



Ústav přístrojové a řídicí techniky
Fakulta strojní, ČVUT v Praze, Technická 4, 166 07, Praha 6
www.fsid.cvut.cz/cz/U12110/



Proceedings of the annular meeting *New Methods and Procedures in Automatic Control, Instrumentation and Informatics*

Sborník odborného semináře *Nové metody a postupy v oblasti přístrojové techniky, automatického řízení a informatiky*

28. – 30.5.2012

Hotel Roztoky
Roztoky u Křivoklátu 14
270 23 Křivoklát
Czech republic

ISBN: 978-80-01-05061-3

Table of contents

Novák	MODELLING OF HIGH-SPEED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR	6
Rodriguez, Bíla, Bukovský, Homma	LUNG TUMOR MOTION PREDICTION BY STATIC NEURAL NETWORKS	11
Novák	FPGA BASED CONTROLLER FOR HIGH-SPEED PERMANENT MAGNET...	16
Macúchová	SELECTED METHODS OF MOUNTING REFLECTIVE OPTICS IN VACUUM	22
Uhlíř,Novák	THE DECREE NO. 50/78 SB. OF CR'S LAWS AND MECHANICAL...	25
Havliš	STEPPER MOTOR AND PNEUMATIC CYLINDER DRIVEN INVERTED...	27
Mareš, Doležel, Procházka	DIFFERENT APPROACHES TO REACTOR FURNACE CONTROL	30
Mironovová	OPTIMIZATION OF NEURAL NETWORK INPUT PARAMETERS USING...	35
Hošek	SMALL SAMPLE SURFACE TENSION MEASUREMENT SYSTEM	38
Oswald	EXTREMUM SEEKING METHODS IN PROCESS CONTROL - HISTORY AND...	40
Petrová	THE COURSE OF SOIL DIFFUSIVITY IN THREE DIFFERENT...	42
Oswaldová, Vyhlídal	PARAMETER ASSESSMENT OF EQUILIBRIUM MOISTURE CONTENT	45
Kučera	SUMMARY OF RECENT RESULTS ON DESIGN AND APPLICATION OF...	49
Plaček	SMALL-SCALE BIOMASS COMBUSTION EXPERIMENTAL BASE DEVELOPMENT	56
Šindelář	DESIGN OF A SMALL LOWCOST TOOL FOR MAKING MEDM ELECTRODES	59
Čáp	THE DESIGN, IMPLEMENTATION AND TESTING OF THE DEVICE FOR...	62
Rošický	ELLIPSOIDAL MIRROR ANALYSIS	64
Novák, Novák, Chyský, Čeřovský	RESEARCH OF HIGH-SPEED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS...	68
Novák, Mašek	CONTROL SYSTEM DEVELOPMENT FOR HYDROSTATIC POWER...	73
Novák, Chyský, Novák	STUDY OF SINE FILTER HIGH – FREQUENCY LOSSES	81
Jura	PSYCHOLOGICAL INSTRUMENTATION	90

Bíla	EMERGENT SITUATIONS AND CONCEPTUAL DETECTION PATTERN	95
Novák	NEW ASPECTS IN DRIVE DESIGNING WITH HIGHT EFFICIENCY...	102
Jirka, Zicha, Šourek	MEASUREMENT OF TEMPERATURE AND ENERGY FLOW IN EARTH –...	104
Vondrouš, Kolařík, Kolaříková	MICROPLASMA WELDING OF NITINOL AND AUSTENITIC STAINLESS...	111

Conference Program

28-05-2012

- 10:00 - 10:20 **Jaroslav Novák, Jan Chyský, Martin Novák**, STUDY OF SINE FILTER HIGH – FREQUENCY LOSSES
- 10:20 - 10:40 **Jiří Čáp**, THE DESIGN, IMPLEMENTATION AND TESTING OF THE DEVICE FOR MEASURING OF TENSION DISTRIBUTION IN METAL BELTS.
- 10:40 - 11:00 **Jaroslav Novák, Martin Novák, Jan Chyský, Zdeněk Čeřovský**, RESEARCH OF HIGH-SPEED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES CONTROL
- 11:00 - 11:20 **Jan Mareš, Petr Doležel, Aleš Procházka**, DIFFERENT APPROACHES TO REACTOR FURNACE CONTROL
- 11:20 - 11:40 **Martin Novák**, MODELLING OF HIGH-SPEED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR
- 11:40 - 12:00 **Ivan Uhlír, Lukáš Novák**, THE DECREE NO. 50/78 SB. OF CR'S LAWS AND MECHANICAL ENGINEERS
- 02:00 - 02:20 **Hynek Havliš**, STEPPER MOTOR AND PNEUMATIC CYLINDER DRIVEN INVERTED PENDULUM
- 02:20 - 02:40 **Viktor Placek**, SMALL-SCALE BIOMASS COMBUSTION EXPERIMENTAL BASE DEVELOPMENT
- 02:40 - 03:00 **Richardo Rodriguez, Jirí Bíla, Ivo Bukovský, N Homma**, LUNG TUMOR MOTION PREDICTION BY STATIC NEURAL NETWORKS
- 03:00 - 03:20 **Vladimír Kučera**, SUMMARY OF RECENT RESULTS ON DESIGN AND APPLICATION OF SIGNAL SHAPERS
- 03:20 - 03:40 **Jirí Bíla**, EMERGENT SITUATIONS AND CONCEPTUAL DETECTION PATTERN
- 03:40 - 04:00 **Cyril Oswald**, EXTREMUM SEEKING METHODS IN PROCESS CONTROL - HISTORY AND STATE OF THE ART
- 04:00 - 04:20 **Jan Hošek**, SMALL SAMPLE SURFACE TENSION MEASUREMENT SYSTEM
- 04:20 - 04:40 **Jiří Rošický**, ELLIPSOIDAL MIRROR ANALYSIS

29-05-2012

- 09:00 - 10:00 **Hana Dušková**, INVITED LECTUERE: HOW TO WRITE, SUBMIT AND SELL A PATENT
- 10:15 - 10:35 **Martina Isabela Mironovová**, OPTIMIZATION OF NEURAL NETWORK INPUT PARAMETERS USING GENETIC ALGORITHM
- 10:35 - 10:55 **Martin Novák**, FPGA BASED CONTROLLER FOR HIGH-SPEED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR
- 10:55 - 11:15 **Jaroslav Novák, Zdeněk Mašek**, CONTROL SYSTEM DEVELOPMENT FOR HYDROSTATIC POWER TRANSMISSION
- 11:15 - 11:35 **Jakub Jura**, PSYCHOLOGICAL INSTRUMENTATION
- 11:35 - 11:55 **Karolina Macúchová**, SELECTED METHODS OF MOUNTING REFLECTIVE OPTICS IN VACUUM
- 02:00 - 02:20 **Růžena Petrová**, THE COURSE OF SOIL DIFFUSIVITY IN THREE DIFFERENT ENVIRONMENTS
- 02:20 - 02:40 **Ivana Oswaldová, Tomáš Vyhlídal**, PARAMETER ASSESSMENT OF EQUILIBRIUM MOISTURE CONTENT
- 02:40 - 03:00 **Lukáš Novák**, NEW ASPECTS IN DRIVE DESIGNING WITH HIGHT EFFICIENCY ASYNCHRONOUS MOTORS
- 03:00 - 03:20 **Vladimír Jirka, Josef Zicha, Bořivoj Šourek**, MEASUREMENT OF TEMPERATURE AND ENERGY FLOW IN EARTH – ATMOSPHERE INTERFACE
- 03:20 - 03:40 **Petr Vondrouš, Ladislav Kolařík, Marie Kolaříková**, MICROPLASMA WELDING OF NITINOL AND AUSTENITIC STAINLESS STEEL
- 03:40 - 04:00 **Petr Šindelář**, DESIGN OF A SMALL LOWCOST TOOL FOR MAKING MEDM ELECTRODES

Modelling of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor

M. Novak

Abstract — This paper presents specific issues of modelling a high-speed permanent magnet motor (PMSM). Although the dynamic model of classic PMSM is well known, high-speed machines have their specifics like a large influence of bearing or air friction losses not covered by the standard model. Those are discussed in this paper together with experimental verification of the model. Finally suggestions for future improvements are given.

Keywords — Mathematical modelling, permanent magnet synchronous motor, high-speed motor

I. NOMENCLATURE

$v_x(t)$ – instantaneous voltage value in phase x [V]
 R_s – stator resistance [Ω]
 Ψ – flux linkage [Wb]
 i_x – instantaneous current value in phase x [A]
 φ – rotor angle [rad]
 L – inductance
 ω – electrical speed [rad/s]
 ω_m – mechanical speed [rad/s]
 T_e – electrical torque [Nm]
 p_p – number of pole-pairs [-]

II. INTRODUCTION

HIGH speed permanent magnet motors became a hot topic in the last years. It is due to improvements in permanent magnets and motor design technology. The reason for creating smaller, high-speed machines is their much higher power density. As it is shown in [1] one large turbocompressor can be replaced with 16 compressors, each with a volume of 1/64 of the conventional compressor, which together has the same output power but requires only a quarter of the volume of the conventional compressor. The diameter of the small units would be 1/4 of the original one and the rotational speed would therefore increase by a factor of at least 4.

This work was supported in part by the Czech ministry of education, youth and sport grant no. MSM6840770035 “The Development of Environmental - Friendly Decentralized Power Engineering”, internal CTU Grant “Development of measuring, simulation and experimental methods with focus on non-traditional energy source” and support of EU Regional Development Fund in OP R&D for Innovations (OP VaVpl) and Ministry for Education, Czech Republic, project # CZ.1.05/2.1.00/03.0125 Acquisition of Technology for Vehicle Center of Sustainable Mobility. This support is gratefully acknowledged.

M. Novak is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech republic (e-mail: Martin.Novak2@fs.cvut.cz).

Downscaling of a macro turbomachine for constant specific speed and lower volume flow therefore leads to an increase in rotational speed.... The overall volume of the electrical machines in the example above is also 1/4 of the original one.

From this comes the idea to use high speed machines also in other applications with size constraints. As it was shown in [2] where the target maximum speed of the motor is 240,000rpm, rated output is 5kW and the stator diameter is 60mm, core stack size is 40mm and rotor diameter is only 20mm.

The paper is organized as follows. First a description of a standard PMSM model is given, that specifics of high-speed model are discussed. Follows the identification of real high-speed motor parameters and comparison with modeled data. Finally conclusions with suggestion for future model improvement are given.

III. PMSM MODEL

For the purposes of future FPGA controller implementation and verification we have created a Simulink model of PMSM. The model was used during the designing phase of the controller for algorithm verification, range checking, parameter setting etc. The model is based on the information published in [3] - [7].

The PMSM model is based on the electrical properties of the stator windings and on their interaction with the rotor. The electrical dynamic equations of the phase voltages v_a, v_b, v_c are

$$v_a(t) = R_s + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (1)$$

$$v_b(t) = R_s + \frac{d\lambda_b}{dt} \quad (2)$$

$$v_c(t) = R_s + \frac{d\lambda_c}{dt} \quad (3)$$

where R_s is PMSM stator winding resistance and $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ are corresponding flux linkages for phase a,b,c.

Under the assumption that mutual inductances $L_{ab} = L_{ba}$ and peak flux linkage of the permanent magnet is λ_m (with components a, b, c) the flux linkages $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ in (1) - are (3)

$$\lambda_a = L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + \lambda_{ma} \quad (4)$$

$$\lambda_b = L_{ab}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c + \lambda_{mb} \quad (5)$$

$$\lambda_c = L_{ac}i_a + L_{bc}i_b + L_{cc}i_c + \lambda_{mc} \quad (6)$$

Flux linkages, voltages and currents can now be transformed from the three phase stator coordinate system

to the rotor fixed dq coordinate system using transformation matrices [6]. The symbol S in those matrices represents voltages, fluxes or currents - Park transformation

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_d \\ S_0 \end{bmatrix} = (2/3) \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & \cos(\Theta-120) & \cos(\Theta+120) \\ \sin(\Theta) & \sin(\Theta-120) & \sin(\Theta+120) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

where S_0 is a zero vector, in a balanced three phase system $S_a+S_b+S_c = 0$

The inverse transformation (inverse Park transformation) is

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & \sin(\Theta) & 1 \\ \cos(\Theta-120) & \sin(\Theta-120) & 1 \\ \cos(\Theta+120) & \sin(\Theta+120) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_q \\ S_d \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Using transformations (7) and (8) the voltage equations in dq reference frame becomes

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega\lambda_d \quad (9)$$

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega\lambda_q \quad (10)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (11)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m \quad (12)$$

where ω is electrical speed and λ_m is the flux linkage of permanent magnets.

This model is shown in an equivalent circuit diagram on Fig 1.

The electric torque produced by the PMSM is

$$T_e = \frac{3}{2} [v_q i_q + v_d i_d] = \frac{3}{2} p_p [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (13)$$

The above described electrical model is completed with a mechanical model

$$T_e = T_L + \frac{J}{p_p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{B}{p_p} \omega + \frac{K_{air_friction}}{p_p} \omega^2 \quad (14)$$

where T_L is torque caused by the load, J is moment of inertia, B is damping constant (friction), $K_{air_friction}$ is damping caused by air friction and p_p is number of pole-pairs.

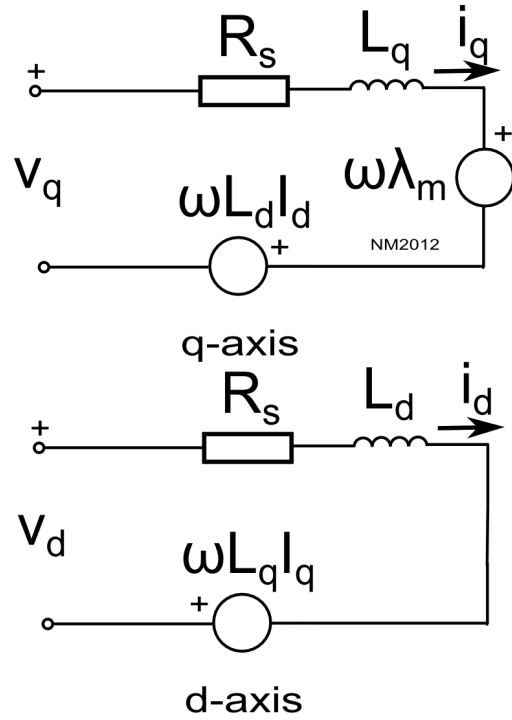


Fig 1 - dq axis PMSM equivalent circuit diagram

Rotor mechanical speed and rotor angle is

$$\omega_m = \frac{\omega}{p_p} \quad \Theta(t) = \int \omega_m dt \quad (15)$$

Hence the space state model of PMSM is

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{-R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} i_q \omega + \frac{1}{L_d} v_d \quad (16)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{-R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} i_d \omega + \frac{1}{L_q} v_q - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega \quad (17)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2} \frac{p_p^2}{J} \lambda_m i_q + \frac{3}{2} \frac{p_p^2}{J} (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{p_p B}{J} \omega - \frac{p_p K_{air_friction}}{J} \omega^2 - \frac{p_p}{J} T_L \quad (18)$$

For simplicity, the space state model can also be rewritten in a matrix form

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + Bu + N_1 \cdot X \cdot \omega + X^T \cdot N_2 \cdot X \quad (19)$$

where A is system matrix, B is input matrix, N_1 and N_2 are nonlinear coupling matrices

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L_q} & \frac{-\lambda_m}{L_q} \\ 0 & \frac{3 p_p^2}{2 J} \lambda_m & \frac{-p_p F}{J} \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-p_p}{J} \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ T_L \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$N_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} & 0 \\ \frac{-L_d}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$N_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3 p_p^2}{2 J} (L_d - L_q) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p_p K_{air_friction}}{J} \end{bmatrix} \quad (23)$$

Based on (20) - (23) PMSM model was created.

IV. REAL MODEL PARAMENTER IDENTIFICATION

To set correctly the PMSM model it was necessary to estimate some model parameters. Some of them could be determined directly from the manufacturer's data while others required some experiments.

TABLE I
PMSM PARAMETERS

Motor type:	Manufacturer:
2AML406B-090-10-170	VUES Brno
$V_{dc} = 560 \text{ V}$	$n_n = 25\,000 \text{ min}^{-1}$
$I_{n_rms} = 11 \text{ A}$	$n_{max} = 25\,000 \text{ min}^{-1}$
$T_n = 1,2 \text{ Nm}$	$K_E = 7,3 \text{ V/kRPM}$

To estimate other motor parameters two different methods were used and the results compared.

Method one consisted of a direct measurement with LCRG Meter Tesla BM591 where both winding resistance and inductance was measured. The disadvantage of this method is that the measuring current is not known and that inductance will be measured with a small unknown current. As inductance is a function of current, it is expected that the real inductance value for nominal current will be higher.

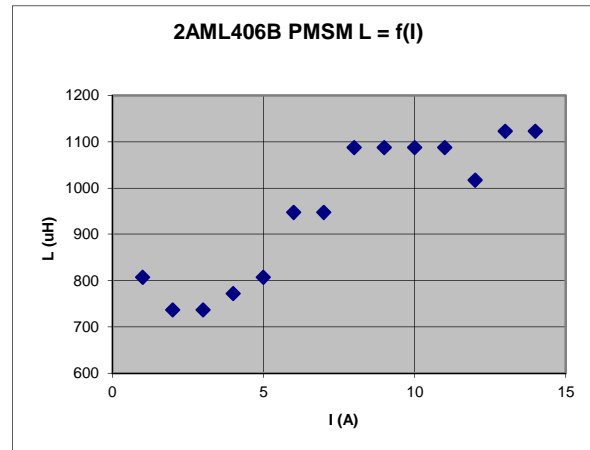


Fig 2 - PMSM Stator inductance as function of current

In method two, resistance was measured with Ohm's method with a Diametral Q130R50D power supply, 2x Pro's kit digital multimeter MT1232.

The inductance in method two was measured from the time constant of a transient characteristics with oscilloscope GDS-806C with probe GTP-060A.

As stator inductance is a function of current, the measurement was done up to the nominal current and a little above it. The results are summarized on Fig 2. It can be seen that the inductance is changing some what with current as it was expected. It is rising with increasing current. For nominal current, the inductance is 1,1 mH. It is also obvious that the measurement has a relatively high error as the values are fluctuating. Nevertheless the trend is visible. The obtained results from both methods are the following

TABLE II
PMSM RESISTANCE AND INDUCTANCE

	Direct measurement with BM591	Indirect measurement
R (mΩ)	310	210
L (µH)	880	800 (for I = 1 A) 1100 (for I = I _n = 11 A)

As can be seen from the comparison in the table above, the values obtained from both methods are similar but with a relatively high error. The error in stator winding resistance is large because the value of stator winding resistance is small and its size is comparable with the contact resistance in the circuit. The inductance values are comparable and it is expected that a more precise value is the one obtained with indirect measurement as nominal current 11 A is used here.

The permanent magnet flux linkage λ_m is calculated from the back-emf constant $K_E = 7,3 \text{ V/kRPM}$

$$\lambda_m = \frac{v_i}{\omega} \Rightarrow \lambda_m = 0,072 \text{ [Wb]} \quad (24)$$

Motor's moment of inertia was calculated from a motor startup on Fig 3. In this experiment where the motor was powered with a given current $I_q = 9 \text{ A}$ until field weakening started. The start time was 0,4 s and the reached speed was 572 Hz (34 340 min^{-1}). The startup current 9 A corresponds to torque 0,98 Nm. Considering the relatively high current and torque, mechanical losses were neglected in the calculations [8].

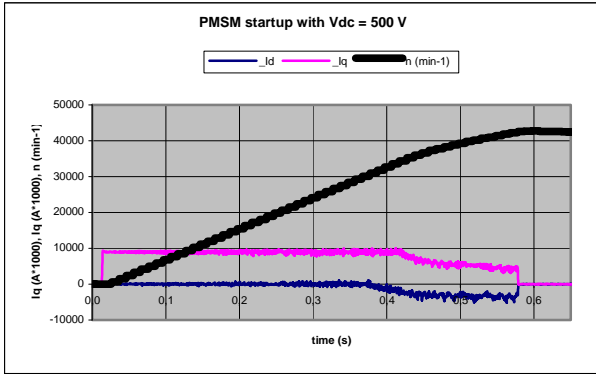


Fig 3 - PMSM startup with Vdc = 500 V, $I_{qreq} = 9$ A

Moment of inertia is

$$J = T \frac{\Delta t}{\Delta \omega} = 0,98 \cdot \frac{0,4}{2\pi \cdot 572} = 0,11 \cdot 10^{-3} \quad [kgm^2] \quad (25)$$

As can be seen from the model, air friction losses are considered. This is important for high-speed machines as the losses caused by air friction can have the size as friction losses in bearings.

According to [9], where speed was 500 000 RPM, friction losses caused by air friction were 8 W, where as bearing losses were 10 W for two bearings.

As the machine used for this research has maximal speed 42 000 RPM, it can be expected that air friction losses will be much lower. The reason for this is that according to [9] power loss caused by are friction is given

$$P_{f_air} = c_f \pi \rho_{air} \omega^3 r^4 l \quad (26)$$

Where c_f is friction coefficient, ρ_{air} is density of air at given temperature and pressure, ω is rotor angular speed, r is rotor radius and l is rotor length.

Air friction torque is then

$$T_{f_air} = c_f \pi \rho_{air} \omega^3 r^4 l / \omega \quad (27)$$

And therefore the friction torque is a function of ω^2 as it is used in the model.

The friction coefficient itself is dependent on the size of air gap and air flow in the air gap given by Reynolds and Taylor numbers. Unfortunately, none of those parameters could not be measured or determined precisely analytically.

For this reason an attempt was made to at least estimate bearing and air friction with an experiment. It consists of accelerating the motor to maximal speed and turning off the inverter. The rotor will spin down naturally. The deceleration of the rotor is measured as a function of time.

From (18) it is obvious that when the motor is unpowered and unloaded, its mechanical speed will decrease with losses until a complete halt. This is described by the following dynamic equation

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{p_p B}{J} \omega - \frac{p_p K_{air_friction}}{J} \omega^2 \quad (28)$$

It has to be noted here that this equation does not represent all losses in the motor.

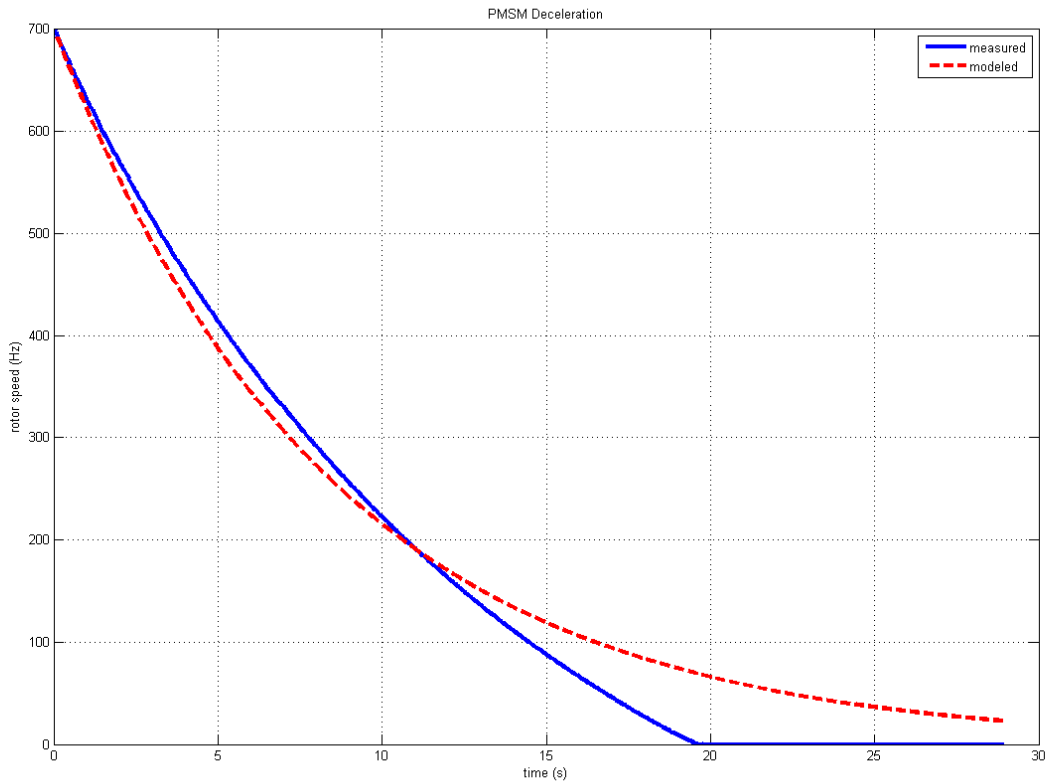


Fig 4 - Comparison between measured (blue, solid line) and modeled PMSM deceleration (red, dashed)

The solution of (28) is

$$\omega(t) = \frac{B \cdot \omega(0)}{B \cdot e^{\left(\frac{Bt}{J}\right)} - K_{air_friction} \cdot \omega(0) + K_{air_friction} \cdot \omega(0) \cdot e^{\left(\frac{Bt}{J}\right)}} \quad (29)$$

Equation (29) was used to find coefficients B and $K_{air_friction}$ from experimentally measured PMSM rotor deceleration. The search was done with a least square method in Matlab. The comparison on Fig 4 is a best match that could be achieved by varying just parameters B and $K_{air_friction}$. As can be seen, the match is not very good. The reason is that other losses in the motor have been neglected.

One is the loss caused by eddy currents. As the permanent magnet is rotating, it induces currents to the stator windings and stator iron. Also there is an interaction between the permanent magnet and those currents. Stator core losses could be determined by the Steinmetz equation [10],[11]

$$P_{core} = C_m \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (30)$$

Where C_m , α and β are material constant, B_m is peak flux density and f is frequency of the current. It can be seen that losses are a function of frequency i.e. rotational speed. The function is non linear. Unfortunately this calculation is impossible as the stator material is not known for our motor.

Another loss that has been neglected is the interaction between the permanent magnet and stator iron. In other words, the permanent magnet is attracted to the stator iron and is braked by it. This is visible when the rotor is turned by a bare hand. It takes then preferably one of four positions. This effect seems to be significant for lower rotor speeds.

Considering those simplification, the presented fit can be considered an approximate model. The model parameters determined in this chapter are summarized in table III.

TABLE III
PMSM MODEL PARAMETERS

Model parameter	Value and units	note
R (mΩ)	260 [mΩ]	Average from direct and indirect measurement
L (μH)	1100 [μH]	for $I = I_n = 11$ A
λ_m	0.072 [Wb]	
J	$0.11 \cdot 10^{-3}$ [kgm ²]	
B	$8.2 \cdot 10^{-5}$ [N/rad/s]	
$K_{air_friction}$	$1.3 \cdot 10^{-10}$ [N/rad ² /s ²]	Very small, could be significant for higher speeds

VI. CONCLUSION

As it can be seen from the comparison between the measured deceleration and modeled one, there is a relatively large difference. For high-speed motors more parameters that just the ones present in a standard PMSM model have to be considered. It is the loss caused by the eddy currents caused by the permanent magnet rotation and the interaction between permanent magnet and stator iron that comes into play for small speeds. All those

should be considered in future model development. However it can be expected that if a system with controller is used also some other components like the inverter has to be modeled to achieve a good agreement between the model and reality.

REFERENCES

- [1] Krähenbühl, D.; Zwyssig, C.; Weser, H.; Kolar, J.W.: A Miniature 500 000-r/min Electrically Driven Turbocompressor, In: Industry Applications, IEEE Transactions on, pp. 2459-2466, Vol. 46 Issue 6, ISSN 0093-9994, DOI: 10.1109/TIA.2010.2073673
- [2] Oyama J. – Higuchi T. – Abe T. – Shigematsu K. – Yang X. – Matsuo E.: A Trial Production of a Small Size Ultra-High Speed Drive System, In: Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, pp. 31-36 vol.1, ISBN 0-7803-7817-2, DOI: 10.1109/IEMDC.2003.1211239
- [3] Šimánek J.: Řešení napáječe a regulační struktury pro synchronní trakční motor s permanentními magnety, Ph.D. Thesis, University of Pardubice, Jan Perner Transport Faculty, Department of Electrical and Electronic Engineering and Signalling in Transport, 2009, in Czech
- [4] Quang N.P. - Dittrich J. A.: Vector Control of Three-Phase AC Machines, Springer, 2008, ISBN 978-3540790280
- [5] Zhang Z. - Shu J.: Matlab-based Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control Simulation, In: Computer Science and Information Technology (ICCSIT), 2010 3rd IEEE International Conference on, pp. 539-542, 2010, ISBN 978-1-4244-5537-9, DOI: 10.1109/ICCSIT.2010.5563610
- [6] Ohm D.Y.: Dynamic Model of PM Synchronous Motors, Available on < www.drivetechnic.com/articles/IM97PM_Rev1forPDF.pdf > [accessed 11.1.2012]
- [7] Pillay P. - Krishan R.: Modeling of Permanent Magnet Motor Drives, In: IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 35, no. 4, november 1988, pp. 537 - 541, ISSN 0278-0046, DOI 10.1109/41.9176
- [8] Novák, M. - Novák, J. - Čefovský, Z. - Chyský, J.: Dynamic Properties of High-speed Electrical Motor Supercharger. In Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Industrial Technology and 43rd IEEE Southeastern Symposium on System Theory. Piscataway: IEEE Industrial Electronics Society, 2011, p. 153-158. ISBN 978-1-4244-9065-3.
- [9] Zwyssig C. – Round S.D. – Kolar J.W.: Analytical and Experimental Investigation of a Low Torque, Ultra-High Speed Drive System, In: Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, pp. 1507 – 1513, ISBN 1-4244-0364-2, DOI: 10.1109/IAS.2006.256729
- [10] Venkatachalam K. – Sullivan Ch.R. – Abdallah T. – Tacca H.: Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms Using Only Steinmetz Parameters, In: Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings. 2002 IEEE Workshop on, pp. 36-41, ISBN 0-7803-7554-8, DOI: 10.1109/CIPE.2002.1196712
- [11] Chen Y. – Pillay P.: An Improved Formula for Lamination Core Loss Calculations in Machines Operating with High Frequency and High Flux Density Excitation, In: Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, pp. 759-766 vol. 2, ISBN 0-7803-7420-7, DOI: 10.1109/IAS.2002.104264

Lung Tumor Motion Prediction by static neural networks

R. Rodriguez, J. Bíla, I. Bukovský, N. Homma

Abstract -- This paper presents a study of lung tumor-motion time-series prediction, first, with the use of conventional static (feedforward) MLP neural network (with a single hidden perceptron layer) and, second, with the static quadratic neural unit (QNU), i.e., a class of polynomial neural network (or a higher-order neural unit). We also demonstrate that QNU can be trained in a very efficient and fast way for real time retraining due to its linear nature of optimization problem. The objective is the prediction accuracy of 1 [mm] for 1-second prediction horizon. So it is well applicable for radiation tracking therapy.

Index Terms-- Lung tumor-motion, time series prediction, radiation therapy, MLP, QNU, retraining.

I. INTRODUCTION

During lung-tumor radiation therapy, the radiation must be maintained in the region of tumor and it should be kept far away from the healthy tissue. However, this is a nontrivial task because of the body motion. The tumor motion can be associated with internal movements caused by cardiac cycles, and respiration, and also with patient's stochastic movements and systematic drifts [1][2]. The respiration is dominant among them, thus respiratory motion has been widely studied. The respiratory motion becomes a complex non-stationary process (if the respiration changes amplitude and/or period over time).

In lung tumor motion it is well known to have amplitude between 0.5 and 2.5 cm, even some times 5 cm [4]. As a consequence, the dose distribution might be delivered significantly different from the prescribed one, and the radiation toxicity may increase dramatically [5][6][7][8][9][10].

Several methods have been developed to model the respiratory motion gated radiation therapy or real time tumor tracking, but their use is still questioned [1][3]. Three general approaches have been achieved to predict respiration behaviour [3]. Biomechanical study of the breathing process is the basic approach. Other method consists of a respiratory mathematical model using harmonic functions. The most promising method is an approach based on learning algorithms which need to be

trained with previously observed input-output patterns.

According to the above statements, feedforward neural networks have promising capabilities for implementation to lung motion time series prediction, and lung motion prediction with neural network (NN) is a subject of great interest in medicine due to the possibility of capturing dynamics and structural aspects [5][3]. Some authors are convinced that deep analysis is still needed [5][3][11][12].

Regarding the above issues of neural networks and our experience with higher-order nonlinear neural architectures [13]–[16] we extend our study on a second order neural unit so called quadratic neural unit (QNU). QNU can be considered a standalone second order neural unit of higher order neural networks (HONN) or a class of polynomial neural networks [17][18].

We study implementation of static neural networks (i.e. MLP and QNU), we use the most popular learning algorithm, i.e., the Levenberg-Marquardt (L-M) algorithm [19][20] that is powerful optimization algorithm and it is easy to be implemented. L-M technique is used for non-linear least-squares problems. When the solution is far from the correct one, the algorithm behaves as a steepest descent method.

Also, because of the nonstationary nature of lung tumor motion in time, we implemented a sliding window retraining [21] to capture temporal variations in time series validity of the neural model at every sample of prediction.

In this paper, we propose a study of lung tumor motion time-series prediction, first, with the use of MLP neural network (with a single hidden perceptron layer) and, second, with the QNU. We also demonstrate that QNU can be trained in a very efficient and fast way for real time retraining. The objective of our study was to achieve the prediction accuracy below 1 [mm] for 1 second prediction horizon with our approach and to study capabilities of simplest yet powerful neural network models, i.e. static MLP networks and static QNU to achieve better prediction accuracy than in published and comparable works. The QNU was chosen for its high quality of nonlinear approximation and its excellence convergence [16] that is in this paper discussed in the light of its linear optimization nature (a unique minima for training).

II. DATA DESCRIPTION

The three-dimensional time series of lung tumor motion data were obtained from measurements by Hokkaido University Hospital [22][23]. The sampling period was 30Hz, and the spatial resolution was 0.01 [mm]. The time series were preprocessed in order to reduce the noise and avoid abnormal data included in rough data of the time series [22][24]. The preprocessed time series is shown in Fig. 1.

This work was supported grant No. SGS10/252/OHK2/3T/12 and SGS12/177/OHK2/3T/12, and also by PROMEP Mexican grant number UTCJ001.

R. Rodriguez is with Czech Technical University in Prague, Prague, PSČ 16607 Czech Republic (e-mail: Ricardo.Rodriguez@fs.cvut.cz). R. Rodriguez is also with Technological University of Juarez City, Mexico.

J. Bíla is with the Department of Instrumentation and Control Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, PSČ 166 07 Czech Republic (e-mail: Bila@vc.cvut.cz).

I. Bukovský is with the Department of Instrumentation and Control Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, PSČ 166 07 Czech Republic (Ivo.Bukovsky@fs.cvut.cz).

N. Homma is with Cyberscience Center, Tohoku University, Sendai, 980-8579 Japan (homma@ieee.org).

$$\mathbf{Y}(k) = [y_1(k) \quad y_2(k) \quad y_3(k)] \quad (1)$$

The vector $\mathbf{y}_i(k)$ (eq. (1)) at discrete time $k=1,2,\dots$, $y_1(k)$, $y_2(k)$ and $y_3(k)$ are positions of marker on the lateral, cephalocaudal, and anteroposterior axes in [mm]. The dominant periods of the time series are approximately about 3 seconds.

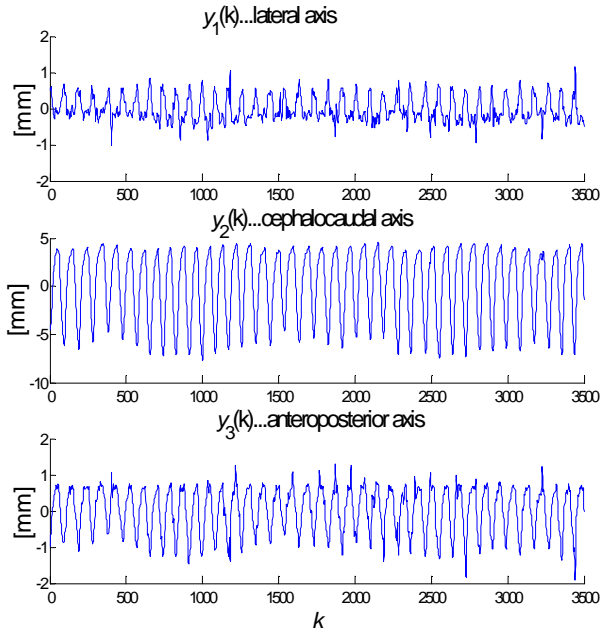


Fig. 1. Preprocessed time series of the observed tumor marker position of the lung.

III. PREDICTION METHODS

A. Sliding Window Retraining

Because the respiration time series are highly nonstationary (with time varying frequency, mean and amplitudes), it is impossible to obtain a generally valid model from a single training data set. Therefore, we investigate the effect of retraining of the MLP and the QNU predictive models to their prediction accuracy. We retrained the models with most recent history of measured values at every new measured sample, i.e. before each new sample prediction. This approach is sometimes referred in literature as a sliding window approach [21].

For every retraining we choose $epochs = 30$ (for MLP) and $epochs = 300$ (for QNU) as we could notice that the mean absolute error was not improved with more number of training epochs into the window especially for long term prediction. After the current window training is performed, the neural network predicts the unknown n_s samples ahead from the new measured value. The training window for the predictive models is shown in Fig. 2.

We used the well known L-M algorithm for the weight increments of i -th hidden neuron at every epoch of training.

In the L-M algorithm for MLP neural network, μ can be automatically decreased or increased at every training epoch depending on the convergence of the training performance of the network, which is for N training samples given as sum of square errors

$$Q(epoch) = \sum_{k=1}^N e(k)^2, \quad \text{where } e(k) = y(k) - \tilde{y}(k), \quad (2)$$

and from trial searches we concluded the following scheme

$$\begin{aligned} \text{if } Q(epoch) > Q(epoch-1) \text{ then } \mu &= \mu/10 \\ \text{else } \mu &= \mu \cdot 10 \end{aligned} \quad (3)$$

The L-M algorithm for the perceptron-type network, requires computation of the Jacobian matrix \mathbf{J}_i at each epoch, so the matrix inverse has to be always calculated according to the basic L-M formula in epoch-times [19][20]. The inverse matrix calculation for the network results in slowing down the real-time computation.

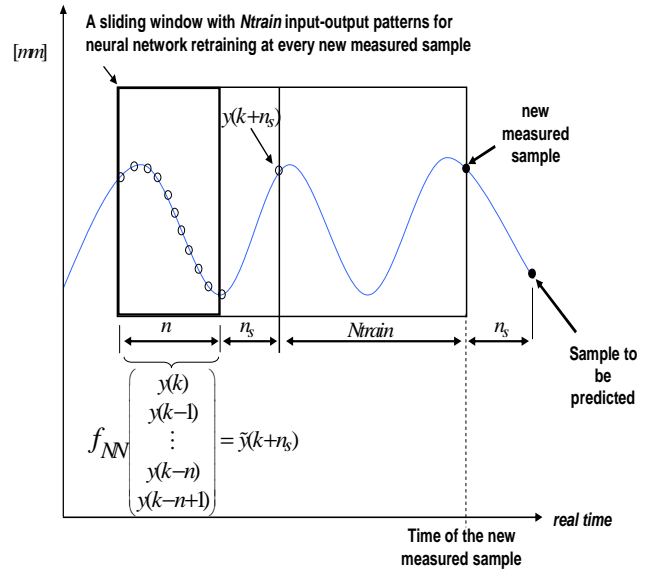


Fig. 2. A sliding (retraining) window for model retraining at every new measured sample, the window slides ahead with each new measured sample.

In the QNU predictive model, the inverse during the calculation of the Jacobian Matrix is calculated only once before the training in epochs starts, and then we also calculate the weight updates only with varying \mathbf{e} that is the only vector that is recalculated at every epoch in the modified L-M formula [19][20]. Moreover, we concluded that it was not necessary to implement increasing learning rate for QNU (as it was desirable for MLP and that can be reasoned by the superior convergence of QNU during training due to its linear nature of optimization problem).

Also, we notice that with the use of least square method we could avoid the inverse during the calculation of the Jacobian matrix, so we highlight merely division for a single weight. The computation time is much faster because the increment of the weights can be calculated in a for loop using merely division rather than calculate all weight updates once by the original L-M formula with the inverse of a large matrix. Thus, the only vector that is recalculated every epoch in the modified L-M formula is the error \mathbf{e} .

IV. EXPERIMENTAL ANALYSIS

A. MLP

Experiments were carried out for 30 Hz and 15 Hz sampling. We investigated the effect of various setups of n , n_s , and $Ntrain$ to predict accuracy that was calculated as

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sqrt{e_1^2(k) + e_2^2(k) + e_3^2(k)} \quad (4)$$

where N is the number of testing samples, and e_1 , e_2 , and e_3 are the predicting errors of every axis 1, 2 and 3. For the predictive model applied on 30 Hz lung tumor motion recorded data, the prediction horizons and the different input configuration analysis are presented on Fig. 3 (a)-(b). Fig. 3(a) summarizes prediction errors at 1 [sec] (=30 steps) ahead by sliding window technique during testing for the time series. The results show prediction errors (MAE) for prediction horizon 1 [sec] when lengths of input vector were $n = (10,15,30,45,60,90)$ of $Y(k)$. The number of input-output training patterns of the window is settled at $N_{train}=360$.

According to our testing, the prediction performs more precise results with $n=30$ samples back from the time series taken as input to the neural network that are present in the current wave of the respiratory dynamics. For instance, $n=30$ samples back of the time series includes useful information for the prediction, less or more inputs to the predictive model can affect badly to the prediction error, as can be seen in Fig. 3(a).

Fig. 3(b) shows the mean absolute error for prediction horizons $tpred=[1/6, 1/3, 0.5, 1, 1.5, 2]$ [sec] for a single length of input vector x with $n=30$, see eq. (4). The number of training samples for the windows were settled to $N_{train}=360$. As it can be seen in Fig. 3(b), the prediction MAE becomes larger as the prediction horizons increase.

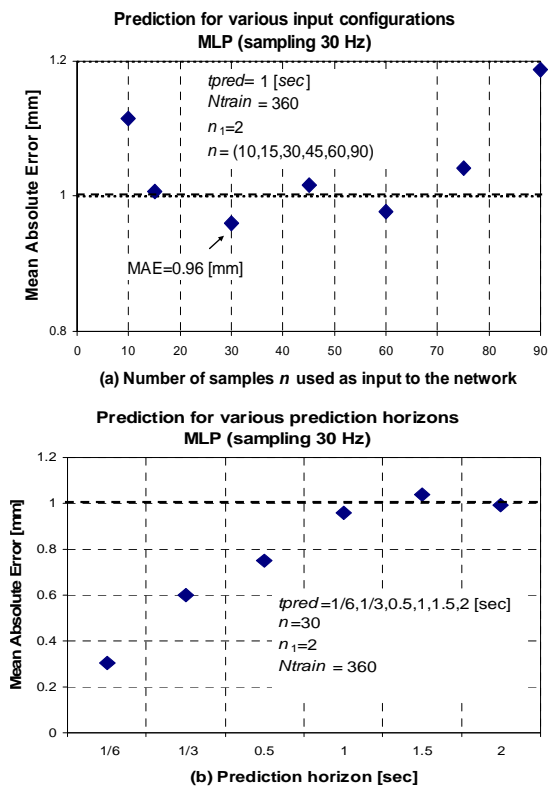


Fig. 3. (a) The smallest MAE of 1 second prediction was obtained with $n=30$ input samples to a 2-hidden-neuron neural network, sampling of 30 Hz). (b) MAE is increasing with prediction horizon $tpred=[1/6, 1/3, 0.5, 1, 1.5, 2]$ [sec].

The resulting time series prediction (30 Hz sampling) was carried out for $k=1000$ to 2300 by MLP predictive

model. The configuration of the model was $n=30$ samples back used as inputs to the network, $n_1=2$ neurons were used for the prediction, and $N_{train}=360$ were considered as input-output training patterns for the sliding window. Thus, the MAE of the 0.5 [sec] prediction horizon was 0.75 [mm] with computing time of 304 [sec] and the MAE of the 1 [sec] prediction horizon was 0.96[mm] with 303 [sec] of computing time.

In the case of MLP predictive model applied on 15Hz sampling data, the predicting results are presented on Fig. 4 (a)-(b). Fig. 4(a) summarizes prediction errors at 1 [sec] (=15 steps) ahead by sliding window technique during prediction of time series. The results show prediction errors (MAE) for prediction horizon 1[sec] when lengths of input vector configuration were $n=(5,8,15,23,30,38,45)$ of the time series signal $Y(k)$. The number of input-output training patterns of the window is settled at $N_{train}=180$. In Fig. 4(a) is shown that according to our testing for 1 [sec] prediction horizon, MAE = 0.96 [mm] was the smallest prediction error, which was obtained with $n=15$ samples used as inputs to the network.

Fig. 4(b) shows the MAE for prediction horizons $tpred=[1/6, 1/3, 0.533, 1, 1.533, 2]$ [sec] for a single length of input vector x with $n=15$. The prediction MAE becomes larger as the prediction horizons increase as can be verified in Fig. 4(b).

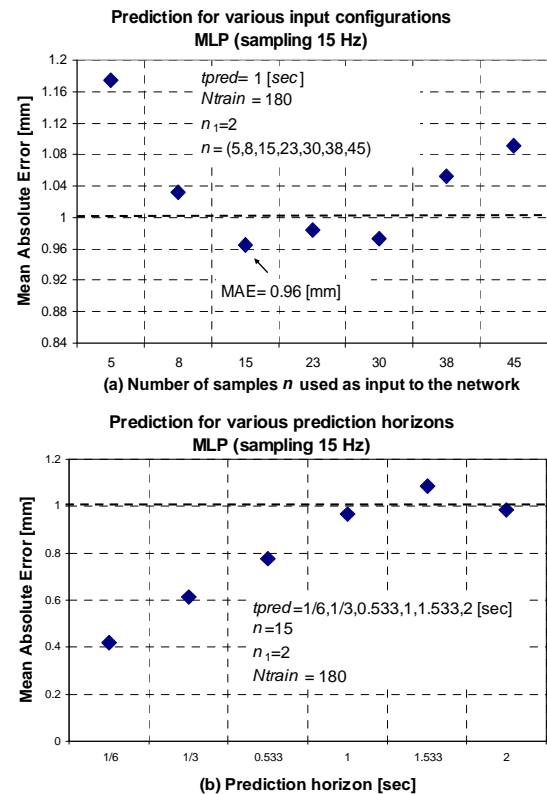


Fig. 4. (a)The smallest MAE of 1 second prediction was obtained with $n=15$ input samples to a 2-hidden-neuron neural network, sampling of 15 Hz). (b)MAE is increasing with prediction horizon $tpred=[1/6, 1/3, 0.533, 1, 1.533, 2]$ [sec].

The time series prediction (15 Hz sampling) was carried out for $k=500$ to 1150 samples by MLP predictive model. In our results, we highlight the prediction for $tpred=0.5$ [sec] (i.e. $n_s= 8$) and $tpred= 1$ [sec] (i.e. $n_s=15$) prediction horizons. The model was configured with $n=15$ samples back used as inputs to the network, $N_{train}= 180$ for the

sliding window, and $n_1=2$. Accordingly, the MAE of the 0.5 [sec] prediction horizon was 0.77 [mm] with 79 [sec] of computing time and the MAE of 1 [sec] prediction horizon was 0.96 [mm] with 97 [sec] of computing time.

B. QNU

In the QNU predictive model applied on 15 Hz sampling data, the predicting results are presented on Fig. 5 (a)-(b). Fig. 5 (a) shows prediction errors at 1 [sec] prediction horizon (= 15 steps ahead) by QNU adaptive model using sliding window technique during prediction of time series. The results present prediction errors (MAE) for prediction horizon 1 [sec] when lengths of input vector configuration were $n = (5, 8, 15, 23, 30, 38, 45)$ of the time series signal $\mathbf{Y}(k)$. The number of input-output training patterns of the window is settled at $N_{train}=425$. According to the prediction result for 1 [sec] prediction horizon, the smallest prediction error was MAE = 0.90 [mm] when we used $n=15$ as inputs to the network.

Fig. 5 (b) presents MAE of prediction horizons $t_{pred}=[1/6, 1/3, 0.533, 1, 1.533, 2]$ [sec] for a single length of input vector \mathbf{x} with $n=15$. The prediction MAE becomes larger as the prediction horizons increase (see Fig. 5 (b)).

The prediction using the QNU predictive model (15 Hz sampling) was carried out for $k=500$ to 1150 samples (43 [sec]). The model was configured with $N_{train}= 425$ input-output patterns for the sliding window, $n=15$ samples back used as inputs to the network. Accordingly, the prediction results of 0.5 [sec] prediction horizon was MAE= 0.81 [mm] with duration of 18 [sec] of computing time for 43 [sec] of treatment time, and MAE = 0.90 for 1 [sec] prediction horizon with duration of 26 [sec] of computing time at 43 [sec] of treatment time as well.

V. TOWARDS AN STATIONARITY ANALYSIS OF THE LUNG TUMOR MOTION TIME SERIES

The lung-tumor motion time series $\{\mathbf{Y}(k)\}$ in 3-D axis is stationary if its statistical properties do no change over time. It means that all moments of all degrees (expectations, variances, third order, fourth order, and higher) of the time series are the same in any position. Thus, the time series can be considered as *strictly stationary*. However, this definition is too strict for lung-tumor motion real data, thus a *weak stationarity* or *second order* is also adopted [25]. It is considered weak stationarity when the mean and the variance of the lung-tumor time series are constant and the autocovariance between \mathbf{Y}_k and $\mathbf{Y}_{k-\tau}$ only can depend on τ .

Thus, $\{\mathbf{Y}_k\}$ is covariance-stationary (weak stationary) if
(i) $E[\mathbf{Y}_k] = \mu \quad \forall k$
(ii) $Cov(\mathbf{Y}_k, \mathbf{Y}_{k-\tau}) = E[(\mathbf{Y}_k - \mu)(\mathbf{Y}_{k-\tau} - \mu)] = \gamma_\tau \quad , \forall k, \tau$ (5)
The mean is time-invariant, the covariance does not depend on k , the variance is $Var(\mathbf{Y}_k) = \gamma_0$ is also constant. It is considered as weak stationary because it only relates to the first two moments. Higher moments can be time invariant. The idea is to select a window and calculate the covariance matrix during the real-time tumor motion prediction. Then, compare the next window covariance matrix to know the difference between both windows, and to analyze the influence of such difference during the prediction in real time.

VI. CONCLUSION

In this paper, we have developed a time series predictive models for lung tumor radiation therapy. An MLP with one hidden layer and a QNU were developed as predictive models. The adaptation rule for the models was the batch optimization (L-M) implemented on retraining (sliding window) technique (i.e. a moving window for every new sample as a retraining method). Then we demonstrated the predictive capability of the models by the moving window on periodic and highly nonlinear respiratory time series for prediction of real data of lung movement. The prediction results obtained by the predictive models satisfies the goals of our work for the prediction accuracy of 1 [mm] with at most 1 [sec] prediction horizon. Also, study and comparison of the MLP and QNU predictive model performances were presented. For the long term prediction horizon 1 [sec], MLP performed faster at 15 Hz sampling rate (97 [sec]) than 30 Hz sampling (303 [sec]) at 43 [sec] of treatment time, and with the same MAE=0.96 [mm]. Accordingly, QNU predictive model (15 Hz) achieved faster computing time (26 [sec]) at 43[sec] of treatment time comparing with MLP (15 Hz). Also, the prediction accuracy was improved for the QNU predictive model (MAE = 0.90 [mm]) comparing with MLP predictive model (0.96 [mm]). L-M technique was used for non-linear least-squares problems for the QNU adaptive model in order to avoid the inverse calculation of the common L-M algorithm. Accordingly, the QNU predictive model became computationally faster than the MLP predictive model and even faster than the treatment time (43 [sec]). The lung tumor motion predictions were achieved by the proposed predictive models based on the adaptation to the time variant period involved in the cyclic dynamics of respiration.

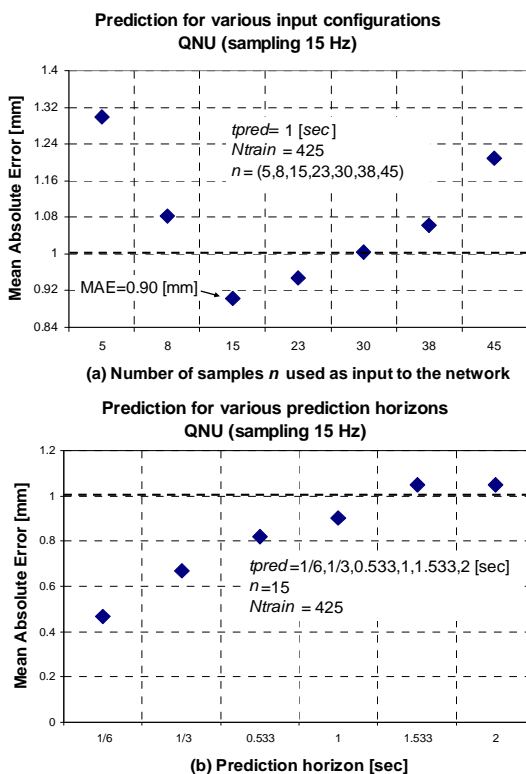


Fig. 5. (a) The smallest MAE of 1 second prediction was obtained with $n=15$ input samples to a 2-hidden-neuron neural network, sampling of 15 Hz). (b) MAE is increasing with prediction horizon $t_{pred}=[1/6, 1/3, 0.533, 1, 1.533, 2]$ [sec].

VII. ACKNOWLEDGMENT

We would like to express our thanks to colleagues from Homma-Yoshizawa lab, Tohoku University, Japan, for providing us with the studied respiration data and for the opportunity to cooperate on the topic of lung motion prediction for tracking radiation therapy (visiting research in 2011).

VIII. REFERENCES

- [1] G. C. Sharp, S. B. Jiang, S. Shimizu and H. Shirato, "Prediction of respiratory tumour motion for real-time image-guided radiotherapy," *Physics Medicine and Biology*, vol. 49, pp. 425-40, 2004.
- [2] J. D. P. Hoisak, K. E. Sixel, R. Tirona, P. C. F. Cheung and J. F. Pignol, "Prediction of lung tumour position based on spirometry and on abdominal displacement: Accuracy and reproducibility," *Radiotherapy and Oncology*, vol. 78, pp. 339-46, 2006.
- [3] M. J. Murphy and S. Dieterich, "Comparative performance of linear and nonlinear neural networks to predict irregular breathing," *Physics Medicine and Biology*, vol. 51, pp. 5903-14, 2006.
- [4] L. Ma, C. Herrmann and K. Schilling, "Modeling and Prediction of Lung Tumor Motion for Robotic Assisted Radiotherapy," *Proceedings of the 2007 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, 2007, pp. 189-194.
- [5] X. A. Li, P. J. Keall, and C. G. Orton, "Respiratory gating for radiation therapy is not ready for prime time," *Med. Phys.*, vol. 34, 2007, pp. 867-87.
- [6] H. Yan, F.-F. Yin, G. -P. Zhu, M. Ajlouni and J. H. Kim, "Adaptive prediction of internal target motion using external marker motion: a technical study," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 51, 2006, pp. 31-44.
- [7] M. Isaksson, J. Jalden and M. J. Murphy, "On using and adaptive neural network to predict lung tumor motion during respiration for radiotherapy applications," *Med. Phys.*, vol. 32, 2005, pp. 3801-9.
- [8] D. Ruan, "Kernel density estimation-based real time prediction for respiratory motion," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 55, 2010, pp. 1311-26.
- [9] D. Ruan, "Prospective detection of large prediction errors: a hypothesis testing approach," *Physics in medicine and biology*, vol. 55, 2010, pp. 3885 – 904.
- [10] K. Demachi, H. Zhu, M. Ishikawa and H. Shirato, "Predictive Simulation of tumor movement for Chasing Radiotherapy," *Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 17, 2009, pp. 222-6.
- [11] M. Kakar, H. Nystrom, L. R. Aarup, T. J. Notttrup and D. R. Olsen, "Respiratory motion prediction by using the adaptive neuro fuzzy inference system (ANFIS)," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 50, 2005, 4721-28.
- [12] N. Riaz, P. Shanker, R. Wiersma, O. Gudmundsson, W. Mao, B. Widrow and L. Xing "Predicting respiratory tumor motion with multi-dimensional adaptive filters and support vector regression," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 54, 2009, pp. 5735-48.
- [13] M. M. Gupta, J. Liang, and N. Homma, "Static and Dynamic Neural Networks: From Fundamentals to Advanced Theory," *New Jersey: John Wiley & Sons, Inc.*, 2003.
- [14] M. M. Gupta, N. Homma, Z.-G. Hou, M. G. Solo and I. Bukovsky, "Higher Order Neural Networks: Fundamental Theory and Applications," in *Artificial Higher Order Neural Networks for Computer Science and Engineering: Trends for Emerging Applications*, ed. M. Zhang, IGI Global, ISBN 13: 978-1-61520-711-4, 2010, pp. 397-422.
- [15] I. Bukovsky, J. Bila, M. M. Gupta, Z.-G. Hou and N. Homma "Foundation and Classification of Nonconventional Neural Units and Paradigm of Nonsynaptic Neural Interaction," in *Discoveries and Breakthroughs in Cognitive Informatics and Natural Intelligence in the ACINI book series* ed. by Yingxu Wang, University of Calgary, Canada, IGI Publishing, Hershey PA, USA, ISBN: 978-1-60566-902-1, 2009.
- [16] I. Bukovsky, J. Bila, "Adaptive Evaluation of Complex Dynamic Systems using Low-Dimensional Neural Architectures," *Springer's book on Advances in Cognitive Informatics and Cognitive Computing, Series: Studies in Computational Intelligence*, Vol. 323, eds. D. Zhang, Y. Wang, W. Kinsner, 2010, ISBN: 978-3-642-16082-0, pp.33-37.
- [17] A. G. Ivakhnenko, "Polynomial Theory of Complex Systems," *IEEE Tran. on Systems, Man, and Cybernetics*, Vol. SMC-1 (4), 1971, pp. 364-378.
- [18] N. Y. Nikolaev and H. Iba, "Learning Polynomial Feedforward Neural Network by Genetic Programming and Backpropagation," *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 14, no. 2, pp.337-350, March 2003.
- [19] D. W. Marquardt, "An Algorithm for the Least-Squares Estimation of Nonlinear Parameters," *SIAM Journal of Applied Mathematics*, vol 11, issue 2, pp. 431-41, 1963.
- [20] J. J. Moré, "The Levenberg-Marquardt algorithm: implementation and theory," *In Numerical Analysis , Lecture Notes in Mathematics*, Watson GA (ed.), vol. 630, Springer: Berlin, pp. 105-16, 1978.
- [21] D. F. Morgado, A. Antunes, J. Vieira and A. Mota, "Implementing the Levenberg-Marquardt algorithm on-line: A sliding window approach with early stopping," *2nd IFAC Workshop on Advanced Fuzzy/Neural Control*, 2004.
- [22] N. Homma, M. Sakai, H. Endo, M. Mitsuya, Y. Takai and M. Yoshizawa, "A New Motion Management Method for Lung Tumor Tracking Radiation," *Therapy WSEAS Trans. Systems*, vol. 8, pp. 471-80, 2009.
- [23] N. Homma, M. Sakai and Y. Takai, "Time Series Prediction of Respiratory Motion for Lung Tumor Radiation Therapy," *Proceedings of the 10th WSEAS International Conference on Neural Networks*, Prague, Czech Republic, pp. 126-31, 2009.
- [24] K. Ichiji, M. Sakai, N. Homma, Y. Takai and M. Yoshizawa Lung Tumor Motion, "Prediction Based On Multiple Time-Variant Seasonal Autoregressive Model for Tumor Following Radiotherapy", *IEEE/SICE International symposium on System Integration (SII)*, Sendai, Japan, 2010.
- [25] A. Witt, J. Kurths, A. Pikovsky, "Testing stationarity in time series," *Physical Review E: Statistical Physics, Plasmas, Fluids and Related Interdisciplinary Topics*, vol. 58, Issue 2, pp. 1800-1810, August 1998.

FPGA Based Controller for High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor

M. Novak

Abstract -- This paper presents the development of a controller for a high-speed permanent magnet synchronous motor based on Field Programmable Gate Arrays (FPGA). The controller was tested on a motor with maximal speed 42000 RPM, nominal speed 25000 RPM, nominal torque 1,2 Nm and nominal current 11 A. The novel controller design shows much promise to handle field-oriented control for higher speeds than previously available with digital signal processors. According to our tests, the controller is able to handle speeds at least 40x higher.

Index Terms-- High-speed motors, Permanent magnet motors

I. NOMENCLATURE

$v_x(t)$ – instantaneous voltage value in phase x [V]
 R_s – stator resistance [Ω]
 Ψ – flux linkage [Wb]
 i_x – instantaneous current value in phase x [A]
 φ – rotor angle [rad]
 L – inductance
 ω – electrical speed [rad/s]
 ω_m – mechanical speed [rad/s]
 T_e – electrical torque [Nm]
 p_p – number of pole-pairs [-]

II. INTRODUCTION

THE design and applications of high-speed motors are becoming a demanded topic in the industry. They can be used as high-speed spindles, microturbine power generators, blowers, pumps, hybrid electric vehicles, turbo molecular pumps, electrically driven turbo-compressors etc. [1] - [4]. For systems with high dynamics and feedback control, Field-Oriented Control (FOC) needs to be used.

Traditional permanent magnet synchronous motor (PMSM) controller systems are based on digital signal processors (DSP). For systems with lower dynamic requirements, V/f control can be easily employed [5]-[7]. Those systems can be easily driven up to speeds of several hundredth thousand RPM.

When FOC is used, the situation changes quickly. The algorithm requires much more computational power and so the maximal speed is usually limited to much lower speeds,

This work was supported in part by the Czech ministry of education, youth and sport grant no. MSM6840770035 "The Development of Environmental - Friendly Decentralized Power Engineering", internal CTU Grant "Development of measuring, simulation and experimental methods with focus on non-traditional energy source" and support of EU Regional Development Fund in OP R&D for Innovations (OP VaVpI) and Ministry for Education, Czech Republic, project # CZ.1.05/2.1.00/03.0125 Acquisition of Technology for Vehicle Center of Sustainable Mobility. This support is gratefully acknowledged.

M. Novak is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech republic (e-mail: Martin.Novak2@fs.cvut.cz).

around 70 000 RPM [8]. For higher speeds and by maintaining the advantages of FOC, we have developed a novel FPGA based controller for high-speed permanent magnet motors. It removes the limit presented by the insufficient computational power of a DSP and allows increasing the available speed by a factor at least 40.

III. CONTROL OF PMSM

As the principle of Field-Oriented Control of PMSM is well known, it will be stated only very briefly. Vector control in principle controls both the magnitude and phase of the controlled currents. This allows to decouple torque and flux (both are functions of current and frequency) and provides faster transient responses [9]. This control structure, by achieving a very accurate steady state and transient control, leads to high dynamic performance in terms of response times and power conversion [10]. The principle of field oriented control is in recalculation of currents to an equivalent 2 phase machine with direct (d) and quadrature (q) axes for stator and rotor. The input values for FOC are torque component (aligned with q co-ordinate) and flux (aligned with d co-ordinate).

The electrical PMSM model in dq coordinate system is

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \Psi_m \quad (1)$$

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (2)$$

The electric torque produced by the PMSM is

$$T_e = \frac{3}{2} p_p \left[\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right] \quad (3)$$

The i_d and i_q currents in (1) - (3) are controlled by two independent PI controllers either with or without decoupling. It is well known, that the required Park and Clarke transformations need information about instantaneous rotor angle. This can be obtained either with a position sensor or estimated with a sensor-less approach.

The general block diagram of such controller system either for DSP or FPGA implementation is shown in Fig. 1.

IV. DESCRIPTION OF THE EXPERIMENTAL SYSTEM

The described project was about building an experimental setup and testing a high-speed power generator. It is one of the principles with good perspectives for micro energy generation with a micro turbine. This solution uses a miniature gas powered turbine powered e.g. with natural gas, biogas, gasoline etc. The turbine is coupled to a generator providing electrical energy. The advantages over a classical piston based generator are significantly higher efficiency and smaller dimensions for the same output power. They are also less sensitive for fuel impurities.

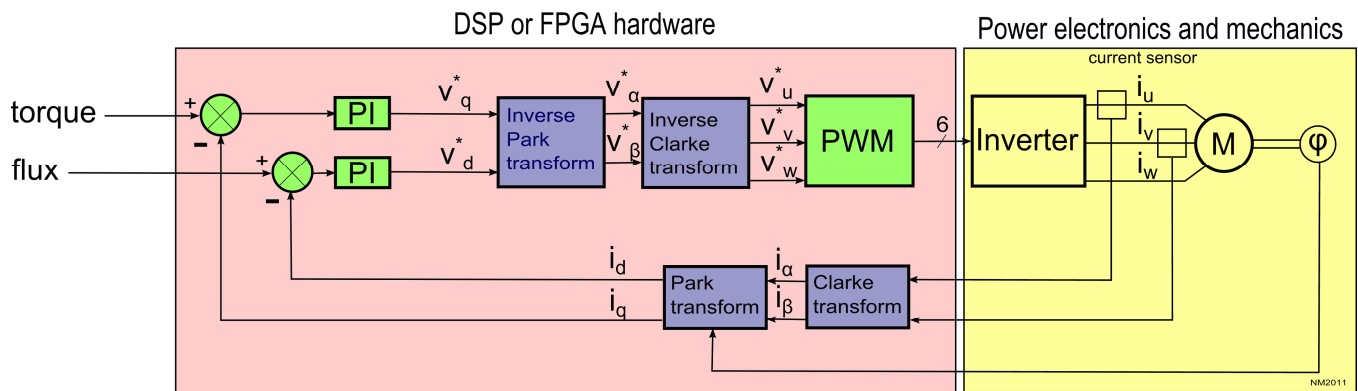


Fig. 1. Block diagram of field-oriented control system for PMSM

However there are also quite some technological challenges. The turbine is running at very high speeds, usually over 50 000 RPM and with temperatures around 800 °C. To couple such a turbine with an electrical generator normally means to use some transmission to reduce the speed and only after the transmission to connect the generator. This however decreases efficiency and produces mechanical problems. One solution is to connect the generator directly to the turbine shaft. In this case the generator has to run at the same speed as the turbine. One promising implementation of the generator is to use a PMSM controlled with an inverter. There are some emerging PMSM allowing such high speeds. The main problems of those PMSM are presently mainly the bearings and also the possible damage of permanent magnets with higher temperatures. Although significant, these issues are however not the scope of this paper.

The PMSM has the following parameters: type 2AML406B-S from VUES Brno, nominal voltage 560 V, nominal torque 1,2 Nm, nominal current 11 A, nominal speed 25 000 RPM, maximal speed 42 000 RPM, maximal torque 7 Nm. As problems arise with coupling the motor to the load, the experiments have been done with an unloaded PMSM so far.

The system was initially controller with a TMS 320F2812 DSP. It was found out that it is possible to control a high-speed PMSM with a DSP by maintaining vector control, but the calculation requirements are significant and even for high speed DSP's available today, the limit for this type of control is not far. For our 42 000 RPM motor and TMS 320F2812, the limit was almost reached.

For higher speeds or for induction motors where the motor model has to be calculated, DSP would not be sufficient. For those reasons we have decided to prepare a novel development platform for high-speed machines. This platform is based on FPGA's and should allow to increase significantly the speed limit of vector control. At the same time it should also allow future development of control algorithms for sensor-less control. Those algorithms are model based; usually a simplified motor model is calculated. This requires additional computation power. The nearest goal is to achieve at least 70 000 RPM with an induction motor.

The replacement of the DSP by FPGA allows to remove the limitations caused by insufficient computational power and to push the controller maximal speed to several hundreds thousands RPM. It is clear that other problems – most

probably of mechanical nature – would arise. As for the moment we are not equipped with a motor for such speeds, the controller has been tested only to the maximal speed of our motor.

The controller is currently based on a Xilinx Spartan 3E development board with some modifications done. The test bench with FPGA, the power inverter (in the centre), rectifier (on the left) and the high-speed PMSM (on the right) can be seen on Fig 2. It was first necessary to add some input and output buffers to separate the FPGA from the power stage and to convert voltage levels. As the FPGA is working with internal voltages 2,5 V , 1,2 V and I/O voltage 3,3 V and the power inverter and resolver board are working with I/O 5,0V level converters have been added.

The currents in two phases I_u and I_v are measured through LEM LA55P current sensors. The rms value of current 50 A in sensor input corresponds to current 25 mA on the output (rms). As the current can be both negative and positive as well and the development board converter was working only with positive voltages in the range 0.4 – 2.9 V it was necessary to add an amplifier and voltage converter.

The amplified was calibrated with DC current from an external power supply to get the dependence of conversion result on LEM current.

The maximal sensors current is 50 A rms. The external amplifier is powered directly from the development board. Input current of 1 A corresponds to conversion results of approximately 760 decimal. The amplification and zero voltage of the external amplifier are adjustable. The signal then goes to the A/D converter input. Channel 0 is used to measure I_u current and channel 1 is measuring I_v current.

The A/D converter is a 1.5 MSPS device with simultaneous sampling on two input channels. The conversion result is read through a serial interface. The communication protocol is a non standard SPI like communication. The result is a 14 bit signed 2's complement number. So the result can be in the range -8192 to +8191. The communication with the amplifier and A/D is hardware based and independent on other blocks in the design as will be explained later. The conversion is started by the falling edge of the AD_conv signal. The data from the A/D converter is coming on the SPI_MISO line and is sampled on the falling edge of SPI_SCK.

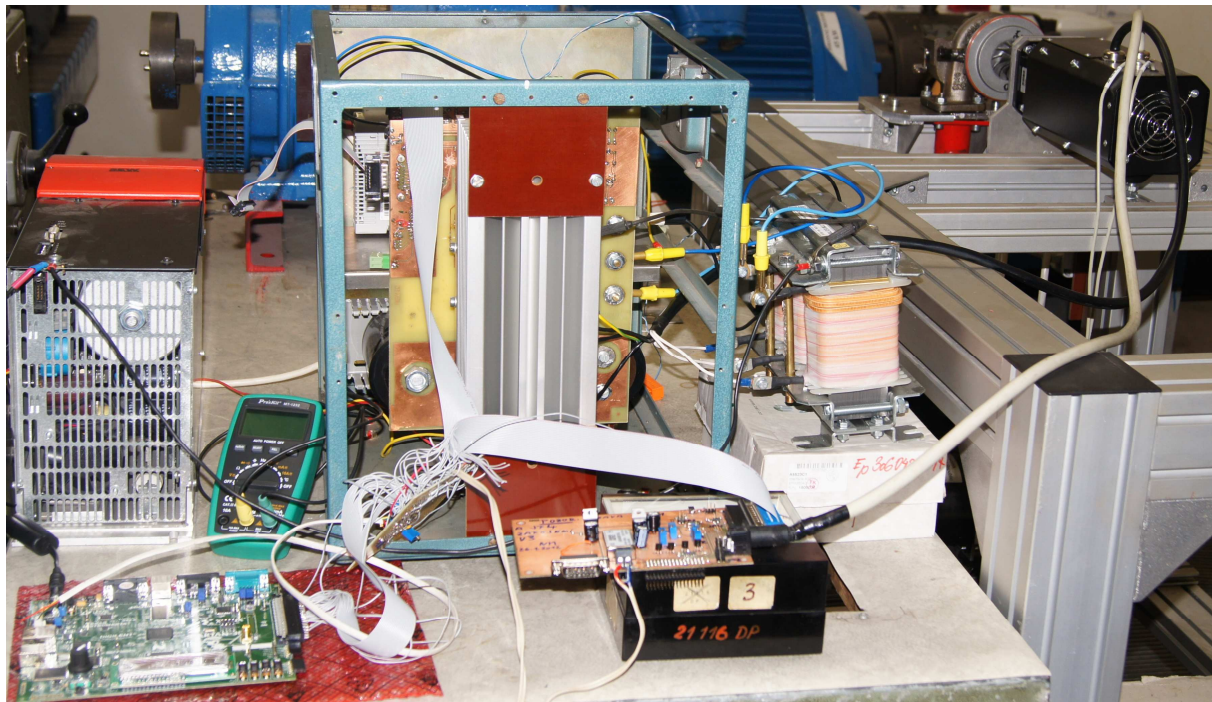


Fig. 2. FPGA controller, resolver board, external inductance and tested motor

The sample rate is set by the SPI_CLK signal frequency and is 2.7 MHz. This is a little below the A/D converter maximal sampling frequency of 3.0 MHz. The PMSM rotor position and speed is measured resolver to digital circuit. Opposite to the previously used DSP, the FPGA is using the parallel interface output from the resolver chip as we were not limited by the number of input pins. The resolver signals are separated from the FPGA by a level converter running on 5.0 V input and 3.3 V input.

The requested input is given by a rotary encoder from the development board. The input is read independently on other blocks and debounced. There is a limiter on the rotary encoder internal counter. It is allowed to count from 1 to 255 without overflow so sudden torque, current or speed changes are eliminated.

V. FPGA CONTROLLER

The block diagram of the FPGA controller implementation is shown on Fig. 3. It is implemented in Xilinx ISE 13.3 as a schematic representation. The individual blocks are hand coded in VHDL. We have also considered the implementation in Xilinx System Designer for DSP in Simulink, but as we have figured out during the experiments it is unable to generate correctly the implementation constraints file when not in hardware co simulation mode.

The whole controller is composed of many blocks. The description will start in the top left corner. Unless otherwise noted, the hardware is clocked with a 50 MHz clock. The block *evaluate_error* is used to guard the controller from hardware and software errors. The error signal inputs, e.g. I_u or I_v are coming from the AD converter and contain measured value of current I_u and I_v . When a maximal value is exceeded, the hardware is blocked and a reset is required. This protects the motor from over currents. The same is true for currents I_d , I_q and for saturations in the controllers. Effort has been done to match the error numbers to error numbers used in the DSP controller implementation for easier maintenance of both systems.

The error output is connected to a Picoblaze embedded microprocessor. Here it is used to inform the user through an LCD display. Once the LCD is initialized, it provides information about measured currents I_u , I_v , measured rotor position and speed from the resolver card, calculated values of currents I_d and I_q and the error number. The display is updated with a period of 0.5 s, as only four signals can be displayed in a given time, the screen is switched with switch. The Picoblaze core also switches off the strataflash and platform flash on the board as they share the SPI bus with the amplifier and A/D converter and are not used in this design. The microprocessor is used only to communicate with the user it does not control anything else. The rest of the controller is entirely hardware based to provide maximal speed.

The amplifier is controlled with the corresponding block in the diagram. It produces SPI data and clock to set the boards internal programmable gain amplifier to gain 10. As the amplifier and A/D converter share the SPI_CLK signal the selection whether the amplifier or A/D converter is accessed is made by the Picoblaze core with the LTC6912_ce signal. This signal is held high during LCD initialization and then held low. This takes about 50 ms. The initialization done the A/D converter takes control of the SPI_CLK and reads periodically the input channels. The same signal also controls the reading from the resolver through the parallel interface.

The resolver block is accessing the resolver hardware through the parallel interface. The output position and speed is available on separate busses either in 16 or 12 bit. The 12 bit signal is used in the controller, the 16 bit signals are connected to the Picoblaze core for user information through caster blocks to 16 bits for convenient reading. They are not used for the calculations of controllers.

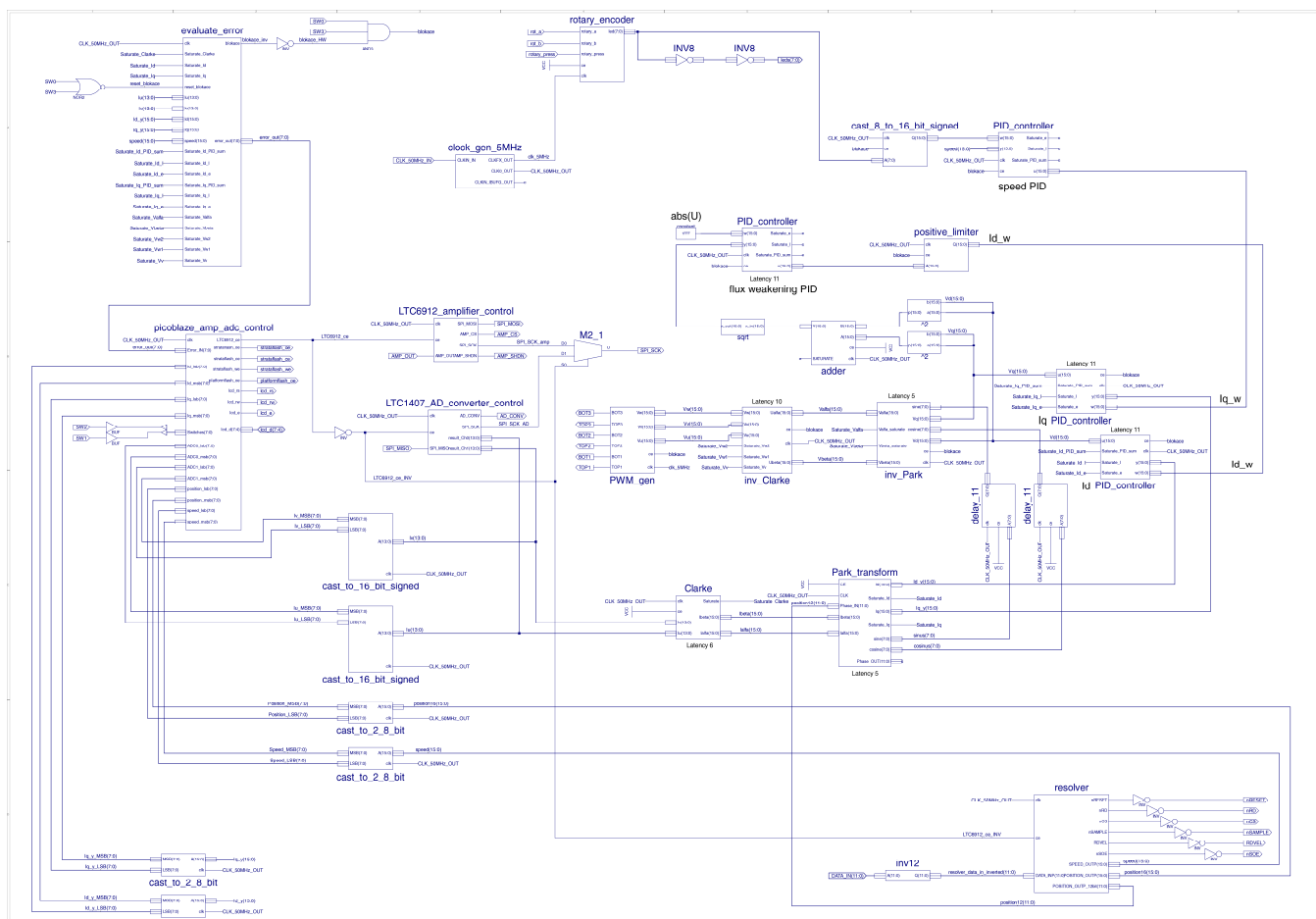


Fig.3. Implementation of FPGA controller

The principal part of the controller is placed around the four PID controllers in the right side of the block diagram.

The measured values of currents I_u and I_v go through the Clarke transformation and form currents I_{α} and I_{β} in the stator reference frame. By adding the information about position from the resolver block currents I_d and I_q are calculated in the Park transformation block. The Park transformation is created with a help of a sinus and cosinus ROM table with 8 bit output. This proved to be sufficient for this application. It uses Xilinx IP Core multipliers and hand coded saturating adders.

The latency indicated in the figures shows the number of clock cycles needed to perform the operation. For all blocks this latency is the basic without any optimization and it could be decreased further if required. The information about latency will be later used to calculate the controller performance and to compare it with DSP controller performance. Signals I_d and I_q the continue to the I_d and I_q PID controllers. Although called PID this is in fact only a PI implementation as the derivative component is not required for this application. The PID controllers are protected against saturation, they signal it to the error block which can either take an action or ignore it as specified by its setting.

An example of implementation of the PID controller is on Fig. 4. Care was taken to synchronize clock cycles between the P and I components so that corresponding input are calculated together. The clock cycle synchronization is the purpose of delay block. For the time being the controller constants are fixed during compilation time, but they could be also entered from the Picoblaze core in the future.

The output of the I_d and I_q PI controllers is fed through the inverse Clarke and Park transforms to the PWM generator. It uses a saw tooth generator based on an up/down 8 bit counter and three 8 bit comparators that are producing the control signals for transistors in the power module. The module dead time is not considered here but its including in the controller could improve its properties in the future. This block is one of the few in the design running of clock frequency of 5 MHz.

The output PWM signal frequency is set to 10 kHz for the time being to be the same as the output frequency of the DSP controller. It can be set to a higher value if necessary.

The higher level loop is the field weakening controller and the speed PI controllers. The field weakening controller makes sure that the motor nominal current is not exceeded when higher speed is necessary. The requested speed is coming from the development board's rotary encoder and is shown on LED LD0 – LD7 as well.

The implementation results are the following. The FPGA controller itself is running currently on 50 MHz but the speed can be increased to 150 MHz. The limiting factor is the Picoblaze core that is capable to run only on 98 MHz. Therefore the speed is kept on 50 MHz to the time being. The calculation takes 22 clock cycles. For frequency 50 MHz (20 ns) this is 440 ns. The DSP implementation needed 66 μ s. As can be seen the FPGA controller is significantly faster, around 150 times. Considering that no optimization of the FPGA implementation has been done, there is a good chance that if required this could be increased.

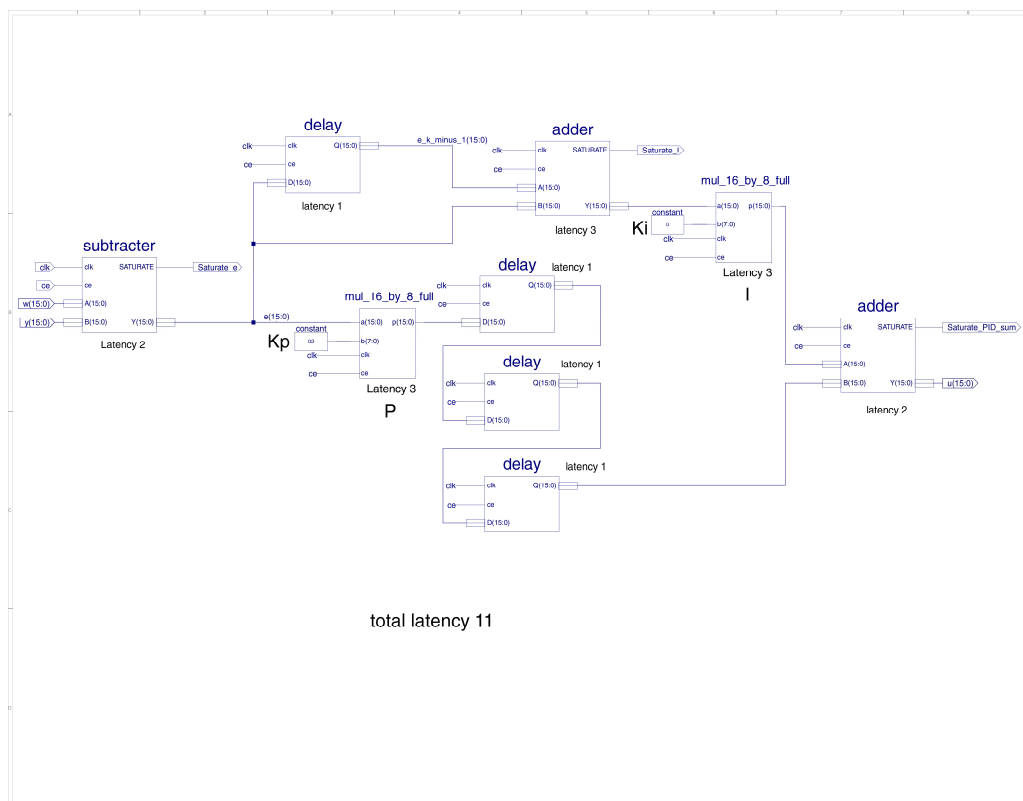


Fig.4. Example of PI controller FPGA implementation

Only by removing the Picoblaze core, the speed increase could be of another 3 times making it around 450 times faster than the DSP. The above given data are valid for implementation of Id and Iq controllers only. When two other PI controllers are added, for flux weakening and speed, an internal loop is created slowing the design significantly. The speed is then around 15MHz. Nonetheless this is still about 40 times higher than the DSP implementation.

VI. CONCLUSIONS

The implementation results are summarized in Table I where a selection of the compilation results is shown. From those results it can be seen that the FPGA implementation of the PMSM controller removes the limitations imposed by

the DSP implementation and that it will allow us to reach higher speed with future motors. In fact, the FPGA is so fast that even a sensorless control could be implemented as it allows calculating a real-time model of the motor. This could be required especially for high-speed induction motor control. In fact, when pipelining is implemented, there is a chance to produce a controller result in every cycle and to speed up the design even more. The FPGA implementation is using around 25 percent of the FPGA leaving plenty of space for future development. One of the goals for the near future is to provide on-line signal output to allow capture of motor currents and controller internal states for comparison with DSP.

TABLE I
 SUMMARY OF FPGA CONTROLLER IMPLEMENTATION

Logic Utilization	Used	Available	Utilization
Number of Slice Flip Flops	1,683	9,312	18%
Number of 4 input LUTs	1,383	9,312	14%
Number of occupied Slices	1,161	4,656	24%
Total Number of 4 input LUTs	1,439	9,312	15%
Number used as logic	1,103		
Number used as a route-thru	56		
Number used for Dual Port RAMs	16		
Number used for 32x1 RAMs	52		
Number used as Shift registers	212		
Number of RAMB16s	2	20	10%
Number of BUFGMUXs	6	24	25%
Number of MULT18X18SIOs	14	20	70%

VII. REFERENCES

- [1] Chunyuan B. - Shuangyan R. - Liangyu M.: Sensorless DTC of Super High-speed PMSM, Proceeding of the IEEE International Conference on Automation and Logistics, August 18-21, 2007, Jinan, China, 1-4244-1531-4/07
- [2] Rahman M.A. - Chiba A. - Fukao T.: Super High Speed Electrical Machines - Summary, In: Extended Summary for IEEE-PES Meeting at Denver 2004 Panel Session on Super High Speed Drive, ISBN 0-7803-8465-2, DOI: 10.1109/PES.2004.1373062
- [3] Anh J.B. - Jeong Y.H. - Kang D.H. - Park J.H.: Development of High Speed PMSM for Distributed Generation Using Microturbine, In proceedings of 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 2004, Busan, Korea, ISBN 0-7803-8730-9, DOI: 10.1109/IECON.2004.1432151
- [4] MiTi Developments, Oil-free, Motorized, Automotive Fuel Cell Air Compressor/Expander System, Mohawk Innovative Technology, Vol. 25, November 2005, Available on <http://www.miti.cc/newsletters/25_Motorized_Fuel_Cell_Air_Compressor.pdf> [accessed 5.1.2012]
- [5] Zhao L. - Ham Ch. H. - Wu T. X. - Zheng L. - Seuigneur H.P. - Sundaram B. - Kapat J. - Vaidya J. - Chow L.: Development of A Super High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Controller and Analysis of The Experimental Results, Journal of Systemics, Cybernetics and Informatics, Volume 3 - Number 1, ISSN 1690-4524
- [6] Zheng L. - Wu X. T. - Acharya D. - Sundaram K. B. - Vaidya J. - Zhao L. - Zhou L. - Ham Ch. H. - Arakere N. - Kapat J. - Chow L.: Design of a Superhigh-Speed Cryogenic Permanent Magnet Synchronous Motor, IEEE Transactions on magnetics, Vol. 41, No 10, October 2005
- [7] Zhao L. - Ham Ch. H. - Wu T. X. - Zheng L. - Sundaram K. B. - Kapat J. - Chow L.: A DSP Based Super High-Speed PMSM Controller Development and Optimization, 2004 IEEE 11th Digital Signal Processing Workshop & IEEE Signal Processing Education Workshop, 0-7803-8434-2/04
- [8] Bae B-H. - Sul S-K. - Kwon J-H. - Shin J-S: Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High Speed PMSM of Turbo-Compressor, In: IEEE Transactions on Industry Applications, Volume : 39(3), Page(s) : 811-818, 05/2003
- [9] An Introduction to Vector Control of AC Motors Using the V850 [online], November, 2002, Vol.12, No. U16483EE1V0AN00, Available on <www2.renesas.eu/_pdf/U16483EE1V0AN00.PDF> [accessed 6.12.2011]
- [10] Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors [online], February, 1998, Available on <www.ti.com/lit/an/bpra073/bpra073.pdf> [accessed 6.12.2011]

Selected Methods of Mounting Reflective Optics in Vacuum

K. Macúchová

Abstract – Some of the applicable methods of mounting reflective optics are described. Selected design examples are aimed for use in vacuum and therefore have to fulfill all constraints posed by the specific environment. Means of mounting in vacuum are discussed.

Index Terms—Optical design, Mirrors, Laser Beams, Design for experiments, Precision Engineering

I. INTRODUCTION

METHODS of mounting optics depend on combining proper design form and configuration. By configuration the basic form of the system is meant, which contains number of elements and their features [1]. Main features which we should consider in the optical configuration are: field of view, performance and mounting requirements.

II. MOUNTING OF REFLECTIVE OPTICS

A. Reflective Optics

Reflective optics excels in high reflective surface which can be well suited for multispectral applications. High reflectivity for various wavelengths is reached by special metal or dielectric coating layers. Geometry of the surface is given by the application and cover up flat surface as well as aspheric.

Task of reflective transport mirrors is to change direction of the laser beam. Flat mirrors shape the optical path. They also can split the beam to allow diagnostics. Size of the mirror is given by the beam size, power of the laser, damage threshold of the substrate and used coating layers. For diagnose purposes, the mounting frame has to enable transmission of some energy through the mirror substrate.

B. Mounting Methods

Optics in general, requires special mounting and adjusting methods apart from other precision instruments. Mounts should keep high precision. They should not under all circumstances transmit stress into the optical surface, because it may induce deformation of the optical surface and thus distortion of the propagating wavefront. Few principles have to be followed:

- (a) Stress from the frame cannot transmit to the optical surface. This can be solved for example by special material combination, when spacers (between steel frame and optics) are made of material with low Young's modulus.
- (b) Optical element has higher rigidity than the frame.
- (c) Toleration of the frame equals tolerations of the

surface. This condition is very hard to fulfill, because nowadays toleration of optical surface flatness reaches $\lambda/20$ and better.

(d) Setting of optical axes is available in four degrees of freedom ($x, y, z, \psi, \theta, \varphi$ – see figure 1).

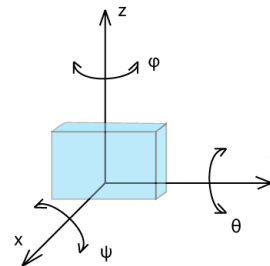


Fig. 1. Degrees of freedom

C. Structural Design

The mechanical structure is affected by distortions due to gravity, motion, and thermal effect. The weight of the mount should be minimal while the sufficient rigidity is still preserved. This leads to lightweight structures.

The assembly consists of mirror cap, optics, bezel and spacers which are connected to a kinematic mount, which enables tilting and translation of the mirror.

Selected mechanical types of mounts are:

- (a) Gimbal (Cardan joint)

Figure 2 shows a kinematic scheme of a gimbal mount which allows two rotations of a mirror about single axes (θ, φ). Moves are independent on each other.

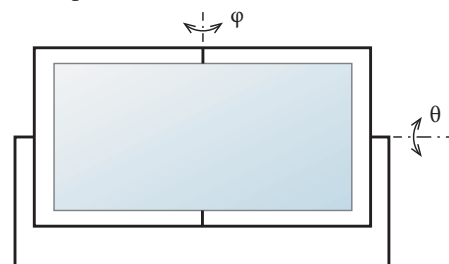


Fig. 2. Gimbal mount of a rectangular mirror

- (b) Flexure mount

Figure 3 shows flexure mount based on a solid flexure made of aluminum which allows two translations (y, z).

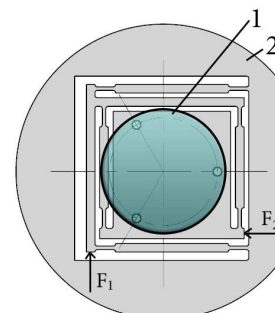


Fig. 3. Flexure mount, 1 – mirror, 2 – flexure mount, where F_1 and F_2 are forces inducing motion

This work was supported by the Grant Agency of the Czech Technical University in Prague, grant No. SGS12/052/OHK2/1T/12.

K. Macúchová is with Czech Technical University in Prague, Faculty of Mechanical Engineering, Department of Instrumentation and Control Engineering, Technická 4, 166 07 Prague 6, CZ (e-mail: karolina.vosatková@fs.cvut.cz).

(c) Three-point mount (kinematic)

Three-point mount is based on kinematic relation between three supports. Changing distance of one of the outer supports leads to rotation about the corresponding axis.

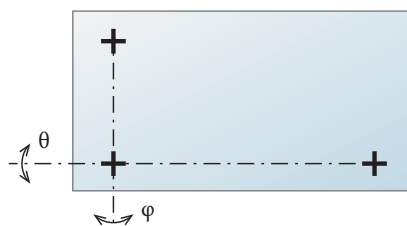


Fig. 4. Three-point mount

(d) Hexapod (Stewart platform)

Hexapod is a mechanism with six degrees of freedom. Each of the six props supporting the platform contains variable-length drive.

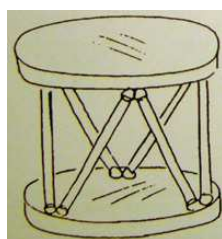


Fig. 4. Three-point mount, drawing taken from [2]

D. Use in Vacuum

For special physical experiments with laser light, the optics has to be placed in vacuum. Vacuum in principle helps to prevent collisions of atoms and molecules contained in the air with the propagating laser beam.

The boundary separating atmospheric pressure from the vacuum inside is a vacuum chamber. Vacuum chambers are in most cases made from stainless steel EN X5CrNi18-10, (ČSN 17 240). The flanges can be made also from aluminum EN AW 6061 (AlMg1SiCu). The mirror mounts are placed inside the vacuum chamber.

Mirror surface is very sensitive to gathered dust and adhered molecules. So with the less contaminant it gets into contact, the better. After the air is evacuated, the only source of contaminant is in form of outgassing molecules which come from the devices and the mount itself placed within the vacuum chamber. For distribution of high power lasers the use in vacuum is strictly necessary, because collision of incident laser light with some contaminant present on the mirror surface lead to destruction of the mirror surface due to high energy release during the collision. To reach the lowest possible level of outgassing, we have to carefully select the materials used for all components present in the vacuum chamber. Generally, the use of plastic materials is very problematic, because many of them are known to contaminate the mirror surface [8]. But many construction materials are approved to be used in vacuum – aluminum, tungsten, platinum, phosphor bronze and many other [8], [9].

Mounting of optics in vacuum poses another serious constraint to cope with. The adjustment of system can be done either manually before the chamber is evacuated or after it is evacuated but only by automatic adjustment components placed inside the vacuum, or again manually by

components leading out of the chamber. In all cases, the best solution is to eliminate the necessity of adjustment to minimum. One of the basic principles is to gain the highest possible stiffness of the opto-mechanical system. The opto-mechanical system is mounted to the breadboard inside the vacuum chamber. The breadboard has to be mounted to the laboratory base independently of the vacuum chamber. Figure 5 shows the scheme of independent mounting of the breadboard and the vacuum chamber.

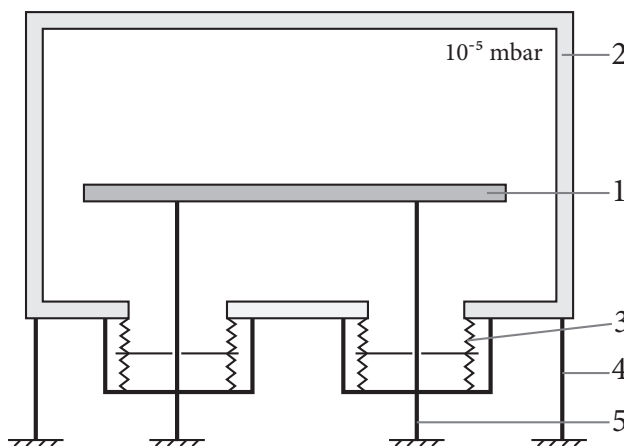


Fig. 5. Scheme of the independent mount of the opto-mechanical system on the vacuum chamber 1 –optical breadboard, 2 – vacuum chamber, 3 – double bellow system, 4 – anchorage of the chamber , 5 – anchorage of the opto-mechanics

The reason for this is different stiffness parameter of both systems under high vacuum. A combination of two compensating bellows (see figure 6) can be used to connect the two systems without transferring vibrations and spatial displacement induced, when the vacuum is being pumped.

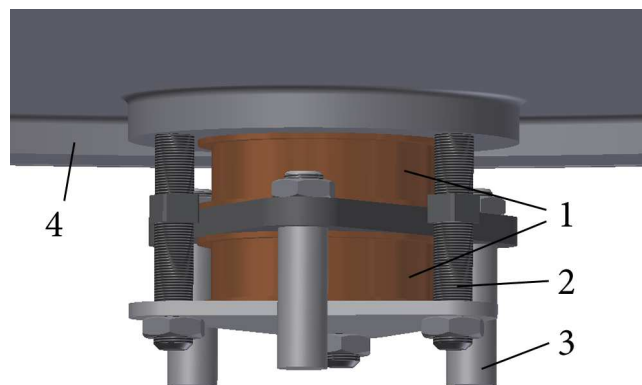


Fig. 6. Two compensating bellows 1 – welded bellow, 2 – prop for correcting the position and extension of the bellows, 3 – anchor to the floor, 4 – flange of the vacuum chamber

The vacuum chamber itself is mounted directly to the floor, wall, or ceiling of the laboratory. Because the proper geometrical and spatial position of anchoring surface cannot be reliable and sufficiently precise, an adjusting mechanism is needed to set up the position of the chamber. An adjusting mechanism takes place between the anchoring surface and the chamber.

Vacuum also make difficult heat removal. The optical system can be designed as athermal, when the whole system, even the mirror, is made of material with the same coefficient of thermal expansion, for example aluminum. Then the

whole system expands collaterally and so is in scale all the time. When the application does not allow such solution, the mirror can be made of zerodur. There are also means how to conduct the heat away from the vacuum chamber using vacuum feed-throughs.

III. REFERENCES

- [1] R. E. Fischer, B. Tadic-Galeb, P. R. Yoder, "Optical System Design", *SPIE Press*, McGraw-Hill Companies, Inc., 2008.
- [2] Kittel D., „Precision Mechanics”, Morrisville: Happiness Tech. 1989
- [3] J. Lawall, "Acoustic and Vibration Control in Vacuum: A Case Study," National Institute of Standards and Technology Gaithersburg, MD, Gaithersburg, 2003.
- [4] A. Variola, A. Loulergue a F. Zomer, *THOMX Conceptual Design Report*, 2010.
- [5] Bachor H., Ralph T.: "A Guide to Experiments in Quantum Optics", 2nd edition, Wiley-VCH, 2008.
- [6] J. Zimmerman, „Strain-free mounting techniques for metal mirrors," *Optical Engineering* 20(2), pp. 187-189, March/April 1981.
- [7] G. Kroes, J. Kragt, R. Navarro a e. al, „Opto-mechanical design for transmission optics in cryogenic IR instrumentation," v *Advanced Optical and Mechanical Technologies in Telescopes and Instrumentation*, SPIE Vol. 7018, 2008.
- [8] D. Coyone, „LIGO Vacuum Compatible Materials List," 2004.
- [9] W. Kohl, *Handbook of Materials and Techniques for Vacuum Devices*, Woodbury: American Institute of Physics, 1995.

The Decree No. 50/78 Sb. of CR's laws and Mechanical Engineers

I. Uhlíř, L. Novák

Abstract - This document provides information above the ever recurring questions of our colleagues and students: how graduates or students of the Faculty of Mechanical Engineering may be qualified § 5 and § 10 of the Decree No. 50/78 Sb. of Czech Republic's laws, much needed for research and educational activities, business activities, to obtain a trade license, etc.

Keywords: classification, safety of work, electrical training, decree, exceptions.

I. ÚVOD

ELEKTRICKÁ zařízení jsou zvláštní tím, že možná ohrožení života a zdraví nejsou lidskými smysly postřehnutelná. Pracovní činnosti, při kterých je k zamezení úrazu elektrickým proudem třeba technických znalostí nebo zkušeností, musí být prováděny osobami, které tyto znalosti a zkušenosti mají, nebo pod dozorem těchto osob. Pro tyto práce je tedy vyžadována kvalifikace, která je tvořena elektrotechnickým vzděláním, zkušeností s prací na elektrickém zařízení, znalostí zařízení, na kterém se má pracovat, znalostí o náhodných poruchách, které mohou nastat a schopností posoudit situaci, zda je možné bezpečně pokračovat v práci.

Vyhláška Českého úřadu bezpečnosti práce a Českého báňského úřadu ze dne 19. května 1978 č.50/1978 Sb., o odborné způsobilosti v elektrotechnice [1], ve znění podle změny 98/1982 Sb. stanovuje nutné podmínky pro získání kvalifikace osoby znalé podle §5 až §10:

1. elektrotechnické vzdělání.
2. minimální délka praxe v elektrotechnickém oboru (Požadovaná praxe je odstupňovaná v jednotlivých paragrafech podle stupně dosaženého vzdělání. Vyšší stupeň vzdělání = menší minimální doba praxe.)
3. znalosti osob musí být ověřeny přezkoušením před komisí, jejíž kvalifikace a výše pověření roste s výší paragrafu.
4. musí být tělesně a duševně způsobilí.

This article has been realized using the support of EU Regional Development Fund in OP R&D for Innovations (OP VaVpI) and Ministry for Education, Czech Republic, project # CZ.1.05/2.1.00/03.0125 Acquisition of Technology for Vehicle Center of Sustainable Mobility. This support is gratefully acknowledged.

Prof. Ing. Ivan Uhlíř, Dr.Sc. is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Technická 4, 166 07 Prague, Czech republic (e-mail: ivan.uhlir@fs.cvut.cz).

Ing. Lukáš Novák Ph.D. is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Technická 4, 166 07 Prague, Czech republic (e-mail: lukas.novak@fs.cvut.cz).

II. PROBLÉM

Hlavní problém pro studenta nebo absolventa strojních fakult je uznatelnost odborného elektrotechnického vzdělání, které je přímo ve vyhlášce doslovně definováno takto:

- a) vyjmenované elektrotechnické učební obory
- b) dosažení středního odborného vzdělání nebo úplného středního odborného vzdělání v oboru elektrotechniky
- c) úspěšné absolvování vysoké školy studijního směru elektrotechnika

Podle § 18: Výjimky z požadavků na odborné vzdělání a praxi uvedených v této vyhlášce může povolit ve zvlášť odůvodněných případech příslušný orgán dozoru, a to na žádost organizace, popřípadě na žádost příslušného ústředního úřadu nebo orgánu.

Taxativně jsou tyto výjimky povoleny v §11. Mýlný je ale výklad, že absolventi MFF UK, nebo další vysokoškoláci, mají automaticky uznáno elektrotechnické vzdělání pro všechny paragrafy. Mají jej povolenu výjimku a to pro §11/1, jako náhradu §7 - řízení činnosti, která však platí jen v laboratořích škol. Jinde než pro řízení výuky nelze tuto výjimku používat.

Podobně podle §11/2 pracovníci vědeckých, výzkumných a vývojových ústavů, tedy i výzkumní pracovníci na škole, kteří mají vysokoškolské vzdělání, v rámci výuky složili zkoušky z elektrotechniky, elektroniky nebo fyziky, nebo složili závěrečnou zkoušku z elektrotechniky nebo jaderné fyziky na střední odborné škole a kteří vykonávají experimentální práci na vymezených vědeckých, výzkumných nebo vývojových pracovištích, se považují za pracovníky pro samostatnou činnost, ale **právě jen ve vlastním vymezeném vědeckém pracovišti.**

III. BUDOUCÍ ŘEŠENÍ

V současné době, především po přechodu z norem řady 34 xxx na řadu norem 33 2000-xxx, nereflektuje tato vyhláška technický rozvoj a společenské změny. Nárůst náročnosti požadavků pro vyhodnocování bezpečnosti elektrických zařízení je natolik odlišný, že již kvalifikace osob podle této vyhlášky nevyhovuje. Především bezpečnost zařízení je možné vyhodnotit až po provedených výpočtech elektrických parametrů zařízení, a porovnáním výsledků s požadovanými hodnotami je teprve možné usuzovat na bezpečný provoz. Výpočty je však nutné provést v rámci dokumentace, na jejíž kvalitě závisí především. Samostatné zřizování zařízení (tzn. bez dokumentace s výsledky výpočtů) tedy není při zajištění odpovědného přístupu možné.

Pokud však neexistuje dokumentace skutečného provedení s

uvedenými výsledky výpočtů, nejsou proveditelné ani revize elektrických zařízení.

Nové normy neřeší detailně jednotlivé postupy při práci na elektrickém zařízení. Pracující osoba musí technicky myslet a konat a musí mít takové znalosti, zkušenosti a přehled, které ji umožní dostatečně objektivně posoudit stav věci se znalostí věci

Obstarožní vyhláška 50/78 sb. neuvažuje vývoj mezioborové struktury v posledních 40ti letech a struktury dalšího vzdělávání a rekvalifikací. Striktnost omezujících podmínek práce na elektrických zařízeních vyvolala již v roce 2008 jednání mezi Ministerstvem školství, mládeže a tělovýchovy ČR a Ministerstvem práce a sociálních věcí a jim řízeným Českým úřadem bezpečnosti práce (ČÚBP). FS ČVUT v Praze, prostřednictvím děkana Hrdličky vstoupila do těchto jednání s cílem, aby došlo ke snížení taxativně dříve stanoveného objemu 600 hod. výuky elektrotechnických předmětů pro uznání elektrotechnického vzdělání ze strany ČÚBP.

Jednání v roce 2009 konvergovala k požadavku objemu 200 - 300 hod elektrotechnických předmětů za dobu studia, z toho by 1/2 měla být praxe (ze strany FS myšleno práce v laboratořích). Tento objem sice není dosažitelný standardními akreditovanými programy (fyzika, elektrotechnické a automatizační předměty), ale bylo by jej možné dosáhnout dalšími doporučenými předměty a praxí v elektrotechnickém provozu.

Bohužel chystaná novela vyhlášky 50/78 Sb. nebyla dosud dokončena, není zatím ve stavu, že by mohla být předložena k projednání a schválení vládou ČR.

IV. SOUČASNÉ ŘEŠENÍ

Proto zůstává jen dříve používaná cesta k získání elektrotechnické kvalifikace pro strojního inženýra: absolvování některého elektrotechnického učebního oboru a získání výučního listu. Řadu předmětů lze absolvovat uznáním, v řadě teoretických předmětů stačí složit jen zkoušku. Avšak praktická výuka - dílny je třeba absolvovat v plném rozsahu, což je nutné a rozumné. Časová náročnost záleží i na benevolenci vedení učiliště a činí 4 až 10 měsíců.

Podobně lze získat maturitní vysvědčení studiem na některé elektrotechnické průmyslové škole, což je časově náročnější.

Třetí možnost je paralelní studium nebo Celoživotní vzdělávání na fakultě elektrotechnické,

V. ZÁVĚR

Na závěr doslovná citace §1 stávající vyhlášky 50/78 Sb., která stanovuje kde je kvalifikace potřebná:

(1) Vyhláška stanoví stupně odborné způsobilosti (dále jen "kvalifikace") pracovníků, kteří se zabývají obsluhou elektrických zařízení nebo prací na nich (dále jen "činnost"), projektováním těchto zařízení, řízením činnosti nebo projektování elektrických zařízení v organizacích, které vyrábějí, montují, provozují nebo projektují elektrická zařízení, nebo provádějí na elektrických zařízeních činnost

dodavatelským způsobem; dále stanoví podmínky pro získání kvalifikace a povinnosti organizací a pracovníků v souvislosti s kvalifikací.

(2) Za elektrická zařízení se pro účely této vyhlášky považují zařízení, u nichž může dojít k ohrožení života, zdraví nebo majetku elektrickým proudem, a zařízení určená k ochraně před účinky atmosférické nebo statické elektřiny.

Z doslovného textu je patrné, že požadovaná odborná způsobilost pro práci na elektrických zařízeních není podmíněna, jak se někdy mylně uvažuje nějakou spodní mezí napětí, např. 50V, nejde jen o ohrožení osob, ale také majetku. Za kontrolu odborné způsobilosti je zodpovědný přímo vedoucí pracoviště.

VI. PODĚKOVÁNÍ - ACKNOWLEDGMENT

VII.

Článek je věnován všem vedoucím pracovníkům Fakulty strojní ČVUT v Praze jako iniciace k pokračování tlaku na inovaci vyhlášky 50/78 Sb., tak aby její budoucí úprava pomohla zvýšit atraktivitu studia na strojních fakultách získáním přístupu k vyšší elektrotechnické kvalifikaci již studiem na fakultě.

Tento článek byl realizován pomocí podpory z EU fondu pro regionální rozvoj a inovace (OP VaVpI) a Ministerstva školství mládeže a tělovýchovy ČR, projekt CZ.1.05/2.1.00/03.0125 # Centra udržitelné mobility . Tato podpora je oceňována.

VIII. REFERENCES

- [1] Vyhláška Českého úřadu bezpečnosti práce a Českého báňského úřadu ze dne 19. května 1978 č.50/1978 Sb. , o odborné způsobilosti v elektrotechnice, ve znění podle změny 98/1982 Sb.
- [2] ČSN 34 3108 Bezpečnostní předpisy o zacházení s elektrickými zařízeními osobami bez elektrotechnické kvalifikace.
- [3] ČSN EN 50110-1 ed.2 (343100) Obsluha a práce na elektrických zařízeních. ČNI 2005
- [4] Novák, L.: Bezpečnost elektrických zařízení. 1.vyd. Praha: 2009. 60 s. ISBN 978-80-01-04350-9.

Stepper motor and pneumatic cylinder driven inverted pendulum

H. Havliš, T. Vyhliđal

Abstract – Mathematical modelling of technological problems is a useful tool for problem analysis and for control solutions design. However, a real plant control brings problems which are not apparent during the theoretical solution, but have to be resolved in order to implement the ideas on real technological problems. In order to support the education of such techniques authors constructed low-cost stepper motor driven inverted pendulum. The acquired experiences helped to design and construct a new plant, pneumatic cylinder driven inverted pendulum/crane for educational and research purposes.

Index Terms — Inverted pendulum, stepper motor, pneumatic cylinder, mathematical modelling

I. INTRODUCTION

THIS document shows the results of a design of laboratory plant for control algorithms design beginning with a low-cost version, that served to get experiences to construct a general-purpose device for designing, testing and tuning of control structures for static and astatic, oscillating plants, observer design, active damping design etc.

II. INVERTED PENDULUM CONTROL

The inverted pendulum plant is well known model or device described for example in [1]. Such system can be described (as for example again in [1]) by a set of equations

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_1 g \frac{m+M}{Ml} - \frac{1}{Ml} u \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= -x_1 \frac{mg}{M} + \frac{1}{M} u \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Where $x_1 = \phi$ (pendulum angle), $x_2 = \dot{\phi}$ (pendulum angular velocity), $x_3 = x$ (drive position), $x_4 = \dot{x}$ (drive speed) - see Fig. 1. Physical parameters are defined as follows - m - mass of ball, M - mass of the drive, l - length of pendulum, g - standard gravity, u - actuating force.

This linearized set of equations is valid only within small angle values. It is easily possible to show that the equatin system (1) is not stable.

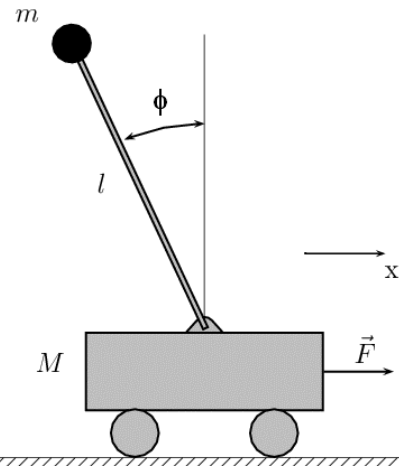


Fig. 1. Inverted pendulum plant shown nearby its insecure stable position. F - actuating force, M - drive mass, l - pendulum length, m - ball mass, ϕ - pendulum angle, x - drive position

III. MATLAB/SIMULINK MODEL

At the preliminary stage, we built the model (1) in Matlab/Simulink (including virtual reality visualisation) to verify basic ideas of real plant construction - measurement gauges, dimensions etc. - see Fig. 2, 3. Also were succesfully tested very first control algorithms (linear controllers based, non-linear controller based, state feedback based etc.).

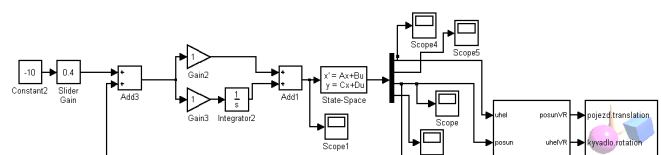


Fig. 2. Matlab/Simulink model of plant according to (1).

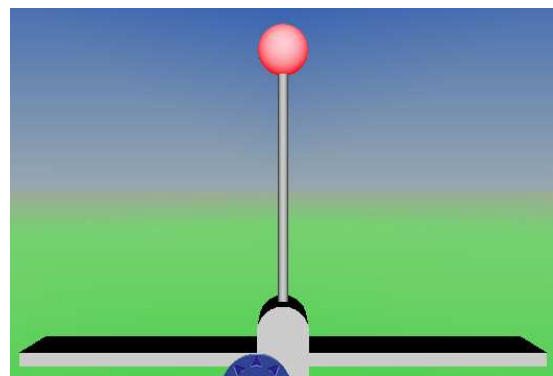


Fig. 3. Matlab/Simulink virtual reality model model connected to Simulink model shown on Fig. 2.

This work was supported in part by the projects no. SGS11/150/OHK2/3T/12 and 1M0567 with the support by the Ministry of education of the Czech republic.

Hynek Havliš is with the Czech Technical University in Prague, Department of Instrumentation and Control Engineering, Technická 4, 166 07 Praha 6 (e-mail: hynek.havlis@fs.cvut.cz).

Tomáš Vyhliđal is with the Czech Technical University in Prague, Department of Instrumentation and Control Engineering, Technická 4, 166 07 Praha 6 (e-mail: tomas.vyhliđal@fs.cvut.cz).

IV. STEPPER MOTOR DRIVEN PROTOTYPE

After succesfull model design and simulation we built a very first prototype, constructed on a stepper motor driven linear drive form discarded HP Scanjet scanner with removed original control electronics.

This technological solution brought several problems, e.g. week and slow stepper motor (it is well known that ordinary stepper motors are not able to reach high revolutions). An additional problem were clearances in the drive mechanics.

For angle measurement was used industrial 12 bit quadrature encoder Tigr TRME-2 was used with evaluating unit based on programmable gate array [3], later on, it was developed another prototype based on XC9572XL circuit.

For the prototype driver circuit diagram see Fig. 4, for the prototype angle measurement see Fig. 5.

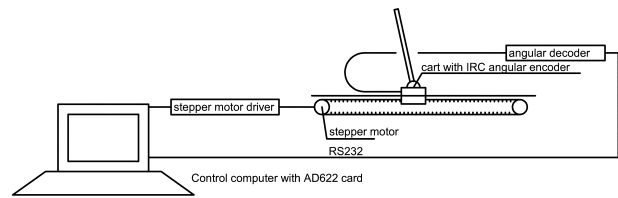


Fig. 6. Prototype stepper motor driven plant

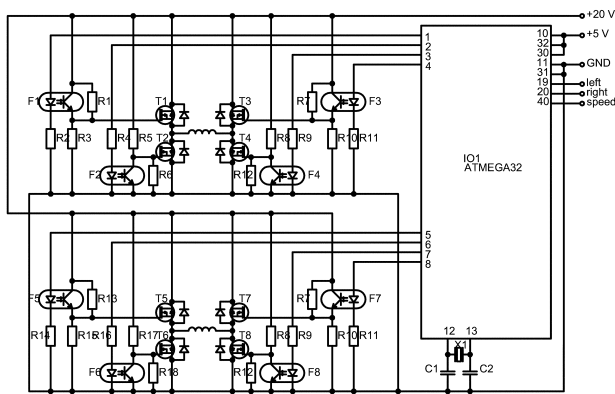


Fig. 4. Prototype stepper motor driver circuit diagram based on MCU Atmega32 and two MOSFET H-bridges.

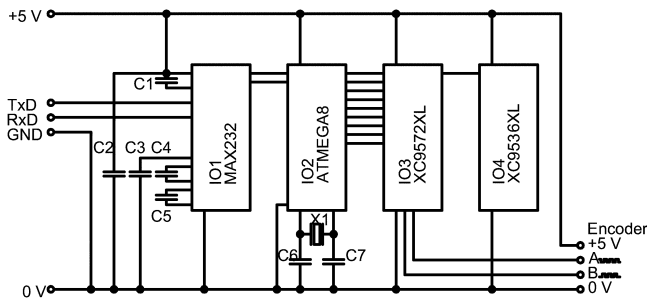


Fig. 5. Prototype angle measurement circuit diagram, based on CPLDs and MCU Atmega8 for serial port communication

The stepper motor driver for two-coil type stepper motor (Fig. 4) is based on an Atmega32 one-chip microcontroller. The microcontroller reads the desired drive state from control computer (velocity, direction) and alternately switches both motor coils in proper order and polarity in order to turn the motor.

The angle meter prototype is based on commercial replacement of 7183/7184 ICs, a XC9536 programmable gate array with implemented quadrature decoder [3]. In another CPLD (IO3, see Fig. 3) is implemented up/down counter with parallel output. The parallel output is periodically checked and transmitted via RS232 port of IO2 into the control computer.

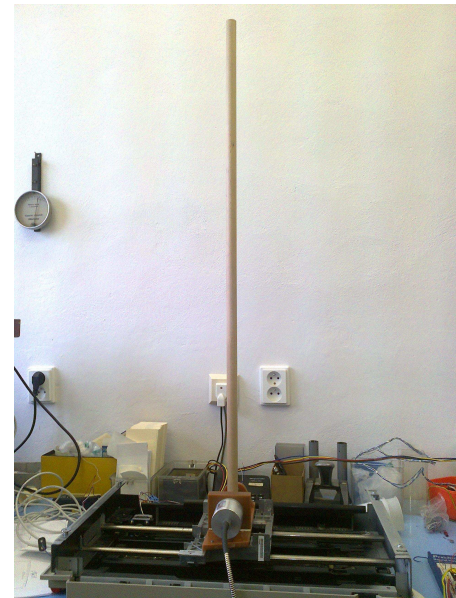


Fig. 7. Stepper motor driven prototype

By operating the real plant (Fig. 7) several experiments were performed with control and observer design – see for example Fig. 8.

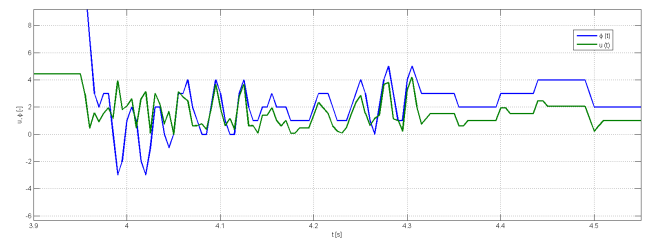


Fig. 8. Part of successful PD angle control with FIR filter.

Fig. 8 shows succesfull PD control of rod angle – according to used drive (weak, slow stepper motor) and angle meter better result are not possible.

V. PNEUMATIC CYLINDER DRIVEN PLANT

Final version of a laboratory plant model is based on a pneumatic cylinder – linear pneumatic motor. This solution was chosen in order to reduce the drive price (approx. 20% of price of linear electric servo-drive) and to simplify the whole plant. In order to meet all targets (e. g. actuating force, drive length etc.) there was designed a plant based on a pneumatic circuit diagram according to Fig. 9. All parts are ordinary industrial types provided by SMC Industrial Automation CZ. There will be possibility of control of the plant using Matlab/Simulink and later using of industrial PLCs.

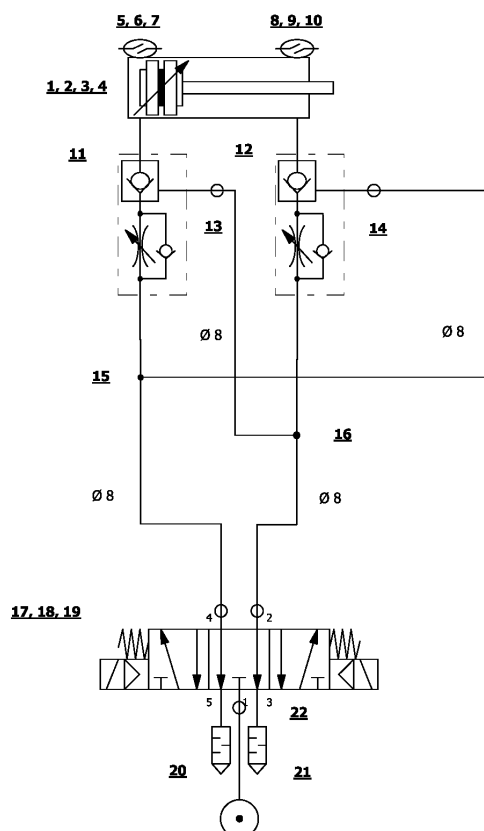


Fig. 9. Circuit diagram (pneumatic part) of the linear pneumatic drive. Cylinder CP96SDB-50-500 (upper part of diagram), control valve SY5120-5LOU-C8F-Q and other accessories (SMC), working pressure 6 bar (nominal).

The pneumatic cylinder (diameter 50 mm, stroke 1500 mm) in the upper part of Fig. 9 is controlled by 3 state 5/3 pneumatic valve. The piston head position and angle measurement is performed by industrial incremental encoders and evaluation unit. Angular measurement is provided by original angular meter TRME-2 used in the first stepper motor driven prototype (angular resolution approx. $0,1^\circ$), position measurement is provided by magnetic incremental linear encoder TMLS-25B-02 with magnetic tape (resolution better than $\pm 0,02$ mm). Both linear and angular encoders are connected to industrial interface PC-01-XX with serial port connection to the control computer. The drive is equipped with 2 rails with special cart and it is possible to operate the plant as inverted pendulum or normal pendulum, for example for design of oscillations damping algorithms – see Fig. 10.

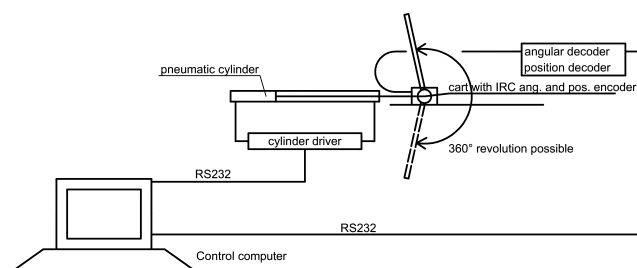


Fig. 10. Scheme of pneumatic driven plant with angle and position measurement controlled by PC.

VI. CONCLUSION

The low-cost prototype of a real inverted pendulum plant driven by a stepper motor was successfully constructed. The final version of pneumatic cylinder driven pendulum/crane plant is almost finished and will be used for educational and research purposes.

VII. REFERENCES

- [1] K. Ogata, "Modern Control Engineering". Prentice Hall International, London, 1997.
- [2] H. Havliš, T. Vyhlídal "Stepper motor driven inverted pendulum controlled by Matlab/Simulink". presented at the conf. Technical Computing Prague 2011, Prague 2011.
- [3] "IRCDEK2 - hradlové pole s implementovaným kvadraturním dekodérem". EG Medical s r. o., Brno 2007.

Different Approaches to Reactor Furnace Control

J. Mareš¹, P. Doležel², A. Procházka¹

Abstract – Paper deals with different techniques of nonlinear reactor furnace control. The first part briefly describes the real system (reactor furnace), which is a nonlinear system because of different heat transport mechanisms. Then different approaches to the system control are described. Firstly standard technique using PID controller, and secondly two predictive control strategies (Generalized Predictive Controller and Neural Network Predictive Controller).

Key Words – Reactor Furnace, Predictive Control, GPC, Artificial Intelligence.

I. INTRODUCTION

DIFFERENT techniques of the reactor furnace control are described and compared in the paper.

Furnace is an equipment of Department of Physical Chemistry (University of Pardubice) and is made for chemical reactor heating. The reactor provides measurements of oxidation and reduction qualities of catalyzers in the different temperatures.

The temperature profile of the reactor is strictly defined. It is linear increasing up to 800 °C, then keeping the constant value of 800 °C till the end of the experiment. The difference between the setpoint temperature and real reactor temperature has to be less than 10 °C.

It is necessary to consider a nonlinear furnace behavior, because of huge range of reactor temperature [1].

II. REACTOR FURNACE DESCRIPTION

The furnace base is a cored cylinder made of insulative material. On the inner surface there are two heating spirals which are powered by the voltage 230 V. In the middle of the cylinder there is a reactor. Its temperature is measured by one platinum thermometer (see Figure 1).

The system is a thermal process with two inputs (spiral power and ambient temperature) and one output (reactor temperature). Thus, controlled variable is the reactor temperature and manipulated variable is spiral power. Ambient temperature is measured error which is considered constant.

Nonlinearity of the system is caused by heat transfer mechanism. When the temperature is low, heat transfer is

provided only by conduction. However, when the temperature is high, radiation presents an important transfer principle.

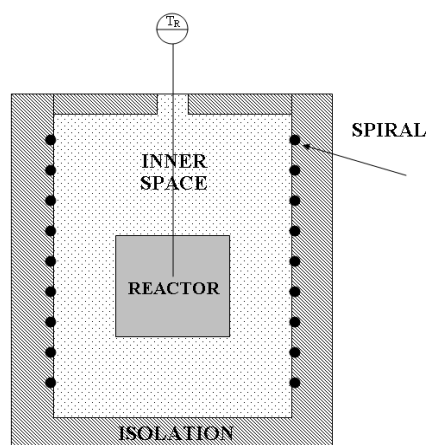


Figure 1 – Reactor furnace chart

Nonlinear mathematical model (set of four differential equations) and its linearization is described in [2] and [3].

III. PID CONTROL

The first approach how to control the reactor furnace is the simplest way – PID controller in the form of (1), where gain (r_0) integral time constant (T_I) and derivative time constant (T_D) were set according to T_Σ method, more in [4]. The method gives the PID control response slow but very robust. Even nonlinear systems are possible to control quite satisfactorily via T_Σ setting.

$$u(t) = r_0 \left(e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(s) ds + T_D \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (1)$$

The only necessity for the controller parameters estimation is to measure the step response of the system. Then gain and parameter T_Σ is calculated, see Figure 2 and equation (2). Constants of the controller are calculated from these parameters, according to table 1.

¹ J. Mareš, A. Procházka are with Institute of chemical technology, Department of computing and control engineering Technická 5, 166 28 Prague 6, Czech Republic e-mail: jan.mares@vscht.cz, www.vscht.cz

² P. Doležel is with University of Pardubice, Faculty of electrical engineering and informatics, Department of process control, Nám. Čs. legii 565, 532 10 Pardubice, Czech Republic e-mail: petr.dolezel@upce.cz, www.upce.cz

$$\int_0^{T_\Sigma} y(t)dt = \int_{T_\Sigma}^{\infty} [y(\infty) - y(t)]dt \quad (2)$$

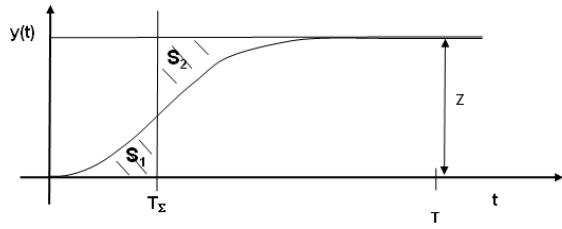


Figure 2 – T_Σ method principle

TABLE I
PID parameters calculation

	r_0	T_I	T_D
PI	$0.5/Z$	$0.5T_\Sigma$	0
PID	$1/Z$	$0.66T_\Sigma$	$0.167T_\Sigma$

The step response was measured (step of the spiral power 0 – 100 W) and the PI controller parameters were estimated, table 2

TABLE II
PI controller setting

	r_0	T_I	T_D
PI	3.38	223	0

The control experiment was realized at the system. Results are shown in the figure 3, where the first chart shows the manipulated variable, the second chart shows the set point and controlled variable and the third chart shows the error between set point and controlled variable.

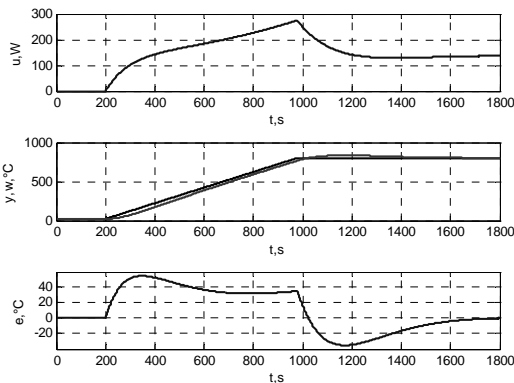


Figure 3 –PID control

IV. GENERALIZED PREDICTIVE CONTROL

Generalized Predictive Control (GPC) belongs to the group of complex predictive controllers where mathematical model is included to predict future behavior of the system, the model is called *prediction model*.

Prediction model

We assume the model in the form of equation (3).

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1) + C(z^{-1})\frac{e(k)}{\Delta} \quad (3)$$

where A, B, C are polynomials, $y(k)$ is model output, $u(k)$ is model input, $e(k)$ is output error, and Δ is described by $\Delta = 1 - z^{-1}$. It is possible to convert (3) to the form of equation (4)

$$\bar{A}(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})\Delta u(t-1) + C(z^{-1})e(t) \quad (4)$$

where $\bar{A} = \Delta \cdot A$.

The model is necessary for calculation of the future output prediction, more in [5]. Several different methods how to calculate it are available. One of the simplest ways (using the inverse matrix) is described in this chapter.

The prediction of N steps is possible to rewrite by the set of difference equations (5).

$$\begin{aligned} y(k+1) &= b_1\Delta u(k) + b_2\Delta u(k-1) + \dots \\ &\dots + b_{n+1}\Delta u(k-n) - a_1y(k) - a_2y(k-1) - \dots - a_{m+1}y(k-m) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} y(k+2) &= b_1\Delta u(k+1) + b_2\Delta u(k) + \dots \\ &\dots + b_{n+1}\Delta u(k-n+1) - a_1y(k+1) - a_2y(k) - \dots - a_{m+1}y(k-m+1) \\ &\vdots \\ y(k+3) &= b_1\Delta u(k+2) + b_2\Delta u(k+1) + \dots \\ &\dots + b_{n+1}\Delta u(k-n+2) - a_1y(k+2) - a_2y(k+1) - \dots \\ &\dots - a_{m+1}y(k-m+2) \\ &\vdots \\ y(k+N) &= b_1\Delta u(k+N-1) + b_2\Delta u(k+N) + \dots \\ &\dots + b_{n+1}\Delta u(k+N-n+1) - a_1y(k+N-1) - \\ &\dots - a_2y(k+N) - \dots - a_{m+1}y(k+N-m+1) \end{aligned}$$

In matrix form it is possible to write

$$\mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} y(t+1) \\ y(t+2) \\ \vdots \\ y(t+N) \end{bmatrix} = \mathbf{B} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N-1) \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{B}} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u(t-1) \\ \Delta u(t-2) \\ \vdots \\ \Delta u(t-n) \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{A}} \cdot \begin{bmatrix} y(t) \\ y(t-1) \\ \vdots \\ y(t-m) \end{bmatrix} \quad (6)$$

where

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ -a_1 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -a_N & -a_{N-1} & \dots & 1 \end{bmatrix}_{N \times N}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & \dots & 0 \\ b_2 & b_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ b_N & b_{N-1} & \dots & b_1 \end{bmatrix}_{N \times N}$$

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_{m+1} \\ a_2 & \dots & a_{m+1} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}_{N \times (m+1)}; \quad \tilde{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} b_2 & b_3 & \dots & b_{n+1} \\ b_3 & \dots & b_{n+1} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}_{N \times n}$$

Future output prediction of the system $y(t+i)$ is calculated by multiplying the equation (6) by the inverse matrix \mathbf{A}^{-1} , equation (7).

$$\begin{bmatrix} y(t+1) \\ y(t+2) \\ \vdots \\ y(t+N) \end{bmatrix} = \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N-1) \end{bmatrix} + \mathbf{A}^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{B}} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u(t-1) \\ \Delta u(t-2) \\ \vdots \\ \Delta u(t-n) \end{bmatrix} + \mathbf{A}^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{A}} \cdot \begin{bmatrix} y(t) \\ y(t-1) \\ \vdots \\ y(t-m) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Last two terms describes only the system history, therefore it is possible to put them together to the matrix \mathbf{F} and the vector of historical output and inputs \mathbf{h} . Thus, the

equation of prediction is written in the form of equation (8).

$$\mathbf{y} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{u} + \mathbf{F} \cdot \mathbf{h} \quad (8)$$

where

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y(t+1) \\ y(t+2) \\ \vdots \\ y(t+N) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N-1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N-1) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F} = [\mathbf{A}^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{B}} \quad \mathbf{A}^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{A}}]$$

$$\mathbf{h} = [y(t) \quad y(t-1) \quad \dots \quad y(t-m) \quad \Delta u(t-1) \quad \Delta u(t-2) \quad \dots \quad \Delta u(t-n)]^T$$

Control law

The aim of GPC is to calculate the vector of manipulated variable by minimizing of the cost function (9).

$$\mathbf{J} = \mathbf{e}^T \cdot \mathbf{e} + \lambda \cdot \mathbf{u}^T \cdot \mathbf{u} \quad (9)$$

where \mathbf{e} is vector of control errors (length N), \mathbf{u} is vector of manipulated variables (length N) and λ is weighting coefficient.

The cost function can be modified using prediction model and set point vector \mathbf{w} , equation (10).

$$\mathbf{J} = [\mathbf{w} - (\mathbf{G} \cdot \mathbf{u} + \mathbf{F} \cdot \mathbf{h})]^T \cdot [\mathbf{w} - (\mathbf{G} \cdot \mathbf{u} + \mathbf{F} \cdot \mathbf{h})] + \lambda \cdot \mathbf{u}^T \cdot \mathbf{u} \quad (10)$$

Vector of manipulated variable \mathbf{u} can be calculated numerically (task for Quadratic Programming) or analytically via square norm. Using square norm equation (10) was rewritten to the form of control law, equation (11).

$$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \cdot \mathbf{G} + \lambda \cdot \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{G}^T \cdot (\mathbf{w} - \mathbf{F} \cdot \mathbf{h}) \quad (11)$$

We usually need only one actual value of the manipulated variable (the first element of the vector \mathbf{u}) therefore the final form of the control law is equation (12).

$$\Delta u(t) = \mathbf{K} \cdot \begin{bmatrix} w(t) \\ w(t+1) \\ \vdots \\ w(t+N) \end{bmatrix} - \mathbf{F} \cdot \begin{bmatrix} \Delta u(t-1) \\ \Delta u(t-2) \\ \vdots \\ \Delta u(t-n) \\ y(t) \\ y(t-1) \\ \vdots \\ y(t-m) \end{bmatrix} \quad (12)$$

where \mathbf{K} is the first row of matrix $(\mathbf{G}^T \cdot \mathbf{G} + \lambda \cdot \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{G}^T$

Linearized GPC

GPC theory is formulated for the group of linear systems control but in the case of nonlinear systems it is not

possible to use it because the linear model cannot describe nonlinear process satisfactory. Nonlinear system control needs nonlinear model or piecewise linearized model (this case).

In the case of piecewise linearized GPC it is possible to do the linearization of the model and formulate it in the form of difference equation (3). Matrices \mathbf{G} and \mathbf{F} are possible to calculate from this form for several points of linearization in the whole range, see Figure (4).

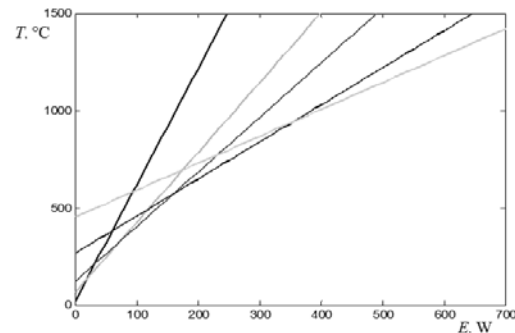


Figure 4 – Piecewise linearized model

Thus, the controller will switch between pre-calculated setting during control experiment (according to reactor temperature). Moreover, it is possible to interpolate between two adjoining settings. Nonlinear behavior of the system is substituted by piecewise linearized model. Complex description of this approach is in [6].

The control experiment was realized too. Results are shown in Figure 5, where the description of charts is the same as in previous example.

The control algorithm:

1. Pre-control
 - calculate defined number of linear models
2. Control
 - a) measure actual temperature
 - b) choose the two nearest linear models (above and below)
 - c) using interpolation calculate vectors \mathbf{K} a \mathbf{F} for the control law
 - d) calculate the actual value of manipulated variable u

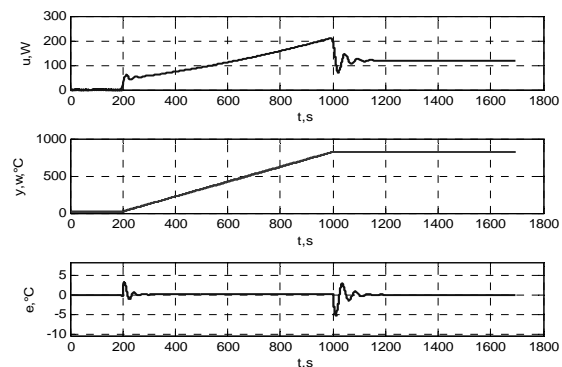


Figure 5 – Piecewise Linearized GPC

V. NEURAL NETWORK PREDICTIVE CONTROL

Another approach to predictive control is described in this section. Predictive controller here uses a neural

network (NN) model of nonlinear plant to predict future plant performance. The controller then calculates the control input that will optimize plant performance over a specified future time horizon.

The first stage of NN predictive control is to design a neural network which represents the dynamics of the plant. The prediction error between the plant output and NN output is used as the neural network training signal (see figure 6).

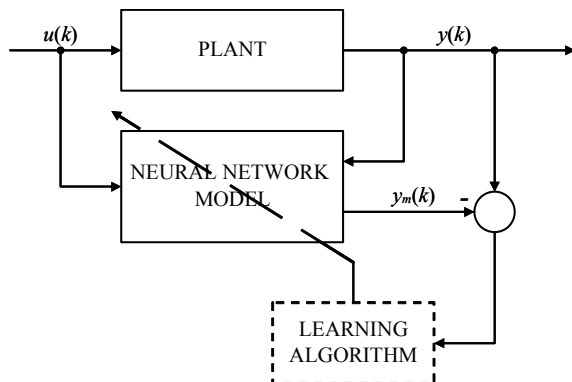


Figure 6 – NN model identification

This neural network can be trained offline in batch mode, using data collected from some experiments with the plant. Any backpropagation algorithm can be used for network training. Process of neural network model design is discussed in detail in [7].

In this control technique, neural network predicts the plant response over a specified time horizon. The predictions are used by some search technique to determine the control signal that minimizes the following performance criterion over the specified horizon N

$$J = \mathbf{e}^T \cdot \mathbf{e} + \lambda \cdot \mathbf{u}^T \cdot \mathbf{u}$$

where \mathbf{e} and \mathbf{u} are the same vector as in (9).

The figure 7 illustrates the NN model predictive control process. The controller consists of the neural network plant model and the optimization block. The optimization block determines the values of $u'(k)$ that minimize the criterion J , and the optimal $u'(k)$ is input to the plant.

It is obvious, that key part of block diagram below is optimization block or used search technique, more precisely. Mostly, optimal $u'(k)$ is not found every sample time, because only fixed number of iterations is performed per one sample time.

Whole control technique is included in Neural Network Toolbox of Matlab.

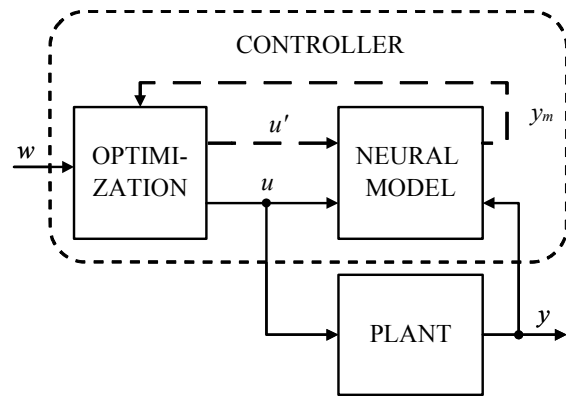


Figure 7 – NN predictive control

Control experiment with NN predictive controller was performed (Prediction horizon $N = 20$, $\lambda = 0.1$, golden section search routine). Neural network model was trained offline with Levenberg-Marquardt training algorithm and its topology is illustrated in figure 8. Control performance can be found in figure 9.

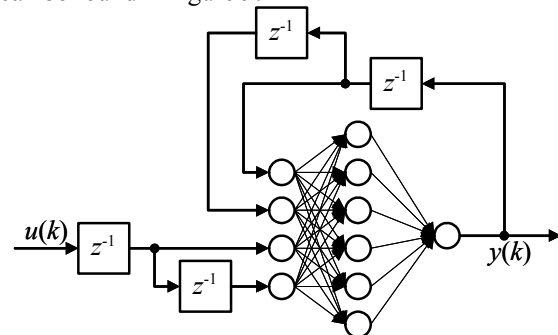


Figure 8 – NN model

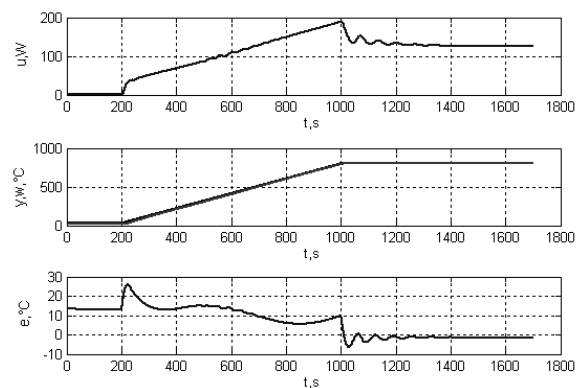


Figure 9 – NN predictive control performance

VI. CONCLUSIONS

Paper deals with different techniques of real system (reactor furnace) control. The plant, which behavior is nonlinear because of the heat transfer mechanisms, has strictly defined temperature profile (control error has to be less than 10 °C).

Three control techniques were applied. Firstly, PID controller was used. Gain and time constants were set according to T_{Σ} method. This technique gives the response very slow and robust. Control performance seemed to be good but error rose up to 50 °C.

Secondly, piecewise linearized predictive control was applied. Advantages of this approach were

- information about future setpoint behaviour is included in control law
- information about nonlinearity of the system is partly included in the piecewise linearized model

This technique gives the control performance good. Moreover, control error is less than 5 °C.

Thirdly, neural network predictive control was applied. Advantage of this approach is neural network model which can describe nonlinear processes well.

The control performance was rather good too but control error was at the first part of the experiment above 10 °C.

As conclusion, it is possible to say, that all three approaches gives satisfactory results and can control nonlinear systems properly. But strict temperature profile for this plant did not provide using PID controller and neural network predictive controller.

The only possible technique was piecewise linearized predictive controller.

ACKNOWLEDGMENT

The work has been supported by the funds No. MSM 6046137306 and No. MSM 0021627505 of Ministry of Education of the Czech Republic. This support is very gratefully acknowledged.

REFERENCES

- [1] DUŠEK, F., ČIČMANEC, P., BULÁNEK, R.: *Řízení pece na zadaný průběh*In: 11th Conference PROCESS CONTROL '97, Tatranské Matliare 8.-11.6.1997, Volume 2,s.
- [2] MAREŠ, J., DUŠEK, F. *Nelineární a linearizovaný model reaktorové pece*. In *Proceedings of Conference ARTEP'10*", 24.-26. 2 2010.Technická univerzita Košice, 2010. Pp. 27-1 – 27-14. ISBN 978-80-553-0347-5.
- [3] MAREŠ, J., DUŠEK, F., HONC, D. *Náhrada reálného zařízení modelem v Simulinku*. Sborník příspěvků z Technical Computing Prague 2009. Praha, KANAG – TISK, s.r.o. 69, 119 str. ISBN 978-80-7080-733-0.
- [4] KUHN, U. *A practical tuning rule for PID controllers: the t-sum design*. *Automatisierungstechnische Praxis*, 37(5), 10-16, 1995.
- [5] CAMACHO, E.F., BORDONS, C. *Model Predictive Control*. London : Springer-Verlag London Limited, 2007. ISBN 1-85233-694-3.
- [6] MAREŠ, J., DUŠEK, F. *Reactor furnace predictive control*. In *Proceedings of XXXVth Seminary ASR'10 „Instruments and Control”*, VSB- Technical University Ostrava, 2009.
- [7] TAUFER, I.; DRÁBEK, O.; SEIDL, P. *Umělé neuronové sítě – základy teorie a aplikace (10)*, *CHEMagazin*, 2008, vol. XVII, n. 1, p. 35-37. ISSN 1210-7409.

Optimization of Neural Network Input Parameters Using Genetic Algorithm

J. Bila, I. Bukovsky, M. Mironovova

Abstract -- The purpose of this paper is to find optimal input values for neural network used in evaluation of bio-signals in order to achieve faster solution in adaptation process of a continuous Time-Delayed Dynamic Quadratic Neural Unit (TmD-DQNU). As optimization tool, a standard genetic algorithm is studied and the method is tested on a certain artificially generated waveform with a basic shape of ECG signal.

Index Terms -- bio-signals, ECG, genetic algorithm, neural network, optimization, time delay

I. INTRODUCTION

BASIC concepts of artificial neural networks were laid in forties of twentieth century. The then researchers draw an inspiration from neural structures of living organisms, predominantly of a human brain, that consists of more than a hundred billion neurons – basic building units with ongoing data processing.

A main motivation for this work is a creation of an artificial neural system for evaluation and prediction of bio-signals, namely a non-conventional Time-Delayed Dynamic Quadratic Neural Unit (TmD-DQNU). Concept of this work assumes that by studying a behavior of characteristic parameters of a TmD-DQNU during the adaptation process can reveal and predict unwanted states in bio-signals, i.e. detection and prediction of arrhythmias in ECG signal.

II. PROCESS DESCRIPTION

The work consists of two parts, first one shows the adaptation of Time-Delayed Dynamic Quadratic Neural Unit (TmD-DQNU) – the process of weights and time-delay upgrade in each step of adaptation using RTRL method of a back propagation (Real Time Recurrent Learning). The second part of the paper shows a use of genetic algorithm as optimization tool. Genetic algorithm creates sets of random values for weights and time-delays and takes typical processes of elitism, elimination, cross-over and mutation to find the best solution. An evaluation parameter for the quality of the solution is a sum of squares of error for each solution. The error signal is represented as a difference between real values of the signal and values of the signal generated by a neural network.

A. Adaptation of TmD-DQNU

Biological neurons process and transmit information by so called synapses that connect individual neurons between each other and then create complex structures [1]. Very fundamental sketch of a continuous, time-delayed quadratic artificial neural unit TmD-DQNU is displayed in Fig. 1.

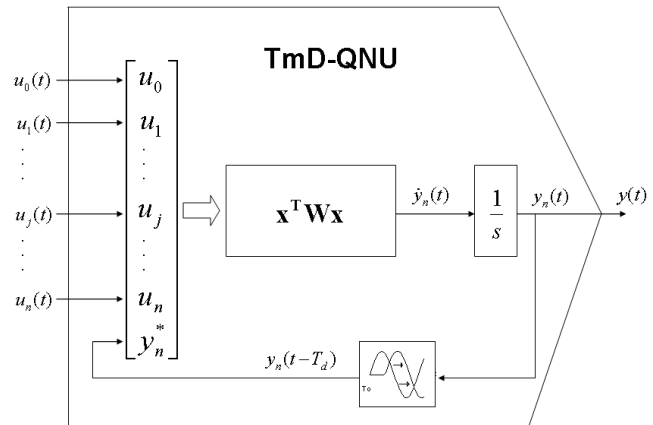


Fig. 1. Schematics of continuous-time TmD-DQNU; a possible representation of a biological neuron by a quadratic non-linear higher-order mathematical model presented in works [2], [3], [4] and in [5] and [6].

This mathematical model described in [7] poses better approximation capabilities and can be expressed by the following equation:

$$y_n(t) = \int \left(\mathbf{x}(t)^T \mathbf{W} \mathbf{x}(t) \right) dt = \int \left(w_{00} + w_{01}u(t) + w_{02}y(t-T_d) + w_{11}u^2(t) + w_{12}u(t)y(t-T_d) + w_{22}y^2(t-T_d) \right) dt \quad (1)$$

In (1) a column vector $\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ u(t) \\ y(t-T_d) \end{bmatrix}$ represents neural inputs and a triangular matrix

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{00} & w_{01} & w_{02} \\ 0 & w_{11} & w_{12} \\ 0 & 0 & w_{22} \end{bmatrix} \quad \text{displays weights that are}$$

adapted in each step of the algorithm.

Adaptation process is based on RTRL method of a back propagation (Real Time Recurrent Learning) [7], [8], [9]. Weights and a time-delay can be updated according to following formulae:

$$w_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + \Delta w_{ij} \quad (2)$$

$$T_d = T_d + \Delta T_d \quad (3)$$

Equation for a weight increment and time-delay increments, respectively, can be expressed using formula (4) and (5) [7].

$$\Delta w_{ij} = \mu e(t) \frac{\partial y_n(t)}{\partial w_{ij}} = \mu e(t) \int \frac{\partial}{\partial w_{ij}} \left(\mathbf{x}^T \mathbf{W} \mathbf{x} \right) dt = \mu e(t) \int \left(\frac{\partial \mathbf{x}^T}{\partial w_{ij}} \mathbf{W} \mathbf{x} + \mathbf{x}^T \frac{\partial \mathbf{W}}{\partial w_{ij}} \mathbf{x} + \mathbf{x}^T \mathbf{W} \frac{\partial \mathbf{x}}{\partial w_{ij}} \right) dt \quad (4)$$

U 12110 - Division of Automatic Control and Engineering Informatics:
{jiri.bila, ivo.bukovsky, martina.mironovova}@fs.cvut.cz

The work was supported by grant set by Studentska grantova soutez ČVUT nr. SGS10/252/OHK2/3T/12.

$$\Delta T_d = \mu e(t) \int \begin{pmatrix} -w_{02} \dot{y}_n(t - T_d) - \\ -w_{12} u(t) \dot{y}_n(t - T_d) - \\ -w_{22} 2y_n(t - T_d) \dot{y}_n(t - T_d) \end{pmatrix} dt \quad (5)$$

The algorithm adapts weights and time-delay in a way that error between real values and values coming from the neural network is minimized:

$$|e| = y_{real} - y_{neural} \rightarrow 0 \quad (6)$$

Due to the RTRL technique and a convex nature of TmD-DQNU neural system is able to converge to a solution faster than other conventional neural models and does not get stacked in some less accurate local minima [10].

However, in adaptation to a complex signal, such as ECG signal, it is not straightforward which initial values of the weight matrix and a time-delay should be set to start the adaptation. Different initial values of weights and time-delay can influence adaptation process significantly and this leads to different time periods to find the correct solution. For example, a test data in a basic shape of ECG signal were loaded as y_{real} and TmD-DQNU was set to adapt to the signal.

To explain the initial weight values and a time-delay problem, the adaptation ran under three different conditions. Input values for each condition is summarized in Table 1.

TABLE 1.
INPUT DATA FOR THREE CASES OF ADAPTATION TO ONE PATTERN (y_{real})

Parameter	Case 1	Case 2	Case 3
w_{00}	0	0.3	0.2
w_{01}	0	0	0.05
w_{02}	-0.4	-0.4	-0.05
w_{11}	0	0	0.15
w_{12}	-0.2	-0.2	-0.15
w_{22}	-0.2	-0.2	-0.05
T_d	0.05	0.05	1.05

A progress of adaptation is also shown graphically in Fig. 2 – 4. Blue waveform represents y_{real} data that are periodic and purple curve displays the output of the neural network. Eventually, all three cases shown will converge to the correct solution and the error between y_{real} and y_{neural} signals will be minimal. However, each case with a different number of steps of adaptation, or with different time intervals. Plots show only the first 30,000 steps of adaptation and it is visible, that different initial values of weights and time-delay influence the adaptation process.

The question that arose in this phase of research was simple. Is there a possibility to find or estimate such input values of weights and time-delay, so that the neural network would converge as fast as possible? An option is a genetic algorithm – a heuristic method used in optimization tasks [11].

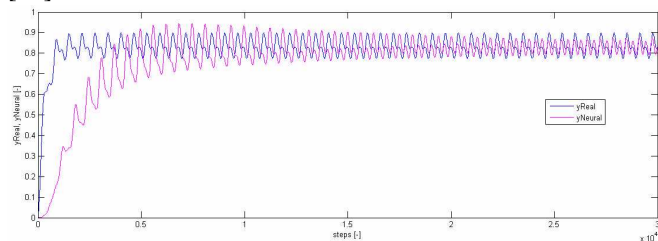


Fig. 2. Comparison of y_{real} and y_{neural} signals during the adaptation of weights and time-delay - Case 1

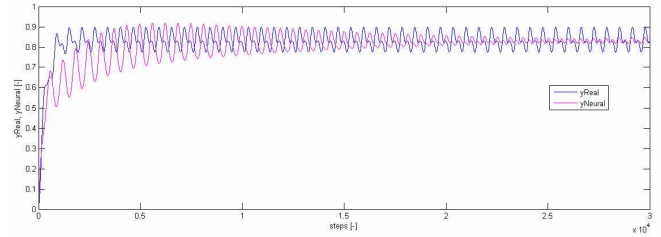


Fig. 3. Comparison of y_{real} and y_{neural} signals during the adaptation of weights and time-delay - Case 2

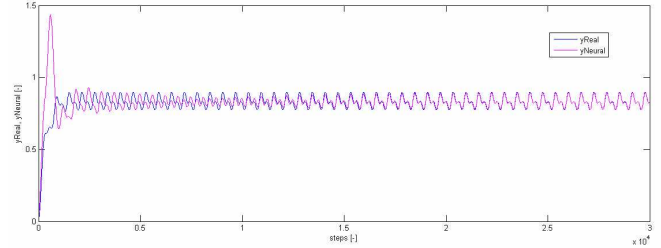


Fig. 4. Comparison of y_{real} and y_{neural} signals during the adaptation of weights and time-delay - Case 3

B. Main Characteristics of a Genetic Algorithm

Genetic algorithm is a heuristic method inspired by Darwin's theory of descent [11]. It uses a group of solutions between which it selects the best ones. Selected solutions are combined between each other (so called crossover process) that lead to newly incurred solutions. The weak solutions (worst ones) are being eliminated. In order to prevent the group of solutions to be restrained just to combination of already existing ones, the mutation of selected specimens occurs in every step of the algorithm with known probability. The effort is to enhance the population in every step of the algorithm so that it leads to the retrieval of optimal solution, or solution close to the optimal one [12].

C. Principle of Finding Optimal Input Parameters

Input values of weights and time-delay of a concrete solution are for the purpose of algorithm coded into so called genome, or chromosome. Such a chromosome contains of genes and each gene represents one combination of input parameters. At the beginning of the algorithm input data are selected randomly for each specimen. Together, data create a population matrix. The population matrix goes through four phases in the algorithm, similarly as described in the work [12].

In order to estimate the solution quality, the so called fitness function can be used. This function can take arbitrary form and in this example it is represented as an error between y_{real} and y_{neural} after specified iterations of the neural network. The aim is to minimize this function.

D. Results from Genetic Algorithm

During the estimation of optimal input values of the neural network by use of a genetic algorithm, several problems occurred. Firstly, because the fitness function represents an error between real and neural data, the part of calculation is actually run of the neural network itself in order to see, how weights and time-delay influence the adaptation process of the neuron. Some values of weights or time-delay lead the whole network to instability, causing the output from the integrator block in the neural model (in Matlab) to give out infinite values or not a number (NaN) value. Such a situation leads to the stop of calculation in the

neural model. Though infinite values in the integrator block can be restrained to boundary values, NaN cannot be replaced. For such situations, the whole calculation including the genetic algorithm process is stopped. This situation can be eliminated by restraining integrator output to a certain values. For the given signal and based on the experiments, weights and time-delay shall not overflow ± 1 , thus integrators outputs can be restrained to ± 2 in case of weights, and to $0 \div 2$ for the time-delay.

In case that the random values for weights and time-delay in genetic algorithms do not lead to the unstable system, or the situation is secured by restrained values, the calculation proceeds. However, in a genetic algorithm the fitness function (or a calculation of the error) has to run multiple times. In the first part of the genetic algorithm it runs m -times, for each population (empirically, the size of the population should be greater than 4, i.e. $m = 10$). In the second part of the process, it runs twice in reproduction ($r = 2$) and once in mutation phase ($l = 1$). Together, mutation and reproduction phase is done k -times, for k number of iterations. From experiments and empiric data, number of iterations for an efficient genetic algorithm should be at least 100.

From the data above, total number of steps taken in the neural network during the genetic algorithm calculation can be estimated if a neural network calculation is taken on 6,000 steps ($s = 6,000$) as follows:

- in phase 1: $m \times s = 10 \times 6,000 = 60,000$ steps
- in phase 2: $k \times (r + l) \times s = 100 \times (2+1) \times 6,000 = 1,800,000$ steps

From the calculation above a total steps in neural network taken during the calculation of a genetic algorithm come to 1,860,000 steps.

From empiric data taken so far, one neural network can adapt to some acceptable value (with some certain error low enough and good input data) in $300,000 \div 500,000$ steps. Obviously, this value is much lower than value obtained from the genetic algorithm and thus it is faster to select random input data to the neural network and run the adaptation for more steps ($300,000 \div 500,000$ steps to the waveform y_{real} displayed in Chapter II.A). However, randomly selected weights and time-delay does not always let the network to converge and the genetic algorithm can be a good approximation tool when the input values need to be estimated and is able to find better input data in a relatively short time.

III. DISCUSSION

The main purpose of the work was to try to find optimal input weights and time-delay values for TmD-DQNU in order to speed up the adaptation process and to converge to a solution in a shorter time. To find optimal input values, a genetic algorithm was selected. However, some applications find this heuristic algorithm useful, this particular example proved that evaluation of possible solutions (input data) takes relatively too many steps that prolong the calculation times. This is the main reason, why this method is not efficient for this particular signal. However, by use of a genetic algorithm it is possible to find good input values in a relatively short time that do not lead to instability of the system. These input data can be then used for the adaptation of the neural network in a much larger number of steps with assured output.

Another problem that occurred with combination of neural network itself and genetic algorithm was the fact that some input data make neural network unstable. This situation leads to instability of the system and stops the whole calculation. This problem was removed by restraining outputs from the integrators in the neural network.

IV. REFERENCES

- [1] SRAMEK, Bo et al: Biomechanics of The Cardiovascular System. Faculty of Mechanical Engineering, CTU, Foundation for Biomechanics of Man, 1995
- [2] BUKOVSKY, I.- HOU, Z. - BILA, J., GUPTA, M.: Foundation of Nonconventional Neural Units and their Classification. International Journal of Cognitive Informatics and Natural Intelligence (IJCiNi), October-December 2008, IGI Global, Hershey PA, USA, pp.29-43, ISSN 1557-3958.
- [3] BUKOVSKY, I.: Modeling of Complex Dynamical systems by Nonconventional Artificial Neural Architectures and Adaptive Approach to Evaluation of Chaotic Time Series. Ph.D. Thesis, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague (in English, defended September 7, 2007, supervisor Bila, J., supervisor-specialist Gupta, M., online at <http://www.fs.cvut.cz/~bukovsky/ivo.htm>).
- [4] BUKOVSKY, I. - BILA, J.: Adaptive Evaluation of Complex Time Series using Nonconventional Neural Units. ICCI 2008, The 7th IEEE International Conference on COGNITIVE INFORMATICS, California, USA, 2008, ISBN 9781424425389.J.
- [5] VIZI, E.: Role of High-Affinity Receptors and Membrane Transporters in Nonsynaptic Communication and Drug Action in the Central Nervous System. Pharmacological Reviews, Vol. 52, No. 1, pp. 63-90, 2000
- [6] HINES, W.: A logarithmic neural network architecture for unbounded nonlinear function approximation. in Proc. Int. Conf. Neural Networks 1996, vol. 2, pp. 1245–1250.
- [7] BILA, J., MIRONOVOVA, M.: Adaptation of a time-delayed dynamic quadratic neuron for evaluation of bio-signals. ARTEP 2012, ISBN 978-80-553-0835-7.
- [8] WILLIAMS, R. – ZIPSER, D.: A learning algorithm for continually running fully recurrent neural networks. Neural Computation, vol. 1, pp. 270–280, 1989.
- [9] BUKOVSKY, I. - HOMMA, N.: Dynamic Backpropagation (in Czech). Automatizace, Vol. 52, No. 10, Prague, Czech Republic, Oct 2009, p.586-590, ISSN 0005-125X.
- [10] BUKOVSKY, I. et al: Quadratic Neural Unit is a Good Compromise Between Linear Models and Neural Networks for Industrial Applications, 2010 IEEE
- [11] MAJDA, F.: Utilization of Artificial Intelligence in Operational Research (in Czech). Research project, FJFI CTU in Prague, 2009
- [12] MIRONOVOVA, M., HAVLIS, H.: Calculation of GDOP Coefficient. STC 2011, ISBN 978-80-01-04796-5

Small Sample Surface Tension Measurement System

J. Hošek

Abstract -- This paper presents an instrument design for small sample surface tension measurement. Such instrument for small sample volume measurement is necessary for liquids measurement at unstable states, like super cooled state. The principle of the instrument surface tension measurement method is based on Ferguson method [1], which uses measurement of pressure difference across a liquid sample placed into small diameter capillary under condition of one flat meniscus of the liquid sample. Planarity or curvature radius of the capillary tip meniscus has to be measured and controlled, in order to fulfill this condition during measurement. Meniscus shape determination uses an optical confocal principle. Different photo detectors were used for optical data acquisition. The highest sensitivity of optical data to applied pressure was achieved with image processing of high resolution CCD camera.

Index Terms-- Meniscus, surface tension, measurement instrument, capillary, super cooled liquid.

I. ÚVOD

POVRCHOVÉ napětí kapalin je materiálová vlastnost vypovídající o vnitřní struktuře tekutin a změně fáze materiálu či fázových složek při jeho teplotních změnách. Proto je studiu povrchového napětí kapalin věnována velká pozornost, a například hodnoty povrchového napětí vody jsou tabelovány a publikovány společností International Association for the Properties of Water and Steam - IAPWS [2]. Nicméně uvedené hodnoty povrchového napětí jsou tabelované pouze pro teploty nad trojným bodem vody, přestože byla voda v kapalném stavu experimentálně pozorována až do teplot 205 K. Existují historická měření hodnot povrchového napětí vody měřené NACA [3] až do teploty 251 K. Ta vykazují změnu charakteru závislosti hodnoty povrchového napětí přechlazené vody při teplotě 267 K, která by odpovídala fyzikální interpretaci změny vnitřní struktury vody popsané Hrubým [4]. Nicméně novější měření povrchového napětí vody Floriana a Angella [4], díky svému velkému rozptylu, charakter původního měření nepotvrzují. Proto cílem této práce je navrhnout experimentální zařízení pro měření povrchového napětí podchlazené vody s dostatečnou přesností pro potvrzení nebo vyvrácení existence změny v charakteru teplotní závislosti povrchového napětí přechlazené vody při teplotě 267 K.

II. METODIKA MĚŘENÍ POVRCHOVÉHO NAPĚTÍ

Měření povrchového napětí kapalin je velmi důležité pro

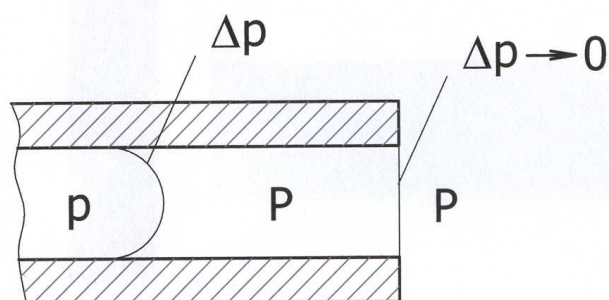
Jan Hošek *,
* ČVUT v Praze, Fakulta strojní, Ústav přístrojové a řídicí techniky, odbor Přesné mechaniky a optiky, Technická 4, Praha 6, Jan.Hosek@fs.cvut.cz
* Ústav termomechaniky AV ČR, Dolejškova 6, Praha 8, hosek@it.cas.cz.

Projekt byl podpořen projektem IAA200760905.

chemický průmysl, a proto i metodika měření je velmi rozsáhlá a propracovaná například v [5]. Nicméně pro měření co nejmenšího množství kapaliny jsme se rozhodli použít metodu vyvinutou Fergusonem [1] a později aplikovanou i Hackerem [3] pro jeho měření, která využívá vzorek kapaliny o objemu do 1 mm³ kapaliny.

A. Princip Fergusonovi metody

Uvedená metoda využívá principu kapilárního tlaku, jak je schematicky zobrazeno na obrázku 1.



Obr. 1 Schéma měření povrchového napětí v kapiláře dle Fergusonova.

Malé množství kapaliny je umístěno do tenké kapiláry a na okrajích kapaliny se vytvoří menisky, kde na každém menisku vzniká tlakový rozdíl:

$$\Delta p = \gamma \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right), \quad (1)$$

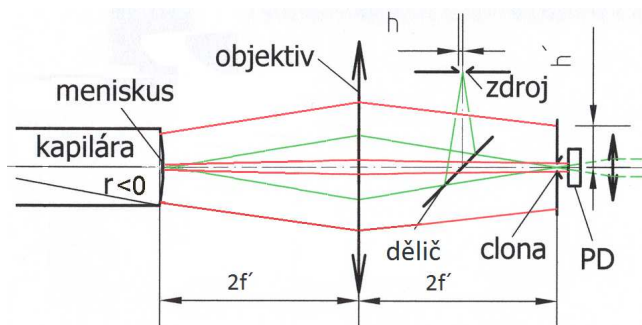
kde γ je hodnota povrchového napětí a r_1 a r_2 jsou hlavní poloměry křivosti menisku v kapiláře. Za předpokladu, že jeden meniskus se bude dotýkat konce kapiláry, až přejde v rovinnou plochu, bude tlakový rozdíl dán pouze jedním meniskem. Pro kapiláru kruhového průřezu platí $r_1 = r_2 = r$ se vztah pro výpočet povrchového napětí zjednoduší na:

$$\gamma = \frac{r}{2} \Delta p. \quad (2)$$

Nezbytnou podmínkou pro přesné stanovení hodnoty povrchového napětí je dosažení přesnosti určení tlakového rozdílu pod 1 Pa a zároveň křivosti vrchlíku menisku větší než 180 mm pro kapiláru o průměru 0,3 mm.

B. Konstrukce zařízení pro měření povrchového napětí

V průběhu řešení problému bylo otestováno několik možných řešení měření poloměru křivosti menisku. Jako nejlepší se ukázala metoda kombinující konfokální uspořádání osvětlovacího laserového svazku s obrazovým ohniskem od menisku odraženého svazku dopadající na detektor. V této konfiguraci, zobrazené na obrázku 2 se volný meniskus kapaliny chová jako deformovatelné zrcadlo, které odrazí do konfokálního ohniska všechny zdrojové paprsky, pokud je meniskus právě rovinný.

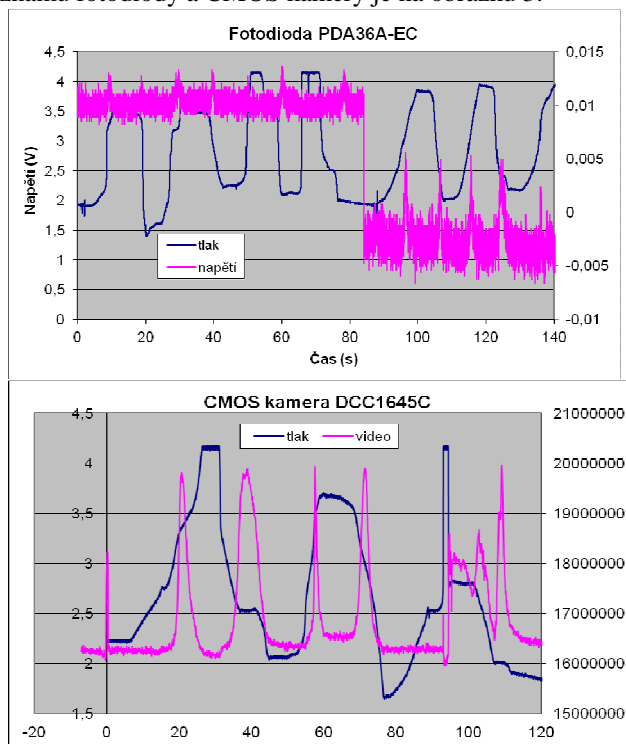


Obr. 2 Konfokální uspořádání měření rovinnosti menisku při měření povrchového napětí dle Fergusonova.

Uvedené optické schéma bylo realizováno objektivem s ohniskovou vzdáleností $f' = 30,53$ mm ve 4F uspořádání, zobrazující laserem ozářenou clonu na čelo kapiláry a zpětně zobrazující čelo kapiláry na detektorovou konfokální clonu. Volba uvedeného objektivu dává zařízení dostatečnou volnou pracovní vzdálenost od kapiláry pro realizaci jejích teplotních změn.

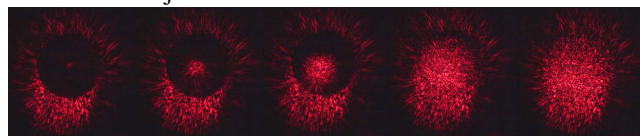
C. Volba konfokálního detektoru

Původním záměrem bylo jako detektor použit za konfokální clonou integrální fotodetektor, typu fotodiody se zesilovačem, pro dosažení vysokých vzorkovacích frekvencí a velkého časového rozlišení. Nicméně testy několika typů fotodiód ukázaly, že pro dosažení vyhodnotitelné úrovně signálu je třeba použít značného zesílení doprovázeného silným šumem pozadí, což při použití dostupných A/D převodníků dává malou citlivost měření změny intenzity procházejícího svazku ve vztahu ke změně tlaku. Jako nejlepší se ukázalo použití CCD kamery a zpracování záznamu integrací jednotlivých pixelů. Tento detektor podává dostatečnou citlivost, při vzorkovacích frekvencích do 30 Hz, což je pro měření dostatečná frekvence. Srovnání záznamu fotodiody a CMOS kamery je na obrázku 3:



Obr. 3 Záznam odrazu menisku fotodiódou PDA36A-EC při zesílení 60 a 70 dB - nahore a CMOS kamerou DCC1645C - dole.

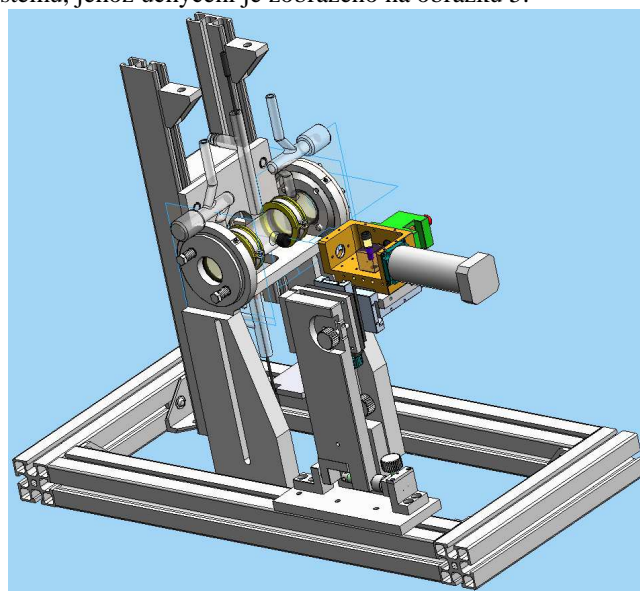
Navíc záznam z jednotlivých snímků kamery lze po vyhodnocení použít i k určení vyosení optických svazků a korigovat tak správné nastavení celého měřicího zařízení. Ukázka změn intenzit záření v konfokální rovině v závislosti na tvaru menisku je zobrazena na obrázku 4:



Obr. 4 Ukázky ozáření konfokální clony v závislosti na tvaru menisku.

D. Konstrukce celého zařízení

Konstrukce celého zařízení vychází ze záměru měřit povrchové napětí podchlazených kapalin, zejména vody. Proto kapilára musí být umístěna ve speciální komoře, kde je možné ji střídavě ochlazovat na teploty do -24°C a ohřívát nad 0°C s periodou cca 5 s, aby se předešlo zamrznutí kapaliny a poškození kapiláry. Tato část zařízení byla vyvinuta v Ústavu termomechaniky AV ČR. Detektor menisku je pak samostatnou součástí tohoto celého měřicího systému, jehož uchycení je zobrazeno na obrázku 5.



Obr. 5 Řešení celé mechanické části konstrukce temperačního systému kapiláry a optického detektoru tvaru menisku.

III. ZÁVĚR

Článek představil konstrukci optického detektoru tvaru menisku kapiláry pro měření povrchového napětí velmi malého množství tekutiny Fergusonovou metodou. Zařízení je v současné době zkompletováno, jeho funkčnost je otestována za pokojové teploty a v druhé polovině tohoto roku bude použito k proměření hodnot povrchového napětí vody v podchlazeném stavu.

IV. REFERENCES

- [1] A. Ferguson, "On the measurement of the surface tension of a small quantity of liquid," *Proc. Phys. Soc.* 36, 37-43, 1924.
- [2] IAPWS Release on Surface Tension of Ordinary Water Substance (1994), URL <http://www.iapws.org/relguide/surf.pdf>.
- [3] P. T. Hacker, *Technical Note 2510*, National Advisory Committee for Aeronautics, 1951. <http://naca.larc.nasa.gov/reports/1951/naca-tn-2510/naca-tn-2%510.pdf>.
- [4] M. A. Floriano, C. A. Angell, "Surface Tension and Molar Surface Free Energy and Entropy of Water to -27.2°C ," *J. Phys. Chem.* 94, 4199, (1990).
- [5] Hartland, S., *Surface and Interfacial Tension : Measurement, Theory, and Applications*, Marcel Dekker, (New York) 2004.

Extremum Seeking Methods in Process Control

History and State of the Art

C. Oswald

Abstract – This paper deals with approaches based on extremum seeking methods used in achieving optimal operating conditions. The extremum seeking methods represent a control approach falling into the group of the adaptive control principles. In contrast to the other adaptive control methods the extremum seeking methods do not require any knowledge of the mathematical model of the controlled plant. This property makes the extremum seeking an alternative of neural networks. The 90 years long history of the extremum seeking and state of the art are summarized in this paper. Furthermore, this paper deals with elementary principles of extremum seeking and several examples of extremum seeking use are mentioned in this paper.

Index Terms – extremum seeking, operating conditions optimization, adaptive control

I. ÚVOD

EXTREMÁLNÍ přístup, v české literatuře často označovaný jako extrémální regulace, patří do skupiny adaptivních regulací. Avšak na rozdíl od klasických přístupů adaptivní regulace není extrémální regulace založena na nutné znalosti modelu řízené soustavy, čímž se extrémální regulace stává alternativou metod řízení založených na aplikaci neuronových sítí [1]. Využívá se nejen k řízení soustav za cílem optimalizace zvoleného kritéria, tedy nalezení jeho minima či maxima, ale i k ladění parametrů zpětnovazebního řízení [1, 4].

Podmínkami, které musí být splněny k tomu, aby mohlo být využito k řízení, či optimalizaci provozních podmínek soustavy, extrémálního přístupu jsou [1, 5, 7, 8, 9, 10]:

1. Daná soustava má minimálně jednu nelineární charakteristiku popisující vztah mezi ovladatelným vstupem soustavy a pozorovaným výstupem soustavy, či hodnotícím optimalizačním kritériem.
2. Tato charakteristika dosahuje v některém bodě svého extrému (minima nebo maxima).

Nelinearita zmíněné charakteristiky může vyplývat buďto ze samotné podstaty dané soustavy [1, 7], nebo může být dodána do řídicího obvodu požadovaným cílem řízení, tedy skrze hodnotovou funkci optimalizačního problému [1].

II. HISTORICKÝ VÝVOJ

První výskyt návrhu použití principů extrémálního přístupu [1, 8, 9] byl v článku „Sur l'electrication des chemins de fer au moyen de courants alternatifs de frequence elevee“ [6], kde M. Leblanc popisuje mechanismus k přenosu energie z trolejí na tramvaj

* C. Oswald – Ústav Přístrojové a řídicí techniky, Fakulta strojní, ČVUT v Praze, Technická 4, Praha 6, Česká republika (email: cyril.oswald@fs.cvut.cz).

Tato práce byla podpořena TA ČR v rámci řešení projektu „Výzkum inteligentních metod ekonomicko-ekologického řízení prototypu 100 kW kotle na zbytkovou biomasu“ v programu ALFA 2. výzva, č. TA02020836. a grantem studentské grantové soutěže ČVUT č. SGS10/252/OHK2/3T/12.

využívající geniální bezkontaktní řešení. Předkládá v něm řešení řídicího mechanismu, jehož úkolem je dosažení maximální účinnosti přenosu energie, který využívá základní mechanismy extrémální regulace (tato myšlenka nikdy nebyla využita). [8]

Rozvoj této myšlenky regulace nastal během druhé světové války v Sovětském svazu [8]. První výskyt extrémálního přístupu v anglicky psané literatuře [8] je pravděpodobně „Principles of optimizing control systems and an application to the internal combustion engine“ [3] z roku 1951.

Výzkum okolo extrémální regulace se stal velmi populární především v 50. a 60. letech. Většina výsledků v této době byla zaměřena zejména na popis algoritmů a zkoumání jejich výkonu, avšak jasná definice a důkladná analýza problému chyběla. [1, 2]

V období mezi lety 1970 – 2000 výzkum okolo extrémálního přístupu pokračoval, avšak většina hlavního výzkumu okolo adaptivní regulace se přesunula k jiným přístupům adaptivní regulace. Větší nárůst praktického nasazení extrémální regulace v průmyslu nastává v 90. letech. [1, 8]

První precizní posouzení stability klasického zpětnovazebního schématu extrémální regulace je publikováno až v roce 2000 Wangem a Krstíčem. Zdá se, že závěry této práce obnovily zájem o teorii extrémální regulace. Dle [8] narostl počet publikovaných vědeckých prací (včetně knih a patentů) indexovaných Google scholar v poslední dekádě (2000 – 2010) o stovky procent oproti celému předcházejícímu období (toto je zřejmě ovlivněno i nižší digitalizací historických publikací, i tak je ale nárůst zřejmý).

III. ZÁKLADNÍ PRINCIPY EXTREMÁLNÍHO PŘÍSTUPU K OPTIMALIZACI PROVOZNÍCH PODMÍNEK

Dva základní přístupy řízení pomocí hledání extrému lze rozdělit na [7]:

Ovládání na optimální hodnotu - Páry hodnot x a y jsou předem známe. Poté je možné měřit jednotlivé veličiny a z nich následně určit polohu předem změřeného optimálního bodu vůči aktuálnímu stavu. Při odchylkách od optimálního bodu představuje ovládání ty veličiny, které jsou ještě volné.

Regulace na optimální hodnotu - V tomto případě není poloha optimálního bodu předem známa. Typicky zní úloha této regulace $dx/dy = 0$ (např. u regulace spalování na maximální teplotu). Akční veličina y se pak musí trvale měnit tak, aby se zjistilo, zda a jak se současně mění sledovaná veličina x .

Základní přístupy extrémální regulace na optimální hodnotu lze pak rozdělit na [1, 7, 8]:

- Použití spojitého budičícího signálu, pomocí něhož se prozkoumává prostor ustálených stavů, z čehož lze získat potřebnou informaci o přibližném sklonu statické charakteristiky.

- Opakované použití sekvencí konstantních změn na vstupu a následného vyhodnocování dopadů těchto změn na optimalizovanou soustavu (numerické optimalizační metody).

Časová náročnost obou přístupů je silně závislá na dynamice optimalizované soustavy. Druhý jmenovaný přístup je velmi časově náročný, vyžaduje vyčkání na ustálený stav po každé změně testovacího signálu přičteného k vstupnímu signálu. Časová náročnost každého vyhodnocení dopadu změny na optimalizovanou soustavu se tedy blíží dynamice této soustavy. [1, 9]

V případě přístupu využívajícího spojitý budicí signál se většinou snažíme dosáhnout takového nastavení extrémního regulátoru, při kterém je možné dosáhnout zvoleného optima v čase blízkém se dynamice soustavy. Využití spojitý budicí signál je tedy z hlediska časové náročnosti mnohem výhodnější než numerický optimalizační přístup [1, 8]. Z toho důvodu je zřejmě používanější metodou a často je tento přístup nazýván jako klasická metoda extrémální regulace. [8]

IV. PŘÍKLADY APLIKACÍ

Extrémální regulace může být aplikována v širokém spektru průmyslových aplikací. Tím že není založena na nutnosti znalosti matematického modelu soustavy, je možné ji aplikovat i na soustavy, u kterých je získání jejich matematického modelu velmi obtížné, či jsou jejich matematické modely nespolehlivé nebo příliš složité (proudění kapalin, spalování, biomedicína) [1].

Následující výčet příkladů aplikací extrémální regulace ukazuje skutečnou šířku pole využitelnosti extrémální regulace v praxi:

- řízení systému brzd automobilů – ABS
- řízení bioreaktorů
- optimalizace pozicí letounů při letu ve formaci
- řízení spalování v plynových turbínách
- řízení kompresorů leteckých motorů
- řízení autonomních vozidel a robotů
- řízení elektromechanických ventilů
- optimalizace chodu spalovacích motorů
- řízení proudění
- optimalizace regulátorů založených na principu neuronových sítí či fuzzy logiky
- řízení částicových urychlovačů
- řízení toku plazmy
- optimalizace fotovoltaických systémů

V. ZÁVĚR

Přístup k optimalizaci provozních podmínek využívající metody vyhledávání extrému nevyžaduje ke svému provozu

znalost matematického modelu regulované soustavy. Díky této důležité vlastnosti se stává tato metoda alternativou k metodám založených na principu neuronových sítí.

Přestože rozvoj extrémální regulace začal již za druhé světové války a hlavní zájem o ní byl hlavně v 50. a 60. letech minulého století, tak se zájem o výzkum v této oblasti v posledních 10 letech prudce zvýšil.

Nepotřebnost znalosti matematického modelu řízení soustavy umožňuje aplikaci techniky vyhledávání extrému k regulaci a optimalizaci provozních podmínek i u soustav, jejichž matematické soustavy jsou buďto značně nespolehlivé, či příliš složité.

Mezi takovými soustavami bezesporu patří i kotle pro výrobu tepla k ohřevu otopné vody spalující rozličné druhy biomasy, jejichž řízením se zabýváme. Z toho důvodu se jeví extrémální regulace jako velmi nadějný přístup využitelný pro optimalizaci provozních podmínek řízených kotlů na biomasu.

Navíc sledováním více nelineárních závislostí v rámci spalovacího procesu biomasy a sledováním jejich extrému (ať už minim či maxim) by mohlo být potenciálně funkční cestou k vyhodnocování aktuálního provozního stavu zařízení a k detekci případných poruch.

Jak zmíněná optimalizace provozních podmínek kotlů na biomasu, tak vyhodnocování provozního stavu těchto kotlů jsou cíle, které jsou součástí řešení v rámci projektu „Výzkum inteligentních metod ekonomicko-ekologického řízení prototypu 100 kW kotle na zbytkovou biomasu“ v programu ALFA 2. výzva, který je podporovaný TA ČR.

VI. LITERATURA

- [1] K. B. Ariyur and M. Krstić. Real-Time Optimization by Extremum-Seeking Control. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2003. ISBN 0-471-46859-2.
- [2] K.J. Astrom. Adaptive control around 1960. Control Systems Magazine, IEEE, 16(3):44–49, 1996.
- [3] C.S. Draper and Y.T. Li. Principles of optimizing control systems and an application to the internal combustion engine. American Society of Mechanical Engineers, 1951.
- [4] N. J. Killingsworth and M. Krstić. Pid tuning using extremum seeking: online, model-free performance optimization. Control Systems Magazine, IEEE, 26(1):70–79, 2006.
- [5] S. Kubík, Z. Kotek, and M. Šalamon. Teorie regulace. 2, Nelineární regulace. Státní nakladatelství technické literatury, Praha, 1969.
- [6] M. Leblanc. Sur l'électrification des chemins de fer au moyen de courants alternatifs de fréquence élevée. Revue Generale de l'Electricite, 1922.
- [7] W. Oppelt. Příručka regulační techniky. SNTL, Praha, 1967.
- [8] Y. Tan, W. H. Moase, C. Manzie, D. Nešić, and I. M. Y. Mareels. Extremum seeking from 1922 to 2010. In Proceedings of the 29th Chinese Control Conference, July 29–31, 2010, Beijing, China.
- [9] Ch. Zhang and R. Ordóñez. Extremum-Seeking Control and Applications: A Numerical Optimization-Based Approach. Springer-Verlag London Limited, London, 2012. ISBN 978-1-4471-2223-4.
- [10] J. Švec et al. Příručka automatizační techniky. Státní nakladatelství technické literatury, Praha, 1974.

The Course of Soil Diffusivity in Three Different Environments

R. Petrová

Abstract – Changes in matter flux and in natural energetic processes, that actual development in the society brings, are disrupting conditions of a natural dynamic balance of ecosystems. For description of such balance a standard energetic balance equation can be used, where dominant energetic effects are represented by a total net radiation, evapotranspiration, apparent heat and a heat flux into the soil. Thermal energy is being spread from the surface to the soil by conduction. By the heat influx into the soil, the temperature in observed volume of the soil increases by a unit of time and the temperature difference can be, for a respective depth and time, described with the aid of diffusivity a by a second Fourier's law for one-dimensional heat conduction. The values of diffusivity was determined for three different environments in one location.

Index Terms – Diffusivity, ecosystem, energy balance, Fourier's law of a heat flux.

I. INTRODUCTION

CONDUCTION has a main portion of the heat, that is transferred into the soil – the heat conduction in consequence of the final temperature difference in the solid phase of matter [7]. The intensity of the vertical heat flux in the soil G [$\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$] in interaction of the heat conduction, i.e. the amount of the thermal energy, that due to the heat conduction passes through vertically oriented surface unit over the unit of time, is directly proportional to the vertical gradient [1]:

$$G = -\lambda \frac{dT(z)}{dz} \quad (1)$$

Due to the conduction influx of the heat in the observed volume the soil temperature $T(z)$ increases by the unit of time. The temperature change for corresponding depth and time using so-called material characteristics λ , or c a ρ can be estimated by the following equation

$$\frac{\partial T(z)}{\partial t} = \frac{\lambda}{c\rho} \frac{\partial^2 T(z)}{\partial z^2} \quad (2)$$

λ thermal conductivity coefficient [$\text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$],
 c specific heat [$\text{J}\cdot\text{kg}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$],
 ρ specific weight [$\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$],
 $T(z)$ temperature in depth z [K],
 z depth [m],

where term

$$\frac{\lambda}{c \cdot \rho} = \frac{\lambda}{C} = a \quad (3)$$

represents *thermal diffusivity* a [$\text{m}^2\cdot\text{s}^{-1}$] and $C = c\rho$ [$\text{J}\cdot\text{K}^{-1}\cdot\text{m}^{-3}$] *heat capacity*.

Substituting term (3) into (2) the equation of heat flux is transformed [10]

$$\frac{\partial T}{\partial t} = a \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \quad (4)$$

Solution of equation showing temperature behavior $T(z)$ (4) for corresponding soil depth z can be expressed by equations (5) and (6) [1]. For estimation of temperature behavior in the soil surface ($z = 0$ m) following equation can be used

$$T(0, t) = T_\phi + A(0) \sin[\omega(t - t_0)] \quad (5)$$

Temperature in depth z is presented in the term below

$$T(z, t) = T_\phi + A(0) \exp\left(-\frac{z}{D}\right) \sin\left[\omega(t - t_0) - \frac{z}{D}\right] \quad (6)$$

where

$$D = \sqrt{\frac{a\tau}{\pi}} \quad (7)$$

D damping of thermal wave propagation [m],
 τ period of thermal changes [s],
 ω angular frequency of thermal changes [s^{-1}].

II. MONITORED LOCALITY SURFACE RADIATION TEMPERATURE

During the verification of proposed model of solved dynamical problem (Fig. 1) input/output data (I/O) are necessary [3]. Heat propagates into the soil from its surface, thus the surface temperature $T(\mathbf{0})$ (not the temperature of so-called active surface!) is taken as input data, and output data $T(\mathbf{z})$ are measured in corresponding depth. Resistance thermometers PT100 for temperature measurement in three different environments (clay, peat, sand) are placed in depths of 0.01 m up to 0.3 m under the surface. If the temperature measured in depth of 0.01 m (i.e. $T(\mathbf{0.01})$) were taken as input data, the result of identification would be

R. Petrová is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Technická 4, 166 07, Prague, Czech Republic (e-mail: Ruzena.Petrova@fs.cvut.cz).

distorted, because the temperature gradient is the highest in this upper layer.

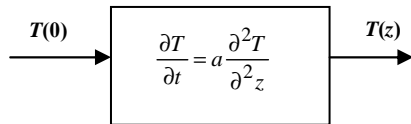


Fig.1. Block diagram of identification of the heat transmittance through "one-dimensional" half-massive using model (4).

Temperature on the half-massive surface $T(0)$ [7] was determined by a calculation using value of a long-wave radiation R_{lodr} , that is scanned by a pyrgeometer CG₃ by Kipp & Zonen company, placed in height of 0.3 m over the observed soil layer and whose temperature is being measured. The soil surface emits radiant flux that is recorded by a pyrgeometer. From values of measured radiant flux using recommended emissivities of surface [4] row of input data $T(0)$ of the model can be obtained according to the term

$$T(0) = 4 \sqrt{\frac{R_{lodr}}{\varepsilon \cdot \sigma}} \quad (8)$$

- R_{lodr} reflected long-wave radiation [W.m⁻²],
- ε emissivity [1],
- σ Stefan-Boltzman constant [W.m⁻²K⁻⁴].

Correlation of the calculated data row $T(0)$ with measured values of other temperatures is obvious from Fig. 2.

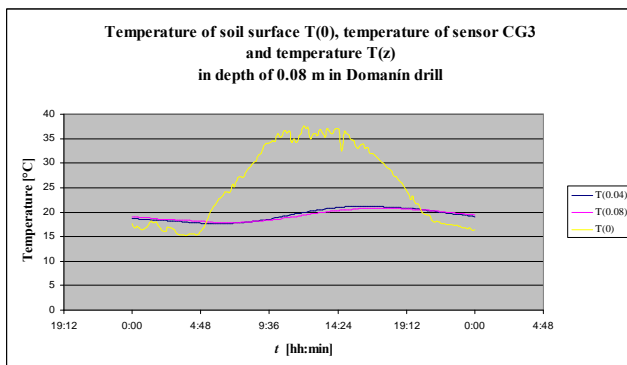


Fig. 2. Temperature values used in verification of model (4) for temperature behavior $T(z)$.

III. DETERMINATION OF DIFFUSIVITY FOR THREE DIFFERENT ENVIRONMENTS

During determination of a suitable input row $T(0)$ of the model (8) the influence of recommended tabular values of emissivity ε in range 0.90 ± 0.98 [4] on the value of determined diffusivity a of the soil layer in measured area was tested. Emissivity ε values of noted range have a significant influence on the input row data of the surface temperature (difference in degrees) determination, however the calculated value a [2] (9) is not significantly influenced by the denoted range. During identification the row of input data calculated with emissivity $\varepsilon=0.97$ was used.

Data $T(0)$ with measured values of temperature $T(z = 0.04 \text{ m})$ were used for calculation of diffusivity a for three different environments in the observed area according to the equation [2].

$$a = \frac{\pi}{24.3600} \left[\frac{z_{0.04}}{z_0} \frac{A_z}{A_0} \right]^2 \quad (9)$$

- A_0 temperature amplitude in depth of 0 m,
- A_z temperature amplitude in depth of 0.04 m.

The water contained in the monitored soil layer influences its physical properties. The value of diffusivity is changed in this context. The soil moisture sensors VIRRIB are placed in each of observed environments (clay, peat, sand). The measured temperatures allowed calculate the corresponding diffusivity values (9) and depict them in dependence on volumetric moisture of appropriate environment. The data measured in the bore Domanín area in July 2011 was used for the calculations (9).

In Fig. 3 is shown that the sand volumetric moisture was the lowest of all environments - in the range of 13 - 18 %. The volumetric moisture of peat was in the range of 32.4 - 37 % and the volumetric moisture of clay was in the range of 25 - 37 %, in the same rainfall conditions. The values of diffusivity a was ranged between 1 to 3.5 · 10⁻⁷ [m².s⁻¹] for the sand, and between 0.9 to 3.8 · 10⁻⁷ [m².s⁻¹] for the peat. The clay showed an order of magnitude lower values of diffusivity a then others environments, from 1 to 3.2 · 10⁻⁸ [m².s⁻¹].

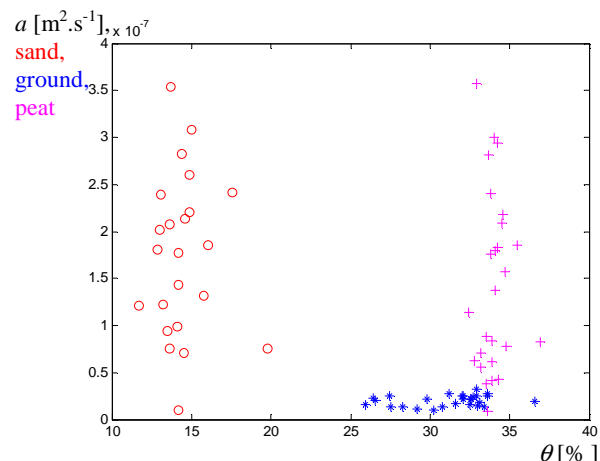


Fig.3. The values of diffusivity for the three physically different environments in dependency on volumetric moisture in bore Domanín area.

IV. CONCLUSION

The determined values of material constant a allow the heat flux into the soil computation G (1) for each of observed environment and compare the computed values with the values measured in corresponding depth by Huxeflux sensor.

V. REFERENCES

- [1] G. S., Cambel, J. M. Norman, *An Introduction to Environmental Biophysics*, New York: Springer, 1998. ISBN 0-387-94937-2.
- [2] K. M. Hinkel, „Estimating Seasonal Values of Thermal Diffusivity in Thawed and Frozen Soils Using Temperature Time series“, *Cold Regions Science and Technology*, 1997. ISSN 0165-232X.
- [3] M. Hofreiter 2009. *Identifikace soustav*, Praha: ČVUT, 2009. ISBN 978-80-01-04228-1.
- [4] *Manual Kipp and Zonen*. [on line]. Delft: Kipp and Zonen, [cit. 1.9.2009]. <<http://www.kippzonen.com/?download/3271/CG+3++Manual.aspx>>
- [5] J. Montheith, M. Unsworth, *Principles of Environmental Physics*, Oxford: Elsevier, 2008. ISBN 978-0-12-505103-3.
- [6] C. A. Peters – Lidard, „The Effect of Soil Thermal Conductivity Parametrization on Surface Energy Fluxes and Temperatures“, *Journal of the Atmospheric Science*.1998. ISSN 0022-4928.
- [7] M. Sazima, V. Kmoníček, J. Schneller, *Teplo*, Praha: SNTL, 1993. ISBN 80-85341-42-5.
- [8] J. Šesták, J. Bukovský, M. Houša, *Tepelné pochody: transportní a termodynamická data*. Praha: ČVUT, 2004. ISBN 80-01-02934-4.
- [9] W.R. van Wijk, „Soil Science“, *Physics of Plant Environment*. 1966, vol.98, 1. ISSN 0361-5995.
- [10] D.A. Vries, „Thermal Properties of Soils“, *Physics of Plant Environment*. Amsterdam: North-Holland Publishing Company, 1966. ISSN 0361-5995.

Parameter assessment of Equilibrium Moisture Content

I. Oswaldová, T. Vyhlídal

Abstract – Knowledge of equilibrium moisture content for different types of materials is important for many aspects of preventive conservation of culture heritage. Each material has different moisture sensitivity. Equilibrium moisture content is influenced by temperature and relative humidity and their graphical representation of this relationship are isotherms. As a representation of this phenomenon, Henderson model can be considered. For the predicting of equilibrium moisture content it is necessary to know the parameters of this mathematical model. This paper deals with assessing the parameters of Henderson model based on more complex models and available data.

Index Terms – moisture content, humidity, temperature, Levenberg-Marquardt algorithm, Henderson model, isotherm, sensitivity coefficient, additive temperature parameter

I. INTRODUCTION

EQUILIBRIUM moisture content (EMC) depends on relative humidity and temperature of surrounding air.

This relationship is graphical represented as isotherms, where the temperature is a parameter and isotherm is plotted in the coordinates relative humidity (x -axis) and EMC (y -axis). The EMC increases with the increasing relative humidity and decreasing temperature [1, 2, 3].

Equilibrium moisture content is very important to know particularly in drying and storage process analysis. Low EMC accelerates air drying of wood, which could be often advantageous but for some kind of woods it can be detriment especially for the species that is susceptible to surface checking (e.g. soak which dries too quickly early in drying process). Long-acting high EMC can cause regaining moisture of the kiln-dried lumber and may lead to high moisture content that will adversely affect the finish product of wood. If we know the EMC of the future location of the finish wood product, we can dry the wood to that dry moisture content and comply with these conditions all the time until production of the finished wood product. This is not so often and possible in practice, but knowledge of the ideal EMC may be useful to explain the bad qualities and point out the need for a remedy [3, 5].

Equilibrium moisture content is different for each material and for prevention of various materials must be complied with adequate temperature and relative humidity rooms where these materials are. The motivation for our interested in EMC comes from the objectives of EU 7FP project Climate for Culture¹. Particularly, the EMC models are used to assess suitable set-points of indoor conditions (temperature and relative humidity) in interiors of historical

buildings so that the EMC in the material of exhibited artifacts do not change considerably during annual cycle [1, 10, 11].

II. MATHEMATICAL MODELS OF EMC

There exist a lot of models for the prediction of equilibrium moisture content. Each model refers to sorption isotherms of the specific products. Below, we provide some of the possible models for the description of equilibrium moisture content.

All this models consist in the balance at 100 % relative humidity in total saturation of wood. All of them also predict the shift of the isotherm curve towards the x -axis (relative humidity) with the increasing temperature [2].

A. Day and Nelson model

The model proposed by Day and Nelson in [12] is given as follows

$$1 - \varphi = \exp(AM^B), \quad (1)$$

where $A = b_1 T^{b_2}$, $B = b_3 T^{b_4}$, b_1 , b_2 , b_3 and b_4 are the parameters for the evaluation, T is temperature in Kelvin and φ is relative humidity expressed as dimensionless ratio, M is equilibrium moisture content in dimensionless ration. This model was derived from the basic Henderson's model for mathematical representation of the wheat desorption isotherm for grain drying computation. [2, 12]

For the terms of moisture content (M) the model is transferred as follows [2]:

$$M = \left[\frac{-\ln(1-\varphi)}{b_1 T^{b_2}} \right]^{1/b_3 T^{b_4}}. \quad (2)$$

B. Zuritz et al. model

The model proposed by Zuritz et al. in [13] is also in the form (1), but the parameters are as follows:

$A = -(c_2 / T) \cdot (1 - T / T_c)^{c_1}$; $B = c_3 T^{c_4}$; T_c is the critical absolute temperature of water (647.1 K); c_1 , c_2 , c_3 and c_4 are the parameters for evaluation, T is temperature in Kelvin and φ relative humidity in dimensionless ratio. This model is also derived from the Henderson's model with the help of empirical relation proposed by Wan den Vaal (1894). It is usually used for desorption data for rice at different temperatures [2, 13].

For the terms of moisture content (M) the model is considered transferred as follows [2]

$$M = \left[\frac{-T \ln(1-\varphi)}{c_2 \left(1 - \frac{T}{T_c}\right)^{c_1}} \right]^{1/c_3 T^{c_4}}. \quad (3)$$

I. Oswaldová and T. Vyhlídal are with the Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Czech Republic (ivana.krestynova@fs.cvut.cz).

The work has been supported by the Doctoral Grant Support of the Czech Technical University in Prague, grant No. SGS11/150/OHK2/3T/12.

¹ www.climateforculture.eu

C. Hailwood and Horrobin model

The model proposed by Hailwood and Horrobin [4] is considered in the following form

$$M = \frac{1800}{M_p} \left[\frac{K\varphi}{1-K\varphi} + \frac{\sum_{i=1}^n i(K\varphi)^i K_1 K_2 \dots K_i}{1 + \sum_{i=1}^n (K\varphi)^i K_1 K_2 \dots K_i} \right] \quad (4)$$

where M is equilibrium moisture content in dimensionless ratio; φ is relative humidity in dimensionless ratio; n is a number of hydrates formed; M_p , K , K_1 , K_2 , ..., K_i are material parameters [4].

D. Henderson model

This model describes influence of temperature on moisture sorption isotherms [14].

$$1 - \varphi = \exp(AM^B), \quad (5)$$

where $A = -a_1 T$; $B = a_2$; φ is relative humidity expressed as dimensionless ratio; T the temperature in Kelvin; M the percent moisture content; a_1 , a_2 are the parameters for evaluation (for sorption isotherms of agricultural products) [2, 14].

In the terms of moisture content (M) the model is considered as follows [2]

$$M = \left[\frac{-\ln(1-\varphi)}{a_1 T} \right]^{1/a_2} \quad (6)$$

E. Modified Henderson model

Zitek and Vyhliđal [1, 10, 11] refer to adapted logarithmic Henderson model as the most suitable model for the equal-sorption humidity control. The model is given as

$$M = \left[\frac{-\ln(1-\varphi)}{A(T-B)} \right]^C \quad (7)$$

where $\varphi \in \langle 0,1 \rangle$ is the relative air humidity expressed as dimensionless ratio; T is absolute temperature of air in Kelvin; M is EMC expressed as the mass ratio; A , B and C are the parameters of the model specific for each material: A is the sensitivity coefficient in K^{-1} , B ($B < 273.16 K$) is the additive temperature parameter in K , C is a positive dimensionless exponent less than one. The model is not applicable for humidity getting near to the state of saturation ($\varphi \rightarrow 1$), where logarithm of $(1-\varphi)$ is not defined. [1]

III. CALCULATING OF MODEL PARAMETERS

For finding model parameters of adapted logarithmic Henderson model from Zitek, Vyhliđal (7) we used Levenberg-Marquardt algorithm. The algorithm is the numerical method for determining the minimum of nonlinear function by minimizing the sum of the squares of the errors between the data points and the function. Purpose of this method is to reduce the sum of the square of the errors between the function and the measured data points. This method is a combination of two minimization methods: the gradient descent method and the Gauss-Newton method. It is an iterative method [7, 8, 9].

In fitting a nonlinear function $f(x, p)$ (in our case: (7)) we consider independent variables $x = (\varphi, T)$ and vector of parameters $p = (A, B, C)$ to a set of data points. Input data

vector is marked as $y(x) = M$ and vector of the approximated value of the measured data $\hat{y}(x, p) = \hat{M}$ which is given by:

$$\hat{y}(x, p) = f(x, p) \quad (8)$$

The vector of estimation errors is defined as follows

$$e(x, p) = y(x) - \hat{y}(x, p). \quad (9)$$

At each step the parameters are replaced by a new estimate $p + \delta_p$ and for the linear approximation of the function $f(x, p)$ it applies

$$f(x_i, p + \delta_p) \approx f(x, p) + J\delta_p, \quad (10)$$

where J is the Jacobian matrix:

$$J_i = \frac{\partial f(x, p)}{\partial p} \quad (11)$$

and δ_p is the increment of each founding parameter in the next step [7, 8].

By considering modified Henderson model (7) for our application of Levenberg-Marquardt algorithm we have to make the substitutions for our parameters A and B to ensure that search parameters are always positive, i.e.

$$A = E^2 \quad (12)$$

$$A \cdot B = D^2. \quad (13)$$

The Henderson model is then considered in the form

$$M = \left[\frac{-\ln(1-\varphi)}{E^2 T - D^2} \right]^C \quad (14)$$

The Jacobian matrix is then as follows

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial M}{\partial C} & \frac{\partial M}{\partial E} & \frac{\partial M}{\partial D} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial M}{\partial C} & \frac{\partial M}{\partial E} & \frac{\partial M}{\partial D} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

where individual partial derivations of M are

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial C} \left(\left(\frac{-\ln(1-\varphi)}{E^2 T D^2} \right)^C \right) &= \\ &= \ln \left(\frac{\ln(1-\varphi)}{-E^2 T + D^2} \right) \cdot \left(\frac{\ln(1-\varphi)}{-E^2 T + D^2} \right)^C \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial E} \left(\left(\frac{-\ln(1-\varphi)}{E^2 T - D^2} \right)^C \right) &= \\ &= \frac{2ECT \left(\frac{\ln(1-\varphi)}{-E^2 T + D^2} \right)^{C+1}}{\ln(1-\varphi)} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\frac{\partial}{\partial D} \left(\left(\frac{-\ln(1-\varphi)}{E^2 T - D^2} \right)^C \right) = \frac{2CD \left(\frac{\ln(1-\varphi)}{-E^2 T + D^2} \right)^{C+1}}{\ln(1-\varphi)}. \quad (18)$$

For the increment of each founding parameter in the next step we consider

$$\delta_{CED} = \left[\left(J^T \cdot J + \frac{1}{\mu} \cdot L \right)^{-1} \right] \cdot J^T, \quad (19)$$

where L is the diagonal matrix of the diagonal elements of $J^T \cdot J$ and $\frac{1}{\mu}$ is the damping factor [7, 8].

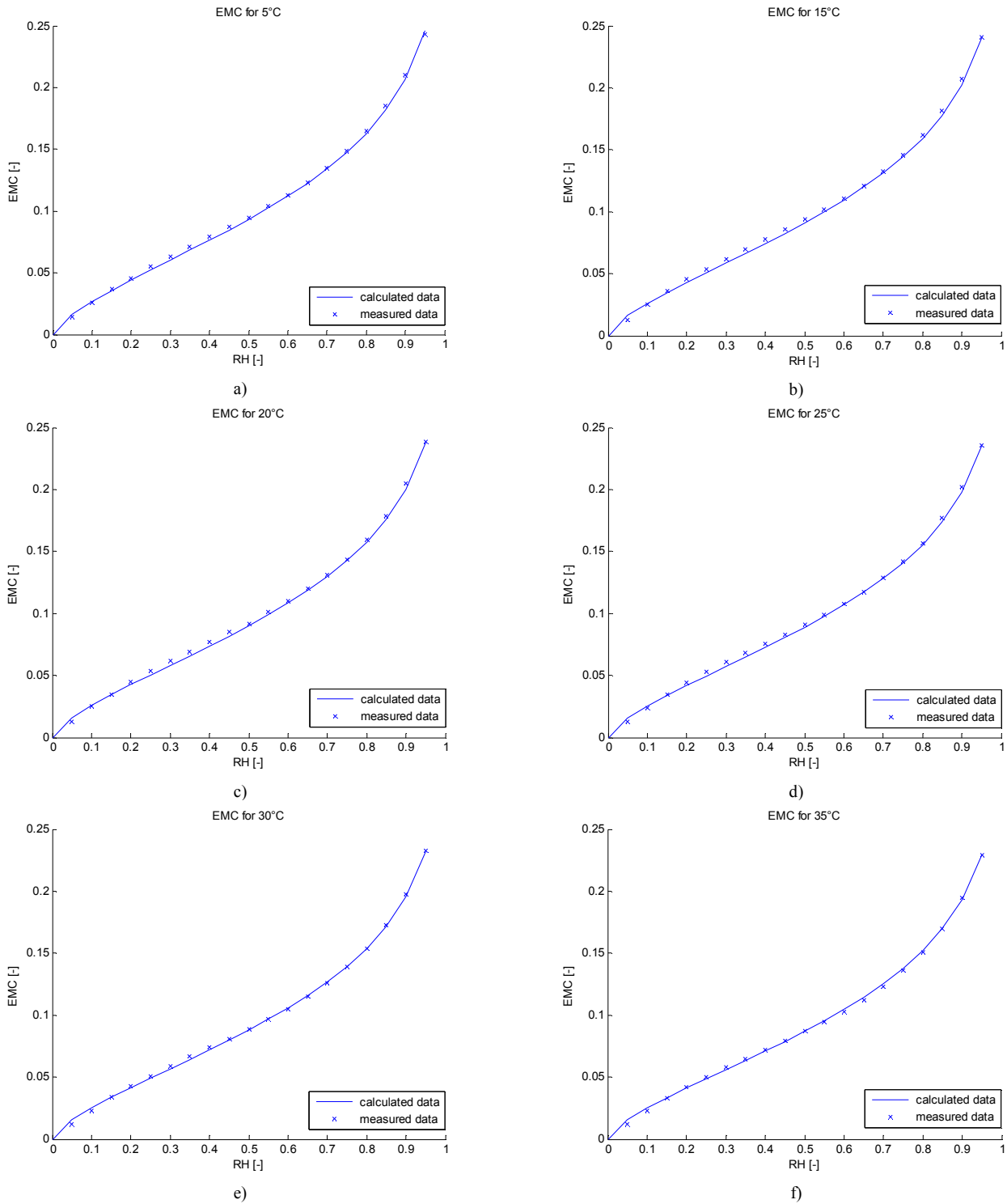


Fig. 1 EMCs from adapted logarithmic Henderson model [1] for wood for different values of relative humidity (from 10 % to 95 %) and temperature 5 °C (278,15 K) – a), 15 °C (288,15 K) – b), 20 °C (293,15 K) – c), 25 °C (298,15 K) – d), 30 °C (303,15 K) – e) and 35 °C (308,15 K) – f). The data of the parameter values were used from [6] and found by using Levenberg – Marquart algorithm.

Small values of the damping factor result in a Gauss-Newton update and large values result in a gradient descent update [8].

In order to assess the parameters of Henderson model in the form (14) as outlined above, we have used data from the Wood handbook [6]. In the application, we needed 20 epochs. For each epoch $i+1$ will be the parameters:

$$C_{i+1} = C_i + \delta_{iCED} \quad (20)$$

$$E_{i+1} = E_i + \delta_{iCED} \quad (21)$$

$$D_{i+1} = D_i + \delta_{iCED} \quad (22)$$

Then we determine smallest error sum of squares. The algorithm was performed 1000 times for different initial conditions. And we set the parameters with the smallest deviation.

With the application of the Levenberg-Marquardt algorithm on measured data obtained from Wood handbook [6] we can now compare the isotherms plotted for desired temperature as shown in Fig. 1. The data were adjusted for the desired temperature values (per five degrees Celsius –

from 5 °C to 35 °C). The resulting parameters of the Henderson model are shown in Table I. The results shown in Fig.1 indicate that Henderson model with assessed parameters corresponds fairly well to all the measured data.

TABLE I
HENDERSON MODEL PARAMETERS FOR WOOD

$A [K^{-1}]$	$B [K]$	$C [-]$
0,0891	0,0610	0,6634

IV. CONCLUSIONS

As the main objective, we assessed parameters of Henderson model using Levenberg-Marquardt algorithm. The sorption data were obtained from the Wood handbook [6] and adjusted to the desired temperature value (from 5 °C to 35 °C per 5 °C). From the results (Fig. 1) it seems that the Levenberg-Marquardt method provides the model which approximates the measured data very well.

V. REFERENCES

- [1] Zítek,P.; Vyhlídal, T. Model-based moisture sorption stabilization in historical buildings. London: Elsevier Science Ltd., Building and Environment 44, 2009. ISSN 0360-1323
- [2] Avramidis, St. Evaluation of “three-variable” models for the prediction of equilibrium moisture content in wood. Springer-Verlag, Wood Science and Technology, 1989.
- [3] Simpson, W. T. Equilibrium Moisture Content of Wood in Outdoor Locations in the United States and Worldwide. Madison, WI: United States Department of Agriculture, Forest Service, Forest Products Laboratory, 1998. 11 p.
- [4] Simpson, W., T. Predicting Equilibrium Moisture Content of Wood by Mathematical Models. Madison, WI: United States Department of Agriculture, Forest Service, Forest Products Laboratory, 1973.
- [5] Motta Lima, O. C.; Monteiro, A. S.; Pereira, N. C.; Mendes, E. S. Moisture Equilibrium Isotherms for the KLABIN-PR Commercial Liquid Package Paper (KLAPAK).
- [6] Forest Products Laboratory. 2010. Wood handbook—Wood as an engineering material. General Technical Report FPL-GTR-190. Madison, WI: U.S. Department of Agriculture, Forest Service, Forest Products Laboratory. 508 p.
- [7] Střelec, M.: Využití metody nelineárních nejmenších čtverců pro rekonstrukci přechodové charakteristiky. [online] [cit.4. 5. 2012] Available from: http://strelca.wz.cz/Clanky/StepRecon_CZ.pdf
- [8] Gavin, H.: The levenberg-marquardt method for nonlinear least squares. [online]. [cit. 2012-05-4]. Available from: <http://www.duke.edu/~hpgavin/ce281/lm.pdf>
- [9] ROWEIS, S. Levenberg-marquardt optimization. Notes, University Of Toronto 1996. Available from: <http://media.cs.ohiou.edu/teaching/CS641/week3/LMA.pdf>
- [10] Zítek, P.; Vyhlídal, T.; Chyský, J.: Experience of Implementing Moisture Sorption Control in Historical Archives. Acta Polytechnica. 2006, vol. 46, no. 5, pp. 55-61.
- [11] Zítek, P.; Vyhlídal, T.; Sládek, O.; Sládek, A.; Simeunović, G.: Equal-sorption microclimate control applied to the Holy Cross Chapel at Karlštejn castle. In Proceedings from the International Conference on Climatization of historic buildings, state of the art. Stuttgart: Fraunhofer IRB Verlag, 2011, p. 57-65.
- [12] Day, D. L.; Nelson, G. L.: Desorption isotherms for wheat. Trans. ASAE. 8, 1965, p. 293-297
- [13] Zuritz, C.; Singh, R. P.; Moini, S. M.; Henderson, S. M.: Desorption isotherms of rough rice from 10 °C to 40 °C. Trans. ASAE. 22, 1979, p. 433-440
- [14] Henderson, S. M.: A basic concept of equilibrium moisture. Agr. Eng. 33, 1952, p. 29-33

Summary of recent results on design and application of signal shapers

V. Kučera, T. Vyhlídal, M. Hromčík

Abstract—This article provides summary of our previous work and applications of delay based signal shapers, which are widely used for vibration control of light weight flexible structure, like robotics manipulators, cranes, or another application in vibration control. Next to the analysis and application of classical signal shapers with lumped delays, completely original shapers with distributed delays are proposed. The shaper design methods are first demonstrated on a case study of flexible airplane, performed in the framework of the 7FP EU project ACFA2020¹. Feed-forward shapers compensator are used as smart filter of pilot commands as an alternative to classical Butterworth or Chebyshev filters. Further applications of signal shapers are shown on laboratory experiments portal crane and a servo with a flexible link.

Index Terms—Input shaping, Delay based input shapers, Lumped delay, Distributed delay, vibration control ...

I. INTRODUCTION

Input shaping is a feed-forward control technique for reducing vibrations in computer controlled flexible machines. Speaking in broad terms, the method works by creating a command signal that cancels its own vibration. That is, vibration caused by the first portion of the command signal (in time domain) is canceled by vibrations induced by the rest of the command. Input shaping is implemented by convolving a sequence of impulses, defining the input shaper, with the reference signal (step, or any other). The shaped command that results from the convolution is then used to drive the system. If the impulses defining the shaper are arranged in a smart way, the flexible system will respond without vibration to the reference command.

Significant filtering features of simple time-delay shapers were first reported by [5], and an application for effective manipulation and control of flexible systems was immediately proposed. The shaper is used to filter (shape) the reference signal carefully so that it, on one hand, does not contain frequencies of significant flexible modes which are therefore not excited, and, on the other hand, retains responsiveness of the system's response. Next, Singer and Seering [6] and [9] re-visited the concept of delay-based signal shapers. They developed alternative methodology and time-domain formulas for the Smith's posicast [5], giving rise to a new modification with improved robustness, the zero-vibration-derivative (ZVD) shaper and extra insensitive shaper (EI) [13]. Robustness analysis of classical shapers is discussed [6] and also in a recent paper [10].

Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague
email: vladimir.kucera1@fs.cvut.cz

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

¹ www.acfa2020.eu

Particular simple shapers are the starting point for multi-modes shapers like ZV-ZV, ZVD-ZVD [12], Two-Hump EI [10]. Multi-modal shapers [12], [14], [8] and [11], are in fact convolutions of two isolated shapers, as their names indicate, tuned to two or more selected flexible modes. A recent alternative view on the shapers analysis and design comes from the zero-poles diagrams approach [7]. Input shapers have proved most useful in many projects related to controls for flexible devices like reference tracking for flexible manipulators and cranes [15], vibration suppression of industrial robots by adaptive input shaping [16], orientation and pointing of solar panels of satellites [17] etc.

The paper provides a summary of the authors' recent results in the field of signal shaping. In Section II, preliminaries on classical signal shapers and their design are given, as reviewed in [3]. The third section provides some remarks on spectral features of the signal shapers studied in [1], [2]. Next, a completely original approach in signal shaper construction and design, proposed in [1], [2] is highlighted in Section IV. In the following Section V, the robustness issues are addressed. The application case study and laboratory examples in Section VI and VII demonstrate the use and application of signal shapers. The last section VIII provides short conclusions.

II. CLASSICAL SIGNAL SHAPERS AND THEIR DESIGN

Singer and Seering's approach is based on analysis of the response of a second order undamped system (1) to an impulse sequence by means of the vibration ratio given by (2)

$$G(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (1)$$

$$V(\xi, \omega) = e^{-\xi\omega t_i} \sqrt{[C(\xi, \omega)]^2 + [S(\xi, \omega)]^2} \quad (2)$$

$$C(\xi, \omega) = \sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \cos(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i)$$

$$S(\xi, \omega) = \sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \sin(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i)$$

where ξ is the damping and ω is the natural frequency of the system. A_i is the amplitude, t_i is trigger time of one of the impulses defining the shaper, n is the number of these impulses. The vibration equation (2) yields the trigger times and amplitudes (3) of each impulse for zero vibration response of the second order system in the shortest possible time,

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+K} & \frac{K}{\frac{1+K}{2}} \\ 0 & \frac{1+K}{2} \end{bmatrix}, A_i > 0, \sum_{i=1}^n A_i = 1 \quad (3)$$

where K is given by (4).

$$K = e^{\left(\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)} \quad (4)$$

So far, the results correspond to classical posicast. Singer and Seering's formulation however allows adding an extra equation (5) which gives rise to improved robustness w.r.t. model uncertainty. Thus obtained ZVD shaper features weaker dependency of performance on uncertain or drifting frequency of the underlying flexible mode. Resulting shaper is defined by three impulses (compared to just two for posicast or ZV shaper) defined by (6).

$$\frac{\partial V(\xi, \omega)}{\partial \omega} = 0 \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(1+K)^2} & \frac{2K}{(1+K)^2} & \frac{K^2}{(1+K)^2} \\ 0 & \frac{T_d}{2} & T_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

Further development of the vibration ratio concept (2) led the authors to yet another robust variant - extra insensitive shaper (EI, [13]), representing a trade-off between robustness and nominal performance. If one admits some tolerable low level of vibration (7) for the nominal system model, equation (2) can be modified accordingly. Resulting EI shaper is slightly detuned for the targeted mode with parameters given by (8) (and hence does not perfectly suppress related vibrations), though, for a wider considered frequency band, its performance is superior in average compared to ZV or ZVD.

$$V_t(\xi, \omega) = 5\% \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1+V_t}{4} & \frac{1-V_t}{2} & \frac{1+V_t}{4} \\ 0 & \frac{T_d}{2} & T_d \end{bmatrix} \quad (8)$$

In the application of a designed signal shaper, which is in general in a form of difference equation

$$v(t) = \sum_{i=1}^N A_i w(t - t_i) \quad (9)$$

where w and v are the shaper input and output, respectively, the shaper is linked to the system as shown in Fig. 1.

III. REMARK ON SPECTRAL FEATURES OF SHAPERS WITH LUMPED DELAY

Consider a ZV shaper [6], [9]

$$S_{ZV}(s) = A + (1 - A)e^{-s\tau}, \quad (10)$$

where $A \in \mathbb{R}^+, A < 1$. It is easy to show that the zeros of the function (10) are given as follows

$$s_k = -\frac{1}{\tau} \ln \frac{A}{1-A} \pm j \frac{\pi}{\tau} (2k + 1), k = 0, 1, \dots, \infty. \quad (11)$$

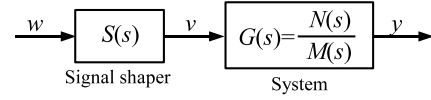


Fig. 1. Shaper in the open loop

As can be seen, (11) constitute a chain of zeros that is parallel to the imaginary axis. As it results from the argument of the logarithm in (11), $\frac{A}{1-A} \geq 1$ in order to have the negative real part of the zeros. Thus, the parameter $A \in (\frac{1}{2}, 1)$.

The aim of the ZV shaper (10) is to compensate the pole $r_{1,2} = -\beta \pm j\Omega$ of a system that is in a serial connection with the shaper as shown in Fig. 1. Placing the dominant zero $s_{1,2}$ of (11) at the position of $r_{1,2}$, we obtain

$$\frac{1}{\tau} \ln \frac{A}{1-A} = \beta, \quad (12)$$

$$\frac{\pi}{\tau} = \Omega. \quad (13)$$

From (12)-(13) the parameters of the shaper result as

$$A = \frac{e^{\frac{\beta}{\Omega}\pi}}{1 + e^{\frac{\beta}{\Omega}\pi}} \quad (14)$$

$$\tau = \frac{\pi}{\Omega}. \quad (15)$$

IV. SHAPERS WITH DISTRIBUTED DELAY

Following the results presented in [1] and [2], distributed-delay ZV shaper (or DZV shaper) - is formulated in this section. Using the distributed delay instead of the lumped delay, we define the DZV shaper as follows

$$S_{DZV}(s) = B + (1 - B) \frac{1 - e^{-s\vartheta}}{s\vartheta} = \frac{B\vartheta s + (1 - B)(1 - e^{-s\vartheta})}{s\vartheta}, \quad (16)$$

where $B \in \mathbb{R}^+, B < 1$. As can be seen, the transfer function of the shaper has a pole at the origin of the complex plane. However, substituting $s = 0$ to the numerator of (16), we can see that the transfer function has a zero at the origin too. Thus, the pole and zero at the origin cancel each other. Rewriting the characteristic function

$$B\vartheta s + (1 - B)(1 - e^{-s\vartheta}) = 0 \quad (17)$$

into the form

$$(\vartheta s + \frac{1-B}{B}) e^{\vartheta s + \frac{1-B}{B}} = \frac{1-B}{B} e^{\frac{1-B}{B}}, \quad (18)$$

we can compute the zeros of the DZV shaper numerically [4] or (16) using the Lambert W function as follows

$$s_k = \frac{1}{\tau} \left(W \left(k, \frac{1-B}{B} e^{\frac{1-B}{B}} \right) - \frac{1-B}{B} \right), k = 1, 2, \dots \quad (19)$$

Obviously, as $W\left(0, \frac{1-B}{B} e^{\frac{1-B}{B}}\right) = \frac{1-B}{B}$, $s_1 = 0$. In order to compensate a pole $r_{1,2} = -\beta \pm j\Omega$ of a system that is in a serial connection with the DZV shaper, the parameters B and ϑ need to be determined from the following equation

$$-\beta \pm j\Omega = \frac{1}{\vartheta} \left(W\left(1, \frac{1-B}{B} e^{\frac{1-B}{B}}\right) - \frac{1-B}{B} \right). \quad (20)$$

After some manipulation, we can determine ϑ as the first nonzero root of the equation

$$\Omega e^{\beta\vartheta} - \beta \sin\Omega\vartheta - \Omega \cos\Omega\vartheta = 0, \quad (21)$$

which can easily be solved numerically. The second parameter is given by

$$B = \frac{1 - e^{-\beta\vartheta} \cos\Omega\vartheta}{\beta - 1 + e^{-\beta\vartheta} \cos\Omega\vartheta}. \quad (22)$$

In [1] and [2], further details on spectral features are provided. Next, the frequency response characteristics are studied in the papers. It is shown that the shapers with distributed delays have much better features in this aspect compared to shapers with lumped delays.

V. ROBUSTNESS

Robustness of all introduced shapers in general, can be visualized by the sensitivity curves [10],[12]. All classical shapers (ZV,ZVD,EI) have well known properties of sensitivity function, given by equation (2). Mainly focus is on properties of the new one DZV and basic ZV shaper for following example.

Vibration compensation of the second order system, where compensated poles are placed at $r_{1,2} = -\beta \pm j\Omega$, where $\beta = 2$ and $\Omega = 20$ is nominal case used for shapers design. Parameters of the shaper for that system are ZV($A = 0.5783$, $\tau = 0.1579(s)$) and DZV($B = 0.2175$, $\vartheta = 0.2621(s)$). Sensitivity curves in this example, see Fig.2, which shows dependency of the vibration ratio on normalized frequency at the time t_s , where reference command reaches a desired value (Measured by value of step response at the time t_s). DZV shaper has non-symmetric shape and smaller vibration ratio on one side of the curve than ZV shaper which is for higher frequencies than setting of shaper frequency.

Bode plots of ZV and DZV shapers in this case are depicted in Fig. 3. One can see that the shapers feature notches at antiresonant frequencies $\omega_r = (2i - 1)\pi/t_1$, $i = 1, 2, \dots$. The antiresonant holes "depth" is $20\log_{10}|A_2 - (1 - A_2)|$ for ZV shaper (blue). Explanation is quite simple: input sinus of a given frequency is according to the delay term t_i decomposed into two sinus waveforms (with amplitude A_2 and $A_1 = 1 - A_2$) and for the frequencies $(2i - 1)\pi/t_1$ these waveforms are shifted exactly at $T_d/2$. Therefore during addition of these sine waveforms we obtain minimal value of their amplitude.

Frequency responses of the shapers in Fig. 3 indicate quantitatively their respective robustness properties. ZV shaper arrives unsurprisingly as the most sensitive (least

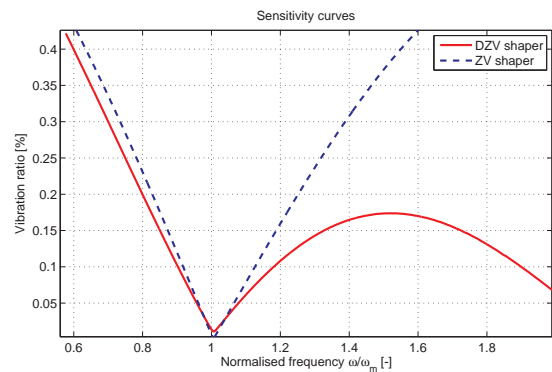


Fig. 2. Sensitivity curves of ZV and DZV shapers

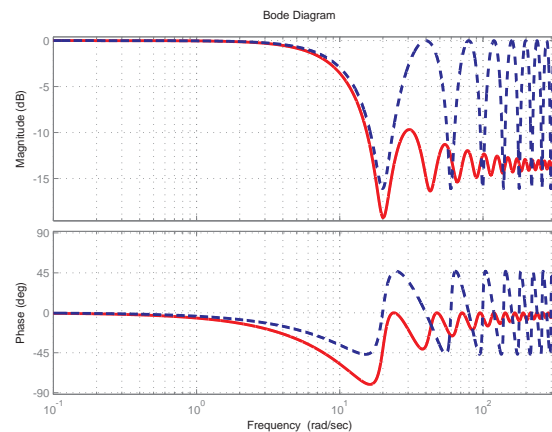


Fig. 3. Magnitude bode plots of ZV (blue) and DZV (red) shapers

robust) one. In contrast, DZV is obviously much less sensitive to frequency up-shifts (red). This is useful in many applications where changes of physical parameters give rise to increased undesirable flexible modes frequencies.

The effect is further demonstrated in time domain by step responses on Fig. 4 and 5. The nominal (design) frequency is 20 rad/s and the 20 rad/s to 40 rad/s band is considered.

VI. CASE STUDY: BWB AIRCRAFT

Results of the previous chapters are further developed and applied for the case study of large flexible blended-wing-body aircraft [3]. Data come from the ongoing European project ACFA 2020. ACFA 2020 (Active Control for Flexible Aircraft, www.acfa2020.eu) is a collaborative research project funded by the European Commission under the seventh research framework programme (FP7). The project deals with innovative active control concepts for ultra efficient 2020 aircraft configurations like the blended wing body (BWB) aircraft. The Advisory Council for Aeronautics Research in Europe (ACARE) formulated the "ACARE vision 2020", which aims for 50% reduced fuel consumption and related CO₂ emissions per passenger-kilometre and reduction of external noise. To meet these goals it is very important to minimize the environmental impact of air traffic but also of vital interest for the

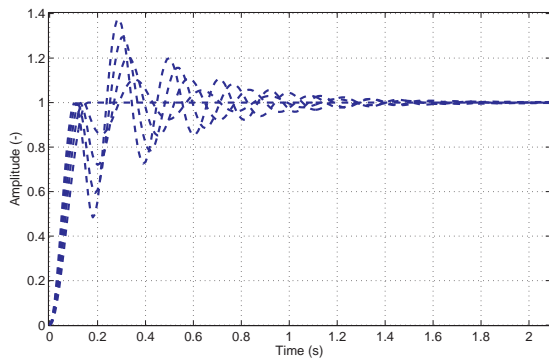


Fig. 4. Robustness of ZV shaper. For controlled-system frequency range (20-40rad/s).

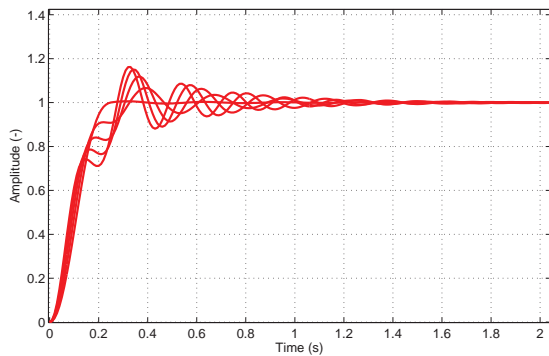


Fig. 5. Robustness of DZV shaper. For controlled-system frequency range (20-40rad/s).

aircraft industry to enable future growth. Blended Wing Body type aircraft configurations on Fig. 6 are seen as the most promising future concept to fulfill the ACARE vision 2020 goals because aircraft efficiency can be dramatically increased through minimization of the wetted area and reducing structural load and vibration by active damping



Fig. 6. ACFA 2020 Blended Wing Body Design

ACFA BWB longitudinal dynamics models used in this section contain 4 flexible modes, rigid-body dynamics, actuators and sensors models, and lag states (total order 30). Input command shapers will be attached to a feedback CAS, Fig. 7 (control augmentation system, pitch autopilot in particular, w/o active damping system), and effectively

reduce vibrations caused by the pilots commands (pitch angle setpoint).

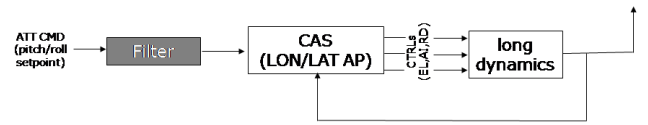


Fig. 7. Control augmentation system and input shaper ("Filter")

In Fig.8 the flexible modes of the aircraft for the (normal acceleration setpoint) to (wingroot bending moment) channel is depicted in blue, for a set of mass cases, with clearly visible wing-bending and hull-bending modes. The red line corresponds to a ZV-ZV two-modes shaper, green line to its Pade approximation of total order 8. Performance of the Pade approximation of this relatively low order (compare to order 6 per notch as recommended in section 5) is clearly adequate and gives rise to comparable resulting performance compared to the delay-based shaper. Responsiveness of the overall control is demonstrated by Fig. 10 (pitch-rate step response) while the flexible vibration treatment is evident from Fig. 9 (wing root bending moment reaction).

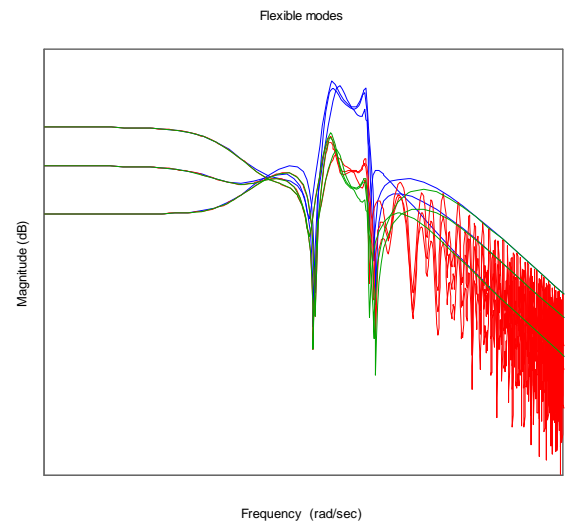


Fig. 8. Wingroot bending moment frequency response

VII. EXPERIMENTAL VERIFICATION

Two related experiments were conducted and are reported further, proving the findings of the paper and bringing up some additional subtle issues. The portal-crane is an example of a system where the underlying servomechanism is considerably faster than the targeted modes (sway of the load). In this case, the slower overall response of the DZV-shaped step reference, compared to the standard ZV version, appears therefore as rather remarkable. On the other hand, in the flexible-link manipulator case, the



Fig. 9. Wingroot bending moment step response

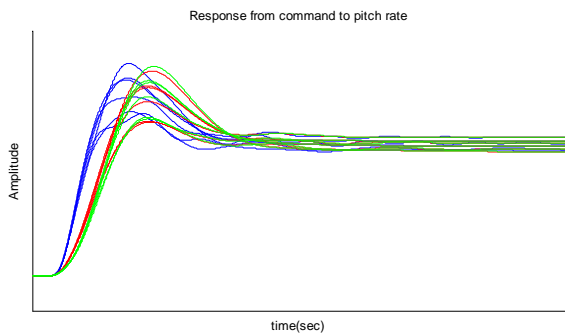


Fig. 10. Pitch rate step response

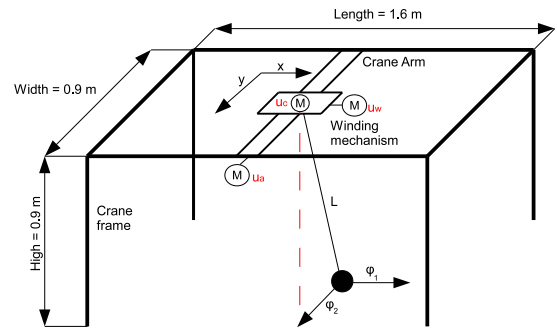


Fig. 11. The 2-D crane experiment setup.

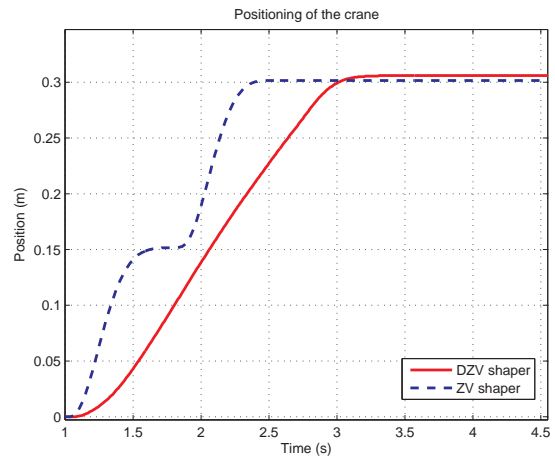


Fig. 12. Measured step response of the crane head (x-direction) with ZV shaper (blue dashed) and DZV shaper (red solid)

proximity of flexible mode to the servo's bandwidth results in measured transient responses (in position) with almost identical settling time, due to the fact that the ramp-like DZV signal is considerably easier to follow for the involved position servo. Increased robustness of the distributed-delay variant is visible very nicely in both cases. This section is adopted from preliminary version of [2], [1]

A. Portal crane

The 2-D crane on Fig. 11 is a laboratory model made of aluminum frame on which the crane head is located. The head is moving by two DC motor in two axes independently. Another DC motor is applied to alter the length of the rope carrying the payload. Physical dimensions are - length= 1.60m width= 0.9m and high= 0.76m, see Fig. 11.

- crane arm engine potential u_a [V] (actuating signal)
- crane wind engine potential u_w [V] (actuating signal)
- winding mechanism engine potential u_c [V] (actuating signal)
- crane arm position x [m]
- crane wind position y [m]
- 4 sensors of outer limits (DS 1-4)
- 2 sensors of wire deviation φ_1 [°], φ_2 [°]

Oscillation frequency of the load-sway mode is $f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g}{L}}$, where L is the length of the cable and g is the gravity constant. The head-position servo reaches the closed-loop bandwidth $\omega = 10 \text{ rad/s}$ an H_∞ mixed-sensitivity con-

troller was designed, see [18], which is much faster than the oscillatory mode of $\omega = 3.87 \text{ rad/s}$ and damping $\zeta = 0.008$.

Fig. 12 refers to the reference tracking performance for different feed-forward shapers. Although the DZV variant exhibits clearly visible slower settling time in this case (on the negative side; compare to the flexible link experiment below though), robustness with respect to changing (increasing) length of the load-carrying cable, see Fig. 13 for ZV shaper and Fig. 14 for DZV shaper, is increased many times (note that for the extreme cases, the ZV gives even rise to saturated sway-angle sensors, blue dotted line) and for nominal case on Fig. 15.

B. Flexible link model

The Quanser Inc. laboratory experiment "Flexible Link" [19] was investigated next, with a lighter home-made link (C, $L=35\text{cm}$) attached to the original rotating table (A) on Fig. 16 (strong coupling of the rigid-body (B, $r=35\text{cm}$) and flexible dynamics (C) appears with the original heavy metal strip, which is undesirable in our application)

Position - angle of the table - is measured and actuated by feedback servo (designed again using the mixed-sensitivity H_∞ approach, [18]). Vibrations of the light weight flexible structure are measured by a video camera and processed off-line using an appropriate video-

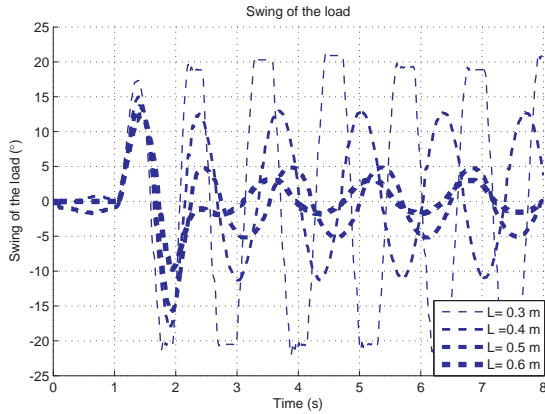


Fig. 13. Measured swing of the load with ZV shaper for different lengths of the cable (0.3m-0.6m)

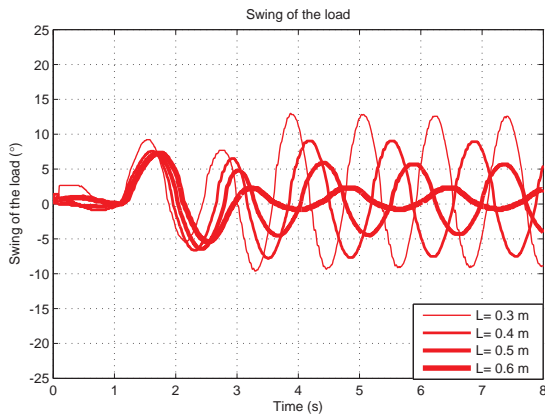


Fig. 14. Measured swing of the load with DZV shaper for different lengths of the cable (0.3m-0.6m)

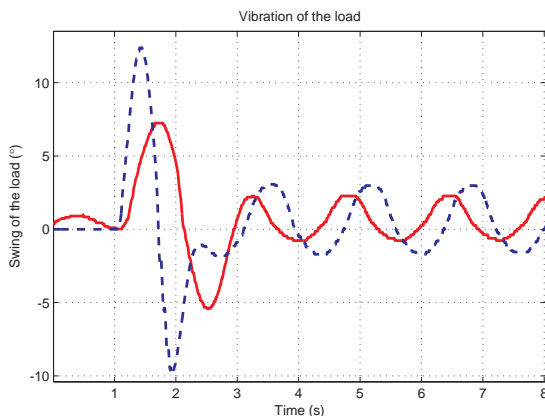


Fig. 15. Measured swing of the load for nominal length of the crane cable 0.6m. ZV - blue dashed, DZV - red solid.

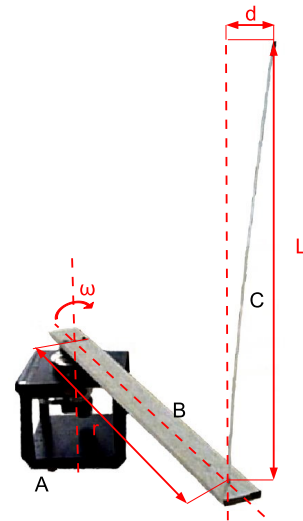


Fig. 16. Flexible link experiment setup.

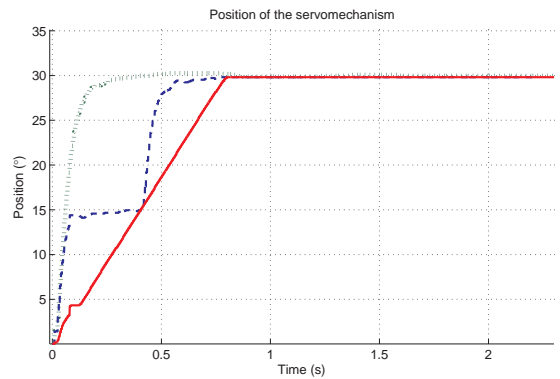


Fig. 17. Measured angular position, with ZV (blue dashed), DZV (red solid) shapers, and without a shaper (green dotted)

processing software . The positioning servomechanism features achievable bandwidth of $\omega = 19\text{rad/s}$ while the vibrations (first bending mode) lies at $\omega = 19.9\text{rad/s}$.

Fig. 17 refers to the reference tracking performance for different feed-forward shapers. Note that as the bandwidth of the servo is very close to the flexible vibrations, compared to the portal-crane example above, the overall response time is not dominated just by the shaped reference signal, but also by the ability of the positioning feedback loop to track the shaped step input. In this regard, the DZV ramp-like signal is much easier to follow, giving rise to fairly comparable overall transient times in this and similar cases.

Regarding the level of flexible-link vibrations, see Fig. 18 and Fig. 19. The green line stands for no shaper engaged, the blue one for the classical ZV shaper, and red for the proposed DZV variant. In the nominal case, Fig. 18, results for ZV and DZV shaper are comparable in fact. For the non-nominal case, though, with increased frequency of the structural vibrations, the DZV shaper preserves its performance, while the classical ZV shaper becomes worthless - 19.

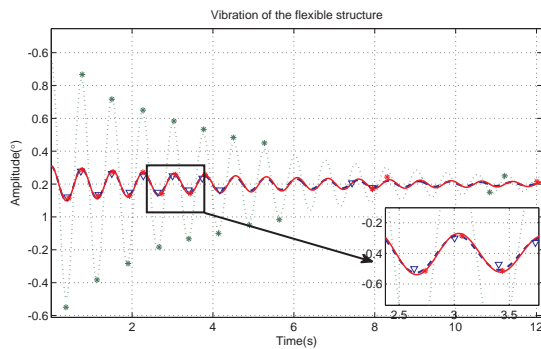


Fig. 18. Measured vibrations of the flexible link for the nominal case, with ZV (blue dashed), DZV (red solid), and without a shaper (green dotted).

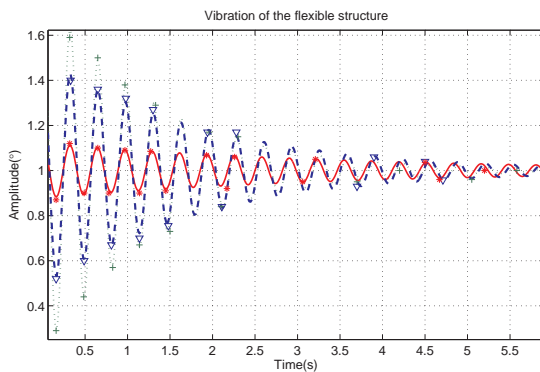


Fig. 19. Measured vibrations of the flexible link for a non-nominal case, with ZV (blue dashed), DZV (red solid), and without a shaper (green dotted).

VIII. CONCLUSIONS

Signal shapers are presented in this article as an efficient tool for vibration control in situation where an aggressive action command excites flexible modes of system. Presented well known methods of standard signal shapers are extended of the new one called DZV shaper using distributed delay instead of lumped delay. Lumped delay show natural action well explains in PosiCast approach instead of DZV shaper with specific feature of action command. The main advantage of DZV shaper is robust compensation of higher frequency than nominal (design) discussed in chapter Robustness.

Features of DZV shaper are verified in two different laboratory experiments. Results on real systems are corresponding with theoretical conclusions.

Demonstration on case study of BWB aircraft as an efficient robust alternative to classical filters as a compensator of flexible modes induced by aggressive command is introduced. This approach can compensate bending of the hull and wings for different flight condition.

IX. ACKNOWLEDGMENT

The presented research has been supported by the Ministry of Education of the Czech Republic under the program KONTAKT II LH12066, by the Grant Agency of the Czech Technical University in Prague, grant No.

SGS11/150/OHK2/3T/12 and by EC project ACFA 2020 - Active Control for Flexible 2020 Aircraft under No. 213321.

REFERENCES

- [1] Vyhlidal T., and Kucera V., (2012) Input shapers with uniformly distributed delays. *accepted to TDS IFAC, Boston, 2012*
- [2] Vyhlidal T., and Kucera V. Signal shapers with distributed delays, spectral analysis and design, submitted to Automatica 2012,
- [3] Kucera V., Hromcik M., (2011) Delay-Based input command shapers: frequency properties and finite-dimensional alternatives IFAC, Milan, 2011
- [4] Vyhlidal, T. and Zitek, P. (2009), Mapping based algorithm for large-scale computation of quasi-polynomial zeros, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 54, No. 1, pp. 171-177.
- [5] Smith, O.J.M (1957), Posicast control of damped oscillatory systems, *Proceedings of the IRE col 45*, September 1957, pp 1249-1255.
- [6] Singer, N.C. a Seering, W.P. (1990), Preshaping command input to reduce system vibration, *Journal of Dynamics, System, Measure and Control*, vol 112. March 1990, pp 76-82.
- [7] Xiaojun Wang, Huihe Shao. (2005), Design of input shaper for suppressing vibrations in the Z-plane, *Toronto : IEEE Conference on control application*, 2005.
- [8] Peng Z. Yuanchun L. (2009), Vibration Control of flexible structure with multiple modes using input shaping, *International conference on mechanics and automation 2009*
- [9] W. E. Singhose, W. Seering, N. C. Singer, (1994), Residual vibration reduction using vector diagrams to generate shaped inputs, *Journal of Mechanical Design*. 1994, 116: 654-659
- [10] S.S. Grleyk and S. Cinal (2007), Robust Three-impulse Sequence Input Shaper Design, *Journal of Vibration and Control* 2007; 13; 1807
- [11] P. Zhang (2009), Li Yuanchun, Vibration Control of Flexible Structure with multiple Modes Using Input Shaping, *International Conference on Mechatronics and Automation*, August 9-12, 2009, China
- [12] W.E. Singhose, Y.G. Sung (2009), Robustness analysis of input shaping commands for two-modes flexible systems, *IET Control Theory and Applications*, 2009, Vol. 3, Iss. 6, pp. 722-730
- [13] W. Singhose, E. Crain, W. Seering (1997), Convolved and simultaneous two-mode input shapers, *Control Theory Appl.*, Vol. 144, No. 6, November 1997
- [14] W. E. Singhose, L. J. Porter, N. C. Singer (1995), Vibration reduction using multi-hump extra-insensitive input shapers *In American control Conference*, 1995
- [15] Bing Li, Xuping Zhang, J.K. Mills, W.L. Cleghorn, Liyang Xie (2009), Vibration reduction using multi-hump extra-insensitive input shapers, *International Conference on Mechatronics and Automation*, August 9-12, 2009, China
- [16] Juyi Park, , Pyung-Hun Chang, Hyung-Soon Park, and Eunjeong Lee (2006), Design of Learning Input Shaping Technique for Residual Vibration Suppression in an Industrial Robot, *IEEE/ASME Transaction on mechatronics*, VOL. 11, NO. 1, FEBRUARY 2006
- [17] W. E. Singhose, S. Derezinski, N. C. Singer (1996), Extra-insensitive input shapers for controlling flexible spacecraft, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 19, no. 2, pp. 285-391, 1996
- [18] S. Skogestad and I. Postlethwaite (2005), MULTIVARIABLE FEEDBACK CONTROL, Analysis and design, *Wiley*, (1996; 2005)
- [19] www.quanser.com
- [20] M. Kozek, C. Benatzky, A. Schirrer, A. Stribersky (2008), Vibration Damping of a flexible Car Body Structure Using Piezo-Stack Actuators, *The International Federation of Automatic Control*, Seoul, Korea, July 6-11, 2008

Small-scale Biomass Combustion Experimental Base Development

V. Plaček

Abstract – The article introduces special properties of small-scale biomass combustion in comparison with full-scale combustion. It also describes experimental equipment we built for conducting experiments with small-scale biomass boilers. The problems that arose during the experiments and their solutions are shown: elimination of variables peaks during and after grate sweeping and replacement of original on/off heat output control by continuous algorithm.

Index Terms—small-scale, biomass, combustion, control.

I. INTRODUCTION

CONSTRUCTION of small-scale boilers used for residential heating has undergone severe development in the last decade. The development was also focused on reduction of manual user handling. This demand led to requirement of a much smaller fuel to be able to be fed to the boiler in the mean of automatic feeding mechanisms. The automatic feeding allows feeding the fuel in a smaller batches and thus allows disturbing the combustion process in much lesser way than when the fuel is stoked in the form of the whole logs. Feeding of the small batches also allows combustion in much smaller combustion chambers and thus reducing the size of the boiler. [5]

On the contrary, the smaller combustion chamber leads to issues with combustion process control. The small mass of burning fuel leads to a much faster dynamics of a combustion process response demanding controller parameters adjustment with faster reaction. Other differences of small-scale boilers in comparison with mid or full-scale boilers are:

- not only faster but also higher sensitivity of the combustion process to external influences,
- ignored maintenance of the boiler by many end-users,
- sensors are not periodically tested and their reliability may be spoiled,
- costs of the whole appliance must be kept low.

We develop original algorithm with objective of control the combustion process in a way to maintain the combustion process in the optimal conditions. The algorithm meets the requirements of the low acquisition costs and takes advantage of the combustion process sensitivity on external

sources of excitation. It is also resistant to combustion process qualitative changes due to ignored maintenance. Common way of combustion process control is based on maintaining optimal air to fuel ratio using feedback from a lambda probe (more on this topic in [4]). Although the lambda probe is not expensive equipment nowadays, it still has significant impact on the boiler automation costs. The proposed algorithm is able to find optimal air to fuel ratio without a necessity of using the lambda probe (more on this topic in [3]).

II. EXPERIMENTAL ARRANGEMENT AND DEPLOYMENT

Basic arrangement used for the small-scale biomass boilers combustion control is depicted in Fig. 1. It is based on a common market available biomass boiler intended for residential and small enterprise heating. Its warmed water heat output is 25 kW when using a fuel in a form of wood pellets. Original control electronics of the boiler was custom made for its purpose and we could not use it for purposes of experiment control. Thus, we developed and installed a control unit in addition to the original control electronics. The control unit is based on RexWinLab-8000 data acquisition and control station developed formerly on the department of the authors. More information on the control unit can be found in [2]. The boiler instrumentation was further extended by thermal measurements, flue gas analyzing unit, frequency changer for combustion air speed control etc.

It was observed during early experiments with original electronics control that in instants shortly after the grate sweeping all measured quantities vary quickly and thus disturbing steady trend (Fig. 2, on the left). Such quick variations made automatic evaluation of signals trends very difficult. Minor success was achieved using various low-pass filters with longer time constants. However, such filters also added unwanted dynamics to signals and thus made quick control impossible. Also identification of the process with such disrupted trends in signals would be very difficult. For these reasons it was important to eliminate the peaks before continuing with the research.

It was supposed that the peaks are caused by strong mixing of fuel pellets in various state of burning during the grate sweeping. The length of the grate sweeper movement was therefore shortened from original 30 mm to 6 mm. Due to necessity of maintaining the original burning rate of the fuel on the grate, the time period between the grate sweeping was shortened five times – from original 10 minutes to 2 minutes.

However, it showed that probably due to clearances in grate sweeping mechanism the travel speed of burning fuel decreased significantly and burning fuel began to accumulate on the grate preventing the primary air access to upper layers of fuel. The length of grate sweeper run had to be lengthened again. It was experimentally found out that

Ing. Viktor Plaček is with the Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Technická 4, 166 07 Praha 6 (e-mail: viktor.placek@fs.cvut.cz).

This work has been supported by the Ministry of Education of the Czech Republic under the project No. MSM68400770035 “Development of environmentally friendly decentralized power systems”, which is gratefully acknowledged.

This work has been supported by the Technology Agency of the Czech Republic under project No. TA0202836 “Výzkum inteligentních metod ekonomicko-ekologického řízení prototypu 100kW kotle na zbytkovou biomasu”, which is gratefully acknowledged.

The work of Ph.D. students has been supported by Doctoral Grant Support of the Czech Technical University in Prague, grant No. SGS10/252/OHK2/3T/12.

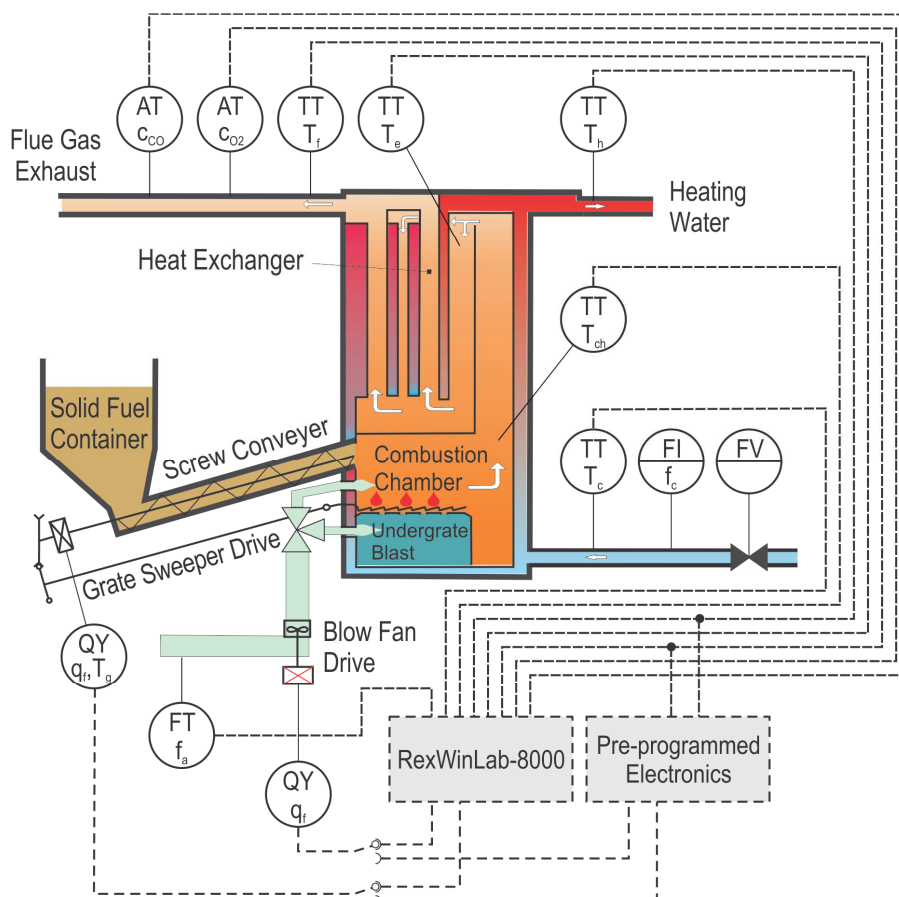


Fig. 1 – Process scheme of the experimental small-scale boiler

proper run length for grate sweeping with two minutes period is 12 mm.

After the mentioned changes of the grate sweeping algorithm and adjustment of the grate sweeping mechanism the peaks of quantities were practically completely eliminated (Fig. 2, on the right).

The original control electronics of the boiler use some sort of for us unknown proprietary modulation for the heat output control. The heat output modulation is based on burn out and start up of the fire in combustion chamber, leading to quite long transitions. During the transitions the boiler has considerably higher emissions of flue gases, and

similarly like grate sweeping peaks mentioned before, unpleasant disturbances render any automatic evaluation of steady state of combustion process difficult. We implemented a PID controller algorithm for continuous control of heat output. An extensive experimental work was made in cooperation with Technical University in Tampere, Finland while testing couple of methods of experimental PID parameters determination. Probably due to strong nonlinear character of combustion process most of the methods showed themselves as useless.[6]

In the Fig. 3 on the left side is depicted an experiment carried out on the boiler with its original electronics. It

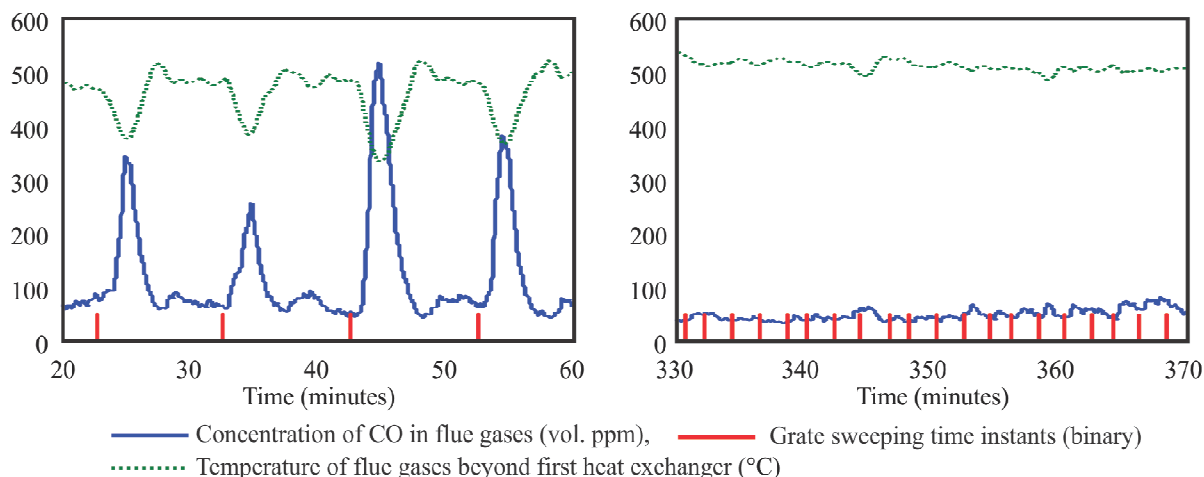


Fig. 2: Combustion disturbance after grate sweeping with original electronics (on the left) in comparison with new algorithm (on the right).

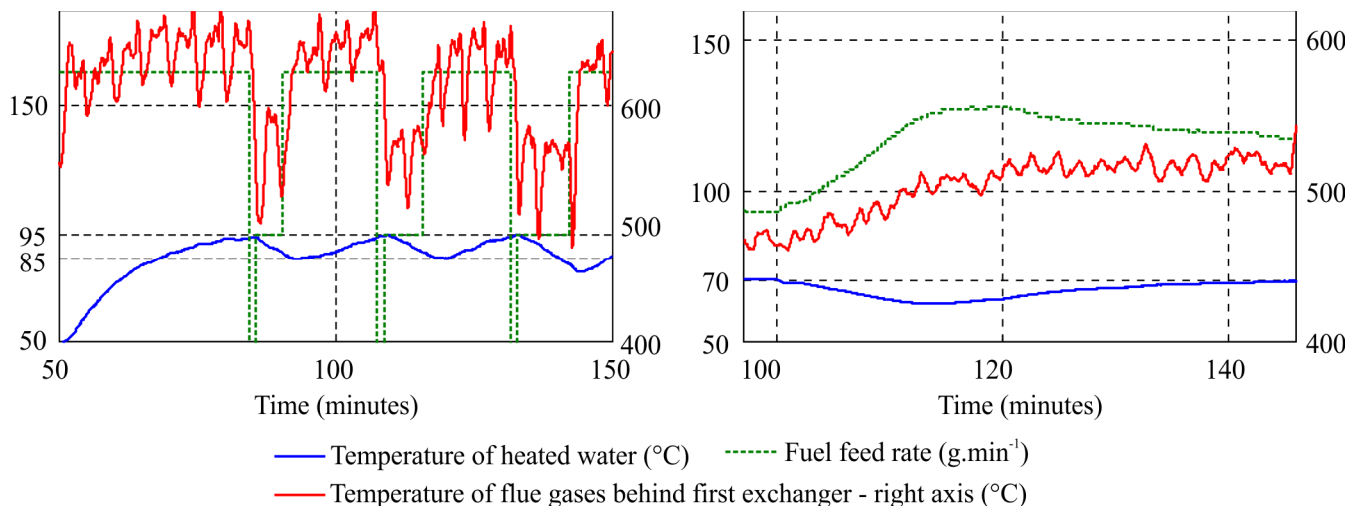


Fig. 3 – Comparison of reaction on heat demand change. Original control electronics (on the left) and continuous control with PLC algorithm (on the right).

employs the on/off method for the water temperature control and does not affect the air flow during the operation. The only air flow change is made when the target temperature is exceeded. In such a case, the control unit switches the boiler into an afterburning mode where is the air flow reduced. From the figure can be seen that when the temperature of the water reaches the set point temperature, the original electronics turns off the fuel feeding to a level just maintaining the combustion in the afterburning mode. When the temperature of the heated water falls 10°C below the set point temperature, the controller is switched into the normal operation to raise the temperature again. During such abrupt changes of the fuel feeding rate the combustion process changes quickly and emissions of carbon monoxide rise significantly. Thus, it was decided to apply continuous control algorithm to eliminate the abrupt changes.

The RexWinLab-8000 Measurement and Control Station was used to employ a PI (proportional-integrative) controller. First, there was measured a working point typical for nominal heat output of 25 kW. Then, the PI controller was used for adjusting fuel feed rate of the boiler heat input and thus affecting the water temperature.

A simple thermo mechanical steady-state model was created and with help of data from previous experiments, a simple mathematical model in the form of linear differential equations was estimated. Based on the estimated model the parameters of the PI controller were determined using Compensation of Dynamics method.

III. CONCLUSIONS

Although there are not any emission regulations for small-scale boilers in most countries nowadays, the recent development in the national legislation shows that in the

near future the situation probably changes. One and probably inevitable way of the emissions reduction will be improvement of the boiler control algorithms. The proposed paper showed some of the issues that can arise when building experimental small-scale biomass combustion platform such as elimination of grate-sweeping combustion process disturbances and implementation of linear controller for controlling of heat output.

IV. REFERENCES

- [1] Korpela T., Bjorkqvist T. and Lautala P. Durable feedback control system for small scale wood chip combustion. In *Proceedings of World Bioenergy 2008*, 224-230, [Jönköping, Sweden], May 2008.
- [2] Placek V., Šulc B., Vrana S., Hrdlicka J. and Pitel, J. Investigation in Control of Small-scale Biomass Boilers. In *Proceedings of the 2011 12th International Carpathian Control Conference (ICCC)*, 312–315, [Velké Karlovice]: IEEE - Systems, Man, and Cybernetics Society, 2011
- [3] Oswald C. and Šulc B. Achieving Optimal Operating Conditions in PI Controlled Biomass-fired Boilers: Undemanding way for improvement of small-scale boiler effectiveness. In: *Proceedings of the 2011 12th International Carpathian Control Conference*. Velke Karlovice, 25.-28. May 2011. pp 280-285. ISBN: 978-1-61284-359-9
- [4] Pitel J. and Mižák J. Approximation of CO/lambda biomass combustion dependence by artificial intelligence techniques. In *Annals of DAAAM for 2011 & Proceedings of the 22nd International DAAAM Symposium*, pp. 0143-0144. DAAAM International, Vienna.
- [5] Van Loo S. and Koppejan J. *The Handbook of Biomass Combustion and Co firing*. London: Earthscan, 2008.
- [6] Haapa-aho J., Korpela T., Bjorkqvist T., Hrdlicka J., Placek V., Vrana S., Šulc B. Continuous Control Issues Concerning Operation Improvement of Small-Scale Biomass Boilers. In: *18th IFAC World Congress*, 2011.

Design of a small lowcost tool for making μ EDM electrodes

P. Šindelář

Abstract -- Making μ EDM electrodes by using a solid block electrode is quite slow and not capable of making complex shapes. The use of a wirecutting tool increases the speed and the versatility of the on-machine electrode making process. The paper presents the design of a small footprint, low-cost device for grinding μ EDM electrodes using small diameter wires. The paper summarizes appropriate options of parts, that are to be used for the design and shows the choice of such parts. The paper shows electrode forming results of cutting a cylindrical electrode.

Index Terms-- electrodes, EDM, WEDG, μ EDM, wire, wire-cutter, forming electrodes, electrode forming tool, precision, tool

I. ÚVOD

VÝROBA nástrojů pro mikroobrábění je složitá hlavně z důvodu malých rozměrů nástrojů. Konvenční metody obrábění nejsou schopny dobře obrábět malé díly (velikosti několika desítek mikrometrů) z důvodu přílišných rezných sil vůči tuhosti nástroje, a proto je nutné použít jiné metody, jako například elektroerozivní obrábění. Elektroerozivní obrábění odebrává materiál bezkontaktním způsobem, tak že ve velmi krátkých časových intervalech zažehává a zhasíná elektrický oblouk mezi nástrojem a obrobkem. Díky vyzářenému teplu se odebere část obrobku i nástroje a vhodným posunováním nástroje vůči obrobku získáváme požadovaný tvar obrobku. Pro výrobu nástrojových elektrod se na našem ústavu používá bloková elektroda okolo níž se polohuje vyráběný nástroj. Tato metoda je bohužel dosti zdoluhavá a umožňuje pouze výrobu válcových elektrod, nebo planžet. Proto jsme se rozhodli zhotovit drátořezné zařízení, které by výrobu elektrod zrychlilo, zpřesnilo a umožnilo navíc výrobu elektrod jiných tvarů.

II. STAV ŘEŠENÉ PROBLEMATIKY

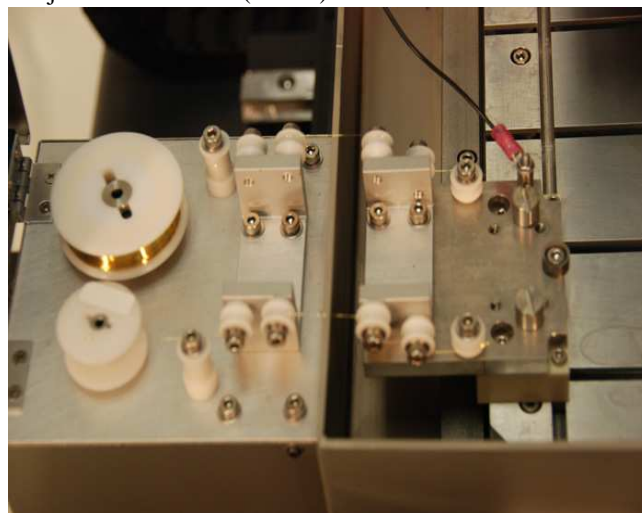
Přípravek pro výrobu elektrod pomocí drátu musí splňovat několik základních předpokladů. Je nutné drát dostatečně napnout, tak aby se při obrábění nevychýlil a nedotýkal elektrody, mezi elektrodou a obrobkem musí být totiž zachována správná mezera. Drát musí být odvíjen dostatečnou rychlostí, aby nedošlo k přetržení drátu po odebrání materiálu a překročení meze jeho pevnosti. Dále musí být zajištěno přesné vedení, tak aby poloha drátu byla neměnná vůči vyráběné elektrodě.

Drátové řezání se používá pro přesné obrábění větších dílů, kde je jedním z výrazných faktorů produktivity stroje a řezná rychlost. Pro větší průměry drátů v řádech stovek

mikronů se proto používá ocelových povlakovaných drátů. Jako materiál menších drátů se používá mosaz pro své dobré elektrické vlastnosti, mosaz ovšem nemá příliš velkou pevnost. Vyšší pevnost a bod tání má wolfram, nebo molybden. U těchto materiálů je proto možné použít vyšší zatížení a vyšší napětí drátu. Dráty použitelné pro mikroobrábění mají průměr v desítkách mikrometrů a nebývají povlakované. Napínací síla s průměrem velice rychle klesá (plocha drátu se kvadraticky snižuje, čímž se kvadraticky zvyšuje napětí v drátu). U takto malých drátů jsou maximální napínací síly v řádech jednotek Newtonů.

Základními požadavky na mnou konstruovaný přípravek byla malá velikost, tak aby se dal bez problémů upnout a opět odebrat na mikroobráběcí stroj na našem ústavu.

Při konstrukci zařízení jsem se inspiroval přípravkem pro stroj Smaltec EM203 (Obr. 1).



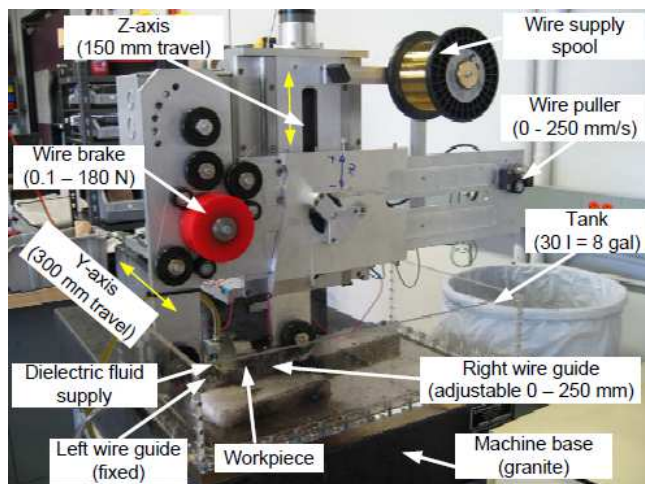
Obr. 1. Přípravek pro stroj Smaltec EM203

Tento přípravek má vcelku malé rozměry. Část přípravku se nachází uvnitř vany stroje, druhá část s motorem a brzdou vně. Přípravek se dále skládá z kladek polohujících drát a směřujících ho na vodička.

Další již složitější a větší zařízení je popsáno v článku [1] a vyobrazeno na obrázku (Obr. 2).

Tento stroj je již mnohem větší a má propracovanější řízení rychlosti a napínání drátu. Soustava ovládající napínání drátu se skládá z odvíjecího motoru, z brzdy a tenzoměru. Drát je napínán pomocí elektromagnetické brzdy, vyvozující sílu nastavitelnou mezi 0,1 a 180 N, tato brzda má velmi rovnoměrný chod a je schopna vyvozovat stálý brzdný moment. Dalším členem soustavy je motor s proměnným řízením otáček nastavujícím rychlost odvíjení drátu. Pro vylepšení chodu je použit tenzoměr, který snímá aktuální napětí v drátu.

This work was supported by the Grant Agency of the Czech Technical University in Prague, grant No. SGS12/052/OHK2/1T/12.
Petr Šindelář is with Czech Technical University in Prague, Faculty of Mechanical Engineering, Department of Instrumentation and Control Engineering, Technická 4, 166 07 Prague 6, CZ
(e-mail: Petr.Sindelar@fs.cvut.cz).



Obr. 2. Přípravek pro stroj Smaltec EM203

III. VLASTNÍ PŘÍPRAVEK

Omezujícími parametry pro tvorbu mého přípravku byla především malá zástavbová velikost a pokud možno nízká cena.

Pro přípravek jsem zvolil wolframový drát průměru 50 μm . Výhoda wolframového drátu oproti například drátu mosaznému je vysoký bod tání wolframu a také výrazně vyšší mez pevnosti wolframu. Tím pádem je možné drát



Obr. 3. Vlastní přípravek vyrobený pro tvarování elektrod

více napnout, což by mělo snížit výchytku drátu v důsledku přitažlivých sil mezi opačně nabitou elektrodou obrobku a drátem.

Pro navíjení jsem použil stejnosměrný motor s jmenovitým napětím 24 V. Motor je zpřevodován dopomaha, tak aby navíjecí kladka měla žádané otáčky. Rychlost otáčení motoru je řízena pomocí pulzní šířkové modulace napětíového zdroje. Otáčky navíjecí kladky se pohybují v rozmezí 0-200 /min. Po vynásobení otáček obvodem navíjecí kladky dostáváme rychlost odvíjení drátu

v rozmezí cca. 0-6 m/min.

Před započítím pokusů s tvarováním elektrod bylo nutno navinout drát na odvíjecí kladku. Bylo nutné drát navíjet pokud možno co nejrovnoměrněji, aby bylo zajištěno klidné odvíjení drátu. Odvíjecí kladka je bržděna jednoduchou třecí brzdou. Pružina táhne plastový hranol proti kladce, čímž je vyvočován brzdový moment. Nevýhodou této brzdy, oproti brzdě magnetické, je nárůst brzdového momentu při rozběhu drátu. V důsledku toho je omezeno maximální použitelné napětí drátu při řezání. Výhodou této brzdy je její jednoduchá vyrobiteľnost. Brzda má po rozjezdu vcelku klidný chod a vyvozuje stálý moment.

Nosný rám přípravku je tvořen dvěma na sebe kolmými hliníkovými deskami tloušťky 5mm a dvěma malými bočnicemi. Drát je veden od odvíjecí kladky k navíjecí přes soustavou kladek tak, aby se eliminovaly odchylky způsobené měněním se místem odvíjení a navíjení drátu.

Hlavní prvky určující přesnost výsledného tvarování elektrod jsou přesná vodítka. Mezi těmito vodítky se nachází místo řezu. Vodítka se vyrábí několik typů. Jsou to buďto vodítka s kruhovým otvorem, s jen o málo větším průměrem, než je průměr drátu. Vodítka se vyrábějí buďto diamantová, rubínová, nebo keramická. Nevýhodou těchto vodítek je fakt, že pro různý průměr drátu jsou zapotřebí různá vodítka. Výhodou je jejich vysoká přesnost a životnost. Dalším typem vodítek jsou prizmatická vodítka. Tato vodítka se vyrábějí z ušlechtilé oceli a jsou nastavitelná pro všechny průměry drátů, jejich nevýhoda spočívá v menší životnosti způsobené odebíráním jejich materiálu elektroerozí. Pro první pokusy s tvarováním elektrod jsem zvolil vodítka ve tvaru drážky vyříznuté do ocelové struny. Ocelovou strunu průměru 4mm jsem nalisoval do spodní desky přípravku. Přípravek jsme poté upli do EDM hloubičky a pomocí planžety jsme vyrobily dvě drážky. Drážky mají na okraji velikost 200 μm a zužují se směrem ke středu ocelové struny. Prohlubování drážky vlivem elektroeroze, by nemělo být příliš výrazné, protože řezné podmínky používané při formování elektrod jsou velmi mírné. Na tato vodítka lze také použít drát menšího i většího průměru.

IV. PARAMETRY A VÝSLEDKY ŘEZU

Průměr řezacího drátu určuje minimální možný rádius na profilu vyráběné elektrody. Tento rádius je vždy mírně větší než vlastní průměr drátu, což je způsobeno přítomností jiskrové mezery při obrábění. Velikost jiskrové mezery závisí také na nastavení zdroje, čím větší je napětí mezi obrobkem a nástrojem, tím větší je i jiskrová mezera. Při použití drátu s větším průměrem by se minimální rádius sice zvětšil, spolu s ním by se ale také zvětšila rychlost řezání, protože elektroeroze by probíhala na větší stykové ploše.

Při několika prvních spuštěních drátořezného přípravku jsme obráběli již připravenou válcovou elektrodu. Válcová elektroda byla předem obrobena na průměr 200 μm . Pomocí drátořezného přípravku jsme se v ní snažili vyříznout podélnou drážku (Obr 4.). Z počátku jsme používali příliš silné nastavení zdroje, které způsobovalo velice rychlé přetřhávání drátu. Na obrázku jsou první pokusy vidět vlevo od drážky, drát se přetřhl velice brzo po započítím obrábění a do elektrody se udělal pouze velmi malý zářez. Rozhodli jsme se tedy snížit poměr zapnutí a vypnutí zdroje napětí a zvýšit rychlost odmotávání drátu. Po nastavení poměru on-

time/off-time na 10/1000 jsme již dostali lepší výsledek. Podařilo se nám vyříznout drážku šířky 62 μm do hloubky 69 μm . Rychlost drátu byla přibližně 2 m/min. Na (obr. 4) vidíme výsledek řezání. Snímek byl pořízen přes mikroskop. Výsledná drážka je po celé své délce rovnoměrně široká, což značí že drát je pomocí námi vyrobených vodiček vcelku přesně veden.



Obr. 4. Řezání drážky do válcové elektrody

Pro zlepšení výsledků a pro méně časté trhání drátu bude nutné zpřesnit chod přípravku, některé kladky jsou nevhodně vyrobeny a bude nutné je předělat. Dále bude nutné přidat řízení rychlosti odvíjení se zpětnou vazbou, aby se dala nastavit rychlost v závislosti na objemu momentálně odebíraného materiálu. Drát se totiž opotřebovává mnohem více pokud se nachází blíže středu obráběného válce. Efektivnější výsledky by se také mohly dostavit při použití kamery, která by přímo sledovala místo řezu a upravovala rychlost a podmínky řezání.

V. REFERENCES

- [1] Christopher Orino, and colab., DEVELOPMENT OF A PRECISION, LOW-COST, SMALL FOOTPRINT WIRE ELECTRON DISCHARGE MACHINE (WEDM), Precision Design Lab, Department of Mechanical Engineering, University of Utah, Salt Lake City, USA, 2006

The design, implementation and testing of the device for measuring of tension distribution in metal belts.

J. Čáp

Abstract -- When metal strip is rolling, it repeatedly passes through a rolling mill. Rolling process is influenced by many factors that affect the quality of the final product. Besides geometrical parameters such as thickness and its uniformity, the internal tension in the metal strip is also important. It affects the resulting deformation of sheet metal products that are cut out from the metal strip. For process control is needed to measure parameters of the rolled strip in real time during the process. The proposed equipment shapemeter is used for measurement of the internal tension in the metal strip.

Index Terms-- shapemeter, měřič rozložení tahu, válcování plechu, válcovací stolice.

I. ÚVOD

Projekt vývoje měřiče rozložení tahu kovového pasu vznikl z iniciativy firmy UVB Technik z Hlučína (Ing. Tomáš Barták a Ing. Pavel Vítošlavský), která se dlouhodobě zabývá vývojem a výrobou měřicích zařízení pro hutní průmysl, převážně pro válcovny plechu.

K nerovnoměrnému tažení v různých místech šířky válcovaného pásu dochází vlivem řady faktorů proměnných během válcování, jako jsou nehomogenní vlastnosti materiálu, nedokonalý tvar polotovaru, teplotně i jinak nestabilní podmínky válcování. To se na taženém plechu může projevit kolísáním jeho tloušťky nebo vytvářením zvlněných částí či ubíháním plechu do strany. Tyto efekty samozřejmě nepříznivě ovlivňují výslednou kvalitu plechu a je tedy účelné je při výrobě eliminovat. Korekce procesu lze provádět nastavením parametrů válcovací stolice, která umožňuje nastavení nejen rozestupu válců a tím tloušťky válcovaného plechu ale i naklápění a prohýbání válců tak, aby mohly být podmínky v různých částech šířky plechu rozdílné a korigovali tak nepříznivý průběh válcování v daném místě.

Má-li například polotovar v různých místech rozdílnou tloušťku, dochází při průchodu mezi válci stolice k rozválcování různých objemů materiálu, a tudíž silnější oblast se rozválcuje do delšího pásu než tenčí oblast s menším objemem materiálu. Protože ale pás plechu je spojitý, jednotlivé různě rozválcované části na sebe navazují a vzniká mezi nimi napětí. V důsledku tohoto napětí se pak plech má tendenci různě vlnit. Části s menším objemem původního materiálu rozválcované do kratších částí jsou natahovány a části s původně větším objemem rozválcované do delších částí jsou stlačovány a vytvářejí zvlnění. Je-li jedna strana pásu natahována a druhá stlačována, má pak pás tendenci se zakřivovat, ubíhat do boku.

J. Čáp, ČVUT v Praze, Fakulta strojní, Ústav přístrojové a řídicí techniky, Odbor přesné mechaniky a optiky, Technická 4, 166 07 Praha 6 (e-mail: Jiri.Cap@fs.cvut.cz).

II. PRINCIP MĚŘENÍ

Většina používaných principů měření rozložení tahu je mechanická a spočívá ve vedení válcovaného pásu přes válec s úhlem opásání kolem třiceti stupňů. Protože tažený plech je předepnutý navíjecím válcem, napětí v jednotlivých částech plechu se projeví jako různá síla na válec v normálovém směru k pásu v různých částech šířky plechu. Tam kde je pás rozválcován do kratší délky (oblast s menším objemem materiálu) je předepnutí větší a síly působící v daném místě na válec jsou pak větší než v místě kde je předepnutí menší (oblast s větším objemem materiálu). Tuto normálovou sílu na válec lze měřit, respektive průběh této síly přes šířku pásu plechu. Pokud by válcovaný pás měl po své šířce ve všech místech stejné předepnutí, byl by průběh síly konstantní daný pouze celkovým předepnutím taženého pásu. Reálný průběh síly se však v průběhu válcování mění a na základě znalosti průběhu lze pak korigovat nastavení válcovací stolice.

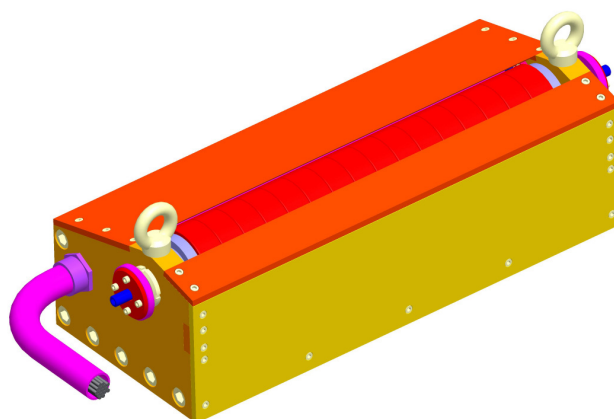


Fig. 1. Celkový pohled na měřič rozložení tahu.

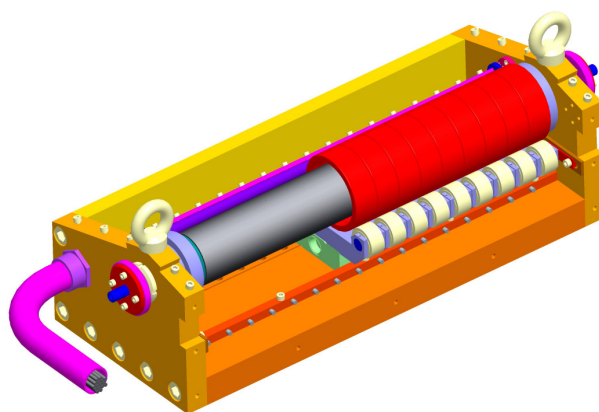


Fig. 2. Odkrytované zařízení (část měřicích sekcí není zobrazena).

III. KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ

Měřicí válec se používá buď spojitý, nebo dělený. My jsme se při vývoji z řady důvodů rozhodli pro řešení s děleným válcem. Ten je rozdělen na jednotlivé sekce, což jsou kroužky šířky přibližně 30 mm, které se boky opírají o sebe a svým povrchem tvoří jednu válcovou plochu. Každá sekce má vlastní uložení, které umožňuje jednak její otáčení, tak měření síly, kterou na ni pás působí. Zásadním problémem byl volba vhodného snímače síly působící na sekci. Důležité požadavky na snímač byly vysoká tuhost a vysoká odolnost proti nepříznivému prostředí. Vysoká tuhost je důležitá proto, aby při zatěžování sousedních sekcí různou silou nedocházelo k výrazným posunům jednotlivých sekcí vůči sobě, protože pak by hrany kroužků mohly zanechávat stopy na válcovaném pásu. Vysoká odolnost je důležitá vzhledem k pracovním podmínkám, které jsou na válcovací trati, tj. prach, olej, proměnná teplota. Jako vhodný typ snímačů byly po prozkoumání nejrůznějších možností vybrány snímače založené na měření síly tenzometry, tedy přes měření deformace nějakého definovaného tělesa. Tenzometry mají dostatečnou přesnost a standardní váhové snímače založené na tenzometrickém principu se dodávají s dostatečnou nosností, přesností a hlavně ve zcela zapouzdřeném nerezovém provedení, které je vysoce odolné proti vnějším vlivům. U měření lze dobře kompenzovat vliv teploty a samotné snímače jsou konstruovány, tak aby zvýšenou teplotu vydrželi. Dále je výhodné, že snímače neobsahují žádné pohyblivé součásti jako možný zdroj problému při provozu ve znečištěném prostředí.

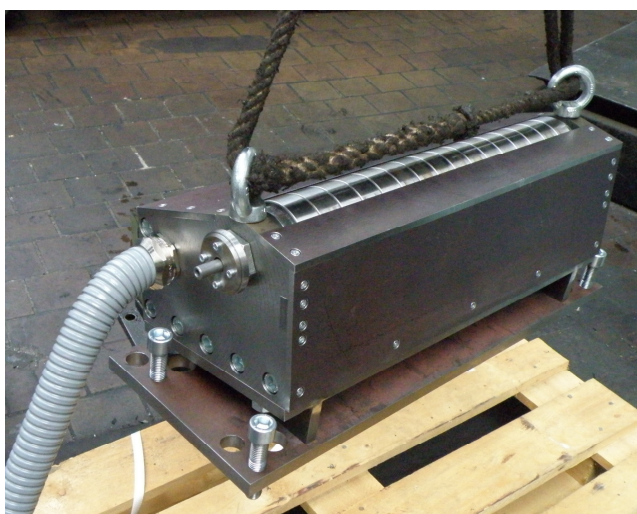


Fig. 3. Pohled na prototyp měřiče při instalaci.

Návrh měřicího zařízení byl veden snahou o co největší jednoduchost a robustnost, aby v provozně náročném prostředí bylo co nejméně prvků, které by mohly být zdrojem poruch, zařízení bylo co nejspolehlivější a vyžadovalo co nejméně údržby. Měřicí válec je tvořen soustavou kroužků o průměru 100 mm s broušeným kaleným povrchem. Kroužky jednotlivých sekcí jsou k sobě přitlačovány pružinou. Přítlak je proveden přes kuličkové

ložisko, které zajišťuje malý pasivní odpor mezi pružinou a rotujícími válečky.

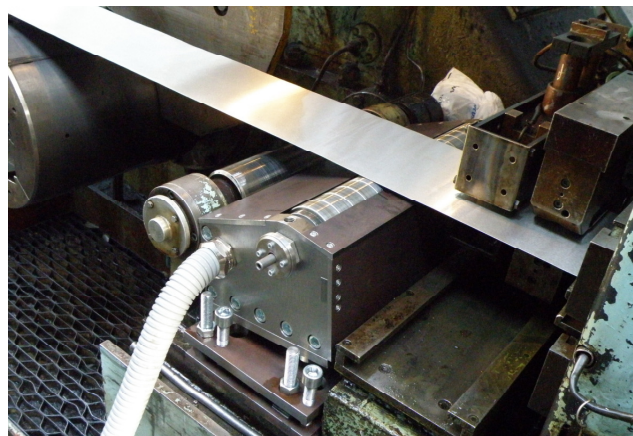


Fig. 4. Pohled na měřič instalovaný ve válcovací trati.

Každý kroužek je uložen na samostatném tělese s nezávislým snímačem síly. Aby se váleček mohl volně protáčet je uložen na dvou kladkách, ve kterých jsou použita jehlová ložiska se zesíleným vnějším kroužkem. Síla, kterou působí v daném místě pás válcovaného plechu na měřicí kroužek je pak přes kladky přenášena na váhové čidlo. Vzájemná poloha sekcí je v jednom směru justovatelná [1]. Nečistoty z povrchu kroužků jsou stírané pružně přitlačovanými planžetami. Aby se nečistoty nedostávaly mezi kroužky, je vnitřek válce profukován stlačeným vzduchem.

Signály z váhových snímačů z jednotlivých sekcí jsou zpracovávány ve vyhodnocovací elektronice mimo vlastní mechanickou část přístroje. Program na PC graficky zobrazuje zatížení na jednotlivých sekcích a zaznamenává jejich historii, dále může dodávat informace pro řízení nastavení válcovací stolice (návrh elektroniky a měřicího SW zajišťovala firma UVB Technik).

IV. ZÁVĚR

Výsledkem projektu je hotový prototyp měřicího zařízení, který byl po laboratorních testech letos v lednu nasazen do zkušebního provozu na válcovací trati v KORO Rokycany. Na válcovně barevných kovů za studena je zatím bez poruch ověřována dlouhodobá činnost a spolehlivost zařízení. V březnu letošního roku úspěšně proběhlo závěrečné oponentní řízení grantu MPO, v rámci kterého bylo zařízení vyvíjeno.

V. PODĚKOVÁNÍ

Projekt byl podpořen grantem MPO v programu TIP „Měřič rozložení tahu válcového kovového pasu“ pod číslem FR-TI1/406.

VI. REFERENCE

- [1] J. Čáp, "A development of device for tension distribution measuring in metal belt" Ocelové pásy 2011, Sborník konference.

Ellipsoidal Mirror Analysis

J. Rosicky

Abstract—Presented here are results of an analysis of an optical system concept using elliptical mirror as the imaging element for microscopy.

Index Terms—Imaging, stigmatic image, homocentric wave, microscopy, optical system analysis, ellipsoidal mirror.

I. INTRODUCTION

OPTICAL systems for microscopy usually assemble refractive elements. Because of the aberrations of refractive elements such systems combine elements with different properties in order to optimize the aberrations. Therefore optical systems for microscopy usually result in complex designs. The ultimate goal in an optical system design is to approach the *stigmatic image*, where each point of the object is imaged as its corresponding point in the image. There are only a few cases where the stigmatic image is possible. The ellipsoidal mirror is one of them. The properties of a concept of an imaging system for microscopy with a single ellipsoidal mirror will be analysed.

II. STIGMATIC IMAGING

Stigmatic imaging is the case where a *point* of a monochromatic object transforms into a *point* within the image. The optical system capable of such a point-to-point imaging has to transform the homocentric spherical wave (Fig. 1) again into the homocentric spherical wave (Fig. 2). We will not assume the wave properties of the light so we can work with *rays* as normals to the waves.

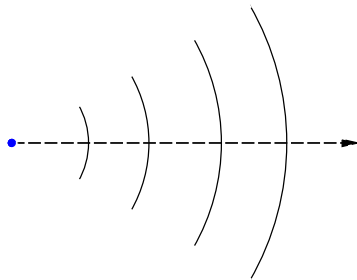


Fig. 1. Homocentric spherical wave - diverging.

Let's derive the shape of the meridian of the surface capable of stigmatic imaging of point *A* into point *A'* (Fig. 3). The geometric distances *s* and *s'* expressed in terms of *e, y, z*:

$$n\sqrt{(z+e)^2 + y^2} + n'\sqrt{(e-z)^2 + y^2} = 2a \quad (1)$$

This work was kindly supported by the grant SGS12/052/OHK2/1T/12. J. Rosicky is with Czech Technical University in Prague, Department of Instrumental and Control Engineering, Czech Republic (e-mail: jiri.rosicky@fs.cvut.cz)

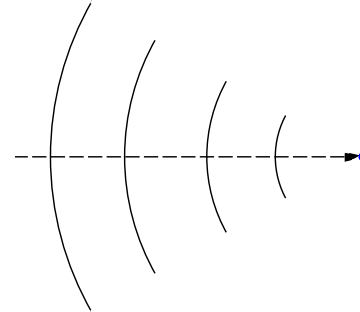


Fig. 2. Homocentric spherical wave - converging.

, where $sn + s'n' = const. = 2a$. After some manipulation we can write:

$$16a^2n'^2 [(e-z)^2 + y^2] = [4a^2 + n'^2 [(e-z)^2 + y^2] - n^2((z-e)^2 + y^2)]^2 \quad (2)$$

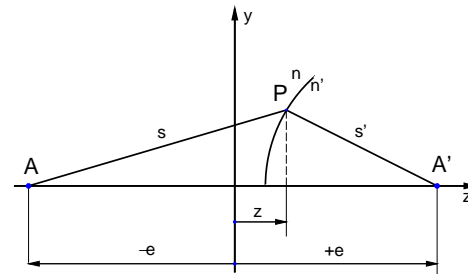


Fig. 3. Derivation of the stigmatic meridian [1]

, which is an equation of the 4th order.

In general it is very complicated to manufacture optical elements shaped according to the 4th order equations. There are specific cases when the equation 2 changes to the 2nd order equation, which means more availability for manufacturing.

A. Ellipsoid or Hyperboloid ($n' = -n$)

If $n' = -n$ and also $n = 1$ (a mirror in the air) the equation (2) becomes:

$$\frac{z^2}{a^2} + \frac{y^2}{a^2 - e^2} = 1 \quad (3)$$

If $a > e$, this is the equation of an ellipsis (Fig. 4) with $e = \sqrt{a^2 - b^2}$.

Points *A* and *A'* are geometric focal points of the ellipsis. The point *A'* is a *real image* of the point *A*, which enables the ellipsis as a standalone imaging element (similar to a positive lens) and will be further discussed.

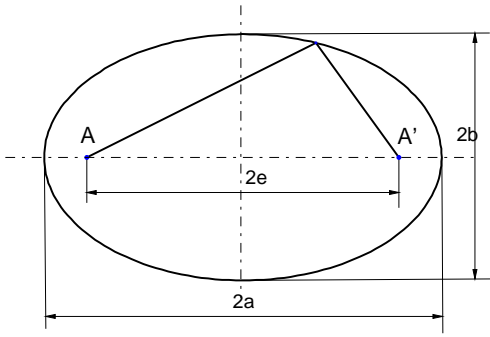


Fig. 4. Ellipsis - a case of the change of the equation (2) from the 4th to the 2nd order [1].

If $a < e$ the equation (3) becomes the equation of hyperbola (Fig. 5):

$$\frac{z^2}{a^2} - \frac{y^2}{e^2 - a^2} = 1 \quad (4)$$

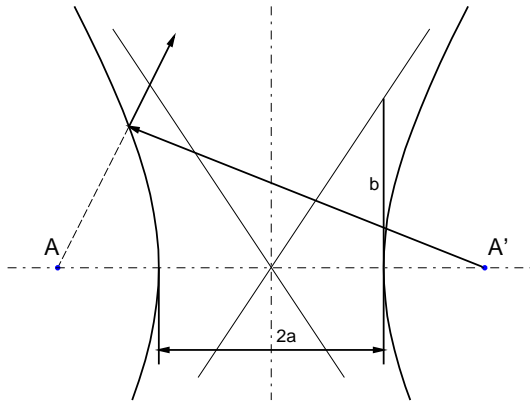


Fig. 5. Hyperbola - another case of the change of the equation (2) from the 4th to the 2nd order [1].

The image (point A in Fig.5) formed by hyperbola is a *virtual image*. This property does not enable the hyperbola as a standalone imaging element (similar to a negative lens). If one would need to record the image produced by hyperbola additional elements would have been necessary.

B. Sphere

If $2a = 0$ the equation (2) also becomes the 2nd order equation (according to Fig. 3):

$$n^2(z^2 + 2ez + e^2 + y^2) = n'^2(e^2 - 2ez + z^2 + y^2) \quad (5)$$

After some manipulation and introduction of new symbols we can see that the meridian is a circle (Fig. 6) and the stigmatic imaging holds for:

$$p' = \frac{n + n'}{n'} r$$

and

$$p = \frac{n + n'}{n} r$$

so that

$$\frac{p'}{p} = \frac{n}{n'} \implies p'n' = pn \quad (6)$$

Distances p and p' point to the same side of the meridian - either to the left (Fig. 8) or right (Fig. 7).

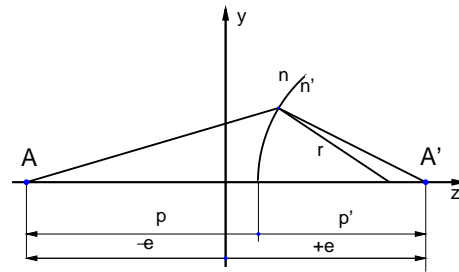


Fig. 6. Circle - the third case of the change of the equation (2) from the 4th to the 2nd order [1].

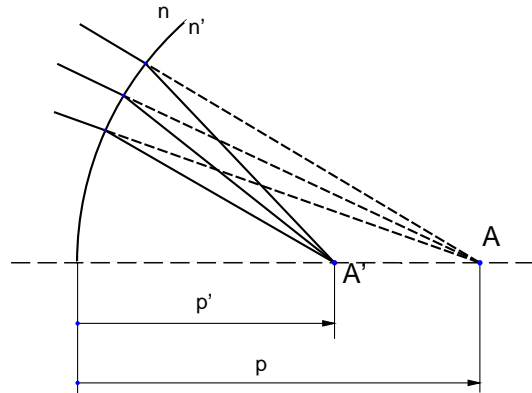


Fig. 7. Circle - Stigmatic imaging via *sphere* according to the equation (6) for $r > 0, n < n'$ [1].

C. Other cases

So far we have identified several cases of stigmatic imaging for object and image located in the *finite* distances. There are other cases when equation (2) produces a meridian with stigmatic imaging. However these are the cases when either object or image lies in the infinity.

We will focus on the case of ellipsoidal mirror for possible application as a single imaging element for microscopy.

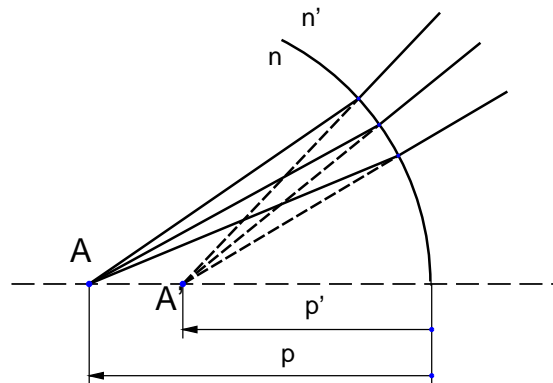


Fig. 8. Circle - Stigmatic imaging according via *sphere* to the equation (6) for $r < 0, n < n'$ [1].

III. IMAGING VIA ELLIPSOIDAL MIRROR

The analysis of the equation (2) has shown that an ellipsoidal mirror is capable of stigmatic imaging when the object lies in one geometric focal point of the ellipsoid. The image is then formed in the second geometric focal point of the ellipsoid.

This property can be exploited for imaging system according to figures 9-11.

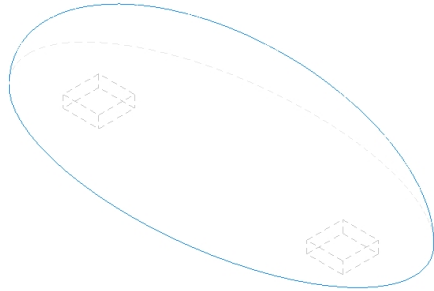


Fig. 9. Ellipsoidal mirror. One box depicts the object and the second box depicts its image (i.e. the image sensor).

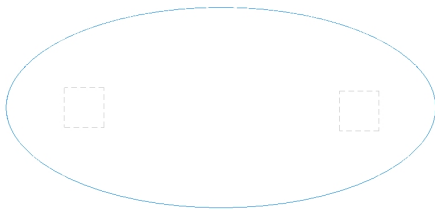


Fig. 10. Ellipsoidal mirror - top view.



Fig. 11. Ellipsoidal mirror - front view.

Presented concept could possibly enable a contact 1:1 imaging of small enough objects directly onto the image sensor with stigmatic image according to the section II-A. The possible image sensor would probably be one of those used in imaging modules of available smart phones. Those modules resemble sensors with a pixel size about 1.5 to 2 micrometers. So we are looking for the size of the circle of confusion in the order of 1 – 10 micrometers.

IV. ANALYSIS

The analysis of the imaging with an ellipsoidal mirror according to Fig. 12 will estimate the quality of the image (at the point A') in terms of the size of the circle of confusion q . The dimensions of the ellipsoid were set to be approximately $f = 50$ and $b = 30$.

The location (and shape) of the aperture will have a substantial impact on the imaging. We will start with the aperture located centred around the point C on top of the ellipsoid. This symmetrical placement of the aperture should provide better results than any other asymmetric placement.

For $d = 0.5$ and $\omega = 30\text{deg}$ the circle of confusion is about $q \doteq 1$. This means that a single object point would get imaged as a 1(mm) large spot.

The substantial factor influencing the size of the circle of confusion q is the aperture angle ω . The wider the angle the larger the size of the circle of confusion. If we set a specific limit for the maximum value of q , say 0.01 (ten times bigger than the pixel size), we can calculate the corresponding maximal aperture angle $2\omega \doteq 0.34\text{deg}$ (about 20 arc minutes). This is a very small aperture angle. The diameter of the corresponding aperture would have been approximately 0.3(mm).

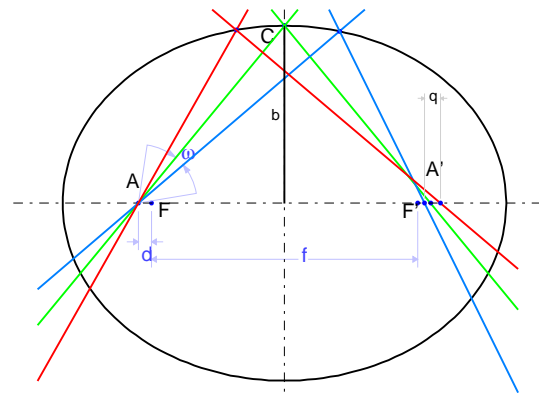


Fig. 12. Raytracing the elliptical mirror.

So far the concept of a single element microscopy imaging system with an ellipsoidal mirror seems problematic. However the calculations were done as a quick estimate using a symbolic geometry software [2]. Another techniques for the analysis could provide more accurate estimate. Tools like [3] or [4] allow complex visualisations of aberrations of optical systems and provide tools for optimizing the design.

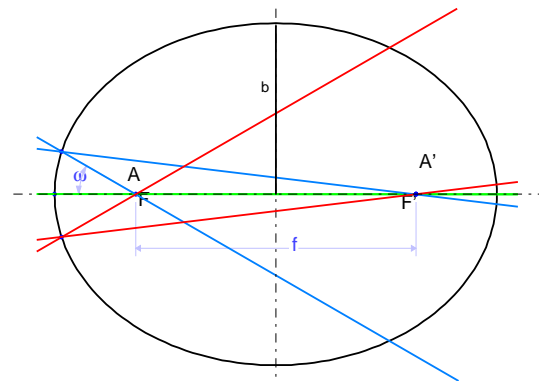


Fig. 13. Raytracing the elliptical mirror - another arrangement.

V. CONCLUSION

The quick estimate of the performance of the proposed concept of a single element ellipsoidal mirror imaging system for

microscopy shows that its properties make it not feasible. The future work will be focused on more accurate analysis of the concept using tools like [3] or [4]. Other possible arrangement of the concept depicted in Fig. 13 will be analysed. This arrangement could provide better performance because both object and its image are located on surfaces lying in focal planes of the ellipsoid. However this arrangement induces problems with positioning the object and the image sensor.

REFERENCES

- [1] A.Baudys, *Technická optika*. Praha: CVUT, 1989.
- [2] Saltire Software, *Geometry Expressions*. <http://geometryexpressions.com>, 2012.
- [3] Optima Research, *ZEMAX*. <http://www.zemax.com>, 2012.
- [4] Lambda Research, *OSLO*. <http://www.lambdare.com>, 2012.

Research of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines Control

M. Novák, J. Novák, J. Chyský, Z. Čerovský

Abstract -- This paper presents the development of a research setup for high-speed permanent magnet synchronous machines. It describes the development of the hardware, the required components, controller and experimental results achieved. The setup was tested with permanent magnet motor up to 42000 min^{-1} , nominal torque 1,2 Nm and nominal current 11 A. Results with two control algorithms are presented. It is the control of instantaneous current values and control in d-q frame. The two methods are compared with regard to calculation power requirements; results for two DSP systems used during development are shown.

Index Terms-- High-speed motors, Permanent magnet motors

I. NOMENCLATURE

$v_x(t)$ – instantaneous voltage value in winding or axis x[V]
 ω - instantaneous angular frequency of resolver voltage [rad/s]
 φ - instantaneous rotor angle of resolver [rad]
 ϕ - last measured resolver angle [rad]
 ψ – flux linkage [Wb]
 i_d, i_q – instantaneous current value in d or q axis [A]
 p_p - number of pole-pairs [-]
 T – torque [Nm]
 R – stator winding resistance [Ω]
 L – inductance [H]

II. INTRODUCTION

HIGH speed machines are about to become the hot topic of industrial applications. They have a wide usage in many applications including electrically driven turbochargers in automotive industry, microturbine power generators in the micro energy production industry, high-speed spindles in machining tools or even as motors in hand held drills and other tools. The advantage of high-speed machines is their high power density. It can be shown, that in the case of a turbocharger, one large turbocharger can be replaced with several smaller high-speed turbochargers with the same output power, but occupying significantly less volume [1]. The permanent magnet synchronous motor (PMSM) has many advantages for high-speed applications.

M. Novak is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech republic (e-mail:Martin.Novak2@fs.cvut.cz).

J. Novak is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech republic (e-mail:Jaroslav.Novak@fs.cvut.cz).

J. Chysky is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech republic (e-mail:Jan.Chysky@fs.cvut.cz).

Z. Cerovsky is with Department of Electric Drives and Traction, Faculty of Electrical Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech republic (e-mail:cerovsky@fel.cvut.cz).

First of all it is the absence of brushes that usually causes problems with maintenance for DC or universal motors. That a construction of high-speed PMSMs is possible was shown in [2][3]. The control of PMSM can be basically divided into two algorithms, V/f or Field Oriented Control (FOC) [4]. V/f control is usually used in systems where lower dynamic of the system is sufficient or the characteristics of the load are well known e.g. fans. Field oriented control is used in systems with higher dynamic requirements or when the characteristics of the load are not so well known or are variable.

The herein described experiments were made with two controller systems. The system used initially was a TMS320F240 system, the second system used in later stages was a TMS320F2812 based DSP.

The preparation of the research test setup was composed of several steps including hardware and software design. Those steps will be described in this paper.

III. PMSM CONTROL SYSTEM COMPOSITION

The general system for PMSM control is composed from a power inverter, DSP controller and a position sensor. It is also possible to use sensor-less position estimation in some cases. In the development of the setup, it was preferred to use sensors with the open possibility to switch to a sensor-less solution in the future.

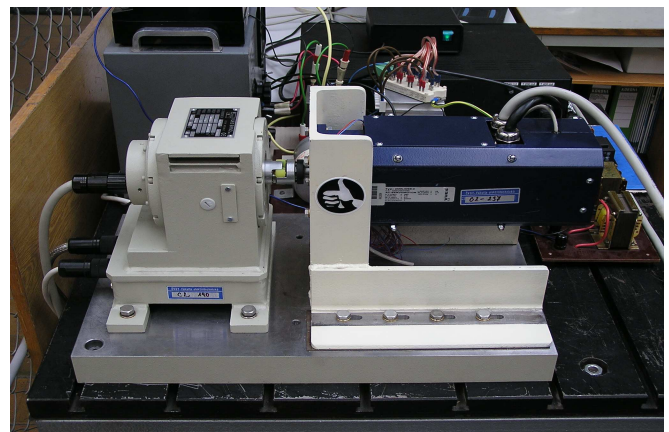


Fig. 1 High speed test stand with asynchronous dynamometer (left) and synchronous motor

Two high-speed PMSMs were used during the experiments. The first tested machine parameters are: 2.9kW, 400V, 40000 min^{-1} , 6.5 A, 0.7 Nm. This machine is shown in Fig. 1. The motor is coupled with a high speed induction dynamometer with nominal parameters: 2,3kW, 350V, 70000 min^{-1} , 0,3Nm. The second motor is a stand alone motor not coupled to a load. It is a 2 pole PMSM, 3.14 kW, 400 V, 11 A, 25000 min^{-1} , 1.2 Nm, max. 42000 min^{-1} .

An experimental IGBT inverter with microprocessor controller and instantaneous PMSM rotor position measuring

system was also designed for this setup. Based on motor manufacturer recommendations the synchronous motor current ripple was decreased with serially connected inductors with inductance 2.4 mH. A two pole resolver is integrated into both PMSMs. To measure the rotor position an electronic unit with 12 bit resolution providing 4096 positions per one revolution was developed.

IV. MEASUREMENT OF INSTANTANEOUS ROTOR POSITION

The information about instantaneous rotor position is essential for Field Oriented Control algorithms. It allows maintaining system stability by limiting the machines torque angle within acceptable limits when the load is changing and to set the correct current in all phase windings. For the purposes of instantaneous rotor position measurement an electronic unit based on the Analog Devices AD2S1200 Resolver to Digital (R/D) circuit was developed, build and tested. Its principle is based on the evaluation of the two resolver output voltages v_1 , v_2 described by (1) - (2)

$$v_1 = V \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin \varphi \quad (1)$$

$$v_2 = V \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos \varphi \quad (2)$$

Where ω is the instantaneous angular frequency of resolver voltage, t is time and φ is the instantaneous rotor angle.

Equations (1) - (2) are valid under the assumption, that the voltage amplitude V is the same in both resolver secondary windings. The equations can be rewritten into another form shown in (3) - (4)

$$v_1 = V \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin \phi \cdot \cos \varphi \quad (3)$$

$$v_2 = V \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos \phi \cdot \sin \varphi \quad (4)$$

Where ϕ is the last measured resolver angle.

The voltage difference, described in (5) is then a measure of resolver position

$$\begin{aligned} v_1 - v_2 &= \\ &= V \sin(\omega \cdot t) \cdot (\sin \phi \cdot \cos \varphi - \cos \phi \cdot \sin \varphi) = \quad (5) \\ &= V \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\phi - \varphi) \end{aligned}$$

The output voltages v_1 and v_2 are sampled by means of an A/D converter, processed through the above mentioned equations, the AC component $V \sin(\omega t)$ is removed and the difference $\phi - \varphi$ is computed. When a certain value of this difference is surpassed, a new actual value φ is computed. This circuit contains also the voltage source for supplying the resolver and the position information is available in parallel, serial or incremental encoder simulation form.

We used this circuit for the construction of an autonomous universal card shown on Fig. 2. This card converts the position information into digital form, distinguishing 4096 position per one revolution. This card is composed of the power source, the main R/D circuit and a current amplifier to amplify the resolvers' excitation voltage. The maximal input current of the used resolver is 50 mA with the rms voltage value 7V and frequency of 10 kHz. The card – DSP

connection is assumed to transfer continuously the position information in the form of common incremental encoder's signals, this means in relative form. This incremental encoder simulation is often directly supported in DSP timer modes and does not present an additional CPU load. After the DSP start and at the predefined times the absolute position information for the initial and continuous synchronization is transferred by a serial channel.

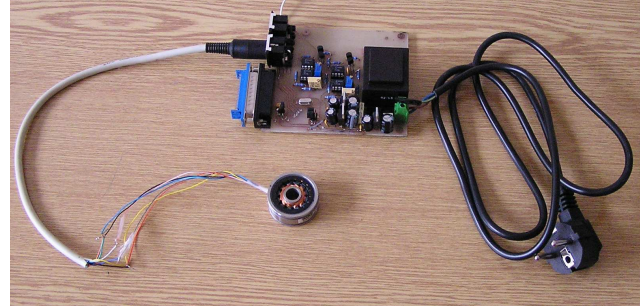


Fig. 2 R/D converter autonomous universal card

In addition, the resolver or evaluation circuit fault is also transferred to the microcontroller [5]. The phase error method and the use of a special integrated circuit reduced significantly the unit's circuitry complexity and costs. The developed autonomous R/D card is build in a universal manner, allowing the use of different control units, fast and accurate angular position information.

V. DESIGN OF POWER INVERTER

It was required to design and build a power inverter for all here described experiments with the PMSM. The use of a commercial power inverter was not possible as it does not allow different control algorithms. For this reason a custom power inverter has been build. The initial choice was between FET and IGBT technology. The advantage of FET is the possibility to achieve higher switching frequencies and lower switching losses in the inverter. For high voltage applications, with the components available at the development time, it was required to use IGBT's. They allow voltages in the desired range around 600 V for the cost of higher switching losses. This is a trade-off between device size, switching frequency and losses. The power inverter uses a Semicron SKHI61 Sixpack IGBT and MOSFET driver. The rated parameters of this module are power supply voltage 15 V, no load supply current 200 mA, input-output turn-on propagation time 0,45 μ s, input-output turn-off propagation time 0,45 μ s, error input-output propagation time 1,3 μ s. The inverter design with this module can be seen on Fig. 3. This part also handles current signal processing from voltage and current sensors LEM LV25-P and LEM LA 55-P. A relay is available to control additional electronic circuits from the DSP controller. The outputs of the module are signals U, V, W that control the main IGBT switching transistor module.

The main transistor module is a Semikron SKM 75 GD 123 D module with rated parameters 1200 V, 75A. Between the input terminals and the IGBT module capacitors are inserted to suppress electromagnetic disturbances coming from the DC link. The output of the module is equipped with two current sensors LEM LA 55-P.

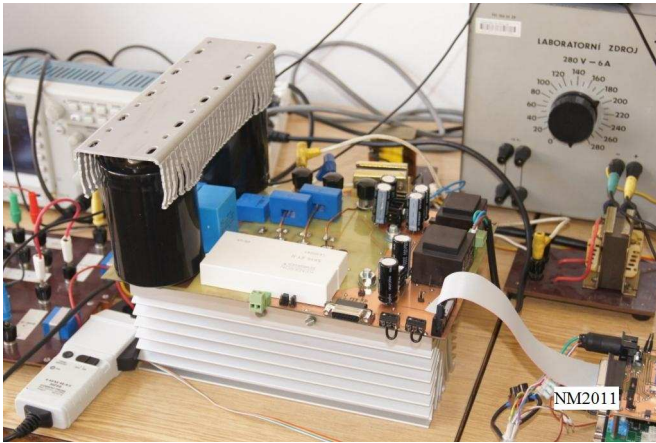


Fig. 3 Prototype of the experimental power inverter

VI. THEORY OF LINEAR TORQUE PMSM CONTROL

Methods for linear torque control of synchronous motors are based on basic equation:

$$T = 1.5 \cdot p_p (\psi_d \cdot i_q + \psi_q \cdot i_d) \quad (6)$$

where ψ_d is the magnetic flux linkage in the d axis, ψ_q is the magnetic flux linkage in the q axis, i_d is the stator current component in the d axis, i_q is the stator current component in the q axis and p_p is the number of pole pairs.

The co-ordinate system is coupled with the d axis to the rotor magnetic flux, i.e. its position is fixed by the rotor position. For the torque control, the i_d current component is zero as the requested magnetic flux in the d axis, necessary to create the torque, is excited by the permanent magnets. For this reason, the current is controlled so that it is advancing the magnetic flux by 90° and is therefore coaxial with the induced voltage.

VII. CONTROL OF INSTANTANEOUS PHASE CURRENTS

In our work, we focused on increasing the quality of phase current control by maintaining algorithmic simplicity. The possibility to use on-off controllers was tested. For obvious reason of high increase of controller calculation frequency and resulting high switching frequency of the inverter and potential EMC problems, this approach was abandoned and we focused only on linear torque control. The main goal was to maintain the algorithmic simplicity of this approach so that this method could be implemented even on simple, universal and cheap microcontrollers and that the algorithmic complexity would be low for the high speed motor [6]. The control of instantaneous phase currents is done for two currents. The voltages in two phases are calculated in the current controllers, the third value of the voltage for the PWM modulator is calculated from the condition $v_{AR} + v_{BR} + v_{CR} = 0$.

A significant increase in control quality was achieved by calculating the proportional voltage on the PWM modulator input as a sum of the current controller output $Ri + Ldi/dt$ and calculated first harmonic of the induced voltage in the respective phase. The controller output represents then a voltage meaning a drop on the resistance and inductance of the stator winding described by the equation:

$$v_R = R \cdot i + L \cdot di/dt + v_i = v_{PI} + v_i \quad (7)$$

where R and L are resistance and inductance of the stator winding ($L_d=L_q=L$), v_R is the phase proportional voltage, v_i is the induced voltage, i is the current and v_{PI} is the phase current controller output.

As it is clear from (7), it is in principle an RL circuit meaning we are controlling current in a first order system. The described induced voltage compensation used for phase current control has a similar effect as a decoupling block used in the transformed co-ordinate system control.

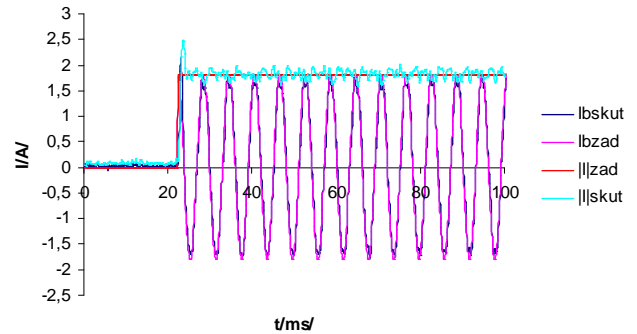


Fig. 4. Reference current step from zero to 1,8 A ($T=0,14Nm$) at revolutions $n=10\,000\,min^{-1}$ and actual current response.

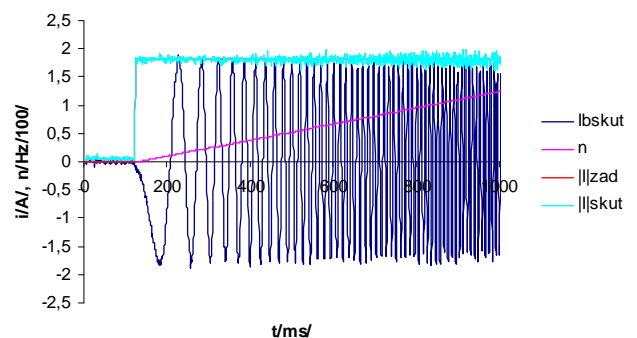


Fig. 5. No load start up with torque $0,14Nm$ to $7680\,min^{-1}$

The experimental results from the control of instantaneous phase currents are shown on Fig. 4. It shows the curves of reference and actual current values after step change in torque. Reference current curve is marked (I_{bzad}), actual current curve is marked (I_{bskut}). Reference current amplitude is marked $|I|_{zad}$, actual current amplitude is marked $|I|_{skut}$.

Fig. 5 shows curves of actual current (I_{bskut} , blue), reference current amplitude ($|I|_{zad}$, red), actual current amplitude ($|I|_{skut}$, light blue) and speed (n , violet). It was measured for acceleration with torque $0,14Nm$ to speed $7680\,min^{-1}$.

The instantaneous phase current control method was implemented on a TMS320F240 DSP. Switching frequency was 5 kHz. The calculation power of the used DSP has limited the motor revolutions on the test setup. It was possible to control the motor up to $11\,000\,revol\,min^{-1}$ with good results.

VIII. CONTROL IN D-Q REFERENCE FRAME

The torque control structure of PMSM uses the controller based on a TMS320F2812 DSP. It works in d-q coordinate system. Block scheme is shown in Fig. 6. Torque current component i_q (stator current component in axis q) and flux

current component i_d (stator current component in axis d) are controlled separately. Desired torque current component i_q is calculated from required torque and desired flux current component i_d in full magnetic flux regime equals zero. Actual current components i_q and i_d are calculated from

measured stator currents and rotor position angle φ . Standard equations are used:

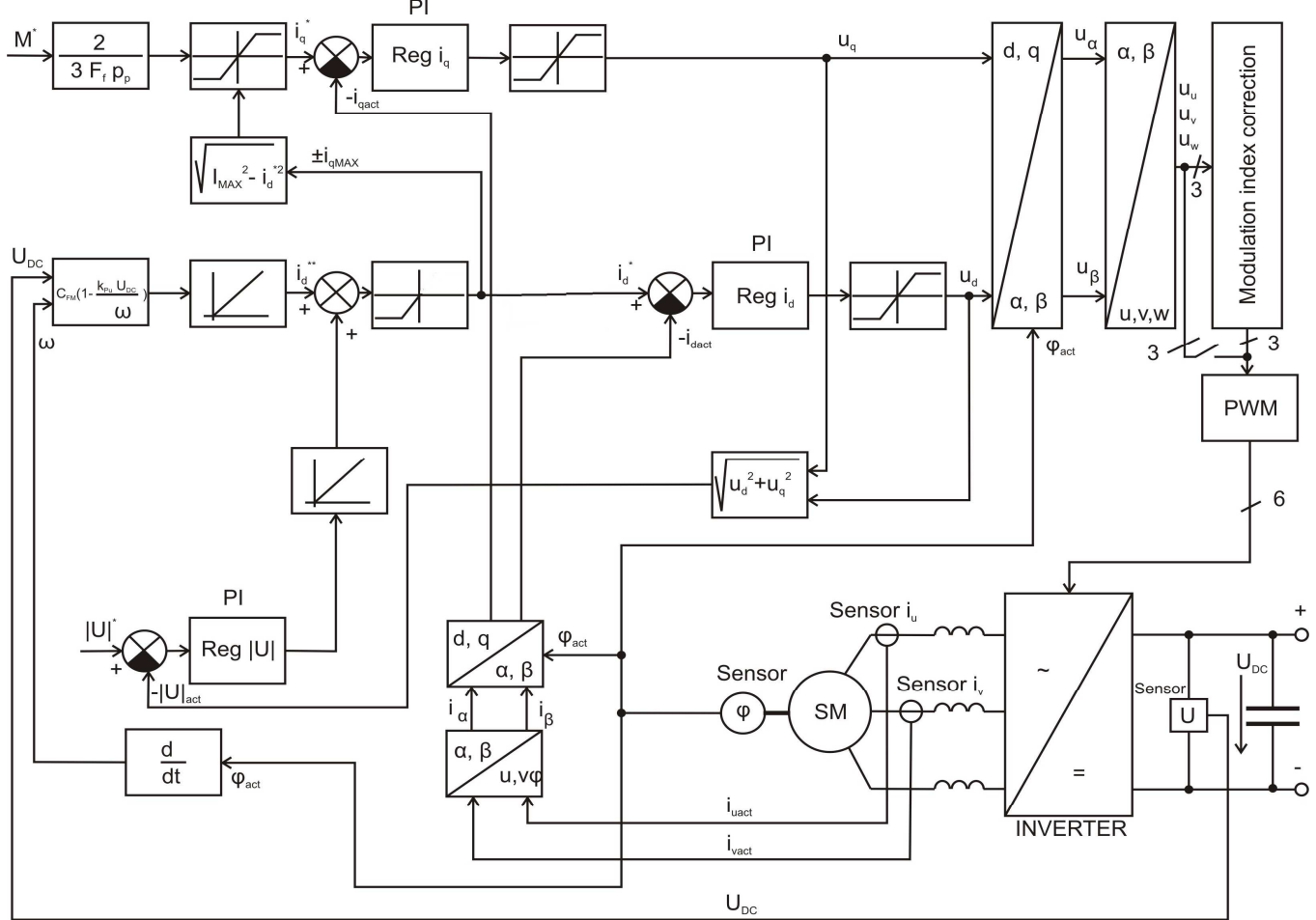


Fig. 6. Torque structure control of high speed drive

$$i_\alpha = i_U \quad (8)$$

$$i_\beta = \frac{i_V - i_W}{\sqrt{3}} = \frac{i_U + 2i_V}{\sqrt{3}} \quad (9)$$

$$i_d = i_\alpha \cos \varphi + i_\beta \sin \varphi \quad (10)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin \varphi + i_\beta \cos \varphi \quad (11)$$

Outputs of current controllers of current components i_q , i_d are stator voltage components v_q , v_d . These components are transformed in transformation blocks into referential phase voltages using instantaneous angle φ values by standard equations

$$v_\alpha = v_d \cos \varphi - v_q \sin \varphi \quad (12)$$

$$v_\beta = v_d \sin \varphi + v_q \cos \varphi \quad (13)$$

$$v_U = v_\alpha \quad (14)$$

$$v_V = \frac{\sqrt{3} \cdot v_\beta - v_\alpha}{2} \quad (15)$$

$$v_W = -v_U - v_V \quad (16)$$

The controller system then controls i_d and i_q currents and produces signal for the PWM. The pulse width modulator

PWM generates pulses to control IGBT with switching frequency 10kHz. The described algorithm was implemented on a TMS320F2812 DSP and tested up to the maximal speed 42000 min^{-1} .

Fig. 7 and Fig. 8 show waveforms for the highest tested acceleration. The inverter was powered from a low internal resistance power supply. It can be seen that the start from standstill to maximal speed (42000 min^{-1}) is achieved in 0.5s. In time 0.3 s, flux weakening mode starts as can be seen by the negative value of current i_d and decreasing value of current i_q .

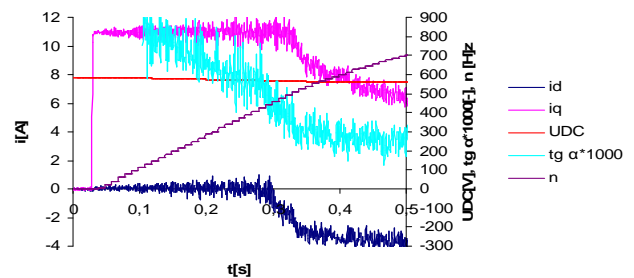


Fig. 7. PMSM startup – low internal resistance power supply

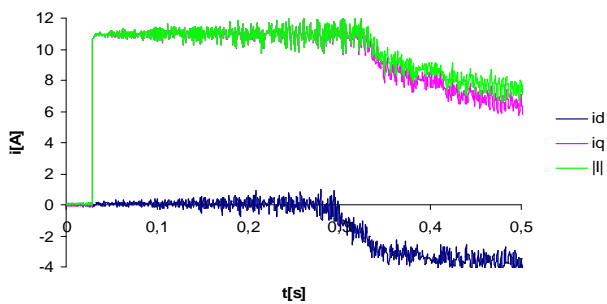


Fig. 8. PMSM startup – low internal resistance power supply, i_d , i_q current components and current absolute value $|i|$

IX. CONCLUSIONS

This paper summarizes the creation and experiments done with a high-speed permanent magnet machine research setup. Two different PMSM have been tested. High speed machines will become a hot topic in the near future as they have many possible applications. They can be used in e.g. turbochargers, micro-turbine power generators, hybrid vehicles, fuel cells, spindles to cryo-coolers or co-generation units. Two control methods have been tested. It was the control of phase current instantaneous values and control in d-q frame. It was found out, that the control of instantaneous phase current requires lower calculation power from the DSP, on the other hand it provides lower control quality. It is therefore suitable for application where this is not an issue. D-q frame control was implemented on a more powerful DSP. The achieved maximal speed was 42000 min^{-1} . This limit was caused by the maximal speed of the available motor, the DSP itself would be able to achieve higher speeds although not significantly. For even higher speeds a different kind of controller would have to be developed.

The research setup described here uses a resolver sensor. The employment of the rotor position sensor also limits the maximal achievable speed. As one of future steps a sensorless position estimator is considered. The most promising is a PI compensator type algorithm as it is able to work in a noisy environment of an industrial application. The stator or rotor flux estimator could be also used. Those methods require the calculation of a simplified mathematical model of the machine and it therefore remains an open question if the DSP would be able to handle the calculation for such speeds.

The use of the signal injection methods remains questionable. The method is more suitable for salient pole machines; permanent magnet machines have usually non salient poles. Therefore the dependency of signal properties on position will be less significant. Also for the high-speed machine the injected signal would have to be with a very high frequency. The usual frequency of the injected signal is at least ten times higher than the usual PWM switching frequency. For a high-speed machine, where the PWM frequency is around 15 kHz, this would represent a frequency about 150 kHz. For the reasons of switching losses, this is hard to achieve with a current IGBT power inverter, but it could be done with a MOSFET inverter.

The future logical steps are the improvements of the power inverter so that it can sustain higher PWM switching frequencies, at least 20 kHz. This is possible due to recent innovation in the field of MOSFET semiconductors. Power MOSFETs for high voltage applications up to 1.2 kV

became recently available. Their employment would reduce losses in the inverter and reduce its size and weight.

X. ACKNOWLEDGMENT

This research has been realized using the support of EU Regional Development Fund in OP R&D for Innovations (OP VaVpI) and Ministry for Education, Czech Republic, project # CZ.1.05./2.1.00/03.0125 Acquisition of Technology for Vehicle Center of Sustainable Mobility. This support is gratefully acknowledged.

XI. REFERENCES

- [1] Kraehenbuehl, D.; Zwysig, C.; Weser, H.; Kolar, J.W.: A Miniature 500000-r/min Electrically Driven Turbocompressor, In: Industry Applications, IEEE Transactions on, pp. 2459-2466, Vol. 46 Issue 6, ISSN 0093-9994, DOI: 10.1109/TIA.2010.2073673
- [2] Oyama J. – Higuchi T. – Abe T. – Shigematsu K. – Yang X. – Matsuo E.: A Trial Production of a Small Size Ultra-High Speed Drive System, In: Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, pp. 31-36 vol.1, ISBN 0-7803-7817-2, DOI: 10.1109/IEMDC.2003.1211239
- [3] Oyama J. – Higuchi T. – Abe T. – Shigematsu K. – Moriguchi R.: The Development of Small Size Ultra-High Speed Drive System, In: Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, pp. 1571-1576, ISBN 1-4244-0844-X, DOI: 10.1109/PCCON.2007.373173
- [4] Novotny D.W., Lipo T.A.: Vector Control and Dynamics of AC Drives, Oxford Science Publications Nr 41, 1996
- [5] Čambál, M. - Novák, M. - Novák, J.: Study of Synchronous Motor Rotor Position Measuring Methods. In 13th International Conference on Electrical Drivers and Power Electronics. Zagreb: KoREMA, 2005, p. 62-66. ISBN 953-6037-42-4.
- [6] Čeřovský, Z. - Novák, J. - Novák, M. - Čambál, M.: Digital Controlled High Speed Synchronous Motor. In Proceedings of the 13th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2008. Poznań: PTETiS, 2008, p. 997-1002. ISBN 978-1-4244-1742-1.
- [7] Novák, M. - Novák, J. - Čeřovský, Z. - Chyský, J.: Dynamic Properties of High-speed Electrical Motor Supercharger. In Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Industrial Technology and 43rd IEEE Southeastern Symposium on System Theory. Piscataway: IEEE Industrial Electronics Society, 2011, p. 153-158. ISBN 978-1-4244-9065-3.

Control System Development for Hydrostatic Power Transmission

J. Novák, Z. Mašek

Abstract – The control system development for the hydrostatic power transmission is presented in the paper. The hydrostatic power transmission is used in the traction drive for special two axle rail vehicle. The transmission system consists from the hydrostatic generator and two hydrostatic motors. The control method was designed, the computer model of engine, hydrostatic power transmission and the control structure were realized. The SW for real control system is designed. Legislating questions are discussed too.

Keywords — hydrostatic power transmission, hydrostatic motor, hydrostatic generator, control system

I. ÚVOD

S PALOVACÍ motor je nejpoužívanější hnací jednotkou v pozemní dopravě. Pro trakci má však spalovací motor nevýhodné charakteristiky a proto je vždy nutno mezi spalovací motor a poháněná kola vložit přenosové soustrojí, které zajistí soulad vlastností spalovacího motoru s trakčními požadavky. Přenosy výkonu lze realizovat jako mechanické, pro nižší výkony, hydraulické, pro střední výkony a elektrické, pro nejvyšší výkony. Každý z uvedených principů přenosu výkonu má své přednosti i nedostatky.

Předkládaný příspěvek se věnuje vývoji systému řízení trakčního hydrostatického přenosu výkonu pro vozidlo MUV 74 (Obr. 1), které vyrábí firma CZ LOKO a.s. Jedná se o dvounápravové speciální vozidlo, které je určeno pro údržbu železničních tratí. Vzhledem k výkonu spalovacího motoru, který je 96,5 kW, byl zvolen hydrostatický přenos výkonu, který umožňuje dosažení plynulé změny převodových poměrů mezi motorem a dvojkolými vozidla a který vyniká malým objemem a hmotností. Komponenty hydrostatického přenosu výkonu se vyznačují účinnostmi srovnatelnými, nebo i lepšími, ve srovnání s elektrickým přenosem výkonu.



Obr. 1 MUV 74

J. Novák is with Department of Electrical and Electronic Engineering and Signalling in Transport, Jan Perner Transport Faculty, University of Pardubice, Pardubice, Czech republic (e-mail:Jaroslav.Novak @upce.cz).

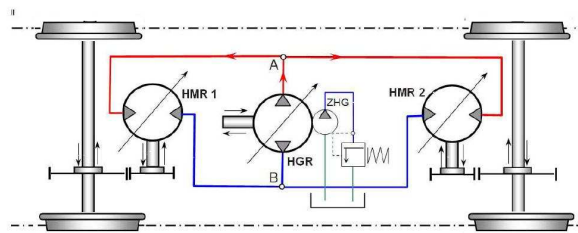
Z. Mašek is with Department of Electrical and Electronic Engineering and Signalling in Transport, Jan Perner Transport Faculty, University of Pardubice, Pardubice, Czech republic (e-mail:Zdenek.Masek @upce.cz).

Hlavní parametry vozidla jsou:

Uspořádání dvojkolí	Bo
Spalovací motor	CAT C4.4
Maximální rychlost	70km/h
Maximální hmotnost	17,3t
Maximální tažná síla	16,3kN

II. HYDROSTATICKÝ PŘENOS VÝKONU

Základní struktura hydrostatického přenosu výkonu na vozidle MUV 74 je na obr. 2.



Obr. 2 Struktura hydrostatického přenosu výkonu vozidla MUV 74

Spalovací motor pohání hydrogenerátor, který je ve funkci čerpadla zdrojem tlakového oleje pro dva hydromotory. Hydromotory jsou k hydrogenerátoru připojeny paralelně a každý hydromotor pohání jednu nápravu vozidla. Akčními členy hydrostatického přenosu výkonu jsou proporcionální ventily určující geometrický objem čerpaného oleje hydrogenerátoru $\beta 1$ a hydromotorů $\beta 2$. Proporcionální ventily jsou řízeny elektrickým proudem 0 až 2 A. Veličina geometrický objem je dána vztahem:

$$\beta = \frac{V_g}{V_{g \max}} \quad \beta \in \langle 0;1 \rangle \quad (1)$$

Geometrický objem je tedy bezrozměrná veličina daná poměrem aktuálního průchozího objemu oleje V_g a maximálního možného průchozího objemu oleje $V_{g \max}$ hydrogenerátoru resp. hydromotoru. Jedná se tedy o jakési „otevření“ hydrogenerátoru resp. hydromotoru.

Klíčovou měřenou veličinou přenosu je tlak oleje pskut na výstupu z hydrogenerátoru.

Požadavky na regulační strukturu hydrostatického přenosu výkonu jsou dány základními vztahy, které v systému platí. Teoretický průtok Q v m^3s^{-1} je dán:

$$Q = \frac{V_g}{2\pi} \cdot \omega \cdot \beta \quad (2)$$

kde ω je mechanická úhlová rychlost spalovacího motoru a hydrogenerátoru resp. náprav vozidla přepočítaných přes převodovky a hydromotorů. Teoretický moment M na vstupu hydrogenerátoru resp. výstupu hydromotoru je dán:

$$M = \frac{V_g}{2\pi} \cdot p \cdot \beta \quad (3)$$

kde p je systémový tlak. Teoretický výkon je potom dán:

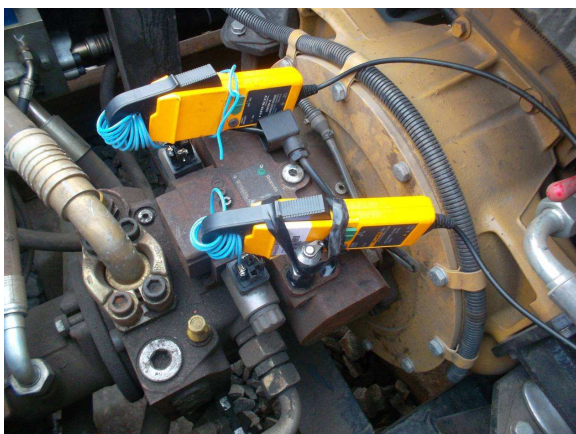
$$P = M \cdot \omega = Q \cdot p \quad (4)$$

Výše uvedené hodnoty jsou označeny jako teoretické, neboť nezahrnují vliv ztrát komponent přenosu výkonu.

Při řešení regulační struktury přenosu výkonu je třeba si uvědomit, že mechanická úhlová rychlost spalovacího motoru je rovna rychlosti hydrogenerátoru a mechanická úhlová rychlost na vstupu nápravových převodovek je rovna mechanické úhlové rychlosti hydromotorů. Stejně tak je při zanedbání ztrát roven moment spalovacího motoru momentu hydrogenerátoru a momenty na vstupech nápravových převodovek jsou rovny momentům na výstupech hydromotorů. Průtok Q a tlak p jsou pro hydrogenerátor a hydromotory společné.

Je evidentní, že hydromotor je zdrojem a proto, zvětšují-li se β_1 , přispívá to k růstu tlaku p . Naproti tomu hydromototy jsou spotřebiče a zvyšování β_2 přispívá k poklesu tlaku. Z hlediska tlaku se tedy u hydrogenerátoru a hydromotoru liší charakter zesílení.

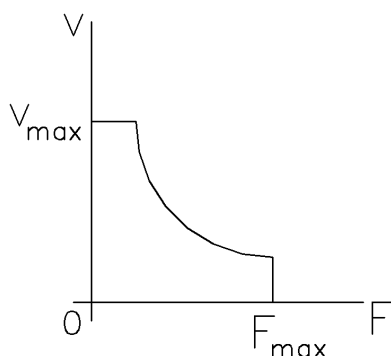
Na obr.3 je pro ilustraci znázorněn záběr na část hydrogenerátoru na MUV 74 s instalovanými sondami proudu proporcionálních ventilů.



Obr. 3 Hydrogenerátor s instalovanými sondami proudu proporcionálních ventilů na MUV 74

III. OPTIMALIZACE CHODU SPALOVACÍHO MOTORU

Základní vlastnosti trakčního pohonu jsou dány trakční charakteristikou, tj. závislostí rychlosti vozidla na tažné síle, případně tažné síly vozidla na jeho rychlosti – obr. 4.



Obr. 4 Trakční charakteristika

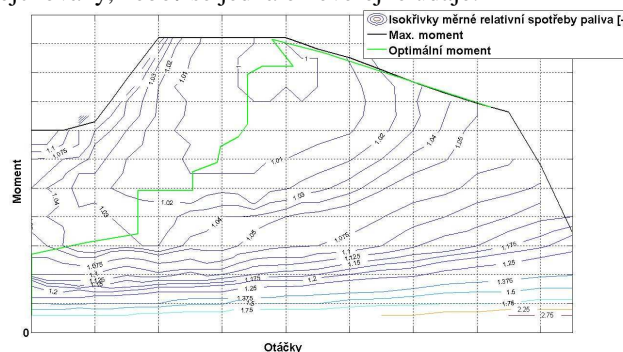
V optimálním případě má trakční charakteristika v převážné části rychlostního rozsahu hyperbolický průběh, tj. pracovní bod pohonu se pohybuje po trakční hyperbole. Tato skutečnost je dána požadavkem na stálé využití výkonu

pohonné jednotky – s rostoucí rychlostí klesá tažná síla. Přizpůsobení pohonné jednotky - spalovacího motoru – průběhu trakční charakteristiky zajišťuje systém přenosu výkonu. Při vícestupňovém mechanickém přenosu výkonu není přerušena mechanická vazba motoru a kol. U hydraulických a elektrických přenosů výkonu pevná mechanická vazba neexistuje. Jedná se tedy v principu o spojitou přenosovou cestu, kdy lze poměry na motoru a kolech řídit nezávisle na sobě. To vytváří prostor pro provoz spalovacího motoru v takovém bodě, kdy je potřebný výkon dodáván při minimální spotřebě paliva nebo při minimálních emisích. Optimalizace provozu spalovacího motoru podle spotřeby a podle emisí není totožná, je však velmi blízká. Zpravidla se postupuje s ohledem na minimalizaci spotřeby.

Hydrostatické přenosy výkonu se používají ve velké míře na speciálních zemědělských a stavebních strojích. Zde jsou však zcela jiné požadavky než u trakčního pohonu. Zpravidla se požaduje regulace rychlosti zajišťovaná regulací v hydraulickém okruhu při neoptimálním provozu spalovacího motoru. V případě využití hydrostatického přenosu výkonu v trakčním pohonu se dosud provádí, obdobně jako v případě mechanického přenosu výkonu, řízení na diskretních převodových stupních daných nastavením pevné hodnoty geometrického objemu β u hydrogenerátoru a hydromotoru.

Při aplikaci hydrostatického přenosu výkonu na trakčním kolejovém vozidle MUV 74 je však nutné zabezpečit přenos výkonu spalovacího motoru striktně v souladu s předepsanou trakční charakteristikou, spojitě, při optimalizované spotřebě paliva spalovacího motoru a nezávisle na rychlosti vozidla a provozních podmínkách. Strojvedoucí zadává řídicí pákou požadovaný trakční výkon a tento výkon musí být automaticky přenesen na kola aniž by se musel strojvedoucí starat o jakékoli provozní podmínky. Jde tedy v principu o spojitě řízení automatické hydrostatické převodovky při současné minimalizaci spotřeby paliva spalovacího motoru. Metoda optimalizace spotřeby paliva spalovacího motoru a regulace hydrostatického přenosu výkonu byla navržena, odsimulována a je implementována na Katedře elektrotechniky, elektroniky a zabezpečovací techniky v dopravě Dopravní fakulty Jana Pernera Univerzity Pardubice.

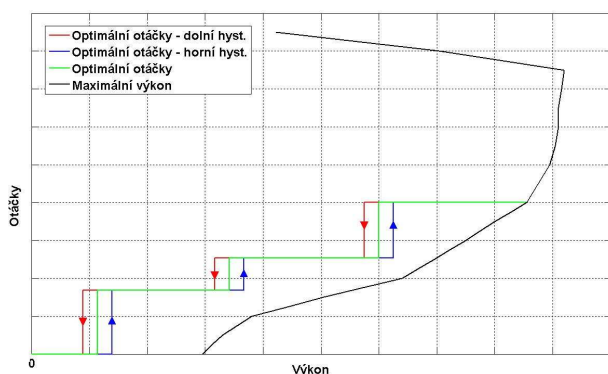
Princip optimalizace spotřeby paliva vychází z průběhů palivové mapy spalovacího motoru [6], [7], [8]. Příklad takovéto mapy je na obr.5. Osy grafů v obr. 5 a 6 nejsou cejchovány, neboť se jedná o neveřejné údaje.



Obr. 5 Palivová mapa spalovacího motoru

Palivová mapa na obr. 5 představuje závislost momentu spalovacího motoru na jeho otáčkách. Černá křivka v horní části grafu představuje momentové omezení spalovacího

motoru a spolu se souřadnicovými osami a hodnotou maximálních otáček vymezuje pracovní oblast spalovacího motoru. Zbývající čáry, jejichž odstín přechází od světle modré po tmavě modrou, jsou křivky konstantní měrné spotřeby paliva. Při optimalizaci spotřeby spalovacího motoru je snaha, aby se jeho pracovní bod pohyboval při proměnném výkonu po minimech křivek konstantní spotřeby. Chápeme-li tedy křivky konstantní spotřeby jako jakési „vrstevnice“, musí se při proměnném výkonu pohybovat pracovní bod motoru v „údolí“ vytvořeném těmito „vrstevnicemi“ palivové mapy. Křivka minimální spotřeby je v obr. 5 vyznačena výrazně zeleně, jedná se o čáru, která v pravé části obrázku splývá s černou křivkou mezního momentu. Na základě popsaného průběhu lze snadno vypočítat závislost otáček, při kterých má spalovací motor pracovat, na výkonu, který má dodávat. Při přímém přepočtu křivky optimální spotřeby na obr. 5 na závislost otáček na výkonu by byla výsledkem rostoucí křivka. Při malých změnách zadaného výkonu by motor musel opakovaně měnit hodnotu otáček. Palivové mapy, ze kterých se při optimalizaci vychází, jsou stacionární závislosti a vliv transienčních jevů nezahrnují. Při těchto jevech dochází zejména ke zvýšení kouřivosti motoru a zvyšuje se spotřeba paliva nutná ke krytí urychlovacího výkonu. Proto se reálná optimalizovaná závislost otáček na výkonu konstruuje jako schodovitá funkce, kde určitému intervalu výkonů odpovídá jedna hodnota otáček a přechody mezi otáčkami jsou ošetřeny vložení hysteréz pásem – obr.6.



Obr. 6 Optimalizovaná závislost otáček na výkonu spalovacího motoru

Na vozidle MUV 74 je v řídicí jednotce spalovacího motoru již od výrobce implementován regulátor otáček. Vstupní hodnotou řídicí jednotky spalovacího motoru je tedy žádaná hodnota jeho otáček. Optimalizace spotřeby spalovacího motoru na MUV 74 je navržena tak, že strojvedoucí zadává řídicí pákou žádanou hodnotu trakčního výkonu. Z optimalizační křivky podle obr. 6 vybere řídicí systém vozidla odpovídající hodnotu otáček spalovacího motoru, která je jako žádaná hodnota zadána do řídicí jednotky spalovacího motoru. Na tuto hodnotu nastaví regulátor v řídicí jednotce skutečné otáčky spalovacího motoru. Tento jednoduchý princip je však v reálné aplikaci komplikován řadou okrajových podmínek. Statická palivová mapa, ze které se při optimalizaci vychází, nemusí vždy odpovídat reálné palivové mapě v konkrétní situaci. Průběhy spotřeby a momentu jsou závislé například na opotřebení motoru, kvalitě paliva, teplotě motoru. Zejména v intervalech, kde se křivka optimální spotřeby kryje s křivkou mezního momentu, je nezbytné kalkulovat

surčitou výkonovou rezervou, která eliminuje nejistoty reálných charakteristik motoru. Navíc je nutno počítat s výkonovou rezervou na pokrytí dynamického, urychlovacího, výkonu, který je nezbytný při zrychlování spalovacího motoru na vyšší otáčky. Na MUV 74 pracují další systémy, které jsou poháněny spalovacím motorem, například kompresor brzdy nebo pracovní technologie (hydraulická ruka, sekačka). Spínání těchto systémů je náhodné a řízení spalovacího motoru musí zabezpečit dostatek výkonu pro pracovní technologie i pro trakci v souladu s průběhem trakční charakteristiky.

IV. REGULACE HYDROSTATICKÉHO PŘENOSU VÝKONU

Řízení geometrického objemu β , se kterým pracuje hydrogenerátor a hydromotory, musí vycházet z průběhu trakční charakteristiky vozidla. Při malých rychlostech vozidla je tedy nutno převádět výkon motoru na kola při vysoké tažné síle a se zvyšující se rychlostí musí tažná síla klesat tak, aby byl spalovací motor zatěžován stálým výkonem odpovídajícím hodnotě zadané strojvedoucím. Tažná síla je úměrná celkovému momentu obou hydromotorů.

Při regulaci hydrostatického přenosu výkonu se střídají režimy, kdy je akční veličinou nastavovaný geometrický objem hydrogenerátoru β_1 s režimem, kdy je nastavován geometrický objem motorů β_2 [4], [5], [13].

Geometrický objem hydrogenerátoru β_1 je řízen v oblasti malých rychlostí vozidla. Jedná se o tzv. primární regulaci. Výkon vozidla nelze udržovat konstantní od nulových otáček, neboť by to vedlo jednak k enormnímu nárůstu tažné síly, kterou by nebylo možno adhezně přenést, jednak by byl překročen maximální provozní tlak oleje v systému. Proto je trakční charakteristika na obr. 4 omezena v nízkých rychlostech intervalem konstantní tažné síly. Tohoto omezení tažné síly, tj. momentu hnacích motorů, se dosahuje regulací tlaku na maximální hodnotu p_{max} . Regulace tlaku je zajištěna lineárním regulátorem primární regulace. V této části primární regulace pracuje přenos s geometrickým objemem hydromotorů $\beta_2=1$, s rostoucí rychlostí vozidla se zvyšuje β_1 z nulové hodnoty a podle vztahu (3) se při konstantním tlaku zvyšuje moment, kterým hydrogenerátor zatěžuje spalovací motor.

Po dosažení momentu motoru, který odpovídá trakčnímu výkonu zadanému řídicí pákou, zvětšenému o pomocné spotřeby, se přechází do druhé části primární regulace. V této části, kdy zůstává stálý moment, kterým je spalovací motor zatěžován, se nadále zvyšuje geometrický objem β_1 , se kterým pracuje hydrogenerátor, avšak β_1 se již nezvyšuje ve spojení se zpětnovazební regulací tlaku, ale je podle vztahu (3) počítán jako:

$$\beta_1 = \frac{M_{SM} \cdot 2\pi}{V_g \cdot p_{skut}} \quad (5)$$

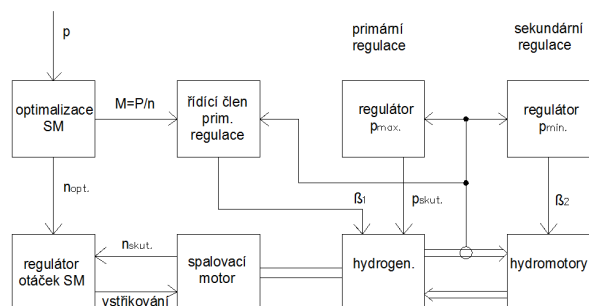
kde M_{SM} je moment odebíraný hydrogenerátorem ze spalovacího motoru a p_{skut} je změřená hodnota tlaku oleje. V této druhé části primární regulace se již pohybuje v pracovní bod vozidla v trakční charakteristice po trakční hyperbole a s rostoucí rychlostí vozidla klesá jeho tažná síla v důsledku poklesu momentu hydromotorů. Pohon pracuje s konstantním trakčním výkonem a podle výkonu, který dodává spalovací motor, je v optimalizační jednotce určena žádaná hodnota otáček spalovacího motoru.

Po vyčerpání řídicího rozsahu primární regulace, tj. po dosažení hodnoty $\beta_1=1$, dochází k přechodu na sekundární regulaci. V tomto režimu zůstává hodnota $\beta_1 = 1$ a trakční výkon je při rostoucí rychlosti vozidla udržován prostřednictvím snižování geometrického objemu hydromotorů β_2 . Při rostoucí rychlosti vozidla klesá podle trakční charakteristiky tažná síla vozidla a pokles momentu hydromotorů podle vztahu (6) je zajištěn zpětnovazební regulací tlaku na hodnotu p_{min} :

$$\beta_2 = \frac{M_{HM} \cdot 2\pi}{V_g \cdot p_{min}} \quad (6)$$

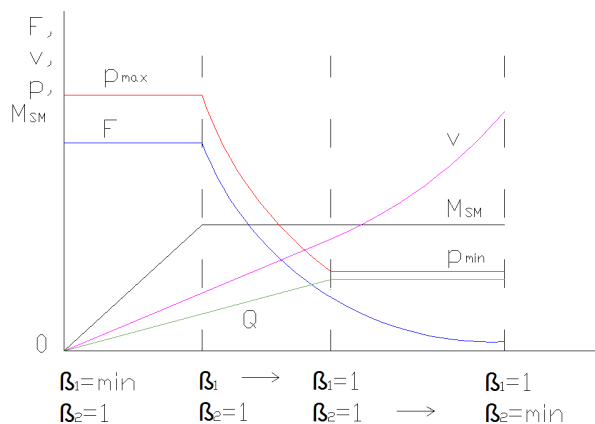
kde M_{HM} je moment hydromotorů, jemuž je úměrná tažná síla. Tlak p_{min} je regulován prostřednictvím lineárního PI regulátoru.

Zjednodušené blokové schéma popsaného způsobu regulace je na obr. 7.



Obr. 7 Bloková struktura hydrostatického přenosu výkonu

Na obr. 8 jsou průběhy významných veličin trakčního pohonu s hydrostatickým přenosem výkonu v provozním rozsahu rychlostí vozidla. Jako nezávislé proměnné jsou stanoveny geometrické objemy hydrogenerátoru β_1 a hydromotorů β_2 . Na vodorovné ose grafu je v první části oblast, kde pohon pracuje při primární regulaci s $\beta_2=1$ a s rostoucí rychlostí vozidla se zvyšuje β_1 . Druhá část odpovídá režimu sekundární regulace, kdy $\beta_1=1$ a β_2 klesá s rostoucí rychlostí vozidla na hodnotu β_{2min} . Hodnota β_{2min} koresponduje s mezní rychlostí vozidla. Na svislých osách grafu jsou vyneseny průběhy rychlosti vozidla v , tažné síly F , tlaku p , a momentu spalovacího motoru M_{SM} .

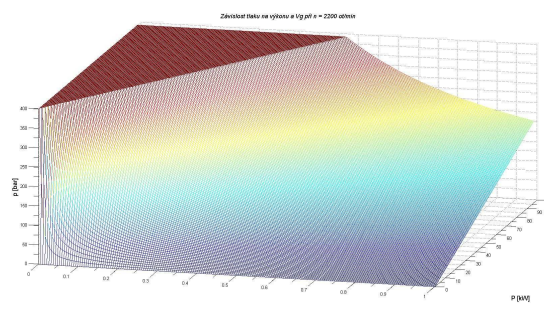


Obr. 8 Průběhy významných veličin trakčního vozidla s hydrostatickým přenosem výkonu

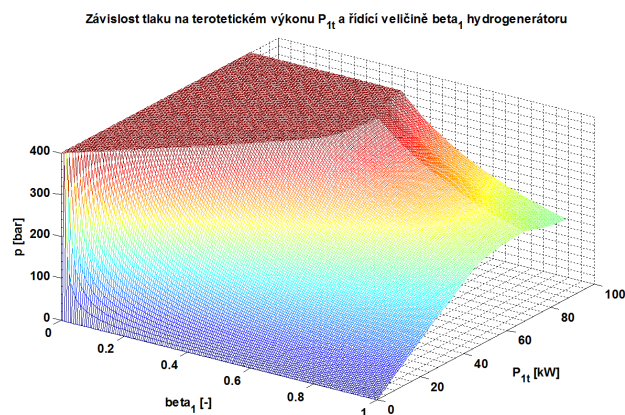
Graf na obr. 8 charakterizuje průběh veličin trakčního pohonu při jedné hodnotě výkonu, kterou zadává

strojvedoucí řídicí pákou. Vlastnosti přenosu výkonu při zavedení hodnoty výkonu zadávané strojvedoucím jako nezávislé proměnné vystihují třírozměrné grafy na obr. 9 a 10. Jedná se o závislosti průběhu tlaku na zadané hodnotě výkonu a geometrickém objemu β_1 v primární regulaci. Při sekundární regulaci se pracovní bod pohybuje po pravé hraně plochy tlaku p při $\beta_1=1$. Hodnota tlaku p_{min} , na kterou je tlak regulován změnou β_2 , se mění v závislosti na zadané hodnotě výkonu. V grafech je rovněž dobře patrná oblast regulace na tlak p_{max} v režimu primární regulace.

Graf na obr. 9 odpovídá situaci, kdy jsou otáčky spalovacího motoru nastaveny na maximální hodnotu a z motoru je odebrán výkon, který je třeba. V tomto případě není optimalizována spotřeba paliva spalovacího motoru. Obr. 10 vystihuje situaci se začleněním optimalizace spotřeby paliva spalovacího motoru podle kapitoly III, kdy jsou otáčky spalovacího motoru nastavovány v závislosti na zadané hodnotě výkonu.



Obr. 9 Průběh tlaku při proměnném zadání výkonu trakčního pohonu bez optimalizace spotřeby paliva spalovacího motoru



Obr. 10 Průběh tlaku při proměnném zadání výkonu trakčního pohonu s optimalizací spotřeby paliva spalovacího motoru

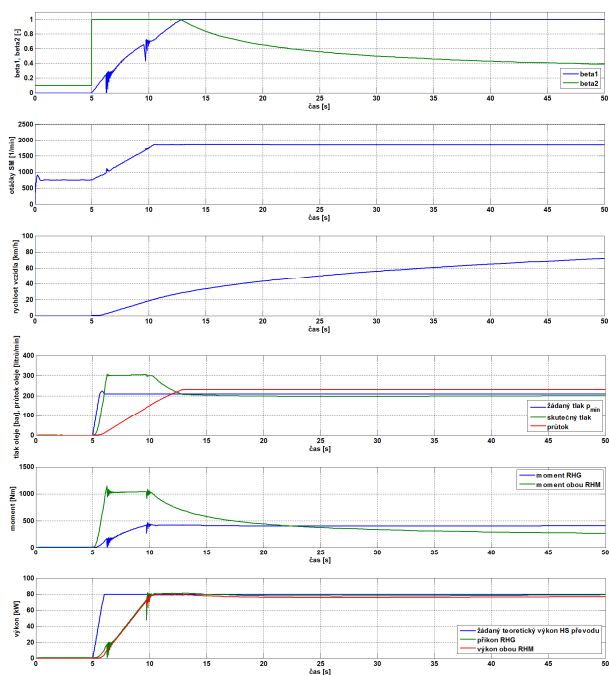
Řídicí systém trakčního pohonu zajišťuje kromě výše popsaných úloh funkci hydrostatického přenosu výkonu v řadě specifických režimů a stavů. Jedná se zejména o řešení přechodů mezi režimy konstantní tažné síly a konstantního výkonu v primární regulaci, řešení přechodů mezi primární a sekundární regulací, omezení maximální rychlosti vozidla a rychlosti v pracovním režimu, řešení diagnostiky a poruchových stavů, součinnost trakčního pohonu, pomocných spotřeb a spotřeb pracovních mechanismů, řešení malého a velkého výběhu. Stav velký výběh odpovídá situaci, kdy vozidlo jede nenulovou rychlostí a strojvedoucí zadá nulovou požadovanou hodnotu trakčního výkonu. Stav malý výběh odpovídá situaci, kdy vozidlo jede nenulovou rychlostí a strojvedoucí zadá požadavek na snížení trakčního výkonu. Řídicí systém řeší

rovněž přechody z obou druhů výběhů do trakčního režimu. Popis technických detailů řešení těchto specifických režimů a stavů je již nad rámec tohoto příspěvku a zároveň se jedná o neveřejné know-how, vytvořené při vývoji systému řízení.

V. SIMULAČNÍ MODEL TRAKČNÍHO POHONU

Pro ověření funkčnosti navržené regulační metody byl na Katedře elektrotechniky, elektroniky a zabezpečovací techniky v dopravě Dopravní fakulty Jana Pernera Univerzity Pardubice sestaven v prostředí Matlab Simulink simulační model technologie trakčního pohonu a jeho regulační struktury. Simulační model sestává z řady dílčích bloků, přičemž mezi nejvýznamnější bloky lze zařadit:

- model spalovacího motoru orientovaný na jeho vnější vlastnosti a umožňující zjištění spotřeby paliva ve zvoleném jízdním cyklu
- model regulátoru otáček spalovacího motoru
- model bloku pro optimalizaci spotřeby paliva spalovacího motoru
- model hydrogenerátoru
- model hydromotorů
- modely řídicí struktury pro primární a sekundární regulaci
- model rozhraní mezi trakčním pohonem a obsluhou
- model omezovače rychlosti vozidla
- trakční model vozidla respektující jízdní odpory a setrvačné hmoty

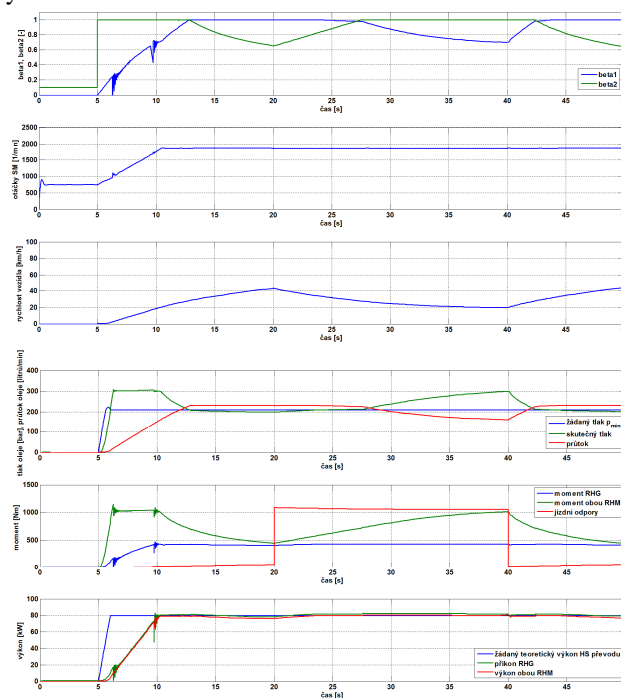


Obr. 11 Simulace rozjezdu vozidla při konstantním zadaném výkonu

Počítačový simulační model umožnil principiální odladění struktury algoritmu řízení. I když se jedná o významný prostředek pro vývoj řídicího SW vozidla, neposkytuje možnost získání konkrétních hodnot parametrů regulace v důsledku nedostupnosti hodnot konkrétních parametrů komponent hydrostatického přenosu výkonu a celého vozidla. V tomto ohledu jsou nezastupitelné oživovací etapy vývoje SW na vozidle.

Na obr. 11 až 12 jsou uvedeny některé výstupy simulačních výpočtů modelu. Na obr. 11 jsou uvedeny průběhy významných veličin trakčního pohonu při rozjezdu

vozidla při zařazeném výkonovém stupni na ustálenou rychlost.



Obr. 12 Simulace procesů při zvýšení jízdních odporů vozidla

Při rozjezdu vozidla z nulové rychlosti prochází podle obr. 11 hydrostatický převod postupně stavy rozjezd, primární regulace (řídí se hydrogenerátor), sekundární regulace (řídí se hydromotory). V čase 5 s je ovladačem výkonu nastaven žádaný teoretický výkon hydrostatického přenosu převodu na 80 kW. Geometrický objem hydrogenerátoru se pozvolna zvyšuje z nulové hodnoty (vozidlo stojí) až na maximální. Geometrický objem hydrogenerátoru je řízen řídicí veličinou β_1 . Řídicí veličina β_1 hydrogenerátoru začne narůstat, vlivem velké hmotnosti vozidla (a tedy setrvačnosti) roste rychle tlak v hydraulickém systému, až dosáhne přednastavené maximální hodnoty 300 bar. Po dosažení této hodnoty zasáhne omezovač tlaku, který změní β_1 na takovou hodnotu, která zabezpečí omezení tlaku na hodnotu 300 bar. Hodnota 300 bar byla zvolena s ohledem na nastavení omezovacích ventilů v hydraulickém systému, které jsou nastaveny na 400 bar. Otáčky spalovacího motoru pozvolna rostou po rampě 200 ot/min/s až na optimální hodnotu cca. 1800 ot/min pro nastavený výkon 80 kW. S růstem otáček spalovacího motoru roste i průtok hydraulického oleje a výkon hydromotorů. Vozidlo zrychluje. V této fázi je řízen pouze hydrogenerátor, na hydromotorech je nastaven konstantní maximální geometrický objem řídicí veličinou $\beta_2 = 1$. Po dosažení β_1 hodnoty přibližně 0,7 je dosaženo hodnoty žádaného teoretického výkonu P^* a momentu M_{SM}^* hydrostatického převodu. Tlak začíná klesat, omezovač tlaku se vypíná a řídicí veličina je nastavována tak, aby byl žádaný teoretický moment spalovacího motoru M_{SM}^* udržován na konstantní hodnotě dle vztahu (5). Tím je udržován i výkon spalovacího motoru P^* na konstantní žádané hodnotě. Po vyčerpání regulační schopnosti hydrogenerátoru pohon přechází do sekundární regulace, kdy jsou řízeny oba hydromotory. To nastává v čase přibližně 12,5 s, kdy β_1 dosáhne maximální hodnoty $\beta_1 = 1$. V tento okamžik se zapíná sekundární regulace, která udržuje tlak v systému na

předepsané hodnotě p_{min}^* tak, že nastavuje řídicí veličinu β_2 obou hydromotorů. Hnací moment hydromotorů s narůstající rychlostí vozidla klesá, hydrostatický převod je řízen na konstantní výkon.

Na obr 12. byla simulována reakce pohonu na zvýšení jízdního odporu vozidla, tj. například při vjezdu vozidla do stoupání. Po rozjezdu vozidla je ve 20. sekundě vyvozen skok zatížení vozidla konstantní silou 15 kN, která odpovídá momentu přibližně 1000 Nm na hydromotorech. Vozidlo začne zpomalovat. Regulátor sekundární regulace zvyšuje řídicí veličinu β_2 za účelem udržení tlaku na hodnotě p_{min}^* . V čase cca 27 s dosáhne β_2 maximální hodnoty $\beta_2 = 1$ a dojde k aktivaci primární regulace, která začne řídit β_1 tak, aby byl udržován teoretický moment M_{SM} spalovacího motoru a hydrogenerátoru na konstantní žádané hodnotě M_{SM}^* podle vztahu (5). Geometrický objem β_1 se postupně snižuje, vozidlo zpomaluje. Moment hydromotorů se pozvolna zvyšuje. V simulaci bylo ve 40. sekundě externí zatížení 15 kN skokově vypnuto. Vozidlo opět zrychluje, primární regulace přechází ve 42. sekundě do sekundární, tlak je regulován na žádanou hodnotu. Přechody mezi primární a sekundární regulací jsou plynulé. Přechod je realizován s hysterezí. Primární regulace je aktivní stále, sekundární regulace se aktivuje pokud β_1 vzroste nad hodnotu $\beta_1 = 0,9$ a deaktivuje se pokud β_1 klesne pod hodnotu $\beta_1 = 0,85$.

VI. HW ŘEŠENÍ ŘÍDICÍHO SYSTÉMU

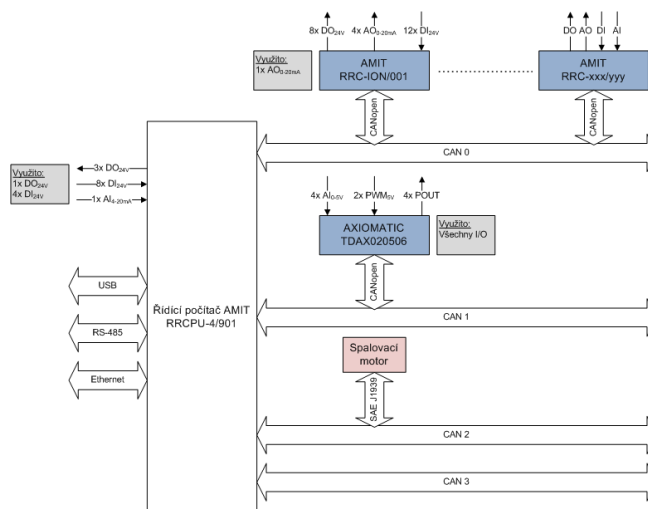
Při specifikaci HW řídicího systému byl kladen důraz zejména na splnění těchto požadavků:

- HW provedení řídicího systému musí vyhovět požadavkům odpovídajících norem pro drážní zařízení, zejména se jedná o normu ČSN EN 50155 – Elektronická zařízení drážních vozidel [1]
- HW řídicího systému musí být uživatelsky orientovaný, tzn. jeho výrobce musí dodávat odpovídající vývojovou, knihovni a diagnostickou SW podporu
- je preferována stovebnicová koncepce, která umožní přizpůsobení HW konkrétní aplikaci
- dostupnost řídicího systému
- dobrá dostupnost technické a servisní podpory
- reference v drážních aplikacích
- přijatelná cena

Po provedení průzkumu nabídky trhu byl zvolen modulární řídicí systém od firmy AMiT [9]. V nejjednodušší konfiguraci je řídicí systém tvořen centrální procesorovou jednotkou a periferními vstupně výstupními moduly. Komunikace mezi centrální procesorovou jednotkou, vstupně výstupními moduly a případnými dalšími perifériemi se uskutečňuje prostřednictvím linek CAN OPEN. V případě aplikace na MUV 74 není linka CAN OPEN použita jen pro komunikaci s řídicí jednotkou spalovacího motoru, kde se standardně používá protokol SAE J1939.

Úkolem řídicího systému je zpracování vstupních signálů a aktivace akčních členů prostřednictvím výstupních signálů. Mezi klíčové vstupní signály patří výstupy čidel otáček náprav vozidla, výstupy čidel tlaku hydraulického okruhu a výstupy zadávacích prvků na panelu strojvedoucího – páka pro zadávání požadovaného výkonu a volič směru jízdy. Ke klíčovým výstupním signálům patří řídicí proudy proporcionálních ventilů určující aktuální geometrický objem

hydrogenerátoru a hydromotorů a signál pro zadávání otáček spalovacího motoru.

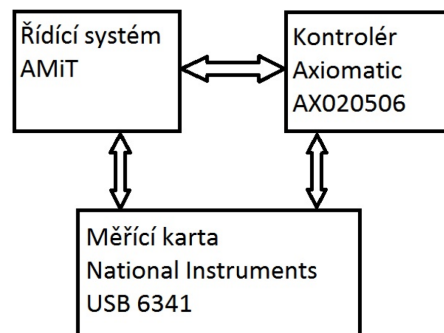


Obr. 13 Struktura HW řídicího systému

Na úrovni řídicího systému AMiT nebyl řešitelný problém generování proudů pro proporcionální ventily v hodnotách řádově jednotek A. Pro tuto funkci byl specifikován speciální modul Axiomatic [10], který komunikuje s centrálním procesorovým modulem po lince CAN a kromě řízení proporcionálních ventilů jsou u něj využity čítačové vstupy pro vstup signálů z čidel otáček náprav vozidla.

Na obr. 13 je uvedena bloková struktura HW části řídicího systému vozidla MUV 74.

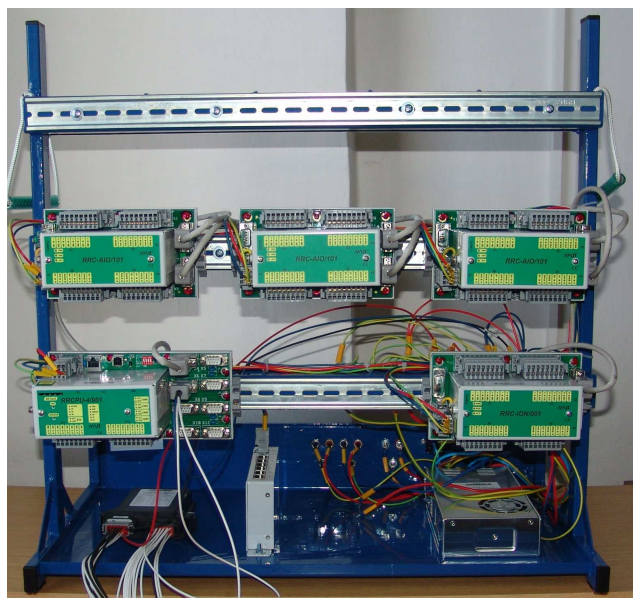
Pro efektivní vývoj řídicího SW pro drážní aplikace dodává firma AMiT SW podporu. Jedná se zejména o knihovni moduly, konfigurační SW a SW pro vizualizaci procesů v centrálním procesorovém modulu [12].



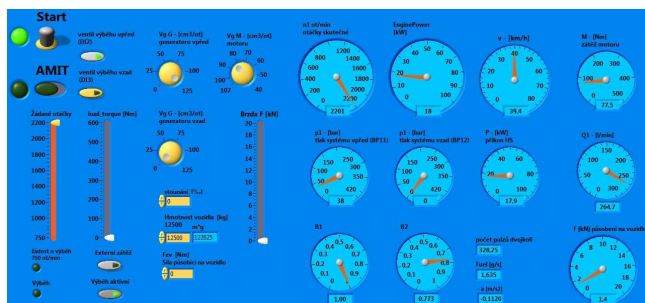
Obr. 14 Blokové schéma sestavy pro ladění SW řídicího systému pomocí modelu v PC s laboratorní kartou

Pro zefektivnění vývoje aplikačního SW a minimalizaci nákladných zkoušek přímo na vozidle bylo na Univerzitě Pardubice vybudováno pracoviště s reálným modelem řídicího systému a SW a HW simulační částí, která v reálném čase modeluje chování technologií vozidla. Laboratorní model řídicího systému je vybaven moduly stovebnicového řídicího systému AMiT, modulem Axiomatic, zdrojovou částí a interfejsovými obvody. On-line model hydrostatického přenosu výkonu a dalších částí technologie vozidla je prováděn v PC. Tento model je implementován v prostředí LabView a HW rozhraní pro připojení řídicího systému AMiT je realizováno měřicí kartou NI USB6341. Přes tuto kartu se přenášejí veškeré informace mezi řídicím systémem AMiT a PC modelem technologie se stejnou

strukturou signálů jako na reálném vozidle MUV 74. V optimálním případě pracuje řídicí systém AMiT ve stejných podmínkách jako na reálném vozidle. Filozofie sestavy pro ladění SW řídicího systému s využitím PC modelu technologie vozidla s měřicí kartou je zřejmá z obr. 14. Na obr. 15 je snímek laboratorního modelu řídicího systému AMiT s modulem Axiomatic. Na obr. 16 je diagnostický a ovládací panel simulačního modelu technologie vozidla s hydrostatickým přenosem výkonu, který je vytvořen v prostředí LabView.



Obr. 15 Laboratorní provedení řídicího systému vozidla MUV 74



Obr. 16 Diagnostický a ovládací panel modelu technologie vozidla

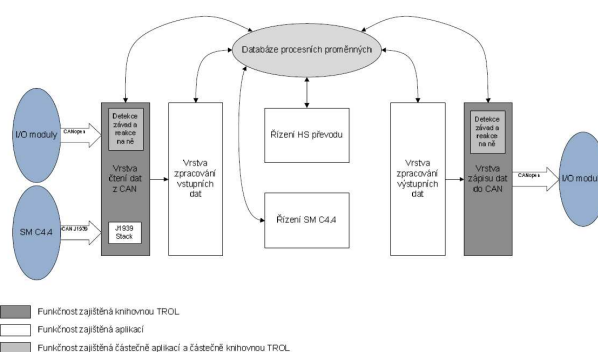
VII. VÝVOJ PROGRAMOVÉHO VYBAVENÍ PRO ŘÍDÍCÍ SYSTÉM

Aplikační SW pro řízení hydrostatického přenosu výkonu pro vozidlo MUV 74 je tvořen v jazyce C++. Koncepce aplikačního SW je založena na objektově orientovaném programování. V souladu s legislativními požadavky na SW pro drážní aplikace je uplatňována důsledná modularita aplikačního SW. Při tvorbě SW jsou preferovány techniky podle standardu MISRA. Filozofie programu je ve významné míře formována SW programovou podporou firmy AMiT. Jedná se zejména o knihovny TROL s funkcemi pro obsluhu vstupů a výstupů, komunikace po sběrnících a diagnostiku, dále program TrolDatGen pro konfiguraci aplikace a program TrolView pro ladění a diagnostiku aplikace. Knihovny TROL podporují komunikace po lince CAN OPEN, nepodporují však komunikace po lince CAN J1939, která je použita pro přenos diagnostických informací od spalovacího motoru. Knihovny pro tuto komunikaci jsou

proto vyvíjeny v rámci vývoje aplikačního programu. V kontextu s koncepcí podpurných SW prostředků si všechny části aplikace předávají informace prostřednictvím tzv. procesních proměnných. Filozofie struktury procesních proměnných má přímou vazbu na SW ladící podporu TrolView.

Pro zvýšení přehlednosti funkcí SW a související dokumentace jsou veškeré funkčnosti programu uspořádány do tzv. případů užití. Ty definují detailním způsobem funkčnosti, vstupní a výstupní podmínky a obsahují seznam kroků, které jednotlivé případy užití vykonají. Základními případy užití jsou například procesy při navolení výkonu strojvedoucím, přechod do malého nebo velkého výběhu, navolení směru jízdy, přechod do nouzového režimu a další.

Funkčnosti programu jsou zajišťovány buď aplikačním programem, nebo knihovnou TROL nebo kombinací obou případů. Architektura SW, členění funkčností a význam procesních proměnných jsou zřejmé z obr. 17.



Obr. 17 Architektura SW pro řízení vozidla MUV 74

Pro tvorbu algoritmů řízení, pro komunikaci mezi členy vývojového týmu, pro zpřehlednění ověřovacích procesů SW a pro účely tvorby dokumentace se při vývoji SW využívá prostředků dle standardu UML [3].

VIII. LEGISLATIVNÍ OTÁZKY A TVORBA DOKUMENTACE

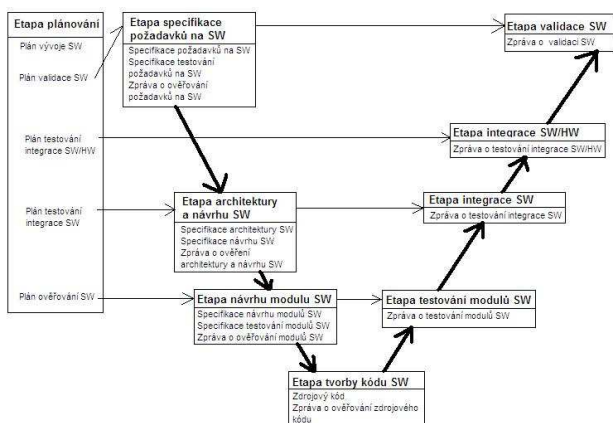
Aplikační SW pro řízení hydrostatického přenosu výkonu na vozidle MUV 74 spadá do kategorie SW pro drážní aplikace. V této oblasti jsou podmínky celého životního cyklu SW, tedy od definování požadavků na systém a SW přes návrh, vývoj a testování SW, integrování SW do HW, ověřování a validaci SW až po údržbu SW, striktně vymezeny legislativou. To je vynuceno enormními požadavky na bezpečnost železničního provozu.

Základním dokumentem je v tomto případě norma ČSN EN 50128 - Drážní zařízení – Sdělovací a zabezpečovací systémy a systémy zpracování dat – Software pro drážní řídicí a ochranné systémy [2]. Základní principy metod vývoje SW, které norma požaduje, jsou zejména návrh shora dolů, modularita, ověřování každé etapy životního cyklu, jasná dokumentace a validační testování.

V závislosti na požadované míře bezpečnostních ukazatelů SW rozlišuje norma 5 úrovní integrity bezpečnosti (SIL0-4). Nejvyšší úroveň je požadována u zabezpečovací techniky. Aby měl systém určitou úroveň SIL, musí tuto úroveň splňovat všechny jeho součásti na HW i SW úrovni včetně podpurných vývojových SW prostředků. Z hlediska úrovně SIL byla při vývoji řídicího SW na Univerzitě Pardubice pro vozidlo MUV 74 zvolena strategie, kdy budou SW a související dokumentace koncipovány v maximální

možné míře v souladu s požadavky úrovně SIL 1,2. Vzhledem k současnému provedení HW a podpůrného SW vybavení v úrovni SILO není možno deklarovat u celého řídicího systému vyšší úroveň, než SILO. Koncipování aplikačního SW a dokumentace podle požadavků kladených na úroveň SIL 1,2 však vytvoří předpoklady pro snazší potenciální budoucí převedení celého systému na vyšší úroveň SIL. V současnosti, při úrovni řídicího systému SILO, je nutné veškeré bezpečnostní záležitosti řešit mimo SW, tedy zapojením elektrické části vozidla.

Norma ČSN EN 50128 definuje etapy životního cyklu SW a strukturu dokumentace SW pro drážní aplikace, která vzniká v jednotlivých etapách. Z těchto požadavků vychází i struktura dokumentace, která je vytvářena v rámci vývoje řídicího SW pro vozidlo MUV 74 na Univerzitě Pardubice. Etapy životního cyklu SW, které jsou zpracovávány na Univerzitě Pardubice a s nimi související dokumenty dokumentace jsou znázorněny na obr. 18 v tzv. V – diagramu. Vazby mezi etapami a dokumenty ve vstředním směru charakterizují časové návaznosti, vazby ve vodorovném směru odpovídají vztahům mezi návrhem a ověřováním v jednotlivých etapách vývoje SW. Norma rovněž určuje možnou kombinaci kompetencí pracovníků ve vývojovém týmu. Pro úroveň SIL1,2 není možné slučovat návrhové a ověřovací činnosti v jednom pracovníkovi.



Obr. 18 Etapy vývoje SW řešené na Univerzitě Pardubice a související dokumenty

IX. ZÁVĚR

Hydrostatické přenosy výkonu spalovacího motoru se používají typicky ve speciálních stavebních nebo zemědělských strojích, často pro pohon pracovních mechanismů. V těchto aplikacích se však nepoužívají ve spojení se zpětnovazební regulací, nastavování geometrických objemů hydrogenerátoru a hydromotorů β_1 a β_2 zde provádí obsluhující pracovník ručně, často nespojitě, v analogii s řazením převodových stupňů u mechanické převodovky. Optimalizace spotřeby paliva spalovacího motoru se neuskutečňuje vůbec, motor často pracuje stále při maximálních otáčkách.

Použití hydrostatického přenosu výkonu na kolejovém vozidle není běžné, avšak v případě speciálních vozidel, jako je MUV 74, je výhodné vzhledem k malému objemu hydraulických komponent, relativně dobré účinnosti a možnosti optimalizace spotřeby paliva spalovacího motoru. Požadavek na sjednocení ovládní vozidla MUV 74 se standardem u diesellových lokomotiv, kdy strojvedoucí zadává požadovanou hodnotu trakčního výkonu, vedl

k potřebě vývoje systému automatické primární a sekundární regulace s plynulými vzájemnými přechody a řešením dalších specifických stavů, např. omezení rychlosti, součinnost s pracovními mechanismy vozidla, řešení výběhů.

Systém regulace, navržený a vyvíjený na Univerzitě Pardubice, je v současné době ověřen simulačně a připravují se zkoušky na reálném vozidle. Tyto zkoušky jsou plánovány v druhém pololetí roku 2012. V případě úspěšnosti řešení počítá firma CZ LOKO s nasazováním tohoto systému na dalších speciálních vozidlech.

X. PODĚKOVÁNÍ

Tento příspěvek vznikl za podpory projektu MPO TIP FR-TI3/681 Výzkum a vývoj nadřazeného řízení lokomotiv.

XI. LITERATURA

- [1] ČSN EN 50 155 – Elektronická zařízení drážních vozidel
- [2] ČSN EN 50 128 – Drážní zařízení - Sdělovací a zabezpečovací systémy a systémy zpracování dat – Software pro drážní, řídicí a ochranné systémy
- [3] KANISOVÁ, H., MÜLLER, M., UML srozumitelně. Vydání druhé, Computer Press, Brno, 2006. ISBN 80-251-1083-4
- [4] KOREIS, Josef, KOREISOVÁ, Gabriela. optimalizace primární výkonové regulace. Konference „Riadenie tekutinových systémov“ Hydropneutech s.r.o., Tatranská Štrba, 9/2002.
- [5] Kolektiv autorů, Řídicí systém kolejového vozidla a jeho vybraných technologií, Roční zpráva k řešení projektu MPO TIP FR-TI3/681 Výzkum a vývoj nadřazeného řízení lokomotiv, Univerzita Pardubice 2011
- [6] GUZZELLA, Lino, ONDER, Christopher. Introduction to Modeling and Control of Internal Combustion Engine Systems. Germany : Springer Verlag, 2004. 300 s. ISBN 978-3-540-22274-3
- [7] HEYWOOD, John, B. Internal combustion engines fundamentals. England : McGraw-Hill, 1988. 930 s. ISBN 0-07-028637-X
- [8] BEROUN, Stanislav. Vozidlové motory. Technická univerzita v Liberci, fakulta strojní, studijní texty k předmětu „Motorová vozidla“. Liberec
- [9] Firemní literatura AMiT
- [10] Firemní literatura Axiomatic
- [11] Firemní literature CZ LOKO
- [12] Příručky uživatele a programátorské příručky ke knihovně TROL, programům TrolDatGen a TrolView od firmy AMIT
- [13] KOREIS, Josef. Hydraulické systémy mobilných strojov. Žilina: Hydropneutech s.r.o., 1999. ISBN 80-968084-2-7.

Study of Sine Filter High – frequency Losses

J. Chyský, M. Novák, J. Novák

Abstract The paper presents sources and determination quantities of high frequency losses in iron magnetic circuit in sine filters reactors. These filters are connected in L-element. These filters are determined for high quality elimination of negative effects in circuits, where device with pulse width modulation are connected. Here are presented calculations and experimental methods for determination of these losses.

Keywords Sine filter, pulse width modulation, high harmonic parts, ferromagnetic losses, eddy currents

I. ÚVOD

S ROZVOJEM techniky výkonových polovodičových měničů se v elektrotechnických systémech uplatňuje stále větší množství zařízení, která pracují se spínacími tranzistory a se šířkově pulsní modulací (PWM). I když šířkově pulsní modulace na základě svého principu významně ohraničuje harmonické spektrum proudů a napětí, je při ní stále platná skutečnost, že jsou při ní průběhy napětí tvořeny sledem obdélníkových pulsů s velmi strmými hranami – až 5000V/ μ s. Při sinusové šířkově pulsní modulaci přispívají k příznivému, mnohdy téměř sinusovému, průběhu proudu indukčnosti obvodu.

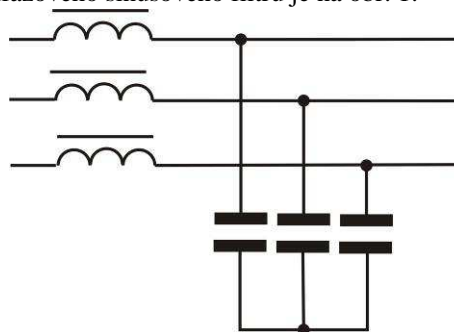
Negativní vlivy měničů s výkonovými spínacími tranzistory se projevují na vstupní i výstupní straně zařízení. Jedná se o řadu vlivů, mezi nejvýznamnějšími lze jmenovat možné galvanické, induktivní, kapacitní a radiové rušení okolních elektronických zařízení, akustické vlivy, přídavné ztráty, v případě vedení s délkou větší než přibližně 10m možnost vzniku vlnových jevů na vedení spojených se vznikem nebezpečných přepětí, deformace průběhů napětí sítě, zhoršení účinníku a činitele výkonu (opravdového účinníku) a další vlivy, související často s aktuální aplikací.

Vzhledem k rostoucímu množství a výkonům využívaných zařízení se spínacími tranzistory narůstá potřeba co nejdokonalejší eliminace rušivých vlivů těchto zařízení. Nejjednodušší a přitom účinné je odrušení pomocí pasivních prvků. V této kategorii jsou k dispozici tři skupiny odrušovacích prostředků: tlumivky, filtry du/dt a sinusové filtry. Sériově řazené tlumivky představují zvýšenou impedanci pro vyšší harmonické složky proudu a jsou nejjednodušším odrušovacím prostředkem. Snižují obsah harmonických složek zejména v průběhu proudu. Filtry du/dt jsou tvořeny LC články. Jejich impedance není

taková, aby zcela eliminovaly vyšší harmonické složky napětí a proudu, ale výrazně omezují strmosti nárůstu a poklesu napětí a tím zamezují vzniku přepětíových špiček.

Nejdokonalejším pasivním prvkem pro odstínění vlivu zařízení pracujících se spínacími tranzistory, jsou sinusové filtry. Požadavky na slučitelnost velkého počtu zařízení se spínacími tranzistory si vynucují použití sinusových filtrů ve stále větším počtu případů. Při odrušování síťové strany zařízení se sinusové filtry používají například ve spojení s elektrickými rekuperačními pohony, které jsou vybaveny vstupním pulsním usměrňovačem, nebo ve spojení se síťovými střídači fotovoltaických zdrojů. V souvislosti s rozvojem elektromobility nabývá na významu použití sinusových filtrů na síťové straně nabíječek pro elektromobily. Příkladem použití sinusových filtrů na výstupní straně jsou elektrické frekvenčně řízené pohony, kde se filtr připojuje na výstup frekvenčního měniče v případě použití dlouhého přívodního kabelu k motoru.

Sinusové filtry jsou nejčastěji zapojeny jako LC L-články, v třífázovém provedení se zapojením kondenzátorů do hvězdy nebo do trojúhelníka. Příklad zapojení třífázového sinusového filtru je na obr. 1.



Obr. 1 Zapojení třífázového sinusového filtru

Sinusové filtry se vždy připojují k zařízení se spínacími tranzistory stranou tlumivek. Zatímco pro základní harmonickou představují kondenzátory značnou impedanci, pro vyšší harmonické s řádově vyšší frekvencí představují prakticky zkrat. Vzhledem k nutnosti dostatečného zvýšení impedance pro vyšší harmonické složky proudu jsou u sinusových filtrů použity tlumivky na železném jádře.

Odrušovací účinky sinusových filtrů jsou velmi významné, z napětí formovaného šířkově pulsní modulací vytvoří prakticky čistě sinusový průběh. Sinusové filtry se dodávají pro široký rozsah proudů, přibližně od 1A do jednotek kA. Při použití sinusových filtrů je však nutno uvážit i následující negativní skutečnosti:

- nezanedbatelné rozměry
- nezanedbatelná hmotnost
- úbytek napětí na filtru až 10%
- cena
- vznik ztrátového výkonu.

Ztrátový výkon sinusového filtru je dán především

J. Chyský is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech republic (e-mail:Jan.Chysky@fs.cvut.cz).

M. Novak is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech republic (e-mail:Martin.Novak2@fs.cvut.cz).

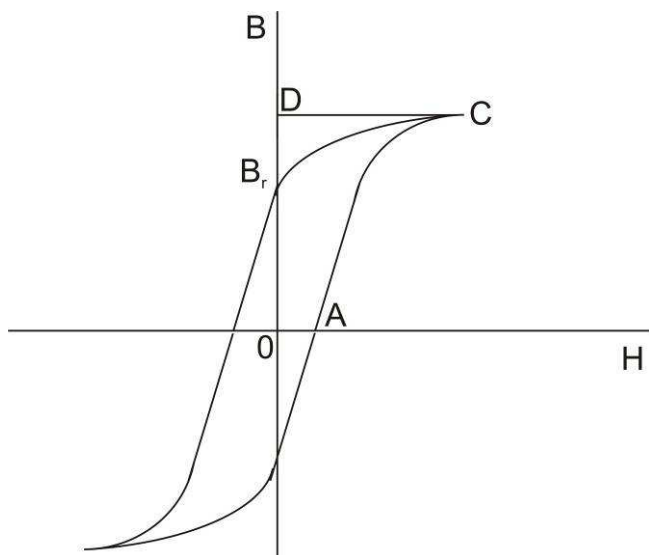
J. Novak is with Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Prague, Czech republic (e-mail:Jaroslav.Novak@fs.cvut.cz).

ztrátami v železném magnetickém obvodu tlumivek. Na těchto ztrátách se podílejí nejvýrazněji složky frekvencí odvozené od spínací frekvence šířkově pulsní modulače. U filtrů pro proudy řádově stovek A nabývají tyto ztráty velikosti až stovek W. Takovýto ztrátový výkon jednak ovlivňuje celkovou účinnost zařízení, ale zejména je s ním nutno počítat v celkové tepelné bilanci zařízení. To komplikuje problematiku odvodu ztrátového tepla.

II. PROBLEMATIKA ZTRÁT VE FEROMAGNETIKU

Při studiu otázky ztrát ve feromagnetickém jádře sinusových filtrů, které jsou způsobeny vyššími harmonickými složkami proudu, se vychází ze standardních postupů [1]. Ztráty ve feromagnetickém materiálu se dělí na ztráty hysterezní a ztráty vířivými proudy.

Hysterezní ztráty jsou dány výkonem, který je nutný dodat do obvodu pro překonání magnetické paměti feromagnetického materiálu při průchodu střídavého magnetického toku. Velikost hysterezních ztrát je spojena s průběhem statické hysterezní smyčky jako závislosti magnetické indukce B na intenzitě magnetického pole H – obr. 2.



Obr. 2 Hysterezní smyčka feromagnetického materiálu

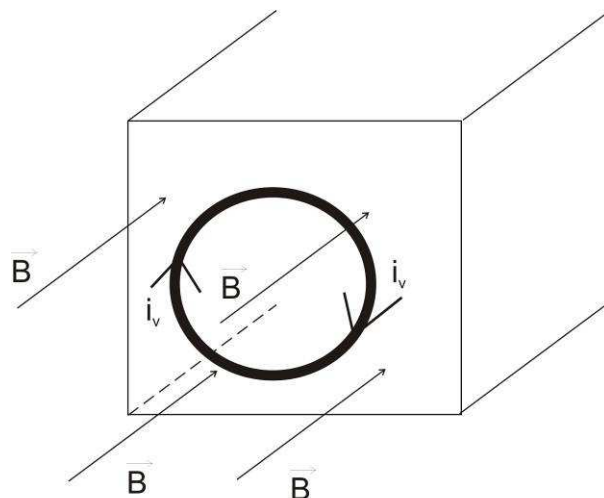
Při magnetování materiálu od nulové hodnoty magnetické indukce B z bodu A na obr. 2 do maximální hodnoty magnetické indukce B v bodě C se do jednotky objemu dodá energie daná plochou OACD. Při odmagnetování na hodnotu remanentní indukce B_r se do elektrického zdroje vrátí energie daná plochou CDB_r. Rozdíl těchto dvou ploch, tedy plocha OACB_r, je úměrný energii, která se přemění na ztrátové teplo. Za jednu periodu proudu se na teplo přemění energie úměrná ploše statické hysterezní smyčky:

$$W_H = \int H \cdot dB \quad (1)$$

Podle [1] jsou hysterezní ztráty úměrné 1,4 až 1,8 mocnině magnetické indukce, v oblasti nasycení až druhé mocnině magnetické indukce. Z výše uvedených skutečností vyplývá, že hysterezní ztráty jsou zároveň úměrné první mocnině frekvence.

Druhou složkou jsou ztráty vířivými proudy. Vířivé

proudy jsou vyvolány indukovaním napětí časově proměnným magnetickým tokem ve feromagnetiku. Zde se vířivé proudy uzavírají prakticky dokrátka a jejich směr je kolmý na magnetickou indukci, která je vybudila. Situaci znázorňuje obr. 3.



Obr. 3 Směr průchodu vířivých proudů ve feromagnetiku

Podle Faradayova indukčního zákona jsou napětí indukovaná časově proměnným magnetickým tokem úměrná první mocnině magnetického toku a první mocnině frekvence. Podle Ohmova zákona je velikost vířivých proudů úměrná první mocnině indukovaného napětí. Vzhledem k závislosti ztrát v rezistoru na druhé mocnině protékajícího proudu, jsou ztráty vířivými proudy ve feromagnetiku úměrné druhé mocnině magnetického toku, resp. magnetické indukce a druhé mocnině frekvence.

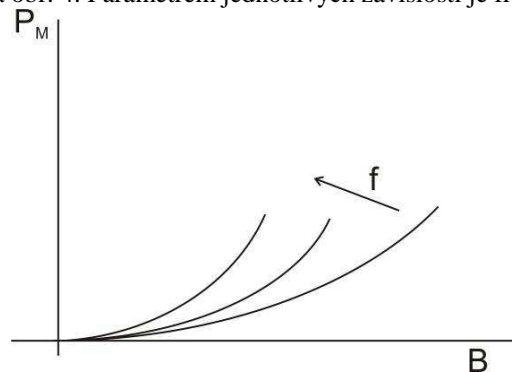
Na základě výše uvedených úvah lze pro celkové ztráty ve feromagnetiku psát následující přibližný vztah:

$$P_M \approx (k_H \cdot f^{1,4 \text{ až } 1,8} + k_V \cdot f^2) \cdot B^2 \quad (2)$$

Ve výše uvedeném vztahu je k_H konstantou udávající vliv hysterezních ztrát, k_V je konstanta udávající vliv ztrát vířivými proudy. Velikost obou konstant je dána geometrickými rozměry, hmotností a materiálem feromagnetika. Vztah (2) se někdy uvádí ve zjednodušené formě. Jedná se o tzv. Steinmetzův vztah:

$$P_M \approx k \cdot B^2 \cdot f^{1,5 \text{ až } 2} \quad (3)$$

Velikost konstanty k ve výše uvedeném vztahu je opět dána hmotností, rozměry a materiálem feromagnetika. Závislost ztrát ve feromagnetiku na magnetické indukci je na obr. 4. Parametrem jednotlivých závislostí je frekvence.



Obr. 4 Průběh závislostí ztrát ve feromagnetiku na magnetické indukci

III. URČENÍ ZTRÁT V JÁDŘE SINUSOVÉHO FILTRU VÝPOČTEM

V následujících odstavcích bude uveden jeden z možných jednoduchých, částečně empirických, postupů pro výpočet ztrát v jádře tlumivky sinusového filtru.

Ze vztahů (2) a (3) plyne, že pro určení ztrát v jádře sinusového filtru je nutné vycházet z hodnoty magnetické indukce, frekvence a z materiálových vlastností feromagnetika, tj. v podstatě z jeho měrných ztrát. Tyto měrné ztráty jsou však frekvenčně závislé – mocnina frekvence při výpočtu ztrát ve feromagnetiku není podle (2) a (3) jednoznačně dána a proto je nutné jejich odpovídající hodnotu zjišťovat zvlášť pro nejvýznamnější frekvence, které se ve spektru proudu filtru vyskytují.

Závislost ztrát ve feromagnetiku na magnetické indukci je kvadratická. Magnetická indukce závisí v nenasycené oblasti na intenzitě magnetického pole, ta je závislá na proudu tlumivky filtru. Proto se při výpočetní metodě postupuje tak, že se měřením určí měrné ztráty na významných frekvencích při určitém proudu. Poté se tyto ztráty přepočtou podle reálné velikosti příslušné harmonické složky proudu s kvadrátem tohoto proudu a po součtu ztrát na všech harmonických složkách a vynásobení počtem fází filtru získáváme celkovou hodnotu ztrát.

Prvním úkolem je určit významné frekvence, na kterých vzniká dominantní část ztrát ve feromagnetickém jádře tlumivky sinusového filtru. Celkově lze frekvence, vyskytující se ve spektru proudu filtru připojeného k měnič pracujícím se šířkově pulsní modulací, rozdělit na frekvenci základní – první - harmonické proudu a frekvence odvozené od šířkově pulsní modulace. V běžných aplikacích se frekvence základní harmonické proudu pohybují v hodnotách desítek Hz, frekvence šířkově pulsní modulace se u běžných IGBT měničů pohybují v rozsahu od jednotek kHz do přibližně 20 kHz. Vzhledem k výrazné závislosti ztrát ve feromagnetiku na frekvenci podle (2) a (3) a vzhledem k řádově vyšším hodnotám frekvencí odvozených od šířkově pulsní modulace oproti frekvenci základní harmonické, se pro účely této publikace orientujeme jen na problematiku ztrát způsobených frekvencemi odvozenými od frekvence šířkově pulsní modulace. Ztráty ve feromagnetiku od základní harmonické složky proudu, nejčastěji s frekvencí 50Hz, lze určit standardními postupy, které vycházejí z technických parametrů materiálu jádra tlumivky. Navíc ztráty v jádře, způsobené základní harmonickou proudu, jsou, na rozdíl od ztrát způsobených frekvencemi odvozenými od šířkově pulsní modulace, závislé na zatížení, tj. na velikosti efektivní hodnoty první harmonické proudu.

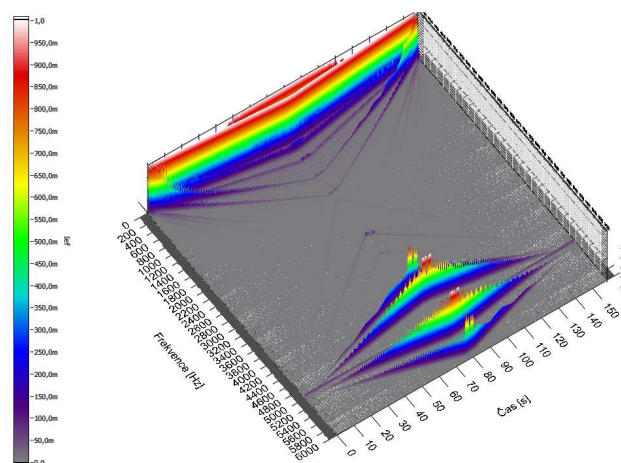
Je-li třeba určit významné frekvence vyšších harmonických složek proudu cívky, která spolupracuje s měničem pracujícím se šířkově pulsní modulací, je první myšlenkou orientace na frekvenci šířkově pulsní modulace, případně na její násobky. Tento postup však zcela přesně nevystihuje situaci. Ukazuje se, že filtruje-li tlumivka průběh střídavého proudu generovaného měničem, který je dán první harmonickou a vyššími harmonickými vyvolanými šířkově pulsní modulací, uplatňují se ve frekvenčním spektru tohoto proudu obecně násobky frekvence šířkově pulsní modulace v součtech a rozdílech s frekvencemi základní harmonické. Frekvence složek proudu, které se uplatňují, lze vyjádřit následujícími vztahy:

$$f_i = k \cdot f_{PWM} \pm 2 \cdot l \cdot f_1 \quad (4)$$

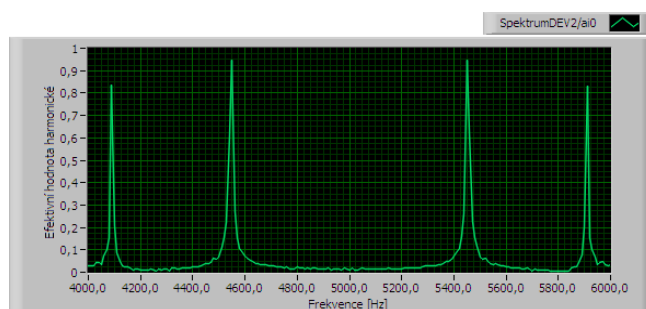
pro liché násobky frekvence šířkově pulsní modulace f_{PWM} ($k=1, 3, 5, \dots$), ($l=1, 2, 3, 4, \dots$). Pro sudé násobky f_{PWM} ($m=2, 4, 6, \dots$) mají frekvence vyšších harmonických složek hodnoty:

$$f_i = m \cdot f_{PWM} \pm (2 \cdot n + 1) \cdot f_1 \quad (5)$$

Ve vztahu (5) je $n=0, 1, 2, 3, \dots$, ve vztazích (4) a (5) je f_1 frekvence 1. harmonické proudu. Ze vztahů (4) a (5) je tedy zřejmé, že frekvence vyšších harmonických odvozené od frekvence šířkově pulsní modulace f_i jsou dány součty resp. rozdíly lichých násobků frekvence šířkově pulsní modulace se sudými násobky frekvence základní harmonické a součty resp. rozdíly sudých násobků frekvence šířkově pulsní modulace s lichými násobky frekvence základní harmonické. Například pro $f_1=50\text{Hz}$ a $f_{PWM}=6\text{kHz}$ budou mít tedy vyšší harmonické složky proudu filtru odvozené od frekvence šířkově pulsní modulace tyto hodnoty: $6\text{kHz} \pm 100\text{Hz}$, $6\text{kHz} \pm 200\text{Hz}$, $6\text{kHz} \pm 300\text{Hz}, \dots$, $12\text{kHz} \pm 50\text{Hz}$, $12\text{kHz} \pm 150\text{Hz}$, $12\text{kHz} \pm 250\text{Hz}, \dots$, $18\text{kHz} \pm 100\text{Hz}$, $8\text{kHz} \pm 200\text{Hz}$, $18\text{kHz} \pm 300\text{Hz}, \dots$



Obr. 5 Spektrální mapa proudu frekvenčně řízeného pohonu při rozběhu a doběhu po frekvenční rampě



Obr. 6 Boční pásma frekvencí vyšších harmonických složek při $f_1=238\text{Hz}$

S rostoucím násobkem frekvence f_{PWM} se velikost harmonických složek proudů výrazně snižuje, stejně tak se výrazně snižuje velikost harmonických složek s rostoucím násobkem základní harmonické ve spojení s konkrétní frekvencí f_{PWM} . Pro praktický výpočet vysokofrekvenčních ztrát ve feromagnetiku zpravidla postačí se omezit na frekvence $f_{PWM} \pm 2f_1$ a $f_{PWM} \pm 4f_1$.

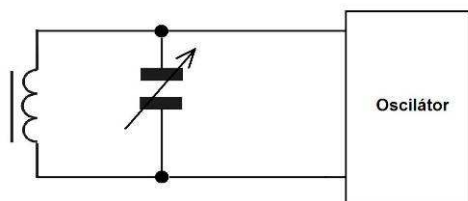
Vlastnosti harmonického spektra výstupního proudu měniče, který je filtrován indukčností, ilustrují obr. 5 a obr. 6. Na obr 5 je spektrální mapa proudu frekvenčně řízeného elektromotoru při jeho rozběhu po frekvenční rampě na

frekvenci 1. harmonické 238Hz a opětém doběhu po frekvenční rampě. Frekvence šířkově pulsní modulace při měření obr. 5 byla 5kHz. Na obrázku jsou zřetelná boční pásma k frekvenci 5 kHz, daná součtem a rozdílem této frekvence s násobky frekvence 1. harmonické.

Na obr. 6 je řez spektrální mapou z obr. 5 pro frekvenci základní harmonické 238Hz. Opět jsou zde vidět boční frekvence k frekvenci 5kHz, daná součtem a rozdílem této frekvence s frekvencemi 2x238Hz a 4x238Hz.

Více informací k této problematice lze nalézt v [2],[3].

Po určení frekvencí, ze kterých budou počítány vysokofrekvenční ztráty ve feromagnetickém jádře tlumivek sinusového filtru, je nutno určit měřením měrné ztráty platné pro tyto frekvence. Při měření se postupuje tak, že se na jádro z materiálu, ze kterého je i jádro studované tlumivky, navine cívka napájená z oscilátoru s nastavitelnou frekvencí. K této cívkce je doplněn kondenzátor s nastavitelnou kapacitou, obr. 7. Na oscilátoru se nastaví studovaná frekvence a kapacita kondenzátoru se naladí tak, aby se LC obvod dostal do rezonance. V tomto stavu protéká tlumivkou dostatečně velký proud, ze zdroje – oscilátoru – je však přitom odebírán pouze výkon potřebný pro krytí ztrát, které jsou dány ztrátami ve feromagnetiku na nastavené frekvenci. Zaznamená se hodnota příkonu rezonančního obvodu a hodnota proudu, který protéká tlumivkou. Tím se získá hodnota měrných ztrát pro danou frekvenci. Obdobná měření se opakují pro všechny frekvence, které mají být zohledněny při určování vysokofrekvenčních ztrát ve feromagnetiku.



Obr. 7 Měření měrných ztrát feromagnetického jádra

V dalším kroku je nutno pro vytipované frekvence určit velikosti harmonických složek proudu. Tento výpočet se provede podle vztahu:

$$I_i = \frac{U}{\sqrt{3} \cdot i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L \cdot 4} \quad (6)$$

Ve vztahu (6) je I_i efektivní hodnota i -té harmonické proudu tlumivky, L je indukčnost tlumivky, U je efektivní hodnota sdruženého výstupního napětí měniče a f_1 je frekvence první harmonické proudu tlumivky. Ztrátový výkon P_{Mi} jádra tlumivky se pro i -tou harmonickou složku proudu přepočte z hodnot získaných měřením měrného ztrátového výkonu podle vztahu:

$$P_{Mi} = p_{Mi} \cdot \frac{I_i^2}{I_{mi}^2} \quad (7)$$

Ve vztahu (7) je p_{Mi} hodnota poměrného ztrátového výkonu zjištěná při rezonančním měření a I_{mi} je proud vinutím tlumivky při rezonančním měření, při kterém byla zjištěna hodnota p_{mi} . Provádí-li se rezonanční měření přímo na aktuálním jádře tlumivky, není nutný další přepočet, jestliže je při rezonančním měření tvořeno jádro jen vzorkem feromagnetika, je nutno provést lineární přepočet

na objem resp. hmotnost jádra aktuální tlumivky.

Celková hodnota ztrátového výkonu P_M ve feromagnetiku od všech uvažovaných harmonických se určí součtem příspěvků od dílčích harmonických a zohledněním počtu fází filtru:

$$P_M = j \cdot \sum P_{Mi} \quad (8)$$

Ve vztahu (8) značí j počet fází filtru.

Jak bylo uvedeno výše, uvedený výpočet ztrátového výkonu jádra sinusového filtru, který je vyvolán frekvencemi spojenými se šířkově pulsní modulací, je zjednodušený, neboť se zpravidla omezuje pouze na několik málo frekvenčních složek proudu ($f_{PWM \pm 2f_1}$ a $f_{PWM \pm 4f_1}$). Navíc výpočet nezohledňuje vliv povrchového jevu (skinefekt). Složky ztrátového výkonu způsobené povrchovým jevem rostou s druhou mocninou frekvence. Přes uvedená zjednodušení však metoda poskytuje poměrně dobré výsledky, jak bude uvedeno níže při srovnání vypočtených a naměřených hodnot.

IV. MĚŘENÍ ZTRÁTOVÉHO VÝKONU JÁDRA REÁLNÉHO SINUSOVÉHO FILTRU

Pro ověření postupů určení vysokofrekvenčních ztrát ve feromagnetiku tlumivek sinusových filtrů byla na Ústavu přístrojové a řídicí techniky Fakulty strojní ČVUT v Praze provedena sada měření ztrátových výkonů na reálném filtru. Data filtru jsou následující:

Typ:	SKY3FSM130-400
Výrobce:	Skybergtech s.r.o.
Počet fází:	3
Zapojení:	L – článek (podle obr. 1)
Jádro:	složená C-jádra, práškové železo
Jmenovitý proud fáze:	130A
Jmenovité napětí:	3x400V
Min. frekvence PWM:	4kHz
Indukčnost jedné fáze:	0,47mH
Odpor jedné fáze:	0,93mΩ
Kapacita kondenzátorů:	65μF
Hmotnost:	53kg

Byla prováděna měření na dvou filtrech, které se lišily konstrukcí jádra. První filtr měl standardní provedení jádra, jádro druhého filtru bylo podélně rozděleno na dvě stejné části oddělené nevodivou vložkou. U tohoto řešení je předpoklad dosažení menšího ztrátového výkonu.

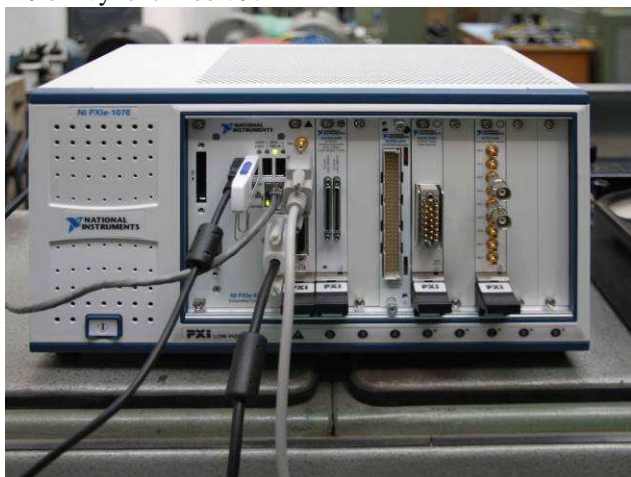
Při měření ztrátového výkonu byly vzorkovány průběhy proudu kondenzátoru a napětí tlumivky. Tato měření byla prováděna postupně ve všech fázích filtru. Cílem bylo zjištění ztrát v jádře vyššími harmonickými složkami proudu. Měřicí technologie byla tvořena frekvenčním měničem Sinamics, sinusovým filtrem a trojfázovým asynchronním motorem 5kW. Asynchronní motor byl při měření provozován ve stavu naprázdno, s proudem 5A. Při takto malém proudu vůči jmenovitému proudu filtru jsou zanedbatelné jak ztráty v jádře způsobené první harmonickou proudu, tak ztráty Jouleovy ve vinutí tlumivky. V případě potřeby kompletní bilance ztrát jsou tyto dvě složky jednoduše vyčíslitelné. Měřený příkon fází filtru v dané konfiguraci zohledňuje tedy prakticky pouze ztráty v jádře způsobené vyššími harmonickými složkami proudu. To je dáno navíc měření proudu nikoli na výstupu filtru, ale v kondenzátorech. Kondenzátory totiž představují

pro vyšší harmonické složky prakticky zkrat, takže tyto složky za sinusový filtr neprocházejí.

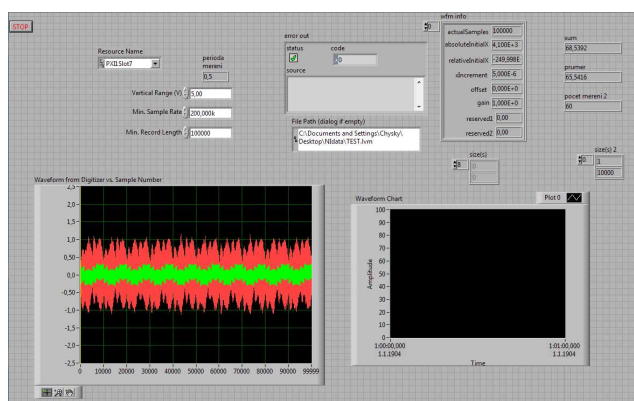
Na obr. 10 je schéma zapojení pracoviště při měření. Kromě sond napětí cívky filtru a proudu kondenzátoru jsou využity sondy proudu a napětí na výstupu filtru pro ověření časového průběhu těchto veličin.

Výstupy sond proudu a napětí jsou zavedeny do měřicí ústředny NI PXI na bázi PC – obr. 8, program pro měření a export naměřených dat do formátu .xls je vytvořen v prostředí LabView verze 2011 [4].

Pro snímání proudu byla použita proudová sonda s Hallovým snímačem Fluke i30S, pro snímání napětí diferenciální sonda Hameg HZ115. Vzorkovací frekvence byla nastavena na 200 kS/s délka záznamu 100 000 vzorků. Měření ztrátového výkonu probíhalo postupně v jednotlivých fázích. Program byl doplněn o blok, který počítá výkon jako průměrnou hodnotu z 60 měření během jedné minuty. Opakovatelnost měření je s rozptylem do 1%. Pro měření výkonu byly využity 2 kanály rychlého 12bitového digitizeru PXI-5105 se vzorkovací frekvencí na kanál 60 kS na modulu rychlých analogových vstupů. Měřené průběhy jsou zobrazovány v oknech na panelu pro měření výkonu – obr. 9.



Obr. 8 Čelní pohled na měřicí ústřednu



Obr. 9 Panel pro měření výkonu

Ztrátový výkon ve fázi filtru je vyhodnocován jako činný příkon dané fáze podle definice činného příkonu ze vztahu:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i \cdot dt \quad (9)$$

Při zpracování v číslicové formě přechází vztah (9) do

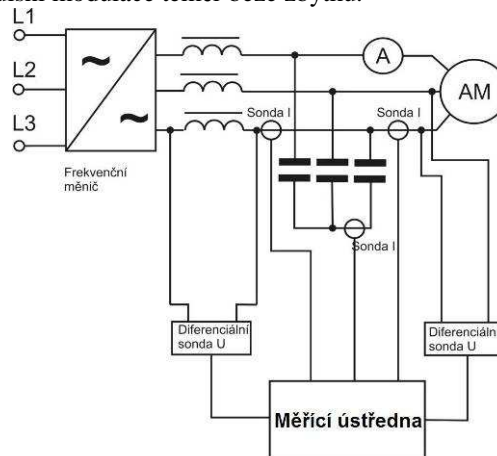
tvaru sumy:

$$P = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_i \cdot i_i \quad (10)$$

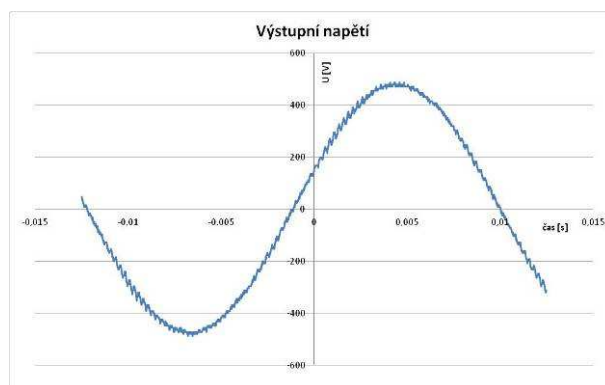
Ve vztahu (10) jsou u_i a i_i vzorky napětí tlumivky a proudu filtru a n je počet vzorků za výpočetní periodu.

Ztrátové příkony byly proměřovány pro hodnoty frekvence šířkově pulsní modulace 6, 8, 10 a 12 kHz, částečně také pro frekvenci 4kHz, která je z hlediska konstrukce filtru mezní.

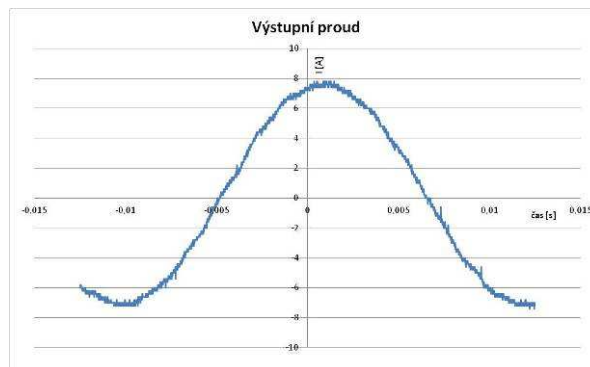
Pro ilustraci jsou na obrázcích 11 a 12 uvedeny průběhy výstupního napětí a proudu sinusového filtru. Z těchto průběhů je zřejmé, že sinusový filtr eliminuje vlivy šířkově pulsní modulace téměř beze zbytku.



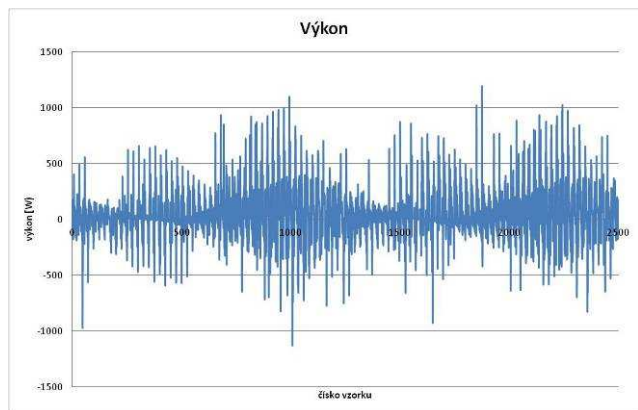
Obr. 10 Zapojení pracoviště při proměřování ztrát sinusového filtru



Obr. 11 Výstupní napětí sinusového filtru při f_{PWM} 4kHz a f_1 45Hz



Obr.12 Výstupní proud sinusového filtru při f_{PWM} 4kHz a f_1 45Hz



Obr. 13 Průběh okamžité hodnoty elektrického vysokofrekvenčního příkonu sinusového filtru

Na obr. 13 je znázorněn průběh okamžité hodnoty příkonu filtru daný součinem vzorků napětí na tlumivce a proudu kondenzátoru filtru. Z tohoto průběhu je vyčíslována hodnota ztrát podle vztahu (9) resp. (10).

V. NAMĚŘENÉ HODNOTY ZTRÁT

Ztrátové výkony sinusového filtru s neděleným jádrem i s děleným jádrem podle postupu uvedeného v předchozí kapitole byly proměřeny ve všech fázích. Celková hodnota ztrátového výkonu byla určena součtem dílčích výkonů ve všech fázích. Ve fázi filtru, která byla navinuta na prostředním sloupku jádra, byly ztráty vždy přibližně o 10% nižší. To koresponduje se skutečností, že indukčnost fáze na prostředním sloupku je vždy vyšší oproti indukčnostem fází na krajních sloupcích a v důsledku toho teče fází s větší indukčností menší proud.

V níže uvedených tabulkách I a II jsou pro frekvence šířkově pulsní modulače 6 až 12kHz uvedeny pro srovnání hodnoty celkového ztrátového výkonu filtru zjištěné výpočtem podle kapitoly III a měření podle kapitoly IV. V tabulce I jsou uvedeny hodnoty zjištěné pro filtr s neděleným jádrem, v tabulce II hodnoty pro filtr s děleným jádrem.

TABULKA I

SROVNÁNÍ NAMĚŘENÝCH A VYPOČTENÝCH ZTRÁT FILTRU S NEDĚLENÝM JÁDREM

6kHz		8kHz	
NAMĚŘENO	VYPOČTENO	NAMĚŘENO	VYPOČTENO
157	154	136	127
ODCHYLKA -2,1%		ODCHYLKA -7%	
10kHz		12kHz	
NAMĚŘENO	VYPOČTENO	NAMĚŘENO	VYPOČTENO
114	121	100	111
ODCHYLKA 7%		ODCHYLKA 11%	

TABULKA II

SROVNÁNÍ NAMĚŘENÝCH A VYPOČTENÝCH ZTRÁT FILTRU S DĚLENÝM JÁDREM

6kHz		8kHz	
NAMĚŘENO	VYPOČTENO	NAMĚŘENO	VYPOČTENO
146	146	110	114
ODCHYLKA 0%		ODCHYLKA 3%	
10kHz		12kHz	
NAMĚŘENO	VYPOČTENO	NAMĚŘENO	VYPOČTENO
99	102	92	94
ODCHYLKA 3%		ODCHYLKA 2%	

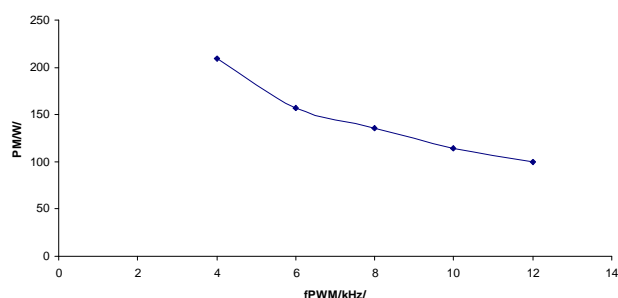
Všechna měření, jejichž výstupy jsou uvedené v

tabulkách I a II, probíhala na výše popsaném pracovišti při napájení trojfázového asynchronního motoru naprázdno s proudovým odběrem v tomto stavu 5A.

Z výše uvedených tabulek jsou zřejmé některé zásadní závěry. V první řadě lze konstatovat relativně dobrý soulad měření a výpočtů, s uvážením, že při výpočtu jde o maximálně zjednodušený postup a při měření se jedná o vzorkování pulsních napětí a proudů, výrazně formovaných frekvencemi vyšších harmonických složek. Přesné měření takovýchto průběhů je rovněž velmi obtížné. I vzhledem k předpokládaným nepřesnostem výpočtu a měření jsou výsledky v relaci a pouze ve dvou případech relativní chyby převyšují mírně 10%.

Další zajímavou skutečností je zjištění, že filtr s děleným jádrem vykazuje až o 10% nižší ztráty. To je dáno rozčleněním magnetického obvodu filtru na více částí a omezením vířivých proudů.

Z tabulek I a II je rovněž zřejmé, že ztráty v jádře filtru klesají s rostoucí frekvencí šířkově pulsní modulače. S rostoucí hodnotou této frekvence totiž roste impedance tlumivky pro frekvence odvozené od frekvence šířkově pulsní modulače, klesá tedy velikost vyšších harmonických složek proudu a tím i velikost magnetické indukce od těchto složek. Podle vztahů (4) a (5) závisí ztráty ve feromagnetiku na magnetické indukci kvadraticky, na frekvenci však s nižší mocninou. Proto při vzrůstu frekvence šířkově pulsní modulače převládá trend poklesu ztrát v jádře. Trend poklesu ztrát v jádře s rostoucí frekvencí je zachycen v grafu na obr. 14, který je vyneseno pro případ hodnot naměřených na filtru s neděleným jádrem.



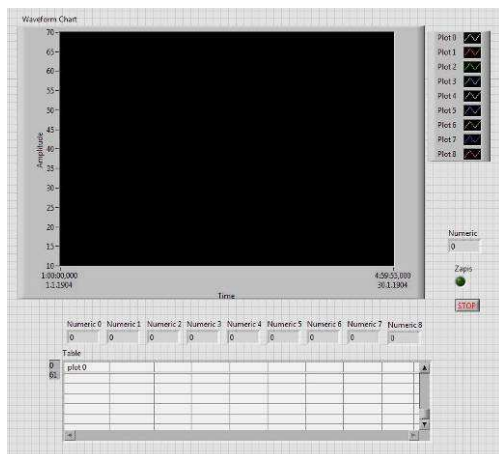
Obr. 14 Naměřená závislost ztrát jádra sinusového filtru na frekvenci šířkově pulsní modulače měniče

VI. URČENÍ ZTRÁT JÁDRA FILTRU Z OTEPLOVACÍ CHARAKTERISTIKY

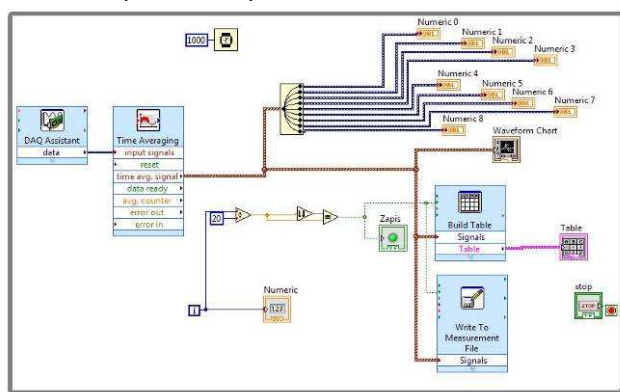
Ztráty v sinusovém filtru lze orientačně a velmi jednoduše zjistit prostřednictvím měření oteplovací charakteristiky tlumivky filtru. Na Ústavu přístrojové a řídicí techniky Fakulty strojní ČVUT v Praze byly proměřeny oteplovací charakteristiky filtrů specifikovaných v kapitole IV s neděleným a děleným jádrem. Byla měřena teplota jádra, teplota vinutí a teploty dalších konstrukčních částí. Pro určení ztrátového výkonu je klíčová teplota jádra, v níže uvedených obrázcích je ještě uvedena teplota vinutí.

Teploty byly měřeny pomocí termočlánků a jejich hodnoty byly automaticky digitalizovány ústřednou NI PXI se speciálními termočlánkovými vstupy. Pro měření oteplovací charakteristiky byla použita termočlánková 32vstupová jednotka PXIe4353 osazená 9 termočlánky typu T s interní kompenzací studeného konce. Měřicí ústředna byla využita i pro výše popsané měření ztrátového výkonu z elektrických veličin. Na obr. 15 je znázorněn panel

vytvořený v prostředí LabView pro měření oteplovací charakteristiky, na obr. 16 je odpovídající blokové schéma měření.



Obr. 15 Panel pro měření oteplovacích charakteristik

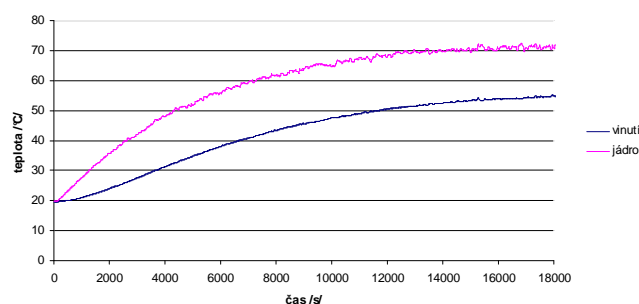


Obr. 16 Blokové schéma pro měření oteplovacích charakteristik

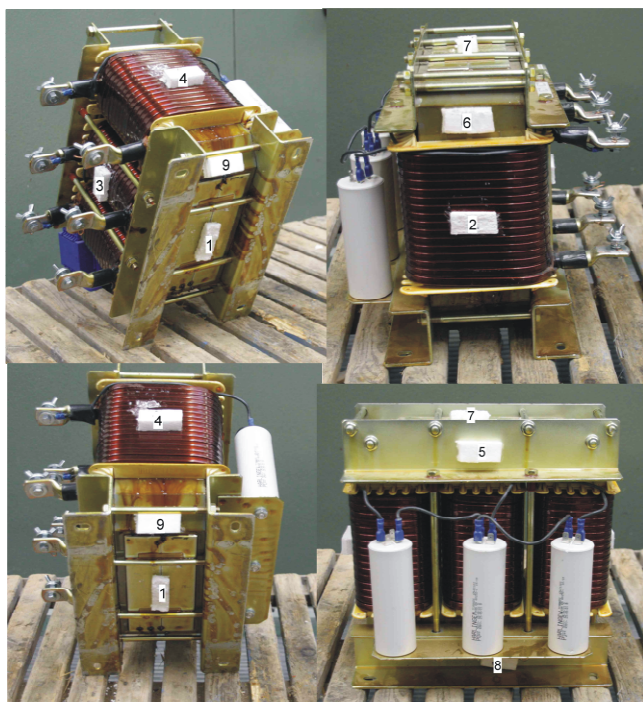
zapojení filtru na výstup frekvenčního měniče napájecího asynchronního motoru. Frekvence šířkově pulsní modulače měniče byla při měření oteplovacích charakteristik 4kHz. Stejně jako při měření ztrátových výkonů z elektrických veličin byl použit asynchronní motor 5kW ve stavu naprázdno. Motor odebíral proud 5A. Vzhledem k tomu, že tato hodnota proudu je přibližně jen 3,8% jmenovitého proudu filtru, jsou v tomto případě, stejně jako při vyhodnocování ztrát filtru z elektrických veličin, ztráty filtru dány prakticky jen magnetizačními ztrátami v jádře tlumivky filtru od vyšších harmonických složek proudu. Ztráty v jádře způsobené první harmonickou proudem filtru a Jouleovy ztráty jsou v tomto případě zanedbatelné.

Při měření oteplovacích charakteristik byly vzorky teploty snímány každých 20 s. Před uložením jsou naměřené hodnoty filtrovány jednoduchým filtrem typu dolní propust, který počítá klouzavý průměr z pěti posledních měření. Měření byla prováděna až do ustálení teploty. Na obr. 17 je znázorněn pohled na filtr s umístěním snímačů teploty.

Vyhodnocení ztrátového výkonu v tlumivce filtru bude prezentováno na výpočtu u filtru s neděleným jádrem. Oteplovací charakteristiky získané měřením za výše uvedených podmínek jsou na obr. 18.



Obr. 18 Oteplovací charakteristiky jádra a vinutí sinusového filtru s neděleným jádrem

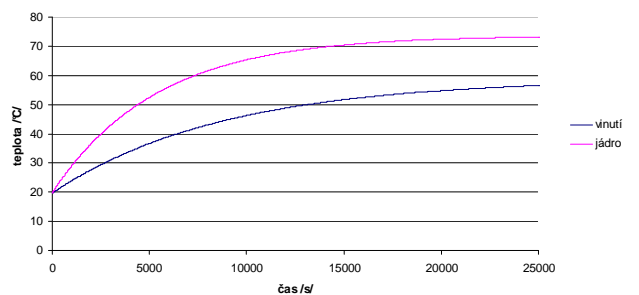


Obr. 17 Sinusový filtr s umístěnými snímači teploty při měření oteplovacích charakteristik

Měření oteplovacích charakteristik probíhalo při

Podle obr. 18 má oteplovací charakteristika jádra (fialová křivka) charakter průběhu odezvy soustavy 1. řádu, oteplovací charakteristika vinutí (modrá křivka) má charakter průběhu odezvy soustavy 2. řádu. Tyto průběhy korespondují se skutečností, že za výše uvedených podmínek vzniká dominantní část ztrát v jádře tlumivky, vinutí se ohřívá převážně jen zprostředkovaně ztrátovým teplem z jádra.

Pro vyhodnocení ztrátového výkonu z oteplovacích charakteristik je nutno nejprve naměřený průběh proložit čistou exponenciální odezvou soustavy 1. řádu. Toto proložení bylo provedeno v prostředí Matlab a výsledek je na obr. 19.



Obr. 19 Oteplovací charakteristiky tlumivky sinusového filtru s neděleným jádrem po proložení odezvou soustavy 1. řádu

V obr. 19 je exponenciálou, tj. křivkou 1. řádu, proložena i oteplovací charakteristika vinutí, nicméně pro výpočet ztrátového výkonu je klíčový průběh oteplení jádra. Oteplení $\Delta\theta$ je rozdíl mezi konečnou, ustálenou teplotou θ_{\max} a teplotou okolí θ_0 (tedy počáteční teplotou) podle vztahu:

$$\Delta\theta = \theta_{\max} - \theta_0 \quad (11)$$

Pro oteplovací charakteristiku lze v nejjednodušším případě, kdy soustavu považujeme za homogenní těleso s rovnoměrně rozloženými zdroji tepla, psát výchozí rovnici ve tvaru:

$$\Delta P \cdot dt = C_m \cdot d(\Delta\theta) + A \cdot \Delta\theta \cdot t \quad (12)$$

V rovnici (12) je ΔP ztrátový výkon, C_m je tepelná kapacita daná součinem $m \cdot c_m$, tedy součinem hmotnosti m a měrné tepelné kapacity, t je čas a A je součinitel přestupu tepla do okolí. Rovnice (12) tedy popisuje skutečnost, kdy se část ztrátového tepla spotřebuje na ohřátí tlumivky filtru a část se odvede do okolí. V dalším kroku se zavede vztah pro tepelnou časovou konstantu τ_θ a ustálené oteplení θ_{\max} :

$$\tau_\theta = \frac{C_m}{A} \quad (13)$$

$$\Delta\theta_{\max} = \frac{\Delta P}{A} \quad (14)$$

Po dosazení vztahů (13) a (14) do rovnice (12) dostáváme:

$$\tau_\theta \cdot \frac{d(\Delta\theta)}{dt} + \Delta\theta = \Delta\theta_{\max} \quad (15)$$

Rovnice (15) popisuje průběh oteplování a jejím řešením je analytické vyjádření oteplovací charakteristiky:

$$\Delta\theta = \Delta\theta_{\max} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_\theta}}\right) + \Delta\theta_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_\theta}} \quad (16)$$

Vztah (16) je analytickým vyjádřením exponenciálního průběhu, což koresponduje s naměřenými průběhy na obr. 18 a 19. Ve výše uvedených vztazích je $\Delta\theta_{\max}$ ustálené oteplení a $\Delta\theta_0$ je počáteční oteplení.

Jsou-li z naměřeného průběhu oteplovací charakteristiky známy hodnoty τ_θ a $\Delta\theta_{\max}$ a je-li známa tepelná kapacita C_m , lze ze vztahů (13) a (14) snadno vyjádřit ztrátový výkon:

$$\Delta P = \Delta\theta_{\max} \cdot \frac{C_m}{\tau_\theta} \quad (17)$$

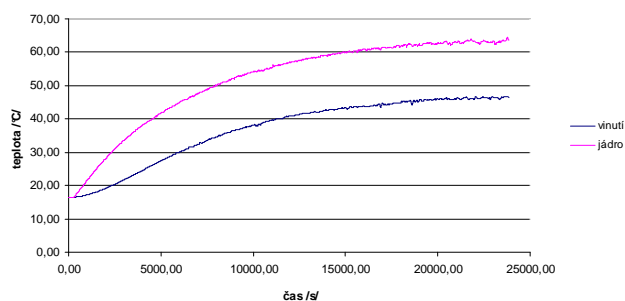
Pro případ filtru s neděleným jádrem, který je připojen na výstupu měniče, který pracuje s frekvencí šířkově pulsní modulače 4kHz, lze z oteplovací charakteristiky jádra na obr. 19 odečíst $\tau_\theta = 5358s$ a $\Delta\theta_{\max} = 54^\circ C$. Podle údajů výrobce filtru je hmotnost měděného vinutí tlumivky 6,1 kg, zbývající části filtru jsou železné s celkovou hmotností 46,9kg. Měrná tepelná kapacita železa je 450 J/kg/K, měrná tepelná kapacita mědi je 383 J/kg/JK. Hodnotu tepelné kapacity filtru C_m pak lze vyjádřit:

$$C_m = 450 \cdot 46,9 + 383 \cdot 6,1 = 23441,3J / K \quad (18)$$

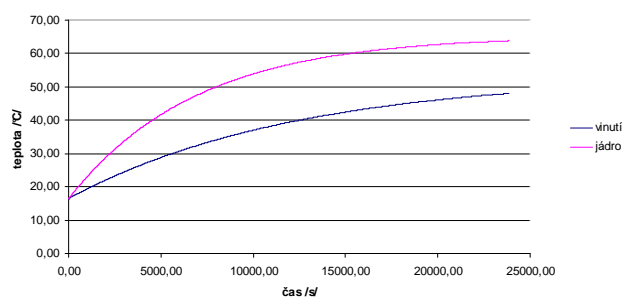
Po dosazení do vztahu (17) dostáváme pro ztrátový výkon jádra filtru hodnotu 236W. Tato hodnota velmi dobře koresponduje s hodnotou ztrátového výkonu změřenou z elektrických veličin v grafu na obr. 14 pro frekvenci šířkově pulsní modulače 4kHz, která je 210W. Výpočtem podle postupu v kapitole III byla pro stejný případ určena hodnota ztrátového výkonu 228 W. Vzhledem

k jednoduchosti metod a určité míře neurčitosti a zjednodušení je pro praktické účely shoda všech tří výsledků velmi dobrá. Odchylnost mezi krajními hodnotami, tj. mezi hodnotami zjištěnými měřením z elektrických veličin a měřením oteplovací charakteristiky, je zhruba 12%.

V následující části bude ještě vyhodnocena hodnota ztrátového výkonu z oteplovací charakteristiky u filtru s děleným jádrem. Podmínky měření byly stejné jako při měření oteplovací charakteristiky s neděleným jádrem. Na obr. 20 jsou změřené průběhy oteplovacích charakteristik jádra a vinutí u filtru s děleným jádrem, na obr. 21 jsou odpovídající oteplovací charakteristiky získané z charakteristik na obr. 20 proložení křivkou 1. řádu – exponenciálou. Z obr. 21 byly opět určena hodnoty $\tau_\theta = 6908$ a $\Delta\theta_{\max} = 49^\circ C$ pro jádro. Výpočtem podle vztahu (17) dostáváme pro filtr s děleným jádrem hodnotu ztrátového výkonu 166W. Stejně jako z tabulek I a II je zřejmé, že filtr s děleným jádrem vykazuje výrazně nižší ztrátový výkon od vysokofrekvenčních složek proudu oproti filtru s neděleným jádrem.



Obr. 20 Změřené oteplovací charakteristiky jádra a vinutí filtru s děleným jádrem



Obr. 21 Oteplovací charakteristiky jádra a vinutí filtru s děleným jádrem proloženy křivkou 1. řádu

VII. ZÁVĚR

V článku byla shrnuta problematika ztrát ve feromagnetiku tlumivek sinusových filtrů způsobených vyššími harmonickými složkami proudu, jejichž frekvence jsou odvozeny od frekvence šířkově pulsní modulače měniče. Tyto filtry nacházejí stále častější uplatnění v aplikacích s měniči pracujícími se šířkově pulsní modulací a to jak na straně zátěže, tak na straně sítě. Byly prezentovány tři jednoduché, prakticky použitelné metody určení těchto ztrát, přičemž bylo ověřeno, že jednotlivé metody zjištění ztrátových výkonů poskytují srovnatelné výsledky.

Zajímavým zjištěním je výrazné snížení ztrát při použití děleného jádra. Tato skutečnost je teoreticky předvídatelná, avšak měření dala podklady pro kvantitativní zhodnocení. Jak bylo zjištěno při měření oteplovacích charakteristik, při

spínací frekvenci 4kHz došlo vlivem dělení jádra ke snížení ztrátového výkonu o více než 30%, ustálené oteplení vychází při dělení jádra téměř o 10°C nižší. Při vyšších frekvencích šířkově pulsní modulační, jak vyplývá z tabulek I a II, došlo dělením jádra ke snížení ztrát v okolí 10%. Podle vztahu (14) je relace mezi ustálenými otepleními úměrná relace mezi ztrátovými výkony.

Významnou skutečností, na kterou bylo cílem v článku poukázat na případu sinusového filtru je to, že odrušovací prostředky jsou zdrojem nezanedbatelného ztrátového tepla, zejména pokud se jedná o obvody s hodnotami proudů desítek až stovek A. V článku byla věnována pozornost zmapování ztrátových výkonů jádra tlumivky spojených s harmonickými složkami proudu, které jsou odvozeny od šířkově pulsní modulační měniče. Kromě toho je pro určení celkového ztrátového výkonu filtru nutné k těmto ztrátám připočítat ztráty v jádře tlumivky vyvolané základní harmonickou složkou proudu a ztráty ve vinutí – Jouleovy ztráty. Výpočtu těchto složek ztrát se článek nevěnuje, neboť pro jejich určení se použijí standardní jednoduché vzorce a katalogové údaje materiálu jádra tlumivky. Jen pro úplnost je však zde možno uvést, že například u sledovaného filtru s plným jádrem 130A byl vypočten součet ztrát Jouleových a ztrát v jádře od základní harmonické proudu při jmenovitém proudu přibližně stejně velký jako jsou ztráty od vyšších harmonických složek proudu, které jsou ale na velikosti první harmonické proudu nezávislé. Pro nejhrušší odhad lze tedy uvažovat, že celkový ztrátový výkon filtru je při jmenovitém proudu 1,5

násobný oproti součtu ztrát v jádře a ve vinutí od první harmonické proudu při frekvencích šířkově pulsní modulační okolo 10kHz a až dvojnásobný při frekvencích šířkově pulsní modulační okolo 5 kHz.

Provedené práce potvrdily, že ztrátové výkony sinusových filtrů se jmenovitým proudem v okolí 100A se pohybují řádově v hodnotách stovek W. Jedná se o takové objemy ztrátového tepla, které nelze pominout při celkovém tepelném návrhu zařízení ani při návrhu chladicí soustavy.

VIII. PODĚKOVÁNÍ

This research has been realized using the support of EU Regional Development Fund in OP R&D for Innovations (OP VaVPI) and Ministry for Education, Czech Republic, project # CZ.1.05./2.1.00/03.0125 Acquisition of Technology for Vehicle Center of Sustainable Mobility. This support is gratefully acknowledged.

IX. LITERATURA

- [1] Cigánek, L.: Elektrické stroje, Vědecko-technické nakladatelství, 1950
- [2] Novák, J., Doleček, R., Černý, O., Švanda, J.: Vyšetřování harmonických v trakci – 1. část, ELEKTRO 2010, roč. 20, č. 6, s. 6-8. ISSN 1210-0889
- [3] Novák, J., Doleček, R., Černý, O., Švanda, J.: Vyšetřování harmonických v trakci – 2. část, ELEKTRO 2010, roč. 20, č.7, s. 6-9. ISSN 1210-0889
- [4] Firemní literatura National Instruments

Psychological instrumentation

From the Wundt's laboratory to artificial intelligence

J. Jura

Abstract -- This article describes some means of psychological instrumentation. Shows historical devices like a tachystoscope, kymograph, tremometer, mnemometer and association machine. It also presents methods like a reacting time measuring, Rod and Frame Test for cognitive style estimating or polygraph and current methods and devices like a system BioCyS/NUROBIO for engineering psychology or computer aided psycho diagnostics for transportation psychology check.

Index Terms – Instrumentation and Measurement, Computerized instrumentation, Electrophysiology, Industrial psychology, Psychometric testing, Psychological instrumentation, Psychophysiological measuring, Fine mechanics, Artificial intelligence.

I. ÚVOD

Přístrojová technika v psychologii zaznamenala v zásadě podobný vývoj jako přístrojová technika používaná v jiných oblastech lidské činnosti. Začíná převážně mechanickými zařízeními prvních psychologických laboratoří (především pak známé laboratoře Wundty)¹. S postupujícím časem je přístrojové vybavení čím dál tím více založeno na elektrotechnických a elektronických realizacích, v současnosti je využíváno v maximální míře výpočetní techniky a původní přístroje se tak často stávají jejími periferiemi. Využití výpočetní techniky však také umožňuje výsledky měření přímo, často automatizovaně, vyhodnotit a to i pomocí metod dříve nedostupných – například umělé inteligence².

II. HISTORICKÉ PŘÍSTROJOVÉ METODY

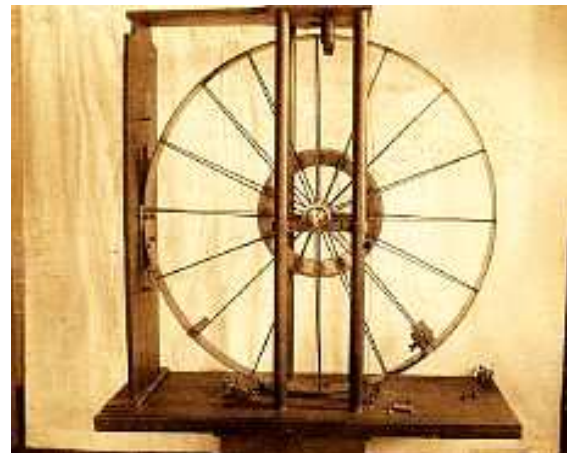
Nejstarší uváděné přístroje patří do vybavení psychologických laboratoří a sloužily k výzkumu. Až posléze byly některé, původně laboratorní, přístrojové metody využívány též k personální diagnostice – v současnosti například k psychologickým vyšetřením v dopravě, průmyslu či armádě.

Velká skupina psychologických přístrojů také pochází z laboratoří fyziologických, které by byly minimálně na samostatný článek. Patří sem pletismografy, zařízení na zjišťování kožní citlivosti, reakčních časů, elektrických potenciálů a vodivosti kůže, citlivosti a rozsahu smyslových orgánů atp.

Vyjma zdrojů uvedených u jednotlivých popisovaných zařízení je možné zájemcům o další informace doporučit on-line dostupný katalog muzea psychologické přístrojové techniky v Montclair v New Jersey [1]. Následuje ukázka vybraných historických psychologických přístrojů a přístrojových metod.

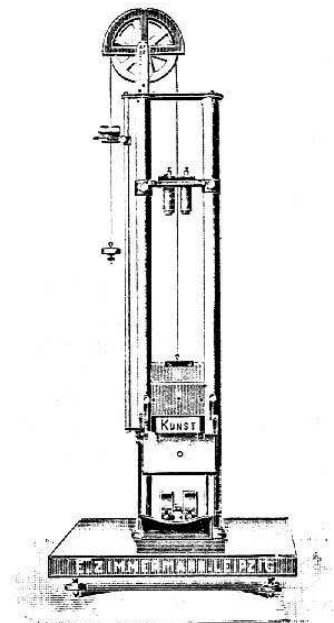
A. Tachystoskopy

Tachystoskopy jsou zařízení, která umožňují mžikovou expozici podnětu a tyto přístroje byly nedílnou součástí prvních psychologických laboratoří. Základními prvky většiny tachystoskopů jsou tři součásti: a) zdroj světla, b) snímek obsahující prezentovaný podnětový materiál a c) závěrka [2].



Obrázek 1 - Kolový tachystoskop J. Mc. Cattella (převzato z [3]).

Tachystoskopy je možné dle konstrukce dělit na pádové, rotační, kyvadlové a zrcadlové [2]. Pomocí tachystoskopu zkoumal například Georgie Sperling ikonickou paměť.



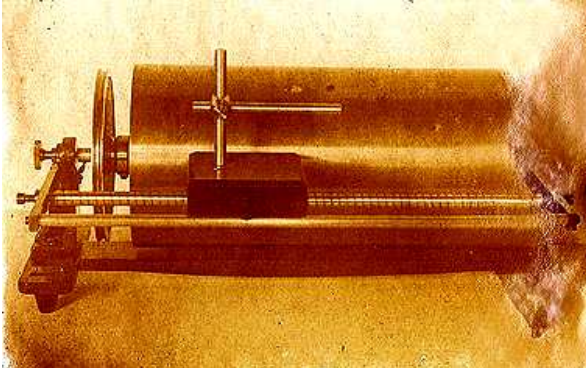
Obrázek 2 - Wundtův pádový tachystoskop (převzato z [2]).

¹ Wundtův Institut für experimentelle Psychologie na Univerzitě v Lipsku založený v roce 1879.

² Například expertními systémy, vyhodnocujícími získaná data.

B. Kymograf

Kymografy jsou původně přístroje pro zachycení pohybu orgánů. Proto obvykle obsahují záznamové zařízení – nejčastěji bubínek – které bylo v psychologických laboratořích využíváno velmi univerzálně a pojem kymograf se stal označením záznamového zařízení.

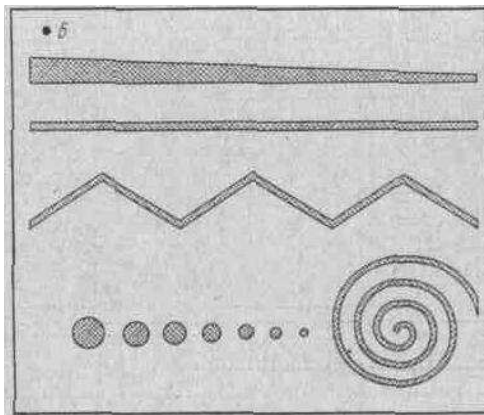


Obrázek 3 - Bubínkový kymograf (převzato z [3]).

C. Tremometr

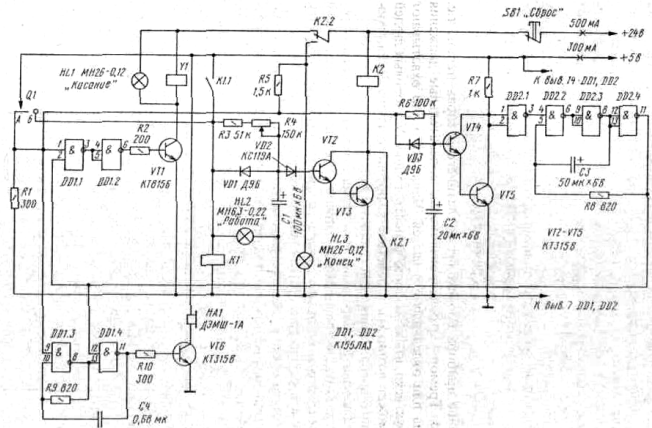
Tremometr je zařízení měřící tres horních končetin. Na našem území byl vyroben a využíván například Baťovými strojírenskými závody ve Zlíně, kde ve spolupráci s Ústavem průmyslového zdravotnictví byl tremometr využíván pro studium únavy zaměstnanců (v rámci zdravotní péče o zaměstnance a prevence pracovních úrazů) [4]. Je a byl též součástí dopravně psychologických vyšetření, která dříve zajišťovala psychologická pracoviště velkých dopravních společností.

Tremometry mají různou konstrukci a jednu z nejčastějších je tremometr založený na projetí definované dráhy hrotem v šterbině bez doteku stěny.



Obrázek 4 – Náčrtek přední strany tremometru³

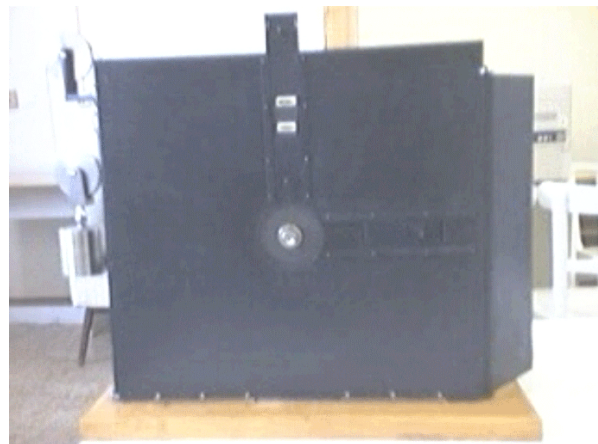
³ obrázek převzat z:
http://www.gelezo.com/radiofans_circuits/803000/803005/tremometr.html



Obrázek 5 - Elektrické schéma ruského tremometru⁴.

D. Asociační přístroj

Asociační přístroj je zařízení usnadňující výzkum paměti, respektive zapamatování si asociací – tedy spojují mezi dvěma podněty. Právě tyto páry podnětů jsou asociačním přístrojem prezentovány. Následně je zkoumané osobě prezentováno vždy jedno slovo z páru a ta si má vybavit to druhé.



Obrázek 6 – Mechanický asociační přístroj (převzato z [5]).

E. Mnemometr

Jak název napovídá – jedná se o pomůcku pro měření paměti, principiálně nikoliv nepodobnou asociačnímu přístroji, ačkoliv technická realizace je v případě zde představeného Ranschburgova mnemometru elektrotechnická. Mnemometr prezentuje zkoumané osobě sadu podnětů (zde slov) k zapamatování. Slova jsou prezentována přesně definovanou dobu. V současnosti je snadné zobrazovat slova na obrazovce počítače. Stále otevřená je však otázka nakolik má mechanická, či počítačová realizace testu vliv na celkový výsledek.

⁴ obrázek převzat z:
http://www.gelezo.com/radiofans_circuits/803000/803005/tremometr.html

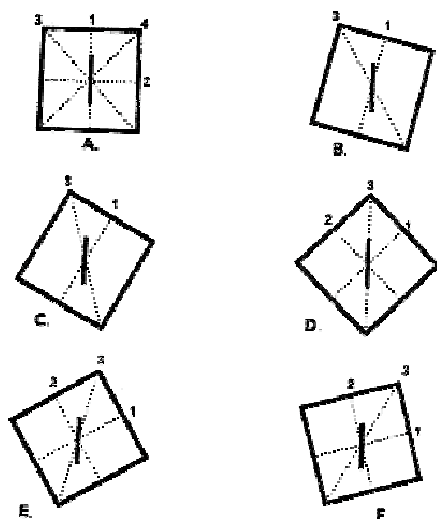


Obrázek 7 - Elektrický mnemometr (převzato z [5]).

F. Rod and Frame Test

Rod and Frame Test (RFT) je metoda vyvinutá Hermanem Witkinem pro testování kognitivního stylu nazvaného závislost/nezávislost na poli.

Podle Witkina se jedinci dělí na ty, kteří se při vnímání orientují spíše podle kontextu (rámce, situace atp.) a na ty, kteří se orientují především podle objektu vnímání. První z nich Witkin nazývá závislími na poli a ty druhé nezávislími na poli (rozuměno podnětovém poli). Rod and Frame Test je založen na tom, že zkoumaná osoba v temné místnosti udává polohu svítící tyče k jejímu rámu. Přitom se mění poloha tyče, rámu i samotné zkoumané osoby (respektive křesla). Následně je ještě požádána, aby nastavila tyč do vertikální pozice. Osoby nezávislé na poli se lépe orientují. Osoby závislé na poli se lépe společensky adaptují. Osoby nezávislé na poli také lépe přistávají v mlze.

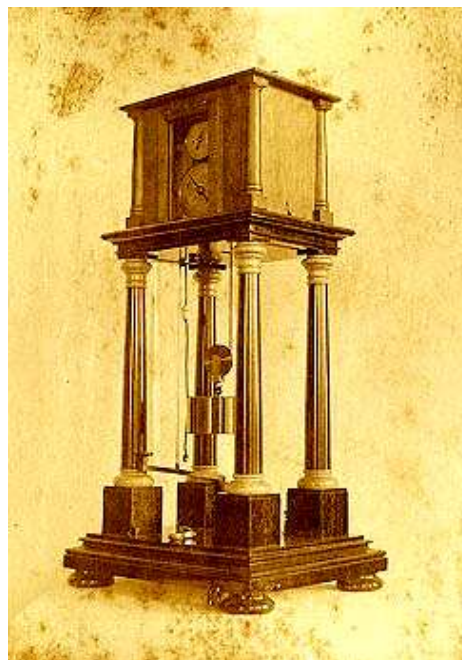


Obrázek 8 – Rod and Frame Test⁵

G. Měření reakční doby

Max Friedrich nechával dopadnout kuličku na plošinu, tím vyvolala ostrý zvuk a současně spojila kontakt, který uvedl do chodu chronoskop (měřič krátkých časů). Jakmile zkoumaná osoba uslyšela zvuk, stiskla telegrafní klíč a

chronoskop se tím zastavil [6]. Reakční doba je tedy doba od podráždění smyslového orgánu do prvního svalového záchvěvu.



Obrázek 9 - Brownův zvukový chronoskop (pro měření velmi krátkých časů) (převzato z [3]).

Reakční doba má fyziologický i psychologický význam. Jednoduchá reakční doba (zkoumaná osoba reaguje na jeden známý signál jedním daným způsobem) je záležitost primárně fyziologická. Závisí tedy například na únavě, alkoholovém opojení atp. Naopak reakční doba s volbou (zkoumaná osoba musí zvolit typ reakce) je více psychologicky podmíněná. Měříme-li reakční dobu, tak tím buď v kontextu psychodiagnostiky testujeme člověka, nebo tím v kontextu inženýrské psychologie testujeme HMI (rozhraní člověk/stroj), případně využíváme obecných znalostí o reakční době člověka, například v kontextu návrhu systému člověk/stroj nebo ve forenzní biomechanice.

H. EDA – elektrodermální aktivita

Elektrodermální aktivita (starší termín kožně galvanická reakce KGR / Galvanic Skin Reaction GSR) je v podstatě měrná vodivost kůže. Jako první ji do vztahu s aktuálním duševním stavem dal Charles Fere v roce 1888, takže je oprávněně ji považovat za metodu historickou. Jako taková je elektrodermální aktivita závislá především na otevřenosti pórů (zjednodušeně na tom, jak se zkoumaná osoba potí) na dlaních a chodidlech, kde jsou póry určené k udržení přiměřené vlhkosti kůže a citlivě reagují na psychogenní podněty (na rozdíl od méně psychogenně citlivých termoregulačních pórů na zbytku těla). Zařízení pro měření EDA (respektive původně GSR) se nazývá psychogalvanometr. Při měření se používají Ag/AgCl a Zn/ZnSO₄ elektrody a elektrolyt NaCl a KCl [7]. Zvýšené EDA⁶ odpovídá především emočnímu stavu a je klíčovou veličinou tzv. detektoru lži. Zaznamenaný signál však

⁵ obrázek převzat z: <http://www.jasonpatent.com/2009/09/18/eye-of-the-beholder/>.

⁶ Přesněji řečeno zvýšená měrná vodivost kůže.

poskytuje mnohem širší možnosti analýzy. Bylo zjištěno, že například zpoždění tělesné reakce na podnět koreluje s útlumovými procesy (např. únavou). Z analýzy signálu vznikají další veličiny jako například elektrodermální labilita vyjadřující nepravidelnost odezvy.



Obrázek 10 – Jednoduché zařízení na měření GSR⁷

I. Měření velikosti zornic

Pro změření velikosti zornic existuje speciální přístroj – pupilometr a na platformě současné výpočetní techniky může být toto měření snadno realizováno i softwarově⁸. Velikost zorniček je primárně fyziologicky ovlivněna intenzitou osvětlení sledovaného objektu. Tento vliv je potřeba při psychologickém sledování eliminovat. Sekundárně je velikost zorniček ovlivněna autonomním nervovým systémem (sympatikus a parasympatikus) a na tomto podkladě je možné psychologicky interpretovat rozšíření zorniček (mydriázu) jako projev zájmu a vzrušení (aktivováno sympatikem). Komerčně byly tyto poznatky využívány (až zneužívány) při marketingových výzkumech a měření velikosti zorniček je též součástí některých polygrafů.

J. Polygraf

Jak název napovídá, je polygraf zařízení registrující větší množství proměnných – nicméně je to také ustálený odborný název pro detektor lži. Obvykle zachycované veličiny jsou GSR (EDA), oběhové indikátory (elektrická aktivita srdce, krevní tlak, srdeční puls), velikost zornice oka, tělesná teplota, dýchání a podobně.



Obrázek 11 - Polygraf⁹

III. MODERNÍ PŘÍSTROJOVÉ METODY V PSYCHOLOGII

Současné přístrojové metody obvykle využívají k vyhodnocení výpočetní techniku a tato automatizace výpočtů a vyhodnocování vede k podstatně čtenějšímu využívání těchto metod, než tomu bylo dříve a také v oblastech, dříve těžko představitelných. Pokud byl polygraf doménou kriminalistů, nyní se jeho prvky stávají součástí systémů automatického řízení s prvky umělé inteligence.

A. BIOCYS a NUROBIO

BIOCYS (BioCybernetic analysis system) je japonský projekt vědců z Kyota s aplikací v oblasti operátorského řízení (referováno volně dle [8], [9]). Jeho jádrem je expertní systém NUROBIO pro estimaci kognitivních stavů operátora na základě změřených fyziologických veličin (podobných jakých využívá detektor lži):

- Velikost očních zorniček, frekvence mrkání a rychlost pohybu očí.
- Elektrodermální aktivita.
- Srdeční rytmus.
- Rytmus dýchání.

Na základě těchto fyziologických dat expertní systém NUROBIO určuje v časovém intervalu tří vteřin jeden ze sedmi předpokládaných **poznávacích (kognitivních) stavů** operátora:

- Získávání informace.
- Zapamatování si zjištěných informací a identifikace stavu.
- Rozvaha o organizaci řešení.
- Zpracování v paměti.
- Hledání klíče k řešení.
- Změny v postupu řešení (podle situace).
- Zmatek.

Systém Biocys je určen pro složité systémy, jakým je například velín jaderné elektrárny. Je důležité, aby byl operátor monitorován, jelikož jeho chyba by mohla mít závažné důsledky. Není ale možné, aby počítač převzal veškerou aktivitu a řídil systém sám, neboť operátor by mohl ztratit dovednosti a s nimi i odvahu řídit svěřený systém. Biocys má tři režimy fungování:

- Poradní – když operátor zmatkuje a potřebuje poradit.
- Dohlížecí – když operátor ztrácí pozornost.
- Adaptivní – zajišťuje přísun informace podle aktuálního stavu operátora – například ve stavu afektu je vhodné poskytnout informaci relativně málo, ale zásadních pro rychlé rozhodnutí.

B. Detekce poklesů pozornosti a mikrospánků řidičů

Problematice detekce poklesů pozornosti a mikrospánků řidičů se systematicky věnuje Laboratoř spolehlivosti systémů FD ČVUT a ÚI AV ČR. Pro zjištění bdělosti je nejpřímochařejší měření elektrické aktivity mozku (EEG), což je však také technicky a finančně nejvíce náročná

⁷ obrázek převzat z <http://www.wikid.eu/index.php/File:Setup.jpeg>.

⁸ například: <http://www.specsonthenet.com/pupillometer.jsp>

⁹ obrázek převzat z:

http://gerstner.felk.cvut.cz/biolab/X33BMI/referaty/2005_2006_LS/1100/DostalPetr/Detektorylzi.pdf

metoda a například v běžném silničním provozu nepřipadá příliš v úvahu. Z toho důvodu jsou zkoumány jiné indikátory, které by byly prakticky snáze použitelné. Je to především třes rukou na ovladačích (např. volantů) a frekvenční charakteristiky mrkání, které lze snadno snímat (volně dle [10]).

C. Počítačová administrace testů

Počítačová administrace (tedy zadání a vyhodnocení) testů je využívána jednak u testů náročných na vyhodnocení a také v systémech, které vyžadují specifická měření a kde osobní počítač nahrazuje jiné technické zařízení – například tachystoskop, chronoskop atp.. Pro osobní počítače jsou k tomuto účelu vyráběny zvláštní periferie viz Obrázek 12. Jedním z příkladů takového testu je tachistoskopický dopravní test (TAVTMB), který je součástí větší baterie testů pro dopravně psychologické vyšetření. Test hodnotí především rozsah a rychlost vizuálního vnímání. Podnětový materiál tvoří fotografie různých dopravních situací. Samozřejmě by bylo možné tento test realizovat i pomocí historických tachystoskopů. Počítačová administrace však umožňuje navíc spojení s návaznými aplikacemi, kterými je systém správy výsledků testů i připojený expertní systém. Jeho vstupy jsou právě výsledky jednotlivých testů a výstupem je potom psychologické hodnocení řidiče.



Obrázek 12 – dopravně-psychologická přístrojová diagnostika¹⁰.

IV. ZÁVĚR

Článek vytváří velmi stručný přehled psychologických přístrojových metod od historických mechanismů po komplexní systémy využívající prvků umělé inteligence.

Mnoho činností, které dříve musel realizovat psycholog či odborně zaškolená osoba, nyní vykonává počítač a metody jsou tak dostupnější čím dál širšímu okruhu lidí. Otázka je jaká nebezpečí to skrývá. Plošné využívání psychologických testů v historii vedlo k nadužívání až zneužívání¹¹. Otázka, kterou by jsme si měli vždy položit, je jaký užitek má testování přinést a následně empiricky zhodnotit jaký užitek to doopravdy přineslo.

¹⁰ obrázek převzat z <http://www.cassys.cz/>.

¹¹ Například testování tzv. obecných dispozic ke studiu, dle známého kognitivního psychologa R. Sternberga, předikuje školní úspěšnost jen v prvním ročníku, takže se v podstatě zcela mýjí svým předpokládaným účinkem, kterým je vybrat budoucí úspěšné studenty.

V. REFERENCES

- [1] E. J. Haupt, and T. B. Petera, „Museum of the history of psychological instrumentation The Eduard Zimmermann Catalog of 1903, Montclair State University, Upper Montclair, NJ USA, 1999, [Online]. Available: <http://chss.montclair.edu/psychology/museum/museum.html>
- [2] J. Nejezchleb, „Historie experimentů založených na mžikové prezentaci podnětů,“ Thesis, Dept. of Psychology, Masaryk University Brno, Brno, 2011.
- [3] R. B. Evans, “Titchener’s Photo Album: An Important Source on Early Psychological Instrument Makers” The Virtual Laboratory, Department of Psychology, East Carolina University, USA, 2003.
- [4] O. Gróschlová, “Systém péče o zdraví ve firmě Baťa a.s. Zlín do roku 1945,“ Institut postgraduálního vzdělávání ve zdravotnictví, Škola veřejného zdravotnictví Praha, Zlín, 1999.
- [5] D. Vobořil, “Experimentální přístrojové metody v psychologických laboratořích na přelomu 19. A 20. Století: Klasifikace a komparace,“ Ph.D. dissertation, Dept. of Psychology, Masaryk University Brno, Brno, 2003.
- [6] M. Hunt, “Dějiny psychologie,“ Praha, Portál, 2010, p. 705.
- [7] M. Caha, “Analýza vodivosti kůže,“ Bachelor’s Thesis, Dept. of Biomedical Engineering, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Brno University of Technology, Brno, 2011.
- [8] V. Eck, „Bionika,“ Vydavatelství ČVUT, Praha, 1998.
- [9] H. Yoshikawa, M. Kitamura, and M. Takahashi, „Development of Biocybernetic Analysis System (BIOCYS) for MMI -Related Cognitive Factor Analysis,“ Institute of Atomic Energy, Kyoto University Press, Japan, 1985.
- [10] M. Novák, „Interakce s lidským subjektem - Přehled problematiky,“ Výzkumná zpráva č. LSS 133/02, Laboratoř spolehlivosti systémů FD ČVUT a ÚI AV ČR, Praha 2002.

Emergent situations and Conceptual Detection Pattern

J. Bila, S. Gojda

Abstract This paper deals with detecting emergent situations in a complex system by means of structural invariants and conceptual detection patterns. We distinguish between the function of the system and the structure of the system: while the monitoring system checks the changes and faults in the function, the system for detecting emergent situations checks the changes (or faults) in the structure (including changes in the monitoring system). The structural invariants contain the essential characteristics of the structure of the system. The paper points out the necessity to use more than one detection dimension and more than one structural invariant for detecting emergent situations. A conceptual detection pattern is formed by a number of structural invariants. A theoretical explanation of the structural invariants and conceptual detection patterns is supplemented by an example of their application in monitoring the road tunnel ventilation process.

Index Terms— Emergent situation, structural invariant, conceptual pattern, monitoring, concept lattice

I. INTRODUCTION

THE types of unexpected situations have been classified as UX^1 , UX^2 and UX^3 , e.g., in [1] and [2]. In this paper we deal only with class UX^3 that is understood as a special type of an emergent situation. *Emergent situation* is understood as a situation for which it is impossible to propose a complete model or test before it first operates. UX^2 is a situation for which is impossible to propose a complete model or test before it first comes into operation, and in addition, it behaves and it is recognised by a monitoring systems as an ill-separable situation (i.e., it is assigned not to one but to a number of situation classes). Great interest in detecting such situations has appeared in the field of fault diagnosis [3], [4], [5], [6]. However, unexpected situations are also of interest in other fields. There are important unexpected situations in safety engineering and in the control of complex systems [7], [8], [9], [10].

The theory of the detection of emergent situations by means of structural invariants has been presented in [11] - [12].

This theory emphasises that monitoring systems and detectors of operation situations in complex systems mainly detect faults in system functions. However, in order to detect changes in system structure, it is necessary to use a special formal means, and to form a special super-detection system. According to this theory the detection of emergent

situations is executed by detecting violations of structural invariants. Bila [1] introduced some rather universal structural invariants, i.e. a triplet (Matroid Basis, Matroid Cover, Emergence Set), a pair (Dulmage-Mendelsohn decomposition, Tree ordering), a pair (Hasse Diagram, Set of evaluated rules), and a singlet (Algebra of transformations), together with ways to discover and construct them.

The background of this paper is in the control system for the ventilation process in a relatively long road tunnel. This control system is supervised by a monitoring system that not only checks the function of the control loops but detects and diagnoses other control states of the operation of the whole tunnel.

An analysis of the application of structural invariants for various systems and situations led to the hypothesis that for the detection of emergent situations in really complex systems it is necessary to use more than one structural invariant. Hence the concept of *conceptual detection patterns* was established as a structure of interconnected and integrated structural invariants.

In the example that is developed in detail in Section IV, *Conceptual Patterns* are three-layered structures: *Class models (CM)*, *State models (SM)* and *Concept Lattices Rule based models (CLRM)*.

II. RELATED WORKS

One of the older approaches to unexpected (emergent) situations (as a special class of so-called undetectable faults) comes from the domain of digital systems [3]. Wang and Wu [5] introduced a special situation-fault detection algorithm which works in parallel with an observer (designed for an unknown time-invariant stochastic system) and detects unexpected changes in system parameters by changes in the probability density functions of the outputs. Unexpected situations have been investigated in the domain of data mining, e.g. in [13]. The topic of [14] is motivated by practical needs, and comes from the field of medical image analysis. Very serious interest in unexpected situation detection comes from the field of control of complex systems. Atkins et al. [7] are motivated by aircraft flight safety, and propose a special Co-operative Intelligent Real-time Architecture (CIRCA), which contains a planner, a scheduler and a real-time plan executor. Another approach to the Assessment of Critical Situations is presented in [15]. Man - machine interaction when encountering unexpected situations is discussed with great motivation in [8], [9], [10]. Papers [16], [17] and [6] deal with issues close to those discussed in this paper, but the ways in which they are resolved are somewhat different.

The following three papers are close to the approach presented in our paper. A very natural scheme for situation-fault detection and situation-fault isolation is introduced in [18]. The proposed solution cannot be correct in general cases, and it represents a branching point for two research lines. In the first line – the problem of the *distinguishability*

This work was supported by the Research Grant TA ČR No. TA01020698.

J. Bila is a professor in the Department of Instrumentation and Control Engineering, Czech Technical University in Prague, Czech Republic, (e-mail: bila@vc.cvut.cz).

S. Gojda is a doctor student with the Department of Instrumentation and Control Engineering, Czech Technical University in Prague, Czech Republic, (e-mail: stepan.gojda@fs.cvut.cz).

(indistinguishability [19]) of faults, and in the second line – the detection of unexpected situations. Another interesting approach for processing unforeseen situations is presented in [20].

Our approach to the detection of UX^3 type situations is based on the concepts of a *Model of the System of Situations (MSS)* and a *Model of the System of Faults (MSF)*, and on an original method which detects a UX^3 type unexpected situation as a *violation of proper structural invariants* constructed on *MSS (MSF)*, [1], [2]. The problems of detecting and interpreting unexpected artifacts discovered in ECG and EEG signals have been discussed in [21], [2], [22] and [23].

The approach to UX^3 detection presented here has been tested in the following application cases:

- in a supervisory control system for an industrial *distillation column, especially* in a qualitative model designed for the starting phase of the distillation process (e.g., after maintenance operations), for details, see [11].
- in detecting unexpected faults in welds (*laser, micro-arc and electron beam welds of thin walled welded structures used in the aerospace industry*) in combination with neural fault detectors [26], [27].
- within the framework of qualitative modelling of selected ecosystem functions, e.g., in [28], [12].

III. STRUCTURAL INVARIANTS

As was stated at the beginning of the paper, the concept of a structural invariant issues from the differences between observing the *system function* and observing the *system structure*. The system function may be described in many ways, e.g., by movement in the values for some variables in dynamic models, or by sequences of states in state machines. Monitoring systems check for declinations of the pre-formed system function. The structural invariants describe the structure of the system, which is considered in most cases to be constant. It is not in all cases possible to distinguish between changes in function and changes in structure. It depends on the formal means that we have at our disposal. If we have, e.g., only a one-dimensional formalism, such a distinction may be rather difficult to make – see *Example 3.1*

Example 3.1 Let us consider the system described by equation (1)

$$y = ax + b, \quad (1)$$

$$x \in \langle 0, p \rangle \subset +R^1, y \in \langle 0, c \rangle \subset +R^1 \text{ and } a, b \in +R^1.$$

Finding the situation $y \gg c$, we have to consider at least three basic alternatives:

$$a) \quad x \gg p, \text{ as a fault in function,} \quad (2)$$

$$b) \quad y = a_1x + b_1 \text{ and } a_1, b_1 \gg a, b \text{ as a} \quad (3)$$

violation of the structure,

$$c) \quad y = ((C x^{a_1}) / b_1)^\gamma, \text{ where } C, \gamma \in R^1, \text{ as a} \quad (4)$$

violation of the structure.

An important consideration is that by measuring only quantity “y” it is impossible to distinguish between a fault in the system function and a violation of the system

structure, and that we need more detection variables. *End of Example 3.1.*

Example 3.1 shows the need to construct a multidimensional detection structure that can be very heterogeneous and may consist, e.g., of class, state and sequence diagrams, pictures, maps, photographs, sounds, special signals and signs.

IV. MODELS AND FORMALISMS FOR THREE LAYERED CONCEPTUAL DETECTION PATTERNS

The method proposed in this paper for detecting UX^3 uses a *Model of a System of Situations (MSS)* or a *Model of a System of Faults (MSF)*, [1], [2]. These two systems are developed in the special preliminary phase.

The *MSS* model has in general the following form:

$$MSS = \langle S, \Gamma_1(S), \dots, \Gamma_n(S), Inv(\Gamma_1), \dots, Inv(\Gamma_p) \rangle, \quad (5)$$

where S represents a basic set of situations, $\Gamma_1(S), \dots, \Gamma_n(S)$ are structures on S considered as relevant for UX^3 detection, and $Inv(\Gamma_1), \dots, Inv(\Gamma_p)$ are invariants on some $\Gamma_1(S), \dots, \Gamma_n(S)$ ($i, p \in \{1, \dots, n\}$) for UX^3 detection.

The *MSF* model has in general the following form:

$$MSF = \langle \langle S, F \rangle, \Gamma_1(S, F), \dots, \Gamma_n(S, F), Inv(\Gamma_1), \dots, Inv(\Gamma_p) \rangle, \quad (6)$$

where $\langle S, F \rangle$ represent basic sets of situations and faults, $\Gamma_1(S, F), \dots, \Gamma_n(S, F)$ are structures on $\langle S, F \rangle$ considered as relevant for UX^3 detection, and $Inv(\Gamma_1), \dots, Inv(\Gamma_p)$ are invariants on some $\Gamma_1(S, F), \dots, \Gamma_n(S, F)$ ($i, p \in \{1, \dots, n\}$) for UX^3 detection.

Models for UX^3 detection [1], [2] have the forms:

$$MD(UX^3) = \langle MSS, COND_{VInv} \rangle$$

$$\text{OR } MD(UX^3) = \langle MSF, COND_{VInv} \rangle, \quad (7)$$

where $COND_{VInv}$ represents the conditions for violation of *MSS (MSF)* invariants. (These conditions are analysed in the processes of UX^3 detection).

IV.1. Class Models

Class models [29] describe systems as structures of abstract modules, (classes, objects) and their bonds

$$CM = \langle C, Att, Op, B, Q, ST_{CM} \rangle, \quad (8)$$

where C is the set of class names, Att is the set of attribute names, Op is the set of class operations, B is the set of bonds, Q is the set of qualifications of bonds and ST_{CM} is the structure of the class model.

From a class model it is possible to acquire: which are the main classes of the system, which classes are interconnected, which bonds are between classes, which attributes are substantial and which operations will work with values and manifestations of these attributes.

Note 4.1: Some special methodology, e.g., Object Modelling Technique (OMT) [30] and some special functional language, e.g., Unified Modelling language (UML) can be used for forming and making a symbolic-graphic representation of class models [31].

IV.2 State Model

A state model [29] has the following structure

$$SM = \langle S, I, O, Ac, \lambda, \delta, ST_{SM} \rangle, \quad (9)$$

where S is the set of state names, $I \dots$ are names of inputs, O are names of outputs, Ac is the set of actions, events and activities that are executed while the system remains in the given state, $\lambda \dots$ is the state function, $\delta \dots$ is the output function and ST_{SM} is the structure of the state model.

A state model contains information about activities and processes that are executed and performed when the system is in the given state, and the conditions (events or actions) which release transitions between the states.

IV.3 Concept Lattices Rule Based Models

Let us consider a data mining context $C = (O, I, R)$ describing a set O of objects, a set I of itemsets and the binary relation $R \subseteq O \times I$, [32]. There is a unique ordered set which describes the natural groupings and relationships between objects and their itemsets as a lattice structure.

This structure is known as a data mining oriented *concept lattice* L . Each element of Lattice L derived from context C is a couple, noted as $\langle X, Y \rangle$, where X is an object set $X \subseteq O$ and Y is an itemset $Y \subseteq I$. Each couple must be complete with regard to relation R :

$$X = \{x \in O \mid \forall y \in Y, x R y\}, \quad (10)$$

$$Y = \{y \in I \mid \forall x \in X, x R y\}. \quad (11)$$

X is the largest set of objects described by the properties in Y , and Y is the largest itemset common to the objects from X . A Hasse diagram can be constructed with the use of partial tree ordering " $<$ " (which is expressed by the lattice):

The edge from $H1$ to $H2$ exists if $H1 < H2$ and for no element $H3$ there holds the condition $H1 < H3 < H2$.

- $H1$ is an antecedent of element $H2$ ($H2$ is a descendant of element $H1$).
- The pair $\langle X, Y \rangle$ is a node in the Hasse diagram.

A Hasse diagram expresses the relationship of "generalisation / specifications" between conceptual nodes. From another point of view, a Hasse diagram is considered as an acyclic graph with an additional constraint: each pair of nodes has a unique nearest common descendant (meet) and a unique ancestor (join).

In general case the rules are acquired from the given database (or from a given fragment of the database). However, the extracted rules do not cover the semantic content of the selected fragment of the database in sufficient detail. For this reason, the table with rules is supplemented by quantities of *Support (Supp)* and *Confidence (Conf)*, computed for each rule. One of the computation methods is introduced, e.g., in [2].

V. EXAMPLE

The example is based on monitoring a part of a Road Tunnel Control System, [34]. We will demonstrate the formation of a Conceptual Detection Pattern for the ventilation process of the main tubes of the tunnel and the

detection of an emergent (unexpected) situation as a violation of a Conceptual Detection Pattern.

V.1. Brief description of the monitored system

The model of the whole tunnel has been decomposed into the following 9 processes, which will be cared for by the control system: *Transport Process*, *Process for Ventilating the main tubes of the tunnel (V1)*, *Process for Ventilating the manipulation spaces of the tunnel (V2)*, *Energy Supply Process*, *Water Supply Process*, *Special Processes* (fire in the tunnel, multiple car crashes, etc.), *Tunnel Function Structure Supervision Process* (Diagnostics), *Maintenance Process*, *Operation of Special Facilities* (cranes, manipulation ways). In this paper, we deal only with a model of the Ventilation Process V1 Control System.

The controllable elements of the ventilation system are:

- *Fans* (Large Fans in the ventilation centres, Jet Fans and one Fan of the transfer orifice),
- *Sensors* (for measured variables CO, opacity, NOx, flow, pressure, velocity of vehicles, density of vehicles),
- *Ventilation flaps* (flaps of the Large Fans after diffusers (SU), closing flaps (UK), regulation flaps (RK), closing fire flaps (UPK)).

The element types introduced here have been grouped (as a result of preliminary structuring) into higher blocks :

- Measurement Systems (M1, ..., M11),
- Large Fan Systems (LSF1, ..., LSF3).
- Transfer Orifice Fan System (LSF4).
- Jet Fans Systems (SF1, ..., SF11),
- Systems for ventilation and closing fire flaps (SVK).

(All these systems have been considered as systems of physical elements and their SW Control Blocks.)

The denotation of the Control Segments, the location of the Measurement Systems and the location of the Systems of Fans are illustrated in Fig.1.

The Control System as a whole works with values of variables (transmitted from sensors) and computes the control actions. This distributes and provides their realisation in the Control Segments.

V.2. Types of Models as Structural Invariants in the Conceptual Detection Pattern for the Ventilation Process in Section 6 (M6, SF6)

Models designed for the whole tunnel would be too extensive for this paper, and we show in detail only the part around M6 and SF6 in tube ZTS III.

V.2.1 Class model

A class model of the ventilation process and its control system for the whole tunnel is illustrated in Fig.2 (the central part of the class model of the tunnel), and Fig.3 introduces the class diagram for section 6.

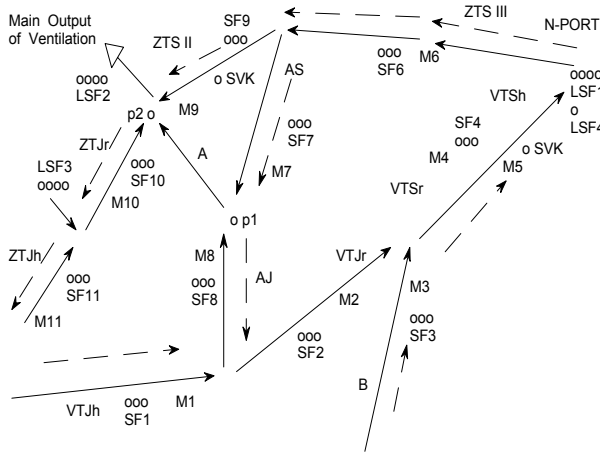


Fig.1 Situational scheme of the tunnel. Solid lines with arrows denote directions of ventilation flow, dotted lines with arrows denote directions of movement of cars. The tunnel is decomposed into 11 sections (indices $q=1 \div 11$). The symbols introduced above denote the names of the Control Segments, the positions of Measurement Systems (M_q), the positions of the systems of Large Fans LSF_s (indices $s=1 \div 4$) and the positions of the systems of Jet Fans (SF_q).

V519, V520 that are of the type **Trf** (with continuous power set up).

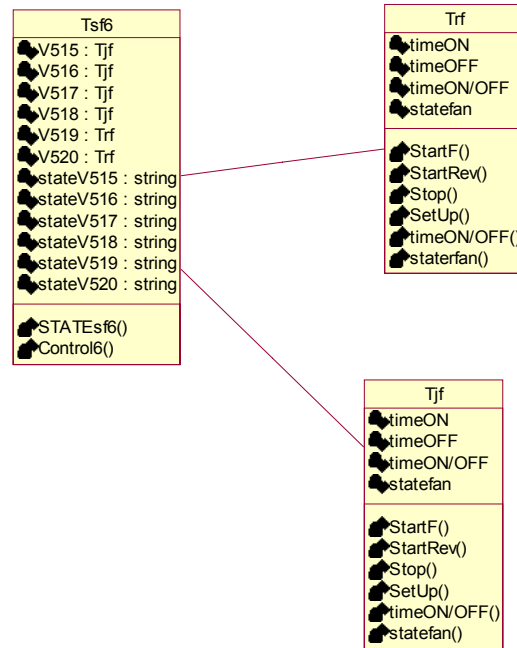


Fig. 3 Class diagram of section 6.

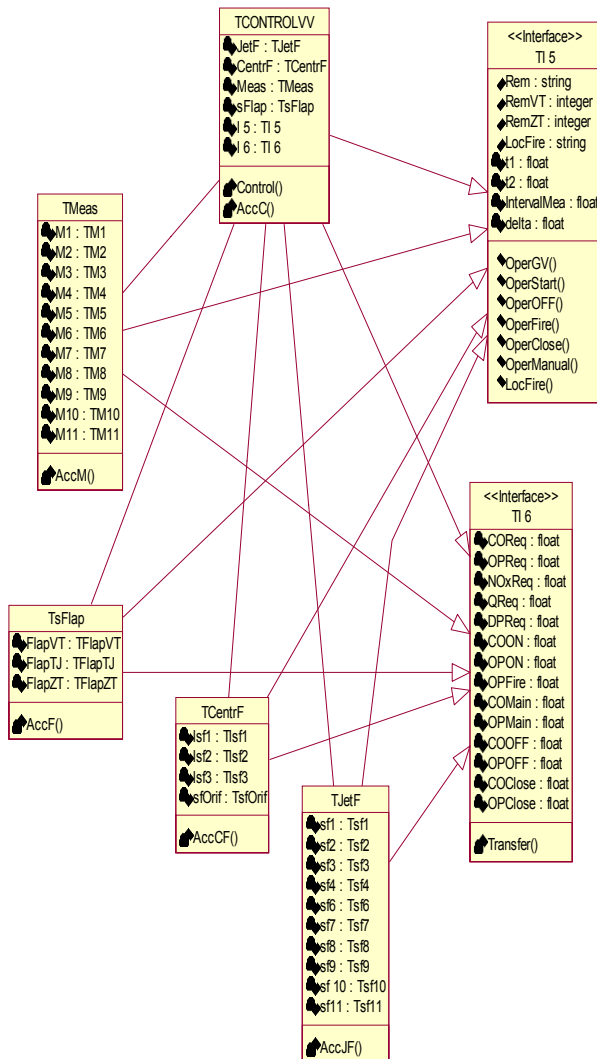


Fig.2 Central part of a class model of the tunnel

A Class Model of system TSF6 is introduced in Fig.3. This system controls the group of Jet Fans in tunnel branch ZTS III. The system consists of Jet Fans V515, ..., V518, which are of types **Tjf** (without continuous power set up) and

V.2.2 State Model for class Tsf6

The function of class Tsf6 is illustrated by the State Diagram in Fig.4.

V.2.3 Concept Lattices Rule based Model for Tsf6

Let us consider tunnel segment ZTS III (with measurement centre M6 and jet fan centre Sf6) – Fig.2. Centre M6 contains 3 measurement nodes ($i = 1,2,3$) situated along the line of ZTS III (Fig.1), and the values for four variables are measured in each of these nodes: Concentration of CO [ppm] (CCO), Opacity [m^{-1}] (OP), Velocity of vehicles [m/s] (V), Density of flow of vehicles, [number of vehicles (Nv)/s] (n).

These variables correspond to qualitative variables C_i , P_i , W_i , N_i , $i = 1, 2, 3$ (with values in $\{0, 1\}$) which are introduced in rules (12) – (19).

$$(C_i = 1) \Leftrightarrow ((CO_i > CO_{max}) \text{ OR } ((\partial CO_i / \partial t) >> 0)), \quad (12)$$

$$(C_i = 0) \Leftrightarrow ((CO_i \leq CO_{max}) \text{ AND } ((\partial CO_i / \partial t) < 0)), \quad (13)$$

$$(P_i = 1) \Leftrightarrow ((OP_i > OP_{max}) \text{ OR } ((\partial OP_i / \partial t) >> 0)), \quad (14)$$

$$(P_i = 0) \Leftrightarrow (OP_i \leq OP_{max}) \text{ AND } ((\partial OP_i / \partial t) < 0)), \quad (15)$$

$$(W_i = 1) \Leftrightarrow (V_i = 0), \quad (16)$$

$$(W_i = 0) \Leftrightarrow (V_i \neq 0), \quad (17)$$

$$(N_i = 1) \Leftrightarrow (n_i = 0), \quad (18)$$

$$(N_i = 0) \Leftrightarrow (n_i \neq 0). \quad (19)$$

Note 5.1.: In the subsequent text we will use an aggregated qualitative variable $CP_i = (C_i \text{ OR } P_i)$. This means that $(CP_i = 1)$ if $((C_i = 1) \text{ OR } (P_i = 1))$ and $(CP_i = 0)$ if $((C_i = 0) \text{ AND } (P_i = 0))$

Note 5.2.: We have used an abbreviated denotation of the variables: instead of $X(t, i)$ (where X is $CO_i, OP_i, V_i, W_i, N_i, n_i$) we have used X_i . This means that for all introduced variables we consider a common time moment “t”.
Note 5.3.: Case ($n_i = 0$) means that in section “i” there are no vehicles (moving or standing). Case ($n_i \neq 0$) means that in section “i” there are vehicles (moving or standing).

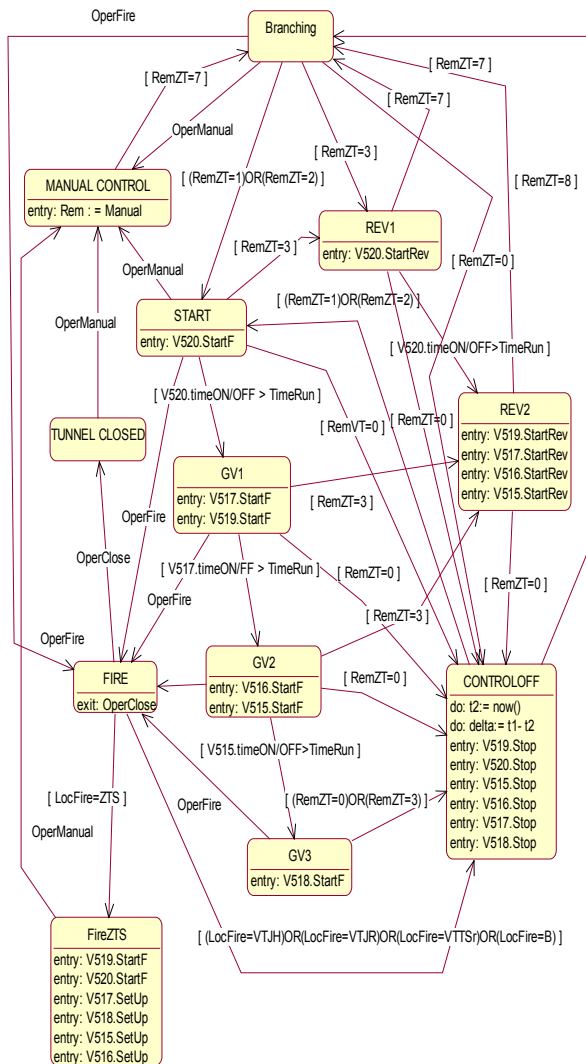


Fig. 4 State model for class TsF6.

The introduced qualitative variables and their values are used to define three fault situation classes:
 D_i - Defects in section “i” of ZTS III. (Measured variables CO_i and OP_i have values above the operation limits, or the values are moving towards them very rapidly. However, D_i situations represent some more serious transport operation fault and they are **not resolvable** only by means of the ventilation system.)
 U_i - Unacceptable ventilation state in section “i” of ZTS III. (Measured variables CO_i and OP_i have values above the operation limits, or the values are moving towards them very rapidly. Nevertheless, U_i situations are **resolvable** by means of the ventilation system.)
 A_i - Abnormal situation in section “i” of ZTS III. (These situations are rather rare in tunnel transport operation, and their semantics is ambiguous. They indicate some strange configuration of circumstances.) (These situations were collected and processed automatically during experimental tunnel operation.)

Specification of D_i, U_i and A_i by values of qualitative variables $CP_i, W_i, N_i, i = 1, 2, 3$ is introduced by M_G - TABLE 1. Class X_0 is an artificial class that completes the form of the Hasse diagram and has no influence on the extraction of rules.

TABLE 1
REPRESENTATION OF THE SYSTEM OF FAULTS

M_G	CP_1	CP_2	CP_3	W_1	W_2	W_3	N_1	N_2	N_3
X_0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
D_1	1			1					
D_2	1	1		1	1				
D_3	1	1	1	1	1	1			
U_1	1								
U_2		1							
U_3			1						
A_1	1			1			1		
A_2		1			1			1	
A_3			1			1			1

The Hasse diagram constructed for TABLE 1 would be very large in its original form. For this reason we represent it by TABLE 2. This table omits node X_0 , and the original rows are now oriented in columns. Using operations referred in Section IV.3 for extracting the associated rules from the Hasse diagram (from TABLE 2), we obtain 76 rules (some of which are in TABLE 3) with corresponding values $Supp(r_i)$ and $Conf(r_i)$. Many of these 76 rules are not considered, because they are semantically incorrect and they have very small (or zero) values $Supp(r_i)$ or $Conf(r_i)$. Such rules include: $D_2 \Rightarrow D_1, D_3 \Rightarrow D_2, \dots, D_3 U_2 \Rightarrow D_2$, etc.

TABLE 2 TABULAR REPRESENTATION OF THE HASSE DIAGRAM FOR TABLE 1

1	2	3	4	5
D_1	$D_1 D_2 D_3$	$D_1 D_2 D_3$	$D_1 D_2 D_3 U_1$	$D_1 D_2 D_3 U_1 A_1$
D_2	$D_1 D_3$	$D_1 D_2 U_1$	$D_1 D_2 D_3 A_1$	
D_3	$D_1 U_1$	$D_1 D_2 A_1$	$D_2 D_3 U_2 A_2$	
U_1	$D_1 A_1$	$D_2 D_3 U_1$		
U_2	$D_2 D_3$	$D_2 D_3 U_2$		
U_3	$D_2 U_1$	$D_2 D_3 A_1$		
A_1	$D_2 U_2$	$D_2 D_3 A_2$		
A_2	$D_2 U_3$	$D_2 U_2 A_2$		
A_3	$D_2 A_1$	$D_3 U_1 A_1$		
	$D_2 A_2$	$D_3 U_2 A_2$		
	$D_3 U_1$	$D_3 U_3 A_3$		
	$D_3 U_2$	$U_1 U_2 U_3$		
	$D_3 U_3$			
	$D_3 A_1$			
	$D_3 A_2$			
	$D_3 A_3$			
	$U_1 A_1$			
	$U_2 A_2$			
	$U_3 A_3$			

Note 5.4.: Symbol “1” in the fields of the matrix in TABLE 1 (e.g., (D_2, CP_2)) denotes that a Defect in section “i=2” appears when “ $CP_2=1$ ” or that the state “ $CP_2=1$ ” indicates the possibility of a Defect in section ($i = 2$). State “ $CP_2=1$ ” may also indicate some other fault situation, D_3

or U2. In other words, we emphasise a non-deterministic interpretation of the variables in TABLE 1.

TABLE 3.

i	Rule r_i	Supp(r_i)	Conf(r_i)
1	$D_1 \Rightarrow D_2$	0.222	1
3	$D_1 \Rightarrow U_1$	0.111	0.5
4	$D_1 \Rightarrow A_1$	0.222	1
8	$D_1 \Rightarrow U_2$	0.111	0.25
9	$D_2 \Rightarrow U_3$	0	0
11	$D_2 \Rightarrow A_2$	0.222	0.5
15	$D_3 \Rightarrow U_3$	0.111	0.166
18	$D_3 \Rightarrow A_3$	0.222	0.333
28	$U_3 \Rightarrow A_3$	0.111	1
42	$D_1 U_1 \Rightarrow D_2$	0.111	1
53	$D_3 U_1 \Rightarrow D_2$	0.111	1
73	$D_2 D_3 A_2 \Rightarrow U_2$	0.111	0.5
75	$D_1 D_2 D_3 U_1 \Rightarrow A_1$	0.111	1

The extension of rules r_i , extracted from the Hasse diagram by time-space parameterisation $r_i(t, x)$, now has the following form

$$-A(t, 1), \quad (20)$$

$$D(t,1) \Rightarrow (U(t, 1) \text{ OR } A(t, 1)), \quad (21)$$

$$D(t,1) \Rightarrow (U(t+\tau_{11}, 2) \text{ OR } A(t+\tau_{12}, 2)), \quad (22)$$

$$D(t,2) \Rightarrow U(t, 2), \quad (23)$$

$$D(t,2) \Rightarrow U(t+\tau_{21}, 3), \quad (24)$$

...
Rules (20) – (24) describe dynamic relations between situations D, U and A in section 6 when the time sequences of the events is considered. (Expressions (20) – (24), illustrate of course only the beginning part of the list of sequences (the complete list is very large) considering the direction of ventilation flow in Tsf6.) Variable “ t ” represents the time moment when the measurements were executed and the time delays $\tau_{11}, \tau_{12}, \tau_{21}, \dots$ represent the time interval needed for a cloud of dense smog to be moved from a given measurement place to another given measurement place (under specific events).

V.3 Detecting Unexpected Situations

A Conceptual Detection Pattern is formed by three layers that co-operate in the detection process. Using the formal means from Section III, we introduce for each layer (the class model layer, the state model layer and the concept lattices rule based model layer) models of systems of situations (MSS) with detection structures $\Gamma_1(S), \dots, \Gamma_n(S)$ and invariants $Inv(\Gamma_1), \dots, Inv(\Gamma_p)$. In this paper we illustrate the detection of an emergent situation only for state diagram (other cases with examples are in [35].)

For a state model:

$$MSS_{SM} = \langle S, \Gamma_1(S)=SM, Inv(\Gamma_1)=ST_{SM} \rangle, \quad (25)$$

where S represents a basic set of situations, $\Gamma_1(S)=SM$ is a detection structure equal (in our case) to the state model from expression (9), and $Inv(\Gamma_1)=ST_{SM}$ is a structural detection invariant equal (in our case) to the structure of the state model.

$$MD_{SM}(UX^3) = \langle MSS_{SM}, COND_{VInv} \rangle, \quad (26)$$

$$COND_{VInv} : ST_{SM}(t_0) \neq ST_{SM}(t_0 + t_1), t_0 < t_1. \quad (27)$$

Expression (27) introduces a violation of the invariant as a change in the state model structure. (Time t_0 is the time of the establishment of the state model structure). Examples of violations of the state model structure are: changes in transitions between states (e.g., a change of trajectory between states “START (RemZT=3) \rightarrow GV1(OperManual) \rightarrow MANUAL CONTROL”, (Fig. 4), the disappearance of operations or states (e.g., the disappearance of operation “entry:V520.StartF”), etc.

Example 5.1: We consider the interruption of the bond [RemZT = 3](GV1 \rightarrow REV2) as a violation of the state model structural invariant (Fig.4). As a consequence, condition (27) holds. Due to this structural change, in the situation [RemZT = 3] when there are very hard operation conditions, fans V515, V516, V217 and V519 are not switched into reverse mode, the whole ventilation strategy breaks down and part ZTS III of the tunnel (beginning in section 6) is insufficiently ventilated. In the CRLM layer, the rules ($U_1 \Rightarrow D_1$) and ($U_2 \Rightarrow D_1$) are detected, which violate rules 3 and 8 (from TABLE 3) and rules (21) and (22). $A(t,1)$ is in contradiction with (20) and in contradiction with rule 4 (from TABLE 3).

VI. CONCLUSIONS

This paper has reported on an investigation of conceptual detection patterns aimed at detecting emergent situations within the framework of a monitoring system. The conceptual detection patterns have been introduced as layered structures illustrate the hypothesis that for the detection of emergent situations we need *more than one* detection dimension. The application and the deployment of conceptual detection patterns has been illustrated in the conditions for monitoring a road tunnel ventilation system.

VII. ACKNOWLEDGMENT

The development of this paper has been supported by Research Grant TA ČR No. TA01020698. This support is very gratefully acknowledged.

REFERENCES

- [1] J. Bila, The detection of emergent situations by structural invariants, *13th Int. Conf. on Soft Computing – Mendel 2010*, pp. 495-501, Brno, Czech Republic, June, 2010.
- [2] J. Bila, and J. Jura, Fuzzy Concepts in the Detection of Unexpected Situations, *Acta Polytechnica. Vol. 47: pp. 5-8, 2007.*
- [3] M. Abramovici, M.A. Breuer and A.D. Friedman, *Digital System Testing and Testable Design* (New York, IEEE Press, 1995, pp. 99-104).
- [4] B. Chess, Accounting for the unexpected: fault diagnosis out of the ivory tower, *Int. Test Conference*, pp. 1135-1142, Washington, DC, USA, October, 1998.
- [5] H. Wang and Q.H. Wu, Detect and diagnose unexpected changes in the output probability density function for dynamic stochastic system: an identification approach, *14th World Congress of IFAC*, vol.17, pp. 217-222, Beijing, China, 1999.
- [6] Yan Zhao, J. Lam and Huijun Gao, Fault Detection for Fuzzy Systems With Intermittent Measurements, *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, Vol.17: pp. 398-410, 2008.

- [7] E.M. Atkins, E.H. Durfee and K.G. Shin, Expecting the unexpected: detecting and reacting to unplanned-for world states, *13th National Conf. on Artificial Intelligence*, p. 1377, Portland, OR, 1996.
- [8] D. Besnard and D. Greathead, A cognitive approach to safe violations, *Cogn. Tech. Work*, No. 5, pp. 272-282, 2003.
- [9] H. Mourão and P. Antunes, A Collaborative Framework for Unexpected Exception Handling, *11th Int. Workshop CRIWG 2005*, pp. 168-183, Porto de Galinhas, Brasil, September, 2005.
- [10] J. Reason, *Human error*, (Cambridge, UK, Cambridge University Press, 1990).
- [11] J. Bila, The Development of Qualitative Models for Knowledge-Based Process Control Support Systems, *Int. Conf. on Systems, Analysis Control and Design*, Vol. 2, pp. 256-262, Lyon, France, 1994.
- [12] J.Bila, J. Pokorny, J. Jura, and I. Bukovsky, Qualitative Modelling and Monitoring of Selected Ecosystem Functions. *Ecological Modelling*, Vol. 222: pp. 3640– 3650, 2011.
- [13] B. Padmanabhan and A. Tuzhilin, Knowledge refinement based on the discovery of unexpected patterns in data mining, *Decision Support Systems*, Vol.33: pp. 309-321, 2002.
- [14] A. Deruyver and Y. Hode, Image interpretation with a semantic graph: labeling over-segmented images and detection of unexpected objects, *Conf. on Applications and Science of Computational Intelligence*, pp. 424-432, Orlando, FL, 1999.
- [15] Da Ruan, J.Kacprzyk, M.Fedrizzi, Soft Computing for Risk Evaluation and Management, (Springer-Verlag, 2001, pp. 121-132).
- [16] A.Hamilton-Wright, D.W. Stashuk and H.R.Tizhoosh, Fuzzy Classification Using Pattern Discovery, *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, Vol. 15: pp. 772-783, 2007.
- [17] A.P. Rotshtein and H.B. Rakytyanska, Diagnosis Problem Solving Using Fuzzy Relations, *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, Vol. 16: pp. 664-675, 2008.
- [18] J. M. Koscielny, Application of Fuzzy Logic for Fault Isolation in a Three-Tank System, *14th World Congress of IFAC*, Vol. P, pp. 73 – 78, Beijing, China, 1999.
- [19] L. Garmendia, R.R. Yager, E. Trillas and A. Salvador., Measures of Specificity of Fuzzy Sets Under T-Indistinguishabilities, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 14: pp. 568-572, 2006.
- [20] F. E. Cellier, A. Nebot and A. Escobet, Model Acceptability Measure for Identification of Failures in Qualitative Fault Monitoring Systems, *Int. Multiconf. on Modelling and Simulation ESM '99*, Vol. 2, pp. 339-347, Warsaw, Poland, 1999.
- [21] J. Bila, I. Bukovsky, T. Oliveira and J. Martins, Modelling of Influence of Autonomic Neural System to Heart Rate Variability, *Seventh IASTED International Conference on Artificial Intelligence and Soft Computing*, pp. 345-350, Banff, Canada, 2003.
- [22] I. Bukovsky and J.Bila, Adaptive evaluation of complex time series using non-conventional neural units, *7th IEEE International Conference on Cognitive Informatics - ICCI 2008*, pp. 282-291, Stanford, USA, 2008.
- [23] M. Petrovičova, Detection of EEG Artifacts using Kalman Filtering, Ph.D. Dissertation, Faculty of Mathematics, Physics and Informatics, Comenius University in Bratislava, Slovak Republic, 2005.
- [24] Becher el Ayeb and S. Wang, Abduction-Based Diagnosis: A Competition-Based Neural Model Simulation Abductive Reasoning, *Journal of Parallel and Distributed Computing*, Vol. 24: pp. 202-212, 1995.
- [25] P. M. Frank, S. X. Ding and B. Köppen-Seliger, Current Developments in the Theory of FDI, *4th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes - SAFEPROCESS 2000*, pp. 16-27, Budapest, Hungary, 2000.
- [26] J. Bila, Neural Network based Methods for Ultrasonic Testing of Welded Constructions, *IASTED Int. Symposium on Applied Informatics 2001*, pp. 427-431, Innsbruck, Austria, 2001.
- [27] J. Bila, L. Koran and R. Mankova, Detection of Ill Separable Faults, *4th IFAC Symp. on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes - SAFEPROCESS 2000*, pp. 461-465, Budapest, Hungary, 2000.
- [28] J. Bila, Detection of Unexpected Faults, *8th IASTED Int. Conf. on Artificial Intelligence and Soft Computing*, pp. 60-65, Marbella, Spain, 2004.
- [29] J.Bila, J. Jura and I. Bukovsky, Qualitative Modelling in the Landscape Development Monitoring, *15th WSEAS Conf. on Recent Research in System Sciences*, pp. 35-41, Corfu, Greece, July, 2011.
- [30] J.E. Rumbaugh, M. Blaha, W.J. Premarlani, F. Eddy and W. Lorensen, *Object-oriented Modelling and Design* (Prentice-Hall International, Inc., 1991).
- [31] J.E.Rumbaugh, I. Jacobson and G. Booch, *The Unified Modelling Language Reference Manual* (Addison-Wesley, 1998).
- [32] Da Ruan, J. Kacprzyk, M. Fedrizzi, Soft Computing for Risk Evaluation and Management, (Springer-Verlag, 2001, pp. 155-169).
- [33] M. Delgado, N. Marín, D. Sánchez, María-Amparo Vila, Fuzzy Association Rules: General Model and Applications, *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, Vol.2: pp. 214-226, 2003.
- [34] Ferrer, J.C., The Best of Book AMSE 2002. (AMSE Press, France, 2004, pp. 91-100).
- [35] J.Bila and S. Gojda, Monitoring Emergent Situations in Complex Systems with the Help of Conceptual Detection Patterns. *International Review of Automatic Control*, Vol.4: pp. 855– 866, 2011.

New Aspects in Drive Designing with High efficiency Asynchronous Motors

L. Novák

Abstract -- This article show how employ new product line of asynchronous motor with High, Premium and Super Premium efficiency in drives. Recommendation for frequency converters parameter setting and motor sizing are gived.

Index Terms — Asynchronous motor, cage winding, delta connection, energy saving, Minimum Efficiency Performance Standard, star connection.

I. ÚVOD

I když se první frekvenční měniče začaly sériově vyrábět již od roku 1968, jejich masivní používání nastalo až v posledních dvou desetiletích. Mnoho projektantů elektrických pohonů však setrvává v konvenčním způsobu uvažování a nevyužívá plně potenciálu nové techniky. Stejně tak málokterá aplikační firma nedokáže parametrizovat frekvenční měnič tak, aby pohon pracoval s nejvyšší možnou účinností. Tento příspěvek má přispět k prolomení zažitých způsobů použití soustavy frekvenční měnič – asynchronní motor a maximalizovat energetickou účinnost pohonu.

II. NOVÉ TŘÍDY ÚČINNOSTI ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ

Jedním z prostředků snižování spotřeby energie a tím i emisí CO₂ je její lepší využívání cestou zvyšování účinnosti elektrických pohonů. Směrnice EU 2009/125/ES a její zapracování v normě ČSN EN 60034-30 zavádí nové třídy účinnosti asynchronních motorů napájených ze sítě s kmitočtem 50 a 60 Hz MEPS (Minimum Efficiency Performance Standard).

IE1 – standardní účinnost (Standard)

IE2 – zvýšená účinnost (High)

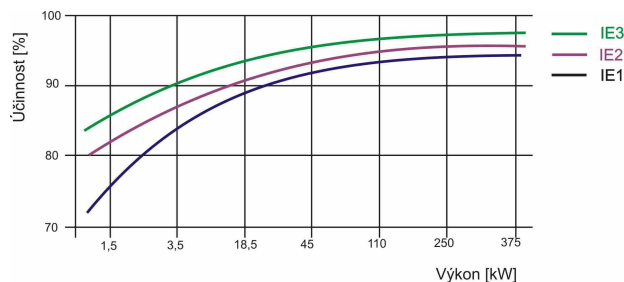
IE3 – vysoká účinnost (Premium)

IE4 – velmi vysoká účinnost (Super – Premium)

Tato norma je přísnější než dobrovolná dohoda EU s evropskou asociací výrobců CEMEP. Norma byla vydána v roce 2009 a její zavádění do praxe znamená, že od 16. 6. 2011 musí být u asynchronních motorů se zatížením S1 dodržena minimální účinnost IE2. Od 1. 1. 2015 je pro motory výkonů 7,5 až 375 kW stanovena minimální účinnost IE3. Od 1. 1. 2017 se tato podmínka vztahuje i na motory od výkonu 0,75 kW. Požadavek zvýšení účinnosti je alternativně splnitelný použitím motoru s účinností podle IE2 v zapojení s frekvenčním měničem. To znamená, že motory se standardní účinností IE1 se v současné době v EU nemají používat. Požadované minimální účinnosti stanovené touto normou jsou pro třídy IE1, IE2 a IE3 na obr. 1.

Protože zvýšené účinnosti se dosahuje především zvětšením aktivního materiálu v motoru, dochází k tomu, že motory třídy účinnosti IE2 a IE3 jsou často rozměrnější než

motory s nižší účinností. To může způsobovat problémy zvláště při náhradě poškozeného motoru ve stávajícím pohonu.



Obr. 1. Požadovaná minimální účinnost asynchronních motorů v závislosti na jejich výkonu podle ČSN 60034-30

Například firma SEW Eurodrive produkuje motory DRS, DRE a DRP, odpovídající třídám účinnosti IE1, IE2 a IE3. Jejich velikosti pak vychází podle tabulku uvedené v [2].

TABULKA I
VELIKOSTI MOTORŮ SEW EURODRIVE v [kW] PODLE ÚČINNOSTI

TYP MOTORU	DRS	DRE	DRP
DR.71M2	0,55	-	-
DR.80S2	0,75	-	-
DR.80M2	1,1	0,75	0,75
DR.90M2	1,5	1,1 / 1,5	1,1
DR.90L2	2,2	-	-
DR.100M2	3	2,2	1,5 / 2,2
DR.100L2	-	3	-
DR.100LC2	4	-	3
DR.112M2	4	4	-
DR.132S2	5,5	5,5	4
DR.132M2	7,5 / 9,2	7,5	-
DR.132MC2	-	9,2	5,5

Společnost Nord dosahuje zvýšení účinnosti použitím mědi místo hliníku pro klecové vinutí. Tím také zároveň klesá skluz motoru, momentová charakteristika v pracovní oblasti je strmější, ale záběrný moment je nižší. Díky tomuto opatření není pak třeba zvyšovat množství železa.

Touto cestou jde také výrobce Siemens svou řadou motorů SIMOTICS GP 1LE1, zatím do výkonu 22 kW [3]. Místo rotorů s klecí nakrátko odlité z hliníku jsou u motorů třídy účinnosti IE2 využity rotory s klecí nakrátko odlité z mědi. Motory IE2 mají proti motorům s IE1 až o 40 % menší ztráty.

Nižší ztráty motorů IE2 umožňují provoz na 125% jmenovitého výkonu, aniž by se dosáhlo tepelně kritického stavu. Znamená to možnost rozšíření provozního rozsahu výkonu, se kterým lze počítat při návrhu aplikace. Lze tedy snížit provozní rezervy, protože motor má výkonovou rezervu. V mnoha případech pak jde použít motor menší velikosti.

III. MOŽNOSTI ZVÝŠENÍ VÝKONU MOTORU

Při obvyklém zapojování asynchronních motorů v síti 3x400/230V používáme zapojení motoru do hvězdy.

This work was supported by the internal CTU Grant "Development of measuring, simulation and experimental methods with focus on non-traditional energy source" SGS12/178/OHK2/3T/12

Lukáš Novák is with the Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Mechanical Engineering, Czech Technical University in Prague, Czech republic (e-mail: Lukas.Novak@fs.cvut.cz).

Frekvenční měnič při jmenovité frekvenci napájí motor jmenovitým napětím 400 V. Pro frekvence nižší, než jmenovitá frekvence se napětí snižuje lineárně do nuly. Pro frekvence vyšší než jmenovitá by se naopak mělo napětí na výstupu lineárně zvyšovat pro zachování velikosti momentu. To však měnič není schopen dodat, neboť výstupní napětí se tvoří z napětí napájecího měnič. Takovému způsobu řízení říkáme skalární řízení.

A. Kompenzace sníženého výkonu v oblasti jmenovité frekvence

Pokud se k napájení motoru použije frekvenční měnič, svorkové napětí motoru je proti napájení přímo ze sítě sníženo o úbytky napětí na měničích a jeho příslušenství. Výpočet svorkového napětí na motoru se provede podle vztahu

$$U_{\text{svorkové_motor}} = U_{\text{sít}} - (\Delta U_{\text{sít_filtr}} + \Delta U_{\text{měnič}} + \Delta U_{\text{výst.filtr}} + \Delta U_{\text{kabel}}) \quad (1)$$

Při napájecím napětí 400V dosahují úbytky na síťovém filtru 5 V, úbytek napětí na frekvenčním měničích dosahuje až 7,5 % vstupního napětí. Úbytek napětí na výstupním filtru je přímo úměrný základní modulační výstupní frekvenci a proudu motoru. Např. úbytek napětí na výstupních filtrech SEW Eurodrive při jmenovitém proudu a frekvenci 50 Hz se pohybují okolo 20 V [2]. Úbytek napětí na kabelu k motoru při délce 100m při obvykle projektovaných průřezích se pohybuje od 3 do 10 V.

Snížené svorkové napětí na motoru se musí uvažovat při uvádění frekvenčního měniče do provozu, protože jinak by docházelo při jmenovitém zatížení k nedovolenému zahřívání motoru. Jednou z cest je snížení jmenovité frekvence pole vzorce

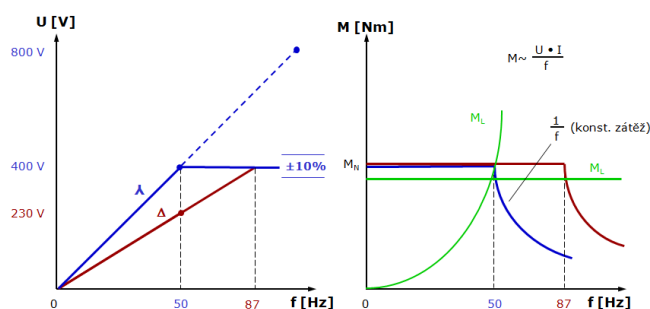
$$f_{\text{max}} = \frac{U_{\text{svorkové_motor}}}{U_{\text{jmenovité_motor}}} \cdot f_n \quad (2)$$

V takovém případě je k dispozici jmenovitý moment motoru do stanovených otáček podle vzorce, nad těmito otáčkami je nutno počítat se snižováním momentu vlivem odbuzování.

Jinou cestou je přepojení vinutí motoru do trojúhelníku. V tomto případě je jmenovitý moment motoru k dispozici nejen při frekvenci 50 Hz, ale až do frekvence vypočtené opět podle vzorce (2), kde však za frekvenci f_n dosazujeme 87 Hz..

B. Zvýšení výkonu motoru nad jmenovitou hodnotu

Při zapojení motoru do trojúhelníku, při frekvenci 50 Hz postačuje pro vyvození jmenovitého momentu výstupní napětí měniče 230 V. Toto zapojení statorového vinutí poskytuje možnost lineárně zvyšovat výstupní napětí měniče až do frekvence 87 Hz při zachování jmenovitého momentu. To má za následek, že výkon motoru při 87 Hz se zvýší o $\sqrt{3}$ výkonu jmenovitého. Při jmenovitém zatížení protéká jmenovitý proud uvedený pro zapojení do trojúhelníku. Při zvyšování frekvence nad 50 Hz je frekvenční měnič schopen také zvyšovat výstupní napětí a tím udržet optimální magnetizaci motoru. Odběr proudu zůstává (za předpokladu jmenovitého zatížení) přes rostoucí napětí konstantní, neboť reaktance motoru díky rostoucímu kmitočtu také stoupá. Motor nebude přetížen, neboť proud motoru nadále nepřekročí jmenovitý proud uvedený pro zapojení do trojúhelníku. Pouze fázové napětí se zvýší z 230 V na 400 V. Toto nepředstavuje pro moderní motory, které jsou napětově zkušeny na 1500 V až 2000V nebezpečí.



Obr. 2. Průběhy momentu motoru při zapojení do hvězdy (modře) a do trojúhelníku (hnědě) a průběhy M_L momentů konstantní a kvadratické zátěže (zeleně)

Tímto způsobem lze pro daný výkon použít motor o jednu konstrukční velikost menší. Měnič kmitočtu však musí být dimenzován na výstupní proud, který odpovídá proudu motoru, zapojeného do trojúhelníku.

Otázkou je, zda můžeme takový výkon z motoru trvale odebírat. V motoru rostou ztráty v železe i ve vinutí. Zároveň ale roste odvod tepla vlivem intenzivnějšího chlazení vyššími otáčkami ventilátoru. Kontrolou maximálních otáček v katalogu výrobce motorů [3] zjistíme, že provozování motoru na dvojnásobek jmenovitých otáček je přípustné u všech typů motoru a lopatky ventilátoru by měly zvýšené namáhání vydržet.

Omezení tohoto způsobu zvýšení výkonu motoru je v charakteru zatěžovacího momentu. Pokud je průběh zatěžovací charakteristiky kvadratický, při zvýšení otáček nad jmenovité hodnoty motor nevykazuje dostatečný moment, jak je vidět na obr. 2. Pro konstantní zátěž lze však dosáhnout významné úspory.

Při provozu motoru s měničem kmitočtu je vinutí zatěžováno více, než při napájení jen ze sítě. Je to způsobeno hlavně vysokou rychlostí vzrůstu napětí du/dt , stejně jako délkou, typem a uložením motorového kabelu.

C. Přizpůsobení velikosti magnetizačního proudu zatížení

Nastavení V/f křivky frekvenčního měniče podle průběhu zatěžovacího momentu na otáčkách, umožňuje zvýšit činnost motoru při částečném zatížení. Těchto úspor lze dosáhnout především u ventilátorů a čerpadel. Nejvýhodnější je, pokud sám frekvenční měnič má funkci automatické optimalizace energie (AOE).

IV. ZÁVĚR

Optimální účinnost pohonných systémů se většinou nachází v oblasti kolem jmenovitého výkonu. Přesto je mnoho pohonů pro jistotu předdimenzováno. Následkem toho je pohon provozován pod jmenovitým výkonem a účinnost silně klesá. Předdimenzování kromě snížení účinnosti představuje také vyšší pořizovací náklady.

Navrhování pohonů pro práci nad jmenovitými otáčkami je výhodné v tom, že lze od motoru získat jmenovitý výkon. Při částečném zatížení díky optimalizaci okamžitého napětí na motoru lze udržovat maximální účinnost. Motor lze zároveň zvolit o jednu konstrukční velikost menší.

- [1] ČSN EN 60034-30 Točivé elektrické stroje - Část 30: Třídy účinnosti jednootáčkových trojfázových asynchronních motorů nakrátko (IE kód), ČNI 2009
- [2] SEW EURODRIVE: AC Motors DRS71-315, DRP90-315, DRL71-225, DT56, DR63, DV250/280 Catalog, Edition 05/2009
- [3] SIEMENS: SIMOTICS trojfázové asynchronní motory s rotorem nakrátko 1LE1 osová výška 100 až 160 výkon 0,75 až 22 kW, katalog D81, Siemens 2012

Measurement of Temperature and Energy Flow in Earth – Atmosphere Interface

V. Jirka, J. Zicha, B. Šourek

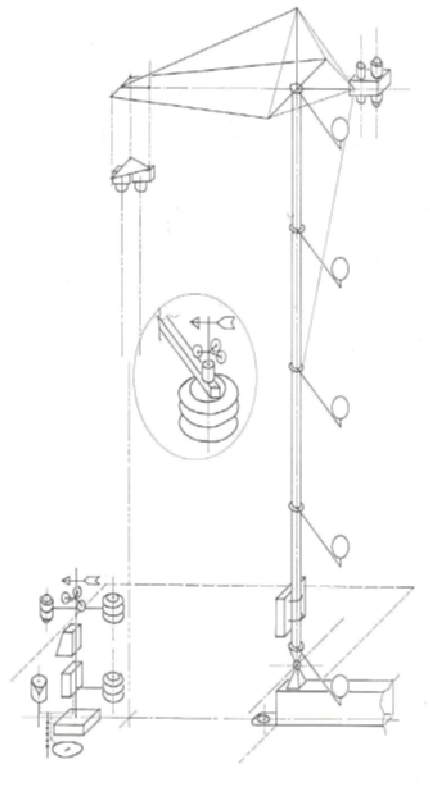
Abstract – This paper presents first results which were obtained from mobile device developed for measurement of flow of energy in nature which was developed and built within the project NVP II MŽP, ev. num.: 2B06023. The device measures absolute and comparative values of temperature, humidity, direction and velocity of wind 30 m above the ground. Aim of these measurements is to assess the influence of sun radiation on different types of growth. Methods and instrumentation for measurement of radiation temperatures, air temperature above the growth, and surface temperatures in Domanín vrt area were compared. Measurement was performed on 2.-3.10.2011. Presented results and long-term pilot monitoring enable better understanding of physical nature of events which occur at the interface soil-atmosphere at a meadow with growth of different heights.

Index Terms—Temperature, Energy, Thermography, Composite, Radiation, Calibration, Mobility

I. ÚVOD

MOBILNÍ měřicí stanice umožňuje provázat data „bodových“ měření z pozemních stanic s teplotní mapou celé lokality, získanou jejím zobrazením germaniovou optickou soustavou na maticový bolometrický nechlazený detektor termovizní kamery, pracující ve spektrální oblasti 7 -14 μm . Velkou výhodou systému je kontinuální monitoring a tím postižení dynamiky jevů, probíhajících na měřené lokalitě a také možnost snadného přestěhování, která doposud nebyla využita. Jedná se o plně autonomní pracoviště, které k doposud měřeným datům přidává data další, jiným způsobem nezměřitelná. Příkladem jsou výškové rozložení teploty, relativní vlhkosti a rychlosti větru, jehož vliv na odpařování vody (z energetického hlediska jeden z klíčových jevů, který v přírodě probíhá) je velice důležitý. Senzory jsou doplněny o NET radiometr (teplota čidla, IR a VIZ radiace oblohy a porostu) a obsahuje také termovizní snímek sledované plochy, který je zaznamenáván ve stejném časovém intervalu - 10 min. K měření meteorologických dat ve výškovém profilu je využito členění stožáru na sekce. Čidla jsou umístěna na držácích, které jsou upevněny k přírubám, vloženým mezi jednotlivé sekce. 1. příruba je umístěna ve výšce 0,5 m nad

terénem, další příruby jsou ve výškách 8,1, 15,7, 23,3 a 30,9 m. Na každé sekci jsou měřeny teplota a relativní vlhkost v meteorologickém radiačním krytu a rychlost a směr větru.



Obr. 1. Schéma měřicí stanice



Obr. 2. Realizovaná měřicí stanice

Práce byly podpořeny z projektu NVP II MŽP, ev. č. : 2B06023 „Vývoj metody stanovení toků energie a látek ve vybraných ekosystémech, návrh a ověření principů hodnocení hospodářských zásahů pro zajištění podmínek autoregulace a rozvoje biodiverzity“.

Vladimír Jirka (e-mail: jirka@enki.cz) - ENKI, o.p.s., Dukelská 145, 379 01 Třeboň, Česká republika

Josef Zicha (e-mail: Josef.Zicha@fs.cvut.cz), ČVUT v Praze, Fakulta strojní, Ústav přístrojové a řídicí techniky, Odbor přesné mechaniky a optiky, Technická 4, 166 07 Praha 6, Česká republika

Bořivoj Šourek (e-mail: borivoj.sourek@fs.cvut.cz), ČVUT v Praze, Fakulta strojní, Ústav techniky prostředí, Technická 4, 166 07 Praha 6, Česká republika



Obr. 3. Transport stožáru

Na vrcholu stožáru je umístěn krakorec, který nese dosedací platformu pro nosič termovizní kamery a fotoaparátu, které lze během několika desítek sekund spustit nebo vytáhnout operátorem do pracovní polohy. Tato možnost je využívána pro sběr dat z paměťové karty kamery a při náhlé změně meteorologických podmínek. Na severní straně krakorce je umístěn také NET radiometr, který snímá dopadající i odražené záření v IR a VIZ spektrální oblasti a teplotu čidla. Čidlo má aperturu 180°. Termovizní kamerou lze snímat zemský povrch s aperturou 12°, 24°, 45° podle použitých objektivů. Hodnoty jsou důležité pro posouzení vlivu délky expozice a především směru dopadajícího slunečního záření na vyhodnocování leteckých a družicových snímků v IR oblasti. Na stožáru je přímo měřena energie dopadající a odražené krátkovlnné složky globálního slunečního záření ve spektrální oblasti 300 - 2800 nm. Součástí měřicí instrumentace stožáru je také snímač tepelného toku v půdě a atmosférického tlaku vzduchu pro stanovení tlaku vodních par. Na stanici jsou měřena také dopadající a odražené záření v tepelné oblasti 4500 - 42 000 nm a teplota čidla, ze kterých je počítána efektivní teplota oblohy pro daný region a souhrnná radiační teplota vegetačního pokryvu pod stožárem. Pro určení komplexní meteorologické a energetické situace je systém doplněn o stanici měřicí standardní meteorologické podmínky ve výškách 0,3 a 2 m, s měřením směru a rychlosti větru, záznamem množství srážek, dopadající a odraženou radiací. Pro výpočet energetického toku do půdy je měřeno 8 hodnot teplot v půdním profilu a vlhkost půdy. Čidla jsou obsluhována automatickými záznamovými a řídicími jednotkami FIEDLER, které v sobě zahrnují univerzální datalogger, telemetrickou stanici s vestavným GSM/GPRS modulem, programovatelný řídicí automat a energetický zdroj, nezávislý na síti, využívající sluneční záření. Jednotka umožňuje kontinuální celoroční záznam a přenos dat na server, odkud je dostupný všem uživatelům.

II. MĚŘENÍ

Vzhledem k meteorologickým podmínkám, především častým bouřkám nebylo možné po osazení čidly v létě 2011 provést dlouhodobá měření. Byly však provedeny metodické testy, které umožnily dokončit měřicí stožár na úroveň, kdy byl s jistými omezeními připraven k monitoringu. Největším problémem bylo napájení termovizní kamery, která nemá útlumový režim a díky stálé vnitřní kalibraci má značnou spotřebu. Zatím byl problém řešen externím zdrojem Li JON bateriovým blokem s výdrží 8 hod. Druhým vážným problémem byl hromosvod, se kterým se potýkáme doposud. III. Prezentované měření proběhlo ve dnech 2.-3.10.2011.

Na stožár do přesně definované polohy byla vytažena termovizní kamera v krytu s bateriovým boxem a interval snímání byl nastaven na 10 min. Data - termovizní snímky byly zaznamenávány do paměťové karty v kameře. Po 8 hodinách byla kamera spuštěna, vyměněn bateriový box, provedena kontrola zaostření, recalibrace kamery a kamera byla vytažena zpět na stožár. Paralelně probíhal ve shodném intervalu sběr dat z čidel, umístěných na stožáru i pomocných stanicích.

A. Příprava experimentu a výběr lokality

Pro experiment byla vybrána zatrávněná oplocená plocha vodního zdroje obce Domanín okres Jindřichův Hradec. Pro účel experimentu byla plocha dlouhodobě připravována. Levá část nebyla udržována a sekána po celé vegetační období. Pravá část byla posekána a zmulčována cca 2 týdny před experimentem a osový pás pod krakorcem byl posekán těsně před experimentem. Tím byly získány tři plochy na stejné lokalitě se shodnou vegetací, lišící se pouze výškou porostu. Pod krakorcem na ose byly umístěny dvě kalibrační tabule Al plechu o velikosti 1,25x1,25 m, jedna černá a druhá bílá, s barvou o známé emisivitě $\varepsilon = 0,96$. V průběhu měřicí kampaně byla prováděna kontrolní měření teplot bezdotykovým teploměrem, měřícím radiační teplotu povrchu a termočlávkovou dotykovou sondou, kterou je teploměr vybaven.



Obr. 4. Celkový pohled na měřicí polygon

B. Použitá technika

Termovizní kamera: FLIR ThermoCAM PM 695
s objektivem A=45°

Bezdotykový teploměr: FSI AGEMA Thermopoint 64 Plus

Netradiometr: Kipp&Zonen CNR1

Radiometry: Kipp&Zonen CM3

Čidla teploty a relativní vlhkosti: Fiedler RV 12

Čidla směru a rychlosti větru: Tlustáček W2

Teploměry: Pt 100- XM

Půdní radiometr: Huxeflux HFP 01

Čidlo tlaku vzduchu: Dyrk – Peters HIM Electronical air
pressure sensor F1



Obr. 5. Kalibrační tabule

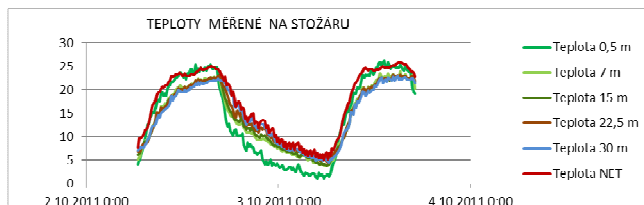
C. Změřené a zjištěné průběhy teplot na sledované lokalitě

Za první cíl bylo autory vytčeno utřídění měřených, počítaných a odečtených z termogramů teplot na měřicím polygonu, které uvádíme jako první reálně dosažené výsledky na původním zařízení. Měření probíhalo za jasného bezoblačného stavu oblohy. Následně je uveden výčet teplot a jejich průběhy za sledovaný interval měření ve dnech 2. -3. 10.2011

Teploty měřené na stožáru:

Teplota **vzduchu**, měřená v meteorologickém krytu ve výšce: 0,3m, 2m, 7,5m, 15m, 22,5m, 30m

Teplota těla NET radiometru,

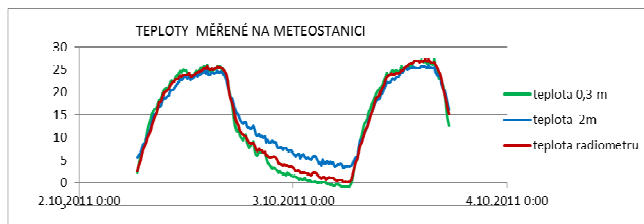


graf č. 2: Teploty vzduchu měřené na stožáru

Teploty, měřené na meteostanici:

Teplota **vzduchu**, měřená v meteorologickém krytu ve výšce: 0,3m, 2m,

Teplota těla NET radiometru, teploty půdy, které zde neuvádíme



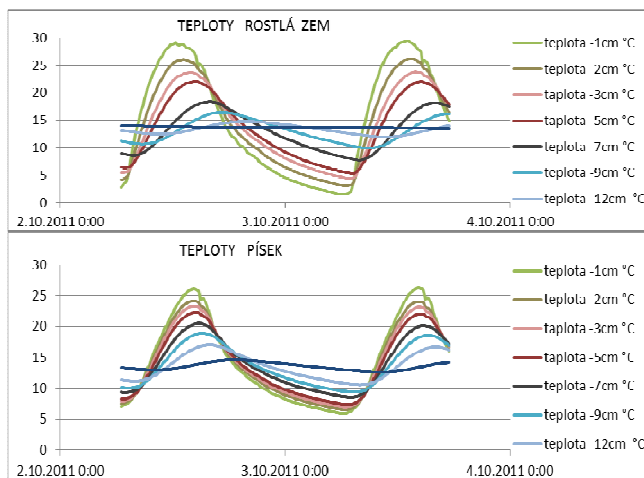
graf č. 1: Teploty vzduchu měřené na meteostanici

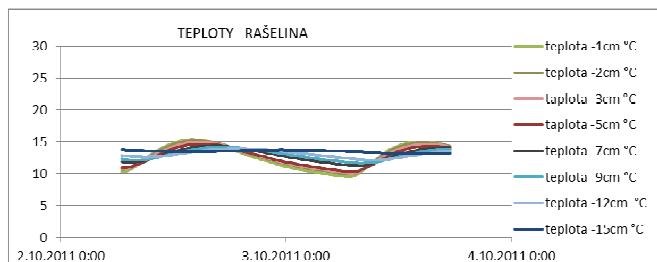
Komentář:

Z průběhů teplot je zřejmé, jak jsou v přízemních vrstvách ovlivňovány teploty vzduchu teplotou zemského povrchu a Al těla radiometrů jsou ve dne obdobně zahřívána dopadající sluneční radiací a jejich teplota je o několik stupňů vyšší než okolní vzduch. V nočním období, kdy je zemský povrch a tělesa radiometrů ochlazován vyzařováním vůči chladnému vesmíru a díky odparu jsou teploty vzduchu na rozhraní zemského povrchu nižší. Od 2 do 30 metrů byly teploty vyrovnané. Teplota tělesa radiometru na stožáru byla udržována topným tělesem tak, aby nedocházelo ke kondenzaci vodních par na čidlech a proto je vyšší ve srovnání s meteostanicí.

Teploty půdy, měřené půdní meteostanicí:

Průběh teplot v hloubce 1 cm, 2cm, 3cm, 5cm, 7cm, 9cm, 12cm a 15, ve třech prostředích





graf č. 3: Teplotní profily v zatravněné rostlé půdě, písku a rašelině

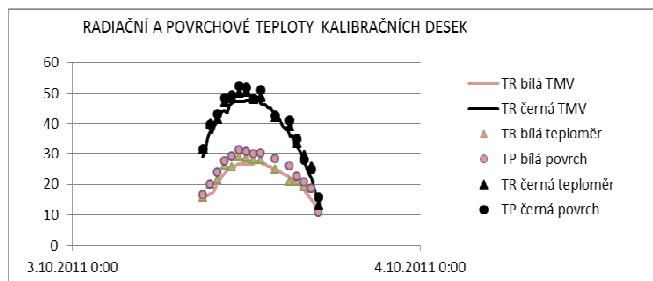
Komentář:

Časový průběh teplot v uvedených hloubkách v zatravněné rostlé půdě, rašelině a písku za shodných klimatických podmínek. Před měřením předcházelo 20 dní bez srážek, tedy při konstantní objemové vlhkosti půdy 32%, rašeliny 35%, resp. 15% u písku. Kromě vlhkosti jsou zaznamenávány také radiační toky půdními radiometry. Tyto veličiny slouží k popisu závislosti a ověření metodiky výpočtu energetické výměny v půdě.

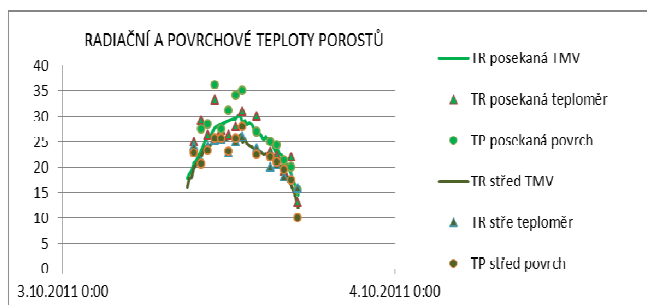
Komparační měření kalibračních desek a porostu

Teploty kalibrační povrchů, bílé a černé kalibrační desky a porostů byly kontaktně měřené termočládkovým čidlem bezdotykového teploměru FSI AGEMA Thermopoint 64 Plus a radiační teploty shodných míst, měřené tímto teploměrem při nastavené emisivitě $\epsilon = 0,96$.

Měření probíhalo 3.10.2010 v období mezi 9 a 18 hod. v intervalu cca 30 min a v grafu je doplněno radiačními teplotami měřené lokality, odečtenými z termovizních snímků s intervalem snímání 10 minut.



graf č. 4: Porovnání teplot na kalibračních deskách, měřeno TMV a teploměry



graf č.5: Porovnání teplot v porostech, měřeno TMV a teploměry

Komentář:

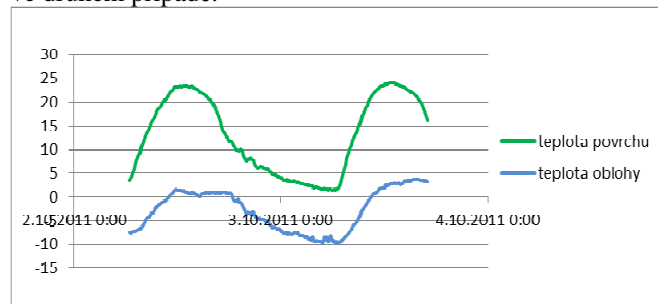
Při měření kalibračních desek vykazují teploty povrchu vyšší teplotu oproti teplotám radiačním, kdy u bílé desky jsou rozdíly větší. Rozdíly přičítáme odlišné hodnotě emisivity od hodnoty, inzerované výrobcem nátěru. Změny

také budou způsobeny stárnutím, erozí a usazeninami na povrchu. Radiační teploty, měřené teploměrem a odečtené z termogramu vykazují obdivuhodnou shodu.

Při kalibračním měření v travnatém porostu se projevila nehomogenita povrchu značným rozptylem hodnot, ale je zřejmé, že teplotní trend zůstal zachován.

Teploty počítané

Zdánlivá radiační globální teplota oblohy a zdánlivá radiační globální teplota povrchu. Výpočet ze Stefan-Boltzmanova zákona na základě měřené teploty těla NET radiometru a radiační výměny ve spektrální oblasti 5 - 35 μ m mezi jím a oblohou v prvním případě a zemským povrchem ve druhém případě.



graf č. 6: Výpočítaná teplota oblohy a porostu ze stožáru

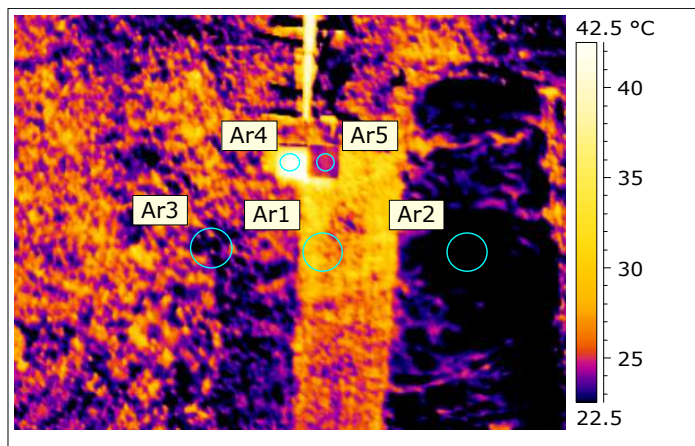
Komentář:

Radiační teplota porostu, vypočítaná z teploty čidla a radiačního toku je kontrolní integrální hodnota, která při porovnání s dalšími teplotami povrchu, měřenými experimentálním zařízením stanovuje meze přesnosti, ve kterých se pohybuje při stanovení globální teploty oblohy. Tato hodnota je počítána pro celou měřenou oblast a je velmi důležitá, neb vstupuje do výpočtů energetické bilance. Protože na rozdíl od oblohy máme i jiné možnosti jak změřit povrchovou teplotu porostu, a měříme ji, je pro nás porovnání teplot porostu měřítkem shody metod a zařízení neboť měření i výpočty probíhají stejnými přístroji i metodou.

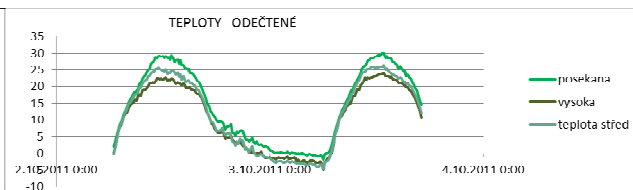
Radiační teploty, odečtené z termovizních snímků

Pro správné určení radiačních teplot měřených povrchů byly dodrženy následující zásady:

- teplota povrchu je průměrná teplota pevně definovaného kruhového segmentu, který byl vytvořen maskou v programu FLIR ThermaCAM Researcher 9.1.
- Masky byly kopírovány na jednotlivé snímky a program obsahuje teplotní analýzu
- pro každý odečet bylo upravováno nastavení kamery:
 - teplotu pozadí - zdánlivá globální teplota oblohy
 - teplotu okolí
 - teplotu externí optiky, která byla totožná s teplotou okolí
 - relativní vlhkost
- Chybějící hodnoty cca 2% při výměně baterií byly nahrazeny interpolací



Obrázek 6: Termovizní snímek s vyznačenými kruhovými segmenty, bylo zpracováno cca 300 snímků



graf č. 8: Radiační teploty travního porostu různé výšky, odečtené z termovizních snímků

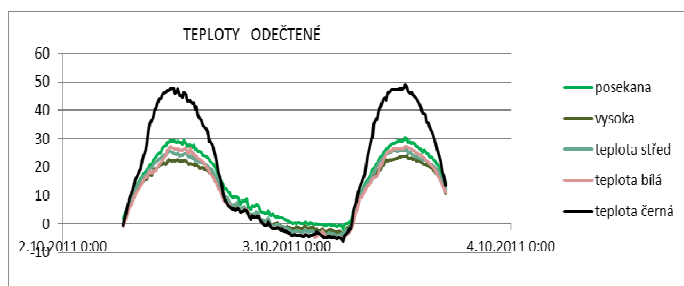
Komentář:

Upozorňujeme především na následující poznatky z měření a interpretace

- Černá deska, která má emisivitu $\epsilon = 0,95$ největší absorptivitu se ve dne ohřeje nejvíce, ale v noci naopak nejvíce energie vyzáří a je tedy nejstudenější
- Nízký, čerstvě posekaný porost je ve dne z porostů nejteplejší, což je logické, neboť minimálně transpiruje a tedy není ochlazován, ale on je nejteplejší v tomto ročním období i v noci. To je dáno tím že je v přímém kontaktu s půdou, která má teplotu cca 5° viz graf č.3.
- Výše zmíněné poznatky se uplatňují také na střední a vysoké travní pokrývce, která díky evapotranspiraci a izolačním vlastnostem porostu tlumí teplotní výkyvy a zmenšuje amplitudu.

PARAMETER	VALUE
Object Distance	30.0 m
Emissivity	0.96
Image Camera Lens	FOV 45
Image Camera Type	ThermaCAM PM695 PAL
Image Min. Temperature	6.4 °C
Image Max. Temperature	45.1 °C
Image File name	SEQ043.IMG
Ar1 Average Temperature	28.3 °C
Ar2 Average Temperature	21.3 °C
Ar3 Average Temperature	23.5 °C
Ar4 Average Temperature	42.8 °C
Ar5 Average Temperature	24.7 °C
External Optics Temperature	20.0 °C
External Optics Transmission	1.00
Reference Temperature	20.0 °C
Relative Humidity	65.0%
Atmospheric transmission	0.96
Atmospheric Temperature	20.0 °C
Reflected Temperature	20.0 °C
Image Date	2.10.2011

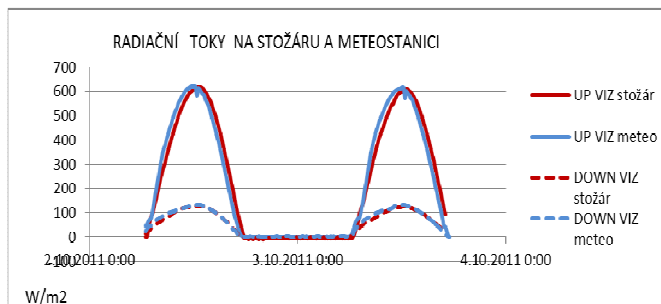
Tabulka č.1: Nastavení termovizní kamery a střední teploty vymezených oblastí



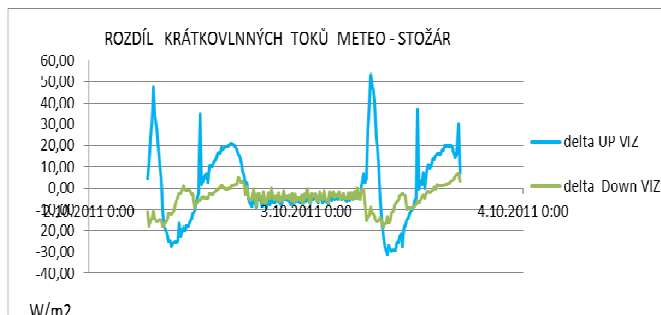
graf č. 7: Radiační teploty všech zájmových ploch odečtené z termovizních snímků

D Radiační měření NET radiometry ve výškách 2 a 30 m

Pro kontrolu byly porovnány hodnoty naměřených radiací ze dvou NET radiometrů, které se nacházely v sousedství na stejné lokalitě, vzdálené od sebe cca 20 m, ale jeden byl ve výšce 2 m a nebyl vyhříván a druhý, vyhříváný byl na stožáru ve výšce 30 m.



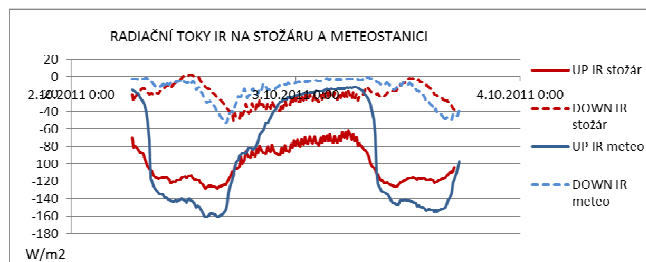
graf č. 9 Krátkovlnná radiace na stožáru a meteostanici



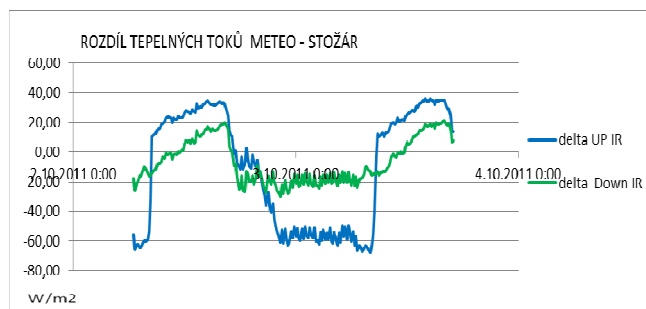
graf č. 10 Rozdíly krátkovlnné radiace

Ve spektrálním pásmu 0,3 -2,8 μm byla výrazná shoda ve výsledcích jak dopadajícího tak odraženého záření, byl zaznamenán pouze posuv časových základů, stín od

svislého nosníku krakorce u radiometru na stožáru a zastínění při západu a východu slunce.



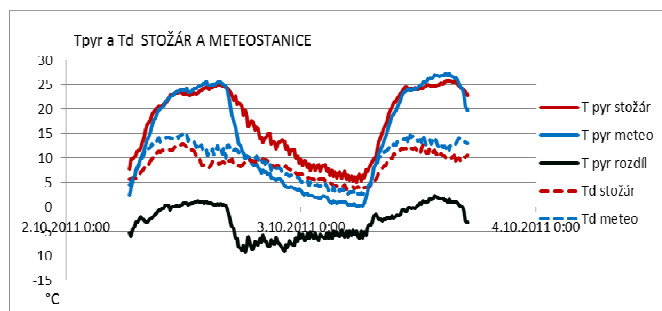
graf č. 11 Dlouhovlnná složka radiace na stožáru a meteostanici



graf č. 12 Rozdíl dlouhovlnné radiace na stožáru a meteostanici

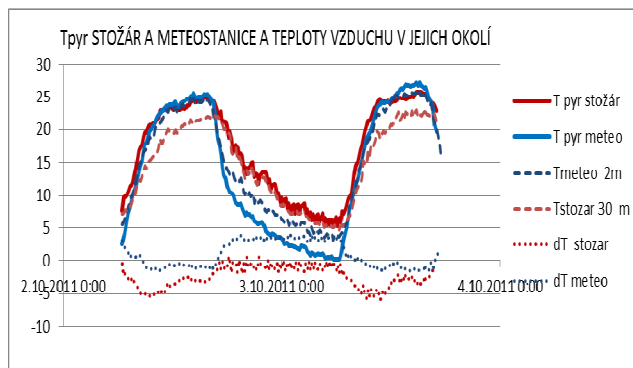
V dlouhovlnné oblasti 4,5 – 42 μm se naměřené radiální toky radiometrů, především směřujících k obloze, mezi sebou značně lišily, proto jsme se pokusili děje tam probíhající analyzovat a vysvětlit.

Byly porovnány teploty těles obou NET radiometrů, tj. jak se liší referenční teploty, vůči kterým je vztahován radiální tok, a z relativní vlhkosti, atmosférického tlaku a teploty vzduch v úrovních čidel byla vypočítána teplota rosného bodu v místě pyrhelometru.



graf č. 13 Teploty těles radiometrů a odpovídající rosné body

Z průběhu teplot je zřejmé, že na stožáru, kde je čidlo vytápěné se jeho teplota pohybuje stále nad teplotou rosného bodu. Naopak teplota pyrhelometru na meteostanici je v nočních hodinách pod hodnotou rosného bodu a proto dochází k orosení čidla a tím znehodnocení výsledků, neb v měřené spektrální oblasti je voda pro záření nepropustná. Tento jev vysvětluje rozdíl v měřených výsledcích v nočním období, ale nikoliv ve dne. Proto byly také porovnány teploty těles NET radiometrů s teplotami vzduchu, měřenými ve stejné výšce v meteorologických krytech.



graf č. 14: Teploty těles radiometrů a odpovídající teploty vzduchu ve stejné úrovni

Z naměřených hodnot na stožáru je zřejmé, že teploty jsou celkem vyrovnané, ale ve dne je teplota vzduchu o několik (cca o 5°) nižší, než teplota čidla. Konstruktivní řešení NET radiometru Kipp&Zonen CNR1 je následující. Na Al uzavřeném profilu jsou proti sobě přidělané dvě dvojice nezávislých čidel pyranometr CM3 a pyrhelometr CM4, vybrané tak, aby měly shodný přírůstek signálu na jednotku energetického toku a je měřena teplota tělesa –v jedné z přírub Al profilu. Vzhledem k tomu, že měření probíhalo za slunného počasí a těleso radiometru je tvořeno eloxovaným Al profilem, který absorbuje část dopadajícího záření, předpokládáme jeho částečné ohřátí. V nočním období, kdy těleso radiometru naopak vyzařuje vůči obloze a tím je ochlazováno, je ztráta kompenzována topným 5 W tělesem a teplota tělesa a okolního vzduchu byla v měřeném intervalu téměř shodná.

Na meteostanici ve výšce 2 m nad zemí jsou ve dne teploty téměř shodné což si vysvětlujeme blízkostí zemského povrchu, od kterého se vzduch ohřeje obdobně jako těleso radiometru, ale v nočním období za jasné oblohy byla teplota radiometru nižší, což přisuzujeme radičním ztrátám při jeho relativně nízké hmotnosti.

IV. ZÁVĚR

Výsledky měření z tohoto unikátního zařízení výrazně přispěly k pochopení dějů na zemském povrchu a významu vegetačního pokryvu a umožnily kvantifikaci těchto dějů. Mají velký význam pro kalibraci termovizních snímků, pořízených prostředky dálkového průzkumu a tím zkvalitňují jejich interpretaci. Pomocí zjištěných dat jsme schopni radiální teploty, odečtené z termogramů porovnávat s daty, získanými na pozemních kalibračních stanicích. Na základě těchto měření je připravována metodika hodnocení a kalibrace leteckých termogramů.

V letošním roce doznal systém značné modernizace, především v oblasti ovládání a napájení termovizní kamery na krakorci. Bylo vytvořeno softwarové prostředí pro ovládání a přenos obrazu ze stožáru přes sériové rozhraní RS232, kterým je kamera (rok výroby 2001) vybavena a také systém napájení z akumulátoru, který je umístěn u paty stožáru a dobíjen fotovoltaickým panelem.

Stožár bude vztyčen počátkem června na stejné lokalitě a je připravena řada krátkodobých (dny) a střednědobých (týdny) experimentů, které na lokalitě budou realizovány. Budou sledovány různé typy povrchů a vegetace za proměnlivých klimatických podmínek, což přispěje k lepšímu pochopení a především kvantifikaci dějů, které tam probíhají.

Autoři děkují především kolegům, řešícím ve firmě ENKI Třeboň a na FS ČVUT v Praze projekt TOKENELEK, všem spolupracujícím firmám a jednotlivcům, kteří jakýmkoliv způsobem přispěli k pozitivnímu výsledku výzkumu a realizace předmětného zařízení.

V. LITERATURA

- [1] Patent číslo: 303151 Zařízení pro měření energetických toků na rozhraní zemského povrchu a atmosféry Datum udělení: 28.4.2012
- [2] Užitný vzor číslo: 22 673 Zařízení pro měření energetických toků na rozhraní zemského povrchu a atmosféry Datum zápisu : 12.9.2011

Microplasma Welding of Nitinol and Austenitic Stainless Steel

P. Vondrouš, L. Kolařík, M. Kolaříková

Abstract -- This paper summarizes the results of the verification of applicability of nitinol (NiTi) material for microplasma welding. It was made experimental microplasma welds between Nitinol and stainless austenitic steels. This type of heterogeneous joining is used in the production of venous catheters. Some fundamental problems surrounding the welding process of these materials, such as the need of protection and a perfect gas burner to the exact positioning of components, were identified. Through the use of special preparation on the supply of protective atmosphere, formed welds, which were very fragile in the heat affected zone. Without appropriate way of automation is not possible to achieve sufficient accuracy and repeatability of production weld.

Index Terms-- AISI 304, Microplasma, Nitinol, Welding

I. ÚVOD

VÝZKUM prezentovaný v tomto článku se zabývá možností svařování nitinolu resp. jeho svařování v kombinaci s austenitickou korozivzdornou ocelí, pomocí mikroplazmového svařovacího zdroje. Kombinace uvedených materiálů se používá pro výrobu žilních katetrů, což jsou lékařské zařízení zaváděné do žil resp. tepen a používají se např. při podávání léků, při angiografiích a při speciálních vyšetřeních krve.

Pro výrobu katetrů se dnes běžně používá mikroplazmového svařování homogenní kombinace materiálů z oceli AISI 304. Jádro katetru je tvořeno velmi tenkým drátkem, který je zasunut do opletu, který je tvořen navinutím drátu z korozivzdorné oceli.

II. POUŽITÉ MATERIÁLY

Vysokolegovaná korozivzdorná ocel AISI 304 má plně austenitickou strukturu, je nemagnetická a má velmi dobrou korozní odolnost proti všem druhům korozního prostředí, vysokou tažnost a vrubovou houževnatost i za nízkých teplot. Lze konstatovat, že austenitická ocel vykazuje dobrou svařitelnost při dodržení specifických podmínek svařování. Největším problémem při svařování tohoto materiálu je vznik tzv. horkých trhlin, proto je nutné omezit obsah nečistot v základním a přídatném materiálu a limitovat měrný tepelný příkon při vlastním svařování. Proto se tyto materiály při tvorbě homogenních spojů svařují obvykle bez předehřevu, s teplotou interpass okolo 150 °C a bez následného tepelného zpracování. Jako přídatný materiál je vhodné použít austenitickou ocel s malým obsahem delta feritu (cca do 10%).

Nitinol (NiTi) je kovová slitina niklu, titanu a dalších přísad, specifická svými vlastnostmi jako je tvarová paměť,

elasticita, biokompatibilita a dobrá korozní odolnost. Specifické vlastnosti jako tvarová paměť a superelasticitu jsou umožněny existencí dvou fází v nitinolu, tj. austenitu a martenzitu. Tyto fáze jsou deformačně a teplotně závislé, jsou ovlivněny chemickým složením a tepelným zpracováním materiálu. Díky těmto vlastnostem je možnost využití tohoto materiálu nejen v automobilovém, stavebním průmyslu, ale především v medicíně. Většímu rozšíření nitinolu brání obtížná obrobiteľnosť a problematické spojování. Obrobiteľnosť je obtížná kvůli elasticitě, která způsobuje tepelné poškození obráběcího břitů nástroje. Odborná literatura obecně hovoří o obtížné svařitelnosti NiTi z následujících důvodů [2]:

- NiTi obsahuje velké množství Titanu, který má velkou afinitu k O₂, N₂, (H₂), která způsobuje snadnou oxidaci a nitridaci povrchu. Oxidické vrstvy a vměsky TiO₂, Ti₂N způsobují výrazné snížení tažnosti již při malých množstvích těchto prvků. Vodík způsobuje křehkost svarového kovu.
- Tepelným ovlivněním (např. vlivem svařovacího cyklu) vznikají křehké intermetalické sloučeniny NiTi₂, Ni₃Ti, které snižují mechanické vlastnosti svaru.
- Při vytváření heterogenních spojů s ocelí mohou vznikat křehké intermetalické fáze (Fe₂Ti).

Vlastnosti NiTi, především fázové přechodové teploty, závisí na přesném složení materiálu. Již malá změna složení způsobuje zásadní změnu vlastností. Tento problém vzniká především při vytváření heterogenního spoje, kdy difuzí dochází ke změně chemického složení, tedy ke změně vlastností a přechodových teplot.

Chemické složení použitých materiálů je uvedeno v tab. I a fyzikální a mechanické vlastnosti v tab. II.

TABULKA I
CHEMICKÉ SLOŽENÍ SVAŘOVANÝCH MATERIÁLŮ V %

	Ni	Ti	Nb	Cu	Fe	Co	Cr
Nitinol	50-70	30-50	10-20	5-10	1-5	1-5	< 3
	C	Co	Cr	Cu	Mn	Ni	Fe
304	0,008	0,06	18,52	0,1	1,28	10	zbytek

TABULKA II
FYZIKÁLNÍ A MECHANICKÉ VLASTNOSTI NITI A OCELI 304

	Nitinol (martenzit (M), austenit (A))	Ocel 304
Hustota [g/cm ³]	6,5	8
Teplota tavení [°C]	1240-1310	1450
Měrný odpor [μΩ/cm]	76 (M), 82 (A)	72
Měrná tepelná vodivost [W/(m°C)]	18	16
Měrná tepelná kapacita [J/g°C]	0,32	0,5
Teplotní roztažnost [10 ⁻⁶ /°C]	11	17,5
Pevnost [MPa]	754 - 960 MPa	500
Modul pružnosti [GPa]	40 (M), 75 (A)	193

P. Vondrouš je z ústavu strojírenské technologie, Fakulta strojní, ČVUT v Praze, +420 224 352 630 (E-mail: petr.vondrous@fs.cvut.cz).

L. Kolařík je z ústavu strojírenské technologie, Fakulta strojní, ČVUT v Praze, +420 224 352 630 (E-mail: ladislav.kolarikov@fs.cvut.cz)

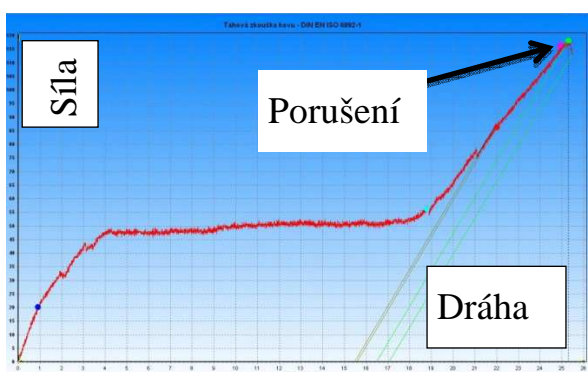
M. Kolaříková je z ústavu strojírenské technologie, Fakulta strojní, ČVUT v Praze, +420 224 352 628 (E-mail: marie.kolarikova@fs.cvut.cz)

III. OVĚŘENÍ MECHANICKÝCH VLASTNOSTÍ NiTi DRÁTU

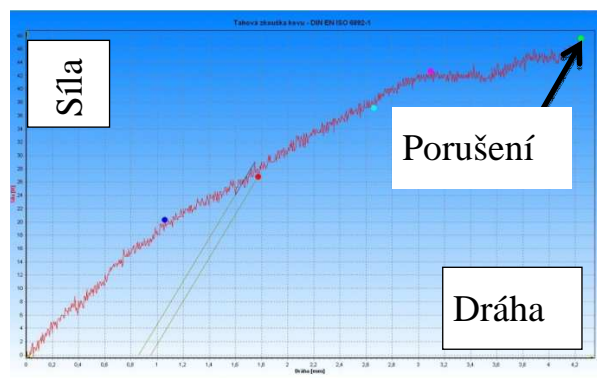
Pro ověření mechanických vlastností NiTi drátu a vlivu svařování, resp. tepelného ovlivnění, byly dle normy ČSN EN 6892 provedeny zkoušky tahem na 3 vzorcích. Zkušebními zařízeními byl trhačí stroj LabTest 5.100.

Na obr. 1 je zobrazena naměřená pracovní diagram tahové zkoušky NiTi drátu v dodané podobě (bez tepelného ovlivnění). Na obrázku je zřetelná vodorovná část zatěžovací křivky, která odpovídá superelastickému chování typickému pro nitinol.

Na obr. 2 je zobrazen naměřený průběh zatěžování pro svarový spoj NiTi drátu. Pro tepelně ovlivněný NiTi (proveden lokální ohřev v Ar atmosféře) byl naměřen velmi podobný průběh. Tato zatěžovací křivka má výrazně odlišný charakter od původního (neovlivněného) NiTi, protože neobsahuje vodorovnou křivku superelastické deformace. Je tedy možné shrnout, že tepelným ovlivněním dochází k degradaci superelastických vlastností nitinolu.



Obr. 1. Tahová zkouška – NiTi drát v dodaném stavu, bez svaru, či tepelného ovlivnění



Obr. 2. Tahová zkouška – NiTi drát svařovaný

U tahové zkoušky NiTi drátu v dodaném stavu došlo k porušení houževnatým lomem a u tahové zkoušky tepelně ovlivněného NiTi drátu došlo k porušení křehkým lomem. Výsledky naměřené pevnosti v tahu jsou zobrazeny v tab. III. NiTi vzorek v dodaném stavu dosáhl pevnosti v tahu přibližně 1100 MPa. Vzorky NiTi svařované a tepelně ovlivněné vykazují výrazný pokles meze pevnosti na 440-460 MPa. Relativně vysoká hodnota zjištěná pro NiTi drát v dodaném stavu, vyšší než tabulková hodnota tab. II, je pravděpodobně způsobena mechanickým zpevněním při tažení drátu ve výrobě. Hodnoty pro vzorek svařovaný a tepelně ovlivněný jsou si blízké, proto je možné předpokládat, že oba tyto vlivy mají přibližně stejný účinek na pokles vlastností NiTi materiálu.

TABULKA III
MEZ PEVNOSTI V TAHU ZKOUŠENÝCH VZORKŮ

Vzorek	R_m [MPa]
NiTi drát v dodaném stavu	1098
NiTi drát svařovaný	443
NiTi drát tepelně ovlivněný	462

IV. SVAŘITELNOST

Nitinol je slitina Ti a Ni. Jeho svařitelnost ovlivňuje především velké množství titanu.

Svařitelnost titanu

Titan je velmi tvrdý a lehký kov ocelového vzhledu, který je dobře odolný vůči korozi. Je to polymorfní kov (s teplotou přeměny 882 st C), bílé barvy s vysokou teplotou tavení (1668 st C) a nízkou měrnou hmotností 4,5 kg/dm³. Z toho vyplývá, že je to kovový materiál s nejvyšším poměrem mezi pevností a měrnou hmotností.

Pro svoji vysokou korozní odolnost a biokompatibilitu se často používá pro různé aplikace v lékařství.

Alotropická přeměna titanu (beta na alfa) probíhá za podmínek nerovnovážného ochlazování způsobem **podobným martenzitické přeměně ocelí**. Největší problém při svařování Ti a jeho slitin je vysoká afinita ke kyslíku. Vzhledem k vysoké reaktivitě Ti s kyslíkem (zejména při vysokých teplotách) je možné svařovat Ti pouze v „dokonalé“ plynové ochraně (inertní plyny – Ar, He) nebo ve vakuu. Při použití ochranného plynu musí mít plyn minimální vlhkost a maximální čistotu. Ochrana je třeba udržovat, dokud teplota materiálu nepoklesne pod 250 °C.

Správné zásady při svařování niklu se shodují se zásadami při svařování austenitických ocelí.

Svařitelnost korozivzdorné austenitické oceli

Austenitická Cr-Ni ocel je odolná proti všem druhům korozních prostředí, je tvárná, houževnatá. Má vysokou tažnost a vrubovou houževnatost za nízkých teplot (-196°C). Austenitická struktura má asi o 50% větší tepelnou roztažnost a asi o 30 % nižší tepelnou vodivost než feritická, dále lepší tažnost a houževnatost (kubická plošně středěná mřížka).

Svařitelnost je velmi dobrá, ovšem za dodržení specifických podmínek teplotního režimu. Největší problémy při svařování jsou:

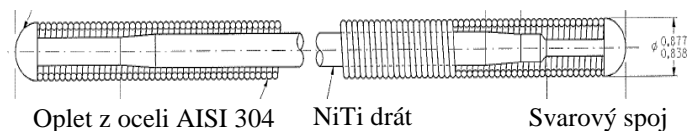
- náchylnost ke vzniku trhlin za tepla,
- precipitace karbidů a vznik mezikrystalové koroze,
- zkrěhnutí vznikem σ fáze.

Proto se tyto oceli svařují zásadně bez přehřevu, s limitovaným tepelným příkonem (max. 15 kJ/cm), s teplotou interpass (max. 150 °C) a bez TZ.

V. EXPERIMENT

Ústav strojírenské technologie, Fakulty strojní, ČVUT v Praze ve spolupráci s firmou Teleflex provedl ověření možnosti využití mikroplazmového svařování pro vytvoření heterogenního spoje oceli AISI 304 + NiTi. V tomto případě by tedy katetr byl tvořen jádrem z nitinolového drátu v opletu z korozivzdorné austenitické oceli. Proto byly pro vlastní svařování použity specifické rozměry vzorků. Byl svařován nitinolový drát o průměru 0,38 mm, který byl vložen do opletu z korozivzdorné oceli.

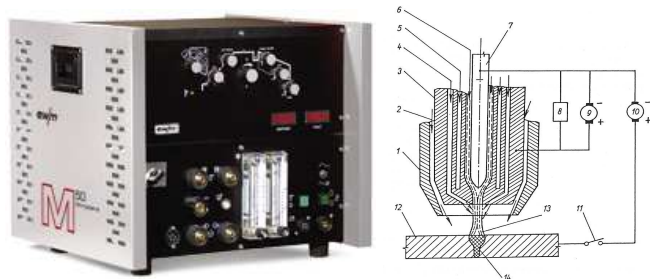
Svařovaná sestava je ukázána na obr. 3.



Oplet z oceli AISI 304 NiTi drát Svarový spoj

Obr. 3. Svařovaná sestava

Při svařování bylo použito zařízení pro mikroplazmové svařování, invertorový zdroj Inverter Microplasma 50 od firmy EWM, viz obr. 4. Použitý proud pilotního oblouku byl 5 A. Jako plazmový i ochranný plyn byl použit Ar 4.6. Proud svařovacího oblouku byl v rozmezí 4-6 A.



Obr. 4. Použitý invertorový zdroj a princip mikroplazmového svařování (1 – hubice ochranné plynu, 2 – ochranný plyn, 3 – chlazená tryska, 4 – fokusační plyn, 5 – vodní chlazení, 6 – plazmový plyn, 7 – wolframová elektroda, 8 – VF ionizátor, 9 – zdroj nepřeneseného oblouku, 10 – zdroj přeneseného oblouku, 11 - přepínač obvodu, 12 – základní materiál, 13 – plazmový oblouk, 14 – svar)

Svařování mikroplazmou (micro PAW – Plasma Arc Welding) je metoda vyvinutá z GTAW (Gas Tungsten Arc Welding) svařování. Plazmové svařování obecně využívá koncentrace tepla a dynamického účinku plazmy, což je výsledkem zúžení (nebo lze použít fokusace) elektrického oblouku tryskou hořáku, který se tvoří mezi wolframovou elektrodou a svařencem. [1] Plazmový plyn (v našem případě čistý Argon), který proudí okolo elektrody, se vlivem tepla oblouku silně ionizuje a proudí otvorem v trysce velmi vysokou rychlostí. Kombinované zapojení (viz obr. 4 vpravo) svařovacího obvodu zajišťuje snadné zapálení plazmového oblouku pomocí tzv. pilotního oblouku, kdy oblouk je stabilní již od svařovacího proudu 0,1 A. Sekundární (ochranný) plyn napomáhá fokusaci oblouku a využívá se k vlastní ochraně svarové lázně (byl použit opět čistý Ar).

Svařování bylo provedeno v mezifakultní Laboratoři výuky svářečských technologií na ČVUT v Praze, na zařízení EWM Inverter microplasma 50.

Na zkouškách svařování nitinolového drátu byly vyzkoušeny parametry svařování a byla zjištěna nutnost dokonalé ochrany svarového kovu inertním plynem. Svařování bylo vždy prováděno v ochranné atmosféře argonu Ar 4.6. Pokud bylo svařování provedeno s použitím standardního způsobu ochrany pomocí ochranné atmosféry přiváděné tryskou svařovacího hořáku, svar byl zoxidován, viz obr. 5. Svar s oxidickou vrstvou má nepravidelný tvar, který je způsoben pravděpodobně vlivem oxidů na povrchové napětí a svarový spoj je velmi křehký. Na základě těchto výsledků byl vytvořen přípravek, který dokáže zajistit dokonalé laminární proudění ochranné atmosféry v průběhu svařování i chladnutí! Při takto zajištěné ochraně je svarový kov lesklý bez vrstvy oxidu, viz obr. 6. Bylo však zjištěno, že i svary dokonale chráněné, tedy bez oxidické vrstvy jsou poměrně křehké a dochází ke snadnému porušení pevnosti

v tepelně ovlivněné oblasti.



Obr. 5. Kulička nataveného NiTi – oxidovaný povrch (proud 5 A, Ar 5 l/min, ochrana u ústí ochranné trubičky)



Obr. 6. Kulička nataveného NiTi – povrch bez oxidů (proud 5 A, Ar 5 l/min, umístěno v ochranné trubičce)

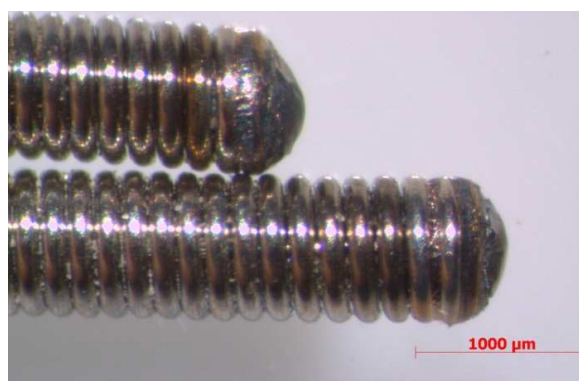
VI. VYTVOŘENÍ HETEROGENNÍCH SPOJŮ NiTi + AISI 304

Za použití různých parametrů byly vytvořeny heterogenní spoje NiTi+304. Pro svařování byly použity dvě varianty: pro část svarů bylo použito ruční vedení hořáku, pro část svarů bylo využito automatického posuvu hořáku.

Při ručním svařování existuje výhoda pohybovat hořákem podélně s osou svařence, s osou NiTi drátu. Problematické je, že ruční ovládání nedokáže zajistit správnou konstantní délku plazmového oblouku, a tedy i dodanou energii. Rychlost pohybu a doba svařování se mění s každým cyklem a velikost natavené oblasti je rozdílná.

U automatického pohybu hořáku je možné zaručit konstantní rychlost pohybu hořáku, ale vzhledem k uspořádání použitého pracoviště se hořák pohybuje napříč k ose drátu. Tento příčný pohyb může způsobovat určité nestability v procesu svařování, víření ochranné atmosféry, při zapálení oblouku aj.

Svary vytvořené ručně jsou zobrazeny na obr. 7 a obr. 8. Při porovnání čtyř vytvořených svarů je viditelné, že vytvoření dokonale pravidelného pŕlkulovitého tvaru zakončení katetru je problematické.

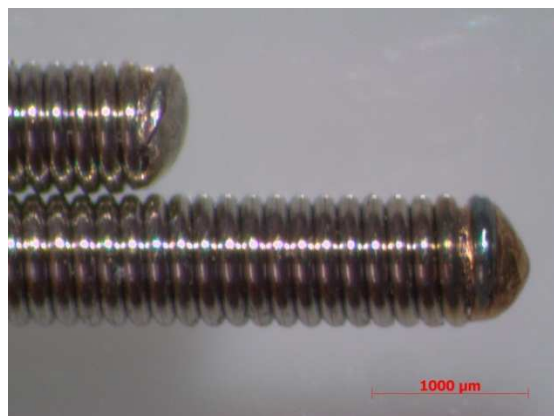


Obr. 7. Heterogenní svar – 5 A, 5 l/min, ruční svařování

Za použití stejných svařovacích parametrů při ručním svařování, je v každém svařovacím cyklu vytvořen svar odlišných rozměrů, což je způsobeno délkou svařovacího pulsu.



Obr. 8. Heterogenní svar – 5 A, 5 l/min, ruční svařování



Obr. 9. Heterogenní svar – 10 A, Ar 10 l/min

Je důležité poznamenat, že při zkoušce pevnosti těchto spojů docházelo k porušení spoje v tepelně ovlivněné oblasti nitanolového drátu, který byl křehký.

Svary vytvořené pomocí automatického posuvu jsou zobrazeny na obr. 9 a obr. 10. Také při použití pneumatického posuvu, nebylo dosaženo konstantní velikosti svarového spoje. Velikost spoje je dána kromě množství dodaného tepla také způsobem nastavení přesahu NiTi drátu oproti opletu, vysunutí celého opletu, umístění konce NiTi drátu v prostoru atd.



Obr. 10. Heterogenní svar – 10 A, Ar 10 l/min

Pevné nastavení těchto parametrů v laboratorních podmínkách je relativně obtížné vzhledem k malé velikosti součástek a nutnosti přesné práce. Je důležité poznamenat, že také při tomto způsobu svařování docházelo k vytvoření křehkého spoje.

VII. ZÁVĚR

Nitinolový drát je za účelem dosažení mechanických vlastností, superelasticity a tvarové paměti tepelně zpracováván. Obecně je známá obtížná svařitelnost nitanolu, resp. výrazného snížení mechanických vlastností vlivem svařování a tepelného zpracování. Toto bylo potvrzeno i provedeným měřením pevnosti v tahu, kdy vlivem tepelného ovlivnění (nekontrolovaný ohřev, natavení) došlo ke zničení superelastického chování materiálu a došlo k výraznému snížení mechanických vlastností spoje na přibližně 40 % hodnoty materiálu tepelně neovlivněného.

Byly provedeny počáteční zkoušky svařitelnosti nitanolového drátu a ocelového opletu z korozivzdorné oceli 304. Použitou metodou svařování bylo mikroplazmové svařování. V souvislosti s tímto úkolem byly provedeny mechanické zkoušky nitanolového drátu v dodané podobě, ve stavu svařovaném a ve stavu s tepelným ovlivněním. Tepelné ovlivnění NiTi materiálu způsobuje degradaci vlastností materiálu (materiál se nechová superelasticky) a má výrazný pokles mechanických vlastností. Obnovení původních vlastností je pravděpodobně možné dosáhnout opětovným tepelným zpracováním, což ale nebylo zkoušeno.

Při svařování je nutné zajistit dokonalou ochranu svarového kovu při svařování i při chladnutí. Přítomnost okolní atmosféry způsobuje vznik oxidů, zkrěhnutí svaru a nepravidelný tvar spoje, proto bylo nutné svařovat ve speciálním přípravku pro dokonalou ochranu argonem. Při vytváření heterogenních spojů se podařilo vytvořit tavné spojení, ale svarový spoj vykazoval křehký lom.

Nitinol je materiál jedinečných mechanických vlastností, který má poměrně obtížnou svařitelnost, protože tepelným ovlivněním dochází ke ztrátě specifických vlastností. Snahou při svařování musí být zmenšení tepelného ovlivnění materiálu a případně dodatečné tepelné zpracování.

Další možností, pomocí které bude možné dosáhnout dobré svařitelnosti, je použití pevnolátkového laseru. Jelikož laser umožňuje lepší kontrolu vneseného tepla a snižuje velikost tepelně ovlivněné oblasti, zrychluje rychlost chladnutí a tím umožňuje dosáhnout svarů vysoké kvality i pro materiály s obtížnou svařitelností, jako je nitanol a heterogenní spoje NiTi+304.

VIII. PODĚKOVÁNÍ

Příspěvek vznikl za podpory grantového projektu SGS ČVUT 2010 č. OHK 2-038/10

IX. LITERATURA

- [1] L. Kolařík, M. Válová, P. Vondrouš, K. Kovanda, J. Šepitka, J. Lukeš, "Production and Testing of Thermocouples Type Cu-CuNi," Local Mechanical Properties 2011. Olomouc: Palacky University, 2011, p. 42. ISBN 978-80-244-2889-5.
- [2] C.W. Chan, H.C. Man, T.M. Yue, "Effect of post-weld heat treatment on the oxide film and corrosion behaviour of laser-welded shape memory NiTi wires," *Corrosion Science, Volume 56, March 2012, Pages 158-167*

Název: Proceedings of the annular meeting New methods and procedures in automatic control, instrumentation and informatics

Autor (editor) : Ing. Martin Novák Ph.D.

Vydalo: České vysoké učení technické v Praze

Zpracovala: Fakulta strojní

Kontaktní adresa Ústav přístrojové a řídicí techniky, Fakulta strojní, ČVUT v Praze,
Technická 4, 166 07, Praha 6

Tel. 2 2435 2573

Vytiskl Ústav přístrojové a řídicí techniky, Fakulta strojní, ČVUT v Praze

Adresa Technická 4, 166 07, Praha 6

Počet stran 115. Vydání první

ISBN: 978-80-01-05061-3