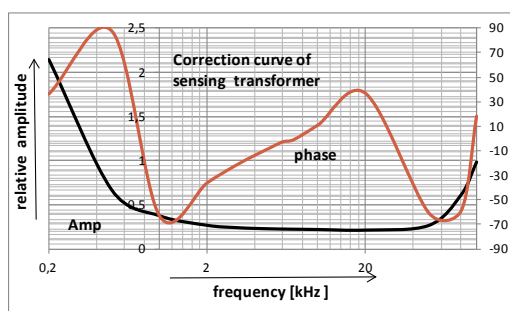
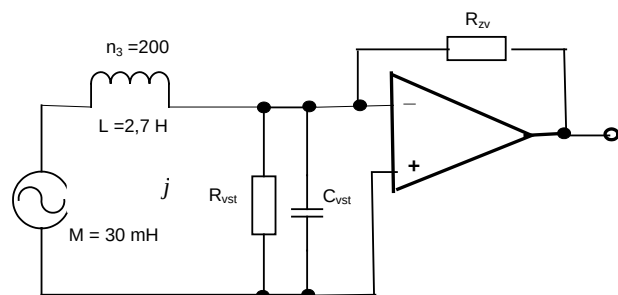
Figure 7 Impedance of cell layer $Z(f)$ 

Figure 8 Experimental set-up

4 Conclusion

Although basic principle and circuitry of transformer based electrode-less measurement of cells layer is simple, there are many difficulties accompanying its realization. Several of them stem from the low level of measured current due to low driving voltage required for avoiding electrocution of cells. Measured data have character of phasors which complicates the signal processing and dictates the implementation of coherent demodulation (lock-in amplifier or integrated impedance convertor circuits as e.g. AD 5933). Magnetic material and design of sensing transformer is of crucial importance, but modern high permeability materials facilitate its realization. Another difficulty arises from requirements for as low as possible resistance of electrolyte in tube (secondary winding). Highly concentrated electrolytes are not compatible with cultivation solution of cells thus some kind of separating plugs should be used (usually agar) on the interface tube-cultivation dish.

Figure 9 Amplitude and phase correction factors ($H_{ci}(f)$)Figure 10 Equivalent circuit of sensing transformer I-to-U converter gives better performance and eliminates influence of R_{vst} , C_{vst}

The tube with electrolyte should be free of air bubbles. Moreover the preparation of and manipulation with cell layer on perforated membrane is quite complicated and ideally would require construction capable of function in the milieu of incubator. Nevertheless the feasibility

of transformer based methods was of cell impedance measurement was proved and the future work will be focused to the solution of above mentioned problems.

Acknowledgement

This work has been supported by the Czech Ministry of education, Grant MSM 6840770012 “Transdisciplinary research in biomedical engineering II”.

Special thanks to RNDr Jan Krůšek from Physiological Research Institute who designed and realized the critical parts of experiments – interface between basic electrolyte KCl and cell layers cultured solution.

References

- [1] WEGENER Joachim et al.: Automated multi-well device to measure transepithelial electrical resistances under physiological conditions, *Bio-Techniques* ,Vol.37:590-597 (October 2004)
- [2] ĎAĎO S, KREIDL M : Senzory a měřicí obvody, Vydavatelství ČVUT, Praha, 1996
- [3] ŠALAMON. M.: Elektrodenloser niederfrequenz konduktometer, *Chem. Technik*, vol.10 (1958), pp 207
- [4] GIAVER I., KEESE C. R.: An Electrical Impedance Method to Continuosly Monitor Morphology and Motion of Cells in Culture. *Nature* 1993, vol.366, 591 – 592.
- [5] WEBSTER John G.: Bio-electrodes, *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*, Second edition, John Wiley and Sons, 2006
- [6] ĎAĎO, S: Selected Biosensors for Neurotoxicity Testing .In: MEASUREMENT 2009 - Proceedings of the 7th International Conference on Measurement. Bratislava: Institute of Measurement Science, 2009, p. 78-81. ISBN 978-80-969672-1-6
- [7] ĎAĎO, S.: Meranie impedancie biologických objektov. In: Sborník z V. vědecké konference "Informatika a automatizácia v riadení procesov., Zvolen 2009,,: Technická univerzita vo Zvolene, s. 37-42. ISBN 978-80-228-2029-5.
- [8] ĎAĎO S.: Biosenzory pro testování neurotoxicity. In: Informatika a automatizácia v riadení procesov.- IV. vedecká konferencia,. Zvolen 2008, Technická univerzita vo Zvolene, s. 49-52. ISBN 978-80-228-1917-6.

CYBERNETICS JOINS SYNTHETIC BIOLOGY

Daniel GEORGIEV

University of West Bohemia, Faculty of Applied Sciences, Department of Cybernetics.
Univerzitní 8, 306 14 Plzeň
E-mail: georgiev@kky.zcu.cz

Abstract:

Synthetic biology is a new discipline focused on understanding what system principles are implemented inside cells and how they can be used to build new living organisms with novel functions. The department of cybernetics at the University of West Bohemia is currently developing a synthetic biology laboratory that will integrate traditional engineering tools into cellular experiments. The laboratory is to be integrated with new and existing courses as well university wide research.

Keywords: synthetic biology, laboratory design

1 Why this is the right time

Synthetic biology is a new discipline focused on understanding what system principles are implemented inside cells and how they can be used to build new living organisms with novel functions. The emergence of this discipline is a consequence of several breakthroughs in biology beginning with the discovery of the DNA double helix. These breakthroughs have resulted in a vast array of tools that are used today for gathering a wide variety of reliable data (intracellular molecular concentrations, genome sequences, binding affinities, etc.) and for reliably synthesizing many biomolecules (short DNA sequences can be ordered online and arrive in days).

The relevance of cybernetics to this discipline is clear. Many of the same system and control principles developed over the past 100 years for electrical and mechanical systems indeed govern intra and inter cellular behaviors. Here are some examples: complex feedback networks regulate enzyme production in response to changes in nutrient availability, genes preform nested Boolean computations when toggling between dormant and growing expression profiles, highly optimized decisions are made when selecting which nutrients to import in order to maximize ATP production, redundant genes and parallel pathways are used for robustness to gene damage and nutrient shortage. Indeed, many researchers in synthetic biology come from a technical, rather than a biological, background.

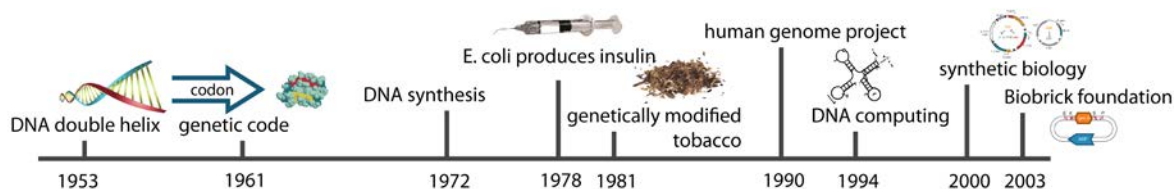


Fig. 1: timeline of the post DNA biological breakthroughs leading to the recent emergence of synthetic biology.

Of course, the idea of synthesizing new living organisms is nothing new. Once the genetic code was mapped, biologists immediately began to cut and paste genetic instructions into living organisms to create bacteria that produce insulin, plants that resist infection, and animals with traits required for specific clinical studies. What separates synthetic biology from genetic engineering is the goal of developing scalable principles applicable to designing new complex functions. It is believed that systems and engineering training and intuition are necessary to lead the research in the appropriate direction [1,2] that in many ways contrasts biological philosophy [3]. The success of this approach is evidenced by the effort of the Biobrick foundation (www.biobricks.org), which has focused on developing a catalog of easy to use biological parts instead of pure science.

2 The synthetic biology toolkit

For an engineering technology to spread from select specialists to general craftsmen, it must be built on a set of basic building blocks with easy composition protocols. Automobile engines, electrical circuits, computers, and information technology all underwent this transformation before becoming garage technologies. A strong effort is currently underway to transform biology in the same way [4]. Leading this effort is the Biobrick Foundation (Cambridge, USA), which has defined a DNA template, similar to the Lego snap and fit, that enables easy composition of DNA parts called plasmids. The so called Biobrick parts, function like higher level programming rules that researchers with non-traditional backgrounds in electrical engineering or cybernetics can reason about and use to build new functions inside living organisms. The number of parts maintained by the Biobrick foundation is currently in the thousands and grows every year. The parts have been used by researches to build signaling pathways, intercellular communication mechanisms, Boolean gates, binary switches, oscillators, and organized metabolic pathways.

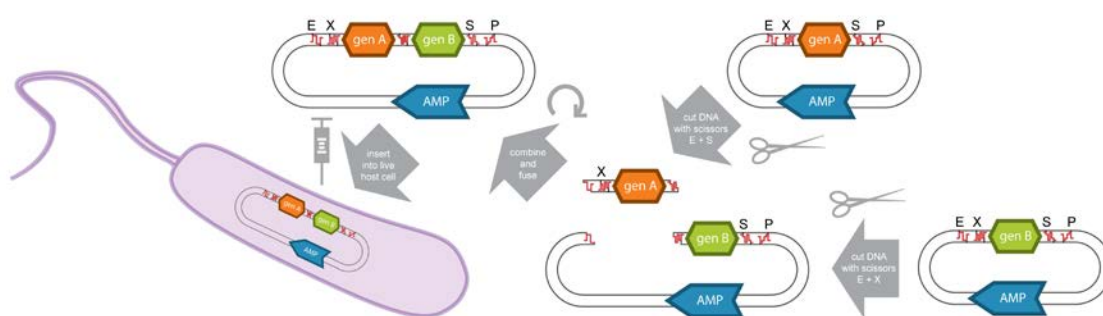


Fig. 2: The Biobrick parts and composition protocol.

Step 1: Each Biobrick part contains a gene that the cell expresses to make proteins. To place the genes on a single DNA plasmid, the parts are cleaved with specific enzymes. The choice of enzymes decides the order in which the genes appear on the new part.	Step 2: The enzymes leave the cleaved DNA with uneven ends. Some enzymes are complementary and leave ends that stick together. To combine the original parts, simply mix parts with complementary ends together in solution.	Step 3: The new Biobrick part contains a genetic network that codes a set of instructions for the cell. The instructions are uploaded to the cell by electrically or thermally shocking the cell increasing its membrane porosity to absorb the exogenous DNA.
--	--	--

In addition to Biobrick parts, the community has identified a set of well-established tools from molecular biology that are sufficient for synthesis and analysis. Well documented and easy to operate tools are favored over expensive sophisticated tools that take years to learn. There are also examples of experimental innovations by researchers with technical backgrounds that are motivated by dynamical systems theory, e.g., sinusoidal pressure changes in yeast in order to measure the frequency response and estimate the transfer function model.

Table 1: Standard set of experimental tools.

Equipment type	Uses
Microscope	Cell visualization and single cell lineage measurements. Quantitative measurements of intracellular substrate concentrations are obtained by combining microscopy with fluorescence tagging.
Fluorometer	Population fluorescence assays. Long-term studies are possible with integrated temperature regulators, shakers, and continuous nutrient supply.
Spectrophotometer	Characterization of cell density to study cell growth. Verification of DNA concentration and purity in solution before sequencing or using the DNA in cell transfection.
Thermocycler	Versatile DNA amplification tool useful in genotyping, RNA measurements, mutagenesis.
Electroporator	Cell transfection by a high voltage electric shock.
Electrophoresis	DNA filtering for isolation of DNA fragments and characterization of fragment lengths.
Other general tools required for solvent separation, organism storage and growth, and sterilization: centrifuge, incubator, autoclave, refrigerator, freezer, deep freezer, UV germicidal lamp.	

3 The cell cybernetics lab at uwb

The department of cybernetics at the University of West Bohemia has currently developed a synthetic biology laboratory to integrate traditional engineering tools with Biobrick technology. The lab is headed by M.Sc. Daniel Georgiev, Ph.D., who joined the department last fall as a visiting scholar from the University of Washington, Seattle. Dr. Georgiev studied synthetic biology as a postdoctoral scholar. Like many researchers in this area, however, his background is technical. He received his Ph.D. in systems and control from the University of Michigan, Ann Arbor.

Other groups with more traditional cybernetic expertise are also involved: the robotics and control group of Prof. Ing. Miloš Schlegel, CSc., is interested in experiment automation and micromanipulation, the image-processing group of Ing. Miloš Železný, Ph.D., is interested in automating data analysis, specifically cell tracking and characterization in time-lapse image sequences, the biocybernetics group of Ing. Lucie Houdova is expected to implement their statistical experimental analysis and design tools. Outside of the department, collaborations with the faculty of electrical engineering and the faculty health studies are planned.

The lab is also integrated into a new course titled Introduction to Cellular System Modeling, taught by Dr. Georgiev. The course will introduce third year students to fundamental biological principles and modeling tools. In addition, the course will culminate with semester projects that students will be able to test in the Cell Cybernetics Lab. This course is modeled after a similar course taught at the University of Washington where at the

end of the semester students build cells with oscillatory circuits or genetic switches. Select students will also be invited to compete in the international genetically engineered machine competition (iGEM) where they will work in a team to develop a new Biobrick function.

In the longer term, the lab's research objective is to increase speed, reliability, and feasibility of current experimental methods by incorporating the biological system into the design process. The experimental tools and methodologies developed will straddle both sides of the border that separates biology and engineering. The expected research outputs are technical tools with compatible genetic kits that automate handling, regulate experimental conditions, or manipulate the physical system in a way that is compatible with the biological design.

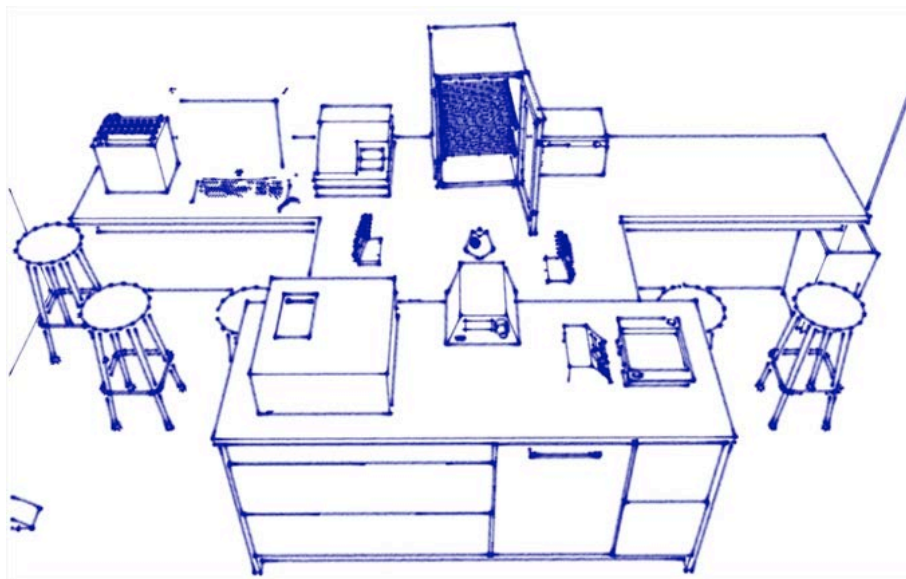


Fig. 3: The cell cybernetics lab construction plan.

4 For anyone interested

Research at the cell cybernetics lab will begin this September. For more information see ccy.zcu.cz or stop by for a visit.

Bibliography

- [1] Lisbon European Council, March 2000
- [2] The European Council in Stockholm, 2001
- [3] Y. Lazebnik, Can a Biologist Fix a Radio? – or, What I Learned while Studying Apoptosis, Biochemistry, 2004
- [4] Garage Biology, Nature, 467, 2010

VEHICULAR PLATOONS DESCRIBED VIA 2-D POLYNOMIALS

Michael Šebek and Dan Martinec

Department of Control Engineering, Faculty of Electrical Engineering, Czech Technical University in Prague

Technická 2, 16627 Praha 6

E-mail: michael.sebek@fel.cvut.cz

Abstract:

This paper shows how vehicular platoons can be described via 2-polynomials using a special 2-D Laplace-z-transform. This makes it possible to apply various tools of general 2-D systems to analyze the behavior and to design controller for the platoons. The formalism is introduced provides elegant alternative proofs of some well-known facts about the platooning problem.

Keywords: Automated highway systems; Platoons of vehicles, Strings of vehicles, 2D polynomial.

1 Introduction

The goal of this text¹ is to show how vehicular platoons can be described as spatio/temporal 2-D systems via 2-polynomials

Semi-infinite one-dimensional platoon studied in the paper is shown in Fig. 1. The leading vehicle is labeled by 0 and the follow-up cars are numbered by 1, 2, ... The vehicles keep their original indices even when exchanging their positions. The leader is driven externally while the followers are controlled by the algorithms discussed in the paper.

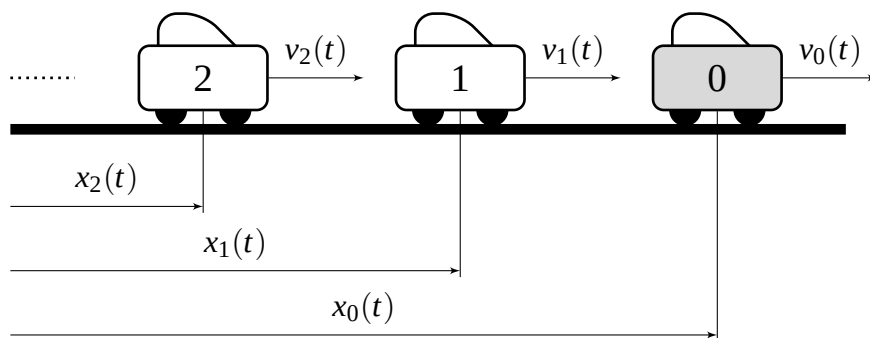


Figure 1: Platoon of vehicles with a leader.

Variables in the platoon, such as positions and velocities are described by spatial sequences of time functions

$$\{f(t, k)\} = f(t, 0), f(t, 1), f(t, 2), \dots, t \in [0, \infty),$$

corresponding to the equally indexed vehicles.

¹This text is actually a very shortened version of the original paper [4], where not only the formalism, but also its use for various analysis and design problems is discussed. For their practical importance, platooning problems have been deeply studied at least from 1960. For a long list of interesting references, the reader is referred to the original full text [4] and further references therein.

2 $\mathcal{LZ}_1$ -transform

To prepare the ground, a joint unilateral Laplace and (shifted) unilateral z-transform denoted $\mathcal{LZ}_1$ is defined as

$$\mathcal{LZ}_1 \{f(t, k)\} = \int_{0-}^{\infty} \left(\sum_{k=1}^{\infty} f(t, k) z^{-k} \right) e^{-st} dt. \quad (1)$$

In contrast to the common z-transform definition, the discrete-space part of the $\mathcal{LZ}_1$ -transform “starts” with the vehicle indexed by $k = 1$. This keeps the leader outside the support allowing the $\mathcal{LZ}_1$ - transform to describe just the controlled vehicles. The movement of the leading vehicle then becomes a boundary condition.

The $\mathcal{LZ}_1$ -transform of the sequence $\{f(t, k)\}$ expands into

$$f(s, z) = \underbrace{f(s, 1)}_{f_1(s)} z^{-1} + \underbrace{f(s, 2)}_{f_2(s)} z^{-2} + \dots \quad (2)$$

which is a formal power series in z^{-1} having polynomials or fractions in s as its coefficients.

For page limit, only one $\mathcal{LZ}_1$ -transform properties can be shown that is used later.

Theorem 1 ($\mathcal{LZ}_1$ -transform of space shift).

Given spatial sequence of time functions $f(t, k)$ and its $\mathcal{LZ}_1$ -transform $f(s, z)$, then

$$\mathcal{LZ}_1 \{f(t, k-1)\} = z^{-1} f(s, z) + z^{-1} f_0(s), \quad (3)$$

where

$$f_0(s) = \int_{0-}^{\infty} f(t, 0) e^{-st} dt \quad (4)$$

is the $\mathcal{L}$ -transform of the function related to the leader.

3 Platoon as a general 2-D System

Platoons and their controls are modeled here in a compact general form using fractions of real bivariate polynomials. The two variables are denoted as s and z , corresponding to time and the spatial index of the vehicle, respectively.

A variety of platoons is described by the general 2-D plant

$$a(s, z)y(s, z) = b(s, z)u(s, z) + c(s, z). \quad (5)$$

Here $y(s, z)$ and $u(s, z)$ stand for $\mathcal{LZ}_1$ -transforms of the plant output and input, respectively. Writing them as formal power series in z^{-1} with rational coefficients in s

$$y(s, z) = y_1(s)z^{-1} + y_2(s)z^{-2} + \dots, \quad (6)$$

$$u(s, z) = u_1(s)z^{-1} + u_2(s)z^{-2} + \dots, \quad (7)$$

nicely reveals that particular coefficients $y_k(s)$ and $u_k(s)$ represent the local output and local input at the position number k .

Furthermore, $a(s, z)$ and $b(s, z)$ are 2-D polynomials encountered in the plant transfer function, while $c(s, z)$ is a 2-D polynomial or fraction incorporating the information about the initial and boundary conditions in the plant. Their roles become evident from rewriting (5) into

$$y(s, z) = \frac{b(s, z)}{a(s, z)} u(s, z) + \frac{c(s, z)}{a(s, z)}. \quad (8)$$

Correspondingly, a general 2-D controller

$$p(s, z)u(s, z) = q(s, z)e(s, z) + d(s, z), \quad (9)$$

which is driven by error signal

$$e(s, z) = y_{\text{ref}}(s, z) - y(s, z), \quad (10)$$

covers a miscellany of control schemes. The role of the polynomials $p(s, z)$, $q(s, z)$ and $d(s, z)$ is clear² from

$$u(s, z) = \frac{q(s, z)}{p(s, z)}e(s, z) + \frac{d(s, z)}{p(s, z)}. \quad (11)$$

Use of these general 2-D models is now demonstrated on typical control policies.

Example 1: Predecessor Following Control. Consider a platoon of identical vehicles, each governed by a simple double integrator equation, where for every vehicle the distance to its predecessor is measured and used for control. In time and space, such a platoon is modeled by the equations (for $t \in [0, \infty]$, $k = 1, 2, 3, \dots$)

$$\begin{aligned} \ddot{x}(t, k) &= \frac{1}{m}u(t, k), \\ r(t, k) &= x(t, k-1) - x(t, k), \end{aligned} \quad (12)$$

where the quantities $x(t, k)$, $u(t, k)$ and $r(t, k)$ stand for the position of the k -th vehicle, its control input (driving force) and its distance from the $(k-1)$ -th vehicle, its predecessor, respectively. Naturally, the whole sequences $\{x(t, k)\}$, $\{u(t, k)\}$ and $\{r(t, k)\}$ describe the positions of all the vehicles, all the driving forces (local inputs) and all the distances between the neighboring vehicles, respectively.

To complete the model, some initial as well as boundary conditions must be known. These are the initial positions $x(0^-, k) = x_{0-}(k)$ and the velocities $\dot{x}(0^-, k) = \dot{x}_{0-}(k)$ for all $k = 1, 2, \dots$ as well as the leader's position $x(t, 0) = x_0(t)$ for all $t \in [0, \infty)$.

The $\mathcal{LZ}_1$ -transform turns (12) into

$$\begin{aligned} x(s, z) &= \frac{1}{ms^2}u(s, z) + \frac{1}{s}x_{0-}(z) + \frac{1}{s^2}\dot{x}_{0-}(z), \\ r(s, z) &= (z^{-1} - 1)x(s, z) + z^{-1}x_0(s). \end{aligned} \quad (13)$$

Putting this together yields

$$\begin{aligned} ms^2r(s, z) &= (z^{-1} - 1)u(s, z) + ms(z^{-1} - 1)x_{0-}(z) \\ &\quad + m(z^{-1} - 1)\dot{x}_{0-}(z) + ms^2z^{-1}x_0(s), \end{aligned}$$

which matches the general format of (5) with the output $y(s, z) = r(s, z)$ and the corresponding polynomials

$$\begin{aligned} a(s, z) &= ms^2, \\ b(s, z) &= (z^{-1} - 1), \\ c(s, z) &= ms(z^{-1} - 1)x_{0-}(z) + \\ &\quad + m(z^{-1} - 1)\dot{x}_{0-}(z) + ms^2z^{-1}x_0(s). \end{aligned} \quad (14)$$

²Throughout the paper, the influence of initial and boundary conditions in the controller is usually neglected, which sets $d(s, z) = 0$.

A natural strategy is to control each vehicle locally by a controller operating on the error of the distance to the predecessor from its desired reference value. When all the local controllers are identical, the $\mathcal{L}$ -transform yields

$$p(s)u_k(s) = q(s)(r_{\text{ref},k}(s) - r_k(s)), \quad (15)$$

where the role of initial conditions is neglected. Global controller, which can be viewed as a sequence of local controllers, fits into general 2-D format (??) with

$$\begin{aligned} e(s, z) &= r_{\text{ref},k}(s) - r_k(s), \\ p(s, z) &= p(s), q(s, z) = q(s), d(s, z) = 0. \end{aligned} \quad (16)$$

Example 2: Leader Following Control. As another example, consider again the platoon above, where now for every vehicle its distance to the leader is measured and used for control. Such a platoon is described by the equations (for $t \in [0, \infty]$, $k = 1, 2, 3, \dots$)

$$\begin{aligned} \ddot{x}(t, k) &= \frac{1}{m}u(t, k), \\ w(t, k) &= x(t, 0) - x(t, k), \end{aligned} \quad (17)$$

where $w(t, k)$ stands for the distance between the k -th and the leading (0 th) vehicle. The initial and the boundary conditions are as above. Using $\mathcal{LZ}_1$ -transform, (17) becomes

$$x(s, z) = \frac{1}{ms^2}u(s, z) + \frac{1}{s}x_{0-}(z) + \frac{1}{s^2}\dot{x}_{0-}(z), \quad (18)$$

$$w(s, z) = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}x_0(s) - x(s, z), \quad (19)$$

from which finally

$$\begin{aligned} -(z^{-1} - 1)ms^2w(s, z) &= (z^{-1} - 1)u(s, z) + \\ &ms(z^{-1} - 1)x_{0-}(z) + m(z^{-1} - 1)\dot{x}_{0-}(z)ms^2z^{-1}x_0(s). \end{aligned}$$

Matching this to (5) with the output $y(s, z) = w(s, z)$ gives

$$\begin{aligned} a(s, z) &= (1 - z^{-1})ms^2, \\ b(s, z) &= (z^{-1} - 1), \\ c(s, z) &= ms(z^{-1} - 1)x_{0-}(z) \\ &\quad + m(z^{-1} - 1)\dot{x}_{0-}(z) + ms^2z^{-1}x_0(s). \end{aligned} \quad (20)$$

When every vehicle controller is fed by the deviation of its distance to the leader from the desired distance and their dynamics are identical, they are driven by

$$p(s)u_k(s) = q(s)(w_{\text{ref},k}(s) - w_k(s)), \quad (21)$$

where the role of initial conditions is again ignored. Global controller then fits into the general 2-D format (??) with

$$\begin{aligned} e(s, z) &= w_{\text{ref},k}(s) - w_k(s), \\ p(s, z) &= p(s), q(s, z) = q(s), d(s, z) = 0. \end{aligned} \quad (22)$$

4 Control for a general 2-D system

This paper investigates how the distributed control schemes aimed at following the leader and/or other reference commands scale with the growing number of vehicles. In the input-output setting, this goal is usually rephrased as a stability requirement for certain transfer functions.

Putting together the general 2-D plant and a 2-D controller equations (5) and (9), they implicitly relate certain variables that are “given” or “supplied from outside” to other variables that are to be controlled or at least taken into account. The “given” variables include the reference command $y_{\text{ref}}(t, k)$ as well as the initial and boundary conditions in the plant. The conditions are $x(0^-, k) = x_{0-}(k)$, $\dot{x}(0^-, k) = \dot{x}_{0-}(k)$ and $x(t, 0) = x_0(t)$ and are included in $c(s, z)$ through

$$c(s, z) = c_1(s, z)x_{0-}(z) + c_2(s, z)\dot{x}_{0-}(z) + c_3(s, z)x_0(s).$$

The initial and boundary conditions of the controller, expressed similarly by $d(s, z)$, are also part of the game.

The controlled or otherwise notable variables³ naturally comprise the error $e(s, z)$ as the measure of quality, the plant output $y(s, z)$, as well as the plant input $u(s, z)$. Their explicit expressions, assuming $d(s, z) = 0$, are

$$e(s, z) = \frac{a(s, z)p(s, z)}{\bar{m}(s, z)}y_{\text{ref}}(s, z) - \frac{p(s, z)}{\bar{m}(s, z)}c(s, z), \quad (23)$$

$$y(s, z) = \frac{b(s, z)q(s, z)}{\bar{m}(s, z)}y_{\text{ref}}(s, z) + \frac{p(s, z)}{\bar{m}(s, z)}c(s, z), \quad (24)$$

$$u(s, z) = \frac{a(s, z)q(s, z)}{\bar{m}(s, z)}y_{\text{ref}}(s, z) + \frac{q(s, z)}{\bar{m}(s, z)}c(s, z), \quad (25)$$

where we have denoted the common denominator by

$$a(s, z)p(s, z) + b(s, z)q(s, z) = \bar{m}(s, z). \quad (26)$$

The relations (23-25) consist of all the closed-loop transfer functions from the given variables to the controlled or notable variables.

Common denominator of all the transfer functions – the polynomial $\bar{m}(s, z)$ – arises from (26). Given the plant, i.e. $a(s, z)$ and $b(s, z)$, various right hand sides can be achieved by choosing the controller, i.e. $p(s, z)$ and $q(s, z)$. Reversely, given the plant and the polynomial $\bar{m}(s, z)$, (26) can be solved as a 2-D polynomial equation.

The right-hand side must vanish at all common zeros of the left-hand side polynomials $a(s, z)$ and $b(s, z)$. If the common zeros are stable, a stable polynomial $\bar{m}(s, z)$ can be achieved. If they are unstable, so is every $\bar{m}(s, z)$. See [1, 2] or [3] for more on 2-D polynomial equations.

References

- [1] M. Šebek. 2-D exact model matching. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 28(2):215–217, 1983.
- [2] M. Šebek. On 2-D pole placement. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 30(8):819–822, 1985.

³Notable variables not appearing in (5) and (9) can be computed from the particular platoon equations. So in Example 1, one gets the positions $x(s, z)$ from $r(s, z)$ via (12), etc.

- [3] M. Šebek. *Multi-Dimensional Systems: Control via Polynomial Techniques*. DrSc dissertation, Czechoslovak Academy of Sciences, 1994.
- [4] M. Šebek and Z. Hurak. 2-D polynomial approach to control of leader following vehicular platoons. In *18th IFAC World Congress*, Milano, Italy, August 2011. IFAC.

POUŽITÍ PIEZOAKTUÁTORŮ K AKTIVNÍMU TLUMENÍ VIBRACÍ KLUZNÝCH LOŽISEK

Jiří TŮMA, Jaromír ŠKUTA, Jaroslav LOS, Jaromír ZAVADIL

Fakulta strojní, VŠB – Technická Universita Ostrava

17. listopadu 15, 708 33 Ostrava-Poruba

E-mail: jiri.tuma@vsb.cz, jaromir.skuta@vsb.cz, jaroslav.los.st@vsb.cz, jaromir.zavadil.st@vsb.cz,

Jiří ŠIMEK

Techlab, Ltd. Praha

Sokolovská 207, CZ 190 00, Praha 9

E-mail: j.simek@techlab.cz

Abstrakt:

Nestabilita vlivem olejového filmu je jedním z vážných problémů vysokorychlostních rotorů uložených na kluzných ložiscích. I když existuje mnoho řešení založených na úpravě geometrie pouzder ložisek, referát se zabývá aktivním tlumením kmitů rotorů, které vede ke zvýšení provozních otáček. Jako akční členy jsou použity piezoaktuátory, které pohybuji pohyblivým cylindrickým pouzdem ložiska. Zkušební zařízení s piezoaktuátory pro ověřování funkce aktivně řízených ložisek tvoří rotor, asynchronní motor dosahující až 23 000 ot. / min. Aktivně řízené kluzné ložisko je složeno z pohyblivého pouzdra, jehož polohu určují piezoaktuátory. Dvojice sond přiblížení měří vibrace rotoru. Řídicí systém umožňuje rozjezd a dojezd, včetně ustálených otáček. Real-time simulátor dSpace uzavírá regulační smyčku. Silové působení piezoaktuátorů na pohyblivé pouzdro je řízeno podle chybových signálů získaných ze sond přiblížení. Jak bylo experimentálně prokázáno, aktivní řízení značně rozšiřuje rozsah provozních otáček rotorů.

Klíčová slova/Keywords: journal bearing, active vibrafon control, piezoactuators

1 Úvod

VŠB - Technická univerzita, Fakulta strojní, a výzkumná firma TECHLAB s.r.o., Praha, se dlouhodobě zabývají výzkumem v oblasti dynamiky rotorů. Jedním ze závažných problémů je nestabilita vysokorychlostních rotorů s kluznými ložisky s olejovým filmem. Pro studium možností ovlivnění chování rotorů řízeným pohybem pouzdra ložiska bylo navrženo a vyrobeno zkušební zařízení. I když existuje mnoho řešení založených na pasivním vylepšení geometrie pouzder ložisek pro zvětšení rozsahu provozních otáček rotorů, například citronovým tvarem pouzdra, přesahem děleného pouzdra, naklápěcími segmenty atd., přístup k prevenci nestability hydrodynamicky mazaných ložisek v tomto referátu je založen na použití aktivního tlumení kmitání piezoaktuátory.

Mnoho autorů věnuje pozornost tlumení kmitání s použitím magnetických ložisek jako například [1]. Piezoaktuátory jako nástroj pro řízení kluzných ložisek stroje byly podle literárních pramenů intenzivně zkoušeny od konce osmdesátých let. Jeden z prvních původních příspěvků je ze začátku devadesátých let [2]. Tyto práce však nestudují vliv olejového filmu na nestabilitu rotorů a její potlačení pomocí aktivního tlumení. Za zmínku stojí články [3] a [4] týkající se problému nestability rotoru. Z důvodu nedostatku podrobných informací bylo rozhodnuto zahájit výzkum metod potlačení nestability olejového filmu aktivním řízením kluzných ložisek. Na výzkumné práce byl získán grant GAČR ev.č. 101/07/1345 "Aktivní řízení kluzných ložisek se zaměřením na potlačení nestability rotorů". Řídicí systém doplní mechanický systém ložiska elektronickou vazbou, která v něm chybí.

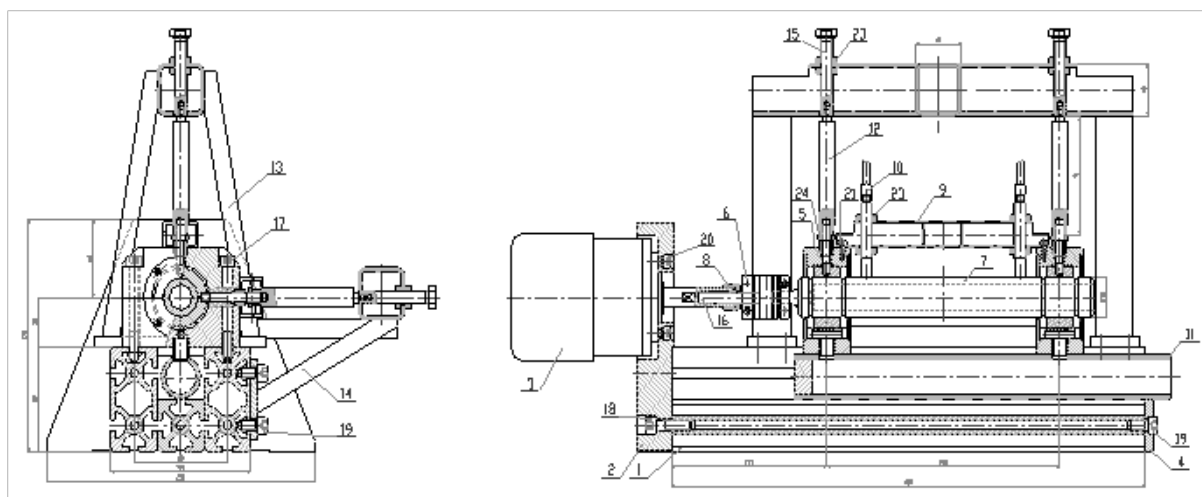
Laboratorní zkušební zařízení, včetně pohyblivého pouzdra ložiska, navrhl TECHLAB s.r.o., Praha. Výzkumný tým VŠB - Technické univerzity Ostrava navrhl řídicí systém kluzných ložisek s piezoaktuátory a celé zařízení zprovoznil [5] [6].

2 Zkušební stav

Fotografie a náčrty říditelného kluzného ložiska je na obrázku 1 a technický výkres na obrázku 2. Zkušební zařízení se skládá z tuhého hřídele 7 uloženého na dvou cylindrických hydrodynamických ložiskách. Pouzdro ložiska je těsněno gumovými O-kroužky, které zajistí utěsnění úniku oleje a současně umožňují pohyb pouzdra v rámci jistých mezí. Piezoaktuátory 12 pro svislý a vodorovný směr pohybu jsou připevněny k rámu 13 a 14. Pro zkušební stav jsou použity předepnuté LVPZT piezoaktuátory typu P-842.40 a P-844.60 od firmy PI. Piezoaktuátory obou typů vyžadují zesilovač nízkého napětí o rozsahu 100 V na výstupu. Přítlačná síla typu P-842.40 je 800 N a tahová síla pouze 300 N. Zdvih použitých piezoaktuátorů je až 90 μm . Stejný zdvih dosáhne piezoaktuátor typu P-844.60, jehož přítlačná síla je až 3000 N a tahová síla až 700 N. Testovaný rotor je poháněn asynchronním motorem (400 Hz) 3 prostřednictvím pružné membránové spojky 6. Jako mazací olej, byl původně použit hydraulický olej třídy VG 32 a pak speciální olej pro vysokorychlostní vřetena brusek s označením OL-P03.



Obrázek 1: Uspořádání říditelného kluzného ložiska



Obrázek 2: Řez zkušebním stavem

Pohyb hřídele se měří pomocí dvou párů snímačů (sond) přiblížení 10. Tyto snímače pracují buď na principu elektrické kapacity, nebo na principu vířivých proudů. Snímače s

vířivými proudy typu IN 085 jsou výrobkem firmy Shenck. Testovaly se také snímače, které dodává firma Bently Nevada pro Rotorkit RK4. Po potížích s chybou měření snímačů na principu vířivých proudů se začaly používat kapacitní snímače typu capaNCDT CS05, které dodává společnost Micro Epsilon. Na hřídel zkušebního stavu je možné umístit jeden nebo dva disky a tím zvětšit zatížení ložiska. Nejnižší zatížení lze dosáhnout s dutým hřídelem bez disků. Zkušební zařízení je určeno pro otáčky až do 23 000 ot. / min.

3 Model kluzného ložiska

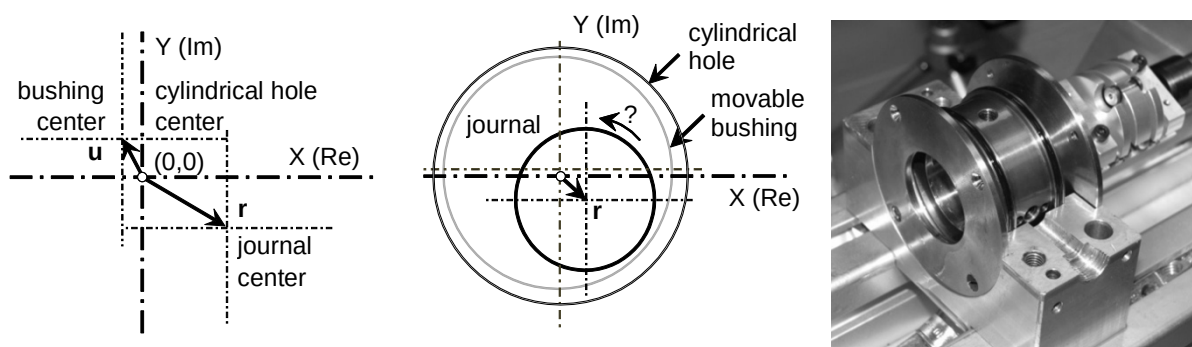
Existuje mnoho způsobů jak modelovat kluzná ložiska, ale tento referát dává přednost modelu se soustředěnými parametry, který navrhla Muszynska [7] s podporou Dynamics Research Corporation Bently Nevada [8]. Důvodem pro použití tohoto způsobu modelování bylo, že umožňuje analyzovat nestabilitu kluzných ložisek s olejovým filmem a navrhnout systém řízení v uzavřené smyčce. Další možností modelování chování ložisek může být založeno na výpočtu proudění oleje v mezeře mezi hřídeli a pouzdrem metodou konečných prvků řešením Reynoldsovy rovnice. Tato propracovanější metoda neumožňuje simulaci chování aktivního tlumení vibrací pro návrh a optimalizaci regulátoru.

3.1 Model kluzného ložiska se soustředěnými parametry

Nechť je úhlová rychlost rotoru označena Ω v radiánech za sekundu. Předpokládá se, že pouzdro je pohyblivé ve dvou kolmých směrech, zatímco rotor se může navíc i otáčet. Je výhodné použít komplexní proměnné jako polohové vektory pro popis pohybu rotoru a pouzdra v rovině, která je kolmá k ose rotace rotoru. Reálná část komplexního čísla $\mathbf{r}$ je horizontální souřadnicí $x(t)$ středu hřídele a imaginární část tohoto komplexního čísla je svislou souřadnicí $y(t)$ tohoto bodu. Systém souřadnic je vázán na stacionární pouzdro ložiska s válcovým otvorem, uvnitř kterého je vloženo pohyblivé pouzdro ložiska. Počátek souřadnic $(0, 0)$ v komplexní rovině se nachází ve středu uvedeného válcového otvoru, jak je znázorněno na obrázku 3. Umístění středu hřídele v komplexní rovině označuje vektor $\mathbf{r}$, zatímco střed pohyblivého pouzdra je označen vektorem $\mathbf{u}$ (viz obrázek 3). Souřadnice koncových bodů těchto vektorů jsou tyto:

- $(0, 0)$ – střed válcového otvoru,
- $\mathbf{r} = x(t) + j y(t)$ – střed hřídele,
- $\mathbf{u} = u_x(t) + j u_y(t)$ – střed pohyblivého pouzdra,

kde j je komplexní jednotka.



Obrázek 3: Souřadnicový systém

Za zdroj vnitřní síly jsou považovány pružina a tlumič simulující olejový film [7] a [9]. Tyto síly mají směr shodný se směrem polohového vektoru a směr kolmý k tomuto vektoru. Vnější síly způsobuje nevyváženost, rázy a zatížení v podobě konstantní radiální síly. Všechny tyto vnější síly se považují pro matematický model za vstupy. Předpokládá se, že

rotující hřídel plní funkci čerpadla, které vtlačuje olej z prostoru mezi povrchem hřídele a pouzdra a tvoří olejový klín. Vztlak olejového klínu udržuje rotor v rovnováze. Modelová pružina a tlumič se otáčejí úhlovou rychlostí $\lambda\Omega$, kde λ je bezrozměrný parametr, jehož velikost je nepatrně menší než 0,5.

Parametr λ se označuje jako relativní obvodová rychlost (fluid averaged circumferential velocity ratio). Je známo, že kmitání (nestabilita) rotoru začíná, jestliže otáčky rotoru překročí určitou hodnotu a kmitání se zastaví, když rychlost otáčení hřídele poklesne pod mez, která není shodná s mezí nestability. Měření ukazuje, že rotor je vybuzen perturbačními silami, které se otáčejí nesynchronně úhlovou rychlostí $\lambda\Omega$.

Sílový účinek olejového filmu lze v rotujícím souřadném systému vypočítat podle vzorce

$$\mathbf{F}_{rot} = K(\mathbf{r}_{rot} - \mathbf{u}_{rot}) + D(\dot{\mathbf{r}}_{rot} - \dot{\mathbf{u}}_{rot}) \quad (1)$$

kde skalární parametry K , a D , určují proporcionální tuhost a tlumení, které je závislé na vektoru polohy osy rotoru $\mathbf{r}_{rot} - \mathbf{u}_{rot}$ a vektoru rychlosti rotoru $\dot{\mathbf{r}}_{rot} - \dot{\mathbf{u}}_{rot}$. Vzhledem k poloze středu pouzdra. Rovnice (1) znázorňuje vztah mezi komplexními proměnnými a proto ve skutečnosti nahrazuje dvě reálné rovnice.

Model kluzného ložiska (1) je třeba transformovat do stacionárních souřadnic, ve kterých je posun a rychlost středu rotoru označen $\mathbf{r}$ a $\dot{\mathbf{r}}$ a posun a rychlost středu pouzdra $\mathbf{u}$ a $\dot{\mathbf{u}}$. Převod rotujících komplexních souřadnic vektorů do stacionárního souřadnicového systému lze provést násobením těchto vektorů faktorem $\exp(j\lambda\Omega t)$. Vztah mezi uvedenými vektory ve stacionárních souřadnicích je následující

$$\mathbf{F} = K(\mathbf{r} - \mathbf{u}) + D(\dot{\mathbf{r}} - \dot{\mathbf{u}}) - jD\lambda\Omega(\mathbf{r} - \mathbf{u}) \quad (2)$$

kde výraz $jD\lambda\Omega \mathbf{r}$ má význam síly, která působí v tangenciálním směru vzhledem ke směru vektoru $\mathbf{r} - \mathbf{u}$. Zvyšováním úhlové rychlosti rotoru se tato tangenciální síla může stát příčinou nestability rotoru.

Rotor je pod vlivem vnějších sil, například v důsledku nevyváženosti nebo jednoduše gravitací. Radiální síla způsobena nevyvážeností se otáčí úhlovou rychlostí ω , která nemusí být obecně shodná s rychlostí otáčení rotoru Ω . Platí

$$\mathbf{F}_p = m r_u \omega^2 e^{j(\omega t + \delta)} \quad (3)$$

kde δ je fázový posun v čase $t = 0$.

Pohybová rovnice pro tuhý rotor, která platí v oblasti malých výchylek, je následující

$$M \ddot{\mathbf{r}} + D(\dot{\mathbf{r}} - \dot{\mathbf{u}}) + (K - jD\lambda\Omega)(\mathbf{r} - \mathbf{u}) = \mathbf{F}_p \quad (4)$$

kde M je celková hmotnost rotoru. Trajektorie středu rotoru se nazývá orbita. Jako v případě rovnice (1) může být také komplexní rovnice (4) nahrazena dvěma reálnými rovnicemi. Komplexní proměnné zjednodušují nejen psaní matematických vzorců, ale umožňují snadno vytvořit simulační model v Matlab-Simulink [10].

3.2 Pohybová rovnice jako servomechanismus

Pro analýzu stability pohybu hřídele v ložisku se předpokládá, že pouzdro není pohyblivé, tj. $\mathbf{u} = \mathbf{0}$. Podle modelu (2) lze pro systém olejového klínu ložiska a rotoru použít schéma běžného v regulačních servosystémech, viz. obrázek 4. Podle směru působení vazeb lze rozdělit vazby na přímé a zpětné, tj. v daném případě na direktní a kvadrturní složky sil.

Je výhodné definovat sílu přímo (direktní, tj. ve směru polohového vektoru) a kvadrurní (tj. sílu působící kolmo na vektor výchylky). Laplaceova transformace se získá náhradou imaginární proměnné $j\omega$ komplexní proměnnou s

$$K_{Direct}(s) = K + Ds + Ms^2, \quad K_{Quadrature}(s) = -j\lambda\Omega D \quad (5)$$

Pohybová rovnice (4) má po Laplaceově transformaci tvar

$$\mathbf{r} = (\mathbf{F}_{Perturbation} - K_{Quadrature}(s)\mathbf{r})/K_{Direct}(s) \quad (6)$$

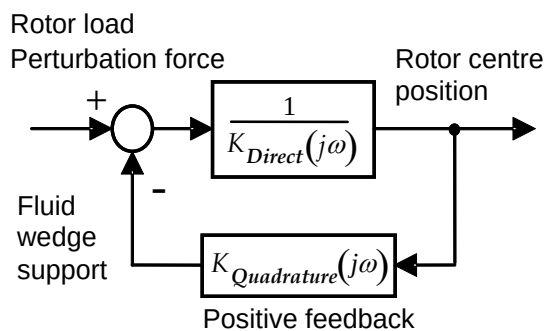
Přenosová funkce $1/K_{Direct}(s)$ (dynamická poddajnost olejového filmu) je stabilní díky kladným hodnotám koeficientů přenosu. Zpětná vazba u uzavřené smyčky servosystému na obrázku 4 funguje jako kladná zpětná vazba a je příčinou nestability. Zesílení kladné zpětné vazby závisí na úhlové rychlosti rotoru Ω . Systém ložiska je stabilní pro nízké otáčky rotoru. Pokud zesílení kladné zpětné vazby překročí jistou mezní hodnotu, pak se celý systém stane nestabilní.

Stabilitu uzavřených smyček dynamického systému lze analyzovat podle přenosu otevřeného systému

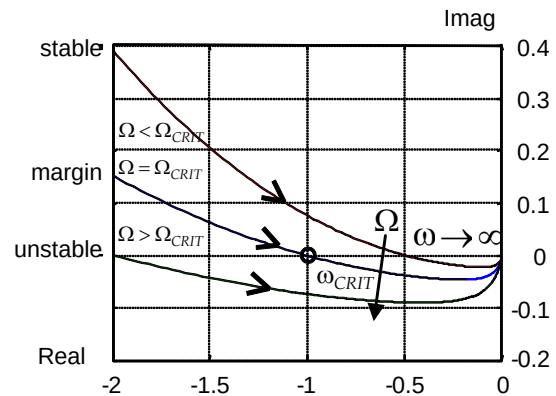
$$G_0(j\omega) = \frac{K_{Quadrature}(j\omega)}{K_{Direct}(j\omega)} = \frac{-\lambda\Omega D}{\omega D - j(K - M\omega^2)} \quad (7)$$

Dynamický systém s uzavřenou smyčkou je podle Nyquistova kritéria stabilní pouze tehdy, pokud frekvenční charakteristika v komplexní rovině (Nyquist plot) neuzavírá bod ležící na reálné ose o souřadnicích $(-1, 0)$ pro frekvenci měnící se od nuly do nekonečna [11], viz obrázek 6. Obklopení bodu $(-1, 0)$ křivkou frekvenční charakteristiky lze interpretovat jako její průsek reálnou osou vlevo od tohoto bodu. Na obrázku 5 jsou nakresleny frekvenční charakteristiky pro tři různé hodnoty úhlové rychlosti rotoru pro fixní poměr $K/D = 100$ rad/s. Frekvenční charakteristiky mají stejný tvar a liší se pouze v měřítku. Demonstrují tři systémy, a to systém stabilní, na mezi stability a nestabilní. Pro mez stability platí

$$G_0(j\omega_{CRIT}) = -1 \quad (8)$$



Obrázek 4: Systém olejového klínu a hřídele jako servomechanismus



Obrázek 5: Nyquistův diagram pro analýzu stability dynamických systémů

Komplexní rovnice (8) představuje dvě reálné rovnice. Řešením imaginární části rovnice (8) je vzorec pro úhlovou frekvenci, na které může systém kmitat bez tlumení. Tato frekvence je označena ω_{CRIT} . Řešení reálné části rovnice (8) je úhlová frekvence mechanické rezonance

$$\omega_{CRIT}^2 = K/M \quad \text{a} \quad \omega_{CRIT} = \lambda\Omega \quad (9)$$

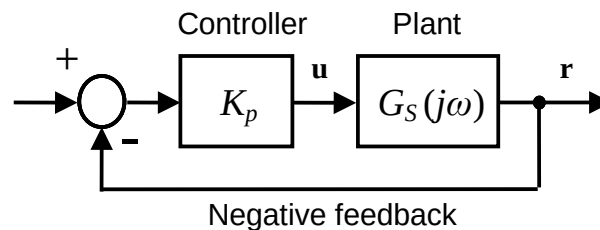
Lze konstatovat, že relativní frekvence subharmonického kmitání rotoru vzhledem k jeho frekvenci otáčení má velikost parametru λ . Měření ukazují, že hodnota tohoto parametru je rovna přibližně 0.475 i po překročení prahu nestability. Kritická frekvence při nestabilitě je shodná s rezonanční frekvencí mechanického systému, který modeluje tuhost a tlumení olejového filmu. Je možné také poznamenat, že prahová frekvence není shodná s frekvencí kritických otáček rotoru, která je dána ohybovými kmity rotoru.

Jestliže by byl systém lineární, pak nestabilní vibrace rotoru budou spirálovitě růst do nekonečna. Práh úhlové frekvence rotoru, kdy startuje nestabilita, je dán vzorcem, podle kterého jsou prahové otáčky nepřímo úměrné parametru λ

$$\Omega_{CRIT} = \sqrt{K/M} / \lambda \quad (10)$$

4 Uzavřený regulační obvod

Aktivní tlumení kmitání hřídele v kluzných ložiskách používá polohu pouzdra jako akční veličinu u a polohu hřídele jako řízenou veličinu r . Akční veličina je výstup regulátoru, který transformuje regulační odchylku jako rozdíl žádané a skutečné polohy hřídele. Jak je zřejmé z blokového schématu na obrázku 6, regulátor je proporcionálního typu se zesílením K_p .



Obrázek 6: Uzavřený regulační obvod

Jestliže je perturbační síla $F_p = 0$ nulová, pak pohybová rovnice má tvar

$$M \ddot{r} + D \dot{r} + (K - jD\lambda\Omega)r = D\dot{u} + (K - jD\lambda\Omega)u \quad (11)$$

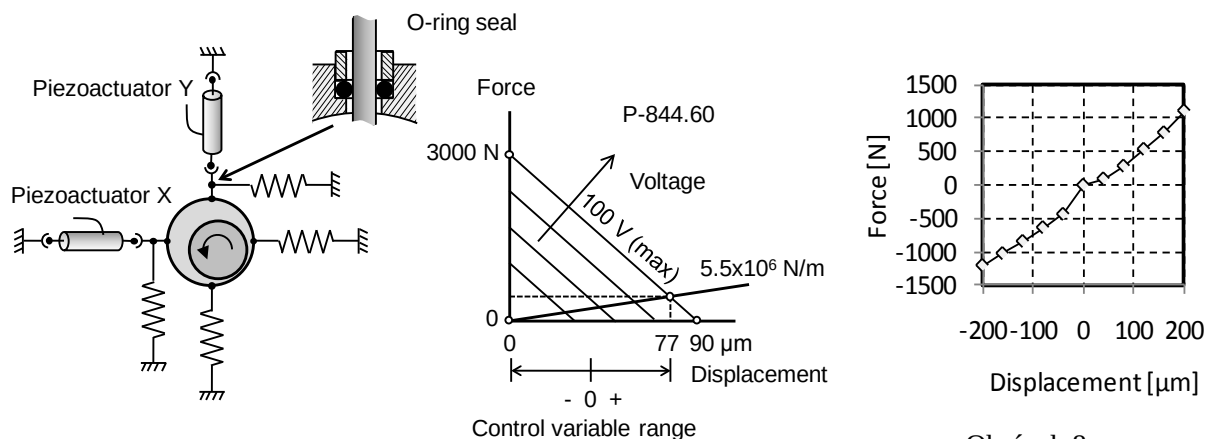
Laplaceova přenosová funkce pohybu pouzdra na pohyb hřídele je dána vztahy

$$G_o(s) = K_p \frac{Ds + (K - jD\lambda\Omega)}{Ms^2 + Ds + (K - jD\lambda\Omega)} \quad (12)$$

$$G_o(j\omega) = K_p \frac{j\omega D + (K - jD\lambda\Omega)}{j\omega D + (K - jD\lambda\Omega) - M\omega^2}$$

Pro mez stability otevřené smyčky je zesílení přenosu $G_o(j\omega)$ rovno -1. Úhlová frekvence ustálených vibrací na mezi stability je dána vzorcem $\omega = \lambda\Omega$ a $K_p = \omega^2 M / K - 1$. Jestliže je zesílení kladné zpětné vazby K_p , pak jsou maximální otáčky rotoru Ω_{MAX} pro jeho stabilní chování vyšší než kritické otáčky Ω_{CRIT} bez jakékoliv regulační zpětné vazby. Zvýšení meze stability rotoru v mezní rychlosti otáčení je dáno vzorcem

$$\Omega_{MAX} = \Omega_{CRIT} \sqrt{K_p + 1}. \quad (13)$$



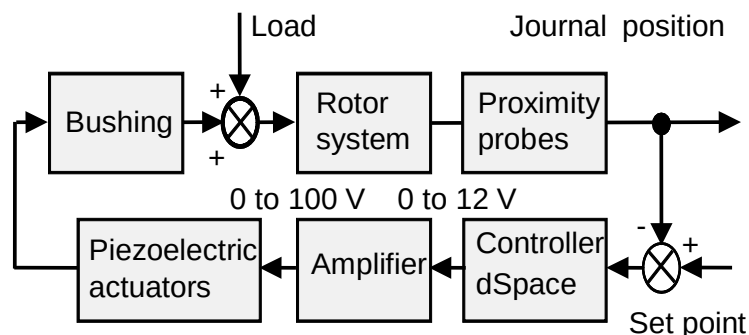
Obrázek 7: Závislost síly působící na pouzdro v závislosti na napájecím napětí (osa X)

Obrázek 8: Závislost síly působící na pouzdro na jeho posunutí

Řídicí systém nestabilizuje chování hřídele v ložisku přímým působením síly jako u magnetických ložisek, ale prostřednictvím změny polohy pouzdra, ve kterém se hřídel otáčí. Kromě zesílení regulátoru závisí posunutí pouzdra na tuhosti jeho uložení v ložiskovém domku. Tato tuhost je dána tuhostí gumových těsnících O-kroužků, jak je znázorněno na obrázku 7. Závislost síly na posunutí pouzdra je znázorněna na obrázku 8. Zesílení otevřené smyčky K_p regulačního obvodu na obrázku 6 vyplývá nejen ze zesílení regulátoru, ale také z tuhosti uložení pouzdra. Vlastnosti piezoaktuátoru P-844.60 (katalogové hodnoty) a měřená tuhost uložení pouzdra ($5.5 \times 10^6 \text{ N/m}$) umožňuje určit rozsah akčního zásahu (viz diagram, který je součástí obrázku 7). Piezoaktuátory jsou ovládány napětím v rozsahu od 0 do 100V, které je na výstupu zesilovače se vstupem od 0 do 12V. Rozsah stabilních provozních otáček rotoru je omezen zdvihem piezoaktuátorů a chybami měření polohy rotoru.

5 Aktivní tlumení kmitání

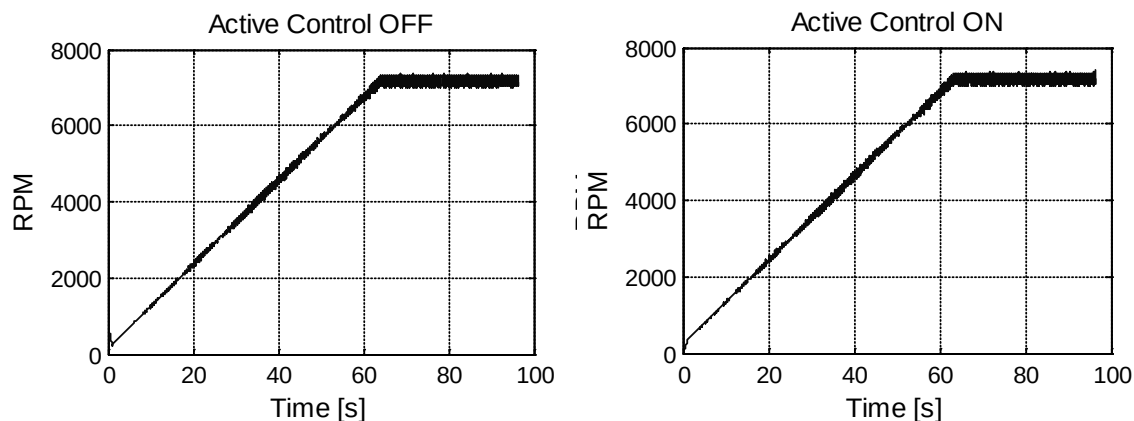
Signály ze snímačů přiblížení jsou připojeny k signálovému procesoru dSpace. Výstup procesoru je připojen na vstup zesilovače, který napájejí piezoaktuátory. Elektronická zpětná vazba (viz obrázek 9) je zvolena proporcionální. Přestože zlepšení dynamických vlastností regulátoru by vyžadovalo přidat derivační nebo integrační složky je šum snímačů důvodem, pro který je nevýhodné například derivační vazbu použít [12]. I když snímače na principu elektrické kapacity mají chybu menší než snímače na principu vířivých proudů, následující text popisuje jen zkoušky s použitím snímačů na principu vířivých proudů.



Obrázek 9: Systém aktivního řízení kluzného ložiska

Časový průběh otáček hřídele v ot. / min. pro porovnávací zkoušky při vypnutém (OFF) a zapnutém (ON) aktivním řízení je znázorněn na obrázku 10. Rychlost nárůstu otáček je pro oba případy stejná. Při použití mazacího oleje třídy VG 10 vzniká nestabilita olejového filmu

při 4 300 ot. / min. Vzhledem k tomu, že zdvih piezoaktuátorů, který se přenáší na pohyb hřídele, nemůže obsáhnout změny polohy tohoto hřídele od dna pouzdra až do výše středu pouzdra, aktivní řízení bylo spouštěno až při stabilizaci polohy hřídele na úrovni středu pouzdra, což bylo přibližně při 3 000 ot. / min. Vzhledem k šumu snímačů výchylky dojde okamžitě k akčním zásahům, jak je zřejmé z obrázku 11. Jestliže se zapne aktivní řízení, pak vznik nestability se odsune až k mezním otáčkám 7 300 ot. / min. Toto zvýšení mezní rychlosti otáčení odpovídá zesílení zpětnovazebního regulátoru o velikosti $K_p \approx 2$. Výsledek měření vibrací hřídele při polovičním zesílení regulátoru oproti předcházejícímu stavu je zobrazen v prostřední části obrázku 11. Ke vzniku nestability při tomto zesílení dochází už při 6 200 ot/min. Výstup regulátoru je nasycen na plné napětí z rozmezí 0 až 12 V.



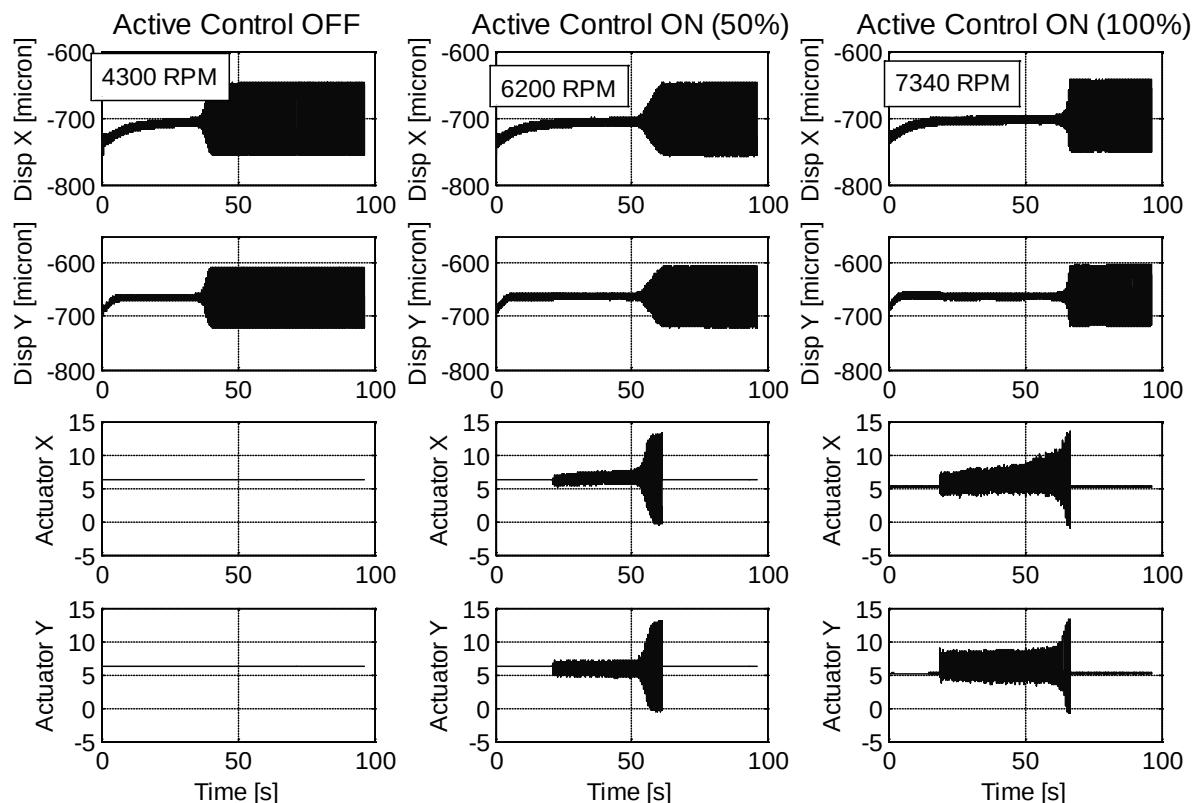
Obrázek 10: Časový průběh otáček při odpojeném (OFF) a zapojeném (ON) aktivním řízení

Podle obrázku 11 je zřejmé, že zapnuté (ON) aktivní řízení kluzného ložiska rozšiřuje rozsah provozních otáček hřídele asi o 3 000 ot. / min. ve srovnání s provozním rozsahem bez aktivního řízení (OFF). Elektronickou zpětnou vazbu lze považovat za další možný způsob, kterým je možné předejít nestabilitě kluzných ložisek vlivem olejového filmu.

6 Závěr

Model kluzného ložiska se soustředěnými parametry je založen na konceptu, který byl vyvinut Muszynskou. Podle jejího návrhu je olejový film nahrazen pohybující se pružinou a tlumičem. Tento systém se otáčí úhlovou rychlostí, která je zlomkem rychlosti otáčení rotoru. Pohybová rovnice obsahuje komplexní neznámé funkce a také komplexní parametry. Zjednodušený matematický model kluzného ložiska umožňuje předpovídat chování rotoru, a proto je vhodný pro analýzu aktivního řízení jeho kluzných ložisek.

Referát popisuje teorii a experimenty s aktivně řízenými kluznými ložisky prostřednictvím změny polohy ložiskového pouzdra. Během ověřovacích testů musely být vyřešeny problémy týkající se volby oleje, měření polohy hřídele a instalace piezoaktuátorů. Standardní chování rotoru bylo dosaženo volbou oleje s nízkou viskozitou. Olejová vrstva byla dostatečná pro nosnost a posun středu hřídele do nestabilní polohy ve středu pouzdra. Aktivní řízení bylo vyvíjeno v rámci projektu, jehož cílem bylo dosáhnout podstatného zvýšení mezních otáček hřídele v kluzném ložisku zamezením vzniku nestability vlivem olejového filmu. Zdá, že existuje velký potenciál pro další zlepšení, které by mohlo vést k aktivnímu řízení chování vysokorychlostních rotorů ve skutečných provozních podmínkách.



Obrázek 11: Časový průběh kmitání hřídele při rozběhu a aktivním řízení vypnutém (OFF) a zapnutém (ON) na polovičním a plném zesílení

Poděkování

Výzkum byl podporován Grantovou agenturou České republiky jako projekt GA P101/12/ 2520 "Active vibration damping of rotor with the use of parametric excitation of journal bearings".

Reference

- [1] Fürst S. and Ulbrich H. An Active Support System for Rotors with Oil-Film Bearings, Proceedings of IMechE, Serie C, 1988, pp. 61-68, paper 261/88.
- [2] Palazzolo, B. Lin, R. R. Alexandre R. M., Kascak A. F., and Montague G. Test and Theory of Piezoactuators - Active Vibration Control of Rotating Machinery, ASME Trans. Journal of Vibration and Accoustics, 1991, 113(2) 167-175.
- [3] Carmignani, C. Forte P., and Rustighi E. Active Control of Rotor Vibrations by Means of Piezoelectric Actuators. Proc. DETC2001 18th Biennial Conference on Mech Vibration and Noise, Pitts-burgh, Pennsylvania, 2001.
- [4] B- Rho H., and Kim K-W. The Effect of Active Control on Stability Characteristics of Hydrodynamic Journal Bearings with an Axial Groove. Proceedings of the Institution of Mech Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, Volume 216, Number 9 / 2002, 2002, pp. 939-946.
- [5] Tůma J., Škuta J., Klečka R., Los J., and Šimek J. A Laboratory Test Stand for Active Control of Journal bearings. Proc. Colloquium Dynamics of Machines 2010, Inst. of Thermomechanics, Prague, February 2-3, 2010, pp. 95-100.

- [6] Šimek J., Tůma J., Škuta J., and Klečka R. Unorthodox Behavior of a Rigid Rotor Supported in Sliding Bearings. Proc. Colloquium Dynamics of Machines 2010, Inst. of Thermomechanics, Prague, February 2-3, 2010, pp. 85-90.
- [7] Muszynska A. Whirl and Whip – Rotor / Bearing Stability Problems. Journal of Sound and Vibration (1986) 110(3), pp 443-462.
- [8] Bently D.E., and Muszynska A. Fluid-Generated Instabilities of Rotors, Orbit, Volume 10, No. I, April, 1989.
- [9] Tondl A. Quenching of self-excited vibrations. Academia, Prague 1991.
- [10] Tůma J., Šimek J., and Víteček A. Simulation Study of a Rotor System Response to Kinematic Perturbation. Acta Mechanica Slovaca, 3/2008
- [11] Burns R. Advanced control Engineering, Butterworth Heinemann, Oxford 2001
- [12] Víteček A., Tůma J., and Vítečková M. Stability of Rigid Rotor in Journal Bearing. Transactions of the VŠB – Technical University of Ostrava. Mechanical Series. No. 2, 2008, vol. LIV, paper 1638, pp. 159-164.

Ostatní příspěvky

SENZOR ORIENTACE ZALOŽENÝ NA ZPRACOVÁNÍ DAT Z INERCIÁLNÍCH SNÍMAČŮ

Radek BARÁNEK, František ŠOLC

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xbaran10@stud.feec.vutbr.cz, solc@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento článek představuje algoritmus zpracování dat z inerciálních snímačů za účelem určení orientace. Algoritmus předpokládá použití MEMS inerciálních snímačů (gyroskop, akcelerometr a magnetometr) a je uzpůsoben tak, aby potlačoval negativní vlastnosti jednotlivých snímačů. Jako objekt reprezentující informaci o orientaci byla zvolena rotační matice. V článku jsou také uvedeny výhody a nevýhody použití rotačních matic v souvislosti s uváděným algoritmem. Oproti algoritmům založených na Kalmanově filtru není pro algoritmus uváděný v tomto článku zásadní znalost šumových vlastností jednotlivých senzorů. Výsledky reálných experimentů jsou uvedeny na konci článku.

Klíčová slova: Inerciální měřicí jednotka, MEMS inerciální snímače, Akcelerometr, Gyroskop, Magnetometr

1 Úvod

V mnoha oblastech robotiky se setkáváme s potřebou správně a přesně měřit orientaci v prostoru. Obzvláště kritická je znalost orientace pro aplikace létajících robotů, kde přesnost měření orientace zásadně ovlivňuje přesnost pohybu a stabilitu celého systému. Především díky požadavkům na bezpečnost leteckých dopravních prostředků existují moderní a pokročilé techniky měření orientace. Na trhu je také velké množství komerčních kompaktních senzorů orientace určené pro robotické aplikace. Avšak vysoká cena těchto zařízení a také nízká cena samotných MEMS inerciálních senzorů, které bývají jádrem kompaktních senzorů orientace, jsou hlavními motivujícími důvody pro vlastní implementaci algoritmů pro zpracování dat z inerciálních snímačů.

2 Principy měření orientace

Orientaci je vždy nutné měřit vzhledem k nějaké referenční souřadné soustavě. V aplikacích pro létající roboty a pro letecký průmysl obecně je konvencí používat referenční soustavu pojmenovanou zkratkou NED (North East Down)[1]. Tuto souřadnou soustavu tvoří trojice básových vektorů směřujících na sever resp. na východ resp. do středu země (osa x resp. y resp. z). Pokud nebude uvedeno jinak, bude se v tomto článku uvažovat referenční souřadná soustava NED.

Existuje mnoho způsobů jak měřit orientaci. Jednotlivé způsoby se liší v mnoha faktorech (přesnost, složitost, omezení použití atd.). Jedním z nejstarších principů měření orientace je tzv. umělý horizont, který je založen na faktu, že rychle rotující těleso s velkým momentem setrvačnosti má tendenci zachovávat svoji původní osu rotace. I přes mechanickou složitost takovýchto zařízení se tyto tzv. gyroskopy používají dodnes. S rozvojem elektroniky je však snaha nahradit mechanické senzory těmi elektronickými. Elektronické senzory jsou většinou založeny na trojosém senzoru úhlových rychlostí. Signály ze senzoru jsou pak zpracovány rekurentním algoritmem (zjednodušeně se jedná o integraci jednotlivých úhlových rychlostí). Další novinkou, která nalézá uplatnění především v bezpilotních

prostředcích je senzor orientace založený na trojbodovém měření tlaku. Princip funkce je poměrně jednoduchý, avšak pro realizaci je třeba velmi přesných senzorů.

V méně náročných aplikacích je orientace měřena pomocí levných MEMS inerciálních senzorů (akcelerometr, magnetometr a gyroskop). Sensory samotné jsou pro přesné měření orientace nepoužitelné, avšak redundance informace o orientaci při použití výše zmiňované trojice senzorů dovoluje vytvořit netriviální algoritmy pro uspokojující měření orientace. Většinou se jedná o estimaci orientace pomocí Kalmanova filtru.

3 Reprezentace orientace

Jak již bylo naznačeno dříve, pod pojmem měřit orientaci rozumíme číselně vyjádřit orientaci měřené soustavy vzhledem ke zvolené referenční soustavě. Existují tři nejznámější reprezentace orientace v trojrozměrném prostoru.

První z nich je reprezentace pomocí Eulerových úhlů [2]. Jedná se o trojici čísel (roll, pitch, yaw) udávajících úhly postupných rotací souřadné soustavy kolem definovaných os. V podstatě lze říct, že se jedná o geometricky snadno představitelnou parametrizaci orientace. Globální nevýhodou této reprezentace je existence singulárního bodu, to je orientace, při které splývají dvě osy postupných rotací. V tomto případě lze jednoznačně určit pouze jeden úhel, další dva jsou pouze ve vzájemném vztahu. Tento jev se označuje pojmem gimbal lock. Další nevýhodou související s dále popisovaným algoritmem je, že jedna ze tří os postupné rotace není obecně totožná s ani jedním bázovým vektorem měřené či referenční souřadné soustavy.

Dalším možným způsobem je reprezentace pomocí kvaternionů [2]. Kvaternion je číselná struktura, která vznikla rozšířením komplexních čísel. Kvaternion má jednu reálnou složku a tři imaginární. Jedná se tedy o čtyř-prvkový vektor, pro který platí speciální početní pravidla. Pro reprezentaci orientace pomocí kvaternionů se využívá faktu, že jakákoliv orientace se dá vyjádřit jako rotace kolem jedné osy o daný úhel. Parametry definující směr osy rotace a také úhel rotace tvoří kvaternion. Nevýhodou použití kvaternionů je jejich špatná geometrická představivost. Přesto je však nejpoužívanější reprezentací orientace.

Poslední známou reprezentací orientace jsou rotační matice [2]. Rotační matice je speciální typ matice přechodu od jedné báze k druhé, kdy obě báze jsou tvořeny ortonormálními vektory (navzájem kolmé a jednotkové). Pokud uvažujeme trojdimenzionální prostor, pak má rotační matice velikost 3×3 . Sloupce této matice tvoří bázové vektory měřené souřadné soustavy vyjádřené v bázi referenční souřadné soustavy. Naopak řádky matice tvoří bázové vektory referenční souřadné soustavy vyjádřené v bázi měřené souřadné soustavy. Rotační matice má následující vlastnosti:

$$\det(C) = 1, \quad (1)$$

$$C^{-1} = C^T, \quad (2)$$

kde C je rotační matice. Tyto rovnice matematicky vyjadřují fakt, že rozdíl mezi souřadnými systémy je pouze v orientaci (zachovávají úhly i vzdálenosti). Tedy rotační matice také nesou číselnou informaci o vzájemné orientaci dvou souřadných systémů.

4 Inerciální snímače

Inerciálními snímači rozumíme senzory zrychlení, magnetického pole a úhlových rychlostí. Každý senzor zvlášť je nám schopen podat omezenou informaci o orientaci, či její změně.

4.1 Snímače úhlových rychlostí

Snímače úhlových rychlostí, někdy nesprávně nazývané gyroskopy, nám podávají informaci o velikosti úhlových rychlostí kolem jednotlivých os. Pomocí úhlových rychlostí jsme schopni určovat pouze změny v orientaci. Pokud použijeme pro reprezentaci orientace rotačních matic, pak vývoj rotační matice (a tedy i orientace) v čase při znalosti úhlových rychlostí kolem jednotlivých os měřené souřadné soustavy je určen diferenciální rovnicí [2]:

$$\dot{C}(t) = C(t) \cdot \Omega(t), \quad (3)$$

kde C je rotační matice a Ω je kososymetrická matice definovaná vztahem:

$$\Omega = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_z & \omega_y \\ \omega_z & 0 & -\omega_x \\ -\omega_y & \omega_x & 0 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

kde ω_i jsou aktuální úhlové rychlosti kolem jednotlivých os vyjádřené v bázi snímače. Po diskretizaci a aproximaci prvního řádu rovnice (3) obdržíme diferenční rovnici:

$$C(T(n+1)) = C(Tn) \cdot (I + \Omega(Tn) \cdot T), \quad (5)$$

kde T je perioda vzorkování a n je číslo iterace. Tento tvar rovnice je vhodný pro implementaci na mikrokontrolér či jiné digitální zařízení. V důsledku konečné přesnosti digitálních výpočtů dochází při provádění opakovaném výpočtu vztahu (5) k porušení podmínky ortonormality. Tento fakt je třeba brát v úvahu a v každém kroku je třeba provádět korekce neortonormality rotační matice. Možný způsob řešení ortonormalizace vhodný pro mikrokontroléry lze nalézt v [3]. Pokud by byla známa původní orientace, pak pouze pomocí dat ze snímačů úhlových rychlostí a pomocí rekurentního vztahu (5) jsme schopni určit orientaci. Nevýhodou tohoto určování orientace je právě rekurentnost vztahu (5). Chybné či nekvalitní určení úhlových rychlostí v jednom okamžiku se projeví chybným určením orientace pro všechny následující iterace. Pro měření orientace pouze pomocí snímačů úhlových rychlostí je nutné mít velmi kvalitní snímače. I přes použití velmi kvalitních snímačů chyba v určení orientace s časem diverguje, ovšem tato chyba se pohybuje v řádech desetin stupňů za hodinu.

Pokud bychom použili levné a dostupné MEMS snímače úhlových rychlostí, pak by nárůst chyby v určení orientace byl v řádu stupňů za minutu. Hlavním důvodem takto vysoké hodnoty je především tzv. drift snímačů úhlových rychlostí. Jedná se o neustálou pomalou změnu offsetu (nenulová hodnota, kterou udává snímač při skutečné nulové úhlové rychlosti). Je tedy zřejmé, že pouhý MEMS snímač úhlových rychlostí nelze použít pro senzor orientace.

4.2 Snímače zrychlení – akcelerometry

Snímače zrychlení neboli akcelerometry měří aktuální celkové zrychlení, kterému je snímač vystaven. Celkové zrychlení lze rozdělit na gravitační a ostatní (lineární, dostředivé atd.). Částečnou informaci o orientaci nese pouze gravitační zrychlení. Vektor gravitačního zrychlení v ideálním případě a při zanedbání Coriolisovi síly míří do středu země. Ostatní zrychlení jsou parazitní.

Pokud uvažujeme rotační matice, pak směr vektoru gravitačního zrychlení nám určuje třetí řádek rotační matice, tedy bazový vektor z souřadné soustavy NED. U Eulerových úhlů lze určit úhly klopení (angl. pitch) a náklon (angl. roll). Tyto informace o orientaci jsou však platné pouze pokud není senzor vystaven parazitnímu zrychlení. Už z principu je nemožné u létajících robotů potlačit parazitní zrychlení po celou dobu letu.

4.3 Snímače magnetického pole

Snímače magnetického pole měří aktuální vektor magnetické indukce. Pokud víme, že měřené pole je tvořeno pouze magnetickým polem země, pak měření tohoto vektoru nám také podává omezenou informaci o orientaci. Vektor magnetického pole země je sice proměnlivý v závislosti na zeměpisné šířce i délce, ovšem v rámci omezeného území ho lze považovat za konstantní. Pomocí tohoto měření nejsme schopni určit další řádek rotační matice či nějaký z Eulerových úhlů. Protože však směr vektoru magnetického pole země není (až na místa poblíž magnetickým pólů) totožný se směrem gravitačního zrychlení, tvoří tyto dva směry úplnou informaci o orientaci. Při použití tohoto snímače je však dát pozor na rušivá magnetická pole. Magnetické pole země může být velmi snadno a velkou měrou lokálně zkresleno okolními kovovými či magnetickými předměty.

5 Algoritmus zpracování dat ze snímačů

Cílem dále uvedeného algoritmu je inteligentně využít všech tří výše zmiňovaných senzorů za účelem kontinuálně určovat orientaci senzoru v prostoru. Základní myšlenka je převzata z [3], algoritmus je však upraven a doplněn o použití magnetometru. Jako hlavní snímač pro určení orientace je využit trojosý snímač úhlových rychlostí. I přesto, že má tento snímač s ohledem na určení orientace nevýhody popsané výše, jeho funkce a přesnost není významně závislá na vnějších podmínkách (zkreslení magnetického pole, parazitní zrychlení). Nepřesnost takto určené orientace však s časem roste. Je tedy využito akcelerometru a magnetometru k dlouhodobé eliminaci nárůstu chyby orientace určené pouze pomocí snímače úhlových rychlostí.

S odkazem na kapitolu o inerciálních snímačích máme tedy dvě různé informace o orientaci. První je (za předpokladu znalosti počáteční orientace) ta určená pomocí rekurentního vztahu (5) a dat ze snímače úhlových rychlostí, jejíž změny jsou v krátkém časovém úseku velmi přesné, ale z dlouhodobého hlediska chyba roste. Odpovídající rotační matici označíme R1. Druhá je orientace určená pomocí akcelerometru a magnetometru. Tato hodnota je velmi zašuměná, má pomalejší dynamiku, informace může být v některých časových úsecích nesprávná (rušivé magnetické pole, zrychlení), ale nevykazuje nárůst chyby z dlouhodobého hlediska. Odpovídající rotační matici označíme R2. Myšlenkou je tedy velmi pomalu zarovnávat první orientaci určenou R1 k orientaci určenou R2. Akčními veličinami, pomocí kterých je zarovnání prováděno, jsou offsety pro jednotlivé osy snímače úhlových rychlostí. Jejich cílenou změnou je možno vyvolat virtuální pohyb měřené orientace a tak je mezi sebou zarovnat.

K tomu abychom mohli tento algoritmus vykonávat, potřebujeme znát dvě věci. Nejprve je nutné číselně vyjádřit rozdíl těchto dvou orientací a pak tento číselný rozdíl pomocí nějakého vztahu přepočítat na akční veličiny, kterými jsou offsety snímače úhlových rychlostí a to tak, aby tato vazba tvořila stabilní smyčku, která zajistí ztotožnění obou orientací. V následujících podkapitolách je nejprve uveden způsob určování rotační matice R2 a dále pak jednotlivé kroky algoritmu.

5.1 Rotační matice orientace určená z akcelerometru a magnetometru

Vektory magnetického a gravitačního pole země nám udávají úplnou informaci o orientaci (mimo oblasti kolem pólu, kde směry těchto dvou vektorů splývají). Pro určení rotační matice reprezentující tuto orientaci je potřeba provést jednoduché výpočty. Vzhledem k vlastnostem rotačních matic uvedených výše a vzhledem k referenčnímu souřadnému systému NED je jasné, že směr gravitačního pole je také směrem bazového vektoru, který tvoří třetí řádek rotační matice. Z měřeného vektoru gravitačního pole vznikne vektor bazový

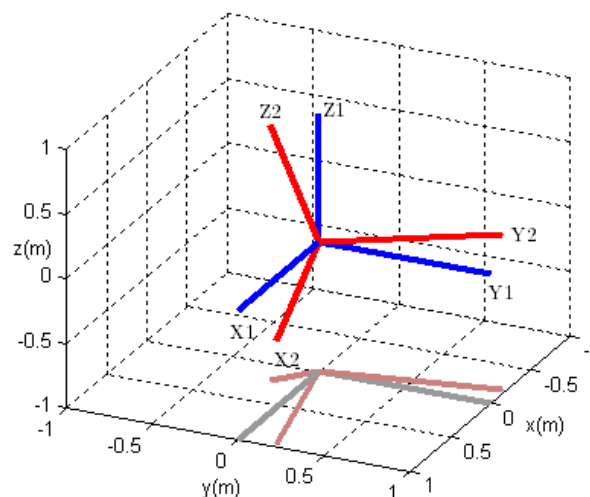
pouhou normalizací. Protože však vektor magnetického pole země není obecně kolmý na vektor gravitačního pole, je třeba z tohoto vektoru odstranit průmět právě do směru pole gravitačního, tím vznikne vektor kolmý a zároveň směřující k severu. Po normalizaci tedy máme první řádek rotační matice. Druhý řádek pak vzhledem k vlastnostem rotační matice vznikne pouhým vektorovým součinem třetího a prvního řádku rotační matice.

5.2 Výpočet rozdílu (chyby) orientace

Vzhledem k možnosti chápat rotační matici popisující orientaci jako trojici báзовých vektorů dané souřadné soustavy, je možné počítat rozdíly orientace právě pomocí vektorového počtu (skalární a vektorové součiny). Cílem je určit tři váhy (chyby) vztažené k jednotlivým osám, které relativně vyjadřují, jak moc je třeba soustavu otočit kolem dané osy, aby došlo k zarovnání obou soustav. Například určení váhy rotace kolem osy z je provedeno následujícím vztahem:

$$e_z = \mathbf{Z}_1 \cdot (\mathbf{X}_1 \times \mathbf{X}_2) , \quad (6)$$

Kde vektory s indexem 1 jsou jednotlivé sloupce rotační matice R1 a vektory s indexem 2 jsou jednotlivé sloupce rotační matice R2 (viz Obrázek 1).



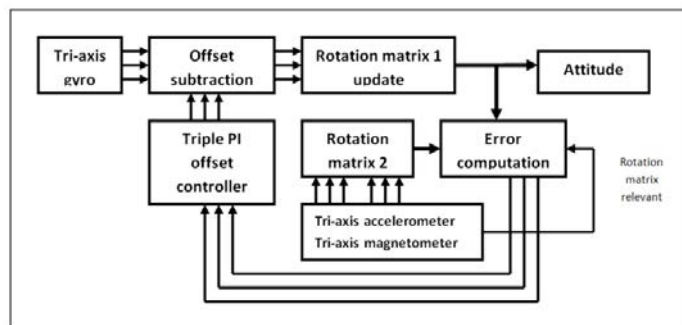
Obrázek 1: Ilustrace k výpočtu jednotlivých vah rotací kolem jednotlivých os.

Podobným způsobem je chyba (váha) určena pro další dvě osy. Výhodou použití rotačních matic je, že jednotlivé složky úhlových rychlostí udávají rotace právě kolem os rotační matice, jinými slovy chyba rotace kolem osy z ovlivní pouze offset dané složky úhlové rychlosti.

5.3 Zpracování chyb rotace a určení offsetu

Další částí algoritmu je zpracovávání chyby rotace a určování offsetu. S ohledem na výše uvedenou skutečnost o nezávislosti jednotlivých offsetů, bude dále uvažován pouze jednorozměrný případ. V nejjednodušším případě by byl offset dané složky snímače úhlové rychlosti přímo úměrný chybě. Mnohem výhodnější je chybu zpracovávat PI regulátorem [3], na jehož vstupu je právě chyba rotace a výstupem je offset. Výhodou je především to, že integrační složka tohoto regulátoru je odhadovaný skutečný offset dané složky snímače úhlových rychlostí (plyne z faktu, že při ustáleném stavu je chyba nulová, tedy výstup tvoří pouze integrační složka). Tohoto faktu se dá využít při nerelevantní informaci o orientaci z rotační matice R2, kdy je velikost magnetického pole či zrychlení abnormální. V tom

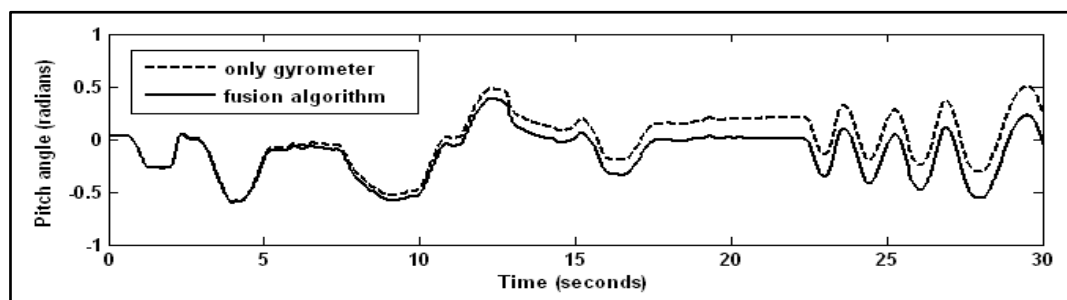
případě je použit odhadovaný offset, díky kterému je nárůst chyby v čase při výpadku R2 podstatně pomalejší. Obrázek 2 ukazuje celkové schéma algoritmu.



Obrázek 2: Blokové schéma algoritmu.

5.4 Experimentální výsledky

Uvedený algoritmus byl implementován pomocí programového prostředí MATLAB. Data z MEMS snímačů byla do počítače přenesena pomocí Bluetooth transparentního sériového portu. Algoritmus byl prováděn s periodou opakování 20 ms. Konstanty regulátoru byly $K_p = 500$ a $K_i = 1$. Graf na obrázku 3 ukazuje vývoj úhlu, který svírá osa x souřadného systému snímače s rovinou xy souřadného systému NED (úhel klopení).



Obrázek 3: Průběhy úhlu klopení.

6 Závěr/Conclusions

V příspěvku byl ukázán možný způsob zpracování dat z MEMS inerciálních snímačů za účelem měření orientace. Hlavním zdrojem informace je tříosý snímač úhlový rychlostí. Pro eliminaci negativních vlastností tohoto snímače bylo využito tříosého akcelerometru a magnetometru. Experimentální výsledky prokazují funkčnost uvedeného algoritmu.

Poděkování/Acknowledgement

This work has been supported by Grant Agency of the Czech Republic (102/09/H081 SYNERGY - Mobile Sensoric Systems and Network) and by Brno University of Technology.

Reference/References

- [1] Lovren, N., Pieper, J.K.: A strapdown inertial navigation system for the flat-Earth model. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, sv. 33, č. 1, s. 214-224, Jan. 1997. ISSN: 0018-9251.
- [2] Titterton, D.H., Weston, J.L.: Strapdown Inertial Navigation Technology (second edition). Paul Zarchan, Editor-in-chief. Lexington, Massachusetts. 2004 ISBN: 1-56347-693-2
- [3] Premerlani, W., Bizard, P.: Direction cosine matrix IMU: Theory. "unpublished"

NÁVRH A IMPLEMENTACE H_∞ REGULÁTORŮ

Luděk BUCHTA

Magisterský studijní program (2), FEKT VUT

E-mail: xbucht13@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Príspevek se zabývá popisem metodiky syntézy H_∞ regulátorů pomocí smíšené citlivostní funkce, která spočívá v tvarování frekvenčních charakteristik citlivostní funkce, komplementární citlivostní funkce a funkce akčního zásahu váhovými funkcemi. Navržené regulátory jsou srovnávány z hlediska výkonnosti a robustnosti. Dále je řešeno ošetření problematiky windup u H_∞ regulátorů.

Klíčová slova: H_∞ regulátor, H_∞ mixed sensitivity design, identifikace, citlivostní funkce, anti-windup, zásoba stability v modulu.

1 Úvod

Príspevek je zaměřen na popis metodiky návrhu regulátorů pomocí smíšené citlivostní funkce. Tato metoda spočívá v tvarování frekvenčních charakteristik citlivostní funkce, komplementární citlivostní funkce a funkce akčního zásahu za pomoci váhových funkcí. Bude zde uveden postup návrhu regulátoru pomocí různých kombinací váhových funkcí a jejich praktická implementace. Výsledné regulátory budou zhodnoceny z hlediska výkonnosti, která bude posuzována z přechodových charakteristik, a robustnosti, která bude posouzena na základě zásoby stability v modulu a vlivu změny globální časové konstanty reálné soustavy. Při návrhu regulačních algoritmů bude věnována pozornost ošetření problematiky windup.

2 Identifikace

Abychom byli schopni navrhnout regulátor, musíme nejprve znát parametry reálného systému. Jelikož je úplná znalost systému prakticky nerealizovatelná, hovoříme o znalosti modelu. Reálný systém představuje fyzikální model soustavy třetího řádu realizovaný operačními zesilovači. Na reálné soustavě lze nastavit tři časové konstanty (T_1 , T_2 , T_3), její zesílení je přibližně rovno jedné. Soustavu lze popsat následujícím přenosem $G(s)$:

$$G(s) = \frac{1}{(T_1s+1) \cdot (T_2s+1) \cdot (T_3s+1)} = \frac{1}{(s+1) \cdot (s+1) \cdot (s+1)} \quad (1)$$

K identifikaci systému bylo využito metody pomocných proměnných s dodatečným modelem, protože na rozdíl od klasické metody nejmenších čtverců vede na nevychýlený odhad neznámých parametrů. Jednorázová varianta této metody je popsána rovnicí (2)

$$\hat{\theta} = \left[\sum_{k=1}^N \xi(k) \varphi^T(k) \right]^{-1} \left[\sum_{k=1}^N \xi(k) y(k) \right], \quad (2)$$

kde je $\hat{\theta}$ vektor neznámých parametrů, $\varphi(k)$ vektor pozorování, $\xi(k)$ vektor pomocných proměnných a $y(k)$ vektor naměřených výstupních hodnot. Dále je definován dodatečný model, který tvoří pomocnou proměnnou $y_{IMV}(k)$ dle následující rovnice [5] [6].

$$y_{IMV}(k) = \varphi^T(k) \hat{\theta}(k) \quad (3)$$

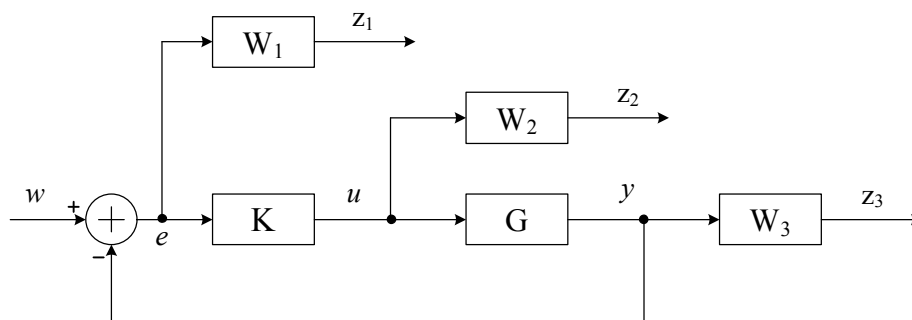
Hlavní myšlenkou této metody je změna vektoru pozorování $\varphi(k)$ tak, aby byl nejméně korelovaný se šumem a co nejvíce korelovaný s nezašuměnými daty. Tohoto stavu je dosaženo zavedením vektoru $\xi(k)$, který se od vektoru $\varphi(k)$ liší tím, že není závislý na minulé hodnotě výstupu, ale na jejím odhadu a je dán vztahem (4)

$$\xi(k) = (u(k-1) \quad \dots \quad u(k-n_b) \quad -y_{IMV}(k-1) \quad \dots \quad -y_{IMV}(k-n_a)) \quad (4)$$

Odhad výstupu $y_{IMV}(k)$ je méně ovlivněn působící poruchou a proto tato metoda vede na nevychýlený odhad parametrů [5] [6].

3 H_∞ syntéza pomocí smíšené citlivostní funkce

Syntéza pomocí smíšené citlivostní funkce zajišťuje současné splnění více návrhových podmínek. Pro definování tvaru frekvenční charakteristiky citlivostní funkce S , komplementární citlivostní funkce T a funkce akčního zásahu KS se používají váhové funkce. Tyto váhové funkce jsou šablony vymezující prostor, ve kterém se musí nacházet frekvenční charakteristiky těchto funkcí. Na *Obrázku 1* je zobrazeno standardní zpětnovazební zapojení s váhovými funkcemi [2].



Obrázek 1 Schéma zpětnovazebního obvodu s váhovými funkcemi

Váhová funkce W_3 je připojena na výstup soustavy, je šablonou komplementární citlivostní funkce T . Vypovídá o schopnosti regulačního obvodu sledovat žádanou hodnotu. Váha W_1 , která je připojena přes regulační odchylku, je šablonou citlivostní funkce S . Vypovídá o schopnosti regulačního obvodu potlačit poruchy, cílem je, aby hodnota S byla menší než jedna do co nejvyšších frekvencí. Poslední váhovou funkcí W_2 ovlivňujeme maximální velikost akčního zásahu. Vhodným kompromisem mezi citlivostní a komplementární citlivostní funkcí lze získat uzavřený obvod s požadovanými vlastnostmi. Protože součet S a T je vždy roven I , nelze změnit S , aniž by nedošlo ke změně T [2].

3.1 Nastavení váhových funkcí

Na model reálné soustavy byla navržena trojice H_∞ regulátorů pomocí kombinací váhových funkcí. První regulátor SKS pomocí váhové funkce W_1 a W_2 , druhý regulátor ST pomocí váhové funkce W_1 a W_3 , a poslední SKST pomocí všech váhových funkcí [3].

$$\|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} W_1 S \\ W_2 K S \\ W_3 T \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (5)$$

H_∞ regulátory jsou vypočteny v podobě přenosové funkce v m-file, v prostředí MATLAB, kde je řešena úloha sub-optimálního H_∞ řízení [2], pomocí příkazu hinfsyn. Tímto příkazem je minimalizována norma (5). Jednotlivé váhové funkce jsou definovány ve tvaru přenosových funkcí dle vzoru [3]:

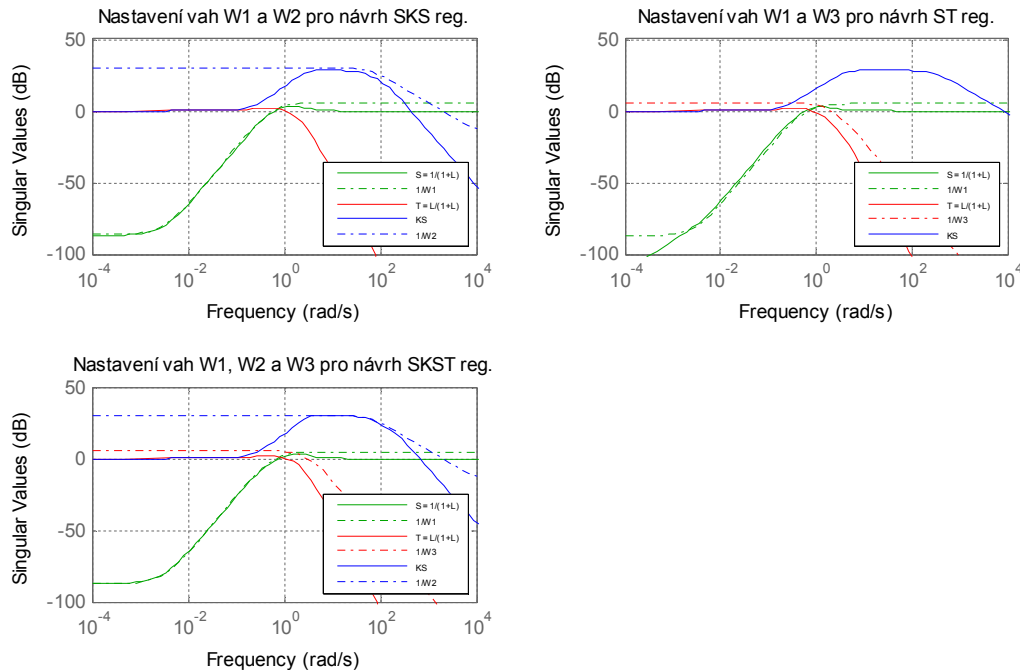
$$W(s) = \frac{Zes \cdot (T_{W1}s + 1)(T_{W2}s + 1)}{(T_{W3}s + 1)(T_{W4}s + 1)}. \quad (6)$$

Návrh H_∞ regulátoru pomocí vah na S a KS je nejméně komplikovaný a lze jím dosáhnout obdobných vlastností jak při návrhu využívajícím všechny váhové funkce. Předností tohoto návrhu je, že díky váhové funkci W_2 máme přímou kontrolu nad maximální hodnotou akčního zásahu.

Nevýhodou návrhu pomocí vah na S a T je, že i při malé změně váhové funkce W_3 může dojít k velkému navýšení maximální hodnoty akčního zásahu, a to až o desítky dB, což je nežádoucí. Je to způsobeno absencí váhové funkce W_2 , která má přímou kontrolu nad maximální hodnotou akčního zásahu.

Návrhem regulátoru pomocí všech váhových funkcí lze dosáhnout nejlepších výsledků, ale návrh je komplikovaný, protože může dojít k blokování jedné z váhových funkcí jinou. Nejčastěji dochází k blokování váhové funkce W_2 váhovou funkcí W_3 nebo naopak.

Na *Obrázku 2* jsou zobrazeny výsledné návrhy a nastavení příslušných váhových funkcí W_1 , W_2 a W_3 regulátorů SKS, ST a SKST.



Obrázek 2 Nastavení váhových funkcí W_1 , W_2 a W_3 regulátorů SKS, ST a SKST

Nevýhodou návrhu regulátoru pomocí minimalizace normy (5) je, že vede na regulátory vysokých řádů. Minimalizace je provedena tak, že jsou z přenosu H_∞ regulátoru odstraněny nevýznamné nuly a póly na vysokých frekvencích. Vlivem minimalizace nesmí dojít ke změnám vlastností H_∞ regulátoru (změna zesílení, dominantních časových konstant, zásoby stability v modulu) [1]. Výsledné přenosy minimalizovaných regulátorů:

$$K_{SKS}(s) = \frac{0.215(0.9s + 1) \cdot (1.1s + 1) \cdot (3.1s + 1) \cdot (3.9s + 1)}{s^2(0.09s^2 + 4.4s + 1)} \quad (7)$$

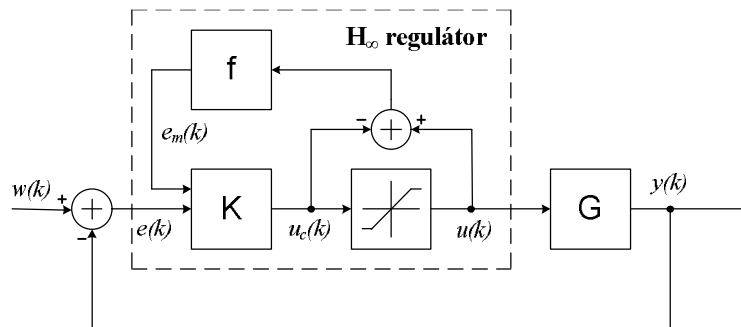
$$K_{ST}(s) = \frac{0.16(0.9s + 1) \cdot (1.1s + 1) \cdot (3.1s + 1) \cdot (4.4s + 1)}{s^2(0.078s^2 + 0.46s + 1)} \quad (8)$$

$$K_{SKST}(s) = \frac{0,22(0,9s+1) \cdot (1,1s+1) \cdot (3,1s+1) \cdot (4,2s+1)}{s^2(0,078s^2+0,42s+1)} \quad (9)$$

Přenos diskretních ekvivalentů H_∞ regulátorů je získán diskretizací spojitých minimalizovaných přenosů s periodou vzorkování $T_s = 100 \text{ ms}$, při jejíž volbě bylo vycházeno z frekvenčních charakteristik regulátorů.

3.2 Anti-windup u H_∞ regulátoru

Použití regulátoru bez anti-windupu může nepříznivě ovlivnit přechodový děj. K tomu dochází, jestliže velikost akčního zásahu překročí jeho maximální zpracovatelnou hodnotu, pro kterou platí $u \in \langle -10; 10 \rangle$. Toto omezení je realizováno na výstupu regulátoru nelinearitou typu nasycení.



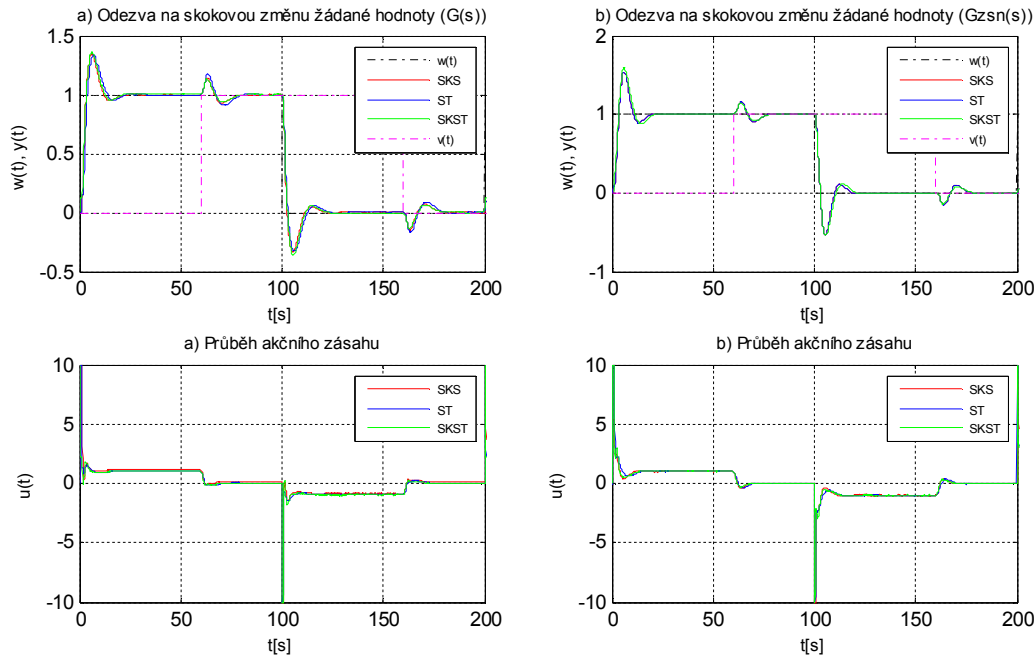
Obrázek 3 Anti-windup u H_∞ regulátoru

Realizace anti-windupu u H_∞ regulátoru vychází z principiálního schématu na *Obrázku 3* [1]. Pokud je rozdíl mezi vypočteným akčním zásahem $u_c(k)$ a skutečnou hodnotou akčního zásahu $u(k)$ nulový, je akční člen schopen sledovat změny akčního zásahu. V opačném případě funkce f vypočte odchylku $e_m(k)$ odpovídající omezenému akčnímu zásahu $u(k)$. Tato odchylka opět vstupuje do regulátoru a následně je regulátorem vypočten správný akční zásah $u_c(k)$ shodný s omezeným akčním zásahem $u(k)$, který je přiveden na vstup do soustavy G .

Výsledné řídicí algoritmy (diferenční rovnice regulátorů s algoritmem pro anti-windup) byly přepsány do jazyka ANSI-C a implementovány do průmyslového PC od firmy B&R.

4 Zhodnocení výsledků

Výkonnost navržených H_∞ regulátorů byla zhodnocena na základě srovnání přechodových charakteristik uvedených na *Obrázku 4a*. Srovnáván byl průběh a rychlost přechodového děje a akčního zásahu, maximální překmity a vyregulování vstupujícího poruchového signálu na vstupu do soustavy. Aby mohla být regulovaná veličina $y(t)$ a porucha $v(t)$ považována za ustálenou, musí se nalézat v pásu $\pm 4\%$ žádané hodnoty $w(t)$. Z pohledu výkonnosti mají všechny navržené regulátory pro soustavu $G(s)$ téměř shodné vlastnosti. Skoková změna žádané hodnoty $w(t)$ je regulátory SKS, ST a SKST regulována s jedním velkým viditelným překmitem, protože metoda návrhu sub-optimálního H_∞ regulátoru takového průběhy preferuje. Regulátor SKST dosahuje vždy o něco lepších vlastností, než ostatní H_∞ regulátory, což je umožněno návrhem za pomoci všech tří váhových funkcí. Skoková změna $w(t)$ je jím vyregulována nejrychleji s překmitem 36% za dobu $t_w = 11,5 \text{ s}$, také vstupující poruchový signál, v čase $t = 60 \text{ s}$, je vyregulován nejrychleji s překmitem 13% za dobu $t_v = 9 \text{ s}$.



Obrázek 4 Odezva na skokovou změnu žádané hodnoty a vstupující poruchový signál: a) výchozí soustava $G(s)$, b) soustava $G_{ZSN}(s)$ se změněnou globální časovou konstantou

Robustnost navržených regulátorů byla hodnocena na základě vyšetření zásoby stability v modulu, která je definována jako záporně vzatá maximální hodnota modulu citlivostní funkce (10) [2].

$$\Delta M = \left(|S(j\omega)|_{MAX} \right)^{-1} \quad (10)$$

Všechny navržené regulátory splňují v praxi typický požadavek na zásobu stability v modulu $\Delta M \geq -6 \text{ dB}$. Největší zásoby stability v modulu dosahuje ST regulátor $\Delta M = -2,69 \text{ dB}$, KST má $\Delta M = -3,38 \text{ dB}$ a SKST má $\Delta M = -3,35 \text{ dB}$.

Robustnost regulátorů byla také hodnocena na základě vlivu změny globální časové konstanty reálné soustavy.

$$G(s) = \frac{1}{(s+1) \cdot (s+1) \cdot (s+1)} \quad \Rightarrow \quad G_{ZNS}(s) = \frac{1}{(3s+1) \cdot (s+1) \cdot (s+1)} \quad (11)$$

Vychází z porovnání vypočtených hodnot integrálních kriterií, při základním nastavení časových konstant reálné soustavy a při změně globální časové konstanty této soustavy. K vyhodnocení je použito ITAE a kvadratické kritérium [4].

$$J_{KVAD} = \int_0^{\infty} [e(t) - e(\infty)]^2 dt, \quad J_{ITAE} = \int_0^{\infty} t |e(t) - e(\infty)| dt \quad (12)$$

Robustnost je hodnocena z následujícího poměru kriterií:

$$\Delta J_{ITAE} = \frac{J_{ITAEZNS}}{J_{ITAE}}, \quad \Delta J_{KVAD} = \frac{J_{KVADZNS}}{J_{KVAD}}, \quad (13)$$

kde ΔJ_{ITAE} a ΔJ_{KVAD} jsou výsledné poměry integrálních kriterií, J_{ITAE} a J_{KVAD} jsou kriteria získaná z průběhu regulační odchylky při regulaci výchozí soustavy Obrázek 4a, $J_{ITAEZNS}$ a $J_{KVADZNS}$ jsou získány při regulaci soustavy se změněnou globální časovou konstantou

Obrázek 4b. Z hodnot uvedených v Tabulce 1 vyplývá, že změny globální časové konstanty soustavy se nejméně projeví v regulačním obvodu s ST regulátorem, z toho vyplývá, že ST regulátor je nejrobustnější z navržených regulátorů.

Tabulka 1 Výsledné poměry integrálních kritérií ΔJ_{ITAE} a ΔJ_{KVAD} navržených regulátorů

Regulátor	G(s) → G _{ZSN} (s)	
	ΔJ_{KVAD} [-]	ΔJ_{ITAE} [-]
SKS	1,086	1,230
ST	1,008	1,264
SKST	1,198	1,409

5 Závěr

V příspěvku je popsána metodika syntézy H_∞ regulátorů pomocí smíšené citlivostní funkce, která spočívá v rozebrání přístupu k návrhu pomocí kombinací váhových funkcí W_1 , W_2 a W_3 . Navržené regulátory byly hodnoceny z hlediska výkonnosti, kde dosahuje nejlepších vlastností SKST regulátor, a robustnosti, kde nejlepších vlastností dosahuje ST regulátor jak z pohledu zásoby stability v modulu, tak z pohledu poměru integrálních kritérií. Vzhledem k podobným vlastnostem regulátorů z hlediska výkonnosti, je pro reálnou soustavu nejvhodnější ST regulátor. H_∞ regulátory vyžadují krátké periody vzorkování, z toho vyplývá, že pro zlepšení jejich vlastností by musela být zkrácena perioda vzorkování.

Reference

- [1] GREEN, M. LIMEBEER, D.: *Linear Robust Control*. Prentice Hall. August. 1994. 538. s. ISBN 0-13-102278-4
- [2] SKOGESTAD, S. POSTLETHWAITE, I.: *Multivariable feedback kontrol, Analysis and Design*, John Wiley and Sons Ltd, 2000, ISBN 0 471 94277 4
- [3] KWAKERNAAK, H.: *Robust Control and H_∞ Optimalization – Tutorial Paper*. Automatica. Vol. 29 No. 2, pp. 255-283. 1993. Great Britain.
- [4] VAVŘÍN, P. BLAHA, P.: *Řízení a regulace I*. Skriptum FEKT VUT. Brno. 2001. 231 s.
- [5] SODERSTROM, T. STOCIA, P.: *System identification*. Prentice Hall International Series in Systems and Control Engineering. UK. July 1989. 528s. ISBN 978-0138812362
- [6] BLAHA, P.: *Metody pomocných proměnných*. VUT Brno, prezentace, 2009.

Unifikovaná platforma konsolidovaných dat a dokumentů

Filip BURŠÍK, Martin SÝKORA, Martin HENEŠ

Vysoké učení technické v Brně
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Ústav telekomunikací
Purkyňova 118, 612 00 Brno

E-mail: xbursi01@stud.feec.vutbr.cz, xsykor01@stud.feec.vutbr.cz, xhenes00@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

V článku je popsán návrh a realizace komplexního systému pro podporu komunikace výzkumných konsorcií. V rámci systému je řešen informační systém pro správu projektů, centralizované datové úložiště a videokonferenční propojení mezi jednotlivými subjekty konsorcia.

Klíčová slova/Keywords: sdílení dat, workflow, videokonference, repozitář

1 Úvod

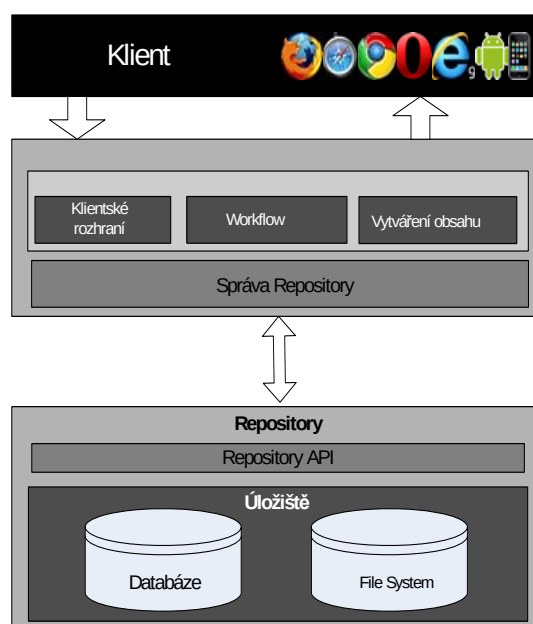
V případě vzniku výzkumného konsorcia mezi výzkumnými pracovišti vzniká problém efektivní komunikace. Nezbytnou součástí fungování výzkumného konsorcia je každodenní komunikace, která si v nemálo případech vyžaduje osobní styk jednotlivých subjektů. Tato situace přináší značné finanční zatížení a časovou náročnost.

V současné době probíhá komunikace mezi jednotlivými členy prostřednictvím běžných prostředků jako jsou email, telefon, fax atd. Tento způsob ale nemůže dosahovat úrovně osobní komunikace. Rovněž sdílení částí řešeného projektu je velmi problematické.

Neexistují tak efektivní komunikační prostředky, které by byly optimalizovány pro druh komunikace mezi výzkumnými subjekty sdruženými ve výzkumné konsorcium. Z našich dosavadních zkušeností lze potvrdit, že tento problém je velmi výrazný a do značné míry komplikuje vědecko výzkumnou činnost vícero subjektů na jednom tématu.

2 Návrh systému

Součástí systému musí být informační systém pro zprávu řešených projektů, dále videokonferenční propojení mezi jednotlivými subjekty konsorcia a systém centralizovaného úložiště jednotlivých součástí projektu s podporou workflow. Další součástí systému by mělo být centralizované úložiště dokumentací k jednotlivým projektům řešeným v rámci konsorcia. Elektronickým dokumentem v tomto pojetí rozumíme nejen texty, ale fotodokumentaci, soubory dat z měřicích přístrojů, vstupní a výstupní soubory technologických souborů, programové produkty, video a audio soubory, účelové databáze a jistě i celá řada dalších, zde nezmíněných dokumentů. Elektronická média ve spojení s komunikačními sítěmi tak poskytují pružnější a rychlejší distribuci dokumentů, kdy se



Obrázek 1: Blokové schéma systému

obrací tradiční model. Žadatel o dokument prohledává datové úložiště a potřebná data si stahuje na lokální počítač. Takový systém podporuje vzdálený přístup k datům a je zajištěno sdílení zdrojů mezi více subjekty a je schopný dělit žadatele o dokument do různých skupin podle přístupových práv. Navíc dokumenty v elektronické formě mohou obsahovat obrazová nebo zvuková data a další formy multimediálních dat, která nelze klasickým způsobem přenášet.

Při stanovování koncepce systému je nejvhodnější zvolit modulární strukturu, která je složena z několika základních částí, jak je znázorněno na obrázku 1. Jedná se zejména o moduly pro vytváření obsahu, workflow, grafické rozhraní pro přístup uživatele k vlastnímu multimediálnímu obsahu a centrální datové úložiště (repository). Funkce hlavních modulů je následující:

2.1 Vytváření obsahu

Modul vytváření obsahu slouží ke vkládání dokumentů k jednotlivým projektům. Příkládat lze soubory libovolného typu. Součástí tohoto modulu je také zpřístupnění videokonferenčních nahrávek. Jak je uvedeno v úvodu, důležitým prvkem komunikace je také videokonferenční propojení jednotlivých pracovišť. V některých případech je výhodné konferenci nahrát a záznam zpřístupnit. Jedná se zejména o různé prezentace nebo přednášky a také nahrávky interního charakteru, kdy bude záznam přístupný pouze omezené skupině uživatelů.

2.2 Workflow

Modul workflow je velice důležitý pro řízení projektů [5]. Zjednodušeně se dá říci, že workflow specifikuje, jak probíhá určitý proces od jeho vzniku do konce. Workflow tvoří logika procesů a řídicí pravidla [1], [2]. Logika procesů definuje sekvenci úkolů, které mají být provedeny a řídicí pravidla pak definují v jakých závislostech a limitech mohou být úkoly vykonávány [3]. Podle standardu CSCW (Computer Supported Cooperative Work) je možno klasifikovat workflow do následujících skupin [4].

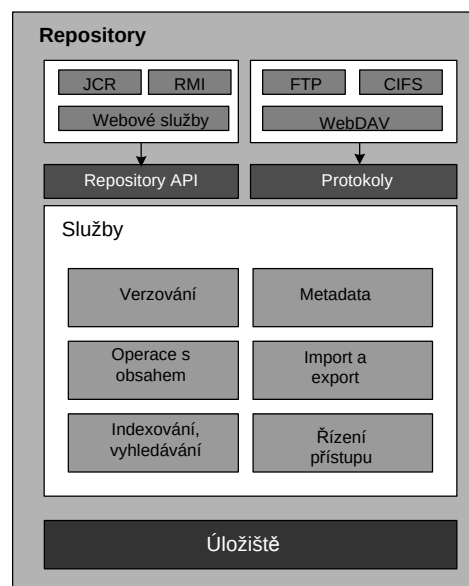
- Administrativní workflow zajišťuje rutinní administrativní činnosti.
- Kolaborativní workflow podporuje týmovou spolupráci, která je klíčová při řešení projektů. Typická je přítomnost nějakého dokumentu, pomocí něhož si účastníci vyměňují své poznatky a který je v podstatě výsledkem jejich společné práce. Většinou tyto procesy obsahují opakující se cyklus několika iterací téhož kroku, dokud se všichni neshodnou. Jedná se například o tvorbu dokumentace, změnu funkčnosti výrobku, či návrh postupu testování. Vždy je jako výstup očekáván dokument, na kterém spolupracuje několik uživatelů, a který prochází různými schvalovacími cykly.
- Produkční workflow
- Ad hoc workflow je založeno na náhodnosti vzniku workflow procesu. Jedná se o procesy, jejichž průběh není předem znám. Nemohou být proto standardizované a proto se definují až při jejich vzniku. Tímto typem workflow se řeší odchylky, výjimky a různé typy unikátních situací.

3 Centrální datové úložiště

Jádrem celého systému by mělo být kvalitně navržené datové úložiště - repository. Repository je datové úložiště, které obsahuje databázi, multimediální soubory (obsah), jejich popisy (metadata), různé druhy přístupu a širokou nabídku služeb.

Repository zajišťuje tyto stěžejní služby:

- verzování,
- správu metadat,
- import a export,
- správa indexů a vyhledávání,
- řízení přístupu.



Obrázek 2 : Blokové schéma repository

3.1 Správa metadat

V metadatach jsou uloženy informace umožňující efektivně spravovat, vyhledávat a publikovat obsah. Metadata lze rozdělit do dvou kategorií.

a) *Metadata určená ke správě* – každá položka obsahu musí mít uložena metadata, která slouží ke správě dat. Mezi tato metadata patří autor obsahu, recenzent, datum modifikace, publikace, expirace, a titul obsahu.

b) *Metadata určená k vyhledávání* – obsah, který je uložen v repository. Pro zajištění snadného hledání musí repository obsahovat vyhledávací mechanismus, který umožní najít relevantní data. Vyhledávání se neprovádí přímo v multimediálních datech, ale v metadatach. U větších objemů dat je zapotřebí mít k dispozici hierarchickou strukturu kategorií (taxonomii), do které lze jednotlivé položky obsahu vkládat. Informace o kategorii, ve které je obsah zařazen je uložena v metadatach, podle kterých interní vyhledávač omezí množinu výsledků.

3.2 Verzování

Verzování představuje jednu ze stěžejních služeb. Pokud uživatel pracuje nad objemným souborem a provádí v něm řadu změn, musí mít k dispozici přístup k původnímu obsahu. Důvodem je přehled nad provedenými změnami a také možnost vracet se o několik kroků zpět v případech, kdy jsou provedeny nevhodné změny. Princip je obdobný jako při editaci klasických textových dokumentů. Pro multimediální záznamy je navíc požadavek, aby multimediální záznam zůstal zachován také v původní podobě, kvůli prokázání autentičnosti. Změny, které se budou provádět, se zapisují pouze do metadat, která budou verzována.

3.3 Import a export

Systém musí umožňovat export a import obsahu. Tyto funkce slouží především k zálohování, či přechodu mezi různými instancemi úložišť stejného typu.

3.4 Přístup k repository

K centrálnímu datovému úložišti je definováno několik typů rozhraní. Všechny rozhraní reprezentují obsah ve formě adresářů a souborů. V některých případech je výhodnější přistupovat do repozitáře přímo do adresářové struktury. Jedná se například o výstupy z měřicích přístrojů, kdy se přístroji zpřístupní adresář z repozitáře a on data ukládá přímo do něj. Data jsou ihned přístupná všem uživatelům zainteresovaných do projektu a také jsou ihned zálohovaná a nehrozí jejich ztráta.

WebDAV – (Web-based Distributed Authoring) je jeden z W3C standardů, který vznikl jako rozšíření http. WebDAV umožňuje vytvářet, upravovat, přesouvat obsah na vzdáleném serveru.

FTP – (File Transfer Protocol) je jednoduchý protokol sloužící k výměně souborů v rámci TCP/IP sítě, kde je komunikace založena na systému klient-server.

CIFS – (Common Internet File System) je protokol, který definuje vzdálený přístup k souborům mezi platformami [6].

4 Standardizovaný přístup k repository – JCR

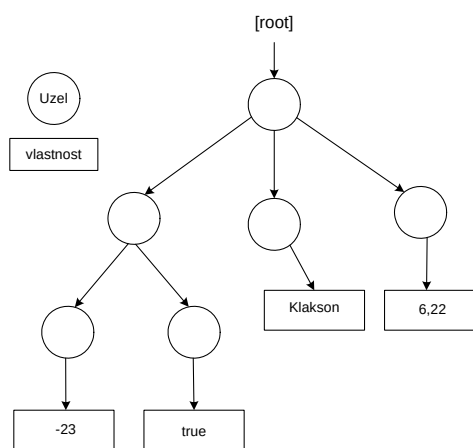
Content Repository for Java Technology API (JCR) je specifikace standardního aplikačního rozhraní pro přístup k systémům pro správu dokumentů. Tento standard byl přijat v roce 2005 jako JSR 170 [7] s cílem sjednotit přístup k různým implementacím systému pro správu dokumentů.

API definuje základní požadavky na vlastnosti datového úložiště a metody pro přístup k datům uloženým v informačním systému pro správu dokumentů. Data jsou uložena v tzv. uzlech, které jsou uspořádány do hierarchické struktury a každý uzel má sadu vlastností jejichž struktura je uvedena na obrázku 3.

Úložiště může být rozděleno do více nezávislých struktur - workspace a podpora jmenných prostorů zabraňuje kolizím jmen a umožňuje odkazovat na uzly v jiných workspace. Standard definuje podporu pro vyhledávání dat, verzování dokumentů, zajištění přístupových práv, dotazy pomocí XPath syntaxe nebo transakce.

XPath je vyhledávací jazyk, který byl původně navržen k vybírání elementů z XML dokumentu. XPath je vhodný k hledání v JCR obsahu, protože repository je tvořeno stromem uzlů a vlastností, který je analogický stromu XML dokumentu. XPath dotazovací výrazy jsou prováděny nad XML dokumentovým pohledem. Provedený dotaz vrátí tabulku obsahující jména a obsah vlastností, které splnily hledaný výraz.

Standard JCR obsahuje dvě úrovně funkcionality, podle kterých se určuje kompatibilita systému s JCR. Systém bude splňovat obě úrovně standardu JCR.



Obrázek 3 : Hierarchická struktura uzlů a vlastností

Na I. úrovni je prováděno:

- Procházení a získávání uzlů a vlastností.
- Čtení hodnot.
- Jmenný prostor - jejich účelem je minimalizace kolize názvů.
- Export do XML.
- Dotazy pomocí XPath syntaxe.
- Zjištění definovaných typů uzlů.

Na II. úrovni je prováděno:

- Přidávání a odstraňování uzlů vlastností.
- Zápis hodnot vlastností.
- Import z XML.
- Přiřazování typů uzlům.

5 Vyhledávání v systému

Systém ukládá metadata v databázi a vlastní obsah v souborovém systému. V souborovém systému jsou také ukládány indexy s klíčovými slovy fulltextového vyhledávání realizovaného knihovnou Lucene (<http://lucene.apache.org/>). Přístup k databázi je realizován pomocí objektově-relačního mapování. Tato konfigurace může v dané kombinaci využívat výhod obou řešení (viz. Tabulka 1), stejně tak jsou oba nástroje plně konfigurovatelné. Díky použití specializovaných nástrojů není také nutné řešit nízkoúrovňové přístupy až již k souborovému systému, nebo databázi.

Tabulka 1 : Výhody jednotlivých řešení

<i>Výhody využití knihovny Lucene</i>	<i>Výhody databázového řešení</i>
– Výkonnější než databázové řešení	– Vyhledávání bývá součástí DB systému
– Plně konfigurovatelné	– Jednoduše použitelné
– Možnost použití pro více doménových modelů	– Podpora více národních jazyků

5.1 Hodnocení efektivity vyhledávání

Mezi zásadní požadavky patří rychlost zpracování požadavků, jistý uživatelský komfort pro zadávání požadavků (interakce se systémem), způsob zadávání dotazů a způsob výstupu výsledků tohoto vyhledávání. Pro posouzení efektivity vyhledávacího systému se používají dva koeficienty udávající, jak výsledky vyhledávání odpovídají požadavkům tazatele (poskytnutí relevantních dokumentů), koeficient přesnosti a koeficient úplnosti.

Koeficient přesnosti představuje pravděpodobnost, že vybrané dokumenty jsou relativní, koeficient úplnosti představuje pravděpodobnost, že byl vybrán relevantní dokument.

$$P = \frac{|A \cap B|}{|B|}$$

$$R = \frac{|A \cap B|}{|A|} \quad (1)$$

Kde P vyjadřuje koeficient přesnosti (Precision), R odpovídá koeficientu úplnosti (Recall), B vyjadřuje celkový počet relevantních dokumentů a A celkový počet všech vybraných dokumentů. Ideální případ by nastal, kdyby oba koeficienty byly rovny 1, ovšem tohoto případu není možné v praxi dosáhnout. Uživatel, který po prvním dotazu dostane příliš mnoho nerelevantních dokumentů, začne dotaz zpřesňovat (zmenšuje se míra úplnosti a zvětšuje míra přesnosti), díky čemuž dosáhne vyšší přesnosti na výstupu, ovšem za cenu zmenšení absolutního počtu relevantních dokumentů.

Pro zjednodušení informací o efektivitě byly zavedeny metody zobrazující přesnost a úplnost do jednodimenzionálního prostoru, jednou z nich je Van Risjbergenova F -míra.

$$F_{\beta} = 1 - \frac{1 + \beta^2}{\frac{\beta^2}{R} + \frac{1}{P}} = \frac{(1 + \beta^2)|A \cap B|}{\beta^2|A| + |B|} \quad (2)$$

Kde β vyjadřuje poměrovou důležitost mezi přesností a úplností.

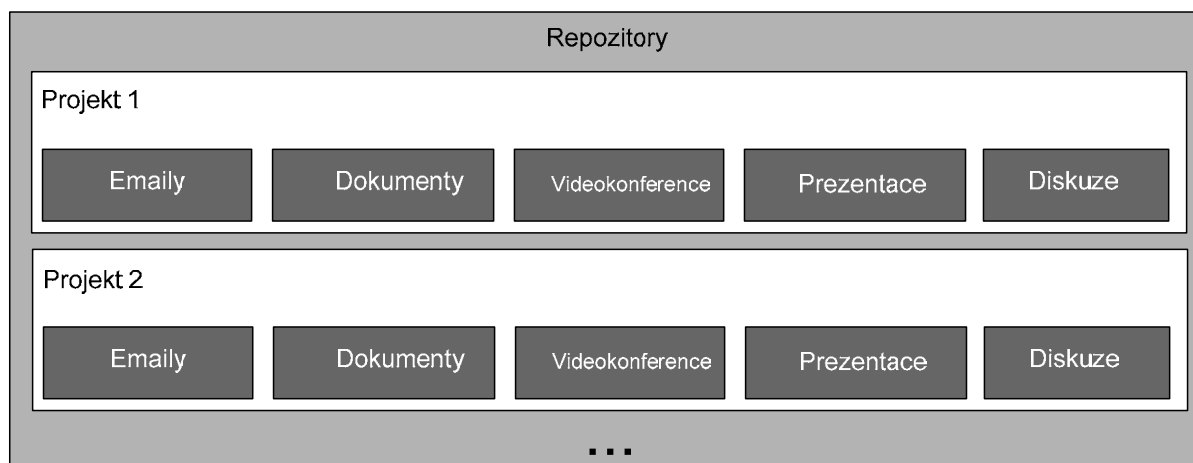
6 Realizovaný systém

Na základě výše uvedené specifikace byl navržen systém, který vyhovuje potřebám výzkumných konsorcií. Především podporuje komunikaci jednotlivých subjektů na více úrovních, aby sdílení, publikování a získávání znalostí a výsledků bylo co nejjednodušší a zároveň bezpečné.

Jelikož jsou základní potřeby každého projektu stejné, byla navržena obecná struktura projektu. Mezi základní části, jak je zobrazeno na obrázku 4, patří :

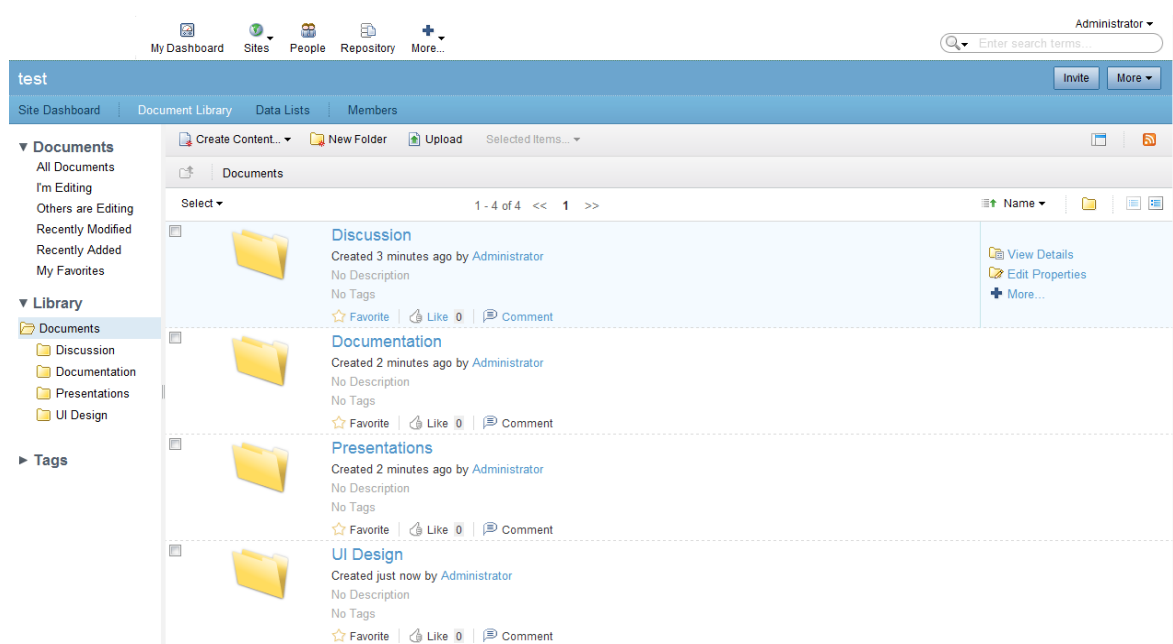
- Emaily
- Dokumenty
- Videokonference
- Prezentace
- Diskuze
- Výsledky

Dokumenty, prezentace a výsledky jsou založené na kooperativním workflow, aby uživatelé měli možnost nad těmito dokumenty diskutovat a upravovat je po vzájemné shodě. Oproti tomu emaily a diskuze jsou prosté prostory, kde se archivuje komunikace mezi členy týmu, aby již vyřešené problémy nebyly zapomenuty. Poslední částí projektu jsou archivovaná videokonferenční sezení. Jejich archivací je získána obsáhlá databáze problémů, které jsou vyřešené a které teprve čekají na vyřešení. V této sekci se nearchivují pouze samotné videozáznamy, ale i související data, jako jsou prezentace či jiné dokumenty související se záznamem. Záznamy a přiložené soubory by měli být přístupny skrze kalendář, kde budou uloženy podle data vzniku.



Obrázek 4 : Struktura projektů v systému

Jelikož každý projekt má svá specifika, musí systém také umožňovat v rámci projektu definovat nové prostory s novými funkcionalitami. Na následujícím obrázku je náhled navrženého systému.



Obrázek 5 : Náhled vytvořeného systému

7 Závěr

V případě vzniku výzkumného konsorcia mezi výzkumnými pracovišti vzniká problém efektivní komunikace. Nezbytnou součástí fungování výzkumného konsorcia je každodenní komunikace, která si v nemálo případech vyžaduje osobní styk jednotlivých subjektů. Tato situace přináší značné finanční zatížení a časovou náročnost. Z tohoto důvodu bylo vhodné navrhnout a realizovat systém pro podporu výzkumných konsorcií. Součástí systému je informační systém pro zprávu řešených projektů, systém centralizovaného úložiště jednotlivých součástí projektu a videokonferenční propojení mezi jednotlivými subjekty

konsorcia. Systém podporuje vzdálený přístup k datům a je zajištěno sdílení zdrojů mezi více subjekty. Dále je schopný dělit žadatele o dokument do různých skupin podle přístupových práv. Navíc dokumenty v elektronické formě mohou obsahovat obrazová nebo zvuková data a další formy multimediálních dat, která nelze klasickým způsobem přenášet.

Reference

- [1] A. Cichocki et. al., Workflow and process automation: Concepts and Technology (Kluwer academic Publisher, Dordrecht, 1998)
- [2] D. Hollingsworth, Terminology & Glossary (Workflow Management Coalition, 1999, WPMC-TC-1011)
- [3] L. Fischer, 2007 BPM & Workflow Handbook (Future Strategies Inc., 2007)
- [4] Reference Model for an Open Archival Information System (OAIS) (Consultative Committee for Space Data Systems, 2002) [online]
<http://public.ccsds.org/publications/archive/650x0b1.pdf>
- [5] S. W. Sadiq, M. E. Orłowska, W. Sadiq, Specification and validation of process constraints for flexible workflows, Information Systems, vol.30, 2005, 349 - 378
- [6] P.J. Leach, D.C. Naik, A Common Internet File System (CIFS/1.0) Protocol (Microsoft Documentation, 1998), [online]
<ftp://ftp.microsoft.com/developr/drg/CIFS/>
- [7] D. Nuescheler, JSR 170: Content Repository for Java™ technology API (Day Software AG, 2005), [online] <http://www.day.com/specs/jcr/1.0/>
- [8] E. Hatcher, O. Gospodnetić, M. McCandless, Lucene in Action, Second Edition (Manning Publications Co., 2008)
- [9] Apache Lucene – Overview (The Apache Software Foundation, 2009), [online]
<http://lucene.apache.org/java/docs/>
- [10] C. J. Rijsbergen, Information Retrieval – Second Edition (Butterworth, 1979).

MĚŘENÍ TEPLOTNÍ ZÁVISLOSTI MATERIÁLOVÝCH KOEFCIENTŮ PZT KERAMIKY NCE51

Jiří FIALKA

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké učení technické v Brně
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xfialk02@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

V textu je uveden přehledný postup měření teplotní závislosti PZT keramiky a výpočtu materiálových koeficientů u PZT keramiky. Dále je text zaměřen na popis postupu výroby měřených vzorků, pro požadované typy kmitů. Pro měření byla vyrobena sada vzorků z jednoho dostatečně velkého disku z piezoelektrické keramiky tak, aby splňovala kritéria evropské i světové normy. Pro získání materiálových koeficientů PZT keramiky byla zvolena frekvenční metoda měření. Vysoká přesnost měření je zajištěna použitím precizního impedančního analyzátoru Agilent 4294A. Výsledky byly následně porovnány s katalogovým listem výrobce PZT keramiky. Díky provedenému experimentu byla ověřena možnost rychlého stanovení teplotní závislosti kompletní matice koeficientů piezoelektrické keramiky, bez větších nároků na výrobu celé sady vzorků.

Klíčová slova: PZT keramika, frekvenční metoda, impedanční analyzátor, NCE51.

1 Úvod

Před samotným měřením na piezoelektrické keramice a výpočtem materiálových koeficientů je nutné se seznámit se základní teorií. Obecnou teorií piezoelektriny a piezoelektrickými materiály se zabývá americký národní standard ANSI/IEEE 176-1987 [1] a B. Jaffe [2]. Na měření a výpočet materiálových koeficientů piezoelektrické keramiky je zaměřena světová norma CEI/IEC 60483:1976 [3]. V této světové normě jsou definovány základní definice a obecné vztahy pro výpočet koeficientů piezoelektrické keramiky. Na světovou normu CEI/IEC 60483:1976 navazuje evropská norma EN 50324 [4], která se skládá ze tří hlavních částí. V první části „Termíny a definice“ jsou popsány definice pojmů z piezoelektriny, v navazující druhé a třetí části nazvané „Metody měření – Nízký výkon nebo Vysoký výkon“ jsou popsány základní metody měření spolu se vztahy pro výpočet materiálových koeficientů. Oproti světové normě CEI/IEC 60483:1976 je již v evropské normě EN 50324 přehledněji zapsán postup výpočtu materiálových koeficientů z naměřených hodnot rezonanční a antirezonanční frekvence, geometrických rozměrů, materiálové hustoty a kapacity vzorků. V evropské normě jsou také uvedeny minimální hodnoty poměrů stran měřených vzorků piezoelektrické keramiky, pro stanovení celé matice koeficientů.

Nejvýznamnějšími problémy, s kterými je možné se během měření piezoelektrické keramiky setkat jsou například volba metody měření, způsob připojení vzorků k měřicí soustavě, vhodná volba rozměrů měřených vzorků a způsob výpočtu požadovaných materiálových koeficientů. Pro výpočet koeficientů a volbu rozměrů je výhodné použít evropskou normu EN 50324, která je k tomuto účelu přehledně zpracována. Při volbě metody a způsobu měření je nutné si dopředu určit, jestli je požadována kompletní matice materiálových koeficientů nebo jen určení dílčích koeficientů. Dalším mnohdy opomíjeným problémem při měření parametrů piezoelektrické keramiky je volba měřicího přípravku pro upnutí měřeného vzorku neboli měřících kleští. Způsobem měření a použitím správného měřicího přípravku se zabýval například W. P. Mason a H. Jaffe v [6].

Při požadavku na měření teplotní závislosti u PZT keramiky je nutné brát v úvahu tzv. Curieův bod, který je charakteristický pro daný typ keramiky a je uváděn v katalogových listech výrobce. Další nedílnou součástí je i správná volba metody a způsob připojení měřeného vzorku. Jelikož se Curieova teplota často pohybuje ve vysokých teplotách, je nutné brát v úvahu, že běžné měřicí sondy nelze pro toto měření použít. Proto se ve značné míře využívají přípravky vyrobené přímo pro danou aplikaci. Po naměření závislosti na teplotě je možné provést popis permitivity, elastických a piezoelektrických koeficientů, získaných pomocí frekvenční metody měření, v blízkosti Curieova bodu. Měření závislosti materiálových koeficientů PZT keramiky na teplotě, která se blíží nebo přesahuje Curieovu teplotu, je věnováno jen málo publikací. Většina z textů se vztahuje na materiály jiného složení nebo je měření provedeno pouze do nižších teplot hluboko pod Curieovou teplotou. Mezi ty, které se tímto problémem zabývají, patří například Národní institut pro materiály a fyziku v Bukurešti [7] nebo Státní univerzita v Pensylvánii [8].

2 Definice základních veličin

Piezoelektrický jev popisují dvě dvojice veličin. První zahrnuje složky tenzorů deformace S_λ a elastického napětí T_λ , druhá dvojice pak složky vektorů elektrického posunutí D_i a intenzity elektrického pole E_i , tedy elektrické veličiny. Tyto proměnné jsou propojeny soustavou 12 lineárních rovnic. V tomto případě postačí popsat dvě dvojice rovnic (1-2 a 3-4), kde první odpovídá nepřímému a druhá přímému piezoelektrickému jevu [9]:

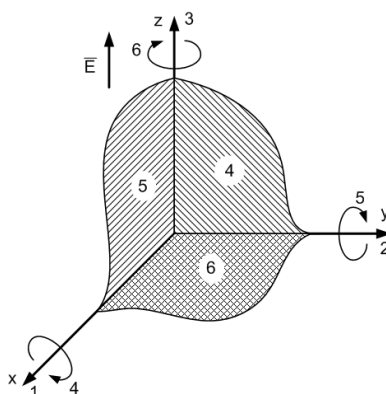
$$S_\lambda = s_{\lambda\mu}^E T_\mu + d_{i\lambda}^E E_i \quad (1)$$

$$D_i = d_{i\mu}^E T_\mu + \varepsilon_{ij}^T E_j \quad (2)$$

$$S_\lambda = s_{\lambda\mu}^D T_\mu + g_{j\lambda} D_j \quad (3)$$

$$E_i = -g_{j\lambda}^D T_\lambda + s_{ij}^T D_j \quad (4)$$

Horní index značí, které veličiny jsou konstantní, je-li E konstantní, jsou elektrody zkratovány, je-li D konstantní, jsou elektrody rozpojeny. Rovnice (1 až 4) je možné převést do grafické podoby zobrazené na obrázku 1. V této pravotočivé ortogonální soustavě souřadnic, jsou souřadnicím x, y, z přiřazeny čísla 1, 2, 3 a rovinám yz, xz, xy odpovídají čísla 4, 5, 6. Vektor polarizace $\mathbf{E}$ prochází rovnoběžně s osou z.



Obrázek 1 Pravoúhlý souřadnicový systém XYZ [9]

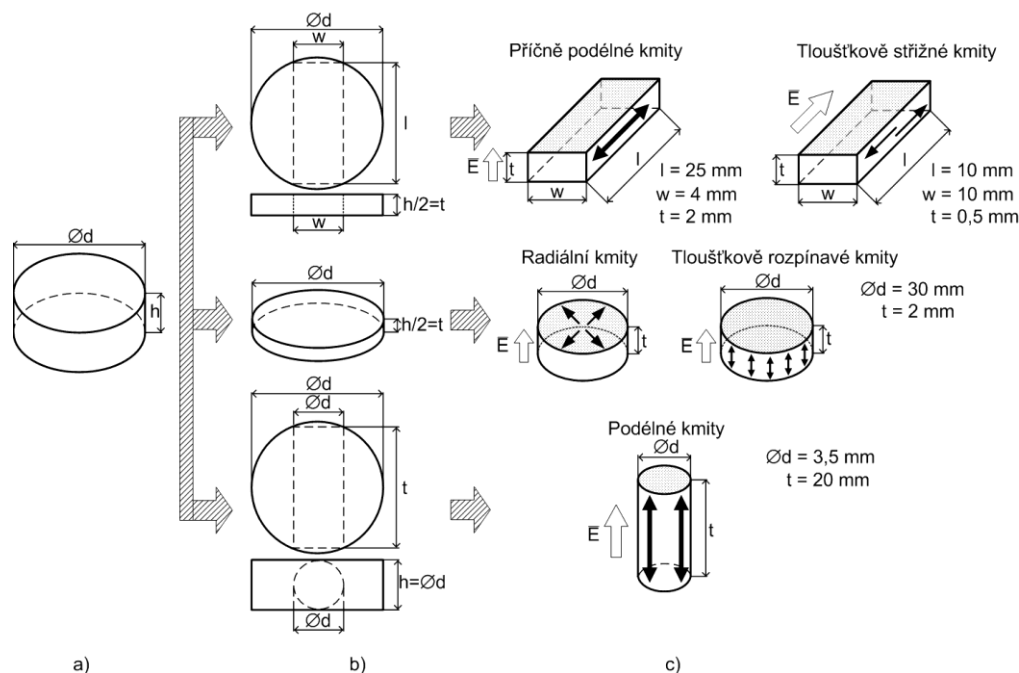
Mechanické veličiny deformace S_λ a elastické napětí T_λ mají po šesti složkách, kde λ je rovna 1 až 6. První tři složky 1, 2, 3 odpovídají směrům 1, 2, 3 a další tři složky 4, 5, 6 naznačují roviny 4, 5, 6, ve kterých se nachází deformace nebo elastické napětí. Elektrické veličiny, intenzita pole E_i a posunutí D_i , mají tři složky, které odpovídají směrům 1, 2, 3.

Materiálové elastické s , piezoelektrické d a dielektrické ε koeficienty elektro-mechanických vlastností jsou anizotropní. Mají tedy různé hodnoty v různých směrech vzhledem ke směru polarizace. Tensorové složky materiálových koeficientů je možné s využitím symetrie napsat ve zjednodušeném maticovém tvaru [9].

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \\ D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{31} \\ s_{12}^E & s_{11}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{31} \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{33} \\ 0 & 0 & 0 & s_{55}^E & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{55}^E & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \cdot (s_{11}^E - s_{12}^E) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \\ E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (5)$$

3 Výroba měřených vzorků

Problémem při stanovení materiálových koeficientů je nutnost vyrobit malé množství vzorků různých tvarů. Tento způsob výroby je však zdoluhavý a nákladný. Je tudíž jednodušší vyrobit několik dostatečně velkých disků, které je možné dodatečně upravit na potřebný tvar a velikost. Způsob výroby různých typů vzorků pro požadované kmity je vidět na obrázku 2. Evropská norma EN 50324-1: 2002 ani světová norma CEI/IEC 60483:1976, ale nedefinují přesné rozměry měřených vzorků.



Obrázek 2 Zobrazení výrobního procesu celé sady vzorků, kde a) je originální disk, b) výroba tenkého disku, tenké plátky a válečku, c) finální produkce pro příčně podélné kmity, střížné kmity, radiální kmity, tloušťkové kmity a podélné kmity.

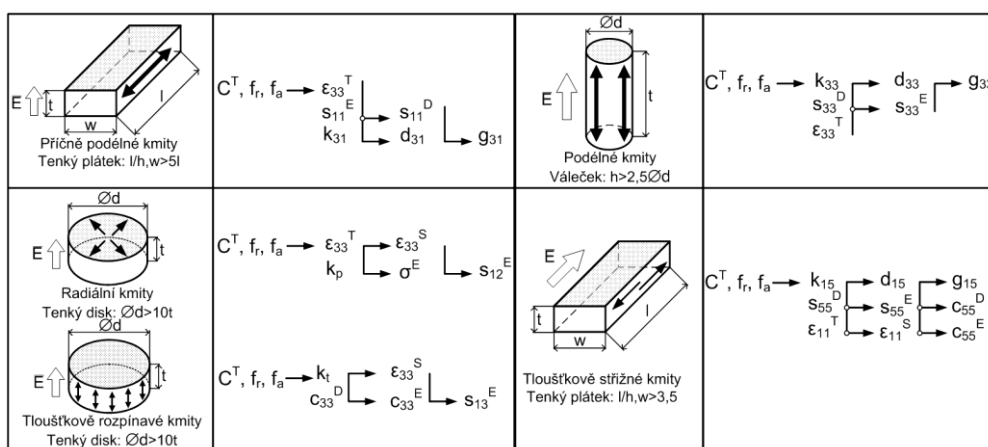
Pro výrobu celé sady vzorků, byl zvolen disk $\varnothing d = 30 \text{ mm}$ a $t = 4 \text{ mm}$. Z tohoto disku byly broušením na plocho, broušením do kulata a postupným řezem vyrobeny tenké disky, tenké plátky a válečky, jak je znázorněno na obrázku 2. Rozměry celé sady vzorků byly zvoleny tak, aby odpovídaly jak evropské, tak i světové normě. Výsledné rozměry měřených vzorků jsou vidět na obrázku 2.

4 Měření teplotní závislosti materiálových koeficientů

K výpočtu kompletní matice materiálových koeficientů a měření teplotních závislostí byla vybrána piezoelektrická keramika $\text{Pb}(\text{Zr}_{0,525}\text{Ti}_{0,475})\text{O}_3$ vyrobená firmou Noliac Ceramics s.r.o, pod označením NCE51. U této PZT keramiky je Curieův bod roven $340\text{ }^\circ\text{C}$.

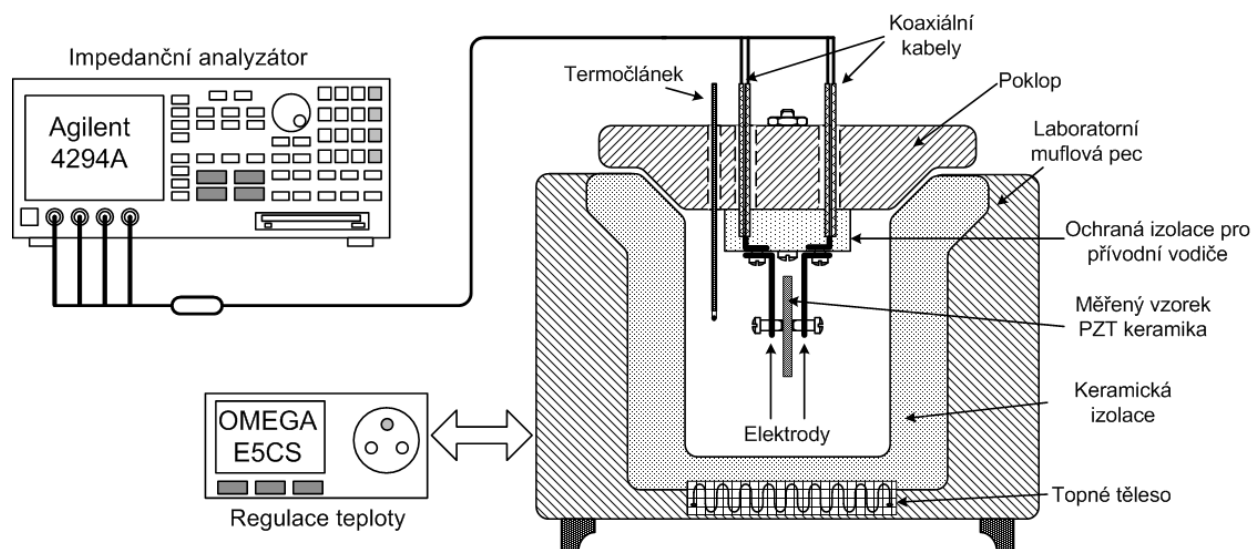
Pomocí impedančního analyzátoru byly naměřeny základní parametry PZT keramiky, rezonanční f_s a antirezonanční f_a frekvence spolu s volnou kapacitancí C^T na 1 kHz , tedy elektrické veličiny. Posuvným měřítkem byly proměřeny geometrické rozměry vyrobených vzorků, které jsou zapsány na obrázku 2. Posledním proměřeným parametrem je materiálová hustota. Pro stanovení kompletní matice koeficientů bylo nutné vyrobit sadu vzorků z PZT keramiky, tento postup je popsán v kapitole 3. Vysoká přesnost měření je zajištěna použitím precizního impedančního analyzátoru Agilent 4294A, s rozsahem od 40 Hz do 110 MHz .

Pro výpočet materiálových koeficientů byla využita evropská norma EN 50324-2: 2002. Postup výpočtu od naměřených hodnot k požadovaným koeficientům pro příčné podélné kmity, radiální kmity, tloušťkové kmity, tloušťkově podélné kmity a tloušťkově střížné kmity, je znázorněn na obrázku 3. Tento postup výpočtu splňuje jak evropskou normu EN 50324-2: 2002, tak i světovou normu CEI/IEC 60483:1976.



Obrázek 3 Postup při stanovení kompletní matice piezoelektrických materiálových koeficientů podle evropské normy EN 50324-2:2002 a světové normy CEI/IEC 60483: 1976 [6], [7].

Před samotným měřením teplotní závislosti na PZT keramice je potřeba navrhnout přípravek pro upnutí měřeného vzorku, protože průmyslově využívané měřicí kleště mají vlastní tepelné omezení pohybující se okolo $100\text{ }^\circ\text{C}$. Pro měření ve vyšších teplotách tedy bývá často využívána speciální konstrukce jak přípravku pro měření, tak i laboratorní pece. Uspořádání měřicí pinzety uložené uvnitř muflové pece spolu s celkovým zapojením je vidět na obrázku 4. V tomto řešení je využito úpravy vrchního poklopu laboratorní muflové pece. V zapojení je možné využít klasické koaxiální kabely, které jsou vedeny přes poklop přímo k měřicím elektrodám. U tohoto uspořádání pro měření je použit termočlánek typu J, který je spolu se stíněnými vodiči určenými pro připojení k impedančnímu analyzátoru veden přes vrchní poklop. Měřicí hroty vyrobené z nerezového plechu a opatřené úchyty pro upnutí piezoelektrického vzorku, jsou připevněny ke keramické krabičce. Volný prostor mezi vodiči, poklopem a vnitřním prostorem keramické krabičky je vyplněn jemným pískem. Laboratorní muflová pec je složena z vnitřního keramického obložení a vnějšího krycího pláště. Ohřev píčky je zajištěn pomocí topného tělesa umístěného po obvodu keramického obložení.



Obrázek 4 Experimentální návrh konstrukce laboratorní muflové pírky a zapojení impedančního analyzátoru pro měření závislosti piezoelektrických koeficientů na teplotě

Tabulka 1 Porovnání výsledných hodnot materiálových koeficientů PZT keramiky NCE51 s katalogovými hodnotami. Uvedené hodnoty koeficientů jsou vypočítány pro teplotu 25 °C, poté po nahláti na teplotu 330 °C a následně jsou měřeny 24 hodin po vychladnutí na pokojovou teplotu 25 °C. (tolerance $\pm 5\%$)

Materiálové koeficienty	Symbol & Jednotka	PZT keramika NCE 51			
		Datasheet	Výpočet 25 °C	Výpočet 330 °C	24h (25 °C)
Příčný koeficient vazby	k_{31} [-]	0,37	0,38	0,27	0,36
Podélný koeficient vazby	k_{33} [-]	0,72	0,71	0,29	0,58
Střížný koeficient vazby	k_{15} [-]	-	0,69	0,57	0,65
Planární koeficient vazby	k_p [-]	0,65	0,64	0,50	0,63
Tloušťkový koeficient vazby	k_t [-]	0,51	0,47	0,43	0,44
Piezoelektrický nábojový koeficient	$-d_{31} [\times 10^{-12} \text{ C/N}]$	195	179	269	178
	$d_{33} [\times 10^{-12} \text{ C/N}]$	460	384	402	347
	$d_{15} [\times 10^{-12} \text{ C/N}]$	-	627	898	556
Piezoelektrický napěťový koeficient	$-g_{31} [\times 10^{-3} \text{ Vm/N}]$	13	12,9	3,8	12,4
	$g_{33} [\times 10^{-3} \text{ Vm/N}]$	27	25,5	24,4	16,3
	$g_{15} [\times 10^{-3} \text{ Vm/N}]$	-	37,2	13,2	35,1
Elastický koeficient	$s_{11}^E [\times 10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}]$	16	15,7	14,6	17,4
	$s_{33}^E [\times 10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}]$	19	19,4	11,9	14,4
	$-s_{12}^E [\times 10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}]$	-	6,5	7,2	8,3
	$s_{13}^E [\times 10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}]$	-	7,1	5,6	6,3
	$s_{55}^E [\times 10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}]$	-	47,3	36,6	46,5
	$s_{66}^E [\times 10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}]$	-	45,6	41,2	51,4
Permitivita	$\epsilon_{11}^T [\times 10^{-8}]$	-	1,5	7,1	1,4
	$\epsilon_{33}^T [\times 10^{-8}]$	-	1,7	7,3	1,8

5 Závěr

Tento experiment vznikl na základě požadavku měřit s vysokou přesností kompletní matici piezoelektrických koeficientů. Závěrem lze konstatovat, že stanovení teplotní závislosti kompletní matice materiálových koeficientů na vzorcích vyrobených z velkého disku PZT keramiky, se dá v praxi výhodně použít. Získané hodnoty pomocí frekvenční metody měření se jeví po porovnání s katalogovým listem dané PZT keramiky jako dostatečně přesné. Tato metoda měření je vhodná u aplikací, kde je kladen důraz na rychlé proměření kompletní sady materiálových koeficientů PZT keramiky, při nízkých nákladech na výrobu měřených vzorků.

Závěry získané z měření materiálových koeficientů frekvenční metodou, byly využity při zkoumání vlivu teploty na koeficienty PZT keramiky. V tabulce 1 jsou porovnány hodnoty koeficientů naměřené před zahřátím na teplotě 25 °C a poté na teplotě blízké se Curieovu bodu, v tomto případě na 330 °C. PZT keramika byla následně ponechána 24 hodin vychladnout a poté byly opět naměřeny základní parametry. Tato metoda teplotního ohřívání bývá často využívána i pro stabilizaci frekvenčních charakteristik piezoelektrické keramiky.

Poděkování

Tato práce je částečně podporována Grantovou agenturou České republiky (102/09/H082 SYNERGY – Senzory a inteligentní senzorové systémy) a grantu "Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci" financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6).

Reference

- [1] IEEE Standard, "IEEE Standard on Piezoelectricity ANSI/IEEE 176-1987," The Institute of Electrical and Electronic Engineers Inc., New York, 1987.
- [2] B. Jaffe, W.R. Cook Jr. and H. Jaffe, "Piezoelectric Ceramics," Academic Press - London and New York, 1971, p. 315, ISBN 0-12-379550-8.
- [3] International Standard, CEI/IEC 60483: 1976, "Guide to dynamic measurements of piezoelectric ceramics with high electromechanical coupling," IEE Geneva, Switzerland, 1997, p. 40, ICS 31.140
- [4] European standard, EN 50324-1: 2002, "Piezoelectric properties of ceramic materials and components, Part 1: Terms and definitions," CENELEC, 2002
- [5] European standard, EN 50324-1: 2002, "Piezoelectric properties of ceramic materials and components, Part 1: Terms and definitions," CENELEC, 2002
- [6] W.P. Mason, H. Jaffe, "Methods for Measuring Piezoelectric, Elastic, and Dielectric Coefficients of Crystals and Ceramics," Proceedings of the IRE, 1954, vol.42, no. 6 pp.1731-1737, ISSN 0096-8390.
- [7] Miclea, C. et al. Temperature Dependence of the Main Piezoelectric Parameters of a Nb-Li Doped PZT Ceramic. International Semiconductor Conference 2006. Bucharest, National Inst. for Mater. Phys., vol. 2, p. 279-282. ISBN 1-4244-0109-7
- [8] Hackenberger, W. a kol. High Temperature Electrostrictive Ceramics for a Venus Ultrasonic Rock Sampling Tool. 14th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics - ISAF-04, 2004. p. 130-133. ISBN 0-7803-8410-5
- [9] Hiršl, J., Černohlávek, D., Štefan, o., Čermák F. Keramická piezoelektrika – Vlastnosti a technické použití, Tesla Praha, 1970, 94 str.

Laserové skenery v mobilní robotice

Tomáš FLORIÁN, František BURIAN, Luděk ŽALUD

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: florian@feec.vutbr.cz, burian@feec.vutbr.cz, zalud@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento dokument popisuje obecné principy měření vzdálenosti pomocí laserových skenerů. V článku je uveden přehled laserových skenerů, které jsou k dispozici na Ústavu automatizace a měřicí techniky FEKT VUT v Brně. V závěru článku je popis driveru, který byl pro každý skener vytvořen a vizualizační aplikace, která je schopna v reálném čase zobrazovat naměřené údaje.

Klíčová slova: laserový skener, LIDAR, SICK, Velodyne, Hokuyo, TOF, triangulace

1 Úvod

Laserové skenery jsou v mobilní robotice hojně využívány díky svojí schopnosti relativně přesně měřit vzdálenost k překážce. Světelný svazek je velmi úzký, takže nám dává přesnou polohu překážky. S tím ovšem také souvisí množství dat, které nám skener poskytuje, aby byl schopen popsat prostředí, ve kterém se nachází. Nevýhodou skenerů jsou větší rozměry a vysoká cena.

Laser je akronym z anglického Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, tj. zesilování světla stimulovanou emisí záření. Jeho výhodou je, že toto světlo je koherentní (má stejnou frekvenci, směr kmitání a fázi) a monochromatické [3]. Hlavní výhody laserového paprsku, který se při měření používá, jsou tyto:

- světlo se pohybuje přímo po přímce,
- rychlost světla v prostředí je známá,
- světlo laseru má jednu vlnovou délku (je monochromatické), a proto se jednoduše detekuje [1].

2 Principy měření laserového skeneru

Je mnoho způsobů, jak měřit vzdálenost objektů. Tento článek se zabývá pouze metodami měření vzdálenosti, které se nejčastěji používají u laserových skenerů. Mezi dva tradiční přístupy měření vzdálenosti s laserem patří měření doby letu a triangulace (viz níže).

2.1 Měření doby letu (TOF = time of flight)

Princip měření je založen na době, po kterou cestuje světelný paprsek z emitoru k překážce a zpět. Vzdálenost je potom dána rovnicí:

$$d = \frac{c \cdot t}{2},$$

kde

d je vzdálenost překážky od senzoru,

c je rychlost světla v prostředí (299.920 km za hodinu pro tlak 101,325 kPa),

t je celková doba letu paprsku.

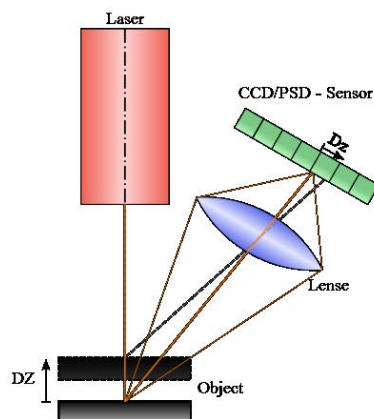
Zde je důležité si uvědomit, že přesnost měření je dána přesným měřením času, kdy světlo prochází prostředím. V případě překážky ve vzdálenost 10 cm je doba průchodu k překážce $0,0001/299.920 = 0,333 \cdot 10^{-9}$, tj. 333 pikosekund. V případě měření by byla naměřená doba 666 ps (doba letu tam a zpět). Toto je pro náročné pracovní podmínky limitující.

Z tohoto důvodu se v některých případech využívá jiná veličina spjatá s časem a tou je změna fáze. Fázový posuv je totiž úměrný hledané době. Vyslaný paprsek je modulován harmonickou vlnou a vzdálenost k předmětu se vypočte jako fázový rozdíl mezi vyslanou a přijatou vlnou. Tato metoda se označuje jako CW-modulace (Continuous Wave Modulation – modulace kontinuální vlny) [9].

2.2 Triangulace

Emitor vyšle světelný paprsek, který vytvoří na měřeném objektu světelný bod a z něj se světlo odrazí na vstupní čočku optiky přijímače pod určitým úhlem. Tento úhel je odvislý od vzdálenosti cílového předmětu. Limit měřicího rozsahu je dán velikostí světlocitlivého snímače (např. PSD nebo CCD senzor), na který dopadá paprsek a optikou snímače.

V tomto případě se vyhodnocuje místo, kam paprsek dopadl. Tato metoda je omezena pouze detekovatelností paprsku (jeho intenzita musí být větší, než minimální detekovatelná). V řadě případů se využívá PSD (polohově citlivý detektor) nebo CCD senzor.



Obrázek 1: Princip triangulace [3]

3 Laserové skenery na ÚAMT FEKT VUT v Brně

3.1 SICK PLS101

Jeden z nejstarších laserových skenerů na ústavu. Žluté zbarvení u produktů společnosti SICK značí, že se jedná o bezpečnostní skener. V případě, kdy předmět vstoupí do bezpečnostního prostoru, generuje senzor signál, který může např. zastavit chod stroje. Chyba senzoru je ± 50 mm.



Obrázek 2: SICK PLS101 [4]

Tabulka 1: Parametry SICK PLS101 [4]

rozměry (v x š x d)	156x185x155 mm	frekvence skenování	75 Hz
hmotnost	4,5 kg	krok	0,5°
napájení a spotřeba	16,8 až 28,8 V, 25W	dosah (10% odrazivost)	0,7 až 50 m (20 m)
zorný úhel	180°	datový výstup	RS-232

3.2 Hokuyo URG-04LX

V robotice velmi používaný skener díky svým rozměrům a přesnosti. Vyslané světlo má vlnovou délku 785 nm. Přesnost skeneru pro vzdálenost 20 až 1000 mm je ± 10 mm a nad 1000 mm je $\pm 1\%$.



Obrázek 3: Hokuyo URG-04LX [2]

Tabulka 2: Parametry Hokuyo URG-04LX [2]

rozměry (v x š x d)	162x102x105 mm	frekvence skenování	10 Hz
hmotnost	160 g	krok	0,36°
napájení a spotřeba	5 V DC, 2,5 W	dosah	0,06 až 4 m
zorný úhel	240°	datový výstup	ethernet, RS-232

3.3 SICK LMS111

Jedná se o venkovní skener (IP67), který pro určení vzdálenosti překážky využívá měření doby letu světelného paprsku (TOF). Vysílá světlo o vlnové délce 905 nm. Systematická chyba ± 30 mm, statická chyba ± 12 mm.



Obrázek 4: SICK LMS111 [5]

Tabulka 3: Parametry SICK LMS111 [5]

rozměry (v x š x d)	162x102x105 mm	frekvence skenování	25 nebo 50 Hz
hmotnost	1,1 kg	krok	0,25° nebo 0,5°
napájení a spotřeba	10,8 až 30V DC, 20W	dosah (10% odrazivost)	0,5 až 20 m (18 m)
zorný úhel	270°	datový výstup	ethernet, RS-485, CAN

3.4 SICK LMS400

Jedná se o skener do vnitřních prostor, který je určen pro skenování rychle se pohybujících předmětů. Vysoká přesnost detekce a měření polohy v reálném čase. Systematická chyba ± 4 mm, statická chyba ± 10 mm a ± 3 mm (podle skenovací frekvence).



Obrázek 5: SICK LMS400 [6]

Tabulka 4: Parametry SICK LMS400 [6]

rozměry (v x š x d)	130x107x179 mm	frekvence skenování	270 až 500 Hz
hmotnost	2,3 kg	krok	0,1 až 1,0°
napájení a spotřeba	10 až 28V DC, 25W	dosah (10% odrazivost)	0,7 až 3 m (3 m)
zorný úhel	70°	datový výstup	ethernet

3.5 SICK TiM310

Jedná se o malý laserový skener od společnosti SICK. Je určen do vnitřního prostředí a díky svým rozměrům je předurčen také pro použití v mobilní robotice. Světelný svazek je o vlnové délce 850 nm. Systematická chyba ± 40 mm, statická chyba ± 30 mm.



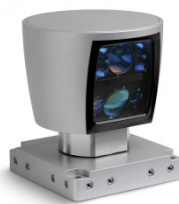
Obrázek 6: SICK TiM310 [7]

Tabulka 5: Parametry SICK TiM310 [7]

rozměry (v x š x d)	79x60x60 mm	frekvence skenování	15 Hz
hmotnost	150 g	dosah (10% odrazivost)	0,05 až 4 m (2 m)
napájení a spotřeba	10 až 28V DC, 3W	datový výstup	USB 2.0
zorný úhel	270°		

3.6 Velodyne HDL64E

Právem mu patří označení Rolls Royce mezi LIDARy (Light Detection And Ranging). Vysílá světlo v 5 ns pulzech o vlnové délce 905 nm. Obsahuje 64 laserů (2 skupiny po 32 laserech), které měří s vertikálním zorným úhlem 2° nahoru a 24,8° dolů. Při maximální skenovací frekvenci posílá zhruba 1,333 miliónů bodů za vteřinu.



Obrázek 7: Velodyne HDL64E [8]

Tabulka 6: Parametry Velodyne HDL64E [8]

rozměry (v x š x d)	mm	frekvence skenování	5 až 15 Hz
hmotnost	13 kg	krok	0,09°
napájení a spotřeba	15V DC, 60W	dosah (10% odraz.)	120 m (50 m)
zorný úhel	360° horizontálně a 26,8° vertikálně	datový výstup	ethernet

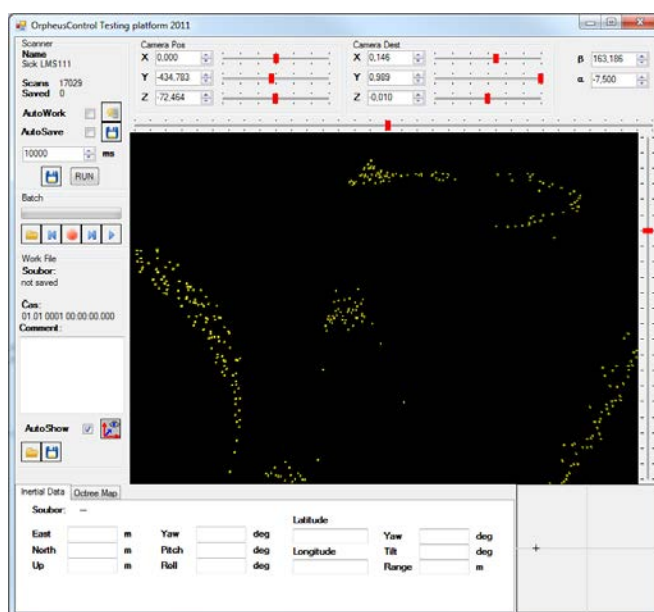
3.7 Driver pro laserové skenery

Pro každý skener byl vytvořen podrobný driver v prostředí Visual Studio 2010 v jazyce C#. Toto vývojové prostředí je ve skupině robotiky hojně využíváno a je v něm také vytvořen hlavní vizualizační a řídicí program Cassandra, pomocí kterého jsou řízeny skoro všechny roboty, které má skupina k dispozici. Díky tomu jsme schopni používat v podstatě na kterémkoliv robotu libovolný laserový skener.

Každý ovladač má naimplementovány všechny příkazy a umožňuje nám tedy plné řízení daného skeneru. V kódu jsou velmi časté komentáře, které pomohou s orientací, a k dispozici je také systém nápovědy, který pomáhá s implementací do nadřazené aplikace, která ovladač využívá.

4 Vývoj vizualizační aplikace

Pro ověření napsaných ovladačů laserových skenerů byla vytvořena aplikace na vizualizaci naměřených dat.



Obrázek 8: Okno vizualizační aplikace dat ze skeneru

Aplikace je psána univerzálně a je schopna zobrazit jak data z 2D tak z 3D skeneru. Pomocí táhel si můžeme nastavit pozici kamery (pohledu) a vzdálenost. Jsme tedy schopni se na scénu dívat z libovolného úhlu pohledu a vzdálenosti. Aplikace umí tvořit i záznam měření, takže si snímky můžeme ukládat a později se k nim vrátit a pouštět si je postupně nebo třeba jako animaci. Jsme schopni si v ní prohlížet časové značky nebo další informace, které byly dány snímku při jeho pořízení (zeměpisné souřadnice, data o natočení z inerciální jednotky, atd.).

5 Závěr

V článku jsou stručně shrnuty dva základní principy měření vzdálenosti pomocí laserových skenerů (měření doby letu a triangulace). Dále jsou představeny laserové skenery, které jsou k dispozici na pracovišti, kde jsou autoři zaměstnáni. Vstupem článku bylo napsat ovladače pro všechny vyjmenované laserové skenery a vytvořit vizualizační aplikaci, která je schopna naměřená data ze senzorů zpracovat a zobrazit. Aplikace je také schopna měnit úhel a polohu pohledu tak, aby bylo možné se dívat na měřená data z různých směrů.

Práce, kterou popisuje tento článek, je vstupem pro praktické testy jednotlivých skenerů, které by měly vyústit k ověření nebo modifikaci již vytvořeného modelu senzoru nebo k návrhu modelu vlastního.

Poděkování

Tato publikace vznikla za podpory grantu "Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci" financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6).

Reference

- [1] ANGELOPOULOU, Elli, WRIGHT, J. R. "Laser Scanner Technology", Philadelphia, PA 19104-6228, GRASP Laboratory University of Pennsylvania 1999.
- [2] Hokuyo URG-04LX Laser [online]. [cit. 11.6.2012]. Dostupné z <<http://www.acroname.com/robotics/parts/R283-HOKUYO-LASER1.html>>
- [3] Laser - Wikipedie [online]. [cit. 10.6.2012]. Dostupné z <<http://cs.wikipedia.org/wiki/Laser>>
- [4] SICK PLS101-312 [online]. [cit. 11.6.2012]. Dostupné z <www.sick.cz>
- [5] SICK LMS111-10100 [online]. [cit. 11.6.2012]. Dostupné z <www.sick.cz>
- [6] SICK LMS400-2000 [online]. [cit. 11.6.2012]. Dostupné z <www.sick.cz>
- [7] SICK TIM310-1030000 [online]. [cit. 11.6.2012]. Dostupné z <www.sick.cz>
- [8] Velodyne Lidar HDL64E S2 [online]. [cit. 11.6.2012]. Dostupné z <<http://velodynelidar.com/lidar/hdlproducts/hdl64e.aspx>>
- [9] VOJÁČEK, Antonín. PMD senzor & 3D měření vzdálenosti - 1. část Princip [online]. 2006, [cit. 12.6.2012]. Dostupné na <<http://automatizace.hw.cz/mereni-a-regulace/ART258-pmd-senzor-%2526-3d-mereni-vzdalenosti--1-cast-princip.html>>

NONLINEAR MODEL PREDICTIVE CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Miroslav GRAF

Faculty of Electrical Engineering and Communication,
Department of Control and Instrumentation, Brno University of Technology
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno
E-mail: graf@feec.vutbr.cz

Abstract:

PMSM drives tend to be used more often in the industrial applications due to their lower weight and better performance. Traditional control approaches use multiple loops where as MPC use only one closed loop. This paper presents a simple nonlinear predictive controller which able to perform field weakening.

Keywords: PMSM drive, model predictive control, field weakening, nonlinear optimization

1 Introduction

PMSM drives tend to be used more often in the industrial applications due to their lower weight and better performance. They have very good dynamical properties and are capable of low as well as high power applications.

The common PMSM controller uses cascade control structure with exact linearization. The closed loop is very simple to design. However implementation of circle current and voltage constrains may be difficult due to exact linearization. Even extra controller must be added if drive should be able of field weakening.

The former research shows that predictive controller can be implemented on PMSM but it usually consist only of current or speed controller. This paper tries to avoid the cascade structure and to control the whole system in one closed loop. There for any extra controllers need to be added to perform field weakening.

2 Model Predictive Control

To design good model predictive controller, good model of the system must be chosen, system constrains and criterion must be defined and last but not least an optimization algorithm must be chosen.

2.1 Model

MPC controller uses huge variety of models. Model tells the controller how the system will evolve if certain action as applied on it. Hence model must be as accurate as possible. If no previous information is known about the system(or the system is too complicated to be described) simpler model like ARX or ARMAX is chosen to perform the system prediction. However this is not the case of PMSM. The state description is very well known so it can be used to predict the behavior of PMSM.

Discrete model of PMSM can be created by Euler method(we assume that the system

time constant is much lower the the sampling period of the system).

$$\begin{aligned}
i_d(k+1) &= i_d(k) - \frac{T_s R}{L_d} i_d(k) + T_s \frac{L_q}{L_d} \omega(k) i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} u_d(k) \\
i_q(k+1) &= i_q(k) - \frac{T_s R}{L_q} i_q(k) - T_s \frac{L_d}{L_q} \omega(k) i_d(k) - \frac{T_s K_E}{L_q} \omega(k) + \frac{T_s}{L_q} u_q(k) \\
\omega(k+1) &= \omega(k) + T_s \frac{3}{2J} p^2 \Psi_M i_q(k) + T_s \frac{3}{2J} p^2 (L_d - L_q) i_d(k) i_q(k)
\end{aligned} \tag{1}$$

where

u_d, u_q	voltage components in rotating frame
i_d, i_q	current components in rotating frame
R	stator resistance
L_d, L_q	rotor inductance components
Ψ_M	EMF constant
ω	rotor angular speed (electrical speed)
p	number of pole pairs
J	moment of inertia

As can be seen from the state space model (1), the torque of PMSM consist of main torque and the reluctance torque. The main torque is influenced only by q-part of current multiplied by EMF constant

The reluctance torque is on the other hand influenced by product of d-part and q-part of current multiplied by the difference of the rotor inductances. Hence if the EMF constant of the motor is very high and the rotor inductances are almost equal, the motor is not very suitable to be used under field weakening conditions.

The MTPA(maximum torque per Ampere) curve is defined for PMSM [3]:

$$i_d^2 = \frac{\Psi_M}{L_d - L_q} i_d + i_d^2 \tag{2}$$

2.2 Cost Function

Cost function defines goals of Model predictive control. Various requirements of the control are expressed in the relative importance. It usually uses additive quadratic form. The aim of the predictive controller is to find minimum(or maximum) of the cost function.

$$\begin{aligned}
J(\mathbf{u}|\mathbf{x}(t_0), t_0) &= \sum_{i=0}^{N-1} ||\mathbf{Q} \mathbf{x}(t_0 + t_i|t_0)||_2 + ||\mathbf{Q}_N \mathbf{x}(t_0 + t_N|t_0)||_2 \\
&+ \sum_{i=0}^{N_u-1} ||\mathbf{R} \Delta \mathbf{u}(t_0 + \tau_i|t_0)||_2
\end{aligned} \tag{3}$$

In the equation (3) typical cost function is shown. Weighted matrices $\mathbf{R}$ and $\mathbf{Q}$ express the relative importance of the zero control deviation and control effort. For better performance one extra part is usually added to the cost function. It weights the importance of control deviation at the end of the prediction horizon.

2.3 Constrains

Numerous constrains can be defined in the predictive controller. Usually state, input and output constrains are defined. There are two basic types of constrains - hard constrains and soft constrains.

Hard constrains cannot be broken under any circumstances. It can be imagined as for example a water tank. Water tank cannot be filled by 110%. Soft constrains can be broken under certain circumstances. Therefore soft constrains must be added to the cost function. The cost function then raises rapidly when controller decides to break the soft constrain

In the case of permanent magnet synchronous motor quadratic constrains are required for the motor(4).

$$\begin{aligned} u_d^2 + u_q^2 &< U_{\max}^2 \\ i_d^2 + i_q^2 &< I_{\max}^2 \end{aligned} \tag{4}$$

The voltage constrains are hard constrains and they cannot be broken because of the Clark's transformation. On the other hand, current constrains can be considered soft constrains. However, soft constrains make the optimization problem more complicated and the computation time is longer. Therefore we consider the current constrains as hard constrains.

2.4 Solver

Solver is the core of MPC. It solves the defined optimization control problem. One can see(equations 1 and 4) that the motor as well as the constrains are nonlinear. Therefore choosing a nonlinear solver is appropriate.

However, finding a numerical solution to the nonlinear problem can be very complicated. It consumes very large amount of time. So nonlinear solver are not yet applicable for the industrial application. But finding a nonlinear solution to a nonlinear problem can give us a benchmark for further setup of controllers.

It is important to realize that performance of solvers is the main limitation of model predictive control. In nonlinear case we are not able to solve all types of mathematical problems. In the field of linear systems there are many solvers free to use but if we start defining nonlinear systems or even nonlinear constrains the problem must be solved as a nonlinear problem with special analysis.

The problem of controlling synchronous motors is a nonlinear problem therefore it must be solved in nonlinear way. Matlab numerical toolbox has been used to perform the simulation of the controller. All results come from nonlinear optimization.

3 Simulation

Model predictive controller has been tested in a simulation respecting all the nonlinearities in the model and the quadratic constraints. The response to step of angular speed is shown in figure 1. The actual voltage and current in $d - q$ coordinates are shown in figure .

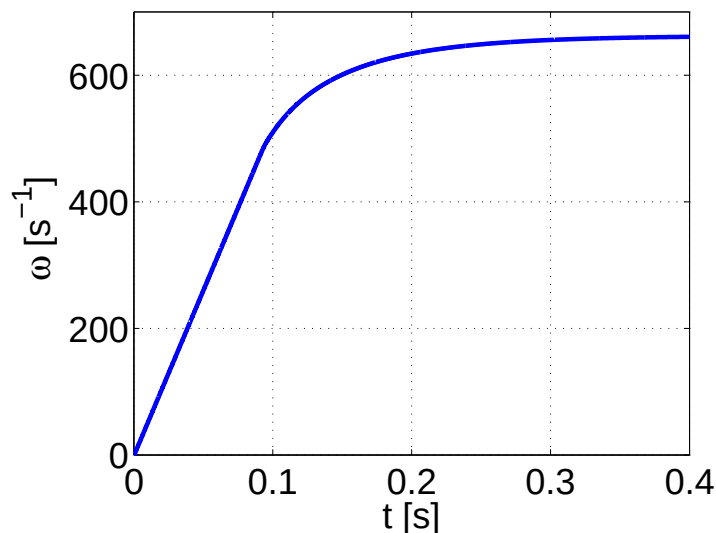


Figure 1: Angular speed response

As we can see from the simulations the MPC uses system maximum potential to control the deviation. However, at some point the system has not enough voltage to increase the angular speed (Back EMF too large). In this case, it is necessary to weaken the magnetic field of the permanent magnet by changing the d -component of the current. It is called field weakening[3]. The negative effect of field weakening is increased current, larger power consumption and decreased motor torque.

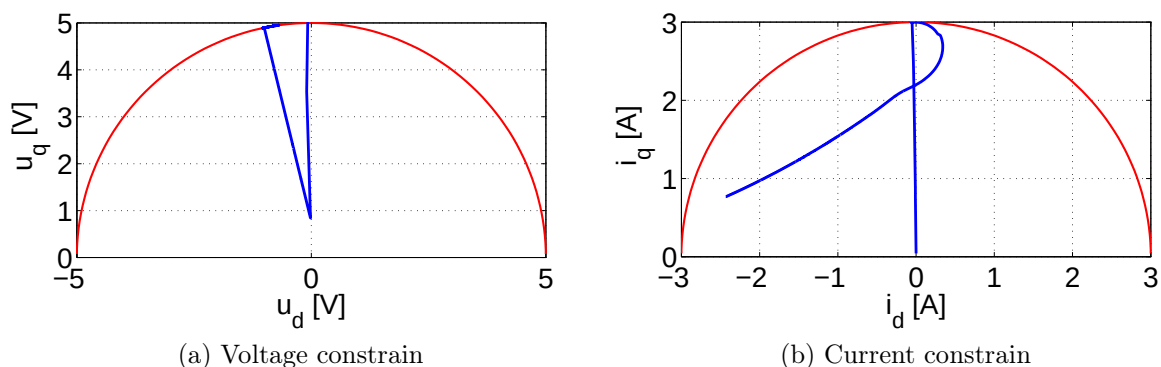


Figure 2: Keeping the quadratic constraints

The figure 2b shows the current constraints. From this figure, we can see the process of the current. The current firstly copies the MPTA curve. Then the field weakening is

performed. One can see that the field weakening current is quite large. The d-component is stabilized at quite a big value. As well as the q-component is stabilized at a nonzero value. This show that the motor was stressed by a stress torque.

Parameters of the simulation:

R	0.275 Ω
L_d	0.65 mH
L_q	0.7 mH
J	$5 \cdot 10^{-5}$ kg m ²
p_p	3
Ψ_M	8.67 mWb
Stress torque	0.05 Nm
U_{MAX}	5 V
I_{MAX}	3 A
Prediction horizon	10

4 Conclusion

Model predictive control is a very strong tool for regulation. It transforms the classical regulation problem into an optimization problem. It is able to keep all defined constrains. The main limitation of MPC is the solver performance.

MPC is suited for usage in motor control. Unlike other motor control loops the predictive controller is able to perform field weakening without any other higher loop. It finds the optimal state trajectory of the motor states. A nonlinear solution is very good to find a benchmark of the state trajectory. However implementation of nonlinear MPC on a motor is limited by solver availability. We are not capable of solving the optimization problem in time. Therefore before implementation some linear approximation must be done.

References

- [1] Caha, Z., Černý, M.: Elektrické pohony. Praha, SNTL, 1990, ISBN 80-03-00418-7
- [2] Rawlings, J., Mayne, D.: Model Predictive Control: Theory and Design. Nob Hill Publishing, LLC, 2009, ISBN 978-0-97593377-0-9
- [3] Václavek, P.; Blaha, P.: Field Weakening in PMSM Model based Predictive Control. IEEE International Conference on Power and Energy. Kuala Lumpur: IEEE, 2010, s. 330-335., ISBN 978-1-4244-8945-9
- [4] Štecha, J., Pekař, J.: Short Course on Model Predictive Control. Brno, Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií, 2009
- [5] Bazaraa, M. S., Sherali, H. D., Shetty, C. M.: Nonlinear Programming: Theory and Algorithms. John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, New Jersey, 2006, ISBN 978-0-471-48600-8

DIAGNOSTIKA HLUKU A VIBRACÍ VENTILÁTORU SILNIČNÍHO TUNELU

Zdeněk HAVRÁNEK, Stanislav KLUSÁČEK

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: klusacek@feec.vutbr.cz, havranek@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento příspěvek popisuje diagnostiku hluku a vibrací ventilátoru silničního tunelu. Podrobně se zabývá možnou příčinou vzniku vibrací axiálního ventilátoru na základě komplexní analýzy dat hluku a vibrací naměřených na instalovaném zařízení v interiéru tunelového komplexu Dobrovského v Brně - Králově Poli. Je popsána nejen metodika měření, ale i podrobné vyhodnocení, včetně podrobného rozboru spektrogramů, jež byly získány detailním zpracováním naměřených dat. Výsledkem je doporučení pro odstranění vibrací tohoto axiálního ventilátoru.

Klíčová slova: axiální ventilátor, diagnostika, hluk, vibrace

1 Úvod

V rámci spolupráce s Fakultou strojního inženýrství Vysokého učení technického v Brně jsme byli požádáni o diagnostiku vibrací axiálního ventilátoru pro příčné větrání silničních tunelů, které byly v celkovém počtu 4 kusy nainstalovány v Technologickém centru nově budovaného tunelového komplexu Dobrovského v Brně - Králově Poli. Dodavatel ventilační technologie do tunelů požadoval nezávislou analýzu zdrojů vibrací na instalovaných ventilátorech v tunelech z důvodu nežádoucích akustických projevů těchto jednotek a podezření na nedokonale provedenou montáž v místě instalace.

Dle požadavků zadavatele a dostupných informací měla nainstalovaná ventilační jednotka vykazovat zvýšené vibrace s následnými nežádoucími akustickými projevy v určitém rozsahu pracovních otáček motoru ventilátoru (mezi 600 a 700 otáček/minutu).



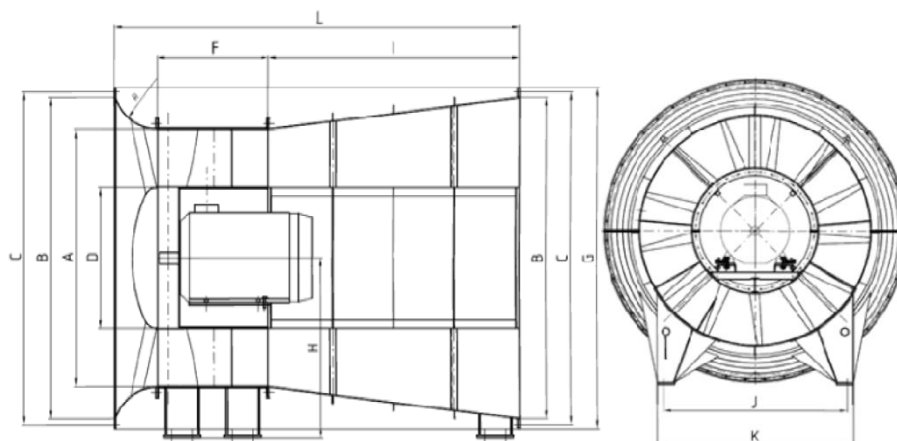
Obrázek 1: Nezabudovaná ventilační jednotka pro příčné větrání tunelů [2]

Před měřením ale nebylo známo přibližné spektrum hluku produkovaného ventilátorem při chodu v nepříznivých otáčkách. Zadavatel měl podezření na nevhodné nastavení tuhosti izolátorů chvění instalovaných na ventilačních jednotkách. Z tohoto podezření vyplynulo, že

se pravděpodobně bude jednat o vibrace přenášené na konstrukci a způsobující nepříjemný nízkofrekvenční hluk v kmitočtovém pásmu do 50 Hz.

Vzhledem k této skutečnosti a z důvodu předchozí neznalosti skutečných akustických a vibračních projevů ventilační jednotky před zahájením měření, bylo navrženo několik testovacích kroků, na jejichž základě by bylo možné později analyzovat příčinu vzniku nežádoucích vibrací a následných akustických projevů.

2 Popis diagnostikované ventilační jednotky



Obrázek 2: Výkres diagnostikované ventilační jednotky [1]

Tabulka 1: Rozměry diagnostikované ventilační jednotky [1]

Velikost ventilátoru A	B	C	D			F	G	H	I	J	K	L	Hmotnost (kg)	Maximální otáčky (min^{-1})
			$v_1 = 0,55$	$v_2 = 0,60$	$v_3 = 0,62$									
2500	3150	3230	1375	1500	1550	1235	3310	1750	2810	2000	2450	4525	12000	1000

Otáčky motoru ventilátoru je možné řídit frekvenční měničem v celém rozsahu otáček. Možnost nastavení otáček v rozsahu mezi 650 a 700 min^{-1} bylo z důvodů zjištění nežádoucích akustických a vibračních projevů softwarově zablokováno. Pro určení zdroje vibrací bylo toto blokování v průběhu testů odstraněno. Počet lopatek ventilátoru je 18. Pohled na zabudovanou ventilační jednotku v Technologickém centru Dobrovského tunelů v Brně je na obrázku 3.



Obrázek 3: Nainstalovaná ventilační jednotka v tunelech Dobrovského v Brně

3 Popis měřicí metody a použité zařízení

Z informací zadavatele vyplynul požadavek na zjištění vibrací v několika měřicích místech současně. Tyto místa měla být zvolena s ohledem na další analýzu zejména na konstrukci ventilátoru a upevňovacím ocelovém rámu (základny). Rozsah kmitočtů byl dán zdola zejména otáčkovým kmitočtem a shora omezený na 2 kHz z důvodu zaručení dostatečné úložné kapacity pro záznam všech předpokládaných měření. Horní mezní kmitočet tak odpovídá 10. harmonické složce lopatkového kmitočtu, což bylo s ohledem na předpokládané problémy při nízkých kmitočtech dostatečné.

Na základě těchto požadavků a kapacitních možností bylo zvoleno 5 kanálové měření zrychlení vibrací pomocí piezoelektrických snímačů s integrovanými nebo přídavnými (na kabelu) předzesilovači/převodníky s CCLD napájením se sběrem měřených dat pomocí analyzátoru připojeného k přenosnému počítači.

Pomocí fotoaparátu bylo zaznamenáno video z průběhu měření při několika bžích ventilátoru, ze kterého byl následně vyexportován zvukový záznam a ten také analyzován.

Popis měřicí sestavy:

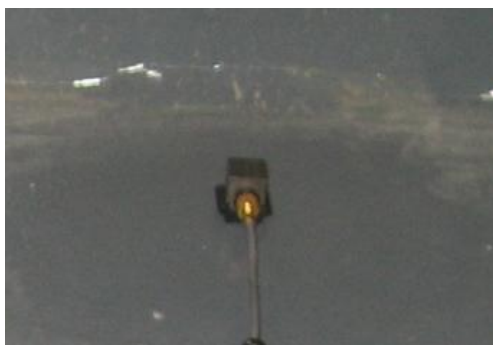
- 5x piezoelektrický akcelerometr – 1x BK 4507 a 4x MMF KD30
- Multianalyzátor Brüel&Kjaer PULSE 3560-C s měřicími moduly 3109 a 7533
- Přenosný počítač se software pro on-line sběr dat Brüel&Kjaer PULSE Labshop 15.0 a NI LabVIEW 2011 pro off-line analýzu

Měřená data byla zaznamenávána pomocí softwarového modulu PULSE Time Data Recorder do počítače k dalšímu off-line zpracování pomocí SW NI LabVIEW 2011.

S ohledem na předchozí neznalost skutečné hladiny vibrací v měřicích bodech byly u všech měřicích kanálů zvoleny maximální měřicí rozsahy, aby nedošlo k přebuzení vstupního modulu včetně předzesilovačů a k nevratnému poškození získaných dat.

4 Postup měření

Pro základní analýzu vibrací produkovaných testovanou ventilační jednotkou byly navrženy postupné měřicí kroky popsané detailně dále. Uchycení snímačů bylo zvoleno s ohledem na konkrétní možnosti připevnění na kovových částech jednotky tak, aby bylo získáno co nejvíce informací o rozložení hladiny vibrací na celém soustrojí. Miniaturní akcelerometr BK4507 byl umístěn v plastovém úchyty lepeném sekundovým lepidlem na měřicí místa a snímače MMF KD30 byly uchyceny odnímatelně pomocí magnetických držáků – viz obrázek 4.



Obrázek 4: Detail uchycení snímačů – BK4507 vlevo, MMF KD30 vpravo

Navržené měřicí kroky:

a) Měření vibrací na dolní uchycovací konstrukci v místě ocelových patek, kterými je jednotka ventilátoru přišroubována k ocelovému rámu. Z přední (přístupné) strany jednotky byly umístěny 3 snímače - dva snímače na patkách motorové jednotky, jeden snímač na patce výstupního potrubí. Ze zadní strany byly umístěny dva snímače na patkách motorové jednotky.

1. běh – nájezd z otáček 100 min^{-1} na otáčky 990 min^{-1} a poté postupné snižování otáček po 100 min^{-1} až na 600 min^{-1} . Nastavované otáčky: 0, 100, 990, 890, 790, 710, 600, 100, 0 min^{-1} . Na každých měřených otáčkách setrváno přibližně 20 sekund.

2. běh – detailní měření na otáčkách 600, 650 a 700 min^{-1} . Nastavované otáčky: 0, 100, 600, 400, 650, 400, 700, 100, 0 min^{-1} . Na každých měřených otáčkách setrváno 20 sekund.

b) Měření vibrací na modulu s motorem a ventilátorem. Snímače byly umístěny na plášti ventilační jednotky – v dolní části v ose ventilátoru tři snímače, v horní části dva snímače na plášti přibližně 120 úhlových stupňů od spodních snímačů. Nastavované otáčky: 0, 400, 600, 400, 650, 400, 700, 0 min^{-1} . Na každých měřených otáčkách setrváno 20 sekund.

c) Měření vibrací na výstupním potrubí. Snímače umístěny opět na plášti ventilační jednotky – tři snímače v dolní části v ose ventilátoru, jeden snímač v horní části na plášti přibližně 120 úhlových stupňů od spodních snímačů. Osa citlivosti snímačů směřuje do osy otáčení ventilační jednotky. Při měření byl ještě umístěn jeden snímač v horní části potrubí, ale jeho připojení nebylo pravděpodobně v pořádku kvůli absenci jakéhokoli signálu na jeho výstupu (pravděpodobně problém v konektoru snímače, který se uvolnil na začátku tohoto měření).

1. běh - detailní měření na otáčkách 600, 650 a 700 min^{-1} . Podobný postup jako v měření b).

2. běh - detailní měření na otáčkách 380, 400 a 420 min^{-1} . Podobný postup jako v měření b).

d) Měření na příčných výztuhách (nosnících) ocelové upevňovací konstrukce.

1. běh - detailní měření na otáčkách 600, 650 a 700 min^{-1} – čtyři snímače umístěny na každém nosníku shora na horní ploše uprostřed (měření vertikálních vibrací). Pátý snímač umístěný na okraji 2. výztuhy.

2. běh - detailní měření na otáčkách 600, 650 a 700 min^{-1} – snímače umístěny na každém nosníku zboku uprostřed (měření horizontálních vibrací).

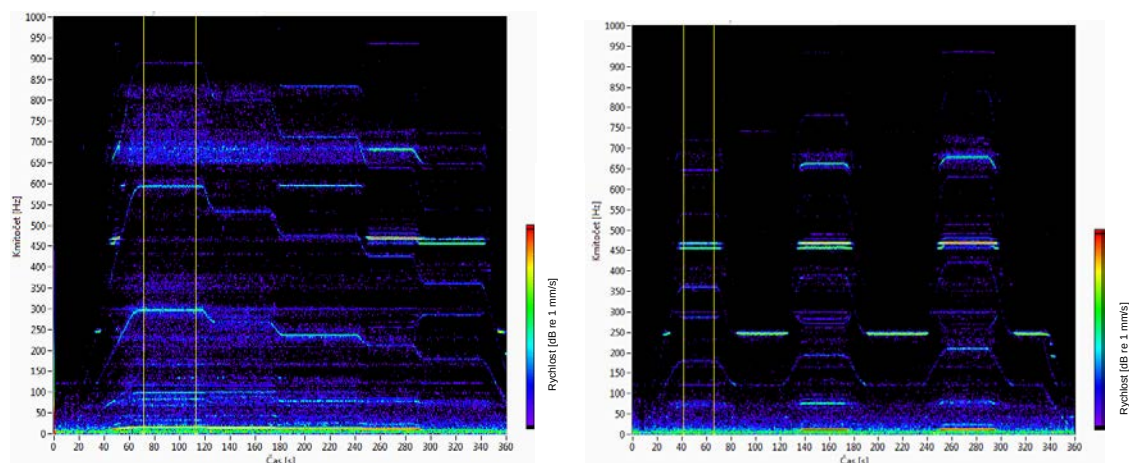
5 Vyhodnocení naměřených dat – měření vibrací

Z každé série měření byl získán časový záznam amplitudy zrychlení vibrací pro všechny měřené kanály, který byl následně v speciální aplikaci vytvořené v NI LabVIEW analyzován. Získaná data byla nejdříve přepočítána na efektivní hodnotu rychlosti vibrací a následně pro každý kanál (snímač) zobrazena jako spektrogram. V tomto spektrogramu byly postupně vybírány časové úseky odpovídající jednotlivým ustáleným otáčkám motoru ventilátoru. Z těchto úseků byly poté vyobrazeny detailní kmitočtová spektra a odečítány hodnoty rychlostí pro významné spektrální složky.

a) Vyhodnocení vibrací na dolní uchycovací konstrukci

Při měření vibrací na dolní ocelové uchycovací konstrukci v místě patek jednotky motoru a výstupního potrubí byly zjištěny největší amplitudy vibrací při otáčkách motoru 710 min^{-1} v rámci 1. běhu. Při 2. běhu byly podobné hodnoty získány i při otáčkách 700 min^{-1} .

Spektrogramy signálů ze snímače KD30 umístěného na levé zadní patce motorové jednotky, kde byly zjištěny největší celkové hladiny vibrací, jsou uvedeny na obrázku 5. Na spektrogramu vlevo (1. běh) je vidět postupné snižování otáček z 990 na 890 , 790 , 710 a 600 min^{-1} v pěti časových úsecích. Na spektrogramu vpravo jsou vidět tři výrazné časové úseky odpovídající otáčkám 600 , 650 a 700 min^{-1} . V mezilehlých úsecích byly otáčky udržovány na 400 min^{-1} .



Obrázek 5: Spektrogramy signálů ze snímače č. 5590 pro 1. běh (vlevo) a 2. běh (vpravo)

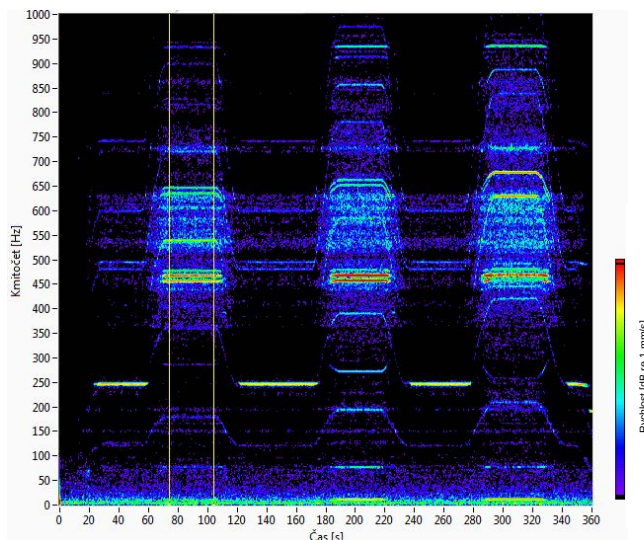
Při detailním rozboru spektrogramů je vidět, že dominantními spektrálními složkami při otáčkách 700 (710) min^{-1} jsou základní harmonická otáčkového kmitočtu motoru – $11,67 \text{ Hz}$, mechanická rezonance na kmitočtu cca 467 Hz a spektrální složka na kmitočtu 677 Hz . Tato složka je dána součtem mechanické rezonance na kmitočtu 467 Hz a základní harmonické lopatkového kmitočtu 210 Hz (18 lopatek) a projevuje se jako kmitočtová modulace základní mechanické rezonance tlakovými (akustickými) pulzacemi ve výstupním potrubí.

Mechanickou rezonanci na kmitočtu 467 Hz vybuzuje v tomto režimu současně působení 4. harmonické otáčkového ($4 \times 11,67 \text{ Hz} = 44,67 \text{ Hz}$) a 2. harmonické lopatkového kmitočtu ($2 \times 210 \text{ Hz} = 420 \text{ Hz}$). Tato rezonance je tedy buzena zejména nevyváhou motoru ventilátoru a jakost této mechanické rezonance je pravděpodobně vysoká, protože ji vybudí až 4. harmonická otáčkového kmitočtu.

b) Vyhodnocení vibrací na modulu s motorem a ventilátorem

Při měření vibrací na plášti jednotky s motorem a ventilátorem byly zjištěny vysoké hodnoty rychlosti vibrací při otáčkách 650 i 700 min^{-1} a současně i nezanedbatelné vibrace při otáčkách 400 min^{-1} (ovšem na jiném kmitočtu).

Spektrogram signálu ze snímače umístěného zespodu na plášti u přechodu z motorového dílu na kónické potrubí, kde byly zjištěny největší hladiny vibrací, jsou uvedeny na obrázku 6. Na spektrogramu jsou vidět tři výrazné časové úseky odpovídající otáčkám 600, 650 a 700 min^{-1} . V mezilehlých úsecích byly otáčky udržovány na 400 min^{-1} .



Obrázek 6: Spektrogram signálu ze snímače umístěného zespodu na plášti

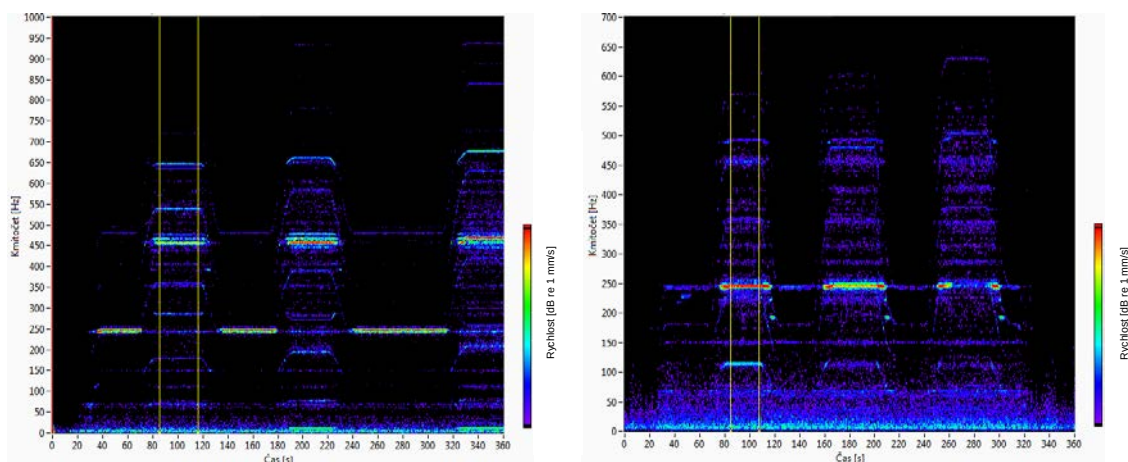
Ze spektrogramu je patrné, že dominantními spektrálními složkami při otáčkách 650 (700) min^{-1} jsou opět základní harmonická otáčkového kmitočtu motoru – 10,83 Hz (11,67 Hz), mechanická rezonance v blízkosti kmitočtu 467 Hz a spektrální složka na kmitočtu 677 Hz. Oproti předchozímu měření (na dolní konstrukci) byly zjištěné efektivní hodnoty rychlosti vibrací výrazně vyšší.

Zároveň se projevila další mechanická rezonance buzená při otáčkách 400 min^{-1} , jejíž spektrální čára je na kmitočtu 247 Hz. Tuto pravděpodobně další mechanickou rezonanci v tomto režimu otáček budí současné působení 1. harmonické otáčkového (6,67 Hz) a 2. harmonické lopatkového kmitočtu ($2 \times 120 \text{ Hz} = 240 \text{ Hz}$).

c) Vyhodnocení vibrací na výstupním kónickém potrubí

Při měření vibrací na plášti kónického výstupního potrubí byly zjištěny opět vysoké hodnoty rychlosti vibrací při otáčkách 650 i 700 min^{-1} (při 1. běhu) a dále vysoké vibrace při otáčkách 380 min^{-1} při druhém běhu. Spektrogramy signálů ze snímače BK 4507 umístěného zespodu na kónickém potrubí uprostřed, kde byly zjištěny největší hladiny vibrací, jsou uvedeny na obrázku 7.

Na spektrogramu vlevo jsou vidět tři výrazné časové úseky odpovídající otáčkám 600, 650 a 700 min^{-1} . V mezilehlých úsecích byly otáčky udržovány na 400 min^{-1} . Na spektrogramu vpravo jsou vidět tři výrazné časové úseky odpovídající otáčkám 380, 400 a 420 min^{-1} . V mezilehlých úsecích byly otáčky udržovány na 200 min^{-1} .



Obrázek 7: Spektrogramy signálů ze snímače BK 4507 pro vyšší otáčky (vlevo) a nižší otáčky (vpravo)

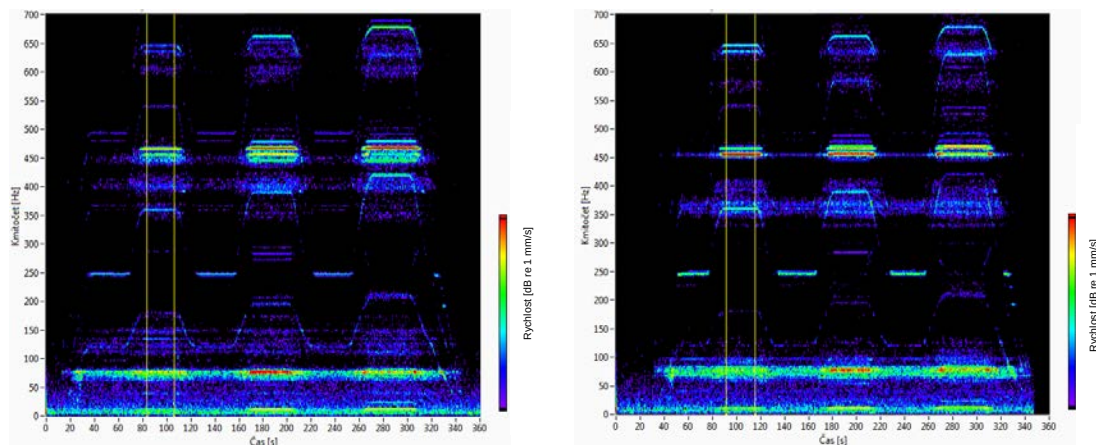
Ze spektrogramu vlevo je opět patrné, že dominantními spektrálními složkami při otáčkách 650 (700) min^{-1} jsou již jen mechanická rezonance v blízkosti kmitočtu 467 Hz a spektrální složka na kmitočtu 677 Hz. V mezilehlých úsecích při nastavených otáčkách 400 min^{-1} je opět buzena rezonance na kmitočtu 247 Hz.

Ze spektrogramu vpravo je opět patrná dominantní spektrální složka v blízkosti kmitočtu 247 Hz zejména při otáčkách 380 min^{-1} . V tomto případě je rezonance buzena současným působením 3. harmonické otáčkového ($3 \times 6,33$ Hz = 19 Hz) a 2. harmonické lopatkového kmitočtu (2×114 Hz = 228 Hz).

d) Vyhodnocení vibrací na příčných výztuhách spodní nosné konstrukce

Při měření vibrací na příčných výztuhách (nosnicích) v rámu dolní nosné konstrukce byly zjištěny opět vysoké hodnoty rychlosti vibrací při otáčkách 650 i 700 min^{-1} při 1. i 2. běhu. V prvním běhu byly snímače umístěny tak, aby byla osa citlivosti kolmá na osu ventilační jednotky, ve druhém běhu osa citlivosti rovnoběžná s osou ventilační jednotky. Spektrogram signálu ze snímače umístěného na krajním levém nosníku a spektrogram ze snímače č. 5718 umístěného na druhém nosníku zleva jsou uvedeny na obrázku 8.

Na obou spektrogramech jsou vidět tři výrazné časové úseky odpovídající otáčkám 600 , 650 a 700 min^{-1} . V mezilehlých úsecích byly otáčky udržovány na 400 min^{-1} .



Obr. 8: Spektrogramy signálů ze snímačů příčných výztuhách spodní nosné konstrukce

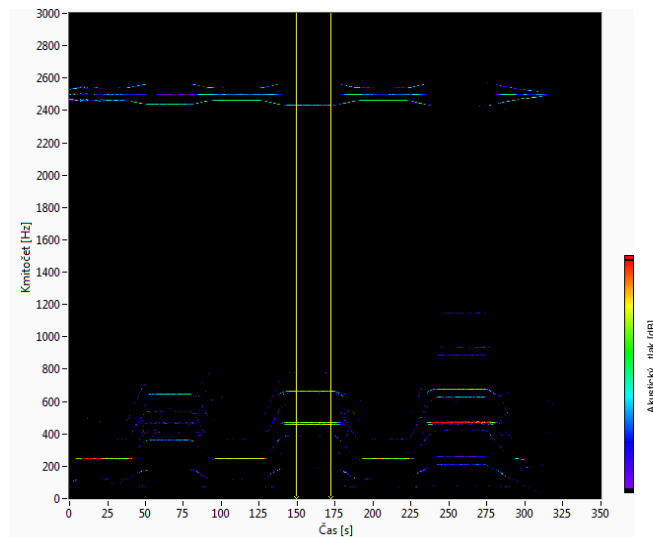
Při tomto měření se kromě již zjištěných rezonancí projevila rezonance na kmitočtu přibližně 76 Hz, která byla nejvýraznější při otáčkách 650 min^{-1} motoru ventilátoru. V tomto případě je rezonance buzena 7. harmonickou otáčkového ($7 \times 10,83 \text{ Hz} = 75,8 \text{ Hz}$). Identifikace mechanické části, která takto rezonuje, je popsána v závěru.

Při tomto měření se opět pravděpodobně projevil problém s konektorem na snímači umístěném v horní části potrubí, který v některých režimech otáček ztrácel signál. Toto mohlo být způsobeno buď pouze občasným náhodným rozpojením, nebo periodickým rozpojováním způsobeným vysokými vibracemi této výztuhy – dle subjektivních pocitových zjištění při vlastním měření (vibrace povrchu snímané rukou) vykazovala tato výztuha skutečně největší výchytku. Proto není možné spolehlivě rozhodnout o správnosti měření tímto snímačem.

6 Vyhodnocení naměřených dat – měření hluku

Analýza hlukových projevů byla provedena dodatečně pro potvrzení významných tónových složek, které tvoří celkový nepříjemný zvukový projev v určitých režimech chodu ventilační jednotky.

Akustická data byla extrahována z videozáznamu pořízeného v průběhu jednoho testovacího běhu měření vibrací – měření při otáčkách 600, 650 a 700 min^{-1} . Z extrahovaného záznamu byl vytvořen spektrogram a analyzovány významné tónové složky podobně jako při vyhodnocování vibrací vlastní ventilační jednotky. Absolutní hodnotu akustického tlaku vzhledem k nekalibrovanému záznamovému zařízení nebylo možné určit, ale relativní měřítko je možné získat i z nekalibrovaných dat. Na obrázku 9 je kompletní spektrogram akustického tlaku pro postupné nastavování otáček ventilátoru: 0, 100, 600, 400, 650, 400, 700, 100, 0 ot/min. Na každých měřených otáčkách byl ventilátor udržen po dobu přibližně 20 sekund.



Obr. 9: Spektrogram akustického tlaku získaného extrakcí zvukové stopy z videozáznamu

Ze spektrogramu na obrázku 9 jsou v dolní části kmitočtového rozsahu patrné tři dominantní tónové složky na kmitočtech 247 Hz, 467 Hz a 677 Hz generované podle aktuálně buzené mechanické rezonance. Tón na kmitočtu 247 Hz je nejvýraznější při otáčkách motoru 400 min^{-1} , tóny na kmitočtech 467 a 677 Hz jsou nejvýraznější při otáčkách 650 i 700 min^{-1} .

Zvukové spektrum obsahuje také tónové složky o vyšších kmitočtech okolo 2500 Hz, což je pravděpodobně základní kmitočet frekvenčního měniče řídicího otáčky motoru

ventilátoru. Podle aktuálně nastavených otáček se k základnímu kmitočtu přidávají ještě modulační složky na kmitočtech 2440 a 2560 Hz (při otáčkách 600 min^{-1}), 2435 a 2565 Hz (při otáčkách 650 min^{-1}) a 2430 a 2570 Hz (při otáčkách 700 min^{-1}).

Analýza hluku potvrzuje tedy existenci tří výrazných rezonancí konstrukce ventilační jednotky zjištěné předchozí vibrační analýzou.

7 Závěr

Z výše popsaných zjištění vibrační a hlukové analýzy je možné usuzovat na existenci tří rezonancí mechanické konstrukce ventilační jednotky a to na kmitočtech 76 Hz, 247 Hz a 467 Hz. Existence tónové složky na kmitočtu 677 Hz je dána kmitočtovou modulací mechanické rezonance na kmitočtu 467 Hz tlakovými pulzacemi ve výstupním potrubí způsobeným lopatkami ventilátoru.

Z následné analýzy efektivních hodnot a fází signálů z jednotlivých snímačů na kmitočtech 247 Hz a 467 Hz je pravděpodobné, že mechanické rezonance na těchto kmitočtech jsou vlastními kmity kónického výstupního potrubí.

Z omezeného množství měřených bodů na této konstrukci, kde bylo možné získat vibrační data v rámci terénního měření, odpovídá vlastní kmitočet 247 Hz pravděpodobně prvnímu tvaru kmitání válcového potrubí, kdy uzly (oblasti s nulovou výchylkou/rychlostí) jsou v místech uchycení potrubí do zdi a v místě spojení potrubí s modulem motoru/ventilátoru a kmitna (oblast s maximální výchylkou) je přibližně v oblasti napravo od patky, která upevňuje potrubí k základové konstrukci.

Rezonance na kmitočtu 467 Hz je pravděpodobně druhým vlastním tvarem výstupního potrubí, kdy je jeden uzel blízko patky, která upevňuje potrubí k základové konstrukci, a dále dvě kmitny, kdy první se nachází v oblasti mezi uchycením do zdi a patkou a druhá mezi patkou a spojením potrubí s modulem motoru/ventilátoru.

Vibrace na kmitočtu 76 Hz jsou pravděpodobně způsobeny mechanickou rezonancí některého dílu ve spodním nosném rámu ventilační jednotky. Podezření padá na některou z výztuh (zejména výztuhu v pořadí druhou zprava). Přesnější určení konkrétního zdroje by bylo nutné v rámci opakovaného upřesňujícího měření.

Všechny zjištěné mechanické rezonance jsou vždy buzeny vhodnými kombinacemi otáčkových a lopatkových kmitočtů při konkrétních otáčkách motoru ventilátoru. Nejnejpříznivější případ pro vybuzení rezonance na kmitočtu 247 Hz je při kritických otáčkách okolo 380 min^{-1} . U rezonance na kmitočtu 467 Hz jsou tyto kritické otáčky v rozsahu 650 až 750 min^{-1} . Rezonance na kmitočtu 76 Hz je nejvíce buzena při otáčkách 650 min^{-1} . Rychlost vibrací na otáčkovém kmitočtu při otáčkách 700 min^{-1} na modulu motoru/ventilátoru v místě kolmém na osu otáčení je vysoká a působí „pozitivně“ pro buzení výše uvedených mechanických rezonancí.

Z výše uvedených závěrů analýzy vibrací na ventilační jednotce navrhuje pro omezení nežádoucích vibrací a zvukových projevů na kmitočtech 247 a 467 Hz vhodné zatlumení výstupního potrubí pro omezení jejích vlastních kmitů zejména v předpokládaných místech kmiten. Toto by mohlo být provedeno experimentálně vyztužením konstrukce potrubí navařením podélných ztužujících prvků nebo předepnutím potrubí vhodnou sponou obepnutou kolem celého obvodu potrubí a ověřením účinnosti tohoto opatření.

U vibrací na kmitočtu 76 Hz, které však nezpůsobuje výrazné a obtěžující akustické pole, by bylo nutné provést dodatečné měření pro určení konkrétního prvku konstrukce, který rezonuje na tomto kmitočtu. Případně by bylo možné provést experimentální zatlumení

příčných výztuh nosné ocelové konstrukce základny ventilační jednotky např. rozepráním vhodného ocelového prvku mezi jednotlivé výztuhy (nosníky) nebo svařením těchto výztuh uprostřed další podélnou výztuhou.

Vzhledem k pouze jednomu terénnímu měření na ventilační jednotce je pravděpodobné, že výše uvedené závěry obsahují značnou míru nejistoty. Pro potvrzení uvedených závěrů by bylo dobré provést opakované měření se zaměřením na konkrétní prvky konstrukce, které na základě výsledků prvotní analýzy naznačují problematická místa celé instalace. Případně experimentálně zatlumit potenciální zdroje vibrací (potrubí, výztuhy) a dále se pokusit o snížení vibrací motoru (snížení nevývahy rotoru) a následně ověřit účinnost těchto opatření subjektivně nebo dalším měřením.

Poděkování

Tato publikace vznikla za podpory grantu "Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci" financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6).

Reference

- [1] Axiální přetlakové ventilátory APH pro příčné větrání tunelů, KM 12 2458. [katalogový list]. ZVVZ Machinery, 12/2010. 7 s.
- [2] Soldát, J. Technologická zařízení pro větrání tunelů. In Technologie pro bezpečnost tunelů. [prezentace]. Praha, 2010.

KAMEROVÉ ČIPY V MĚŘENÍ - SROVNÁNÍ DOSTUPNÝCH TECHNOLOGIÍ

Radim HERCÍK

Fakulta elektrotechniky a informatiky, Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava

17. listopadu 15/2172, 708 33 Ostrava - Poruba

E-mail: radim.hercik@vsb.cz

Abstrakt:

Tento článek se věnuje problematice využití kamerových systémů a čipů v oblasti měření. Poskytuje srovnání dostupných technologií, uvádí jejich výhody a nevýhody. Užití kamerových systémů v měření přináší oproti konvenčním měřicím systémům řadu výhod, a to především v robustnosti řešení a oblasti použití. Stále klesající cena kamerových čipů a tím i kamerových systémů umožňuje vytváření velice levných a komplexních řešení, které mohou poskytovat širokou škálu informací o měřeném procesu, oproti doposud používaným řešením. Základem těchto systémů jsou kamerové čipy, které obsahují řadu technických limitací a omezení, daných především technologií výroby a principem činnosti. Základními technologiemi diskutovanými v tomto textu je technologie CMOS a CCD.

Klíčová slova: CMOS, CCD, kamerový čip, měřicí systém

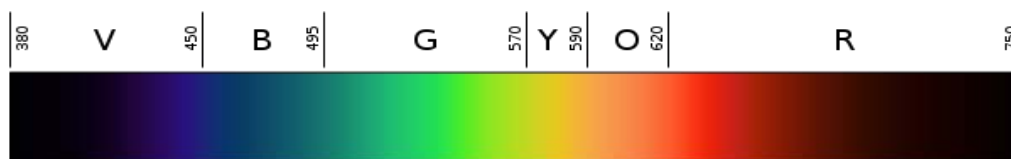
1 Úvod

Kamery a kamerové systémy lze v dnešní době nalézt téměř na každém kroku. Jsou běžnou součástí mobilních telefonů nebo notebooků, velice rozšířenou oblastí jsou i kamerové zabezpečovací a asistenční systémy. Tyto kamerové systémy stále ve větší míře pronikají do průmyslových měřicích procesů aplikací. Kamerové systémy se dnes stávají standardní součástí výrobní technologie a řada výrobců si bez nich již nedovede vůbec představit jak zajištění kvality a spolehlivosti svých produktů, tak i samotného výrobního procesu.

Kamerové čipy jsou vyráběny dvěma základními technologiemi a to CCD a CMOS. Vlastnosti těchto čipů jsou dány jednak výrobní technologií a principem snímání. Tyto čipy jsou určeny pro snímání obrazu. Obraz je definován jako projev nebo vlastnost objektu. V reálném prostředí je obraz získáván odrazen záření od hmotných objektů. Toto záření může pocházet z různých zdrojů a mít různou vlnovou délku.

2 Vlastnosti obrazu

Barevné spektrum je lidským okem viditelná část spektra elektromagnetického záření o vlnových délkách 380 až 750 nm (odpovídá frekvenci 400-790 THz). Odpovídající vlnové délky ve vodě a v ostatních prostředích závisí na indexu lomu. Tento rozsah vlnových délek je nazýván viditelné světlo nebo jednoduše světlo. Oko je nejcitlivější na elektromagnetické záření vlnové délky 555 nm (540 THz), tj. na zelenou barvu [3].



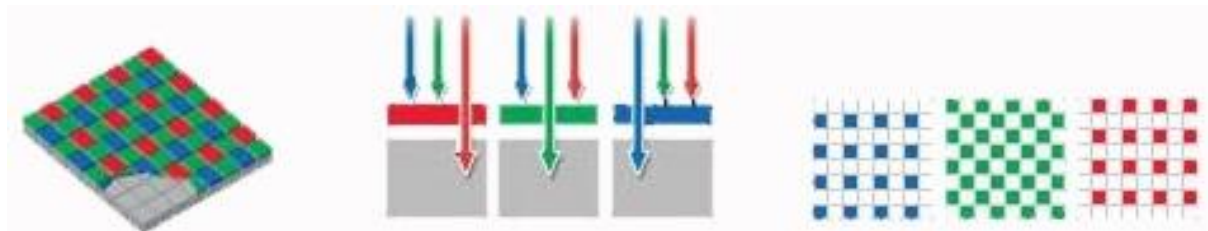
Obrázek 1: Lineární zobrazení viditelného barevného spektra

Barevné spektrum neobsahuje všechny známé barvy. Ve spektru nejsou obsaženy barvy mezi červenou a fialovou (purpurová) a nesatureované barvy (například růžová). Tento jev je dán vlastnostmi lidského oka a součinností mozku. Jsou totiž složeny ze směsice různých vlnových délek.

3 Kamerové čipy

Kamera je zařízení, které slouží k převodu analogové obrazové informace do digitální podoby. Každá kamera se skládá z optické soustavy a kamerového čipu, doplněného o další přídatnou elektroniku [2].

Základním principem každého kamerového čipu je přeměna dopadajícího světelného záření na elektrický signál. Kamerový čip se skládá z mřížky polovodičových elementů citlivých na světlo. Každý z těchto polovodičových elementů transformuje dopadající paprsek záření na analogový signál, který je poté zesílen a převeden do digitalizované podoby. U barevných kamerových čipů je navíc před každý polovodičový element vložen barevný filtr, který propustí jen úzké spektrum světelného paprsku. Výsledný jas pak není dán pouze absolutní hodnotou bodu, ale závisí také na barevném složení dopadajícího světla a je tak určen matematickou interpolací všech relevantních barevných elementů [4].



Obrázek 2: Barevná maska kamerového čipu

V současné době rozlišujeme dvě různé technologie výroby kamerových čipů. Jsou to CCD čipy a CMOS čipy.

3.1 Technologie CCD

CDD (Charge coupled device – zařízení s vázanými náboji) je elektronická součástka, zařízení, která slouží k záznamu obrazové informace. CCD využívá fotoelektrických vlastností, tj. efektu při kterém dopadající částice světla fotonu rekonfiguruje a předá tak svou energii některému z elektronu a tím jej převede do tzv. excitovaného stavu. Množství předané energie je dáno vztahem (1).

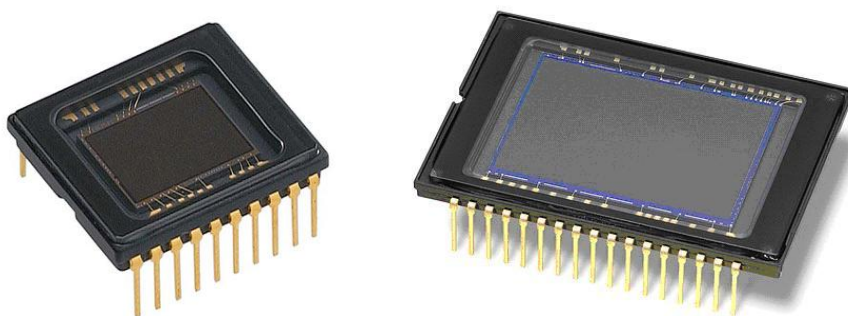
$$E = \frac{c}{\lambda} \cdot h \quad (1)$$

Kde λ je vlnová délka dopadajícího fotonu, c je rychlost světla a h je planckova konstanta $h = 6,6260689633 \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$.

Snímání obrazu CCD čipem se skládá ze tří základních částí. Těmi je příprava CCD čipu, expozice obrazu a snímání obrazu. Během přípravy CCD čipu je zabráněno přístupu světla k čipu a jsou mu odebrány všechny volné elektrony. Tím je vymazán jakýkoli reziduální (zbytkový) obraz, který mohl být na čipu uchován od posledního snímání. Během expozice čipu se na elektrody čipu přivede kladné napětí a na čip se nechá působit dopadající světlo. Dopadající fotony excitují v polovodiči elektrony, které jsou pak přitahovány ke kladně nabitým elektrodám. Po elektronech zbydou v polovodiči tzv. díry, které vůči svému okolí vykazují kladný náboj a ty jsou naopak přitahovány elektrodou na opačné straně CCD čipu. Během snímání obrazu je opět zamezeno přístupu světla a na elektrody je přiváděn

třífázový hodinový signál. Shluky elektronů z jednotlivých pixelů se tak posouvají přes sousední pixely směrem k výstupnímu zesilovači. Tento zesilovač pak zesílí malý proud odpovídající počtu nachytných elektronů v jednotlivých pixelech na napěťové úrovni vhodné pro další zpracování obrazu. CCD čip si lze představit jako posuvný registr vystavený působení světla [3][1].

Dnešní nejkvalitnější kamery používají snímače založené zejména na technologii CCD. Výhodou této technologie je velká světelná citlivost projevující se v lepší kvalitě obrazu při špatném osvětlení.

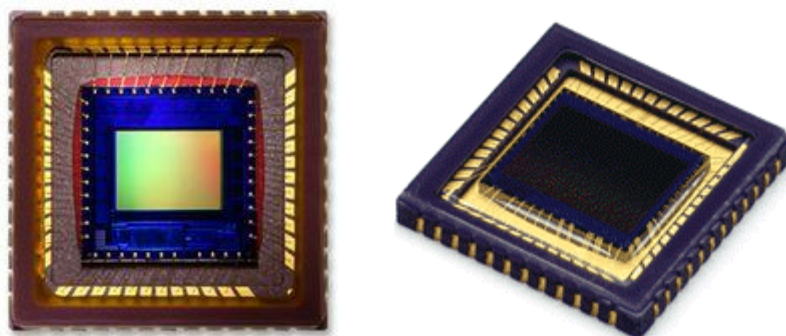


Obrázek 3: CCD kamerové čipy

3.2 Technologie CMOS

CMOS (Complementary metal oxide semiconductor) je jedna z technologií výroby kamerových čipů. Oproti CCD technologii je CMOS technologie daleko levnější, jelikož je založena na standardní technologii, která se hojně využívá při výrobě paměťových čipů. Díky této technologii může být snímací prvek umístěn společně s elektronickou částí na jednom čipu. Další výhodou CMOS technologie je nižší spotřeba energie v porovnání s CCD technologií, s čímž souvisí i nižší produkce zbytkového tepla. Obecně platí, že při zahřívání snímače roste nežádoucí šum, snižující kvalitu výsledného záznamu [1].

CMOS kamerový čip obsahuje na jediném čipu kromě fotocitlivé vrstvy i řídicí elektroniku. Ke každé fotocitlivé buňce je připojen obvod, který zesiluje a přenáší signál do procesoru pro každou buňku zvlášť. Tím může být světlo-citlivá plocha menší než u CCD. CMOS technologie je tak méně náročná na prostor a odběr elektrické energie. Jednoduchý CMOS kamerový čip může být vyráběn na jakékoliv výrobní lince, která je určena k výrobě CMOS obvodů [1][2].



Obrázek 4: CMOS kamerové čipy

3.3 Srovnání technologie CMOS & CCD

Tabulka 1 poskytuje základní přehled srovnání CMOS a CCD technologie. Ze srovnání v tabulce 1. vyplývá, že nelze zcela jasně určit, která technologie je výrazně lepší. Současnost však ukazuje, že většina výrobců využívá levnější technologii CMOS.

Tabulka 1: Srovnání parametrů CCD a CMOS kamerových čipů

	CCD	CMOS
Cena	Drahý, protože výrobní linka musí být specializována na tento typ technologie	Levný, protože využívá standardní technologii pro „běžné“ integrované obvody (paměti, procesory apod.)
Odběr	Odebírá cca 50x více energie než CMOS	Malý
Šum	Malý, velká kvalita obrazu	Díky menšímu fill faktoru a potřebě mikro-objektivů je šum větší
Složitost	Velká, mnoho obvodů je mimo senzor	Malá, vše potřebné je přímo v obvodu senzoru
Funkčnost	Omezená, komplikovaný transport obsahu buněk	Vysoká, maticově adresovatelné buňky
Rychlost	Nízká, sekvenční čtení	Vysoká, adresné čtení

4 Závěr

Technologie výroby CMOS a CCD čipů se rychle mění a vlastnosti jednotlivých řešení se rychle posouvají. V současné době nejvíce rozšířena technologie CMOS. CMOS čipy jsou oproti CCD mnohem levnější na výrobu a to i přes to, že CMOS senzory jsou konstrukčně náročnější na výrobu. To je dáno výrobní technologií, která je masově využívána při výrobě procesorů.

Poděkování

Práce byla podpořena projektem SP2012 / 111 „sběr a zpracování dat z velkých distribuovaných systémů II“.

Radim Hercík je podporován stipendiem Statutárního města Ostrava.

Reference

- [1] HLAVÁČ, Václav; SEDLÁČEK, Miloš. Zpracování signálu a obrazu. 2. Praha: BEN – technická literatura, 2007. 255 s. ISBN 978-80-01-03110-0
- [2] DOBEŠ, Michal. Zpracování obrazu a algoritmy v C#. 1. české. Praha : BEN - technická literatura, 2008. 144 s. ISBN 978-80-7300-233-6.
- [3] GIBSON, Jerrz. Image and video processing. Southem Methodist universitz : Academic Press, 2000. 891 s.
- [4] Digital Image Processing Using MATLAB, 2nd ed.. USA : Gatesmark Publishing; 2nd edition, 2009. 890 s. ISBN 9780982085400.

Mobilní robot pro přesnou sebelokalizaci

Tomáš JÍLEK, František BURIAN, Luděk ŽALUD

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xjilek00@stud.feec.vutbr.cz, burianf@feec.vutbr.cz, zalud@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Článek v úvodu popisuje zdroje dat na jejichž základě lze zajistit sebelokalizaci mobilního robotu. Dále je popsána zvolená koncepce nově konstruovaného mobilního robotu, který je koncipován zejména pro úlohu přesné sebelokalizace v prostoru (6DOF) a pro pořízení dílčích snímků prostředí, na jejichž základě je následně sestavována prostorová mapa prostředí, ve kterém se robot pohybuje. Na závěr jsou popsány použité klíčové komponenty na tomto robotu.

Klíčová slova: sebelokalizace, mobilní robot, souřadnicový systém

1 Úvod

V mobilní robotice je velmi často požadováno znát aktuální translační a rotační souřadnice mobilního robotu pohybujícího se v neznámém prostředí. Údaje o své pozici a orientaci může mobilní robot využít nejen pro informování nadřazeného systému, ale může tyto informace také dále zpracovat pro úlohu své navigace, případně v úloze sestavení či doplnění trojrozměrné mapy prostředí, ve kterém se pohybuje. Sestavení (úprava) trojrozměrné mapy prostředí probíhá na základě jednotlivých pořízených snímků laserovým skenerem a na základě znalosti souřadnic středů těchto snímků. Pro plnou lokalizaci mobilního robotu je potřeba určit 6 údajů – tři translační souřadnice ve zvoleném souřadnicovém systému, jež je určitým způsobem navázán na zemské těleso a 3 rotační souřadnice, nejčastěji označované jako *yaw*, *pitch*, *roll*. Úhel *yaw* je úhel natočení vůči geodetickému severu, úhel *pitch* je úhel odklonu od vektoru tíhového zrychlení G ve směru pohybu (směřování k zemi) a úhel *roll* je úhel odklonu od vektoru tíhového zrychlení G ve směru kolmém na směr pohybu (náklon vlevo/vpravo). Při použití kartézských souřadnic můžeme výsledek lokalizace zapsat pomocí vektoru L_k :

$$L_k = [x, y, z, yaw, pitch, roll]^T \quad (1)$$

Při použití zeměpisných souřadnic můžeme výsledek lokalizace zapsat vektorem L_z :

$$L_z = [\phi, \psi, H, yaw, pitch, roll]^T \quad (2)$$

kde ϕ je zeměpisná šířka, ψ je zeměpisná délka a H je výška nad referenčním elipsoidem.

Konstruovaný mobilní robot bude obsahovat dostupné nejpřesnější lokalizační systémy, aby mohl být použit jako zdroj referenčních lokalizačních dat pro nově vyvíjené algoritmy, které budou zpracovávat data z méně přesných senzorů. Referenční lokalizační data budou také používána pro sestavení výchozí trojrozměrné mapy prostředí, ve které se budou později lokalizovat ostatní roboti vybavení méně přesnými senzory.

2 Souřadnicové systémy

Lokalizaci mobilního robotu je nutné provádět v předem definovaném souřadnicovém systému. Souřadnicový systém může být rovinný nebo prostorový. V ČR je z rovinných souřadnicových systémů nejčastěji pro civilní účely používán systém S-JTSK a pro vojenské

účely systém S-42. Z prostorových souřadnicových systémů je v globálním měřítku nejčastěji používán systém WGS-84. Na evropském kontinentu je standardem systém ETRS-89. Všechny globální prostorové souřadnicové systémy definují parametry aproximačního referenčního elipsoidu. Dalším důležitým parametrem je způsob fixace souřadnicového systému v čase. U WGS-84 je provedena fixace souřadnicového systému v čase na význačné body referenčního elipsoidu (rovník, póly, ...). Souřadnice na elipsoidu jsou tedy v čase stálé, ale vzhledem k tomu, že se kontinenty z důvodu pohybu kontinentálních desek pohybují, jejich souřadnice nejsou v čase stálé. Naproti tomu, význačné body evropského souřadnicového systému ETRS-89 jsou svázány s euroasijskou tektonickou deskou a souřadnicový systém se tedy v průběhu času pohybuje s touto tektonickou deskou, z čehož plyne poměrně dobrá časová stabilita souřadnic zaměřených bodů. Vzájemný přepočet mezi oběma uvedenými souřadnicovými systémy je možný podle dokumentu uvedeném v [1].

3 Měření veličiny a získatelná lokalizační data

V tabulce č. 1 jsou uvedeny nejdůležitější snímače a typ získatelných lokalizačních dat. Akcelerometrem, který umožňuje měřit i statické zrychlení, které na něj působí, je možné změřit průměty tíhového zrychlení G do tří na sebe kolmých os. Z těchto průmětů lze pomocí transformace určit dvě rotace souřadnicového systému mobilního robota vůči vektoru tíhového zrychlení G . Třetí chybějící rotací je rotace souřadnicového systému robota kolem vektoru tíhového zrychlení G (azimut), kterou ovšem pomocí akcelerometru není možné z principu určit. V dynamickém režimu, kdy se robot pohybuje s nenulovým zrychlením, se k tíhovému zrychlení G vektorově přičítá i toto zrychlení, z čehož plyne problematické použití tohoto zdroje dat rotačních souřadnic při pohybu mobilního robota.

V dynamickém režimu mobilního robota je možné při znalosti jeho aktuálních rotačních souřadnic správně odečíst vektor tíhového zrychlení G a po odečtení dostředivého zrychlení vyvolaného jeho případným rotačním pohybem je možné určit složky zrychlení v souřadnicovém systému spojeném se zemským tělesem vyvolané změnou rychlosti jeho translačního pohybu. Dvojitou integrací těchto složek zrychlení lze určit polohu v souřadnicovém systému spojeném se zemským tělesem.

Pomocí tříosého gyroskopu lze určit úhlové rychlosti pohybu souřadnicového systému robota vůči souřadnicovému systému spojeného se zemským tělesem. Jedním z problémů je tvorba fyzikálního modelu a kalibrace jeho parametrů. Parametry fyzikálního modelu jsou v čase proměnné a ne všechny nežádoucí vazby jsou modelem podchyceny, což i při využití fyzikálního modelu vede na nenulové offsety měřených úhlových rychlostí, jejichž integrace způsobí růst chyby určení rotačních úhlů souřadnicového systému robota vůči souřadnicovému systému spojeného se zemským tělesem.

Při použití magnetometru je situace obdobná jako při použití akcelerometru ve statickém režimu. Lze určit pouze dvě rotace souřadnicového systému robota vůči vektoru intenzity magnetického pole Země. Třetí úhel rotace (rotace kolem vektoru intenzity magn. pole) není možné určit. Použitá transformace musí uvažovat závislost vzájemného postavení vektoru intenzity magn. pole a vektoru tíhového zrychlení G na zeměpisné poloze.

Pomocí satelitní navigace lze získat tři translační souřadnice. Použitím permanentní základnové stanice a vytvořením diferenciální GNSS lze v reálném čase generovat korekční data pro výpočet vzdálenosti přijímací antény od jednotlivých satelitů a do jisté míry tak kompenzovat proměnné parametry prostředí. Při použití referenční antény na mobilním robotu lze z rozdílu polohy referenční a druhé antény určit dva úhly rotace, typicky přímo úhel *yaw* a jeden z úhlů *pitch* a *roll*. Neměřitelným úhlem rotace je rotace kolem osy definované spojnici obou GNSS antén umístěných na robotu. Pro určení všech tří rotačních úhlů by bylo zapotřebí tří přijímacích GNSS antén. Použitím permanentní referenční stanice a

dvou přijímacích GNSS antén na mobilním robotu lze získat tři zpřesněné translační souřadnice a dvě rotační souřadnice.

Při zpracování dvou snímků z laserového skeneru je nutné iteračně najít translační i rotační transformaci souřadnic význačných bodů v novém snímku oproti předcházejícímu snímku, tak aby suma vzdáleností mezi význačnými body byla minimální.

Tabulka 1: Lokalizační údaje, které lze získat z jednotlivých zdrojů dat

Zdroj dat	Primárně měřená veličina	Získatelné souřadnice	Typ
Akcelerometr, statický režim	Tíhové zrychlení	2 rotační	Absolutní
Akcelerometr, dynamický režim	Celkové zrychlení	3 translační	Relativní
Gyroskop	Úhlová rychlost	3 rotační	Relativní
Magnetometr	Intenzita magn. pole	2 rotační	Absolutní
GNSS	Vzdálenost od satelitů	3 translační	Absolutní
Diferenciální GNSS (2 antény)	Vzdálenost od satelitů	3 translační 2 rotační	Absolutní Absolutní
3D laserový skener	Vzdálenost bodů překážky od osy skeneru	3 translační 3 rotační	Relativní Relativní

4 Mechanická konstrukce mobilního robota

Mechanická konstrukce není optimalizována na hmotnost, prioritou je zajištění mobility všech použitých komponent. Pro částečné snížení hmotnosti jsou použity hliníkové profily a plastové výplně. Vzhledem ke značné hmotnosti některých komponent (13 kg 3D laserový skener, 30 kg akumulátory, ...) se současná celková hmotnost pohybuje kolem 90 kg.



Obrázek 1: Fotografie současného stavu robota

5 Použité komponenty na mobilním robotu

Klíčovým zdrojem lokalizačních dat je GNSS přijímač Trimble BD982 se dvěma anténami Trimble AG25. Přijímač BD982 je instalován v modulu BX982, který je navíc vybaven i vstupně-výstupními obvody použitých sběrnic a rozhraní. Pro pořizování snímků z okolí robotu je instalován laserový 3D proximitní skener Velodyne HDL-64E S2. Jako zdroj inerciálních dat je použita jednotka Xsens MTi-G. Pro řízení robotu je použit embedded systém GHI EMX 2.0, který zajišťuje zejména úlohu řízení jízdy robota. Pro řízení robotu lze použít lokálně připojený USB bezdrátový joystick, případně joystick připojený k operátorskému PC, které prostřednictvím paketové sítě zasílá aktuální hodnoty rychlosti otáčení jednotlivých motorů. Pro propojení komponent vybavených ethernetovým rozhraním je použit programovatelný aktivní síťový prvek MikroTik RouterBoard RB493G, který rovněž plní funkci bezdrátového přístupového bodu pro připojení permanentní základnové GNSS stanice poskytující korekční data v reálném čase, případně pro připojení operátorských stanic. Pro sběr dat z laserového skeneru, GNSS přijímače a ostatních jednotek je použit notebook.

5.1 GNSS přijímač Trimble BX982 [2]

V mobilním robotu i v permanentní základnové stanici je použit GNSS přijímač Trimble BX982. Vypočítaná korekční data v základnové stanici jsou zasílána do mobilního robotu prostřednictvím paketové sítě každou 1 sekundu. V mobilním robotu jsou k GNSS přijímači připojeny dvě antény Trimble AG25. Použitý GNSS přijímač je vícekanálový a vícefrekvenční přijímač umožňující zpracovávat signály ze dvou přijímacích GNSS antén. Při použití módu RTK lze dosáhnout přesnosti 8 mm horizontálně a 15 mm vertikálně (platí pro interval 1σ). Přesnost měření azimutu by měla být lepší než 0.09° při vzdálenosti přijímacích antén 2 m. Maximální obnovovací frekvence poskytovaných dat je 50 Hz. Příjem signálu je pro systém GPS možný v pásmech L1, L2 a L5. Pro systém GLONASS je možný příjem v pásmech L1 a L2. Přijímač je kompatibilní i s vyvíjeným systémem GALILEO.

5.2 Laserový skener Velodyne HDL-64E S2 [3]

Skener obsahuje 64 laserů/detektorů umístěných ve dvou skupinách pod sebou. Horizontální rozlišení je $0,09^\circ$. Horizontální úhel záběru je plných 360° . Vertikální rozlišení je přibližně $0,4^\circ$. Mezní vertikální úhly záběru jsou $+2^\circ$ a $-24,8^\circ$. Přesnost měření vzdálenosti je lepší než 2 cm (platí pro interval 1σ). Mezní měřitelná vzdálenost je 50 až 120 m (pro odrazivost 0,1 až 0,8). Frekvence otáčení skeneru je 5 až 15 Hz. Za sekundu je naměřeno minimálně 1,333 milionu bodů, čemuž odpovídá datový tok přibližně 30 Mb/s. Naměřená data jsou zasílána UDP protokolem prostřednictvím ethernetového rozhraní.

5.3 AHRS jednotka Xsens MTi-G [4]

Jedná se o jednotku, která v sobě obsahuje tříosý akcelerometr, gyroskop a magnetometr. Dále je vybavena senzorem statického tlaku, teploty a GPS přijímačem. Data jsou zpracovávána signálovým procesorem. Pro uživatele jsou poskytována surová naměřená data z příslušných senzorů, data kompenzovaná na základě fyzikálního modelu i kompletně zpracovaná, fúzovaná a filtrovaná data z jednotlivých snímačů do lokalizačních dat. Přesnost ve statickém režimu je v úhlech *roll/pitch* lepší než $0,5^\circ$. Statická přesnost v úhlu *yaw* je lepší než 1° . Použitím integrovaného fúzovacího algoritmu v jednotce lze dosáhnout obnovovací frekvence poskytovaných dat 120 Hz. Samotná nefúzovaná data mají obnovovací frekvenci 512 Hz.

5.4 Řídicí embedded systém GHI EMX 2.0 [5]

Řídicí modul GHI EMX 2.0 představuje malý embedded systém, který je použit zejména pro řízení samotného robotu (pohony, měření provozních veličin). Modul je založen na ARM7 procesoru LPC2478 taktovaného na 72 MHz, disponuje 16 MB RAM a 4,5 MB FLASH paměti. Modul je vybaven nejpoužívanějšími rozhraními a sběrnicemi (Ethernet, USB, SPI, I2C, UART, CAN), digitálními a analogovými vstupy a výstupy a PWM. Modul obsahuje platformu .NET Micro Framework. Výhodou je tedy možnost zápisu programu v jazyce C# a využití rozsáhlých knihoven, které jsou součástí samotného frameworku, tak i knihoven výrobce GHI.

5.5 Aktivní síťový prvek MikroTik RouterBoard RB493G

Vzhledem k tomu, že většina komponent je vybavena rozhraním typu Ethernet, je pro jejich vzájemné propojení použito právě toto rozhraní, pokud jej komponenty obsahují. Platforma RouterBoard vybavená operačním systémem RouterOS představuje univerzální aktivní síťový prvek, jehož funkci lze ve značné míře uživatelsky konfigurovat pro danou aplikaci. Lze tak např. snadno vyřešit problém, kdy 3D skener zasílá data na broadcast linkovou i síťovou adresu. Současně s těmito daty je nutné do počítače zasílat i data z ostatních méně výkonných jednotek. Vzhledem k vysokému datovému toku generovaného laserovým skenerem (30 Mb/s) by docházelo k zahlcení těchto méně výkonných síťových zařízení. Tento problém je vyřešen jednocestným směrováním datového toku do příslušného ethernetového portu pro počítač, který je zároveň součástí softwarově vytvořeného přepínače pracujícího pouze na 2. vrstvě ISO/OSI modelu.

6 Závěr

V článku byly popsány základní informace o problematice sebelokalizace mobilních robotů v prostoru. Dále byla popsána zvolená koncepce a použité komponenty v nově konstruovaném mobilním robotu, který je zaměřen zejména na přesnou sebelokalizaci v prostoru a tvorbu prostorové mapy prostředí, ve kterém se robot pohybuje.

Poděkování

Tato publikace byla podpořena z operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace; projekt CVVOZE – Centrum výzkumu a využití obnovitelných zdrojů energie, číslo grantu: CZ.1.05/2.1.00/01.0014. Tato publikace vznikla také za podpory grantu „Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci“ financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu: FEKT-S-11-6).

Reference

- [1] BOUCHER, Claude a Zuheir ALTAMIMI. Memo: Specifications for reference frame fixing in the analysis of a EUREF GPS campaign. 8. vyd. 2011. Dostupné z: <http://etrs89.ensg.ign.fr/memo-V8.pdf>
- [2] Velodyne High Definition Lidar HDL-64E S2, Dostupné z: http://velodynelidar.com/lidar/products/brochure/HDL-64E_S2_datasheet_2010_lowres.pdf
- [3] Trimble BX982 Rugged receiver enclosure, Dostupné z: http://trl.trimble.com/dscgi/ds.py/Get/File-581007/BX982_DS_02_12.pdf
- [4] Xsens MTi-G miniature AHRS with integrated GPS, Dostupné z: http://www.xsens.com/images/stories/products/PDF_Brochures/mti-g_leaflet.pdf
- [5] GHI EMX User Manual, Dostupné z: http://www.ghielectronics.com/downloads/EMX/EMX_User_Manual.pdf

PROGRAM KOHONENOVA NEURONOVÁ SÍŤ

Václav JIRSÍK, Viktor ŽÁČEK

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: jirsik@feec.vutbr.cz, xzacek01@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento článek pojednává o programu Kohonenova Neuronová Síť, který realizuje trénování a aktivaci Kohonenovy samo-organizační mapy. Hlavním cílem programu je srozumitelně interpretovat algoritmus učení sítě a názorně zobrazit naučenou síť. To je docíleno grafickým zobrazením a podrobným krokováním učícího procesu. Pro podrobnější analýzu trénovacího algoritmu program umožňuje provést citlivostní analýzu učení. Program je napsán v jazyce C#.

Klíčová slova: Kohonenova samo-organizační mapa, neuronová síť, program.

1 Kohonenova samo-organizační mapa

Kohonenova Neuronová Síť je dvojvrstvá plně propojená neuronová síť s topologicky uspořádanou výstupní vrstvou. Charakteristickými rysy této neuronové sítě jsou učení bez učitele a funkce sousedství. Funkce sousedství zajišťuje rovnoměrné pokrytí vstupního prostoru a uspořádanost vstupně-výstupního mapování.

Algoritmus učení je následující: Po předložení trénovacího vzoru x , se vypočte Eukleidovská vzdálenost D , pro každý neuron j , dle rovnice:

$$D(j) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (w_{ij} - x_i)^2} \quad (1)$$

Kde w jsou váhy neuronu a n je dimenze vstupních dat. Neuron, který má Eukleidovskou vzdálenost nejmenší, se stává vítězným neuronem j^* . Tento neuron změní své váhy tak, aby se více přiblížily k tréninkovému vzoru. Spolu s ním změní své váhy taktéž všechny neurony, které spadají do jeho okolí. Změna vah je dána rovnicí [1]:

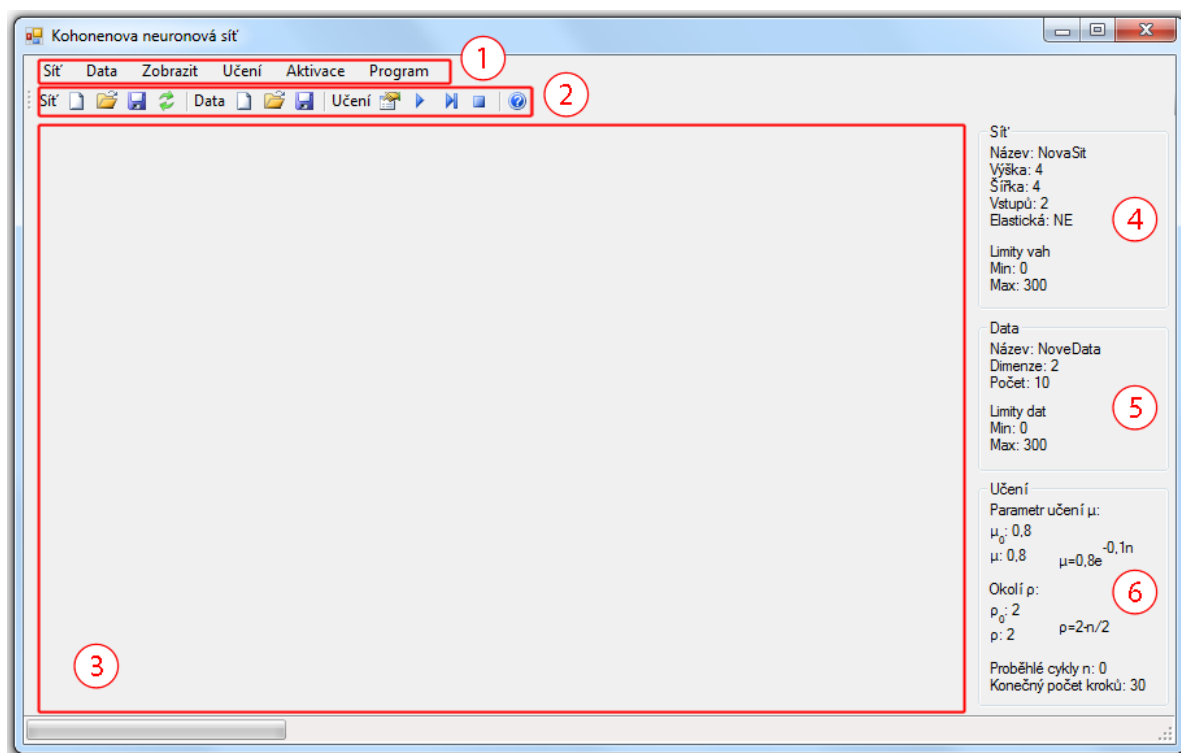
$$w_j(t+1) = w_j(t) + \Theta(j^*)\mu(t)[x(t) - w_j(t)] \quad (2)$$

Kde μ je parametr učení a $\Theta(j^*)$ je funkce sousedství. Funkce sousedství závisí na vzdálenosti neuronu j od vítězného neuronu j^* , je definována poloměrem okolí $\rho(t)$. Parametry μ a ρ se s rostoucím počtem iterací snižují.

V aktivním režimu sítě je aktivní vždy jen jeden výstupní neuron, a to ten jehož váhy jsou nejbližší datům na vstupu sítě (viz rovnice (1)).

2 Vizuální prostředí programu

Vizuální prostředí programu bylo navrženo s ohledem na přehlednost, ale aby přesto obsahovalo všechny podstatné informace a všechny důležité prvky byli snadno dostupné.



Obrázek 1: Grafické prostředí programu.

1. Základní menu programu: obsahuje jednotlivé funkce programu.
2. Panel rychlého přístupu: obsahuje nejzákladnější funkce ovládání jako vytvoření nové sítě, uložení sítě/dat, inicializace sítě a podobně.
3. Zobrazovací plocha: zobrazuje síť a data zvoleným způsobem.
4. Informace o síti: zobrazuje informace o vytvořené síti, rozměry vstupní a výstupní vrstvy a podobně.
5. Informace o trénovacích datech: zobrazuje informace o načtených datech, počet vzorů, jejich dimenze aj..
6. Informace o nastavení učení: zobrazuje nastavení adaptace, parametr učení, velikost okolí a další.

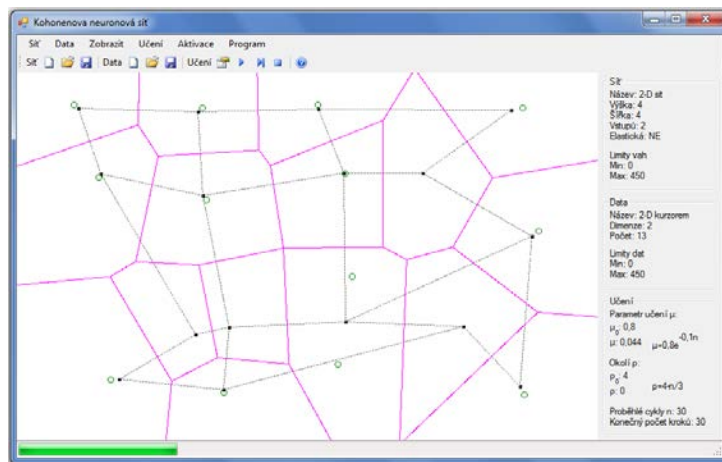
3 Způsoby zobrazení sítě

Program disponuje několika způsoby zobrazení sítě. Síť je zvoleným způsobem zobrazena v poli 3, viz obrázek 2. Každé z těchto zobrazení má jiné využití a přednosti. Pomocí těchto zobrazení jsou uživateli srozumitelně ukázány hlavní vlastnosti samo-organizační mapy.

Základní metodou zobrazení sítě je číselný výpis jednotlivých vah neuronů.

Program dále umožňuje zobrazit síť do dvojrozměrného prostoru (obr. 2). Toto zobrazení může být použito pouze pro síť se dvěma neurony ve vstupní vrstvě. Jednotlivé neurony výstupní vrstvy jsou reprezentovány body ve dvojrozměrném prostoru, jejich

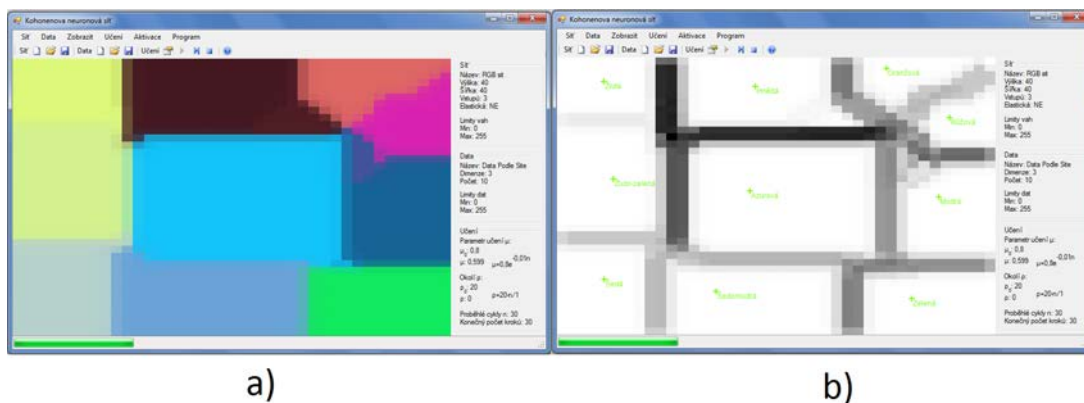
souřadnice jsou dány jejich váhami. Hranice, kterými neurony dělí vstupní prostor na jednotlivé shluky, jsou zobrazeny fialovou čarou. Šedé přerušované čáry znázorňují vazby mezi přímo sousedícími neurony. Data jsou vykresleny jako zelené kola.



Obrázek 2: 2D zobrazení dat, sítě a okolí neuronů.

Pro síť se třemi neurony na vstupu je definováno RGB zobrazení. Každá váha neuronu výstupní vrstvy definuje jednu složku z barevného modelu RGB. Neurony jsou zobrazeny jako obdélníky vybarvené danou barvou, přičemž rozložení obdélníku je stejné jako příslušných neuronů ve výstupní vrstvě (obr. 3 a)).

Program umožňuje také zobrazit unified distance matrix (U-matrix) sítě ve škále šedi (obr. 3 b)). U-matrix je matice eukleidovských vzdáleností mezi jednotlivými neurony výstupní vrstvy sítě [2].



Obrázek 3: a) RGB zobrazení sítě, b) U-matrix sítě.

4 Citlivostní analýza

Pro správnou funkci modulu citlivostní analýzy je nutno mít nainstalovaný Microsoft Excel, verze 2007 nebo 2010, kompatibilita s jinými verzemi není zajištěna. Modul citlivostní analýzy umožňuje spustit velký počet trénovacích cyklů vytvořené sítě s různými parametry učení a jejich výsledky zapsat do Microsoft Excel souboru .xls.

Parametry, u kterých lze nastavit postupné měnění hodnoty, jsou: počáteční hodnota parametru učení μ_0 , koeficient exponenciály k parametru učení, počáteční velikost okolí

ρ_0 , krok okolí j . Hodnoty, které jsou pevné pro všechny kroky cyklu, jsou počet iterací učícího algoritmu a počet opakování učení se stejnými parametry O .

Výstupní soubor obsahuje hodnoty zvolených parametrů, chybu naučení sítě a výběrovou směrodatnou odchylku sítě. Chyba naučení sítě Δ_d udává průměrnou vzdálenost učících vzorů od nejbližšího neuronu:

$$\Delta_d = \frac{1}{O} \sum_{l=0}^O \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N D_{li}(j*) \quad (3)$$

Kde O je počet opakování učení, N je počet tréninkových vzorů, $D_{li}(j*)$ je vzdálenost i -tého učícího vzoru od nejbližšího neuronu $j*$ při l -tém opakování. Tato chyba postihuje schopnost sítě naučit se na předložená data při daných parametrech učení.

Výběrová směrodatná odchylka s sítě udává rozptyl jednotlivých neuronů při opakování procesu učení s náhodnou inicializací vah:

$$s = \frac{1}{O} \sum_{l=0}^O \sqrt{\frac{1}{m-1} \sum_{j=0}^m \sum_{i=0}^n (w_{lji} - \bar{w}_{lji})^2} \quad (4)$$

Kde O je počet opakování učení, n je rozměr vstupních dat, m je počet neuronů sítě, w je váha neuronu a $\bar{w}$ je průměrná váha neuronu. Problémem při výpočtu této odchylky je různé natočení sítě při opakovaném učení. Byť jsou neurony přitaženy vždy na podobná místa, jedná se pokaždé o jiný neuron výstupní vrstvy. Při správném nastavení iteračního algoritmu je vždy zachován tvar sítě. Aby měla směrodatná odchylka sítě vypovídající hodnotu, bylo nutno toto vzít v potaz. Byl proto vytvořen jednoduchý algoritmus umožňující přeindexovat čtvercové sítě se dvěma vstupy tak, aby si neurony odpovídaly dle umístění v datovém prostoru.

5 Závěr

Program Kohonenova Neuronová síť byl vytvořen v rámci diplomové práce [3]. Umožňuje vytváření, učení a interpretaci Kohonenovy samo-organizační mapy. Dosažené výsledky je možno uložit a znovu použít. Program je vhodný jak pro výukové účely díky názorným zobrazením naučené sítě, tak disponuje funkcemi pro analýzu chování samo-organizačních map v závislosti na nastavených parametrech trénovacího algoritmu.

Reference

- [1] Volná, E.: Neuronové sítě 1. Ostravská univerzita v Ostravě, 2008.
- [2] Ultsch, A.: U*-matrix: a tool to visualize clusters in high dimensional data. Technická Zpráva 36, Philipps-University Marburg, Germany, 2003.
- [3] Žáček, V.: Kohonenova samoorganizační mapa. Diplomová práce, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2012.

3D TISK – ÚSKALÍ A JEJICH ŘEŠENÍ

Lukáš KOPEČNÝ, Michal VAŠINA, Luděk ŽALUD

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně
Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: kopecny@feec.vutbr.cz, vasina@feec.vutbr.cz, zalud@feec.vutbr.cz

Abstrakt/Abstract:

Tento dokument obsahuje stručný popis základních problémů 3D tisku metodou „Fused Deposition Modeling“, jejich stručný rozbor a nástin možného řešení. Jsou popsány základní metody tisku a stručně charakterizovány nepoužívanější materiály.

Klíčová slova/Keywords: 3D tisk, termoplast, FDM, PLA

1 Úvod

Také marně přemýšlíte, co převratného se v oboru strojního inženýrství od vynálezu parního stroje v roce 1765 - tedy před 247 lety - vlastně událo? Naše nejmodernější vlaky jezdí skoro stejně rychle jak před 100 lety, auta sice spotřebují polovinu paliva, než v minulém století, ale to je dáno pokročilou řídicí elektronikou spíše než minimálními konstrukčními změnami spalovacího motoru. Stejně tak soustruh koupený před 100 lety je stejně dobrý jako ten dnešní, jen mu chybí různá – elektronická – vylepšení.

Nuže není divu, že v době rozkvětu informačních technologií vznikají komunity, které přináší zatím lehký vánek do zatuchlých komnat strojního inženýrství. Přestaňme vyrábět odpad a hromady třísek, zkusme zažít princip třískového obrábění otočit a materiál – třeba odpadní - přidávat. Dlužno dodat, že v čele tohoto dění nestojí akademici z řad strojního inženýrství. A jsme u prvního podstatného problému 3D tisku – nízká podpora akademické obce.

Když se podíváte do studijních plánů (např. [1]) a zjistíte jaký je poměr výuky konstrukce elektromobilů ku spalovacím motorům, pochopíte, že problém je hlubší...



Obr. 1: Rychlíková lokomotiva BR 18 201, maximální rychlost 180 km/h.

2 Technologie 3D tisku

Existují dvě nepoužívanější technologie 3D tisku:

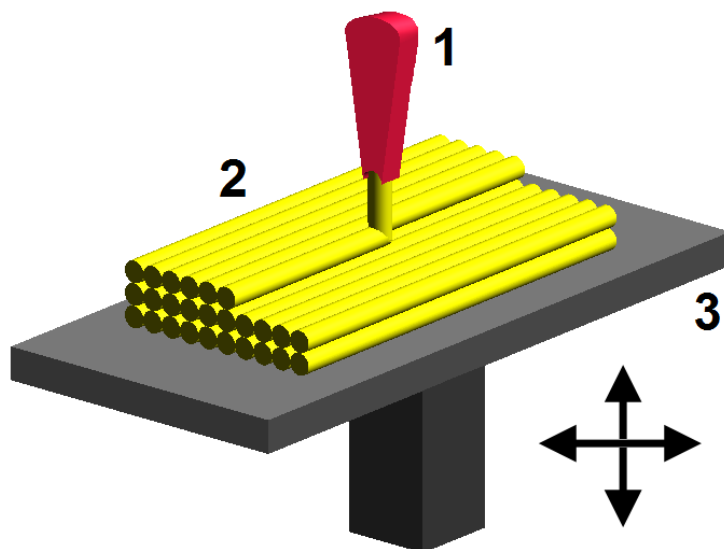
- spékání/tvrzení práškové hmoty/tekutého polymeru po vrstvách laserovým paprskem (SLS/SLA)
- nanášení roztaveného termoplastu po vrstvách (FDM - Fused Deposition Modeling)

Tento krátký článek je věnován metodě FDM, se kterou mají autoři více než dvouleté zkušenosti.

Metoda nanášení roztaveného termoplastu je technologicky výrazně jednodušší než spékání laserem, také tiskový materiál je levný a ve většině případů má i lepší užitné vlastnosti.

Základní princip je jednoduchý (viz Obr. 2). Tisková hlava generuje přesně řízené množství roztaveného materiálu v podobě tenkého vlákna. Hlava je polohována ve směrech os x, y, z . Vlastní tisk probíhá po vrstvách, tisková hlava tedy nanese vrstvu tiskového materiálu v rovině xy , poté se posune o sílu vrstvy v ose z a pokračuje nanášením další vrstvy. Tímto způsobem vytiskne celý předmět.

Zatímco u klasického 2D tisku je žádoucí, aby tisková hlava co nejpřesněji kopírovala tvar tisknutého znaku (například u inkoustové tiskárny), pro 3D tisk je situace složitější. Tepelná roztažnost a viskoelastické vlastnosti roztaveného materiálu dělají situaci značně komplikovanou. Pokus by tisková hlava přesně sledovala souřadnice předlohy, dojde k vytištění menšího a navíc deformovaného předmětu.



Obr. 2: Technologie tisku FDM. 1- tisková hlava, 2 – tiskový materiál, 3 – tiskový stůl tiskárny [2].

3 Materiály pro 3D tisk

Ideální materiál pro tisk metodou FDM musí mít minimální koeficient tepelné roztažnosti, v tekutém stavu optimální viskozitu a minimální elasticitu. Současně by při pracovní teplotě a jejím malém překročení neměl degradovat nebo dokonce vzplanout. Jednotlivé tiskové vrstvy se také musí dobře vzájemně spojit. Termoplasty jsou svým chováním látky amorfni, přechod z pevné fáze do kapalně je pozvolný, proto i volba pracovní teploty není jednoznačná a je kompromisem nastavena do bodu, kdy je materiál přiměřeně viskózní, ale ještě nedochází k narušení jeho (poly)molekulární struktury.

Pro použití v 3D tiskárnách jsou nejrozšířenější následující termoplasty:

- kyselina polymlečná (PLA),
- akrylonitrilbutadienstyren (ABS).

S PLA lze, z běžně dostupných materiálů, dosáhnout nejvyšší kvality tisku. Má minimální tepelnou roztažnost a při relativně nízké pracovní teplotě kolem 210° C je již

vysoce viskózní. Má minimální studený tok. Horší je to s chemickou odolností, rozpouští se v silných zásadách. Vyrábí se z odpadních látek v zemědělství (zbytky ze zpracování kukuřice, cukrové třtiny,...)

ABS je běžně používaný plast pro velké množství dílu v automobilovém a spotřebním průmyslu. V 3D tisku nelze dosáhnout tak vysokého rozlišení jako u PLA, ale výrobky z něj mají vynikající mechanickou, teplotní i chemickou odolnost. Pracovní teplota kolem 260°C. Vyrábí se převážně z ropy.

Existují i další okrajově používané materiály, se kterými je možno provozovat 3D tisk metodou FDM: PVC, HDPE, LDPE či PP.

4 Problémy 3D tisku a jejich kompenzace

V následujících odstavcích je popsáno pouze několik základních problémů, se kterými se 3D tisk metodou FDM potýká a nastíněno jejich řešení.

4.1 Tepelná roztažnost

Zřejmě největší problém 3D tisku působí tepelná roztažnost plastů. Koeficient lineární tepelné roztažnosti ABS je 10^{-4} K^{-1} . Znamená to, že bez jakékoli kompenzace by byl tištěný předmět při pokojové teplotě o cca 2,4 % menší než zadaná předloha. Zdá se, že tento problém lze při znalosti koeficientů tepelné roztažnosti jednoduše kompenzovat. Podstata problému ale spočívá ve vázání jednotlivých vrstev – předchozí vrstva již částečně (a značně nerovnoměrně) vychladla, takže další tištěná vrstva nikdy nenavazuje přesně na předchozí. Tento jev při běžném počtu několika set vrstev vyústí v nechtěné a těžko predikovatelnou deformaci tištěného předmětu, běžně označovanou jako zkroucení výtisku.

Řešení: Výpočet dráhy tiskové hlavy s ohledem na tepelnou roztažnost. Vyhřívání stůl, vyhřívání tiskové komory. Teplota vyhřívání je nižší než pracovní teplota, dostatečně velká, aby si materiál zachoval částečnou elasticitu, ale ne moc vysoká, aby si výtisk udržel požadovaný tvar a nedošlo k jeho zborcení. Problém je zajistit dostatečně homogenní rozložení teploty v poměrně velkém pracovním prostoru tiskárny a tepelné namáhání polohovacího mechanismu tiskové hlavy.

4.2 Elasticita materiálu

Další jev znehodnocující kvalitu tisku jsou viskoelastické vlastnosti taženého vlákna termoplastu.

4.2.1 Zaoblení hran

Díky elasticitě kladeného vlákna toto nikdy nesleduje přímo dráhu tiskové hlavy, ale zejména na místech kde dochází k prudké změně směru tiskové hlavy dochází k většímu zaoblení ostrých hran a malých poloměrů.

Řešení: Kompenzace dráhy tiskové hlavy a zpomalení rychlosti tisku v místech ostrých hran.

4.2.2 Vytahování vláken

Ze stejného důvodu v okamžiku zastavení přívodu materiálu do tiskové hlavy a přesunu hlavy mimo tisknutý předmět (k dalšímu předmětu nebo jeho části, nebo přesunu na další vrstvu) dochází k vytáhnutí vlákna mimo zamýšlenou tiskovou stopu.

Řešení: Prudké vtažení tiskového vlákna do tiskové hlavy v okamžiku ukončení tisku souvislé entity. Nevýhodou je vysoké namáhání podávacího mechanismu a náročnost na přesné seřízení, aby v okamžiku zahájení dalšího tisku nedošlo k výpadku materiálu.

4.3 Tisk vypuklých tvarů

Při tisku metodou FDM jsou jednotlivé vrstvy kladeny postupně na sebe. Pokud má předmět rozšiřující se tvar, od určitého úhlu dochází k deformacím, případně k borcení okrajů.

Řešení: Tisk s podporou. Tiskne se pomocí dvou synchronizovaných tiskových hlav dvěma materiály. Jeden je hlavní materiál předmětu, druhý slouží pro tisk podpory s půdorysem nejširší vrstvy tištěného předmětu. Podpora je po dokončení tisku odstraněna chemicky nebo mechanicky.

5 Závěr

I z takto stručného článku je zřejmé, že 3D tisk s sebou přináší mnohá úskalí. Přesto by si tato revoluční metoda zasloužila větší pozornost, v mnoha případech může efektivně nahradit třískové obrábění.

Například vytvoření přesného matematického modelu chování tiskového materiálu by umožnilo optimální plánování trajektorie tiskové hlavy bez nutnosti řešit výše uvedené problémy jednotlivě.

Poděkování

Děkujeme firmě 4ISP spol. s.r.o. Neustálé problémy s dodanými tiskárnami a příslušenstvím nám umožnily proniknout velmi hluboko do problematiky 3D tisku.

Reference

- [1] Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství. *Studijní obory* [online]. [cit.11.6.2012]. <http://www.fme.vutbr.cz/studium/ck_obor.html?lang=0&obor=M-ADI>.
- [2] 4ISP spol. s.r.o. *Informace o technologiích 3D tisku* [online]. [cit.11.6.2012]. <<http://www.easycnc.cz/inpage/informace-o-technologiich-3d-tisku/>>.

KOMPLEXNÍ PŘÍSTUP K PROJEKTŮM VÝVOJE ŘÍDICÍCH A SENZORICKÝCH TECHNOLOGIÍ

Branislav LACKO

Fakulta strojního inženýrství, Vysoké Učení Technické v Brně

Technická 2896/2, 616 69 00 Brno

E-mail: lacko@fme.vutbr.cz

Abstrakt:

Príspevek upozorňuje na nutnost realizovat v oblasti vývoje řídicích a senzorických technologií projekty, které zahrnují jak problematiku technického řešení nově vyvíjeného technického prostředku nebo nové technologie, tak hledisko projektového řízení. Pokud jeden nebo druhý přístup k návrhu a implementaci projektu chybí, je vysoká pravděpodobnost, že projekt skončí neúspěchem: nebude uspokojivě zpracováno technické řešení požadované kvality, nebude splněn plánovaný termín nebude dodržen plánovaný rozpočet a realizace projektu nebo jeho výsledek může vyvolat negativní reakce z okolí projektu.

Klíčová slova/Keywords: technický návrh, projektové řízení, implementace projektu, návrh projektu, metody pro řízení projektů

1 Úvod

Projekty výzkumu, vývoje a průmyslových inovací se považují obecně za jedny z nekomplikovanějších z hlediska projektového řízení. To vede k velkému procentu neúspěšných projektů v této oblasti. V ČR je situace v oblasti aplikace projektového řízení stále neuspokojivá a zahrnuje i problémy v oblasti řízení projektů vývoje [1]. Článek chce upozornit na časté chyby pracovišť, která realizují projekty řídicích a senzorických technologií a doporučit některé metody, které podporují a umožňují lépe zvládnout tyto náročné projekty.

2 Nejčastější nedostatky v řízení projektů vývoje

Zde je uveden výčet nečastěji se vyskytujících nedostatků v projektech vývoje z hlediska projektového řízení v porovnání s takovým přístupem, jak je např. prezentován autory v publikaci „Projektový management podle IPMA“. Ta popisuje postup řízení projektů podle doporučení a zkušeností současného projektového řízení [2] v souladu s mezinárodními dokumenty organizace IPMA (International Project Management Association) jako např. ICB (IPMA Competence Baseline) [3].

Nejčastějšími nedostatky jsou následující skutečnosti:

- Před startem a založením projektu nejsou provedeny předprojektové fáze (Opportunity Study, Feasibility Study), které by správně specifikovaly cíl projektu a nastavily trojimperativ projektu (cíl-termín-cena)
- Cíl projektu se neopírá o marketingový průzkum a záměr, aby byl vybrán správně potenciální zákazník pro výstupy projektu. Proto v ČR je vysoké procento nevyužitých patentů, užitečných vzorů a jiných výstupů z projektů výzkumu a vývoje.
- Nesprávně se postupuje při návrhu a řízení projektu, protože buď se ignorují doporučené metody projektového řízení vůbec, nebo se používají nesprávné

metody, které neodpovídají složitosti návrhu a implementace vývojových projektů.

- Projektové týmy nepracují efektivně v důsledku špatné komunikace, nesprávných postupů skupinového řešení problémů, individualistického přístupu k činnostem ve vývojovém projektu a nedostatečné koordinace. Je to následek skutečnosti, že mnoho vývojových pracovníků preferuje individualistický přístup k práci, nevykazuje schopnost týmové práce a nejsou ochotni se ukázněně podřídit řízeným procesům v projektu.
- Není průběžně monitorován průběh projektu, protože se jednak neprovádí soustavné vyhodnocování stavu projektu, jednak není sestaven plán projektu, takže nelze vyhodnocovat vzniklé aktuální odchylky typu plán-skutečnost, aby se mohly provádět operativní zásahy pro zajištění úspěšného splnění cíle vývojového projektu.
- Obvykle chybí dobré vedení projektu, protože buď vede projekt pracovník, který je schopný řešit technicko-odborné problémy výzkumného úkolu, ale nemá znalosti ani schopnosti potřebné k vedení projektu, nebo vede vývojový projekt typický administrátor, který nerozumí problematice řešeného předmětu vývoje a vývojovým činnostem.

Řada dalších nedostatků při řízení projektů vývoje vyplývá ze skutečnosti, že současné legislativní prostředí v oblasti výzkumných a vývojových projektů u nás nepředstavuje dobrou podporu pro řízení projektů (neexistuje výraznější podpora ze strany rizikového kapitálu, podmínky pro projekty a kritéria hodnocení projektů se nesystematicky mění dokonce i v průběhu stanovených programových období, apod.). Dále v ČR existuje mnoho vývojových pracovišť, ve kterých nepanuje dobrá inovativní kultura, takže se v nich obtížně realizují vývojové projekty.

Výše uvedený přehled ukazuje, proč řada vývojových projektů končí neúspěchem. Neúspěšnost výzkumných a vývojových projektů v ČR je předmětem kritiky Rady vlády ČR pro vědu, výzkum a inovaci, i když v řadě případů právě špatné funkce dotyčného orgánu přispívají ke špatné situaci v oblasti vývojových projektů.

Poznamenejme, že po roce 2000 je u nás v centru vládních i některých nevládních orgánů pozornost upřena především k základnímu, teoretickému výzkumu. Problematika kvalitních vývojových projektů je odsouvána na vedlejší kolej a přesouvána výhradně na oblast výrobních firem.

3 Doporučené metody pro řízení projektů vývoje

Současné projektové řízení považuje aplikaci mezinárodně uznávaných metod při řízení projektů za znak profesionality. Tento postoj k používání metod obecně nesdílí velké množství vývojových pracovníků v ČR. Dávají přednost nahodilé intuici, postupu pokus-omyl, spoléhají na šťastnou náhodu, obhajují neřízený způsob průběhu projektových činností a procesů apod. I když to mnozí takto mnozí otevřeně neříkají, tak tímto způsobem jednají.

Přesto, jestliže chceme zvýšit procento úspěšných vývojových projektů, musíme začít používat tyto osvědčené a uznávané metody, protože jejich aplikace přináší řadu výhod:

- Rychleji se nalezne požadované řešení
- Nalezené řešení je obvykle optimální a systémové

- Jejich všeobecná znalost usnadňuje spolupráci členů týmu
- Snižuje se počet případných chyb v důsledku systematického postupu
- Při jejich použití se snadněji plánuje a řídí vývojový projekt

Proto se v procesu pro certifikace projektových manažerů vyžaduje jejich znalost a ověřuje se schopnost aplikace těchto metod v projektové praxi [3].

Poznamenejme, že v postupu hodnocení RIV je přehlížen výstup typu „metoda – metodika“ ([13] příloha č. 3 bodové hodnocení výsledků), přestože celá řada metod a metodik v západním světě vznikla jako výsledek vývoje na vysokých školách nebo ve firmách a tyto výstupy jsou velmi uznávány.

Příspěvek uvádí jen stručný přehled nejčastěji používaných metod a jejich charakteristiku. U každé metody je uveden odkaz na její podrobnější popis. V seznamu jsou uvedeny metody, které se vztahují k problematice managementu projektu. Samozřejmě existuje řada metod, které se vztahují k podpoře řešení různých problémů vlastní vývojové práce (např. TRIZ - Tvorba a Řešení Inovačních Zadání [4], DOE – Design of Experiments [5] apod.), které se také opomíjejí.

Tabulka 1: Přehled doporučených metod

Metoda	Fáze projektu	Druh metody
RWM	Implementace projektu	Speciální
SGM	Implementace projektu	Speciální
LF	Předprojektová příprava projektu	Základní
MTA	Implementace projektu	Základní
Delphi	Plánování projektu	Speciální
Team Delphi	Plánování projektu	Speciální
RIPRAN	Implementace projektu	Základní
BMMR	Implementace projektu	Základní
DYPREP	Implementace projektu	Speciální
Ganttův graf	Plánování projektu	Základní
PERT	Plánování projektu	Speciální
CBA	Předprojektová příprava projektu	Speciální
SCRUM	Implementace projektu	Speciální

Doporučené metody (viz tab. 1) je možno stručně charakterizovat takto:

- RWM – Rolling Wave Method. Postupné rozvíjení struktury činností vývojového projektu, když nelze ihned na jeho začátku provést vyčerpávající dekompozici struktury projektových činností (WBS – Work Breakdown Structure) klasickým způsobem.

- SGM – Stage Gate Model. Model průběhu inovačních vývojových projektů, který pro řízení postupu projektů využívá speciální milníky typu GATE, kde se rozhoduje o: pokračování projektu - zastavení projektu - pozdržení projektu, na základě skutečného stavu vývojového projektu a stanovené predikce projektu.
- LFM – Logical Framework Method. Metoda přehledně mapuje logické vazby mezi vyšším cílem projektu, projektovým cílem, výstupy projektu a klíčovými činnostmi projektu. Pro všechny tyto složky projektu uvádí objektivně ověřitelné ukazatele, že jich bylo skutečně dosaženo. Zároveň pro ně zvažuje možná rizika a uvádí předpoklady, za kterých byly jednotlivé skutečnosti projektu při návrhu stanoveny [2].
- MTA – Milestone Trend Analyse. Metoda využívá milníků ke kontrole a vyhodnocení stavu projektu [2]. Je vhodná pro vývojové projekty, kdy nelze použít jiných metod pro vyhodnocení stavu projektu, které jsou orientovány na dobře strukturované a jednoduše plánované projekty.
- Delphi – Metoda expertních odhadů, která v několika postupných krocích využívá iterace anonymních odhadů expertů [12] pro stanovení potřebných hodnot při ohodnocování činností v projektu nebo pro jiné souhrnné projektové údaje. Metoda je nazvána podle věštiny ve starořeckých Delfách.
- Team Delphi – Modifikace metody Delphi pro práci projektového týmu[12]
- RIPRANTM - (RIsk PROject ANalysis) Představuje empirickou metodu pro analýzu rizik projektů. Vychází důsledně z procesního pojetí analýzy rizika. Chápe analýzu rizika jako proces (vstupy do procesu - výstupy z procesu - činnosti transformující vstupy na výstup s určitým cílem). Metoda akceptuje filosofii jakosti (TQM) a proto obsahuje činnosti, které zajišťují kvalitu procesu analýzy rizika, jak to vyžaduje norma ISO 10 006. Je zaměřena na zpracování analýzy rizika projektu, kterou je nutno provést před jeho vlastní implementací. Obsahuje identifikaci rizika, hodnocení rizika a zpracování návrhů na snížení rizika [2]. Metoda má své vlastní stránky www.ripran.cz.
- BMMR – Bodová metoda s mapou rizik hodnotí rizika projektu podle stupnice 1 až 100 bodů na základě desetibodového stanovení hodnoty pravděpodobnosti a dopadu. Prostřednictvím grafického zanesení jednotlivých případů do mapy rizik rozděluje rizika na čtyři skupiny, z nichž pro každou doporučuje způsob reakce na riziko [2, 14].
- DYPREP – DYnamická PREdikce Projektů. Metoda slouží k vytvoření předpovědi pro další vývoj projektu, přičemž je brán v úvahu nejen současný stav, ale i minulé stavy projektu (aplikace Markovovských řetězců). Přejít do budoucího možného stavu je odvozen z matice možných následujících stavů, kdy se chování projektu odvozuje z chování vícestavového konečného automatu. Metoda přihlíží i k plánovaným možným opatřením, která budou při další implementaci projektu realizována.[7]
- Ganttův graf - Grafické znázornění časového plánu, které vymyslel pro podporu plánování výroby dopravních lodí pro US NAVY pan H. Gantt v průběhu 1.

TM RIPRAN je ochranná známka registrovaná autorem v Úřadu průmyslového vlastnictví Praha pod číslem 283536

světové války. Patří k jednoduchým, ale přitom účinným způsobům plánování projektů [2]. Dnes rozšířena o celou řadu dalších možností (definování vazeb, možnost sledování potřeby zdrojů, možnost potřeby finančních prostředků), takže je vhodná i pro vývojové projekty. Je podporována programem MS Project.

- PERT – Program Evaluation Review Technique. Metoda síťové analýzy, která ohodnocuje činnosti z hlediska optimistických odhadů, pesimistických odhadů a nejvíce očekávaných odhadů. Z těchto odhadů pro jednotlivé činnosti se pak vypočítává pravděpodobná kritická cesta projektu. Dnes se používá ve formě precedenčních síťových grafů s činnostmi v uzlech [2]. Tato metoda je obzvláště vhodná pro plánování vývojových projektů.
- CBA – Cost/Benefit Analyse. Umožňuje analyzovat a porovnávat plánované náklady na projekt s plánovanými přínosy po realizaci projektu pro zainteresované strany [11], což je mnohdy případ vývojových projektů, na jejichž financování se podílí řada subjektů (MŠMT, VŠ, firma, apod.), takže je nutno pečlivě naplánovat rozdělení zisků z výsledku vývoje.
- SCRUM – Super Convenient Rapid Unified Method. Postup a organizace vývojových činností, který je odvozen podle zásad tzv. agilního postupu vývoje. Původně byl postup navržen pro vývoj software. Dnes je používána i v jiných oblastech pro vývojové projekty [8]

Nejedná se o úplný výčet metod, které jsou speciálně orientovány na potřeby vývojových produktů. Jsou zde doporučeny a uvedeny nejčastěji používané metody, zvláště vhodné pro vývojové projekty.

4 Závěr

Česká vývojová pracoviště, ať již na vysokých školách nebo ve firmách, již mnohokrát ukázala, že Češi tradičně patří mezi velmi technicky vyspělé pracovníky s dobrou technickou invencí. Bohužel se u nás projevuje často přeceňování technického aspektu vývoje a přehlíží se hledisko organizace vývojových prací. Komplexní přístup k vývojovému projektu předpokládá, věnovat rovnocennou pozornost jak technickému řešení předmětu projektu, tak organizačním aspektům řízení projektu prostřednictvím kvalitního projektového řízení. Takový přístup podstatně zvyšuje pravděpodobnost úspěšného dosažení cíle vývojového projektu. Proto příspěvek zdůraznil nutnost komplexního přístupu a poukázal na konkrétní metody, které lze pro řízení vývojového projektu s výhodou využít.

Poděkování

Tento příspěvek byl vytvořen v rámci výstupů výzkumného záměru MŠMT ČR číslo MSM 0021630529 „Inteligentní systémy v automatizaci“ na Ústavu automatizace a informatiky Fakulty strojního inženýrství VUT v Brně

Reference

- [1] on-line: <http://www.projectman.cz/dynamic/files/pruzkum-rizeni-projektu-v-cr-2011-2.pdf> (11.6.2012)
- [2] Doležal, J., Máchal, P., Lacko, B.: Projektový management podle IPMA. Grada Publishing 2012 Praha (2.vydání), 582 s.
- [3] Národní standard kompetencí projektového řízení (ver.3.1). Společnost pro projektové řízení, 2010 Brno, 306 s.
- [4] Bušov B., Jirman P., Dostál V.: Tvorba a řešení inovačních zadání, IndusTRIZ, Brno, 1996
- [5] Jarošová, E.: Navrhování experimentů. Česká společnost pro jakost 1997 Praha, 106 s.
- [6] Technologický profil ČR – Inovační prostředí v ČR. Asociace inovačního podnikání ČR, 2009, Praha
- [7] Doležal, J.- Bartoška, J.: Nový přístup k predikci při realizaci projektů. Sborník Projektový management 2012, Akademické nakladatelství CERM 2011 Brno
- [8] Lepka, J.: Metody řízení projektů. Materiál k semináři 26.2.2010 v Brně. Centrum pro rozvoj a výzkum pokročilých řídicích a senzorických technologií. VUT FEKT Brno
- [9] Vacek, J.: Innovation management in design process. Sborník Modelování a optimalizace podnikových procesů. ZČU Plzeň 2005, str. 286-293
- [10] on-line: <http://www.projectsmart.co.uk/rolling-wave-planning.html>. 15.6.2012
- [11] Franc, P.: Vybrané aspekty hodnocení efektivnosti projektů financovaných ze zdrojů EU v kontextu CBA. Disertační práce, Univerzita Pardubice 2012 Pardubice
- [12] Lacko, B.: Expertní odhady v projektech tvorby software. Sborník konference Tvorba softwaru 2010. VŠB-TU Ostrava 2010 Ostrava, str. 90 – 97
- [13] Metodika hodnocení výzkumu a vývoje a jejich výsledků. MŠMT ČR, Praha 2009
- [14] Podmolík, L.: Řízení vzdělávací instituce. Středisko distančního vzdělávání. UP Olomouc 2006, Olomouc

Návrh automobilového led světla s implementovaným CAN rozhraním

Martin MIKOLAJEK, David VALA

Katedra kybernetiky a biomedicínského inženýrství
Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava
17. listopadu 15/2172, 708 33 Ostrava

E-mail: martin.mikolajek@vsb.cz, martin.mikolajek@seznam.cz, david.vala@vsb.cz

Abstrakt:

Tento příspěvek pojednává o návrhu a zhotovení prototypu diodových svítidel pro vnější osvětlení zadní části elektromobilu. Řízení těchto světel je provedeno za pomoci využití automobilové CAN sběrnice. Požadavek pro návrh svítidel vychází z projektu VAVE MOBIL, který se zabývá přestavbou automobilu se spalovacím motorem na elektromobil, do kterého je implementováno moderní elektronické zařízení včetně CAN sběrnice. V tomto článku je popsáno, jak bylo provedeno navrhnutí modernizace osvětlení svítidly s možností připojení k sběrnici CAN a jakých bylo s novými prototypovými svítidly dosaženo výsledků.

Klíčová slova:

Svítidlo, CAN, LED, sběrnice

1 Úvod

V této době, kdy cena mikroprocesorů neustále klesá, je trendem implementovat programovatelné mikroprocesory do všech zařízení okolo nás, například do inteligentních praček, ledniček a podobně. V tomto trendu postupuje také automobilový průmysl, ve kterém jsou mikroprocesorové systémy čím dál dokonalejší a početnější. Právě proto, že jsou jednotlivé systémy rozděleny do jednotlivých částí, je nutné, aby si tyto systémy dokázaly mezi sebou vyměňovat provozní informace, které zabezpečují správný a plynulý provoz automobilu. K tomuto účelu se používá v automobilovém průmyslu CAN sběrnice. V rámci projektu VAVEMOBIL (věda a výzkum elektromobilu), který je řešen v rámci VŠB - TU Ostrava, který se zabývá mimo jiných úprav vozidla, také implementací sběrnice CAN, vyplynul požadavek pro vytvoření návrhu a prototypu diodového led svítidla s integrovaným CAN rozhraním. Projekt VAVEMOBIL se zabývá přestavbou automobilu Kaipan. Hlavním záměrem projektu je implementovat do vozidla mikroprocesorové systémy a vyměnit spalovací pohon za pohon elektrický. Téma tohoto příspěvku se zabývá pouze problematikou návrhu a realizace nahrazení stávajících sériově montovaných svítidel ve vozidle za svítidla LED s implementovaným CAN rozhraním. Text je rozdělen do několika částí, které popisují problematiku osvětlení automobilu, základní informace o CAN sběrnici, výběr světelných zdrojů, návrh, vyhotovení a zhodnocení prototypového brzdového led svítidla.

2 Důvody realizace led svítidla se sběrnicí CAN

Jak již bylo zmíněno v úvodu, požadavek pro návrh a realizaci prototypového diodového svítidla s CAN sběrnicí vznikl na základě požadavků výzkumu, kterým se zabývá projekt VAVEMOBIL. Po implementování nového centrálního systému do vozidla bylo požadováno připojení systémů vnějšího osvětlení vozidla. Centrální systém používá pro komunikaci ve vozidle s ostatními systémy CAN sběrnici, proto bylo vhodné využít tuto komunikační sběrnici i při návrhu svítidel. Spojení svítidel s centrální jednotkou pomocí sběrnice CAN usnadní kabeláž k svítidlům v automobilu, dále pak umožní řídicí jednotce

sledovat poruchovost a funkčnost jednotlivých svítidel, například teploty, proudy a řídit jas LED diod.

Jelikož se jedná o koncept elektromobilu, bylo stanoveno, aby světelný zdroj byl vysoce účinný, dosahoval dlouhé životnosti a vysoké spolehlivosti. Z tohoto důvodu se v dnešní době standardně pro osvětlování vozidla používají světelné zdroje LED. Vozidlo určené pro přestavbu vozidla bylo prvotně vybaveno standardními žárovkovými svítilny, a proto bylo nutno tento světelný zdroj nahradit.

3 Předpis pro vnější osvětlení motorových vozidel

Navrhované řešení přestavby vnějšího osvětlení se týká osobního automobilu. Toto vozidlo spadá z hlediska požadavků pro vnější osvětlení vozidla podle předpisu pro osvětlení vozidel do kategorie M1. V předpisu č.48 „Jednotná ustanovení pro schvalování typu vozidel z hlediska montáže zařízení pro osvětlení a světelnou signalizaci“ jsou uvedeny základní informace o vnějším osvětlení, například požadavky na výkony, barvy, umístění a pozorovací úhly svitu svítidla. Při řešení návrhu CAN svítidla se vycházelo právě z toho předpisu, aby bylo možno podrobit navrhované svítidlo světelným testům pro schválení ve využití v provozu na pozemních komunikacích [2].

4 Sběrnice CAN

Jedná se o sériovou datovou sběrnici, která se využívá v automobilových a průmyslových systémech, ve kterých je kladen důraz na co nejmenší dobu odezvy. Tato sběrnice pro komunikaci používá vlastní nadefinovaný protokol, který předepisuje požadovaný formát datového rámce. Na sběrnici CAN neexistuje zařízení typu master nebo slave, komunikace je řízená podle priorit zpráv, každé zařízení poslouchá aktuální komunikaci na sběrnici a podle specifikovaných požadavků vysílá, nebo přijímá zprávy. K fyzickému provedení datové komunikace pro přenos signálů slouží dvou vodičové vedení, ve kterém jsou vodiče označovány CAN_H a CAN_L. Aby nedocházelo ke zkreslení signálu, tak se jednotlivé vodiče na koncích vedení zakončují rezistory odporem 120 Ω . Přenosové rychlosti jsou závislé na použité délce signálového vedení. Standardně jsou definovány tyto přenosové rychlosti: 40m = 1Mbit/s, 130m = 500kbit/s, 560m = 125kbit/s a 3,3km = 20kbit/s. Napěťové úrovně CAN sběrnice jsou definovány rozdílem napětí mezi vodiči CAN_H a CAN_L. Pro dominantní stav (log. 0) musí být mezi těmito vodiči napětí 3,5 až 5V. A recesivní stav (log. 1) je rozdíl mezi vodiči 0 -1,5V. Podrobný popis funkce sběrnice CAN není hlavním tématem tohoto příspěvku. Tato část sloužila jen pro základní informace o použité sběrnici [1], která je využita v návrhu a realizaci prototypového diodového svítidla.

5 Návrh koncepce svítidla

Při návrhu svítidla bylo potřeba akceptovat několik kritérií, například výše popisovaný předpis pro osvětlení vozidel, dále pak konstrukční požadavky a elektrotechnická kritéria.

5.1 Výběr světelného zdroje

Světelný zdroj bylo nutno volit takovým způsobem, aby bylo přibližně dosaženo stejného světelného výkonu jako při použití žárovkového osvětlení s předepsanými výkony. Pro jednotlivé typy vozidel jsou v předpisu pro vnější osvětlení vozidla stanoveny výkony při použití žárovkového osvětlení. Aby bylo možno stanovit přibližný potřebný výkon světelného zdroje z LED diod, bylo nutno pro jednotlivá svítidla provést přepočty.

Standardní wolframová žárovka disponuje přibližným výkonem 12 lm/W. Tato hodnota byla vynásobena stanoveným výkonem žárovek pro jednotlivá svítidla, čímž se získala

přibližná svítivost pro dané svítidlo. Při použití LED diod můžeme uvažovat, že jsou přibližně čtyřnásobně účinnější, a proto lze pro daný typ svítidla adekvátně nižší výkon světelného zdroje z LED diod.

Tabulka 1: Orientační tabulka svítivosti a výkonu

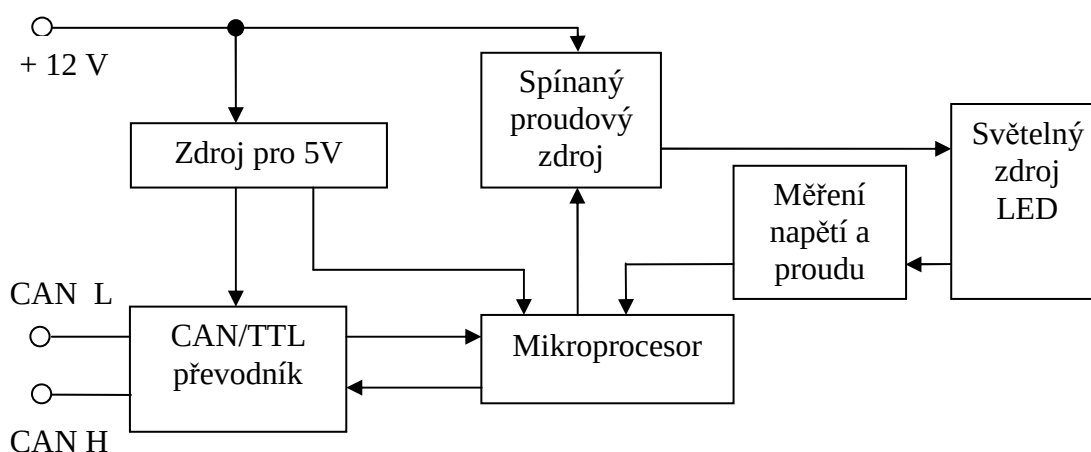
TYP SVÍTIDLA	VÝKON ŽÁROVKY [W]	SVĚTELNÝ TOK Φ [lm]	BARVA SVĚTLA	PŘÍBLIŽNÝ VÝKON PŘI POUŽITÍ LED DIOD [W]
Brzdové svítidlo	18 - 21	216 – 252	červená	5
Směrová světla	21	252	žlutá	5
Zpětné světlomety	21 – 55	252 - 660	bílá	5 – 14
Obrysové světla	5	60	červená	1.1

Pro realizaci prototypu brzdového svítidla byly vybrány led diody typu LED AUTO RED 3700/65° červená 635nm 3700mcd 65° 2,1V, jedná se o cenově dostupné led diody a počet těchto led byl stanoven měřením na 24 ks.

5.2 Výběr mikrokontroléru

Pro výběr byly stanoveny tyto následující požadavky. Musí se jednat o provedení „automotive“ což udává, že takto označená elektrotechnická součástka vyhovuje pro použití v automobilovém průmyslu. Dále pak musí mikrokontrolér podporovat připojení k sběrnici CAN, minimální rozměr pouzdra a dostupnost za přijatelnou cenu. Těmto stanoveným požadavkům zcela vyhovuje použitý osmibitový mikrokontrolér Freescale z řady HC08 typu MC9S08DZ16.

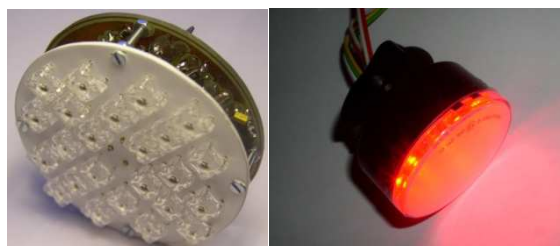
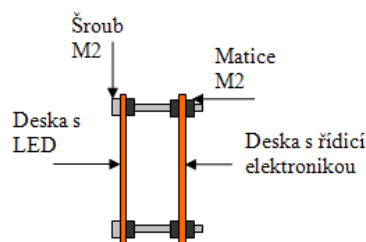
5.3 Blokové schéma zapojení led diodového svítidla s CAN rozhraním



Obrázek 1: Blokové zapojení diodového svítidla s CAN rozhraním

5.4 Konstrukční provedení svítidla

Při konstrukčním návrhu svítidla bylo požadováno, aby byla navržená elektronika se světelným zdrojem z LED diod vestavěna do stávajícího světloometu v prototypovém vozidle. Tento požadavek vyplývá z důvodu zachování stejného vzhledu prototypového vozidla. Svítidlo pro zástavbu elektroniky a LED je kruhového tvaru o vnějším průměru 65mm a vnitřním průměru 60mm. Z důvodu selektivity a nedostatku místa, byly do svítidla vyrobeny 2 desky plošných spojů, jedna deska s LED diodami a druhá deska s řídicí elektronikou s připojením ke sběrnici. Tyto desky pak byly spojeny pomocí šroubů M2 a poté byly implementovány do původního obalu standardně montovaného svítidla.



Obrázek 2: Konstrukční provedení elektroniky svítidla s vestavením do obalu svítidla [3]

6 Program pro mikrokontrolér svítidla

Program pro mikrokontrolér byl vytvořen za pomoci využití programovacího nástroje Freescale CodeWarrior V6.1. Jedná se o software dodávaný firmou Freescale a slouží pro kompletní naprogramování. Nahrávání a testování programu do mikrokontroléru bylo prováděno za pomoci programátoru typu BDM.

7 Dosažené výsledky

7.1 Porovnání výkonu svítidel

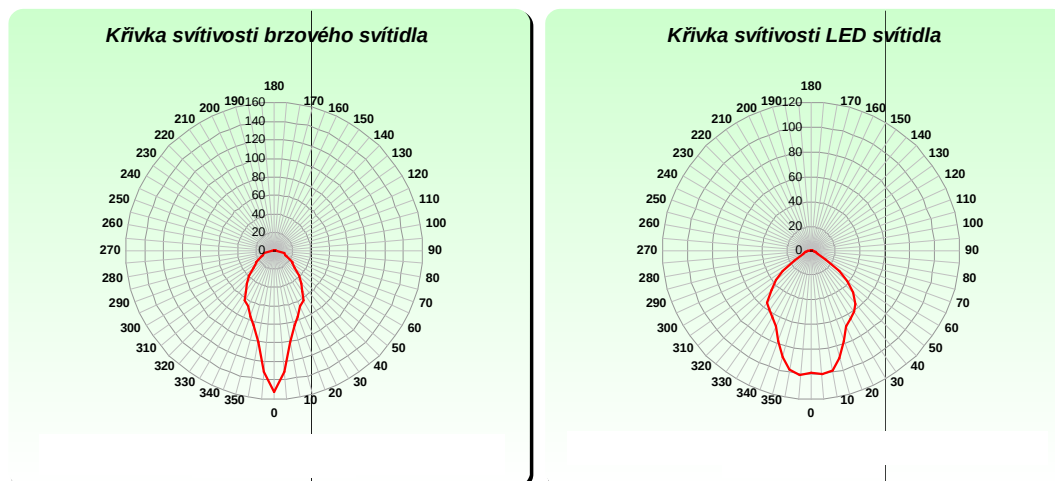
Z naměřených hodnot bylo zjištěno, že zhotovené svítidlo z 24 maticově uspořádaných LED diod „AUTO-LED červená 635nm 3700mcd 65°“ se blíží hodnotě světelnému toku ze standardního žárovkového svítidla. Dále bylo zjištěno, že celkově standardní svítidlo s žárovkovým světelným zdrojem propouští jen 18° generovaného světla žárovky, což je způsobeno červeným barevným filtrem červené barvy, který propouští jen jednotlivé vlnové délky světla. Jelikož LED diody vyzařují světlo pouze jedné vlnové délky (v našem případě odpovídají barvě červené barvy), není proto nutno používat barevné filtry a z tohoto důvodu nedochází k dalšímu snížení světelné účinnosti celého svítidla. Světelný zdroj vytvořený pomocí matice LED diod je přibližně 8 x úspornější, než žárovkové svítidlo. Pro přehlednost jsou naměřené hodnoty uvedeny v následující tabulce.

Tabulka 2: Porovnání světelných toků [3]

TYP SVĚTELNÉHO ZDROJE	U [V]	I [A]	P [W]	ÚČINNOST SVĚTELNÉHO ZDROJE [lm/W]	ÚČINNOST SVÍTIDLA [lm/W]	SVĚTELNÝ TOK SVÍTIDLA Φ [lm]
LED svítidlo	14.9	0.2	2.8	29.5	29.5	82.25
Původní svítidlo	13	1.83	23.52	21.25	3.83	90.25

7.2 Porovnání úhlových charakteristik svítidel

Jak již bylo zmíněno ve třetí kapitole o osvětlení vozidla, tak předpis stanovuje pro svítidla pozorovatelné světelné úhly svítivosti. Z tohoto důvodu bylo provedeno na měřícím přípravku měření úhlových charakteristik standardního žárovkového brzdového svítidla a svítidla s implementovanou LED diodovou elektronikou.



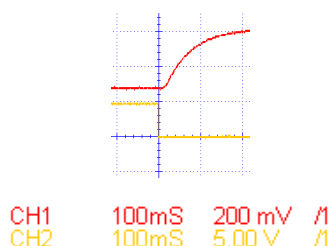
Obrázek 3: Úhlové charakteristiky svítidel [3]

Vyrobené LED svítidlo má šířku úhlové charakteristiky přibližně 45° vpravo a vlevo od osy, právě tato úhlová charakteristika se přibližně shoduje s charakteristikou změřeného brzdového svítidla a podle předpisu EHK č.48, což vyhovuje požadavkům pro brzdový a obrysový světlomet.

7.3 Porovnání odezvy svítidel

Pro porovnání bylo provedeno měření odezvy rozsvícení svítidla po vyslání požadavku pro sepnutí svícení svítidla z řídicí jednotky. Tento parametr je důležitý především u prodlevy sepnutí brzdového svítidla, aby nedocházelo k případným prodloužením reakčních schopností řidičů jedoucimi za vozidlem, které využívá navržené led svítidlo s CAN rozhraním. Pro porovnání bylo provedeno měření odezvy celkového svitu svítidla po stisku brzdového spínače jak u standardního svítidla s žárovkou, tak u diodového svítidla řízeného za pomoci CAN rozhraní.

Pro světelný zdroj LED svítidla s CAN rozhraním byla naměřena odezva pouze 4 ms po stisku spínače a u použití wolframové žárovky 21W byla tato doba prodloužena o 200ms, což je doba náběhu žárovky. (viz. Obrázek 4 naměřený průběh napětí odezvy napětí foto snímače na spínač). Z tohoto měření vyplývá, že odezva celého systému s CAN rozhraním je oproti odezvě standardního svítidla s wolframovou žárovkou nesrovnatelně kratší, a proto lze tuto prodlevu o velikosti 4 ms vzhledem k celkovému systému svítidla zanedbat.



Obrázek 4: Odezva svítidla s žárovkou a CAN rozhraním

8 Závěr

Z vyplývajících požadavků projektu VAVEMOBIL byl proveden návrh a zhotovení brzdového prototypového diodového svítidla s CAN rozhraní. Pro prototypové řešení byly vybrány jednotlivé elektrické komponenty tak, aby celkové zapojení bylo spolehlivé, a cenově dostupné. Celková cena elektrických komponentů včetně led diod činila cca 500kč. Pro zjištění vlastností diodového svítidla s CAN rozhraním bylo provedeno orientační měření, které sloužilo k porovnání světelného výkonu, účinnosti a geometrické viditelnosti navrženého diodového a standardního brzdového svítidla. Z těchto naměřených vlastností vyplývá, že prototypový modul je z hlediska světelných vlastností přibližně roven výkonu měřeného červeného brzdového svítidla s wolframovou žárovkou o výkonu 21W. Celkový výkon navrženého svítidla činí i se zahrnutou spotřebou mikrokontroléru CAN převodníků příkon pouze okolo 3.3W. Dle naměřených hodnot světelných výkonů a geometrické viditelnosti bylo usouzeno, že lze prototypové svítidlo led po doladění některých vlastností využít pro projekt VAVEMOBIL v brzdovém, nebo obrysovém zadním svítidle. Aby bylo možné led svítidlo ve vozidle pro provoz na komunikacích použít, je potřebné schválení svítidla, čemuž musí předcházet testy svítidla, jako například údaje týkající se světelných parametrů, mechanické pevnosti, teplotní stálosti a dalších údajů stanovených pro vnější osvětlení vozidla. Dle základních provedených testů lze předpokládat, že by vyhotovený tomuto schválení po případných drobných úpravách vyhověl. Tento prototypový modul svítidla je zatím vzhledem ke konstrukčním vlastnostem a CAN protokolu určen pouze pro představované vozidlo Kaipan, které je řešeno v rámci projektu VAVEMOBIL. Jelikož součástí světelného modulu je mikrokontrolér, tak může být svítidlo doplněno o rozšiřující možnosti, jako například hlídání teploty led diod, regulace jasu led diod v závislosti na okolním osvětlení a podobně.

Poděkování

Tento článek byl podpořen grantem „Řízení technologických soustav s OAZE zajišťujících nezávislý dlouhodobě udržitelný rozvoj komplexních systémů“ Studentské grantové agentury, VŠB-TU Ostrava.

Reference

- [1] Závidčák, M. CAN - popis struktury. <http://www.hw.cz/navrh-obvodu/rozhrani/can-popis-struktury.html> (accessed June 11, 2012).
- [2] EHK/OSN. Předpis č. 48 Evropské hospodářské komise Spojených národů (EHK/OSN) — Jednotná ustanovení pro schvalování typu vozidel z hlediska montáže zařízení pro osvětlení a světelnou signalizaci Dodatek 47: Předpis č. 48. 2006. 67 p.
- [3] Mikolajek, M. Řízení LED světél elektromobilu s využitím sběrnice CAN. Bakalářská práce, Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2010.

Projekt ENET – Hybridní energetický systém s technologiemi pro akumulaci elektrické energie

Daniel MINAŘÍK a kol.

VSB – TU Ostrava, ENET - Centrum of Energy Units for Utilization of non Traditional Energy Sources

17. listopadu 15, Ostrava, 708 33, <http://www.vsb.cz/enet>

E-mail: daniel.minarik@vsb.cz

Abstrakt:

Příspěvek má za úkol představit vyvíjené aktivity v rámci projektu **ENET-Energetické jednotky pro využití netradičních zdrojů energie**, jehož řešení započalo v říjnu 2010, seznámit čtenáře s vývojovými a výzkumnými úkoly projektu, s uvažovanou a aktuální technickou strukturou vznikajícího energetického centra. V rámci projektu je budováno nové energetické centrum, ve kterém budou testovány a následně uvedeny do trvalého provozu energetické technologie pro výrobu a akumulaci elektrické energie.

Klíčová slova: akumulace elektrické energie, energetické centrum

1 Náplň a specifiky projektu ENET

Projekt propojuje tři hlavní výzkumné směry. Jedná se o výzkum, který se zabývá problematikou zpracování vstupních surovin a alternativních paliv využitelných v energetice, strojními zařízeními pro tyto účely, výzkumem v oblasti transformace paliv, tj. zejména zplyňovacími a pyrolytickými procesy, kombinovaným spalováním a fermentačními procesy ve smyslu přeměny těchto paliv na lépe využitelné produkty např. vodík.

Další významným okruhem výzkumných aktivit je problematika dopravy a zpracování paliva, jeho možných transformací na plynné palivo využitelné ve spalovacích turbínách a to prostřednictvím vyvíjených nanokompozitních materiálů využívaných při přípravě a čištění plynného paliva, resp. všech výstupních médií z již zmíněných transformačních procesů.

Třetí výzkumný směr je orientován na výzkum a vývoj kombinovaných hybridních energetických výrobních systémů, nových přístupů v kogenerační výrobě elektrické energie, problematiku akumulace elektrické energie, řízením provozu hybridních energetických systémů při jejich paralelním provozu s distribuční sítí nebo v ostrovním provozním režimu, vše s akcentem na implementaci vyvinutých technologií v rámci výše uvedených výzkumných směrů projektu ENET. Tato výzkumná oblast si vzala za cíl několik realizačních a experimentálních úkolů a řadu úkolů teoretického výzkumu v oblasti elektroenergetiky. O důležitých technologických prostředcích a jejich vybraných parametrech, které mají dopomoci naplnit výzkumné cíle poslední zmíněné výzkumné oblasti, bude pojednávat následující text.

Projekt energetického centra je převážně financován z fondů Evropské unie, ale rovněž také z veřejného rozpočtu, s úhrnnou dotací v celkové výši 367 mil. Kč. V současné době je projekt po stránce projektové dokumentace uvažovaných technologií před dokončením, probíhají dílčí výběrová řízení na dodavatele jednotlivých technologických celků nebo přístrojového vybavení a rovněž i jejich instalace.

2 Energetické centrum ENET

Technologické energetické centrum (TEC) projektu ENET postupně vzniká v objektu rekonstruovaném pro jeho potřeby, který se nachází v Ostravě – Vítkovicích, v oblasti staré průmyslové zástavby, nyní v blízkosti průmyslových objektů koncernu Vítkovice a.s.

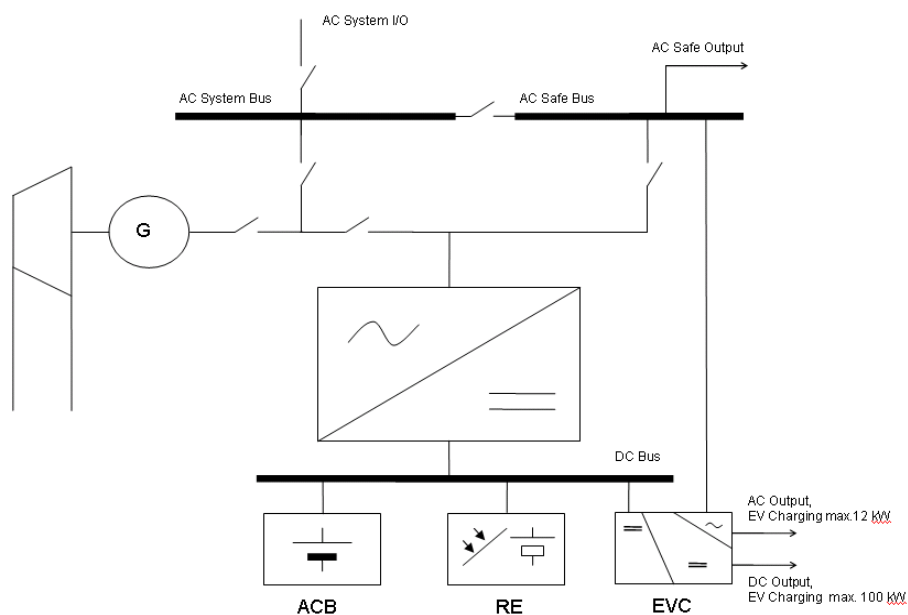
V rámci projektu je tedy budováno nové energetické centrum, ve kterém budou testovány a následně uvedeny do trvalého provozu energetické technologie pro výrobu a akumulaci elektrické energie. Energetické centrum disponuje technologickými prostředky pro zpracování odpadů a alternativních paliv a technologickými prostředky pro intenzifikaci jejich přeměn na tepelnou a elektrickou energii, konkrétně technologiemi pro pyrolytické zplyňování. Tyto technologie reprezentují hlavní výrobní kapacitu elektrické energie energetického centra a v souvislosti se stabilizací dodávky a optimalizace provozu distribuční sítě na ně navazují další kombinované elektroenergetické technologie, zejména pro akumulaci elektrické energie.

2.1 Popis struktury energetického systému

Základní bloková struktura energetického systému, který bude postupně realizován v rámci technologického energetického centra ENET, je postupně ilustrována schémata na obrázcích č. 1 a 2.

Zdroje energetického systému jsou rozděleny na dvě základní části, které vystihují jejich primární funkce. Jedná se o část výrobní s možností podpůrné akumulace a část pro vyvedení výkonu s akumulací primární.

Zdrojová část celé struktury je tvořena synchronním generátorem s předpokládaným výkonem 50 až 100 kW, který bude pracovat v součinnosti s plynovou spalovací jednotkou. Pro ilustraci je pro vývin potřebného množství palivového plynu pro spalovací jednotku potřeba zpracovat a transformovat v pyrolytické jednotce cca. 250 - 450 kg vstupního materiálu za hodinu, v závislosti na jeho vstupních parametrech resp. konkrétním složení. Druhá skupina zdrojů je jednak tvořena blokem obnovitelných zdrojů, který zahrnuje fotovoltaickou elektrárnu s předpokládaným výkonem cca 20 kWp instalovanou na střeše objektu TEC a dále reverzibilní vodíkovou technologii, jejichž nasazení je uvažováno za účelem využití vodíku pro akumulaci elektrické energie.



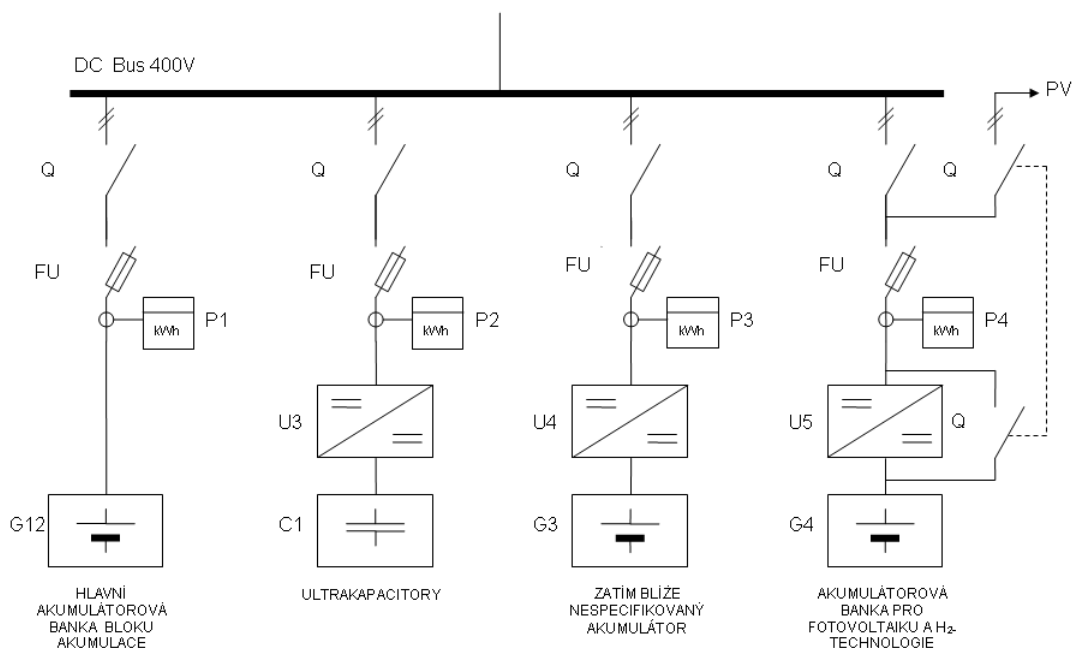
Obrázek 1: Přehledové schéma vyvedení elektrického výkonu TCO s akumulací

Struktura části vyvedení výkonu je tvořena výzbrojí a výstrojí hlavního vývodu (*AC System Bus*) do distribuční rozvodné sítě a vývodem zajištěného napájení (*AC Safe Bus*). Celá koncepce části vyvedení výkonu je rovněž řešena tak, aby v případě potřeby umožňovala vytvořit základní rozvod autonomní ostrovní sítě AC 3x400 V, která by měla v případě výpadku dodávky z distribuční sítě napájet objekt energetického centra a několik přilehlých průmyslových objektů.

Součástí struktury spotřebičů je i plánovaná nabíjecí stanice elektromobilů, která svou koncepcí odpovídá aktuálním požadavkům na budování sítě nabíjecích stanic. Předpokládá se vybavení několika standardními AC výstupy se standardizovaným konektorem pro v současnosti dominantní způsob „pomalého“ nabíjení (cca 4 – 8 hod) elektrických vozidel, s nabíjecím výkonem nepřevyšujícím obvykle 12 kW. U tohoto způsobu nabíjení je při souběžném nabíjení několika vozidel předpokládáno přímé připojení nabíjecích vývodů na střídavou síť s podporou dodávky elektrické energie vyráběné v energetickém systému TEC nebo dodávky energie akumulované při překročení rezervovaného výkonu v připojovacím místě energetického centra.

Vzhledem k relativně velkému množství akumulované elektrické energie v bloku akumulace se předpokládá příprava stanice na režim tzv. rychlonabíjení, který bude vyžadovat přímé stejnosměrné připojení akumulátoru vozidla na inteligentní nabíječ nabíjecí stanice. U tohoto režimu nabíjení se počítá s krátkodobým nabíjením (cca 10 – 20 min.) s výkonem až 100 kW. Vzhledem k tomu, že vozidla s vhodnými akumulátory pro tento systém nabíjení dnes ještě nejsou běžně dostupné, je možné provádět další kroky zatím pouze formou přípravy výkonové měničové části a tvorbou případové studie.

Primární akumulární část struktury vyvedení elektrického výkonu z technologického centra tvoří klíčový prvek celé struktury TEC. Akumulační část je tvořena různými typy akumulátorů, které jsou přímo nebo pomocí vazebních DC/DC měničů připojeny na hlavní stejnosměrnou systémovou sběrnici (*DC Bus* - viz obr. 2) se jmenovitým napětím 400 V. Tato sběrnice umožňuje výměnu energie mezi všemi výše uvedenými zdroji, včetně obnovitelných zdrojů a akumulárními vodíkovými technologiemi.



Obrázek 2: Přehledové schéma akumulárních technologií TEC (schéma hlavní stejnosměrné sběrnice 400 V)

2.2 Specifikace provozních stavů a výkonových částí energetického systému

Vazbu mezi systémem stejnosměrné akumulace vyvedené na hlavní stejnosměrnou sběrnici *DC Bus 400 V* a střídavou systémovou sběrnici *AC System Bus*, případně sběrnici zajištěného napájení *AC Safe Bus*, tvoří bloky výkonových polovodičových měničů (viz obr. 1), které spolu se svými vazebními transformátory zajišťují obousměrný přenos energie mezi stejnosměrným a střídavým systémem. Jejich řízení umožňuje modifikaci funkce do různých provozních režimů přenosu elektrické energie, nebo její aktivní filtraci. Měniče budou zajišťovat obousměrnou přeměnu vzhledem ke střídavé elektrické distribuční síti 50 Hz v místě připojení, nebo pro napájení vymezené lokální sítě 50 Hz v ostrovním režimu v případě, že distribuční elektrická síť nebude připojena.

Výkonové dimenzování těchto prvků bude odpovídat trvalému jmenovitému součtovému přenosovému výkonu celé soustavy, nejméně tedy 100 kW. Polovodičové měniče jsou schopny v součtu přenášet daný trvalý výkon za podmínky jmenovitého napětí akumulátorových skupin, tj. DC 400 V.

Konfigurace a koncepční řešení výkonové části polovodičových měničů bude umožňovat níže uvedené režimy provozu a jejich možné kombinace:

- režim řízeného přenosu elektrické energie ze strany střídavé třífázové soustavy do akumulátorů,
- režim řízeného přenosu elektrické energie do třífázové střídavé soustavy spojené s distribuční sítí 3x400 V, 50 Hz,
- režim řízeného přenosu elektrické energie do třífázové střídavé izolované soustavy lokální sítě se zabezpečeným napájením 3x400 V, 50 Hz (tzv. ostrovní režim zdroje),
- režim aktivní filtrace harmonických sítí v místě připojení,
- režim obnovy a eliminace krátkodobých poklesů napětí sítě sériovým stabilizátorem sítě.

Vzhledem k těmto požadavkům jsou měniče rozděleny do paralelní a sériové vazební větve s tím, že konfigurace měničů je formě tří jednofázových měničových jednotek s možností jedné redundantní fázové jednotky jako záskokové v každém měniči. Vstupní stejnosměrné parametry měničových jednotek odpovídají výstupním parametrům použitých akumulátorových skupin G1, G2 (souhrnně označeny jako G12). Výstupní parametry měničových jednotek odpovídají parametrům použitých filtrů a hodnotám jmenovitých parametrů vstupních vinutí vazebních transformátorů.

Pro návrh koncepce vyvedení výkonu ze struktury celého energetického systému a budoucího návrhu řídicího systému bylo rozhodující zajištění následujících provozních stavů:

- Provoz v režimu špičkového zdroje při nasynchronizování generátoru do distribuční sítě s možností přispívání akumulované složky energie
- Provoz v režimu špičkového zdroje do distribuční sítě s dodávkou akumulované energie přes statický měnič při odstaveném synchronním generátoru
- Provoz v ostrovním režimu při odběru energie z generátoru s možností přispění akumulované složky energie
- Provoz v ostrovním režimu s dodávkou akumulované energie přes statický měnič při odstaveném synchronním generátoru

- Provoz samostatné fotovoltaické elektrárny s podporou vlastní akumulace při dodávce energie do distribuční sítě
- Provoz fotovoltaické elektrárny s vlastní podpůrnou akumulací vyrobené energie ve společném bloku akumulace
- Provoz vodíkových technologií s uzavřeným vodíkovým cyklem, tj. spotřeba elektrické energie pro výrobu vodíku nebo výroba elektrické energie
- Možnost kombinace všech těchto režimů ve funkci špičkového nebo zálohového zdroje.

Řešení výše uvedených stavů se snaží rovněž podchytit i všechny základní problémy budování zdrojové struktury typu „SmartGrids“ s možností modifikovatelnosti na řadu dalších aplikací, jako např. budování akumulčních stanic pro stávající fotovoltaické elektrárny, budování nabíjecích stanic elektrických vozidel s využitím obnovitelných zdrojů, vytváření lokálních sítí, nebo zajištění nepřerušitelného napájení s podporou akumulace elektrické energie apod.

2.3 Specifikace akumulátorových baterií

Pro výše uvedené provozní režimy byla navržena akumulátorová baterie, která svými parametry umožní přímou vazbu na střídavou síť AC 3x400 V prostřednictvím reverzibilních střídačů.

Při uvažování poměrně vysokého stejnosměrného napětí byla volba akumulátoru směřována na dosud nejověřenější technologii olověných akumulátorů. Olověné akumulátory budou instalovány v konfiguraci se jmenovitým napětím 400 V DC. Relativně vysoká hmotnost a rozměry akumulátorové banky neznamenaají v případě této konkrétní instalace žádný problém, jelikož je předpokládáno jejich umístění v akumulátorovně, která bude lokalizována v přízemních prostorách objektu technologického centra. Nevýhodou samozřejmě zůstává poněkud nižší účinnost nabíjecího cyklu a ostatní akumulční parametry, zejména omezený nabíjecí proud. S ohledem na jmenovitý výkon generátoru i součtový výkon ostatních zdrojů byla volena kapacita akumulátoru 930 Ah. Tento hlavní akumulátor vytváří napěťovou referenci pro ostatní stejnosměrné akumulátorové systémy, které však jsou již vždy na hladinu DC 400 V vázány stejnosměrnými výkonovými měniči.

Kromě primární akumulční části jsou do systému zařazeny i akumulátory pro akumulaci podpůrnou „meziakumulaci“ a napětí těchto akumulátorů definuje parametry pomocné stejnosměrné sběrnice. Na tuto sběrnici jsou prostřednictvím výkonových měničů připojeny jednak fotovoltaická elektrárna, ale také elektrolyzéry pro výrobu vodíku. Podpůrná akumulátorová banka bude plnit jednak úlohu akumulčního prvku pro fotovoltaickou elektrárnu, ale především bude zajišťovat stabilizaci a optimalizaci dodávky energie pro chod elektrolyzérů. Pomocná a hlavní stejnosměrná sběrnice jsou propojeny výkonovým měničem, který umožňuje obousměrný přenos energie a tedy i funkci akumulace energie z distribuční sítě resp. neupotřebené energie vyrobené generátorem prostřednictvím vodíkových technologií.

Blok akumulace tak tvoří celkem tři skupiny akumulátorů:

- Referenční stejnosměrný olověný akumulátor DC 400 V, s celkovou úhrnnou kapacitou v obou sekcích 930 Ah, který tvoří hlavní akumulční kapacitu systému (ozn. G12 nebo G1 a G2).
- Skupina moderních akumulčních prvků pro zajištění vysoké dynamiky akumulace, jejímž záměrem je využití moderních typů akumulčních prvků zejména

ultrakapacitorů (ozn. C1), moderních lithium-iontových akumulátorů (ozn. G3), případně dalších moderních typů (čisté olovo, zinek-vzduch).

- Blok akumulace pro vyrovnání špičkových dodávek energie z obnovitelných zdrojů (tedy z fotovoltaické elektrárny) a stabilizaci provozu vodíkových technologií (ozn. G4). Vzhledem k parametrům fotovoltaiky (špičkový výkon cca 20 kW) je navrhována baterie lithium-železo-ytrium-fosfát iontových akumulátorů se jmenovitým napětím 360 V DC, 200 Ah, která bude mít možnost pracovat buď samostatně, pouze jako akumulací prvek fotovoltaické elektrárny a podpůrný provozní prvek vodíkových technologií, nebo bude mít možnost přes vyrovnávací stejnosměrný měnič předávat energii z a do hlavní stejnosměrné sběrnice 400 V, resp. do akumulátoru s napětím DC 400 V.

Předpokladem pro spolupráci všech akumulátorových systémů je obousměrné měření toku energie pomocí stejnosměrných elektroměrů a zaznamenávání jejich časových průběhů pro následné vyhodnocování životnostních vlastností jednotlivých typů akumulátorů. Rovněž byl navržen a postupně bude vyvinut celý systém řízení výrobních a akumulací energetických technologií, včetně provozního softwaru a veškeré provozní a ovládací logiky.

Záměrem navržené koncepce bloku akumulace je prověření:

- životnostních parametrů všech použitých typů akumulace,
- prověření možnosti spolupráce různých typů akumulátorů s různými charakteristikami v nabíjecím a vybíjecím režimu,
- variabilních možností propojení různých typů obnovitelných zdrojů (synchronní generátor, fotovoltaická elektrárna, vodíkové články, případně další obnovitelné zdroje) a různých typů akumulátorů při spolupráci jak v režimu špičkového zdroje pro dodávku energie do distribuční sítě, tak v ostrovním režimu izolované sítě.

Na rozdíl od olověných akumulátorů, které jsou do energetického systému především zařazeny za účelem definování základních provozních referencí výkonových střídačů, bude v bloku akumulace použito v současnosti nejmodernějších lithium-fosfátových akumulátorů. Jak vyplývá z dostupných zdrojů informací a praktických zkušeností při využívání tohoto druhu akumulátorů, vykazují tyto akumulátory v porovnání s olověnými akumulátory výrazně lepší kvalitativní a dynamické provozní charakteristiky, a proto se jeví jako velmi perspektivní pro nasazení v energetických akumulací systémech.

2.4 Specifikace bloku vodíkových technologií

Jak již bylo několikrát zmíněno, budou pro akumulaci elektrické energie rovněž nasazeny vodíkové technologie, které jsou založeny na principu uzavřeného vodíkového cyklu, tj. transformace elektrické energie z primárních zdrojů do chemické energie plynného vodíku procesem elektrolýzy vody prostřednictvím elektrolyzérů s polymerním elektrolytem, jeho následné uskladnění a zpětná výroba elektrické energie prostřednictvím technologie nízkoteplotních palivových článků. Vodíkový akumulací systém je navržen k provozování několika jednotek elektrolyzérů s celkovým plánovaným příkonem cca 40 kW s celkovou produkcí vodíku cca 4 m³/h. Pro zpětnou výrobu elektrické energie a tepla budou využity palivové články s uvažovaným výstupním elektrickým výkonem cca 50 kW. Pro funkci samotných vodíkových technologií, palivových článků a elektrolyzérů musely být navrženy další podpůrné provozní technologie, jako jsou plynové rozvody, velkokapacitní úložiště vodíku, ovládací a měřicí armatury a také chladicí a vzduchotechnický systém. Všechny tyto technologie tvoří vybavení Laboratoře vodíkových technologií, které je rovněž budováno v objektu TEC. Pracoviště je navrženo tak, že jeho koncepce a struktura maximalizuje jeho

univerzalitu a bude tak v budoucnu umožňovat dlouhodobé testování i výkonově větších technologických celků různých vodíkových technologií a to i testování jejich provozu na definovanou palivovou směs.

3 Závěr

Vzhledem k současné technicko-ekonomické situaci elektroneregetiky v ČR a potažmo i v EU v oblasti rozvoje a využívání OZE se dá předpokládat, že se v blízké budoucnosti začnou přijímat kromě ekonomických regulačních opatření pro připojování výroben využívajících OZE i opatření technického charakteru. Jinými slovy se z perspektivního hlediska jeví jako neudržitelné, aby se do energetické soustavy připojovaly obnovitelné zdroje bez možnosti akumulace energie nebo alespoň možnosti plynulé regulace jejich výroby resp. dodávky do elektrizační soustavy. Na základě předchozích tezí byla právě pro umožnění výzkumu v této oblasti do energetického systému centra ENET zahrnuta i fotovoltaická elektrárna, která bude představovat právě jeden z možných energetických zdrojů využívající OZE. Fotovoltaická výroba bude spolu s vodíkovými technologiemi a „meziakumulačním“ blokem součástí souboru zařízení pro akumulaci elektrické energie.

Laboratoře vznikající a budované v rámci projektu TEC ENET budou kromě již definovaných záměrů a funkcí uvedených v tomto příspěvku rovněž sloužit jako technologické zázemí, které bude umožňovat zajištění dalších navazujících vývojových aktivit a výzkumných projektů. Je předpokládáno, že navazující projekty budou orientovány na podpůrné elektroenergetické technologie, definování parametrů a nároků na tyto technologie, vývoj nových technických prostředků a inovace vybraných technologií, které budou schopny přispět k řešení problematiky akumulace energie z OZE.

Poděkování/Acknowledgement

This work was supported by the Ministry of Education, Youth and Sports of the Czech Republic (No. SP2012/188) and by the project „ENET - Energy Units for Utilization of non Traditional Energy“ (Operational Programme Research and Development for Innovations No. CZ.1.05/2.1.00/03.0069)

TRANSFORMATION OF KNOWLEDGE OF CLASSIC DESIGN METHODS FOR DETERMINING PARAMETERS OF PID CONTROLLERS FOR EXPERT SYSTEM

Jana NOWAKOVÁ, Miroslav POKORNÝ

VŠB-Technical University of Ostrava, Faculty of Electrical Engineering and Computer Science,
Department of Cybernetics and Biomedical Engineering
17. listopadu 15/2172, 708 33 Ostrava Poruba, Czech Republic
E-mail: jana.nowakova@vsb.cz, miroslav.pokorny@vsb.cz

Abstract:

The designing of PID controllers is in many cases a discussed problem. Many of the design methods have been developed, classic (analytical tuning methods, optimization methods etc.) or not so common fuzzy knowledge based methods. In this case, the amount of fuzzy knowledge based methods is extended. New way of designing PID controller parameters is created, which is based on the relations of the classic methods. The proof of efficiency of the proposed method and a numerical experiment is presented including a comparison with the conventional method (simulated in the software environment Matlab-Simulink).

Keywords: Expert system, knowledge base, PID controller, fuzzy system, feedback control.

1 Introduction

As it is written in [1] two expert system approaches exist. The first one, the fuzzy rule base way for controlling processes for which suitable models do not exist or are inadequate. The rules substitute for conventional control algorithms. The second way originally suggested in [2] is to use an expert system to widen the amounts of classical control algorithms. So this paper extends the number of methods of the second way of design.

The system of designing a PID controller (its parameters) with a knowledge base is created which is built on know-how obtained from the classic design methods, in this case, it is shown example using combination of Ziegler-Nichols method. The system created in this way is determined to the design parameters of a classical PID controller, which is considered in closed feedback control.

2 Ziegler-Nichols Methods

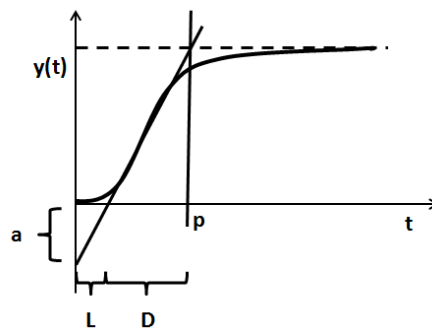
These classical methods for the identification of the parameters of PID controllers were presented by Ziegler and Nichols in 1942. Both are based on the determination of process dynamics. The parameters of the controller are expressed as a function by simple formulas [3], [4]. The first Ziegler-Nichols (ZN) method is based on the frequency response of the system. The second one, the time domain method is based on a registration of the open-loop unit step response of the system.

To determine the parameters of PID controller the relations of the frequency response method are used, as expressed in Table 1 [3], [5].

Table 1: PID controller parameters obtained from the Ziegler-Nichols frequency response method [3].

	K	T_i	T_d
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$

But the constants K_u - ultimate gain and T_u - the ultimate period are obtained from unit step response (Figure 1) of the controlled system and one of the conversions is used by the dead time L and the delay time D . For understanding it is important to explain these two times L and D and how to obtain these constants from the unit step response of the controlled system.

Figure 1: Characterization of a unit step response of the controlled system with the representation of the dead time L and the delay time D [3], [5].

The dead time L in the Ziegler-Nichols step response design method is obtained so that the tangent is drawn at the maximum of the slope of the unit step response (Figure 1). The dead time L is the distance of the intersection of the tangent with time axis (axis x) and also the beginning of the coordinate axis [3], [4]. The delay time D is the distance between the intersection of the tangent and the time axis and the point p on the time axis. The point p is created so that in the intersection of the tangent and the maximum of the unit step response of the controlled system is the perpendicular to the time axis raised and the intersection of the perpendicular and the time axis is the point p [3]. Point p could be also determined in another way; the difference is that the intersection of the tangent is done with 63 % of the maximum of the unit step response of the controlled system. The remaining procedure is the same. In this case the first way of achieving point p is chosen.

The ultimate gain K_u is then defined as

$$K_u \cong \frac{\pi D}{2L} + 1, \quad (1)$$

the ultimate period T_u as

$$T_u \cong 4L. \quad (2)$$

The transfer function of the PID controller using these methods is expressed as

$$G_R(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right). \quad (3)$$

3 The Description of the Controlled System

The first task is to describe the controlled system. For the thesis there was chosen a controlled system, in practice often used, of the second-order. It could be defined in many ways; in this case the controlled system is defined by a transfer function. The determining parameters are constants A , B and C from the denominator of the transfer function of the controlled system in the form

$$G_S(s) = \frac{1}{As^2 + Bs + C}. \quad (4)$$

The constants A , B and C are the inputs variables of the expert system which as it is explained furthermore, is used for identifying the parameters of a classical PID controller.

4 Expert System of Identification of Parameters of a PID Controller

The constants A , B and C as the inputs of the expert system are represented in Figure 2 so as the outputs $KKNOW$, $TIKNOW$ and $TDKNOW$ which are also constants and are used as parameters of the classical PID controller.

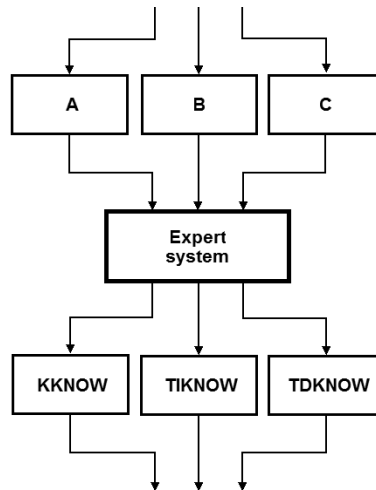


Figure 2: The representation of inputs and outputs of the created expert system.

4.1 Knowledge Base of the Fuzzy System

The core of the knowledge base is the definition of the linguistic IF-THEN rules of the Takagi-Sugeno type [2]:

R_r : If $(x_A \text{ is } A_r) \ \& \ (x_B \text{ is } B_r) \ \& \ (x_C \text{ is } C_r)$ then

then $(KKNOW_r = K_r) \ \& \ (TIKNOW_r = T_{i_r}) \ \& \ (TDKNOW_r = T_{d_r})$,

where $r = 1, 2, \dots, R$ is a number of the rule.

The fuzzy conjunction in antecedent of the rule is interpreted as a minimum. The crisp output is determined using the weighted mean value [2], where $\mu_{A_r}(x)$ is the membership degree of the given input x .

Each output is defined as

$$KKNOW = \frac{\sum_{r=1}^R \{\min [\mu_{A_r}(x_A^*), \mu_{B_r}(x_B^*), \mu_{C_r}(x_C^*)]\} KKNOW_r}{\sum_{r=1}^R \min [\mu_{A_r}(x_A^*), \mu_{B_r}(x_B^*), \mu_{C_r}(x_C^*)]}, \quad (5)$$

$$TIKNOW = \frac{\sum_{r=1}^R \{\min [\mu_{A_r}(x_A^*), \mu_{B_r}(x_B^*), \mu_{C_r}(x_C^*)]\} TIKNOW_r}{\sum_{r=1}^R \min [\mu_{A_r}(x_A^*), \mu_{B_r}(x_B^*), \mu_{C_r}(x_C^*)]}, \quad (6)$$

$$TDKNOW = \frac{\sum_{r=1}^R \{\min [\mu_{A_r}(x_A^*), \mu_{B_r}(x_B^*), \mu_{C_r}(x_C^*)]\} TDKNOW_r}{\sum_{r=1}^R \min [\mu_{A_r}(x_A^*), \mu_{B_r}(x_B^*), \mu_{C_r}(x_C^*)]}, \quad (7)$$

where x_A^*, x_B^*, x_C^* are concrete values of inputs variables. So the output of the system is the crisp value and defuzzification is not required.

In total, $r = 27$ rules of the Takagi-Sugeno fuzzy model are used.

4.2 Description of Linguistic Variables

The inputs of expert system A , B and C are the linguistic variables expressed by fuzzy sets, for each linguistic variable by three linguistic values - small (S), medium (M) and large (L). The constant A can be from the range from 0 to 22, the B from 0 to 20 and the C from 0 to 28.

The membership functions of all linguistic values have a triangular shape. The shape could be described in three numbers. The first one is the point of the triangle where the membership degree is equal to zero, the same as the third number, and second number is the point, where the membership degree is equal to one.

Description of the shape of the linguistic values of the linguistic variable A :

- Small (S) - [0 6 11],
- Medium (M) - [6 11 16],
- Large (L) - [11 16 22].

So according to the description of the importance of three numerical descriptions, the membership function of linguistic value M of input linguistic variable A has the shape of an isosceles triangle, and shape of the membership functions for linguistic value S and L is a general triangle.

Description of the shape of the linguistic values of the linguistic variable B :

- Small (S) - [0 5 10],
- Medium (M) - [5 10 15],
- Large (L) - [10 15 20].

Membership functions of all linguistic values of linguistic variable B have the shape of an isosceles triangle.

Description of the shape of the linguistic values of the linguistic variable C :

- Small (S) - [0 9 14],
- Medium (M) - [9 14 19],

- Large (L) - [14 19 28].

The membership function of linguistic value M of input linguistic variable C has the shape of a isosceles triangle, and the others are general triangles.

Outputs of the expert system are constants $KKNOW$, $TIKNOW$ and $TDKNOW$ which are parameters of the classical PID controller with a transfer function in a form

$$G_R(s) = KKNOW \left(1 + \frac{1}{TIKNOW \cdot s} + TDKNOW \cdot s \right). \quad (8)$$

For determining the values of the outputs $KKNOW$, $TIKNOW$ and $TDKNOW$ it is needed to define the crisp values of the constants K , T_i and T_d , which are identified for every combination of input linguistic values by the combination of Ziegler-Nichols methods. In total, 27 crisp values (a single element fuzzy set) for each output value K , T_i and T_d are created. The constants K , T_i and T_d are the concrete values. The outputs $KKNOW$, $TIKNOW$ and $TDKNOW$ can be taken but the resulting values of those outputs are given according to the active rules and then according to the weighted mean.

5 Verification of the Created System

For the experiment the controlled system is selected with a transfer function in the form

$$G_S(s) = \frac{1}{3s^2 + 14s + 18}. \quad (9)$$

For this system two PID controllers are determined, one using only the combination of the Ziegler-Nichols design methods and the second one using the created expert system. Both PID controllers are inserted into a closed feedback loop with an appropriate system and the time response is assessed for the unit step of both closed feedback loops. The timing is displayed in the time response of closed feedback loop with the PID controllers with parameters determined using created knowledge based system and a combination of classical Ziegler-Nichols methods for a unit step (Figure 3).

For evaluation of a time response the 3 % standard deviation from the steady-state value is chosen. For the selected controlled system the difference in the settling time as a

Table 2: Settling time for $A=3$, $B=14$ and $C=18$ (s).

Combination of the Ziegler-Nichols method	Using expert system
4.1	2.4

time response for the unit step is 1.7 second (Table 2). In comparison, the settling times are using expert system about 41 % less. The second very noticeable difference is in the overshoot. Using the PID controller tuned by combination of the Ziegler-Nichols method the overshoot is approximately 24 %. Using PID controller identified by the knowledge based system the time step response is in this case even without overshoot (again 3 % standard for steady state value).

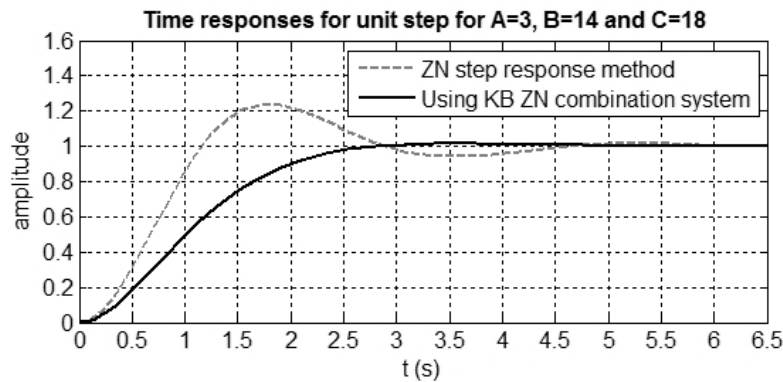


Figure 3: Time responses of the closed feedback loop with a PID controller with parameters determined using the created expert system and combination of the Ziegler-Nichols method for a unit step for $A=3$, $B=14$ and $C=18$.

6 Conclusions

The presented case is only one of the possible examples of using knowledge of classic design method for expert system for tuning parameters of PID controllers. The created expert systems for determining the parameters of a classic PID controller have to be verified using simulation for a selected controlled systems in MATLAB Simulink. It was verified and it was found that it is very usable for systems with the transfer function in shape Equation 4, where the parameter A is rather small while the parameters B and C rather medium or large. In future research some new rules will be added to extend the class of usable controlled systems types. The fuzzy expert system which was created is the new non-conventional tool for design the parameters of PID controllers. In the future research some new rules will be added to extend the class of the usable controlled systems types.

Acknowledgement

This work has been supported by Project SP2012/111, “Data Acquisition and Processing in Large Distributed Systems II”, of the Student Grant System, VSB - Technical University of Ostrava.

References

- [1] ARZEN, Karl-Erik. *An Architecture for Expert System Based Feedback Control*. Automatica, 1989, vol. 25, no. 6, pp 813-827. ISSN 0005-1098.
- [2] BABUŠKA, Robert. *Fuzzy Modeling For Control*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1998. pp 260. ISBN 9780792381549.
- [3] ÅSTRÖM, Karl J., HAGGLUND, Tore. *PID Controllers: theory, design, and tuning*. 2nd Edition. USA, 1995. pp 343. ISBN 1-55617-516-7.
- [4] LEVINE, William S. *The Control Handbook*. Mumbai: Jaico Publishing House, 1999. 2 Volume Set. ISBN 81-7224-785-0.
- [5] BALÁTĚ, Jaroslav. *Automaticke řízení*. 1st Edition. Praha: BEN - technická literatura, 2003. pp 664. ISBN 80-7300-020-2.

Vektorové Řízení PMSM na Simulační Platformě Reálného Času dSPACE

Lukáš POHL

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xpohl01@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento článek se zabývá implementací vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety (PMSM) na simulační platformě reálného času dSPACE. Jsou zde popsány možnosti platformy z hlediska vstupně-výstupních rozhraní a softwarového vybavení simulační platformy nutných k měření regulovaných veličin a k vytvoření potřebných akčních zásahů.

Klíčová slova: PMSM, Vector Control, FOC, dSPACE

1 Úvod

V posledním desetiletí se díky rychlému vývoji nových informačních technologií objevilo mnoho platform pro rychlý vývoj řídicích algoritmů (Rapid Control Prototyping - RCP). V oblasti rychlého vývoje řídicích algoritmů jsou pravděpodobně nejznámější platformy dSPACE (dSPACE GmbH), Rio (NI), Motor Control Development Toolbox (Freescale), Humusoft PCI-Based I/O Boards (Humusoft), VISION (Accurate Technologies Inc.) a mnoho dalších. Tento článek se zaměřuje na platformu dSPACE rozšířenou o výkonovou desku od společnosti Freescale.

2 dSPACE DS1103

Tato simulační platforma reálného času je založena na procesoru PowerPC doplněného o signálový procesor Texas Instruments (TMS320F240). Software lze do platformy nahrát buď přes sběrnici výrobce dSPACE nebo přes síť Ethernet. Vývoj softwaru probíhá v prostředí Matlab Simulink, z něhož je pomocí Real-Time Workshop nástrojů zkompileován a nahrán do cílového zařízení. Výrobce platformy poskytuje knihovnu RTI, která obsahuje funkce pro přístup k jednotlivým periferiím zařízení.



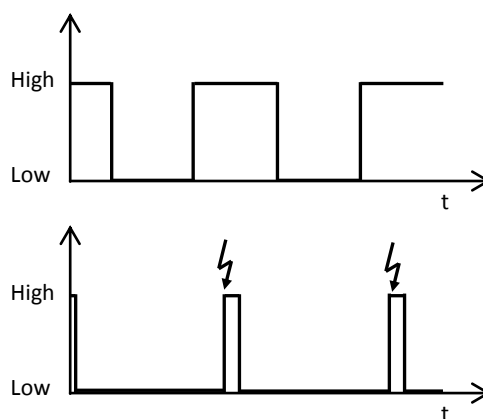
Obrázek 1: Rozšiřující V/V modul dSPACE s výkonovou kartou Freescale a synchronním motorem s permanentními magnety

2.1 Periférie dSPACE pro řízení střídavého motoru

V této části budou popsány vstupně výstupní a jiné moduly platformy dSPACE důležité pro návrh a testování algoritmů vektorového řízení střídavých motorů. Platforma dSPACE je vybavena převodníky analogových signálů na číslové, které jsou použity pro měření statorových proudů a napětí DC sběrnice výkonové karty. Několik číslicových vstupů a výstupů platformy je použito pro obsluhu výkonové karty a pro její kalibraci je použita vestavěná SPI sběrnice. Pro snímání otáček motoru je rotační enkodér připojen k rozhraní určenému ke zpracování tohoto číslicového signálu. Pro vytvoření potřebného akčního zásahu slouží rozhraní PWM připojeného přímo do výkonové desky.

2.1.1 Měření statorových proudů

Pokud použijeme výkonovou desku Freescale, která je vybavena snímacími rezistory pouze v dolní větvi H můstku, tak je v případě řízení střídavého motoru pomocí PWM potřeba dbát na přesné načasování okamžiku měření proudu. Proud danou fází motoru teče pouze pokud je dolní tranzistor otevřený. Protože je otevření a zavření tranzistoru dáno aktuálním stavem PWM, tak je měření samotné spouštěno přerušením generovaným v půlce každého pulsu PWM. Přepočtení napětí měřeného na snímacích rezistorech je převedeno tak, aby fázovému proudu $\pm 4\text{A}$ odpovídalo $\pm 1.65\text{V}$ se stejnosměrnou složkou 1.65V . Kvůli nepřesnostem použitých snímacích rezistorů a zesilovačů na výkonové desce je potřeba tyto hodnoty dále upravit kalibrací pomocí přesnějšího měřicího přístroje tak, aby byl součet fázových proudů roven nule.



Obrázek 2: Generování přerušení od PWM pro měření fázových proudů

2.1.2 Měření otáček motoru

Použitý synchronní servopohon s permanentními magnety je vybaven rotačním enkodérem s možností diferenčního připojení a 1024 pulzy na jednu otáčku motoru. Tento enkodér je vybaven dvěma o devadesát stupňů pootočenými disky, kterými lze docílit generování až 4096 pulzů na jednu otáčku, což přispívá k zvětšení přesnosti měření otáček. V průběhu měření otáček se může stát, že dojde k chybnému rozpoznání impulsu z rotačního enkodéru. Aby nedocházelo k akumulaci této chyby za delší časový úsek, je nutné čítač impulsů každých 360° vynulovat pomocí index pulzu. Vhodnou úpravou signálu z bloku čítače dosáhneme měření rychlosti otáček motoru v požadovaných jednotkách (rad/s). Dalšího zpřesnění měření otáček lze dosáhnout použitím dvou různých metod pro měření rychlosti při vysokých a nízkých otáčkách. Pokud přibližně víme, že jsou otáčky motoru

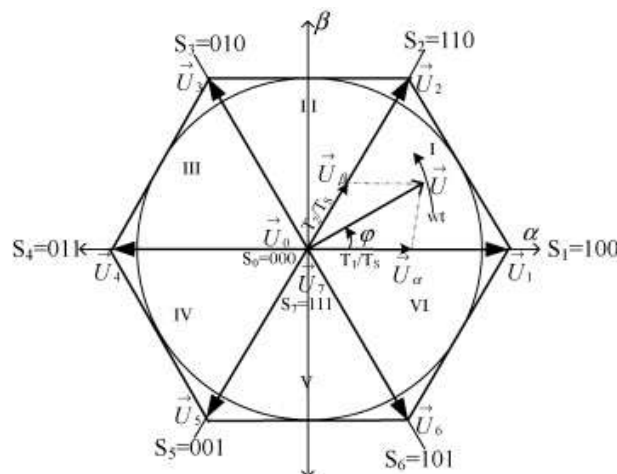
nízké, tak by se rychlost otáčení měla vypočítat z časového intervalu mezi jednotlivými impulzy. Při vysokých otáčkách je naopak vhodnější rychlost počítat pomocí čítání pulsů za daný časový úsek (například jednou za vzorkovací periodu).

2.1.3 Zarovnání rotoru

V případě vektorového řízení v d-q souřadnicovém systému je nutné, aby napěťový vektor složky q byl kolmý na magnetický tok vytvořený permanentními magnety. Aby toto bylo splněno i v počátečním okamžiku řízení (bez použití enkodéru s absolutní hodnotou), je nutné rotor zarovnat na nulový úhel aplikováním jednoho vektoru z tabulky space vector modulace (SVM) odpovídajícím nulové pozici rotoru.

3 Vektorové řízení synchronního motoru

Princip vektorového řízení spočívá ve využití souřadnicových transformací ke zjednodušení rovnic modelu synchronního motoru s permanentními magnety. Nejprve je provedena Clarková transformace, která převede měřené trojfázové veličiny na dvoufázové. Poté je pomocí Parkovi transformace převeden souřadnicový systém pevně spojený s magnetickým tokem statoru na souřadnicový systém spojený s otáčejícím se magnetickým polem rotoru. V případě, že chceme plně využít napětí DC sběrnice je výhodné pro transformaci akčních zásahů použít space vector modulaci (SVM). Princip této metody je zobrazen na Obrázek 3.



Obrázek 3: Space vector modulace [1]

Za použití těchto transformací se rovnice statorových proudů zjednoduší na následující tvar:

$$i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{\omega L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d} \quad (1)$$

$$i_q = -\frac{\omega L_d}{L_q} i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\omega \Psi_f}{L_q}$$

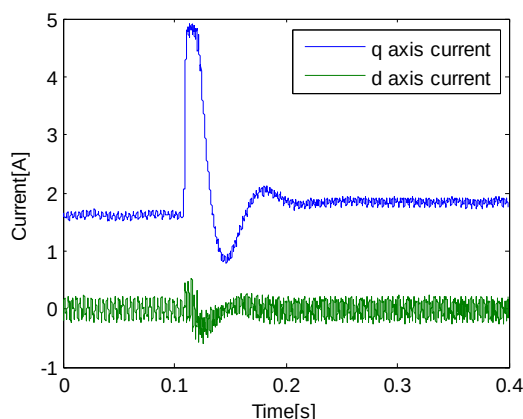
$$p\Omega_m = \frac{1}{J_m} \quad (2)$$

Elektrická rychlost je dána rychlostí mechanickou vynásobenou počtem pólových dvojic $\omega = p\Omega_m$. Velikost elektromagnetického momentu je dána rovnicí:

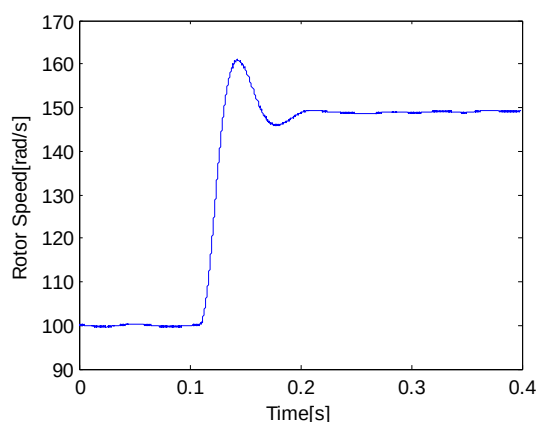
$$T_e = \frac{2}{3} p [\Psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (3)$$

4 Simulace proudových a otáčkových regulátorů

Řízení otáček motoru probíhá v kaskádové struktuře, kde vnitřní smyčka reguluje velikost satorových proudů transformované na vektory d-q souřadnicového systému a vnější smyčka reguluje samotnou velikost otáček motoru. Regulátory byly zvoleny typu PI, hodnota jednotlivých konstant byla získána z přechodových charakteristik proudových smyček jednotlivých d-q složek a poté z přechodové charakteristiky otáčkové smyčky. Počáteční hodnoty byly zvoleny tak, aby odpovídaly fyzickým hodnotám satorového napětí a časovým konstantám motoru. Přechodové charakteristiky výsledných uzavřených smyček jsou zobrazeny na obrázcích Obrázek 4 a Obrázek 5.



Obrázek 4: Přechodová charakteristika proudového regulátoru pro skok o 50 rad/s



Obrázek 5: Přechodová charakteristika otáčkového regulátoru pro skok o 50 rad/s

Tabulka1: Nominální hodnoty PMSM

Veličina	Hodnota
Indukčnost L_d	390 μ H
Indukčnost L_q	470 μ H
Odpor satoru R_s	1.1 Ω
Magnetický tok Φ_f	0.0159 Wb
Moment setrvačnosti J_m	0.08 kg.cm ²
Počet pólových dvojic p	3

5 Závěr

Tento článek popsal možnosti simulační platformy reálného času pro řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Vstupně/výstupní obvody byly rozšířeny o výkonový stupeň Freescale, který poskytuje statorová napětí o dostatečných výkonech pro řízení motoru. Měření otáček bylo provedeno vestavěným modulem pro zpracování signálu z rotačního enkodéru. Řízení otáček bylo navrženo na rovnici v d-q souřadnicovém systému spojeném s rotorovým magnetickým tokem. Vlastnosti výsledné kaskádní regulační struktury byly ověřeny pro skokové změny otáček o hodnotu 50rad/s. Z přechodových charakteristik je zřejmé, že měření proudů a otáček je přesné a velikost šumu má přípustně nízkou hodnotou.

Poděkování

Tento projekt byl podpořen českou grantovou agenturou GA P103/10/0647 "Intelligent Electrical Drives Predictive and Robust Control Algorithms".

Tato publikace vznikla za podpory grantu "Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci " financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6).

Reference

- [1] Lütfü Saribulut, Mehmet Tümay, Robust space vector modulation technique for unbalance voltage disturbances, Electric Power Systems Research, Volume 80, Issue 11, November 2010, Pages 1364-1374, ISSN 0378-7796
- [2] I. Neborák, "Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů", strany 110-142, Ostrava 2002.
- [3] Frgal, P., "3-phase BLDC/PMSM low-voltage motor control drive user manual", Freescale Semiconductor 2008
- [4] D. Basic, F. Malrait, and P. Rouchon, "Initial rotor position detection in PMSM based on low frequency harmonic current injection", Control, pp. 1-7, 2010. J. Clerk Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp.68–73.

ZVYŠOVÁNÍ KONKURENCESCHOPNOSTI HUTNÍCH PODNIKŮ PROSTŘEDNICTVÍM FINANČNÍCH PROSTŘEDKŮ Z OPPI

Andrea SIKOROVÁ a kolektiv

Katedra ekonomiky a managementu v metalurgii, VŠB - TU Ostrava

17. listopadu 15, 708 33 Ostrava-Poruba

E-mail: andrea.sikorova@vsb.cz

Abstrakt:

Článek se zabývá ekonomickým rozvojem České republiky, včetně konkurenceschopnosti průmyslových firem. Popisuje celkové výdaje do výzkumu a vývoje podle podnikatelského sektoru a nastiňuje problematiku nízkého inovačního potenciálu České republiky. Jedním z důvodů nízkého inovačního potenciálu je nedostatek finančních prostředků v oblasti inovací. S cílem zlepšit tento nízký inovační potenciál připravilo Ministerstvo průmyslu a obchodu Operační program Podnikání a inovace. Cílem článku je seznámit hutní podniky s možnostmi čerpání finančních prostředků z OPPI v oblasti výzkumu, vývoje a inovací, a tím zvýšit jejich dosavadní konkurenceschopnost. Článek také demonstuje konkrétní projektové záměry již realizovaných projektů.

Klíčová slova: průmysl, konkurenceschopnost, operační program, programy podpory, inovace, výzkum a vývoj.

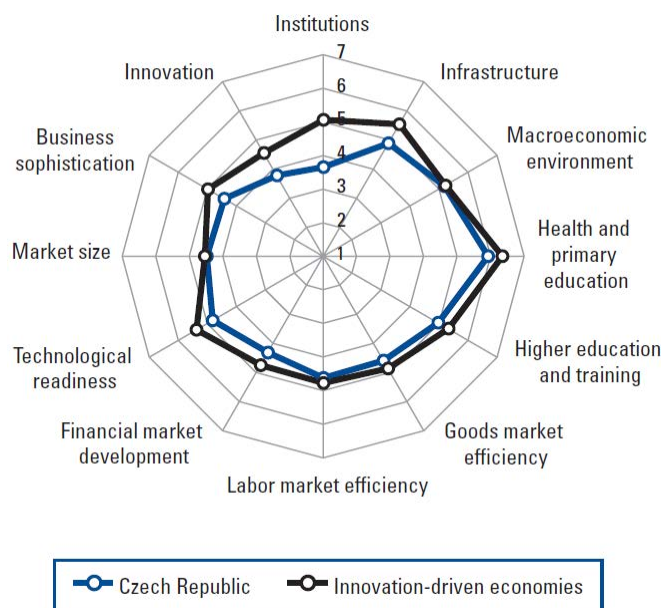
1 Úvod

Česká republika se nachází v období významných změn, které vyplývají ze současné ekonomické krize. Jedním z důležitých faktorů pro českou ekonomiku je nalezení potencionálního zdroje ekonomického růstu, z důvodu snižování dosavadní konkurenční výhody. Z významných faktorů jako jsou zadlužené země Evropské unie nebo krize veřejných financí v USA, vyplývají obavy z příchodu další ekonomické krize.

České průmyslové firmy budou muset pružně reagovat na měnící se požadavky zákazníků a trhu. Přínosem nových myšlenek, jedinečným know-how a snahou být lepší a rychlejší než konkurence. Vývoj lidstva je založen na inovacích, kdy každý subjekt hledá, jak si zjednodušit práci a zrealizovat své myšlenky. Jen ten, kdo bude rychlejší a bude přicházet stále s něčím novým bude dlouhodobě úspěšný, ať se jedná o jednotlivce, tým, firmu nebo společnost.

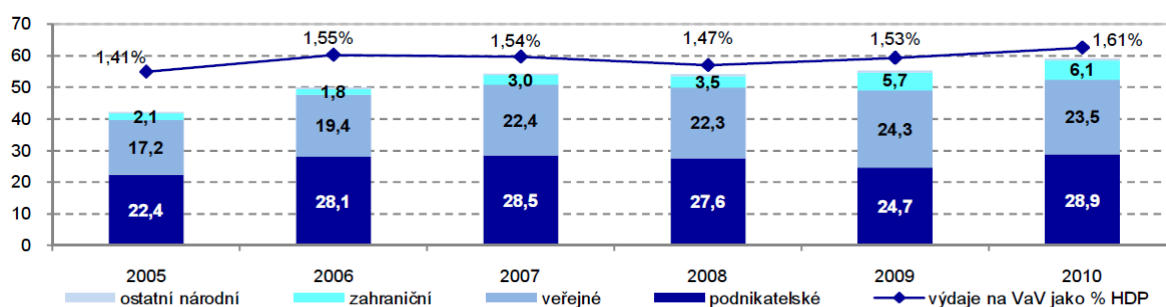
České průmyslové podniky zaostávají za zeměmi Evropské unie, vyplývá to z analýzy společnosti **Berman Group – služby ekonomického rozvoje, s.r.o.**, přesněji z hodnocení inovační konkurenceschopnosti na úrovni zemí podle European Innovation Scoreboard (EIS). Jedná se především o kvalifikované lidské zdroje a nedostatek finančních zdrojů v oblasti inovací.

Podle **The Global Competitiveness Report** o globální konkurenceschopnosti jsou nejkonkurenceschopnější země Švýcarsko, USA a Singapur. Česká republika je na 31. místě a v rámci členských států Evropské unie se řadí na 12. místo viz. graf 1.



Graf 1: Global Competitiveness Index (GCI) 2011-2012 [1]

Klíčovou oblastí pro budoucí rozvoj české ekonomiky je výzkum a vývoj (VaV). V letech 2005 - 2010 byly v České republice vynaloženy tyto celkové výdaje viz. graf 2.



Graf 2: Výdaje na VaV podle zdroje jejich financování (v mld. Kč) [2]

V roce 2010 činily celkové výdaje na vědu a výzkum v České republice 59 mld. Kč. Nejvyšší reálný nárůst výdajů na vědu a výzkum byl v roce 2005 (o 20,6 % roku 2000) a k nevyššímu poklesu došlo v roce 2008, kdy výdaje klesly o 2,1 % ve stálých cenách roku 2000. Nejvyšší vynaložené finanční prostředky na vědu a výzkum (VaV) podle podnikatelského sektoru byly ve zpracovatelském průmyslu. Výkonnost české ekonomiky roste především se zvyšováním produkce, zatímco inovační aktivity jsou omezené. Podle evropského žebříčku Innovation Union Scoreboard je ČR řazena do skupiny středních inovátorů v EU.

Ministerstvo průmyslu a obchodu ve spolupráci s CzechInvestem se snaží nízký inovační potenciál České republiky řešit poskytováním různých forem finančních podpor ze strukturálních fondů EU. V rámci finanční podpory průmyslových firem představuje MPO Operační program podnikání a inovace (OPPI) pro období 2007-2013, který zahrnuje 7 prioritních os a 15 různých programů podpory podnikatelům z řad průmyslových firem, včetně oboru metalurgie.

2 Zvýšení konkurenceschopnosti v průmyslu a obchodu

Cílem Operačního programu Podnikání a inovace je zvýšení v sektoru průmyslu a služeb konkurenceschopnost, podpora inovací, stimulace poptávky po výsledcích výzkumu a vývoje, komercializace výsledků výzkumu a vývoje, podpora podnikatelského ducha a růstu hospodářství založeného na znalostech pomocí kapacit pro zavádění nových technologií a inovovaných výrobků, včetně nových informačních a komunikačních technologií [3].

Operační program Podnikání a inovace čerpá finanční prostředky z Evropského fondu pro regionální rozvoj (ERDF) v letech 2007 – 2013. OPPI je implementován do několika oblastí podpor (viz. tabulka 1), z nichž některé jsou relevantní pro podporu aktivit průmyslového výzkumu a vývoje pro celou ČR s výjimkou hlavního města Prahy. Pro Operační program Podnikání a inovace bylo vyčleněno **3,04 mld. Eur**, tj. cca 11,4 % veškerých prostředků určených z fondů EU pro Českou republiku [4].

Tabulka 1: Operační program Podnikání a inovace [5]

Prioritní osa	Oblast podpory
1. Vznik firem	1.1 Podpora začínajícím podnikatelům
	1.2 Využití nových finančních nástrojů
2. Rozvoj firem	2.1 Bankovní nástroje podpory MSP
	2.2 Podpora nových výrobních technologií, ICT a vybraných strategických služeb
3. Efektivní energie	3.1 Úspory energie a obnovitelné zdroje energie
4. Inovace	4.1 Zvyšování inovační výkonnosti podniků
	4.2 Kapacity pro průmyslový výzkum a vývoj
5. Prostřední pro podnikání a inovace	5.1 Platformy spolupráce
	5.2 Infrastruktura pro rozvoj lidských zdrojů
	5.3 Infrastruktura pro podnikání
6. Služby pro rozvoj podnikání	6.1 Podpora poradenských služeb
	6.2 Podpora marketingových služeb
7. Technická pomoc	7.1 TP při řízení a implementaci OPPI
	7.2 Ostatní TP

2.1 Vznik firem

Pro tuto prioritní osu bylo vyčleněno z fondů EU **15,7 mil. Eur**, tj. 0,4 % OPPI. Smyslem této osy je umožnit drobným podnikatelům zahájit podnikatelský záměr, ať již pořízením nových technologií, dlouhodobého majetku, pozemků, zásob, strojů a zařízení, rekonstrukce budov apod.

2.2 Rozvoj firem

Na prioritní osu 2 je z fondů EU vyčleněno **918,7 mil. Eur**, tj. 25,7 % OPPI. Tato oblast podpory umožňuje podnikatelům pořídit moderní technologie, informační a komunikační technologie, kdy je omezená možnost poskytnutí bankovního úvěru, rekonstrukce, nákup a výstavba budov apod.

Speciální technologie, s.r.o. získala 60 % míru podpory na Rozšíření souboru strojního vybavení za účelem zvýšení efektivnosti výroby společnosti Speciální technologie, s.r.o. – Moravskoslezský kraj. **Výdaje celkem: 2 250 000,- Kč.**

2.3 Efektivní energie

Na prioritní osu 3 je z fondů EU vyčleněno **418,2 mil. Eur**, tj. 11,7 % OPPI. Tato oblast podpory podporuje výstavby a rekonstrukce zařízení na výrobu a rozvod elektrické a tepelné energie vyrobené z obnovitelných zdrojů, modernizace, rekonstrukce a snižování ztrát v rozvodech elektřiny a tepla apod.

FEIFER – kovovýroba spol. s r.o. získala 40 % míru podpory na Snížení energetické náročnosti firmy FEIFER-kovovýroba, spol. s r.o. – Pardubický kraj. **Výdaje celkem: 14 500 000,- Kč.**

2.4 Inovace

Na prioritní osu 4 je z fondů EU vyčleněno **922,0 mil. Eur**, tj. 25,8 % OPPI. Typovým podporovaným projektem v této oblasti podpory je založení nebo rozvoj vývojového centra zaměřeného na výzkum, vývoj a inovace výrobků a technologií apod.

Společnost Tesla Blatná, a.s. získala 36 % míru podpory na Výzkumně-vývojovou laboratoř pro senzory a integrované senzorové sítě – Jihočeský kraj. **Výdaje celkem: 26 000 000,- Kč.**

2.5 Prostředí pro podnikání a inovace

Na prioritní osu 5 je z fondů EU vyčleněno **1 080,9 mil. Eur**, tj. 30,2 % OPPI. Prioritní osa je zaměřena na podporu tvorby kvalitní infrastruktury pro vzdělávání a rozvoj lidských zdrojů, technologických platforem, rozvoje subjektů infrastruktury pro průmyslový výzkum, technologický vývoj a inovace, zakládání a rozvoj podnikatelských inkubátorů a podnikatelských inovačních center (BIC, PIC apod.).

Moravskoslezský automobilový klastr o.s. získal 60 % míru podpory na Rozvoj inovačního potenciálu Moravskoslezského automobilového klastru – Moravskoslezský kraj. **Výdaje celkem: 22 209 000,- Kč.**

2.6 Služby pro rozvoj podnikání

Na prioritní osu 6 je z fondů EU vyčleněno **116,9 mil. Eur**, tj. 3,3 % OPPI. Prioritní osa je zaměřena na rozvoj poradenské infrastruktury založené na místní znalosti potřeb podnikatelů, individuální projekty MSP a projekty seskupení MSP podporující vstup MSP na zahraniční trhy apod.

Firma TL-ULTRALIGHT s.r.o. získala 50 % míru podpory na Zvýšení efektivity řízení společnosti TL-ULTRALIGHT s.r.o. – Královéhradecký kraj. **Výdaje celkem: 480 000,- Kč.**

2.7 Technická pomoc

Na prioritní osu 7 je z fondů EU vyčleněno **105,4 mil. Eur**, tj. 2,9 % OPPI. Tato oblast podpory zahrnuje výdaje související s přípravou, výběrem projektů, monitoring projektů, zpracování studií a analýz, publicita programu, podpora schopnosti potenciálních příjemců čerpat finanční prostředky z programu apod. [6]

3 Podporovaná odvětví

Programy podpory jsou zaměřeny do 53 oborů podle klasifikace NACE 2. Nejvyšší koncentrace projektů je v oborech „Činnosti informačních technologií“, „Výroba a rozvod elektřiny“, „Výroba kovových konstrukcí“, „Výroba strojů a zařízení“, „Výroba pryžových a plastových výrobků“ uvádí tabulka 2.

Tabulka 2: Počet projektů podle oboru NACE 2 a podle vybraných programů OPPI [4]

NACE 2 název	Eko-energie	ICT a strateg. služby	ICT v podniku	Inovace	Marketing	Nemovitosti	Poradenství	Potenciál	Rozvoj	Školící střediska	Celkový součet
Architektonické a inženýrské činnosti		1		12	7		4	3		9	37
Činnosti v oblasti IT		104		21	22		14	1		12	177
Specializované stavební činnosti	15			2	3		1			12	33
Tisk a rozmnožování nahaných nosičů	2		28	6	4	4	3		24	2	73
Velkoobchod, kromě motorových vozidel	7			3	39		12		3		64
Výroba a rozvod elektřiny, plynu, tepla	119			4			3			4	130
Výroba elektrických zařízení	12		24	40	50	9	4	16	16	10	183
Výroba chemických látek	7		15	23	26	5	5	14	14	5	115
Výroba kovových konstrukcí a kovodělných výrobků, kromě strojů a zařízení	27		110	58	74	52	17	17	134	21	512
Výroba nábytku	8		14	1	13	8			16	2	63
Výroba ostatních dopravních prostředků	3		1	10	4	3	2	4		2	30
Výroba ostatních nekovových výrobků	7		15	22	15	3	1	11	19	6	100
Výroba počítačů, elektronických a optických přístrojů a zařízení	5		27	22	25	6	7	21	10	4	127
Výroba pryžových a plastových výrobků	10		35	43	22	21	12	10	38	6	199
Výroba strojů a zařízení j. n.	20		78	86	65	30	5	43	36	27	395
Výstavba budov	10		2		7		16			11	46
Výzkum a vývoj	1	2		21	3	5	1			2	47
Zpracování dřeva.....kromě nábytku	7		16	13	14	12	3	1	20	4	91
Celkový součet všech podpořených NACE	346	127	443	475	508	190	135	170	392	177	3008

Inovace je založená především na vzájemné spolupráci s dalšími subjekty na trhu. Podle požadavků svých zákazníků nebo podniků ze stejného oboru se nové výrobky upravují a uvádějí na trh. Z tohoto důvodu je jednou z podmínek Operačního programu Podnikání a inovace navázání spolupráce či partnerství. V některých programech je však partnerství nepovinné, nicméně podle charakteru programu se jedná o žádoucí jev. Partnerství se většinou uzavírá s veřejnými, soukromými vysokými školami, ale také mezi podnikatelskými subjekty. Agentura pro podporu podnikání a investic **CzechInvest** podporuje podniky tím, že vyhledává a kontaktuje instituce, které by se mohly zapojit do inovačního procesu.

4 Závěr

Hutní podniky se snaží inovovat, ale převažují inovace založené na již existujících znalostech, dále svou konkurenční výhodu podniky staví skrze snižování nákladů, přejímají cizí know-how, spoléhají na vlastní interní zdroje a s univerzitami spolupracují jen minimálně. Takové inovace nebudou přinášet dlouhodobou konkurenční výhodu a vytvářet prostor ke zvyšování ekonomiky. Efektivní inovace spočívají v intenzivní spolupráci s koncovými zákazníky, ve znalosti predikce vývoje trhů, v efektivitě využití dostupných

informací, tzv. absolutní inovace, která přináší dlouhodobou konkurenční výhodu. Cílem je využít oblasti, kde existuje vývojový a inovační potenciál, který může být využitý v nových výrobcích a technologiích. K prvnímu kroku, může sloužit Operační program Podnikání a inovace, který průmyslovým firmám nabízí finanční prostředky, které jsou v oblasti inovací nedostatečné, včetně pravidel a podmínek, které mohou být základem k efektivní inovaci, ať již v efektivní spolupráci s podniky nebo univerzitami ve formě povinného partnerství.

Průmyslový výzkum a vývoj nepodporuje pouze Ministerstvo průmyslu a obchodu, ale také Technologická agentura České republiky, která podporuje využívání veřejných prostředků do výzkumu, vývoje a inovací s cílem přispět k dosažení strategických ekonomických a společenských cílů ČR [7]. Podle **Národní inovační strategie České republiky** (2011) je zapotřebí propojit nové znalosti získané prostřednictvím aplikovaného výzkumu a vývoje vedoucí k technologickému řešení konkrétních potřeb a problémů, již v průběhu inovačního procesu, a tím docílit rozšiřující celkovou úroveň poznání. Získat nové znalosti z trhů prostřednictvím interakce se zákazníky, dodavateli, konkurenty, ale také znalosti o fungování vnitrofiremního prostředí, umožňují identifikovat nové příležitosti a nacházet efektivní způsoby jejich využití pro budování konkurenční výhody a pozice firmy na trhu [8].

Výzkum a inovace patří mezi nejdůležitější priority programu Evropské unie. Nabídka finančních prostředků z EU umožní pracovníkům ve výzkumu a inovacích, aby spojili své úsilí při hledání řešení nejzávažnějších problémů současnosti, jako je hospodářský růst a zaměstnanost.

Poděkování

The research has been supported by Czech Science Foundation under the project GA P103/10/0647 "Intelligent Electrical Drives Predictive and Robust Control Algorithms".

Reference

- [1] WORLD ECONOMIC FORUM. *The Global Competitiveness Report 2011-2012*. Geneva Switzerland 2011.
- [2] ČESKÝ STATISTICKÝ ÚŘAD. *Ukazatele výzkumu a vývoje 2010*. Praha: ČSÚ 2010.
- [3] AGENTURA PRO PODPORU PODNIKÁNÍ A INVESTIC CZECHINVEST. *OP Podnikání a inovace*. Available at <http://www.czechinvest.org/co-je-to-oppi>.
- [4] BERMAN GROUP – služby ekonomického rozvoje, s.r.o. *Analýza věcných priorit a potřeb jednotlivých oblastí v působnosti MPO pro zaměření podpory ze strukturálních fondů EU v příštím programovacím období (2014+)*. Available at <http://www.mpo.cz/dokument82084.html>.
- [5] MINISTERSTVO PRŮMYSLU A OBCHODU. *OP Podnikání a inovace*. Praha: MPO 2010.
- [6] STRUKTURÁLNÍ FONDY EU. *OP Podnikání a inovace*. Available at <http://www.strukturalni-fondy.cz/getdoc/665a13aa-e1ff-484d-ab28-84e90b454c89/OP-Podnikani-a-inovace>
- [7] TECHNOLOGICKÁ AGENTURA ČESKÉ REPUBLIKY. Available at <http://www.tacr.cz/o-ta-cr/technologicka-agentura-cr/>
- [8] MINISTERSTVO PRŮMYSLU A OBCHODU. *Národní inovační strategie České republiky*. Available at <http://www.mpo.cz/dokument91200.html>
- [9] AGENTURA PRO PODPORU PODNIKÁNÍ A INVESTIC CZECHINVEST. *OP Podnikání a inovace*. Available at <http://www.czechinvest.org/uspesne-projekty-oppi>
- [10] SYNEK, M. *Manažerská ekonomika*. 4. vyd. Praha: Grada Publishing, a.s., 2007.
- [11] ZUZÁK, R. *Strategické řízení podniku*. 1. vyd. Praha: Grada Publishing, a.s., 2011.

LQR regulace inverzního kyvadla

Zdeněk SLANINA, Štěpán OŽANA, Martin PIEŠ, Petr KRÁL

Katedra kybernetiky a biomedicínského inženýrství, VŠB-TU Ostrava
17. listopadu 15, 708 33 Ostrava

E-mail: zdenek.slantina@vsb.cz, stepan.ozana@vsb.cz, martin.pies@vsb.cz

Abstrakt/Abstract:

Tato práce se zabývá návrhem a realizací regulátoru pro fyzikální model lineárního inverzního kyvadla. Součástí práce je konstrukce fyzikálního modelu kyvadla, u kterého je cílem udržet tyč umístěnou na vozíku ve vertikální poloze. Pro vytvoření fyzikálního modelu kyvadla je provedeno odvození jeho dynamiky na základě Lagrangeových rovnic a také simulace uzavřené regulační smyčky. Tato analýza je pak použita pro řízení reálného fyzikálního modelu kyvadla realizovaného s využitím MATLAB&Simulink+RT Toolbox s měřicí kartou MF624 a dále pro programovatelný automat WinPAC-8000+ řídicí systém REX.

Klíčová slova: Inverzní kyvadlo, LQR regulátor, Kalmanův filtr, Matlab/Simulink, WinPAC, REX

1 Úvod [1]

Inverzní kyvadlo je klasickým problémem v teorii řízení. Jedná se o systém, který je nestabilní a nelineární. Princip inverzního kyvadla se používá například u různých robotů, navádění řízených raket nebo také u známého vozítka Segway apod.

Princip inverzního kyvadla lze demonstrovat na tyči připevněnou přes pohyblivý kloub na vozíku, který se pohybuje pouze dvěma směry, doleva a doprava. Cílem je pomocí pohybu vozíku udržovat tyč ve vzpřímené poloze. Udržet tyč ve vztyčené poloze je bez působení vnější síly nemožné. Pokud přemístíme tyč z její spodní stabilní polohy do horní nestabilní, začne bez působení vnější síly okamžitě padat.

Úkolem tedy je vytvořit řízení, které by působením síly na vozík udržovalo tyč ve vzpřímené poloze. Také je nutné, aby bylo kyvadlo odolné proti působení vnější síly (rušení) na kyvadlo. Řídicí systém musí dostatečně rychle a přesně reagovat a přes akční mechanismus působit na vozík silou tak, aby byla tyč vždy ve vzpřímené poloze. Existuje více verzí a provedení systémů inverzního kyvadla. Je např. možné balancovat dvojitou tyč a místo lineárního pohybu použít pohyb rotační.

Nejprve je provedena identifikace modelu prostřednictvím matematického popisu a analýza takto popsaného modelu. V další části je popsána konstrukce reálného modelu inverzního kyvadla, jeho mechanické vlastnosti, popis jednotlivých částí modelu a návrh HW elektroniky řízení. Dále je popsán návrh řídicího algoritmu v prostředí Matlab/Simulink, jeho simulace a realizace takto navrženého řízení na skutečném modelu, včetně vizualizace modelu v programu V-Real Builder. Řídicí algoritmus je implementován na platformu programovatelného automatu WinPAC + REX.

2 Identifikace modelu

Aby bylo možné analyzovat dynamické vlastnosti navrženého modelu inverzního kyvadla, je nejprve nutné sestavit matematický model, soustavu identifikovat. Matematický popis je získán metodou Lagrangeových rovnic druhého druhu a je vytvořen na základě [2]. Z odvozených pohybových rovnic je sestaven vnitřní stavový popis modelu a následně

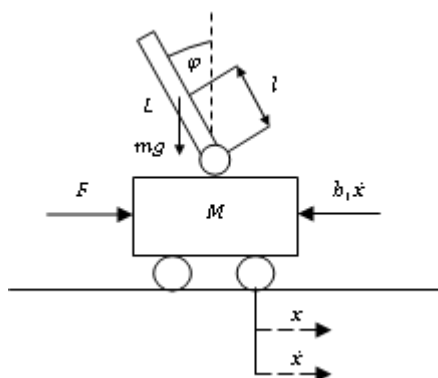
navrženo vhodné řízení modelu. Na základě těchto zjištění bylo možné realizovat řízení fyzikálního modelu.

Langrangeovy rovnice druhého druhu představují nejrozšířenější metodu analytické mechaniky pro sestavování pohybových rovnic složitějších mechanických systémů, které lze uvažovat jako soustavu hmotných obecně mezi sebou vázaných a konajících obecný prostorový pohyb. Postup sestavení matematického modelu pomocí Langrangeových rovnic nachází uplatnění při modelování robotů, manipulátorů, zařízení s více stupni volnosti. [3]

Odvození Langrangeových rovnic druhého druhu vychází z principu virtuálních prací, podle kterého je soustava v rovnováze, je-li virtuální práce všech působících sil v soustavě nulová.

$$\delta w = \sum_{i=1}^n Q_i \delta q_i = 0 \quad (1)$$

kde Q_i je zobecněná síla působící ve směru i -té souřadnice, q_i - i -tá zobecněná souřadnice. Po nezbytných úpravách je možné sestavit fyzikální model a definovat základní parametry, viz. Obr. 1.



Obrázek 1: Schéma inverzního kyvadla

Význam jednotlivých veličin je následující:

- m ...hmotnost kyvadla
- J ...moment setrvačnosti kyvadla vůči ose otáčení
- L ...délka tyče
- M ...hmotnost vozíku
- F ...síla
- φ ...úhel kyvadla
- x ...poloha vozíku
- l ...vzdálenost k těžišti tyče
- b_1 ...tření vozíku
- b_2 ...tření tyče

Nezbytné úpravy vedou ke dvěma pohybovým rovnicím (2), (3), které jsou nelineární a proto musí být v blízkém okolí pracovního bodu provedena linearizace (4), (5).

$$(M + m)\ddot{x} + m\ddot{\varphi} \cos \varphi - m\dot{\varphi}^2 \sin \varphi = F - b_1\dot{x} \quad (2)$$

$$J\ddot{\varphi} + m\ddot{x} \cos \varphi = mgl \sin \varphi - b_2\dot{\varphi} \quad (3)$$

$$(M + m)\ddot{x} + m\ddot{\varphi} = F - b_1\dot{x} \quad (4)$$

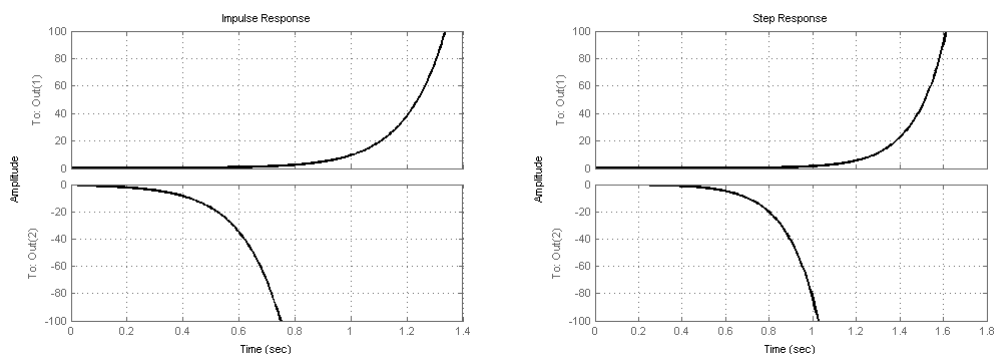
$$J\ddot{\varphi} + m\ddot{x} = mgl\varphi - b_2\dot{\varphi} \quad (5)$$

Dalšími úpravami lze dojít ke stavovým rovnicím. Pro konkrétní realizovaný model jsou to následující matice vnitřního popisu (6). V tabulce jsou dále uvedeny konkrétní hodnoty modelu a následující obrázky analyzují daný model. Z obrázku rozložení nul a pólů je patrná nestabilita celé soustavy.

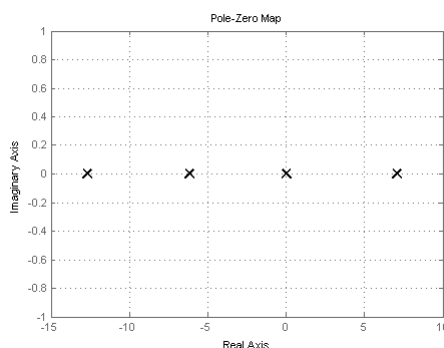
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-jb_1}{jmen} & \frac{-m^2 l^2 g}{jmen} & \frac{b_2 ml}{jmen} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{mlb_1}{jmen} & \frac{mgl(M+m)}{jmen} & \frac{-b_2(M+m)}{jmen} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ J \\ 1 \\ -ml \\ jmen \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Tabulka 1 – Parametry modelu kyvadla

Značka	Popis	Hodnota	Jednotka
M	Hmotnost vozíku (bez kyvadla)	0,248	kg
m	Hmotnost kyvadla	0,078	kg
b_1	Tření vozíku	3,01	$Nm^{-1}s^{-1}$
b_2	Tření tyče kyvadla	0.01	$Nm^{-1}s^{-1}$
L	Délka tyče	0,3	m
J	Moment setrvačnosti tyče	0,00234	$kg.m^2$



Obrázek 2: Odezva systému na jednotkový impuls a jednotkový skok



Obrázek 3: Rozložení nul a pólů

2.1 Konstrukce modelu inverzního kyvadla

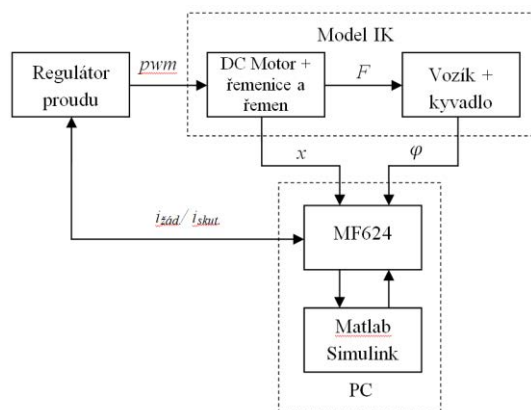
Samotný model byl nejprve navržen v programu SketchUp, který umožnil odhalení konstrukčních parametrů a případně chyb. Model je založen na vozíku, který se pohybuje prostřednictvím kuličkových ložisek po vodivých tyčích. Samotné kyvadlo je umístěno tak, ať je umožněn pohyb v celém rozsahu 0-360°. Délka modelu je cca 90cm, přičemž délka dráhy vozíky přesně 70cm. Model je vyroben z duralu.



Obrázek 4: Porovnání návrhu s reálným modelem inverzního kyvadla

2.2 Návrh řízení modelu [1]

Na obrázku 5 je blokové schéma řízení inverzního kyvadla. Snímač úhlu natočení kyvadla umístěný na vozíku je stejně jako poloha vozíku snímán inkrementálním optoelektrickým snímačem. Poloha vozíku je získávána snímačem upevněným přímo na motoru. Tyto signály jsou připojeny do měřicí karty MF624 zapojené v počítači. Výstupní signál (žádaná hodnota proudu) je v Simulinku převeden na napětí 0-7V a je z této karty přiveden do regulátoru proudu, který na základě vzniklé regulační odchylky mezi žádanou a skutečnou hodnotou proudu působí akčním zásahem (PWM signálem) na motor. Motor pak prostřednictvím řemenic a řemenu působí silou F na vozík. Řídicí algoritmus je implementován v prostředí programu Matlab/Simulink.



Obrázek 5: Blokové schéma modelu inverzního kyvadla

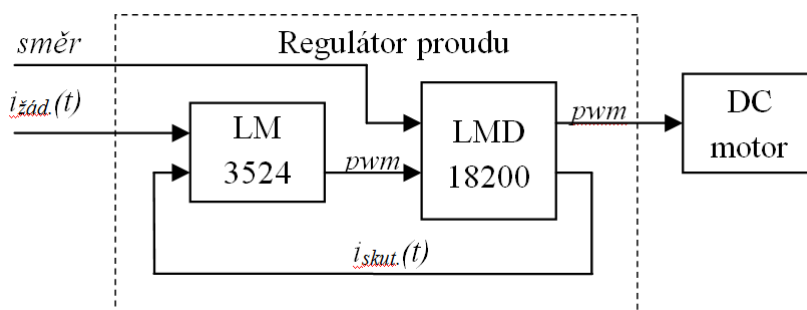
Pohyb vozíku je zajištěn stejnosměrným motorem s permanentním magnetem. Výhody použití tohoto typu motoru jsou především v relativně snadné regulaci a tím i snadnějšího návrhu regulátoru, v poměru výkon/hmotnost, ceně a také široké nabídce. Výhodou u těchto pohonů také je, že budicí magnetický tok je kolmý na směr proudu kotvy a motor tak vyvíjí vždy maximální moment. Nevýhodou stejnosměrných motorů je nutnost použití komutátoru a sběrného ústrojí, které vyžaduje údržbu. Je také zdrojem elektromagnetického rušení.

Pro odměřování polohy vozíku i úhlu kyvadla je použito inkrementálního snímače HEDM-5500J12 (obr.13). Pracuje na optoelektrickém principu. Zdrojem světla jsou LED diody, dále obsahuje integrovaný obvod s detektory, výstupní obvod a kódovací kotouč, který se otáčí mezi zdrojem a detektorem světla. Pohyb je tak převeden na odpovídající elektrické

impulsy, přičemž počet impulsů odpovídá velikosti změny polohy a frekvence impulsů rychlosti pohybu.

Pro řízení stejnosměrného motoru modelu IK je nutné regulovat jeho moment. Moment generovaný motorem je přímo úměrný proudu procházejícího vinutím rotoru $T = K_M i$, kde K_M je momentová konstanta. Její hodnotu lze zjistit z katalogového listu výrobce. Moment motoru tedy řídíme změnou proudu rotoru. Blokové schéma (obrázek 6) znázorňuje princip řízení momentu stejnosměrného motoru.

Do regulátoru jsou přivedeny dva signály, z analogového výstupu karty MF624 žádaná hodnota proudu (0-7V) a z digitálního výstupu žádaný směr. Skutečná hodnota proudu je přes rezistor převedena na napětí 0-7V a přivedena na neinvertující vstup OZ regulační odchylky. Na základě vzniklé regulační odchylky je generován PWM signál s patřičnou střídou. Ten je dále přiveden na vstup PWM výkonového prvku LMD18200 a podle logiky vstupních signálů jsou spínány výstupní výkonové tranzistory H-můstku, které slouží pro řízení proudu procházejícího vinutím rotoru a jeho směru.



Obrázek 6: Blokové schéma řízení momentu stejnosměrného motoru

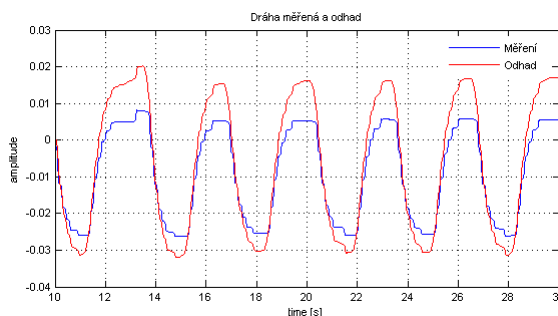
LM3524 je tedy regulovatelný PWM modulátor. LMD18200 je čtyřkvadrantový můstek pro regulaci stejnosměrných a krokových motorů s proudem cca 3A. Pro měření regulaci je použita DAQ karta Humusoft MF624.

2.3 Návrh LQR řízení

Vzhledem k tomu, že se v případě úlohy inverzního kyvadla jedná o řízení soustavy SIMO (Single Input Multiple Output) s jedním vstupem a dvěma výstupy, je použití standardních typů regulátorů (PI, PID) nevhodné a bylo by možné regulovat pouze jeden výstup (úhel kyvadla), nebo využít spojení dvou regulátorů. Mnohem vhodnějším řešením je použití zpětnovazebního stavového LQ řízení. Úlohou regulátoru inverzního kyvadla je, aby v konečném čase převedl daný stav systému do nulového stavu, což je jednou ze základních úloh LQ řízení.

Pro řízení modelu IK byl navržen LQR regulátor. Jedním z předpokladů u návrhu LQR regulátoru je dostupnost všech stavů systému ve zpětné vazbě. To ovšem v praxi nelze vždy splnit a platí to i pro tento model inverzního kyvadla, kde jsou přímo měřitelné pouze dva stavy, dráha vozíku a úhel natočení kyvadla. Pro rychlost vozíku a úhlovou rychlost kyvadla je nezbytné použít pozorovatele. Jako odhadce neměřených stavů soustavy byl zvolen Kalmanův filtr.

Navržený regulátor byl implementován nejprve v programu Matlab a Simulink, posléze v systému REX, v obou případech s vizualizací regulace. Výsledky regulace jsou patrné z obrázku 7, kde je porovnán průběh měřené a odhadnuté dráhy vozíku.



Obrázek 7: Průběhy měřené a odhadnuté dráhy vozíku

3 Závěr

Cílem popsané práce, která vznikla řešením diplomové práce [1], bylo vytvoření reálného modelu lineárního inverzního kyvadla a vybraného způsobu řízení. Výsledkem je reálný funkční model inverzního kyvadla s hardwarovou podporou, díky které lze model připojit nejen k měřicím kartám (Humusoft MF624), ale i k moderním programovatelným kontrolérům (WinPAC), apod. Byla provedena identifikace a analýza modelu, která vedla k vybranému způsobu regulace, který je po realizační stránce plně funkční. Momentálně se začíná řešit další zajímavý problém, který se týká automatického přechodu ze stabilního stavu do kýžené polohy ramena. Motivací této práce je především edukační, protože model samotný není složitý a tak je možné navrhovat různé způsoby regulace za pomoci inženýrských nástrojů (Matlab). Vzhledem k ceně komerčně dostupných modulů je také možné poskytnout licenci na využití tohoto modelu, včetně dostupných realizovaných regulačních algoritmů a dokumentace.

Poděkování

Tento článek byl podpořen grantem „Řízení technologických soustav s OAZE zajišťujících nezávislý dlouhodobě udržitelný rozvoj komplexních systémů“ Studentské grantové agentury, VŠB-TU Ostrava.

Reference/References

- [1] Král, P.: Regulace Inverzního kyvadla. Diplomová práce, 2012. VŠB-TU Ostrava.
- [2] Ožana, Š.: Syntéza regulačních obvodů: učební text. Ostrava: Vysoká škola báňská, plánované vydání 2012.
- [3] Noskievič, P.: Modelování a identifikace systému. 1. vyd. Ostrava: MONTANEX, a.s., 1999.276 s. ISBN 80-7225-030-2

ZKVALITNĚNÍ STÁVAJÍCÍCH ZAPOJENÍ PRO OSVĚTLENÍ ŽELEZNIČNÍCH MODELOVÝCH VOZIDEL

Miroslav UHER

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké učení technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xuherm02@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento příspěvek představuje modulární koncepci návrhu zapojení osvětlení pro železniční modelová vozidla provozovaná v klasickém systému napájení. Navržená koncepce se snaží o použití moderních přístupů pro dosažení vysoké užitné hodnoty osvětlení a nadstandardního komfortu ovládání při zachování rozumné ekonomické náročnosti projektu. V článku jsou předloženy dvě varianty koncepce lišící se mezi sebou ovládáním osvětlení. Součástí návrhu bylo ověření stability zvoleného zapojení zdroje konstantního proudu a vyrobení a praktické otestování prototypu desky osvětlení postaveného na základě jednodušší z obou popsaných variant návrhu. Na základě testování bylo potvrzeno, že je koncepce pro klasický způsob napájení výhodná a může být prakticky využita.

Klíčová slova: železniční modelářství, osvětlení, zdroj konstantního proudu

1 Úvod

Železniční modelářství je oborem zájmové činnosti, která se snaží do jisté míry napodobit skutečnou železnici. V železničním modelářství lze rozlišit tři základní oblasti zájmu. První oblast je zaměřena na modelování krajiny, komunikací, drážních a civilních staveb. Druhou oblastí spadající do železničního modelářství je vlastní stavba kolejových vozidel, někdy je neprávem za železniční modelářství označována právě jen tato oblast. Konečně třetí oblastí je modelování železničního provozu, kdy je spíše než vozidlům a krajině věnována pozornost řídicím a ovládacím systémům, které napodobují činnosti na skutečném zabezpečovacím zařízení železnice [1]. Obor železničního modelářství začal vznikat již v období 19. století, tedy velmi krátce po vzniku samotné železniční dopravy v tom pojetí, v jakém ji známe do dneška. Samotný počátek železniční dopravy se klade do roku 1829, kdy byla Robertem Stephensonem sestrojena a veřejnosti představena lokomotiva nazvaná Raketa. Modely vlaků byly zpočátku vytvářeny pouze ve větších velikostech a byly výsadou spíše majetnějších vrstev obyvatelstva [2]. Výrobky pro modelovou železnici se zvláště v období po druhé světové válce začaly díky strojové výrobě a nižším cenám stávat masovější záležitostí. S tím, jak se během tohoto období zlepšovaly výrobní technologie, pozorujeme až do dnešní doby postupný vývoj, který vedl k větší věrnosti vyráběných modelů a k dosazování řady efektů, například zvukových či kouřových. Vývojem prošlo proto také osvětlování modelů železničních vozidel a v dnešní době je pro dosažení působivého efektu jízdy s rozsvícenou soupravou osvětlení železničních modelů velmi hojně instalováno.

Za osvětlení železničních modelů považujeme veškeré osvětlovací prvky instalované ve vozidle. Tyto prvky slouží zvláště k imitaci vnitřního osvětlení interiéru osobních vozů klasické stavby, netrakovních jednotek, motorových vozů a popřípadě k napodobení osvětlení strojovny a stanovišť strojvedoucího lokomotiv. Nedílnou součástí osvětlení je také realizace čelových reflektorů lokomotiv, motorových a řídicích vozů a realizace koncového osvětlení, které může být rozsvíceno na jakémkoli železničním vozidle z výše uvedeného výčtu (výjimku tvoří nákladní vozy). U továrně vyráběných trakčních vozidel se za standart

považuje dosazené osvětlení čela modelu a koncové osvětlení, které se mezi sebou automaticky přepínají podle směru jízdy. U vozů je ale dnes situace jiná a vnitřní osvětlení obvykle není z výroby nainstalováno, většinou je však k danému typu vozidla k dostání osvětlovací sada, se kterou lze vůz dodatečně osvětlit. Důvod tkví ve skutečnosti, že se cena dodávané osvětlovací sady obvykle pohybuje v intervalu 50-100% ceny nového vozu, tato sada zároveň nemusí splňovat všechna očekávání a ne vždy je její nasazení vhodné. Vzhledem k počtu vozů, které je obvykle nutno pro dosažení potřebného efektu osvětlit, bývá totiž osvětlení modelových vozidel zpravidla velmi nákladnou záležitostí a modelář se proto může rozhodnout, zda si osvětlení do vozu vůbec bude instalovat.

Na poli osvětlovací techniky bylo v modelové železnici velmi rychle upuštěno od používání klasických žárovek a jako osvětlovací prvek se téměř výhradně používají LED. Zcela výjimečně můžeme ještě miniaturní žárovky nalézt ve velmi levných modelech. V počátcích se používaly LED klasické vývodové konstrukce, nyní se v modelech objevují spíše LED v různých pouzdrech určených pro povrchovou montáž (PLCC2, 1206, 0805 i 0603). Přechod od žárovek urychlily zejména skutečnosti, že LED jsou k dispozici v menších pouzdrech vhodnějších pro zástavbu do vozu, mají relativně malé ztrátové teplo, které by jinak mohlo zničit plastové modely, a jsou k dispozici vhodné barvy. Výhodnou vlastností zvláště u bílé barvy LED je možnost volby temperovaného odstínu – k dispozici jsou již běžně ve všech velikostech odstíny studené a teplé bílé. Studená bílá je vhodná pro imitaci zářivkového osvětlení zvláště u osobních vozů s velkoprostorovým uspořádáním interiéru, teplá bílá se pak výborně hodí pro imitaci žárovkových reflektorů na čelech trakčních či řídicích vozidel a obecně k imitaci žárovkového osvětlení. Je vhodné také různé odstíny LED kombinovat, tak jako v praxi nemusí být ve vozech nainstalovány všechny zářivky stejné a odstíny se pohybují od studené bílé, přes zelenou (rtuťové výbojky) až ke žlutooranžové (sodíkové výbojky).

Při výběru osvětlovací techniky vozu hraje dnes největší roli způsob napájení vozidel na kolejišti. Pro napájení se v zásadě používají dva způsoby. Prvním z nich je klasický způsob, zvaný též úsekový [1] (dále existují způsoby pro více napáječů – vlakový a skupinový, tyto systémy jsou však variantní k úsekovému, proto se jimi nebudu v tomto přehledu zabývat). V tomto klasickém systému je pomocí přerušení kolejnic vytvořena řada úseků, každý úsek je možné nezávisle připojit k napájecí a může na něm stát pouze jediné hnací vozidlo. Rychlost hnacího vozidla je v tomto případě regulována pomocí velikosti napájecího napětí a změna směru jízdy se děje prostřednictvím změny polarity tohoto napětí. Druhým užívaným systémem jsou systémy tzv. digitálního řízení. V těchto systémech jsou kolejnice napájeny trvalým napětím s obdélníkovým průběhem a na tomto průběhu je superponována digitální informace dle použitého kódování a protokolu, která uvádí do pohybu nebo naopak zastavuje trakční vozidlo. Použitá vozidla však v sobě musí mít nainstalovaný digitální dekodér kompatibilní se zvoleným systémem. Kolejiště tak nemusí být pro použití více hnacích vozidel děleno na více úseků a rychlost a směr vozidel je ovládána digitálně pomocí instrukcí adresovaných přímo danému vozidlu, resp. jeho dekodéru. Tendence je spíše v používání digitálních systémů, protože tyto umožňují použití dalších přídatných funkcí, například standardní funkcí lokomotivního dekodéru jsou výstupy dimenzované právě pro osvětlení hnacího vozidla nebo v případě použití lepších dekodérů a vestavěného reproduktoru lze realizovat navíc velmi populární funkci přehrávání zvuků trakčního vozidla. Pro osvětlení netrakčních vozidel v digitálních systémech řízení již také existují speciální dekodéry, které využívají moderní technologie. Pro vnitřní osvětlení vozů zde lze využít zjednodušených zapojení využívajících trvalou přítomnost napájecího napětí v kolejnicích. Informace o směru vozidla pro koncové osvětlení je však ztracena (s výjimkou speciálního případu) a bez dekodéru ji nelze získat. Tyto dekodéry však mohou poskytovat mimo osvětlení i další

funkce, ve větších měřících se například již setkáváme s vozy, které mohou prostřednictvím těchto dekodérů ovládat i otevírání dveří. Na druhou stranu je však také nutné podotknout, že instalace periférií a řídicího systému je s digitálním systémem řízení kolejíste zcela jistě nákladnější, zvláště výrazně je to vidět u větších klubových kolejíšť. Otázkou také zůstává, jakým směrem se bude vývoj digitálního řízení ubírat a zda změna používaných standardů nebude znamenat další investice do kolejíšť. Předložený článek se proto bude zabývat zkvalitněním stávajících zapojení osvětlení pro klasický systém napájení kolejíšť, který navzdory nezadržitelnému vývoji na kolejíštích stále přetrvává a kde vývoj v podstatě nepokračuje. Přesto jak bude ukázáno dále, má i klasický způsob v kombinaci s modernějšími napájecími zdroji stále velký potenciál.

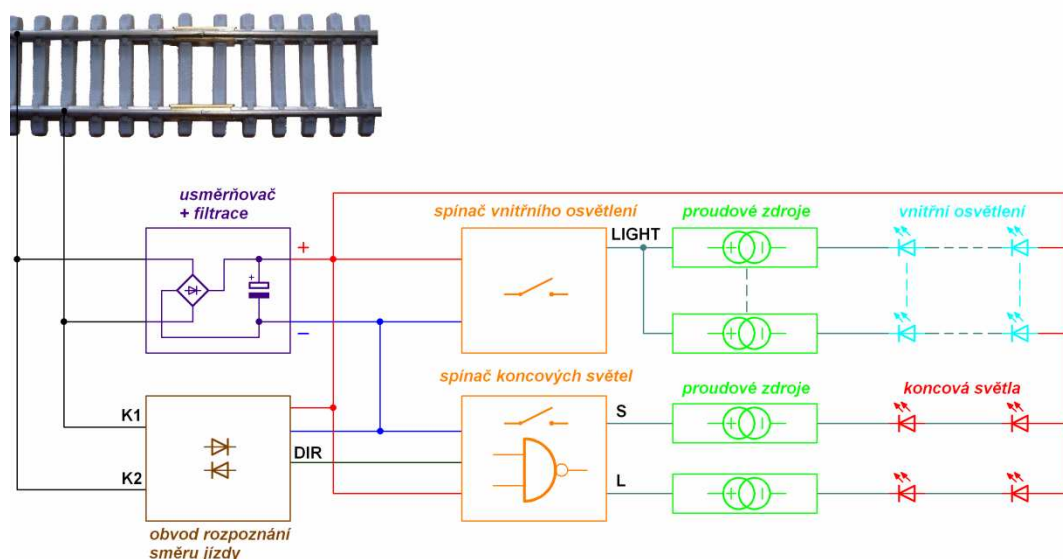
2 Návrh koncepce osvětlení pro klasický napájecí systém

I přes to, že se klasický úsekový systém napájení používá již velmi dlouho, doznalo také v této oblasti napájení trakčních vozidel významného pokroku. Dříve se ponejvíce využívala regulace napětí pomocí jezdce, který se pohyboval po odizolovaném sekundárním vinutí transformátoru, regulace byla tedy možná pouze skokově, kde nejmenší možná změna napětí byla rovna napětí na závitu sekundárního vinutí. Tento typ regulace přetrvával v regionu střední Evropy hlavně díky nejrozšířenějším napáječům pro modelovou železnici FZ1 a F2 vyráběným v bývalé NDR. Tato regulace však ze své podstaty neposkytovala vůči osvětlení dobré vstupní podmínky. Obecně je největší nevýhodou lineární regulace skutečnost, že v intervalu ve kterém je nutné napětí regulovat (cca 4-12 V), mají osvětlovací prvky nevýhodnou vyzařovací charakteristiku a intenzita osvětlení je silně závislá na velikosti napájecího napětí. Pro rozšíření intervalu napětí, ve kterých bude osvětlení pracovat, není proto ani možné u této regulace trakčního napětí řadit LED do série, takže zapojení není příliš efektivní. Klasický systém také neumožňuje mít sepnuté osvětlení ve stojící soupravě. Ve stávajících zapojeních bylo osvětlení stojícího vozidla v soupravě prakticky realizováno pouze pomocí nabíjení kondenzátorů o velkých kapacitách. To s sebou přinášelo prostorové problémy při umísťování elektrolytických kondenzátorů potřebné kapacity. Dále se pro trvalé osvětlení vozidel využívalo funkčních trolejových trakčních vedení. Tento systém byl ale spojen s omezením použití pouze na modely lokomotiv v elektrické trakci a přinášel nekomfortní propojení trakčního vozidla se spřaženými netrakčními vozidly.

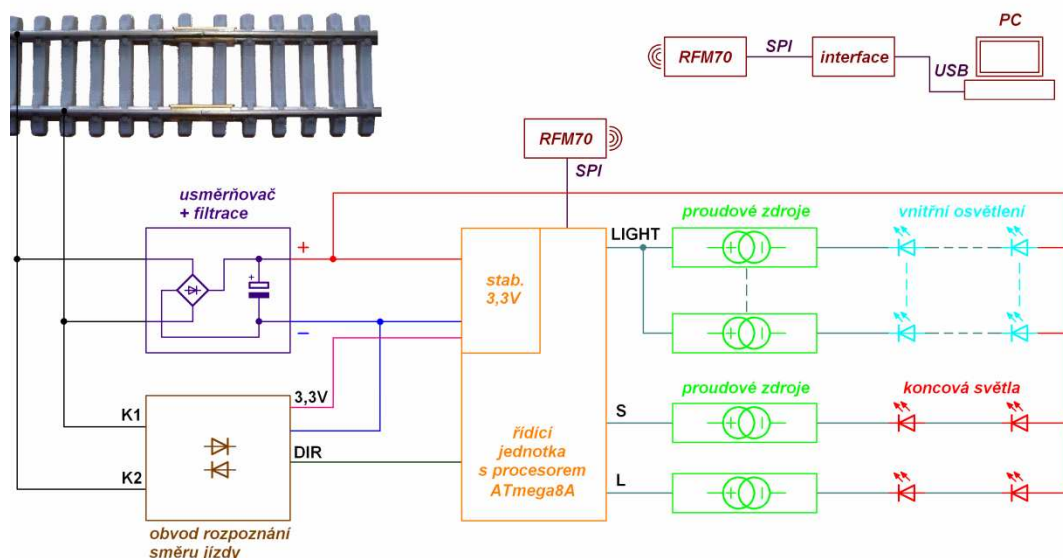
Pokrok v oblasti regulace trakčního napětí nejenom pro modelovou železnici je reprezentován především používáním pulsních napájecích zdrojů, které pracují na principu pulsně šířkové modulace (PWM). Tato regulace má mnoho výhod, z hlediska koncového uživatele je nejpríjemnější vlastností zachování dostatečného točivého momentu již od velmi nízkých otáček motoru, čehož bývá v modelové železnici velmi často využíváno pro pomalou jízdu modelů. Při PWM regulaci dochází k připojování špičkové hodnoty přímo na kolej a to nezávisle na střídě signálu (v případě modelové železnice to bývá 12-15 V, v závislosti dle počítaných ztrát), tato vlastnost se jeví jako velmi výhodná z pohledu osvětlení. Pokud totiž do vozidla umístíme vhodný usměrňovač a za něj připojíme filtrační kapacitu, získáme tak za tímto zapojením relativně vysoké napětí i při střídách PWM signálu, které znamenají velmi nízkou střední hodnotu napětí. Toto napětí je relativně stabilní, lze jej využít pro napájení ovládací elektroniky a díky němu lze také použít účinnější sériové zapojení LED. Proto byla tato myšlenka základní ideou při tvorbě předložené modulární koncepce osvětlení. Studium dostupných pokladů jsem zjistil, že se toto zapojení sice běžně využívá, ale jen čistě náhodně pak modelář zjistí, že se na pulsním regulátoru chová osvětlení „lépe“. Jako inovativní část své práce proto přináším v navržených konceptech studii, která se cíleně věnuje využití pulsního regulátoru v oblasti napájení osvětlení modelů železničních vozidel. Tuto koncepci dále rozšiřuji o možnost velmi snadné realizace trvalého svícení modelů, která spočívá

v ponechání trakčního napětí o malé hodnotě na koleji, kdy toto napětí svou střední hodnotou již není schopno uvést do pohybu hnací vozidlo ale je ještě dostatečné pro plnou intenzitu instalovaného osvětlení. Navržená koncepce v obou variantách, tak jak jsou ukázány na Obrázcích 1 a 2, eliminuje uvedené problémy s nevyrovnanou vyzařovací charakteristikou osvětlovacích prvků a realizací trvalého svícení modelů. Při použití pulsního regulátoru je tedy možné využít maximálních možností konceptu, ale jak bude uvedeno dále je však možné koncept přizpůsobit a provozovat ho i na lineární regulaci, kde ze všech výhod pouze nebude funkční trvalé svícení vozidel.

Obě varianty navrženého modulárního konceptu sdílejí společné části a liší se pouze v obvodovém řešení ovládání osvětlení. Na použitých vozidlech musí být instalovány sběrače napětí. Tyto jsou obvykle vyrobeny instalací plíšků z vhodného kovového materiálu (vhodný je pružný materiál se zachovanou dobrou tvarovou pamětí), např. z fosforbronzového plechu. Plíšky se dotýkají kovového dvojkolí (existuje více možných provedení dotyku) a pomocí licny se napětí přivádí na modul osvětlení. Ihned za sběrači napětí je umístěn usměrňovač v Grätzově zapojení, který zaručí správnou polaritu napětí i při komutaci napětí na koleji. Použité diody by měly být dostatečně rychlé, aby je bylo možné použít i pro pulsní regulátory s vyššími frekvencemi (nad 20 kHz) a musí disponovat vhodnou proudovou zatížitelností. Za nimi jsou umístěny filtrační kondenzátory s dostatečně nízkou hodnotou ESR. Pokud se ve vozidle realizuje čelní či koncové osvětlení, je nutné zapojit obvod rozpoznání směru jízdy (viz Obrázek 5). Toto jednoduché zapojení s optočlenem na výstupu poskytuje binární informaci o polaritě trakčního napětí. Napájecí napětí se použije pro napájení ovládací elektroniky (oranžová část). Výstupem z ovládací elektroniky jsou binární signály ovládající stav vnitřního a doplňkového osvětlení. S jejich pomocí jsou přímo ovládány zdroje konstantního proudu. Z nepřeberného množství možných konstrukcí (např. [3]) byla vybrána velmi jednoduchá a levná varianta se zapojením dle Obrázku 6 [4]. Konstantní proud je důležitý pro vyrovnanou vyzařovací charakteristiku a jak se během předběžného testování ukázalo, je vhodné jej zařadit i v zapojení pro pulsní napáječe, protože i relativně malé kolísání vstupního napětí způsobuje významnou změnu tekoucího proudu. Jak již bylo řečeno, v případě možnosti je vhodné LED řadit sériově, tak aby byla dosažena vyšší účinnost zapojení a byl snížen proudový odběr vozu. S proudovým odběrem vozu je velmi důležité při návrhu kalkulovat, protože zvláště v režimu trvalého svícení vozidla protékají spínacím prvkem při nízké střídě PWM signálu vyšší proudové špičky na které musí být spínací prvek dimenzován. Dále je třeba zvážit frekvenci PWM a maximální počet připojených vozidel.

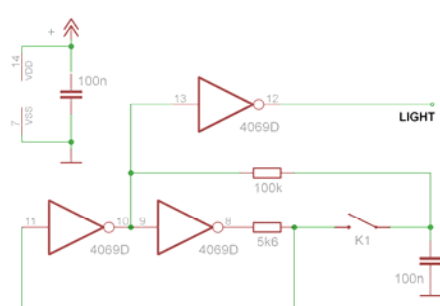


Obrázek 1: Návrh zapojení osvětlení modelového vozidla dle varianty1.

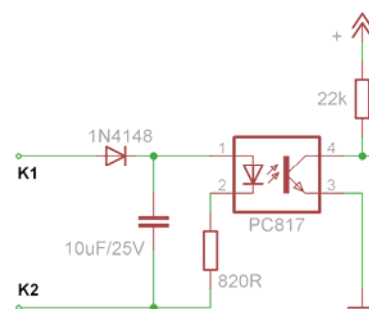


Obrázek 2: Návrh zapojení osvětlení modelového vozidla dle varianty 2.

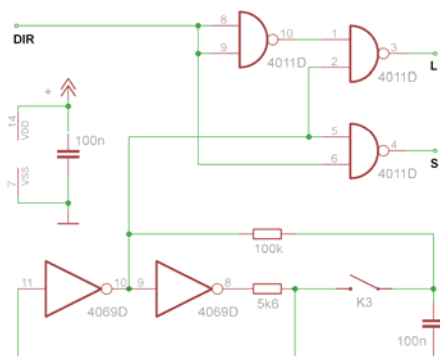
Jak již bylo předesláno, varianty návrhu od sebe návrhu odlišuje způsob ovládání osvětlení. Varianta 1 využívá pro spínání vnitřního a koncového osvětlení dva jazýčkové kontakty umístěné pod střešou vozu, alternativně by se u menších měřítek dala využít bipolární Hallova sonda. Vhodné zapojení ve verzi pro spínání vnitřního osvětlení ukazuje Obrázek 3 a ve verzi pro automatické přepínání směrových světel je pak zobrazeno na schématu z Obrázku 4. Ve variantě 2 se pro ovládání počítá s využitím relativně levného bezdrátového modulu RFM70 firmy HOPE. Tento modul se připojuje pomocí sběrnice SPI k mikrokontroléru, který zajistí dekodování zaslané instrukce z řídicího systému na PC. Varianta 2 samozřejmě vyžaduje interface mezi RFM70 a PC, tento je však společný již všem bezdrátovým modulům ve vozidlech, které jsou z ovládacího software nezávisle adresovány.



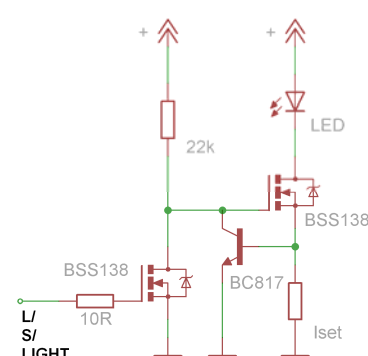
Obrázek 3: Spínač vnitřního osvětlení.



Obrázek 5: Rozpoznání směru jízdy.



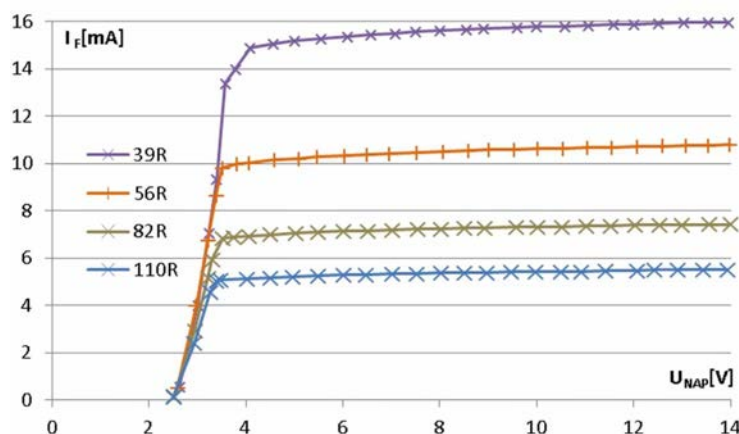
Obrázek 4: Směrově závislý spínač.



Obrázek 6: Zdroj konstantního proudu.

3 Ověření stability zdroje konstantního proudu

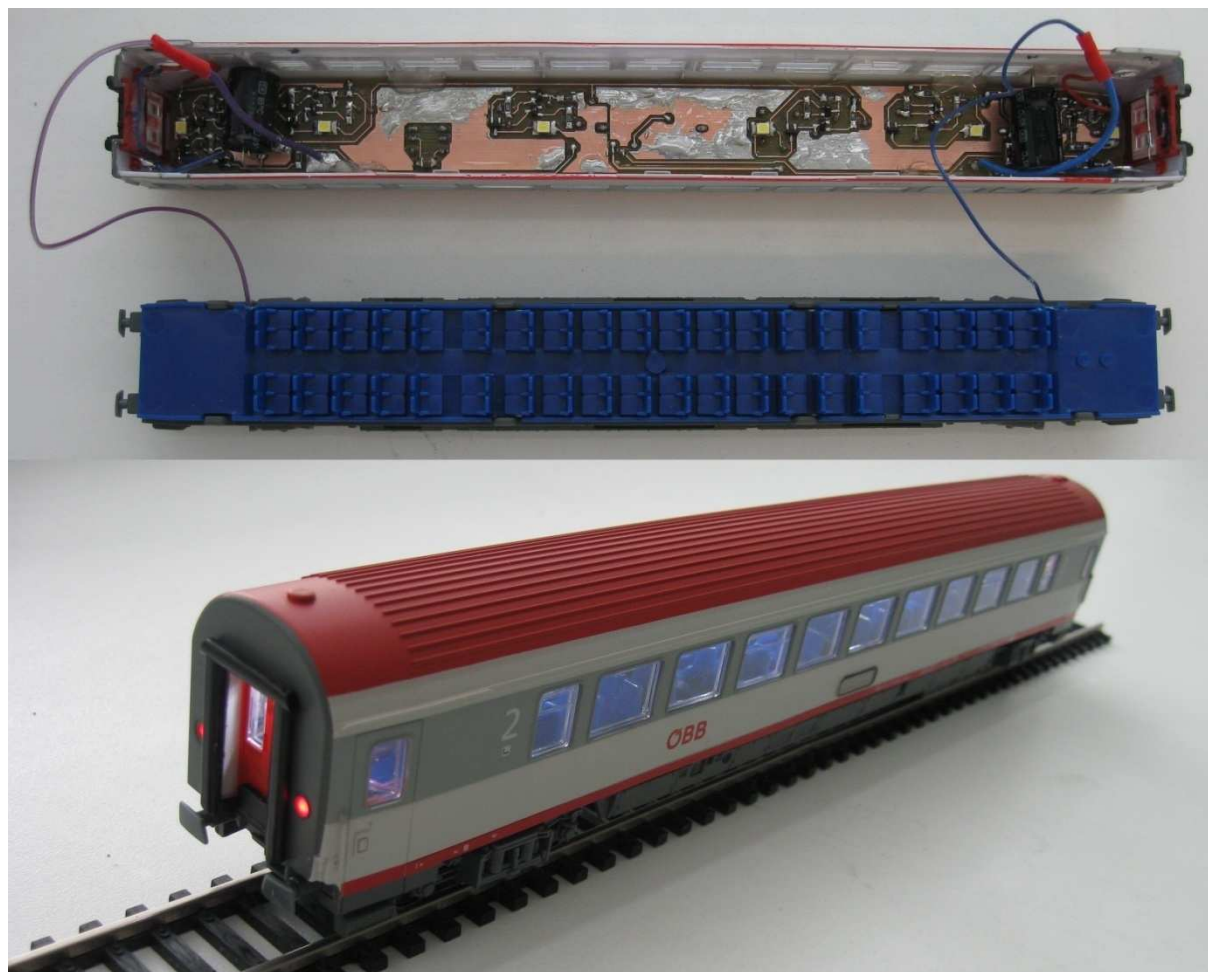
Před sestavením prvního prototypu osvětlení vozu bylo testováno zvolené zapojení proudové stabilizace z Obrázku 6. Zapojení využívá téměř neměnného napětí přechodu báze-emitor U_{BE} bipolárního tranzistoru o velikosti přibližně 0,6 V. Podílem tohoto napětí a hodnoty odporu rezistoru I_{SET} lze hrubě určit stabilizovaný proud. Případná výchylka stabilizovaného proudu způsobí změnu napětí na bázi tranzistoru BC 817 (NPN), čímž se ovlivní zpětnovazebně také řídicí napětí elektrody G unipolárního tranzistoru BSS 138 zapojeného ve větvi regulace proudu pro LED a tak dojde k jeho přivření či otevření tak, aby konstantní proud zůstal zachován. Zapojení je však ovlivněno teplotní závislostí napětí U_{BE} , tato závislost byla pro potřeby osvětlení zkoumána velmi triviálně a po uvážení předpokladu provozu za pokojových teplot nebyla dále exaktně stanovena. Provedeno bylo pouze měření proudu tekoucího LED při použití uvedeného zapojení proudové stabilizace v závislosti na vstupním napětí. Tato měření proběhla s bílými LED ($U_F = 2,83$ V při $I_F = 9$ mA) a se čtyřmi nastavenými parametry hodnoty odporu rezistoru I_{SET} . Dosažené výsledky přehledně ukazuje graf na Obrázku 7. Z něj je patrné zvýšení proudu do 10% u třech křivek s nižšími proudy v intervalu 3,5-14 V, u nejvyššího nastaveného proudu pak změna ve stejném intervalu představovala již 20%, okem však ani tato změna nebyla téměř postřehnutelná. Provedená měření jsem tedy vyhodnotil tak, že vzhledem k velmi nízkým nákladům stabilizátor poskytuje dostatečnou stabilizaci v žádaném intervalu a může být v koncepci využit. Zapojení stabilizátoru proudu je doplněno o třetí tranzistor, unipolární BS 138, který slouží jako invertorový spínač stabilizátoru a umožňuje přímé připojení k ovládací elektronice.



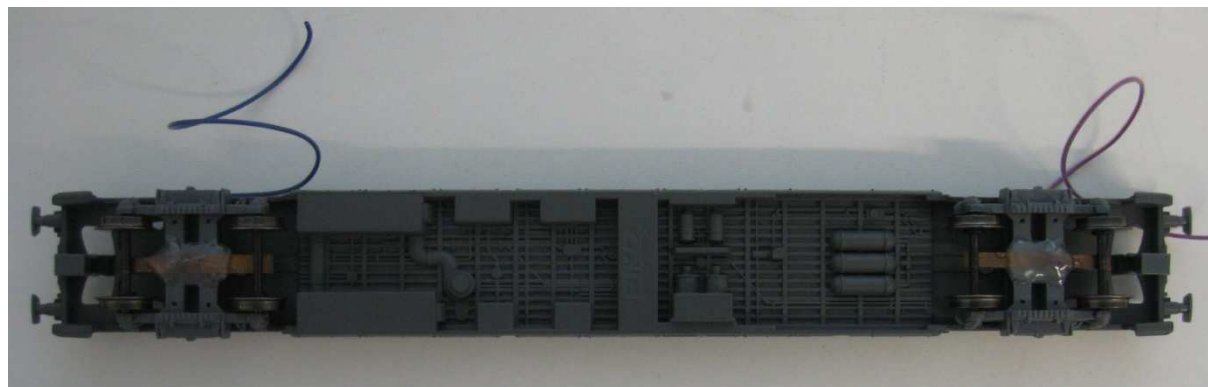
Obrázek 7: Závislost proudu obvodu na napájecím napětí (parametrem je hodnota I_{SET}).

4 Testování zkušebního vzorku osvětlení

Pro vyzkoušení konceptu ovládání osvětlení modelu vozu bylo sestaveno levnější zapojení na základě varianty 1 s použitím jazýčkových magnetických kontaktů. Modul obsahoval 6 ks vhodně rozmístěných LED temperovaných do studené bílé pro vnitřní osvětlení vozu a dvě sériově zapojené dvojice červených LED pro koncové osvětlení. Pro testování také na klasickém napáječi bylo zvoleno zapojení, ve kterém měla každá bílá LED svůj vlastní stabilizátor proudu, pro červené LED pak byl jeden stabilizátor společný dvěma sériově zapojeným LED. Modul byl navržen a osazen jako oboustranná deska plošných spojů instalovaná do střešky vozu (viz Obrázek 8). Na krajích plošného spoje byly navrženy pájecí plošky pro připojení sériově zapojené dvojice červených LED koncového osvětlení, které byly zabudovány do stěny plastového výlisku vozu. Na podvozky vozu byly instalovány fosforbronzové sběrače napětí, řešení sběrače kontaktem s osami dvojkolí ukazuje Obrázek 9. Celek byl instalován do modelu vozu řady Bmz ÖBB výrobce PIKO v měřítku H0.



Obrázek 8: Instalovaný vzorek modulu osvětlení ve vozu Bmz ÖBB H0.



Obrázek 9: Detail instalovaných sběračů napětí na podvozcích vozu.

Praktické zkoušky zkompleťovaného vozu proběhly s klasickým napáječem i s pulsním zdrojem. Ovládání pomocí jazýčkového kontaktu bylo velmi spolehlivé a také mnohem komfortnější než by tomu bylo s jiným mechanickým spínačem umístěným na voze tak, aby na něj nebylo vidět. Psychologie obvykle užívaného mechanického spínače zespodu vozu totiž nutí uživatele k minimálním změnám nastavení, protože skryté místo obvykle nebývá zároveň dobře přístupné a vyžaduje rozpojení soupravy, kdežto v tomto uspořádání jsme nebyli při změně stavu osvětlení přiložením magnetu ke střeše vozu nijak významně omezováni. Jistou výhodou zvoleného zapojení spínače s invertory CMOS obvodu 4069 je přítomnost kondenzátoru, který dokáže podržet stav spínače i bez přítomnosti napájecího

napětí po relativně dlouhou dobu několika minut. Výchozím stavem „po vybití“ těchto kondenzátorů je dle požadavků na vzorek zapnuté koncové osvětlení a vypnuté osvětlení vnitřní, tuto volbu je ale možné přizpůsobit při návrhu osvětlení vložím volných či vyjmutím přebytkových inverterových hradel. Dále jsme i na zkušebním vzorku ověřili, že změny intenzity osvětlení se u navrženého zdroje konstantního proudu ukázaly jako okem nepostřehnutelné. Uvedené zapojení tak vyhovělo požadavkům, pro které bylo navrhováno.

Dle předpokladů bylo zjištěno, že lepších vlastností dosahuje koncept při použití pulsní regulace trakčního napětí. Bylo tomu tak na tomto vzorku zvláště u koncového osvětlení, kde byly z důvodu úspory místa dvě diody zařazeny sériově a tyto se na lineární regulaci oproti bílým LED rozsvěcujícím se už u 4 V rozsvěcovaly později, a to až cca od 5 V mezi kolejnicemi. V případě další realizace tohoto modulu pro lineární regulaci by tak mělo být striktně vyžadováno, že na jedinou LED musí být užit jediný stabilizátor proudu. S pulsním zdrojem bylo také ověřeno, že je možné na napájecí nastavit relativně malé napětí 1,5-2,5 V, při kterém se ještě nestačí roztočit motorek trakčních vozidel a souprava tak sice stojí, ale veškeré osvětlení již dosahuje plné intenzity. Tato skutečnost by měla tvořit základ jednoduše realizovatelného trvalého svícení modelů železničních vozidel a v kombinaci s realizací plynulého rozjezdu a zpomalení vozidel tak umožnit výrazné zvýšení komfortu ovládání vozidel provozovaných na klasickém způsobu napájení.

5 Závěr

Z provedených měření a testování zhotoveného prototypu osvětlení modelu železničního vozu vyplývá, že je navržený základní koncept funkční. Je tak možné relativně snadno realizovat takové osvětlení modelového vozidla, které není příliš citlivé na změnu velikosti napájecího napětí, lze jej velmi komfortně ovládat a je možné, aby toto osvětlení bylo zapnuto i v případě stojící soupravy. Mnohem vyššího komfortu bychom zřejmě dosáhli použitím druhého konceptu, ve kterém je elektronika ovládána bezdrátově. Tento koncept bude dále ověřován, předpokládáme však, že bude muset být velmi precizně koncipován tak, aby odolal krátkodobým výpadkům napětí a předcházel možným problémům s elektromagnetickou kompatibilitou a rušením. Přesto tyto problémy předpokládám velkou užitnou hodnotu bezdrátového ovládání světel zvláště u hnacích vozidel, kde je vzhledem k velkému počtu kombinací zapnutých světel velice problematické umístit jakékoli magnetické spínače.

Poděkování

Tato práce byla podpořena Grantovou agenturou České republiky (102/09/H081 SYNERGY – Senzory a inteligentní sensorové systémy).

Reference

- [1] Zaoral, Z.: Automatizace modelové železnice. Mladá Fronta, Praha, 1988.
- [2] Losos, L.: Vlaky dětských snů. Nakladatelství dopravy a spojů, Praha, 1989. ISBN: 80-7030-007-8.
- [3] Day, M.: LED-Driver Considerations. Texas Instruments: Analog Applications Journal, 1/2004.
- [4] SONY CORPORATION, Tokyo, Japan: Constant Current Source. Původci vynálezu: Okada, T., Sahara, H., Otsuka, F. Int. Cl. G05F 3/16. United States. Patentový spis US 4352057. Datum vydání: 28.9.1982.

TEPLOTNÍ KOMORA URČENÁ PRO MĚŘENÍ VYŽADUJÍCÍ KONSTANTNÍ TEPLOTU S VYSOKOU STABILITOU V DLOUHODOBÉM ČASOVÉM INTERVALU

Martin Vágner

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: vagner.martin@phd.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Článek se zabývá konstrukcí teplotní komory určené pro účely měření a kalibraci snímačů za konstantní teploty. Primárním cílem je měření stochastických jevů inerciálních MEMS snímačů, a proto musí být dosažena co nejlepší stabilita teploty na hodnotě 25°C v časovém horizontu desítek hodin. Konstrukce byla dále optimalizována na minimalizaci vibrací a konstrukčních nákladů.

Klíčová slova: teplotní komora, měření teploty, měřicí ústředna, regulace teploty, PS regulátor, LabView, HIL

1 Úvod

Při měření parametrů inerciálních MEMS snímačů, mezi které patří akcelerometry a gyroskopy, vzniká problém způsobený citlivostí na teplotu. Většina parametrů těchto snímačů je více či méně ovlivňována teplotou, což vnáší do procesu měření systematickou chybu, kterou musíme korigovat. Jednou z možností je potlačení vlivu okolní teploty měřením změn a jejich následnou korekcí. V tomto případě však musí být znám model citlivosti daného parametru na teplotu, který je často obtížné určit.

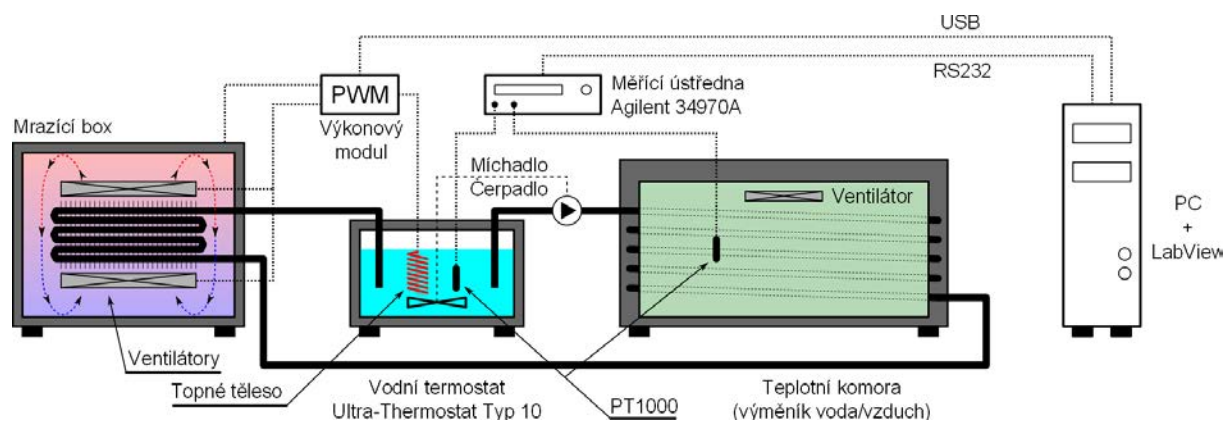
Ideálním řešením je proto během měření potlačit změny okolní teploty. Mezi nevýhody běžně prodáváných teplotních komor patří jejich vysoká cena, malá teplotní stabilita a u mechanicky chlazených dále vibrace. Teplotní stabilita se obvykle pohybuje řádově v rozmezí ± 0.3 až $\pm 0.7^\circ\text{C}$, což není v této aplikaci zcela dostatečné.

Dalším kritickým faktorem jsou vibrace, které způsobují další chyby měření, protože inerciální snímače jsou citlivé na vibrace. Akcelerometry jsou citlivé z principu věci a také gyroskopy vykazují vždy jistou míru citlivosti na lineární zrychlení. To tvoří v případě měření stochastických jevů nezanedbatelnou složku, protože výstupní signál se při tomto testu pohybuje v okolí nulové hodnoty.

Protože cílem měření stochastických jevů je postihnout procesy s dlouhým korelačním časem, který se pohybuje v řádu hodin, musí celé měření trvat několikanásobně déle. To udává požadavek, aby byla teplota stabilní v řádu desítek hodin.

Požadavky na zařízení proto byly stanoveny následujícím způsobem:

- stabilita teploty lepší než $\pm 0.3^\circ\text{C}$
- kontinuální provoz po dobu více než 24 h
- nízké vibrace
- minimální cena



Obrázek 1: Blokové schéma teplotní komory

2 Popis konstrukce

Na základě výše popsaných požadavků bylo z hlediska ceny a potlačení vibrací zvoleno řešení s vodním okruhem, kde jednotka topení a chlazení je umístěna odděleně od vlastní komory, a ke konstrukci byly maximálně využity již dostupné komponenty. Blokové schéma se nachází na obrázku 1.

Vlastní teplotní komoru tvoří kovový box s dvojitým pláštěm. Okolo vnitřního pláště je ovinuta a připájena mosazná trubice, která tvoří výměník voda/vzduch. Prostor mezi vnitřním a vnějším pláštěm tvoří tepelnou izolaci a zabraňuje prostupu tepla mezi teplotní komorou a okolím. Ventilátor s nízkými otáčkami podporuje proudění vzduchu uvnitř komory, což má kladný vliv na homogenitu teploty v prostoru a na rychlost odezvy vzhledem k akčnímu zásahu. Pro potlačení vibrací je ventilátor uložen na lankách, která tlumí přenos vibrací do pláště.

Další konstrukční prvek tvoří vodní laboratorní termostat, který se skládá z izolované nádrže, oběhového čerpadla s míchadlem a topného tělesa s rtuťovým regulátorem. Regulátor není na schématu znázorněn, protože zde plní pouze funkci tepelné ochrany v případě, že by selhala nadřazená regulace.

V první fázi nebylo zařízení vybaveno částí zajišťující záporný akční zásah, ale v tomto případě vznikl problém s velkými překmity teploty. Důvodem je, že ovládání topného tělesa bez HW úprav nedovoluje snížit akční zásah pod určitou mez, čímž vzniká nelineární pásmo. V ustáleném stavu jsou potřeba pouze malé akční zásahy, které v tomto případě není možné vytvořit. Dalším problémem je velmi pomalé chladnutí ve srovnání s ohřevem, což nedovoluje relativně rychle reagovat na změny okolních podmínek (zvýšení teploty v místnosti).

Z těchto důvodů bylo zařízení doplněno o mrazicí box v němž je umístěn výměník voda/vzduch, což zajišťuje záporný akční zásah. Toto řešení má mnoho nevýhod, ale nízká cena byla hlavním kritériem. Na výměníku jsou umístěny ventilátory, které mají klíčový význam. Bez cirkulace vzduchu je výměna tepla prakticky nulová a navíc lze ovládáním otáček dosáhnout jistého stupně proporcionality, protože samotný chladicí agregát dovoluje pouze dvoustavové ovládání.

Po elektrické stránce se systém skládá z výkonového modulu, který obsahuje PWM kanály pro ovládání ventilátorů a výkonové spínací prvky pro ovládání topného tělesa a chladicího agregátu. Druhou částí je měřicí ústředna Agilent 34970A, která obsahuje

přepínač měřících míst a vstupy pro čtyřvodičové měření teploty odporovými snímači. Zde jsou použity dva platinové snímače typu PT1000. Řízení celého systému zastává PC vybavené aplikací vytvořenou v prostředí LabView.

2.1 Výkonový modul

Modul je založen na osmibitovém mikrokontroléru ATmega8 doplněném o modul převodníku USB/UART, který zajišťuje propojení s PC a současně napájení přímo z USB portu. K ovládání termostatu bylo použito jazýčkové relé, protože spínaný obvod pracuje se střídavým napětím o nízké úrovni. Kompresor mrazícího boxu spíná polovodičové relé, které současně tvoří galvanické oddělení. Ke spínání ventilátorů byl zvolen bipolární tranzistor v Darlingtonově zapojení, který může být buzen přímo portem MCU. Hlavním úkolem mikrokontroléru je přijímat příkazy z PC a generovat PWM signály. Pro zvýšení bezpečnosti byl vybaven ochranným časovačem, který v případě přerušení komunikace s PC uvede výstupy do bezpečných stavů.

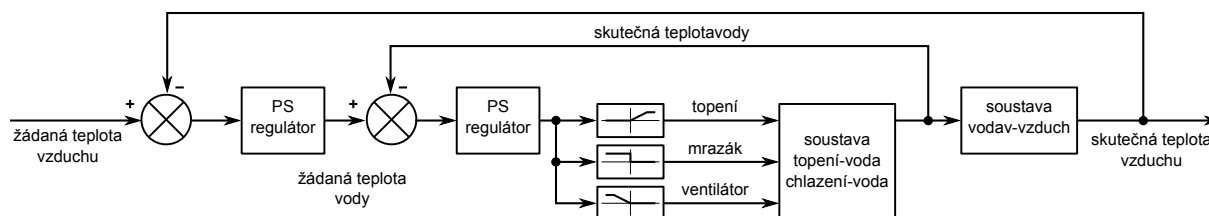
2.2 Software

Zvolená konstrukce má několik úskalí. Problémy způsobuje jednak dopravní zpoždění a velká časová konstanta mezi akčním zásahem ve vodním okruhu a výslednou teplotou v komoře. Z těchto důvodů bylo zvoleno řešení se dvěma kaskádně zapojenými regulátory. Další problém způsobuje možnost ovládat chladicí agregát pouze dvoustavově a nelinearita ovládání otáček ventilátorů PWM modulací, která navíc vykazuje značnou hysterezi.

Hlavní část SW vybavení je vytvořena v prostředí LabView. Aplikace zajišťuje počáteční konfiguraci měřící ústředny, která s periodou 5 s měří teplotu vodního okruhu a vzduchu v komoře. Perioda vzorkování byla zvolena s ohledem na rychlost regulovaného děje a životnost relé, která přepínají měřící trasu uvnitř ústředny.

Blokové schéma regulační smyčky je na obrázku 2. Vlastní regulaci zajišťuje dvojice PS regulátorů. První regulátor, který byl nastaven pro pomalou odezvu, reguluje žádanou hodnotu teploty vodního okruhu. Rozdíl mezi teplotou vody a teplotu v komoře způsobuje výměna tepla s okolím vlivem nedokonalosti izolace. Druhý regulátor pak řídí hodnotu žádané teploty vodního okruhu, která má rychlejší odezvy na akční zásah.

Výstup druhého regulátoru je rozdělen na dva proporcionální kanály, které určují hodnotu PWM modulace, jenž ovládá topné těleso a pomocné ventilátory na chladicím výměníku. Kompresor mrazáku se spíná vždy, když má akční zásah zápornou hodnotu.



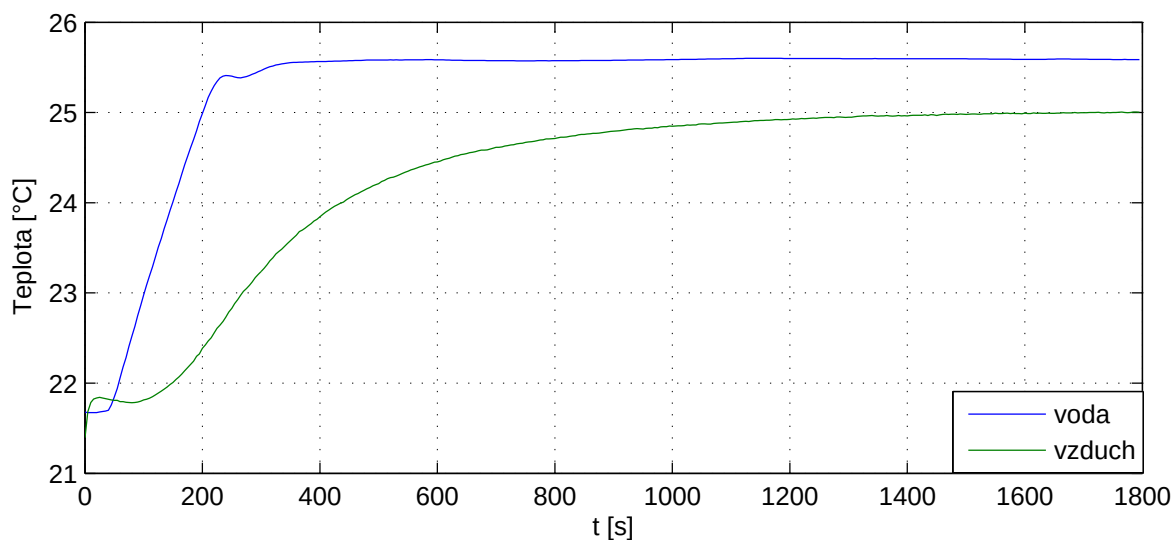
Obrázek 2: Blokové schéma regulační smyčky

3 Výsledky

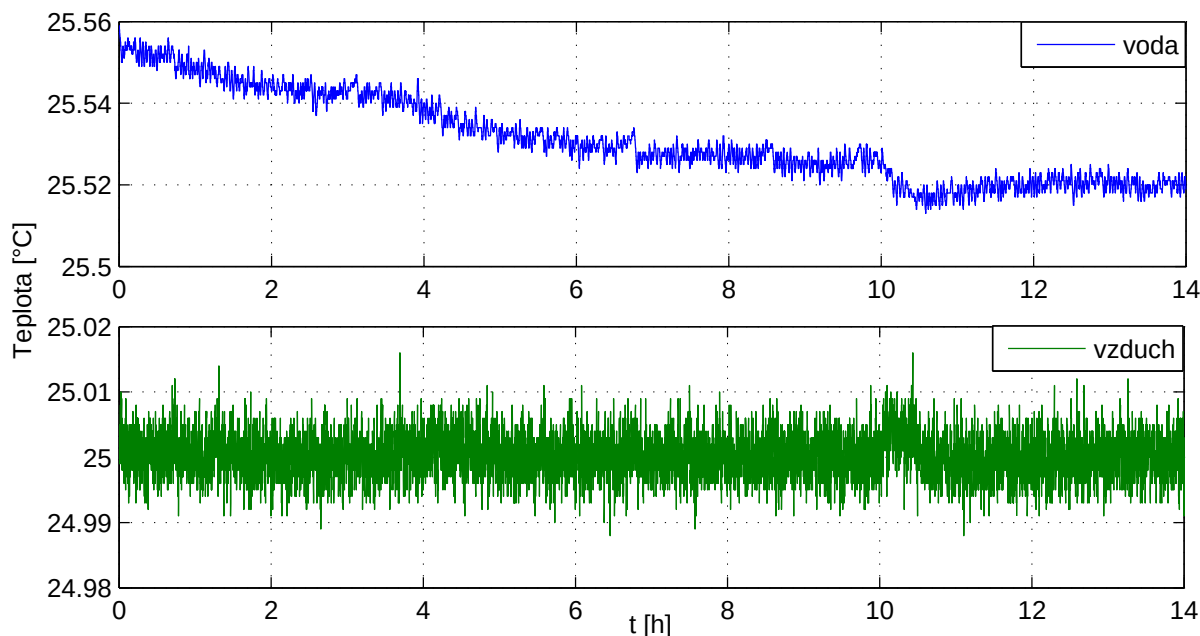
Průběhy teplot po zapnutí komory ukazuje graf na obrázku 3. Zde je vidět rychlý nárůst teploty vodního okruhu a pomalý nárůst teploty vzduchu v komoře. Pomalou odezvu

vzduchu zapříčiňuje jednak dopravní zpoždění způsobené malým rychlostním průtokem vody a především velká časová konstanta samotné teplotní komory. Ustálení teploty v rozmezí $\pm 0.1^\circ\text{C}$ od žádané hodnoty 25°C dojde v časovém intervalu třiceti minut.

Grafy na obrázku 4 pak znázorňují průběh teploty v ustáleném stavu, který zde začíná po hodině od zapnutí, v délce trvání čtrnácti hodin. Na průběhu teploty vodního okruhu můžeme vidět reakce na změny okolní teploty, které musí být kompenzovány. Teplotu uvnitř komory lze charakterizovat střední hodnotou 25.00°C , rozkmitem hodnot 0.028°C špička-špička a směrodatnou odchylkou 0.0033°C .



Obrázek 3: Náběh teploty na žádanou hodnotu



Obrázek 4: Teplota v ustáleném stavu

4 Závěr

V rámci projektu byla realizována teplotní komora s vysokou stabilitou, přičemž byly splněny požadované cíle. Ke konstrukci byly maximálně využity lokální zdroje a stabilita teploty dosahuje v dlouhodobém měřítku lepších parametrů, než běžně dostupná zařízení. Výsledky byly ověřeny experimentálně, ale pouze na základě hodnot ze snímačů, které jsou použity k regulaci. Měřicí řetězec se snímači byl nastaven pomocí kalibrační pece. Hlavní nevýhody jsou optimalizace pouze na pracovní teplotu 25°C, relativně dlouhá doba nutná ustálení teploty a nevhodný pracovní režim kompresoru, který vzniká použitým způsobem ovládání.

Poděkování

Tato práce vznikla za podpory Grantové agentury České republiky 102/09/H082 a za podpory grantu "Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci" financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6).

MODELOVÁNÍ NELINARIT TYPU HYSTEREZE - KOVY S TVAROVOU PAMĚTÍ (SMA)

Michal VAŠINA, Luděk ŽALUD, Lukáš KOPEČNÝ

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xvasin02@stud.feec.vutbr.cz, zalud@feec.vutbr.cz, kopeчны@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Článek se zabývá problematikou netradičních akčních členů, využívajících ke své funkci kovy s tvarovou pamětí (SMA – Shape Memory Alloys). Jejich reálné použití v sofistikovanějších aplikacích se potýká s problémem nelineárního chování typu hystereze, které tyto materiály vykazují a které je dáno využívaným paměťovým efektem (Shape Memory Effect). Článek se postupně zabývá principem činnosti SMA, možnosti jejich použití, dále výhodami a nevýhodami, a problematikou modelování objevujícího se hysterezního chování pomocí známých metod.

Klíčová slova: SMA, tvarová paměť, modelování, hystereze

1 Úvod

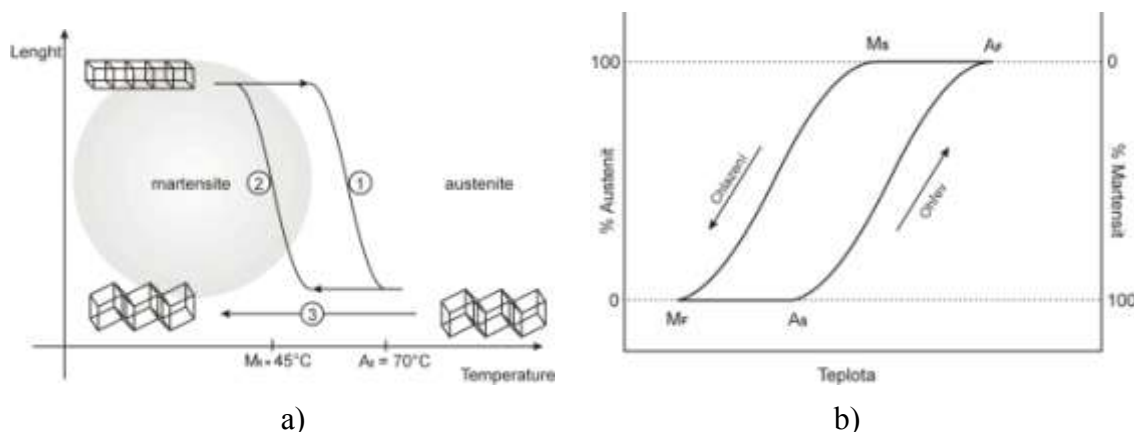
Důležitou součástí všech robotických systémů jsou akční členy, které umožňují pohyb jednotlivých funkčních částí robotu i robotu jako celku. Z hlediska procenta užití jednotlivých typů pohonů v robotice je můžeme rozdělit na tradiční a netradiční. Do skupiny tradičních pohonů můžeme zařadit stejnosměrné i střídavé motory, jejichž spojení s vhodným typem převodovky (lineární, planetová aj.), je asi nejčastěji používaným akčním členem. Jiným pohonem, užívaným v nebezpečných prostředích (podpovrchové doly, chemický průmysl apod.) jsou hydraulické akční členy. U těchto systémů odpadá například problém s jiskřením apod. Mezi netradiční akční členy můžeme zařadit pneumatické svaly (McKibben Artificial Muscle Actuator), elektroaktivní polymery (Elektroactive polymers) a kovy s tvarovou pamětí (Shape Memory Alloys). Použití SMA není omezeno pouze na obor robotiky [2], ale můžeme se s nimi setkat například v medicíně, leteckém průmyslu, stavebnictvím, automobilovém průmyslu atd.

2 SMA

SMA obecně řadíme do skupiny intermetalik [1]. Do této skupiny se řadí slitiny dvou a více kovů, u nichž nejsme schopni na základě interpolace vlastností jednotlivých složek stanovit parametry výsledné směsi. Vlastnostmi pro něž se tyto kovy stávají atraktivními, jsou například superplasticita, již zmiňovaný SME, odolnost vůči kyselinám aj. Mechanický pohyb je u SMA způsoben změnami v krystalické struktuře kovu, na které má vliv několik faktorů. Z hlediska využití jako akčního členu nás nejvíce zajímá teplota T a vnější mechanické napětí σ . Změnou T nebo σ dochází k tzv. fázové transformaci, při níž se mění struktura materiálu viz Obr.1a. Limitně rozeznáváme dvě fáze slitiny. S vysoce symetrickou krystalickou mřížkou - austenit (analogie se slitinami železa) a strukturu s menší symetrií (ortorombická, tetragonální krystalická mřížka) - martensit.

Krystalická struktura je při teplotě nižší než M_t v deformovatelném stavu (martensitu). V tomto stavu se délka elementu vyrobeného z SMA může změnit až o 10 procent v důsledku vnějšího namáhání. Jakmile kov zahřejeme na teplotu vyšší než A_t (křivka 1, Obr.1a), krystalická struktura se mění do pevného, nedeformovatelného stavu (austenitu). Je-li teplota

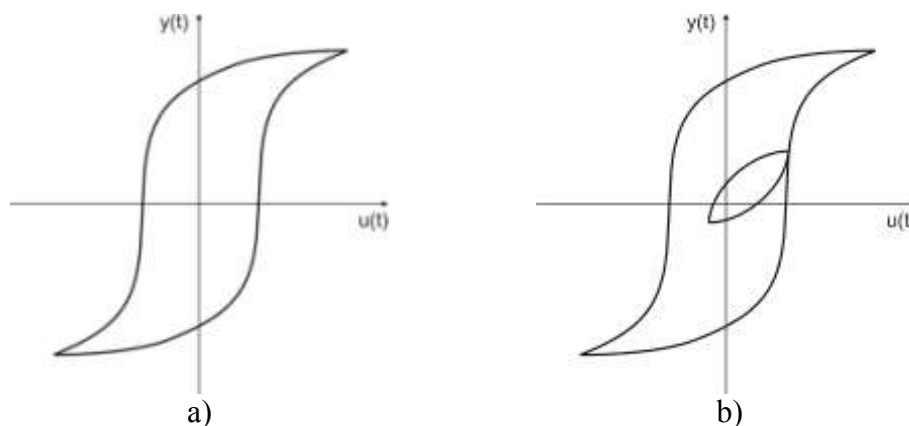
udržována okolo hodnoty A_t , zůstává element ve smrštěném stavu. Poklesne-li teplota pod hranici M_t , přejde materiál zpět do deformovatelného stavu. V případě že na kov působí deformační síla, dojde k jeho natáhnutí (křivka 2, Obr.1a) jinak zůstává ve smrštěném stavu (křivka 3, Obr.1a). Je-li kov vystaven působení teploty mnohem vyšší než je A_t , může dojít k jeho degradaci, což znamená ztrátu SME (element zůstane trvale smrštěn). Změna, ke které dochází v krystalické struktuře SMA během SME však není termodynamicky reverzní proces. Díky tření a vzniku různých defektů ve struktuře dochází přímo v materiálu k energetickým ztrátám. Výsledkem je teplotní hystereze (Obr.1b) [4].



Obrázek1: : a) Změny v krystalické struktuře SMA, b) Hysterezní smyčka, vyskytující se u SMA

3 Modelování hystereze

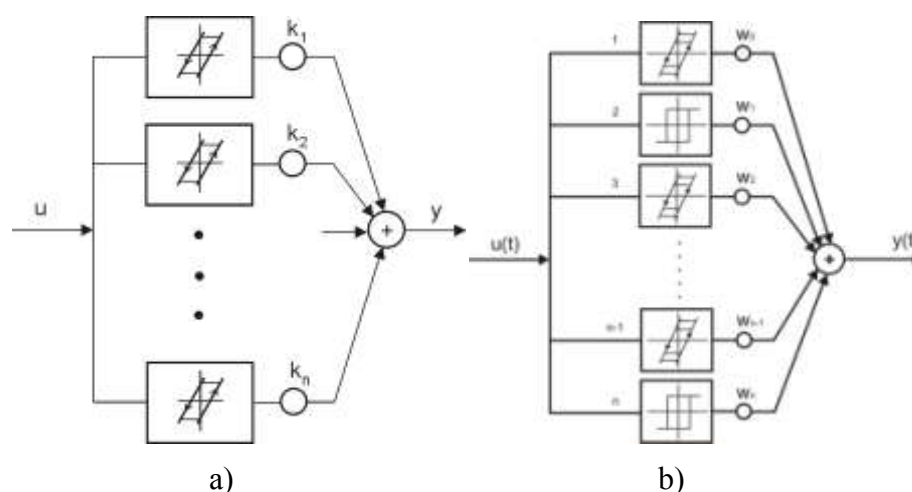
Kvalita řízení SMA pohonu přímo závisí na se znalostí jeho modelu. Jak již bylo zmíněno dříve, můžeme kovy s tvarovou pamětí zařadit do skupiny nelineárních systémů. Charakteristickou vlastností pro tyto materiály je poměrně velká hystereze. Obecně je známo několik způsobů popisu této vlastnosti. V zásadě se jedná vždy o aproximaci této nelinearity funkcí, jejíž matematický popis je obecně znám. Jednou z možných variant této aproximace je náhrada pomocí funkce kosinus. Metoda popisu hystereze pomocí základních matematických funkcí je poměrně nepřesná a v mnoha ohledech nevystihuje chování SMA pohonu dostatečně a to hlavně z důvodu výskytu takzvaných vnitřních smyček [5], vznikajících u reálného SMA pohonu. Výskyt vnitřních smyček rozděluje problém hystereze do dvou subproblematik a to na hystereze s lokální pamětí (Local Memory - Obr.2a) a hystereze s nelokální pamětí (Nonlocal Memory - Obr. 2b).



Obrázek2: a) Hystereze s lokální (LM) pamětí, b) Hystereze s nelokální (NM) pamětí, $u(t)$ – vstupní hodnota, $y(t)$ – výstupní hodnota

Tato vlastnost znesnadňuje stavbu přesného modelu i řídicích algoritmů a je zřejmé, že popis NM hysterezi bude mnohem komplikovanějším problémem než popis LM hysterezi. Vzhledem k výše pospanému jevu vyskytujícímu se v SMA bude dále řešena pouze problematika NM hystereze.

Jako vhodný přístup pro stavbu vlastního modelu popisujícího příslušný systém vykazující NM hysterezi se jeví využití myšlenky „main block“. V tomto případě je model složen z jednotlivých stavebních kamenů takzvaných hysteronů., kdy hysteryony přepočítávají jednotlivé hodnoty vstupní veličiny pomocí implementované matematické funkce. Výstupem celého modelu je následně suma výstupních hodnot jednotlivých hysteronů. V případě, kdy je v jednotlivých hysterech modelu implementována stejná funkce Obr.3a (toto není obecně podmínkou), může být pro přesné „naladění“ modelu využita jakási „váhová funkce“, která dále upravuje výstupy jednotlivých hyperonů před finální sumací (Obr.3a,b).



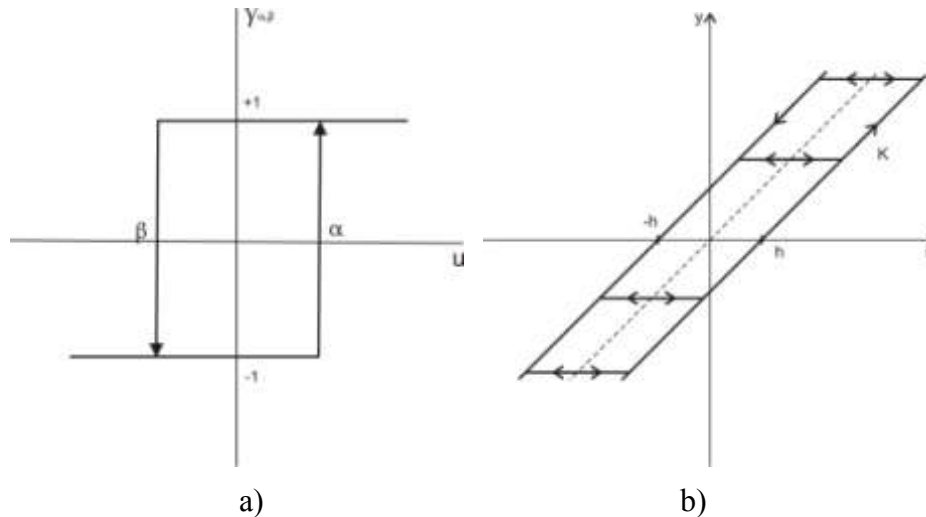
Obrázek3: a) Princip funkce Prandtl-Ishlinského modelu, b) Princip funkce „kombinovaného modelu“

Matematický aparát, potřebný pro vytvoření vhodného modelu založeného na myšlence „main block“ může být různě náročný, přičemž v souvislosti s touto náročností vzniká potřeba i většího výpočetního výkonu. Z tohoto hlediska je tedy při tvorbě modelu vhodné počítat s potřebou následné optimalizace zvoleného řešení. Dále budou popsány dva příklady možnosti modelování NM hystereze.

3.1 Modely umožňující popis NM hystereze

Preisachův model využívá ve svém hysteronu základní reléovou charakteristiku, kterou lze popsat rovnicí (1) a Obr.a4.

$$\begin{aligned}
 y(k) &= 1 & \text{pro} & & u(k) > \alpha \\
 y(k) &= y(k-1) & \text{pro} & & \beta \leq u(k) \leq \alpha \\
 y(k) &= -1 & \text{pro} & & u(k) < \beta
 \end{aligned} \tag{1}$$



Obrázek4: a) Základní reléová charakteristika, b) Základní charakteristika vůle v převodech

Tento model je jako takový velmi dobře popsán [3] a z hlediska možného využití patří k velmi flexibilním řešením. Pro jeho plnou funkcionalitu je potřeba definovat výše zmíněnou váhovou funkci, která je v tomto případě nazývána Preisachovým operátorem a k její tvorbě je využíváno znalosti vstupního signálu, konkrétně extrémů, kterých nabývá. Příklad výstupu z takového modelu je ukázán na Obr.5a.

Jiným modelem, který vychází rovněž z myšlenky „main block“ je *Prandtl-Ishlinského model*. Ten ke své funkci využívá charakteristiky vůle v převodech (Obr.4a). Matematicky je tento operátor popsán takto:

$$y = K(u - h) \quad \text{resp.} \quad y = K(u + h) \quad (2)$$

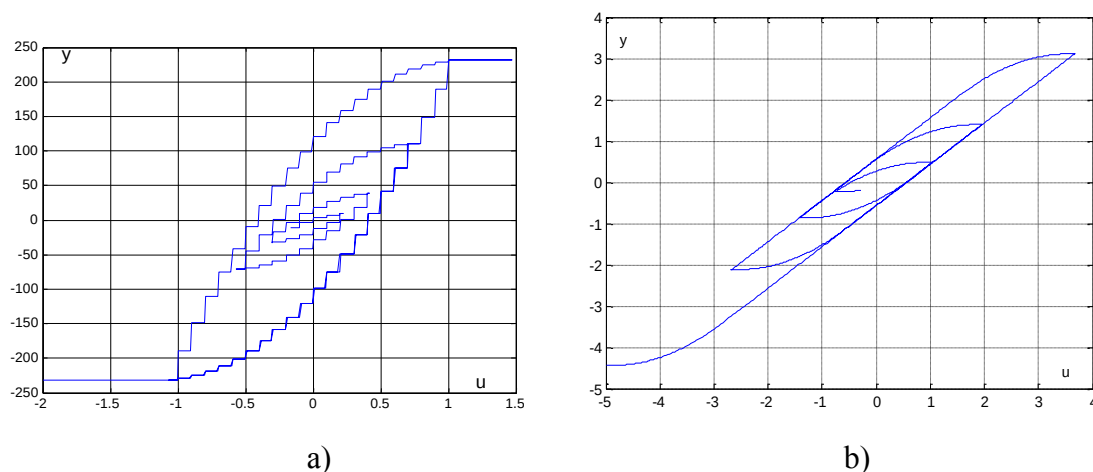
Splňují-li hodnoty $\langle u_-; u_+ \rangle$ a $\langle y_-; y_+ \rangle$ takzvané „podmínky konzistence“ bude výstup z Prandtl-Ishlinského modelu definován takto:

$$\begin{aligned} y(k) &= K(u(k) - h) & \text{pro} & \quad u(k) > u_+ \\ y(k) &= K(u(k) + h) & \text{pro} & \quad u(k) < u_- \\ y(k) &= y(k-1) & \text{pro} & \quad u(k) \in \langle u_-; u_+ \rangle \end{aligned} \quad (3)$$

přičemž obdobně jako v předchozím případě definujeme charakter vstupní funkce a to vztahem (4).

$$\begin{aligned} u_+ &= \frac{y(k-1)}{K} + h \\ u_- &= \frac{y(k-1)}{K} - h \end{aligned} \quad (4)$$

U Prandtl-Ishlinského modelu je k definici váhové funkce využíváno tvaru takzvané „panenské křivky“. Příklad výstupu z takového modelu je ukázán na Obr.5b. Modifikací tohoto modelu je záměna základní charakteristiky hysteronu v podobě „vůle v převodech“ za charakteristiku „vůle v převodech s nasycením“.



Obrázek5: a) Preisachův model s **251 hysterony**, b) Prandtl-Ishlinského model s **10 hysterony**

4 Závěr

Výše popsaná problematika netradičních akčních členů se zaměřením na SMA dává prostor pro nové možnosti například při nahrazování tradičních řešení nebo tvorbě nových. Jedním z omezujících faktorů je absence dostatečně přesného modelu, který by umožňoval využití zlepšení řízení SMA akčních členů. Tento problém by mohl být pokryt použitím již existujících řešení, nicméně stále je v této problematice absence optimalizovaného řešení [6], [7]. Příkladem takového řešení by mohl být vytvoření kombinovaného modelu (Obr.3b), který by v sobě integroval výhody známých řešení a zároveň by splňoval požadavek na potřebnou optimalizaci.

Poděkování

Tato publikace vznikla za podpory grantu „Podpora výzkumných metod a prostředků v automatizaci“ financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6).

Reference

- [1] Otsuka, K., Wayman, C.M. Shape Memory Materials. Cambridge University Press, 1998. 284 pages. ISBN 0 521 44487.
- [2] Gilbertson, G.G. Muscle Wires Project Book. San Rafael: Mondo-tronics, inc., 2000.56 pages. ISBN 1-879896-16-8.
- [3] Mayergoyz, I. Mathematical Models of Hysteresis and Their Applications. New York: Elsevier Science, USA, 2003.472 pages. ISBN 0-12-480873-5.
- [4] Duerig, T.W. Engineering Aspects of Shape Memory Alloys. Illinois: Departement Of Materials Science and Engineering, University of Illinois at Urbana-Champaign, 1996.
- [5] Hughes D.,Wen T.J. Preisach Modeling of Piezoceramic And Shape Memory Alloy Hysteresis. Smart Materials Structures. 1997, vol.6, ISBN 0964-1726/97/030287.
- [6] Drahoš, P. Model of Shape Memory Alloy Drive. In Proceedings of 2nd Conference TASCOT 97 in SR (Žilina). vol. 3. University of Žilina 1997. pp.265-268.
- [7] Drahoš, P. Thermodynamic Model of SMA Drive. In Proceedings of 4th Conference Process Control 2000 in ČR (Kouty nad Desnou), University of Pardubice.

Implementace algoritmů vylepšené frekvenční analýzy do DSP

Ivo VESELÝ, Libor VESELÝ

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: xvesel43@stud.feec.vutbr.cz, veselyl@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento článek popisuje injektační metodu – vylepšenou frekvenční analýzu. Je zde uveden stručný popis principu metody a různé vzorce výpočtu indukčností, které tato metoda využívá. Jedná se o základní vzorec využívající pro identifikaci indukčnosti v offline modu již identifikovaný odpor statoru a jeho různé zjednodušení využívající převážně v online modu. U vzorců je uveden zdrojový kód aplikace pro DSP a popsány výhody plynoucí ze zjednodušení výpočetních vzorců.

Klíčová slova: synchronní motor s permanentními magnety, DSP, příčná indukčnost, identifikace parametru

1 Úvod

V současnosti jsou motory s permanentními magnety široce využívány v průmyslových aplikacích i v domácích spotřebičích. Tyto motory na rozdíl od asynchronních motorů vytváří magnetický tok permanentními magnety. Právě při srovnání těchto dvou typů motorů mají synchronní motory mnohem větší výhody. Mají jednoduchou konstrukci, pracují s vyšší účinností a mají menší velikosti při zachování stejného výkonu. Ale pokud chceme řídit tyto motory efektivně, je vhodné znát jejich parametry [1][2]. Metod jak získat tyto parametry je několik [3]. Jedna z nich je metoda založená na injektaci signálu [4]. Následující článek stručně popisuje jednu z těchto metod – vylepšenou frekvenční analýzu [5] a její různé způsoby výpočtu výsledné hodnoty identifikace a výhody a nevýhody implementace těchto výpočtů do DSP.

2 Vylepšená frekvenční analýza

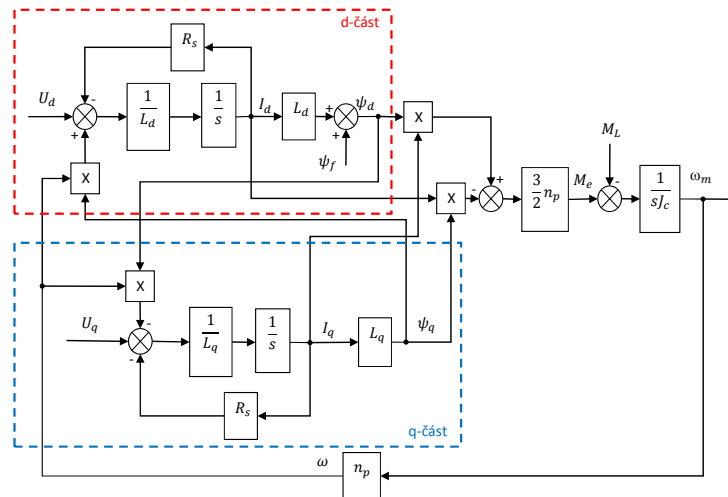
Tato metoda je založena na znalosti schématu motoru v d-q souřadnicích (obrázek 1) a na vzájemné korelaci signálů. Jak můžeme vidět na schématu motoru, dá se rozdělit na dvě části d a q. Pokud se odstraní křížové vazby a na jeden z pomyslných d-q vstupů modelu je přiváděna harmonická složka o námi zvolené frekvenci („identifikační signál“), je identifikován pomocí této metody jednoduchý setrvačný článek.

$$F(p) = \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_x}{R_s}p + 1} \quad (1)$$

Kde R_s je odpor statoru a L_x je příčná nebo podélná indukčnost v závislosti na identifikované části motoru. Výstupem z této metody jsou pak dvě hodnoty y_s a y_c , které jsou používány pro výsledný výpočet indukčnosti nebo odporu statoru v případě offline režimu [6].

3 Úprava výpočetního vzorce pro DSP

Injektace signálu je poměrně rozšířená metoda pomocí níž se většinou odhaduje pozice rotoru [7][8]. V našem případě je metoda využívána pro identifikaci příčné indukčnosti, kde je



Obrázek 1: Schéma synchronního motoru

používána jako offline identifikace [6] (počáteční inicializace) nebo pro online identifikaci [9].

Pokud chceme tento algoritmus implementovat do digitálního signálového procesoru (DSP) musíme tyto vzorce vhodně upravit. Pokud je tato metoda aplikována v offline režimu, může být použit následující vzorec.

$$L_q = \sqrt{\frac{ATR_s - 2y_s R_s^2}{2y_s \omega_i^2}} \quad (2)$$

Kde A je amplituda identifikačního harmonického signálu, T je perioda identifikačního harmonického signálu, y_s je výstupní hodnota vylepšené frekvenční analýzy a ω_i je frekvence identifikačního harmonického signálu.

Pokud je výpočet v takovémto tvaru může být odpor statoru R_s identifikován jinou metodou avšak za cenu větších komplikací při implementaci algoritmu. Aby mohl být tento výpočet proveden, je třeba jej rozdělit na dvě části, které se počítají podle vzorců $L_{x1} = \frac{ATR_s}{2y_s \omega_i^2}$

a $L_{x2} = \frac{2y_s R_s^2}{2y_s \omega_i^2} = \frac{R_s^2}{\omega_i^2}$. Jelikož se zde objevuje dělení, musí být zabezpečena chyba, která může vzniknout přetečením proměnných. Proto jsou tyto dvě hodnoty kontrolovány (Obrázek 2). Pokud je čítec menší než jmenovatel, pokračuje se dále ve výpočtu. Ale pokud je čítec větší než jmenovatel, musí být proměnné upraveny. Nejprve je kontrolován čítec je-li $čítec > \frac{2^{15}}{2}$, pokud ano, je vydělen dvěma. Touto první úpravou může být zamezeno přetečení v další podmínce, pokud by byla nedostačující, následují další úpravy. Opět je porovnán čítec a jmenovatel, ale tentokrát je jmenovatel násoben dvěma tak dlouho, dokud není podmínka splněna. Počty násobení a dělení jsou ukládány do proměnných $LxPocLshift1$, $LxPocLshift2$.

Pro celkový výpočet indukčnosti L_x se musí opět sečíst hodnoty L_{x1} a L_{x2} a to samé musí být provedeno u proměnných obsahující počet dělení.

$$LxPocLshift = RsPocLshift + RsPocLshift + LxPocLshift2 + LxPocLshift1 \quad (3)$$

```
pIDvalues->LxPocLshift=__add(__add(__add(pIDvalues->RsPocLshift,pIDvalues->RsPocLshift),LxPocLshift2), LxPocLshift1);
```

```

/***** vypocet Lx1 *****/
xl1=__shr(__mult(AT,pIDvalues->Rs),1);
xo1=__mult(__mult(Omg,Omg),ys);
LxPocLshift1=0;
if(abs_s(xl1)>abs_s(xo1))
{ if(abs_s(xl1)>0x4000)
{ xl1=L_shr(xl1,1);
  LxPocLshift1++; }
while(abs_s(xl1)>abs_s(xo1))
{ xo1=L_shl(xo1,1);
  LxPocLshift1++; }
}

/***** vypocet Lx2 *****/
xl2=__mult(pIDvalues->Rs,pIDvalues->Rs);
xo2=__mult(Omg,Omg);
LxPocLshift2=0;
if(abs_s(xl2)>abs_s(xo2))
{ if(abs_s(xl2)>0x4000)
{ xl2=L_shr(xl2,1);
  LxPocLshift2++; }
while(abs_s(xl2)>abs_s(xo2))
{ xo2=L_shl(xo2,1);
  LxPocLshift2++; }
}
Lx1=div_s4q(xl1,xo1);
Lx2=div_s4q(xl2,xo2);

```

Obrázek 2: Funkce ID_Compute- výpočet L_{x1} a L_{x2}

V konečném výpočtu indukčnosti $L_q = L_{x1} - L_{x2}$ musí být proměnné vyděleny tolikrát dvěma, kolikrát byl dělen druhý. Tyto úpravy se provádí, abychom byli schopni hodnoty odečíst, aniž bychom způsobili chybu. To je docíleno posunutím bitů doprava u L_{x1} o $RsPocLshiftp + LxPocLshift2$ a L_{x2} o $LxPocLshift1$.

Výsledný program je ukázán na obrázku 3, kde je výstupem programu hodnota $pIDvalues->Lq$, která se musí ještě násobit dvěma na počet dělení dvěma, které bylo provedeno, a odmocnit.

```

while((abs_s(Lx1)<0x4000)&&(abs_s(Lx2)<0x4000))
{ Lx1=__shl(Lx1,1);
  Lx2=__shl(Lx2,1);
  pIDvalues->LxPocLshift--; }

Lx1=__shr(__shr(Lx1,RsPocLshiftp),LxPocLshift2);
Lx2=__shr(Lx2,LxPocLshift1);
pIDvalues->Lq=__sub(Lx1,Lx2);

ID_Init(pIDdata);
}

```

$$L_q = \sqrt{pIDvalues->Lq * 2^{LxPocLshift}}$$

Obrázek 3: Funkce ID_Compute- výpočet výsledné indukčnosti

Jak je z předchozího textu patrné při výpočtu musí být řešeno přetečení proměnných a výpočet odmocniny který se ve vzorci nachází. Tato odmocnina se dá snadno odstranit několika matematickými úpravami.

4 Zjednodušení výpočtu

V rovnici výpočtu L_q již nevyužíváme odhadovaný odpor statoru. Namísto toho je odporu statoru nahrazen vzorcem (4) a díky tomu se dá z výpočtu odstranit odmocnina. Taktéž je do vzorce přidána proměnná y_c , čímž je částečně potlačena proměnná y_s , která má mnohem menší hodnotu a neovlivňuje příliš výpočet. Tato proměnná při změně proudu vykazuje poměrně značné chyby a identifikace proto pomaleji konverguje k správné hodnotě. Jejím potlačením tak získáváme mnohem rychlejší identifikaci a díky úpravám se výpočet značně zjednodušuje.

$$R_s = \frac{ATy_s}{2(y_s^2 + y_c^2)} \quad (4)$$

$$L_q = \sqrt{\frac{ATR_s - 2y_s R_s^2}{2y_s \omega_i^2}} = \sqrt{\frac{AT \frac{ATy_s}{2(y_s^2 + y_c^2)} - 2y_s \frac{(ATy_s)^2}{4(y_s^2 + y_c^2)^2}}{2y_s \omega_i^2}} \quad (5)$$

$$L_q = -\frac{ATy_c}{2(y_s^2 + y_c^2)\omega_i} = \frac{\Im[F(j\omega)]}{(\Re[F(j\omega)]^2 + \Im[F(j\omega)]^2)\omega_i} \quad (6)$$

Takto upravený vzorec je již výpočetně méně náročný ale stále se zde objevuje dělení a tím pádem i nutnost hlídat případné přetečení proměnných. Další zjednodušení výpočtu je možné výběrem vhodné frekvence identifikačního signálu. V našem případě je pro identifikaci použita frekvence 400MHz. Tato frekvence poskytuje dostatečně rychlou identifikaci a taktéž zapříčiňuje výrazný rozdíl mezi výslednými hodnotami proměnných y_s a y_c , který je dále použit pro zjednodušení výpočtu L_q . Hodnota y_c je o jeden řád vyšší než hodnota y_s . Jak je patrné z rovnice (6), hlavní roli ve výpočtu L_q má hodnota y_c , proto hodnota y_s může být zanedbána a výpočet L_q tak zjednodušen.

$$L_q = -\frac{AT}{2y_c\omega_i} \quad (7)$$

Výsledky upraveného výpočtu jsou téměř shodné s výsledky výpočtů obsahující y_s . Takto upravený výpočet obsahuje pouze jednu proměnnou y_c , kterou je potřeba měřit. Ostatní členy, které rovnice obsahuje, jsou konstanty. Jak je patrné z obrázku 4a ve výpočtu ubylo proměnných a již se nemusí výsledek odmocňovat, ale stále se zde objevuje dělení a tím pádem i nutnost výslednou hodnotu násobit hodnotou odpovídající provedenímu shiftování (rotace o jeden byt doleva nebo doprava). Pokud by nám ovšem pro výpočet stačila převrácená hodnota indukčnosti lze algoritmus zjednodušit tak, aby nebylo potřeba žádné shiftování (obrázek 4b).

```
/****** vypocetLq *****/
```

```
Lq1=05AT;
Lq2=__mult(Omg,yc);
LxPocLshift1=0;
if (abs_s(Lq1)>abs_s(Lq2))
{ if (abs_s(Lq1)>0x4000)
{ x11=L_shr(Lq1,1);
  LxPocLshift1++; }
while(abs_s(Lq1)>abs_s(Lq2))
{ Lq2=L_shl(Lq2,1);
  LxPocLshift1++; }
}
pIDvalues->Lq=div_s4q(Lq1,Lq2);
```

$$L_q = \text{pIDvalues} \rightarrow L_q * 2^{LxPocLshift}$$

a)

```
/****** vypocetLq *****/
```

```
pIDvalues->Lq=__mult(__mult(Omg,yc),2ATi);
```

$$L_q = \frac{1}{\text{pIDvalues} \rightarrow L_q}$$

b)

Obrázek 4: Výpočet indukčnosti ze zjednodušených vzorců

5 Závěr

V článku je stručně uveden princip vylepšené frekvenční analýzy. Pokud je identifikace používána v offline režimu nebo v některých případech i v online režimu může být pro identifikaci využít složitější vzorec výpočtu indukčnosti. Tento vzorec nám umožňuje ovlivňovat výpočet v závislosti na odporu statoru. Toto řešení je ovšem velmi složité a u online režimu jsou patrné značné chyby. Proto je do tohoto vzorce za jeho hodnotu dosazena výpočetní rovnice tohoto odporu. Díky této úpravě se výpočet značně zjednoduší a při aplikování do DSP nemusíme již pracovat s odmocninami. Po zjednodušení je také vhodnější pro identifikaci v online režimu díky tomu, že je do vzorce přivedena hodnota y_c , která potlačuje y_s v níž se vyskytují značné chyby.

To je způsobeno vhodnou volbou frekvence identifikačního signálu, která zařídí vhodný odstup těchto dvou hodnot. Pokud je tento odstup dostatečný můžeme hodnotu y_s úplně zanedbat. Tím se výpočetní vzorec opět o něco zjednoduší a zůstane v něm pouze jedna proměnná, zbytek jsou konstanty. Takto upravený vzorec je opět lépe aplikovatelný do DSP a pokud je potřeba pouze oblast kde se identifikovaná hodnota nachází, můžeme využít výpočet pouze převrácené hodnoty indukčnosti čímž v aplikaci v DSP odpadne i dělení a případné hlídání přetečení.

Poděkování

Tato publikace vznikla za podpory grantu "Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci " financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6).", European Regional Development Fund under project No. CZ.1.05/2.1.00/01.0014, Czech Science Foundation under the project 102/09/H081 "SYNERGY - Mobile Sensoric Systems and Network, "

Reference

- [1] P. Vas, *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines*. Oxford University Press, USA, 1993, p. 384.
- [2] M. Ghomi and Y. N. Sarem, "Review of synchronous generator parameters estimation and model identification," in *2007 42nd International Universities Power Engineering Conference*, 2007, pp. 228-235.
- [3] F. Briz and M. Degner, "Rotor Position Estimation," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 24-36, Jun. 2011.
- [4] S. Kim, Y.-D. Yoon, S.-K. Sul, K. Ide, and K. Tomita, "Parameter independent maximum torque per ampere (MTPA) control of IPM machine based on signal injection," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 103-108.
- [5] T. Soderstrom and P. Stoica, *System Identification*. Hemel Hempstead: Prentice-Hall International, 1989, p. 528.
- [6] I. Veselý and D. Zámečník, "Problémy spojené s testováním a programováním vylepšené frekvenční analýz," *Elektrorevue - Internetový časopis*, vol. 114, pp. 1-7, 2010.
- [7] M. E. Haque and M. F. Rahman, "A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1376-1383, Nov. 2003.
- [8] R. Leidhold and P. Mutschler, "Injection of a carrier with higher than the PWM frequency for sensorless position detection in PM synchronous motors," in *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008, pp. 1353-1358.
- [9] I. Veselý and D. Zámečník, "On- line improved frequency analysis and its dependence on controller settings," in *Recent Researches in Communications & IT*, 2011, pp. 186-189.

CASSANDRA – HETEROGENOUS RESCUE ROBOTIC SYSTEM

Ludek ZALUD, Lukas KOPECNY, Frantisek BURIAN, Tomas FLORIAN, Tomas JILEK, Vlastimil KRIZ, Michal VASINA

Vysoké Učení Technické v Brně

Kolejní 2906/4, 612 00 Brno

E-mail: zalud@feec.vutbr.cz, kopecny@feec.vutbr.cz, bufran@seznam.cz

Abstract:

Robotic system consisting of multiple different remotely operated robots and one operator's station is described. The system consists of two small robots, two bigger robots, and one flying machine, while each of them has different features to form balanced system for variety of missions. The robots, as well as the whole system and its possible mission configurations, are described in the article. Great attention is paid to the communication subsystem, i.e. not only robot-to-operator's station communication, but also signals retranslation.

Keywords: Mobile Robot, Telepresence

1 Introduction

Reconnaissance of dangerous areas is one of the most challenging tasks for today's robotics. According to many indications, e.g. from the Robocup Rescue League community, it seems that nowadays the development of practical, and usable reconnaissance robots, is aimed at the following tasks:

- Larger number of robots controlled by one operator, in such cases as when the operator must concentrate on crucial tasks, such as victim identification, while the robots perform basic tasks, like mapping, autonomously.
- Easy and intuitive human-to-robot interface should be optimized, since the real operators will not be robotic specialists.

The remote robotic reconnaissance of dangerous areas is a very complex and interdisciplinary task, and only well-tuned robotic systems, with good software, hardware, communication and sensory subsystem, may succeed. Mobility and the ability to work reliably in hard conditions are very important. It also induces that mechanical construction and the hardware of the robots play a very important role in this complex task.

The aim of this paper is to propose a robotic system for effective reconnaissance of dangerous areas with several robots with different features that can be all controlled from one operator's station by one operator.

The scheme of the system is on Fig 1. The main principle is, the operator controls only one robot at a time, but he/she can switch among them instantly, can see image from more cameras and can use different camera as the primary camera to control different robot. Great effort is made by our team to control each of the robots "in the same way", i.e. to have visually unified user interface, but also easily and quickly distinguish which robot is in use. This task is exceptionally challenging when considering the use of flying robots with completely different control comparing to ground robots with either skid-steered differential drive or Ackermann steering configuration.

The robots that are not currently controlled may be used to “guard” the area, i.e. automatically detect movement and report it to the operator.

Although it is supposed each robot has different features, they are these main “classes” of robots that may be controlled with the control system:

- bigger and more complex robots,
- smaller robots,
- rotorcraft Unmanned Aerial Vehicles (UAVs).

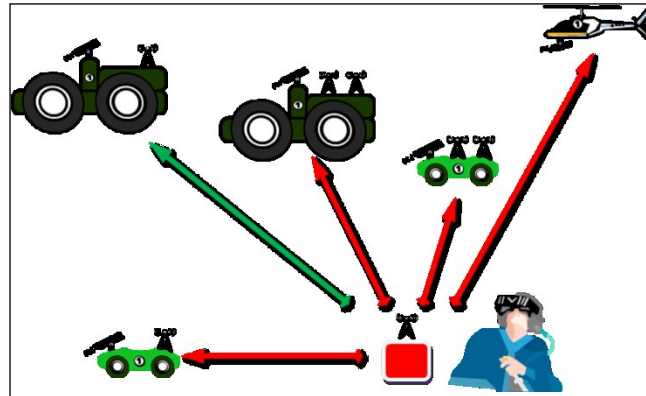


Fig. 1: Principal scheme of the robotic system

2 Robots

The robots and their features and abilities form the vital part of the whole system. The robots are designed to form a group that is as universal as possible. The bigger robots are able to carry payload as high as 40 kg, are able to work in hard terrain, but they are simply too big to successfully work in several environments. The small robots, on the other hand, are more agile in terms of operation in narrow or otherwise limited environments, but their payload is limited to approximately 2 kg. As opposing to the ground robots, the rotorcraft UAVs are not finished yet, so only the concept and possible solution is mentioned.

A. Orpheus-A

It is a rugged robotic system made to reconnaissance highly dangerous areas with chemical and nuclear risks. It is made for military purposes, so it fulfills military standards.

The robot is equipped with two cameras – one pan/tilt/zoom color camera with illumination (wide and narrow light beam) with both manual and automatic parameter settings, and one rigid „rear“ wide-angle camera – color, highly sensitive. The robot has one degree of freedom manipulator with sensors, while other sensors are rigidly connected to the robot body. The robot base is rigid, has low profile with high clearance because of big wheels.

The robot may be operated wirelessly or by wire.

The robot is made to work in hard terrain, it is able to go across obstacles up to 20cms high, it is able to work well during night or in bad visibility conditions (sensitive cameras, configurable illumination).

The robot itself is made to be easy-to-decontaminate – the whole robot is waterproof, painted by resistive paintings and the whole construction is made to repel or at least not keep liquids. Only several parts are marked as non-decontaminable and have to be replaced (tires, antennas and two cables).



Fig. 1. Orpheus-AC - prototype (left) and commercial version (middle), Orpheus-AM (right)

TABLE 1: Orpheus-A parameters

Parameter	Value
Dimensions (lxwxh)	950x590x415 mm
Weight	48 kg
Operation time	60 mins
Drive type	differential
Maximum speed	4 km/h

Two modifications of Orpheus have been made. The general robot platform is denoted as Orpheus-A. The chemical version named Orpheus-AC (see Fig. 1) is used as a robot for nuclear and chemical contamination measurement for chemical squad of Czech Army and represent commercial product made by our group, where the only necessary modification to be included to the system is different communication module. The medical version Orpheus-AM (see Fig 1) is meant as a robot for victim identification in potentially contaminated battlefield. So instead of chemical detectors, it has “alive human” detection sensors.

B. Steropes

Steropes (see Fig. 3, left) belongs to the bigger robots. It is without doubts less advanced machine compared to Orpheus-A class. It is not resistant to contamination and decontamination process, does not perform so well in hard terrain, etc. The advantage is much lower price with still very good payload capacity (more than 20 kg). The robot is also relatively easy-to-manufacture and so far proved to be reliable (three units built). Another big advantage is its ability to cover rather big objects inside the robot – its inner space is divided into two parts, lower and upper, while the upper one is empty and ready to accommodate sensors, communication modules, batteries or electronics.

TABLE 2: Steropes parameters

Parameter	Value
Dimensions (lxwxh)	645x530x285 mm
Weight	23 kg
Operation time	60 mins
Drive type	differential
Maximum speed	3 km/h



Fig. 3. Steropes (left) and Brontes (right)

C. Brontes

Brontes (see Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.3, right) is a typical small and cheap robotic platform for outdoor use. It is based on cheap “crawler” RC model in 1:8 scale. All the original electronics was replaced. The model originally has not differentials. This solution performs well in hard terrain (they are often locked in hard terrain on the vehicles that have this capability), but limits the maneuver-ability of the robot, especially on plain surface. Thus we modified the mechanical construction to be able to turn both axles. This considerably improved the performance of Brontes in hard terrain.

Most of the mechanical and electro are standard modeler parts. Even the camera manipulator is made of high-speed modeler servos. This makes the robot platform relatively very cheap, while still quite well usable in a lot of missions.

The electronics is made of simple Atmel ATMega processors, and one more powerful Freescale Coldfire V2 32-bit microcontroller. Despite its small size, the robot can be used as a retranslation communication station (see Chapter 3 for more details).

C. Rotorcraft Unmanned Aerial Vehicles

TABLE 3: Brontes parameters

Parameter	Value
Dimensions (lxwxh)	620x480x280
Weight	6kg
Operation time	45 mins
Drive type	Ackermann
Maximum speed	7 km/h

TABLE 4: Quadrotor parameters

Parameter	Value
Dimensions (diaxh)	620x230 mm
Weight	1800 g
Operation time	20 mins

As it was already said, our team is in the beginning of UAV research and development. At first we were oriented towards RC helicopters with electrical motor. They are able to carry up to 2 kg of payload, can flight about 10 to 15 minutes and can maneuver very well. On the other hand, these machines proved to be hard-to-control with complicated flight kinematics and dynamics. The RC helicopters are also mechanically complicated and rather delicate – they have to be carefully adjusted to perform well and in the case of crash their repair is both money- and time-consuming. Because of these reason we decided to aim our attention to so-called quadcopters (or other multi-copter configurations). They are much more mechanically simpler, robust and have easier flight model. At first we used well known Microcopters, but later we decided to make our own copter.

At the moment of writing of this article, the quadcopter successfully passed first flight tests (see Fig. 4). Please see Table IV for preliminary basic technical parameters.

We are also preparing embedded version of our telepresence subsystem to be placed on aerial vehicles. This system is named Orpheus-EB2 and will represent completely self-containing system with internal accumulator, communication module, power electronics and control system. It will be lightweight (less than 1 kg) with approximate operation time of 60 minutes. The system is going to be tested on several ground robots as well as on fixed-wing aircraft with 7 kg payload capacity developed at our university.



Fig. 4. Quadrocopter, succesfull flight test



Fig. 5. Possible system configuration

3 Control System – Cassandra

While the robots and their features are important for the mission variability, the operator's station control software is important for the system performance. The user interface has to be done to allow the operator to concentrate to the mission, and to show the relevant information. The operator must not be flooded by the not-so-important data.

Important feature of the user interface is the ability to cope with different robots with completely diverse features in that way, they appear similarly to the operator.

As it is apparent, the cameras are independent on robot control modules. The important idea of Cassandra is, the operator can actually mix cameras and control algorithms, i.e. he/she can control different robot's movement with different camera displayed. This allows good solutions in problematic situations, when a robot is in position when the view from its camera is limited due to obstacles.

Although the system is still under development, it is already usable even for more complex missions. See Fig. 6 for a screenshot from Cassandra.

4 Conclusions

Reconnaissance robotic system containing heterogeneous robots controlled from one operator's station by one operator was presented in this paper.

The system is far from “finished”, a lot of further development, research, and money is necessary to a system that can be successfully engaged in real missions as a complete solution. At first, the quadcopter (or multicopter) represents a challenging device to be included to the system. The present status of this subproject does not allow to use it as a

working part of the whole system. The plan is to make first tests with telepresence control in outdoor environment in summer 2010. According to our preliminary tests, we assume it will extend the system's usability fundamentally.



Fig. 6. Cassandra, main view

Another important challenge for the future is more autonomous behavior of the robots currently not-in-use. The plan is to let them act more actively in the situations they are not controlled by the operator rather than only staying in the place and observing any movement or e.g. measuring contamination data. The robots also might autonomously search assigned area. The important feature also would be the ability of the robots to return back when signal from base station is lost.

Acknowledgement

This project was supported by the Ministry of Education of the Czech Republic under Project MSM0021630529.

Reference/References

- [1] Ayache, N., (1991). Artificial Vision for Mobile Robots – Stereo Vision and Multisensory Perception (translation), The MIT Press, Cambridge USA, ISBN 0-262-01124-7
- [2] Cougar World (2007). Retrieved June 25, 2007, from <http://cougar.frugalsworld.com/>
- [3] Everett, H.R., (1995). Sensors for Mobile Robots, Theory and Applications, AK Peters, Ltd., USA, ISBN: 1-56881-048-2
- [4] FlirSystems (2007). Retrieved March 12, 2007, from <http://www.flirthermography.com>.
- [5] Gonzalez, G., Woods, R. E., (2002). Digital Image Processing - 2 ed., Prentice Hall Press, ISBN 0-201-18075-8.
- [6] Jacoff, A., Weiss, B., Messina, E., (2003). Evolution of a Performance Metric for Urban Search and Rescue Robots (2003). Performance Metrics for Intelligent Systems Workshop, August 2003, Gaithersburg, MD.
- [7] LaMothe, A., (2003). Tricks of the 3D Game Programming Gurus – Advanced 3D Graphics and Rasterization, SAMS Publishing, USA, ISBN 0-672-31835-0.
- [8] Luna, D. F., (2003). Introduction to 3D Game Programming with DirectX 9.0, Wordware Publishing, Inc., USA, ISBN 1-55622-913-5.

INDEX AUTORŮ**B**

Baránek, Radek 33

Buchta, Luděk 39

Burian, František 59;84;162

Buršík, Filip 45

Ď

Ďaďo, Stanislav 3

F

Fialka, Jiří 53

Florián, Tomáš 59;162

G

Graf, Miroslav 65

Gregoriev, Daniel 10

H

Havránek, Zdeněk 70

Heneš Martin 45

Hercík, Radim 80

J

Jílek, Tomáš 84;162

Jirsík, Václav 89

K

Klusáček Stanislav 70

Kopečný, Lukáš 93;152;162

Král, Petr 133

Kříž, Vlastimil 162

L

Lacko, Branislav 97

Los Jaroslav 20

M

Martinec, Dan 14

Mikolajek, Martin 103

Minařík, Daniel 109

N

Nowaková, Jana 116

O

Ožana, Štěpán 133

P

Pieš, Martin 133

Pohl, Lukáš 122

Pokorný, Miroslav 116

S

Sikorová, Andrea 127

Slanina, Zdeněk 133

Sýkora, Martin 45

Š

Šebek, Michael 14

Šimek, Jiří 20

Škuta, Jaromír 20

Šolc, František 33

T

U	Tůma, Jiří	20	Z	Veselý, Libor	157
	Uher, Miroslav	139		Zavadil, Jaromír	20
V	Vágner, Martin	147	Ž	Žáček, Viktor	89
	Vala, David	103		Žalud, Luděk	59;84;93;152;162
	Vašina, Michal	93;152;162			
	Veselý, Ivo	157			



Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých
řídících a senzorických technologií

Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídících a senzorických technologií
CZ.1.07/2.3.00/09.0031

Ústav automatizace a měřicí techniky
VUT v Brně
Kolejní 2906/4
612 00 Brno
Česká Republika

<http://www.crr.vutbr.cz>
info@crr.vutbr.cz

ISBN 978-80-214-4527-7