

Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií září 2012

Sborník příspěvků

Místo konání:

Hotel Tatra, Velké Karlovice

Datum:

5.-7. září 2012

entrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií

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

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









INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií září 2012

Sborník příspěvků

Místo konání:

Hotel Tatra, Velké Karlovice

Datum:

5.-7. září 2012

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

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

Název:	Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických
	technologií září 2012
Editoři:	Doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.
	Doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.
Vydavatel:	Vysoké učení technické v Brně,
	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Odpovědný redaktor:	doc. Ing. Petr Blaha, Ph.D.
Tiskárna:	LITERA Brno
	Tábor 43a
	612 00 Brno
Počet stránek:	140
Vydáno v roce:	2012
Vydání:	první
Počet výtisků:	50

Za obsahovou a jazykovou správnost odpovídají autoři.

© Vysoké učení technické v Brně

ISBN 978-80-214-4547-5

OBSAH

Vyžádané příspěvky	1
Microalgal Growth Problem For The Photosynthetic Factory And Its Optimiza	ation:
An Overview And Further Analysis	
Sergej Čelikovský	3
Počítačová podpora operačně-taktických rozhodnutí na bojišti 21. Století	
Jan Mazal	13
Ostatní příspěvky	19
Adaptivní prediktivní řízení laboratorního tepelného výměníku	
Vladimír Bobál, Marek Kubalčík, Jakub Matějíček	21
Zjištění parametrů elipsy z kovarianční matice identifikovaného systému	
František Burian, Luděk Žalud, Tomáš Florián	27
Odhadování stavu nelineárního systému pomocí Kalmanova filtru	
Tomáš Duda	33
Linear Approach to Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchron	ous Motor
Miroslav Graf, Ivo Veselý	39
Object Detection in Color Images Based on Neural Networks	
Tomáš Hynčica, Václav Jirsík	45
Vyhodnocení přesnosti určení polohy	
Tomáš Jílek, Luděk Žalud	50
Hybrid Electro-Pneumatic Muscle Actuator	
Lukáš Kopečný, Luděk Žalud	55
Praktický příklad aplikace metody LAMDA	
Václav Křivánek	60
Vícerotorové létající prostředky	
Vlastimil Kříž, Luděk Žalud	66

	Estimace parametrů modelů založených na principu Volterrových řadách	
	Aleš Lebeda	72
	Ovládání laboratorní úlohy pomocí mobilní platformy Android	
	Vít Otevřel, Zdeněk Slanina	77
	Wigner-Villeova distribuce a rozpoznávání signálu maskovaného interferenčním terme	m
	Stanislav Pikula	83
	The Physical Principle of the 2.Ziegler – Nichols Method	
	Petr Pivoňka	89
	Návrh regulátoru asynchronního motoru metodou Hinf loopshaping	
	Lukáš Pohl	95
	Zrýchlené skúšky životnosti	
	Peter Rášo	100
	Aktivní tlumení vibrací vetknutého nosníku	
	Pavel Šuránek, Jiří Tůma	105
	Využití fotoluminiscenční metody pro detekci výrobních vad solárních článků	
	David Vala, Kristýna Friedrischková	111
	Real-time řízení elektrických pohonů s CompactRIO systémem	
	Libor Veselý, Ivo Veselý	117
	Prediktívny prúdový regulátor s obdĺžnikovými obmedzeniami pre asynchrónny motor	
	Dušan Zámečník, Ivo Veselý	122
	IPSC Shooting Laser Trainer	
	Luděk Žalud, Karel Horák	128
In	dex autorů	135

Vyžádané příspěvky

MICROALGAL GROWTH PROBLEM FOR THE PHOTOSYNTHETIC FACTORY AND ITS OPTIMIZATION: AN OVERVIEW AND FURTHER ANALYSIS

Sergej Čelikovský

Institute of Information Theory and Automation - Academy of Sciences of the Czech Republic Pod vodárenskou věží 4, 18208 Prague, Czech Republic **E-mail:** celikovs@utia.cas.cz

Abstract:

The overview of the micro-algal growth problem for the photosynthetic factory and its optimal control solution is presented here. First, the model description and its properties like Haldan steady state dynamics, light integration property and the forward invariance of the set of biologically well-defined states are described. This shows that the model meets basic experimentally based requirements. Further, its optimal control problem is formulated and solved analytically for the one dimensional singular perturbation based reduction. Properties of the optimal control for the reduced model are discussed and compared with some experimental observations. Among them, the general biotechnological paradigm that on large time intervals the optimal solution is, in certain sense, almost constant, is substantiated. As a new original result of this paper, the explicit solvable differentiable equation for the unsaturated part of the optimal control is derived.

Keywords: Microalgae, optimal control, photosynthetic factory, bilinear systems.

1 Introduction

This paper gives an overview and some extensions of the existing results for the problem of the the optimal control of bioreactors operating under the high irradiance which belongs to intensively studied topics in both biotechnology and mathematical biology literature, see [9, 17, 11, 4, 14, 12, 5, 6, 15, 10] and further references within there. It is based on the photosynthetic microorganisms growth modelling reflecting the coupling between photosynthesis and irradiance (being a controlled input), resulting in the steady-state light response curve. Nevertheless, in order to study an optimal control of algae production, the dynamic model should be developed. The model considered later on is the lumped parameter model for photosynthesis and photoinhibition, the so-called model of photosynthetic factory - PSF model [5, 6]. The main difficulty in considering the dynamic behavior of the photosynthetic processes consists in their different time scales. While the characteristic time of microalgal growth (e.g. doubling time) is in order of hours, light and dark reactions occur in milliseconds and photoinhibition in minutes. As it will be seen later on, this difficulty can actually be turned into the advantage using the singular perturbation technique [8, 16].

The prevailing paradigm in the above biotechnological literature, also supported by experimental observations, is that the product is optimized by the constant irradiance maximizing the steady state output. In [4] it was shown that the above hypothesis is valid approximately and on large time intervals only. Further analysis supporting this conclusion will be provided here, together with detailed overview of the existing results on this topic.

This paper is organized as follows. Next section presents in detail the dynamic model of the micro-algal growth and discusses its properties. Section 3 derives its reduction to the slow manifold and carefully analyzes the corresponding approximation precision. Section 4 then applies Pontryagin's maximum principle (PMP) to derive analytically the optimal irradiance to maximize the average production rate. Conclusions are summarized in the final section. The formulation of the PMP for the problem on the fixed time interval with a given initial state and the free terminal state is given in the Appendix.

2 Model of microalgal growth and its properties

Obtaining the dynamical model of microalgal growth should reflect the following experimental observations: (i) the steady state kinetics is of *Haldane* type [10], see the right of Fig. 1; (ii) the microalgal culture in suspension has the so-called *light integration* property [15, 10], i.e. as the light/dark cycle frequency is going to infinity, the value of the resulting production rate (e.g. oxygen evolution rate) goes to a certain limit value, which depends on the average irradiance only; (iii) it should reflect the property of forward time invariance of the set of biologically reasonable states. All these features are best comprised by the dynamical model, called as the **model of photosynthetic factory** (**PSF**), which has been recently studied in the biotechnological literature [5, 6] and is schematically depicted at the left Fig. 1. It is a phenomenological model which assumes that the each algae cell can be in one of three states: "A" - the activated state; "B" - the inhibited state; "R" - the resting state. Transitions between states are boosted by the light irradiance intensity. Denote by x_A, x_B, x_R , relative concentrations of these states, i.e.



Figure 1: Left: Eilers-Peeters model of photosynthesis. Right: steady-state production curve of Haldane type $\mu = \frac{\mu^* S}{K_S + S + S^2/K_I}$, μ is specific growth rate, S is limiting substrate, μ^* , K_S , K_I are constants. The maximum $\mu_{max} = \frac{\mu^*}{2(K_S/K_I)^{0.5}+1}$ is for $S = (K_S K_I)^{0.5}$.

 $x_A + x_B + x_R = 1$ and therefore it is sufficient to study dynamics of any two states only. As x_A, x_B are directly measurable, it is preferable to consider their dynamical equations:

$$\begin{bmatrix} \dot{x_A} \\ \dot{x_B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 \\ 0 & -\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + u(t) \begin{bmatrix} -(\alpha + \beta) & -\alpha \\ \beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + u(t) \begin{bmatrix} \alpha \\ 0 \end{bmatrix}, (1)$$

$$J = \kappa \gamma (t_f - t_0)^{-1} \int_{t_0}^{t_f} x_A(t) dt, \quad \alpha = 1.935 \times 10^{-3} \mu E^{-1} m^2,$$
(2)

$$\beta = 5.785 \times 10^{-7} \mu \mathrm{E}^{-1} \mathrm{m}^2, \ \gamma = 1.460 \times 10^{-1} \mathrm{s}^{-1}, \ \delta = 4.796 \times 10^{-4} \mathrm{s}^{-1}.$$
(3)

The input control variable u(t) is the light irradiance intensity and it is assumed that $\forall t \in [t_0, t_1]$ it holds $u(t) \in [0, U]$ for some U > 0 having the obvious meaning of the maximal possible irradiance. Every measurable function u(t) satisfying these constraints will be referred to as the **admissible input**. The performance index to be maximized is the specific growth rate $\mu = J$ in (2). Fixing a constant positive input, the system (1) becomes the globally asymptotically stable linear system with constant coefficients having $\forall u \geq 0$ a unique equilibrium $x_{Ass}(u), x_{Bss}(u)$ and real negative eigenvalues $\lambda_F(u), \lambda_S(u)$:

$$x_{Ass}(u) = \alpha \delta u \lambda_F^{-1}(u) \lambda_S^{-1}(u), \quad x_{Bss}(u) = \alpha \beta u^2 \lambda_F^{-1}(u) \lambda_S^{-1}(u), \tag{4}$$

$$\lambda_{F,S}(u) = -(1/2) \left[(\alpha + \beta)u + \gamma + \delta \pm \sqrt{[(\alpha - \beta)u + \gamma - \delta]^2 + 4\beta u(\gamma - \delta)} \right].$$
(5)

It is then a straightforward idea to define the so-called "constant optimal control" $u_{opt_{ss}}$ which maximizes x_{Ass} with respect to $u \ge 0$

$$u_{opt_{ss}} = \gamma^{1/2} \delta^{1/2} \alpha^{-1/2} \beta^{-1/2}, \ u^* := u/u_{opt_{ss}}.$$
(6)

Formulas (4,5,6) follows by straightforward computations, see [11]. Idea behind the "constant optimal control" is clear, applying it takes system quickly into the steady state with maximal x_{Ass} and therefore it should provide good performance index which is integral of x_A . Nevertheless, such a control is not even optimal within the class of constant inputs as it neglects the influence of the transition process into the steady state. Due to this slight abuse of notation quotation marks are used throughout the paper.

The curve of the dependence of x_{Ass} on u in (4) is copying, up to multiplication by a constant, the so-called **Haldan curve**, or **Haldan kinetics**, see Fig. 1. This curve rises from $x_{Ass}(0) = 0$ to reach its maximum at u_{optss} , then it decays to zero for $u > u_{optss}$. The latter phenomenon is called as the **photo-inhibition** - too much light causes poor production of the desirable algae product. The Haldan curve shape is actually experimentally based fact and the ability of the model (1) to reproduce the Haldan curve is one of good reasons to believe that this model is the acceptable one.

Another good reason in favor of the model (1) is as follows. Notice, that biological context requires that x_A, x_B are nonnegative and their sum is less than 1, as also value $x_R = 1 - x_A - x_B$ is nonnegative. Therefore, biologically reasonable states should belong to the set Δ^1 defined as follows:

$$\Delta^{1} := \left\{ [x_{1}, x_{2}]^{\top} \in \mathbb{R}^{2} \, | \, x_{1} + x_{2} \le 1, x_{1} \ge 0, x_{2} \ge 0 \right\}.$$
(7)

Moreover, all trajectories starting in this set should stay in this set for all future times, i.e. this set should be **forward invariant**. The following proposition which is proved in [4] therefore shows that model (1) is, indeed, consistent from the biological point of view.

Proposition 1 Δ^1 is the forward invariant set of (1) for every admissible u(t).

Finally, the algae production is experimentally known to have the so-called **light** integration property. Namely, experiments show, that microalgae has the capacity to integrate irradiation effect, i.e. for rapidly switching of dark and light periods its growth corresponds to an average constant irradiance. It is interesting to note, that model (1),

which is the so-called **bilinear system (BLS)**, [7], has this property as well. This is due to the well-known property obtained by A.F. Fillipov, see e.g. [1] for details. It can be briefly described as follows: consider a differential inclusion $\dot{x} \in F(x)$ having the reachable set $X(t, x_0)$, then the differential inclusion $\dot{x} \in \overline{conv}F(x)$ has the reachable set $\overline{X(t, x_0)}$. In other words, the effect of any given admissible input is arbitrarily precisely approximated by the effect of the switching input with values from $\{0, U\}$ only, moreover, faster switching means a better precision. It is interesting to note, that [2],[3] derives particular explicit estimates of precision and an approximation algorithm for general BLS while [11] derives even tighter estimates and an approximation algorithm for PSF model.

The previous observations regarding the photo-inhibition, the forward invariance and the light integration property lead to a conclusion that PSF model has a potential to reflect experimental observations and data.

3 Singular perturbation based reduction

Let us rewrite (1-2) using new parameters q_1, q_2, q_3, q_4, q_5 and input u^* from (6):

$$q_1 := \sqrt{\frac{\gamma\delta}{\alpha\beta}}, q_2 := \sqrt{\frac{\alpha\beta\gamma}{\delta}} \frac{1}{\alpha+\beta}, q_3 := \kappa\gamma\sqrt{\frac{\alpha\delta}{\beta\gamma}}, q_4 := \alpha q_1, q_5 := \frac{\beta}{\alpha}, \quad u^* := u/u_{opt_{ss}},$$

$$\frac{1}{q_4} \begin{bmatrix} \dot{x}_A \\ \dot{x}_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u^* \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} q_2(1+q_5) & 0 \\ 0 & \frac{q_5}{q_2(1+q_5)} \end{bmatrix} - u^* \begin{bmatrix} (1+q_5) & 1 \\ -q_5 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$J = q_2 q_3 (1+q_5) (t_f - t_0)^{-1} \int_{t_0}^{t_f} x_A(t) dt . \quad (9)$$

Here, q_1 is in $\mu E m^{-2}s^{-1}$, q_2 , q_5 are unit-less, q_3 , q_4 are in s^{-1} . Simply saying, q_1, q_2 are responsible for the steady state properties, q_3 affects unit of production only, $q_1 := u_{opt_{ss}}$ is the "constant" optimal control (6), q_4 affects dynamics via overall time scaling only and q_5/q_2^2 is a small parameter. In [14] the following values were identified: $q_1 := 250.106 \mu Em^{-2}s^{-1}$, $q_2 := 0.301591$, $q_3 := 0.000176498s^{-1}$, $q_4 := 0.483955s^{-1}$, $q_5 := 0.000298966$. Using this parametrization, formulas for the steady states are simpler:

$$x_{Bss} = \frac{u^{*2}}{u^{*2} + u^{*}/q_{2} + 1}, \ x_{Ass} = \frac{u^{*}}{q_{2}(1 + q_{5})(u^{*2} + u^{*}/q_{2} + 1)}.$$
(10)

In [4], the one-dimensional reduction of (8) was obtained as follows (see [8, 16] for theoretical foundations). First, introduce in (8) new time variable $\tau = t(q_5q_2^{-2})$ giving:

$$\frac{q_5}{q_2^2 q_4} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} q_2(1+q_5) & 0 \\ 0 & \frac{q_5}{q_2(1+q_5)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} - u^* \begin{bmatrix} (1+q_5) & 1 \\ -q_5 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u^* \\ 0 \end{bmatrix}.$$

The small parameter $q_5q_2^{-2}$ can be canceled in the second row only giving the dynamics:

$$\frac{1}{q_4} \begin{bmatrix} \frac{q_5}{q_2} \frac{dx_A}{d\tau} \\ \frac{dx_B}{d\tau} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} q_2(1+q_5) & 0 \\ 0 & \frac{q_2}{1+q_5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} - u^* \begin{bmatrix} (1+q_5) & 1 \\ -q_2^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u^* \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Setting the small parameter $q_5 q_2^{-2} \approx 0$, changing the time scale to the original time t, expressing x_B from the first row and substituting it to the second one gives the reduction:

$$x_A^S = \frac{u^*(1 - x_B^S)}{(u^* + q_2)(1 + q_5)}, \quad \frac{\mathrm{d}x_B^S}{\mathrm{d}t} = -\frac{q_4 q_5 x_B^S}{q_2(1 + q_5)} + \frac{q_4 q_5(1 - x_B^S) {u^*}^2}{(1 + q_5)(u^* + q_2)}.$$
(11)

The following proposition and corollary give tight estimates of the difference between reduced and the original dynamics. Their proofs and further details can be found in [4].

Proposition 2 Let $x(t, x^0), t \in \mathcal{I} := [t_0, t_1]$, is a solution of (8) with $x^0(t_0) = (x_A^0, x_B^0)^\top \in \Delta^1$, see (7), and let $u^*(t), t \in \mathcal{I}$ be a measurable function. Further, let for $U_{ap} \in [0, 1], P > 0, D > 0, \varepsilon > 0$ and $\forall t \in \mathcal{I}$ it holds:

$$\left| \frac{u^{*}(t)}{u^{*}(t)+q_{2}} - U_{ap} \right| \leq D, \ \left| x_{A}^{0} - U_{ap} \frac{1-x_{B}^{0}}{1+q_{5}} \right| \leq P,$$

$$t_{1} - t_{0} > T(\varepsilon) = (D+1)(q_{2}q_{4})^{-1} \log (\varepsilon^{-1}\widetilde{K}(P-\overline{K})),$$

$$\widetilde{K} = \sqrt{2q_{5}^{2} + 6q_{5} + 5}, \ \overline{K} = \max \left\{ D + q_{5}, q_{5} \frac{(D+1)^{2}}{4q_{2}^{2}} \right\}.$$
(12)

Suppose $q_{2,3,4,5} > 0$, $q_2 < 1$. Then $\exists x^S(t, \tilde{x}^0)$, $x^S := (x^S_A, x^S_B)^\top$, solution of (11) such that $\forall \varepsilon > 0$ and $P > \overline{K}$ it holds

$$\|x^{S}(t,\tilde{x}^{0}) - x(t,x^{0})\| < \widetilde{K}(\overline{K}+D) + \varepsilon, \quad \forall \ t \ge t_{0} + T(\varepsilon).$$
(13)

Moreover, if $P \leq \overline{K}$, then it holds $||x^S(t, \tilde{x}^0) - x(t, x^0)|| < \widetilde{K}(\overline{K} + D) \ \forall t \geq t_0$.

Corollary 1 Suppose all assumptions of Proposition 2 hold, except U_{ap} being replaced by piecewise constant function $U_{ap}(t) \in [0,1] \ \forall t \in \mathcal{I}$ such that absolute values of its jumps at discontinuities are less than E > 0 and time segments between jumps are longer than $\Delta T := (D+1)(q_2q_4)^{-1}\log(2)$. Then for $P > \overline{K}$ it holds $\forall t \geq t_0 + T(\varepsilon)$

$$\|x^{S}(t,\tilde{x}^{0}) - x(t,x^{0})\| < \widetilde{K}(\overline{K} + D + 2E) + \varepsilon.$$
(14)

Moreover, if $P \leq \overline{K}$, then it holds $||x^{S}(t, \tilde{x}^{0}) - x(t, x^{0})|| < \widetilde{K}(\overline{K} + D + 2E) \ \forall t \geq t_{0}$.

In particular, one can see that the singular perturbation based reduction thereby approximates well also systems with discontinuous inputs, if values of their jumps are small enough and time segments between them large enough. More precisely, minimal allowed time between jumps ΔT is for given $q_2, q_4 \Delta T \approx (D+1)4.8$ s, while $\widetilde{K} \approx 5, \overline{K} \approx \max\{D + 0.003, 0.0003\}$. Notice also, that approximation is actually affected by $u^*(t)/(u^*(t)+q_2)$ rather then by the input $u^*(t)$ itself. As the typical optimization courses are approximately 10^5 s long, one concludes that the level of approximation above is acceptable, though it does not exclude some hypothetically weird optimal control courses, for which it is not valid. Nevertheless, for the latter reason it can not serve as the theoretical proof of the optimality during the approach presented in the next section.

4 Optimal control of microalgal growth

To compute the optimal control, previously derived one dimensional reduction can be used. Introducing slightly more convenient notation (in particular, setting $u = u^*, x_1 = x_B$ and omitting constants at J), the equivalent optimization problem is to be considered:

$$J = \int_0^T (x_1 - 1) \frac{u(t)}{u(t) + L} dt \mapsto \min, \ u(t) \in [0, U],$$
(15)

$$\dot{x_1} = \frac{Kx_1}{-L} + \frac{(1-x_1)u^2}{u+L}K, x_1(0) = x_1^0 \in [0,1], K := q_4q_5(1+q_5)^{-1}, L := q_2.$$
(16)

To apply Proposition 6, one has the Hamiltonian \mathcal{H} and the costate ψ_1 with:

$$\mathcal{H} = -\frac{u(x_1 - 1)}{u + L} + \psi_1 K \left(\frac{(1 - x_1)u^2}{u + L} - \frac{1}{L} x_1 \right), \tag{17}$$

$$\dot{\psi}_1 = \frac{u}{u+L} + \psi_1 \left(\frac{K}{L} + u \frac{u}{u+L}K\right), \quad \psi_1(T) = 0.$$
 (18)

Maximizing the Hamiltonian with respect to u > 0 is straightforward and is achieved by

$$u^{o}(t) = \alpha(\psi_{1}(t)), \alpha(\psi_{1}) = \min\{-L + \sqrt{L^{2} - L(K\psi_{1})^{-1}}, U\},$$
(19)

as it can be easily checked that $\frac{\partial \mathcal{H}}{\partial u}(u^o(t)) = 0$ and $\frac{\partial \mathcal{H}}{\partial u} > 0$, $u \in [0, u^o(t)]$, while $\frac{\partial \mathcal{H}}{\partial u} < 0$, $u > u^o(t)$. The formula (19) determines the optimal control of the problem (15-16). As $\psi_1(t)$ is the solution of (18), where, in particular, $\psi_1(T) = 0$, and $u^o = \alpha(\psi_1)$, it is obvious that $\exists T_{sat} < T$ such that $u(t) \equiv U \ \forall t \in [T, T - T^{sat}]$. Moreover, T_{sat} can be computed straightforwardly using the fact that ψ_1 is on $t \in [T, T - T^{sat}]$ the solution of (18) with constant $u \equiv U$ and $-L + \sqrt{L^2 - L(K\psi_1(T_{sat}))^{-1}} = U$. This gives the following proposition showing that T_{sat} even does not depend neither on T, nor on x_0 .

Proposition 3 [4] Suppose that $L \in (0, 1/2), K > 0, U > 1$ and $T_{sat} < T, T_{sat}$ given by (20). Then the optimal control (19) grows on $[0, T - T^{sat}]$, while on $[T - T^{sat}, T]$ it holds $u(t) \equiv U$. Moreover, the length of the saturated part T^{sat} does not depend on T:

$$T^{sat} = \frac{L(U+L)}{K(U+L+LU^2)} \log\left(\frac{U^2(U+2L)}{(U^2-1)(U+L)}\right).$$
(20)

Obviously, if $T_{sat} \geq T$, then the optimal control is constant equal to U for all $t \in [0, T]$. The next proposition, which is the new result of the present paper, characterizes completely the case $T_{sat} < T$.

Proposition 4 Suppose that $L \in (0, 1/2), K > 0, U > 1$ and $T_{sat} < T, T_{sat}$ given by (20). Then the optimal control (19) is on $[0, T - T^{sat}]$ the unique solution of the following ordinary differential equation with the end condition:

$$u(T - T_{sat}) = U, \quad \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \frac{K(u+1)(u-1)u(u+2L)}{2L(u+L)}, \quad being \ integrable \ as: \tag{21}$$

$$\exp(t - T + T_{sat}) = \left[\frac{(u+1)^{\frac{L-1}{2L-1}}(u-1)^{\frac{L+1}{2L+1}}u^{-1}(u+2L)^{\frac{1}{(2L-1)(2L+1)}}}{(U+1)^{\frac{L-1}{2L-1}}(U-1)^{\frac{L+1}{2L+1}}U^{-1}(U+2L)^{\frac{1}{(2L-1)(2L+1)}}}\right]^{\frac{L}{K}}.$$
 (22)

Moreover, if $U \in [0, 1]$, then the optimal control is constant and equal to U for all $t \in [0, T]$ regardless the value of T > 0.

Proof. First, notice that solution of (18) with $u \equiv U$ is increasing in forward time and approaches in the reversed time, i.e. as $t \to -\infty$, the equilibrium equal to $-LU(KU + KL + KLU^2)^{-1}$. At the same time, on the unsaturated part of (19), one has

$$\psi_1 = -LK^{-1}(u^2 + 2Lu)^{-1} \iff u = -L + \sqrt{L^2 - L(K\psi_1)^{-1}}.$$
 (23)

As a consequence, the optimal control (19) is constant and equal to U for all $t \in [0, T]$ regardless value of T > 0 if and only if $\psi_1(t) \geq -LK^{-1}(U^2 + 2LU)^{-1} \forall t \in [-\infty, T]$, i.e. if and only if $-LK^{-1}(U^2 + 2LU)^{-1} \leq -LU(KU + KL + KLU^2)^{-1}$ which, in turn, holds by straightforward computations if and only if $U \leq 1$. This proves the last proposition statement. Now, assume U > 1, then the equilibrium of (18) is smaller than $-LK^{-1}(U^2 + 2LU)^{-1}$ and therefore there is some time interval $[0, T - T_{sat}]$ where (23) holds. Differentiating the left part of (23) with respect to time and substituting for $\dot{\psi}_1$ from (18) and for ψ_1 from (23), gives after some manipulations (21). Finally, substituting $t = T - T_{sat}, u = U$, into (22) and differentiating (22) with respect to time gives (21).

Notice, that the normalized "constant optimal control" u^* in (6) equals to 1, maximizing normalized Haldan curve (10). Therefore, it is not a surprise that for $U \leq 1$ the optimal control is constant equal to U, as no photo-inhibition can occur and one would operate along initial monotonously increasing part of the Haldan curve only.

Corollary 2 Consider the optimal control $u^0(t)$ for U > 1. Then $u(0) \to 1$ as $T \to \infty$.

Corollary 2 is an obvious consequence of Proposition 4. Indeed, using the simple Liapunov function $V = (1/2)(u-1)^2$ shows that $\forall u(0) > 0$ it holds in (21) that $u(t) \to 1$ as $t \to -\infty$. Due to the time-invariance of (21), the time function $\tilde{u}(t) = u(t + T - T_{sat}), \tilde{u}(0) = u(T - T_{sat}) > 0$ satisfies for any $T > T_{sat}$ that $\tilde{u}(t) \to 1, t \to -\infty$, therefore $\tilde{u}(-T + T_{sat}) \to 1, T \to \infty$, i.e. $\tilde{u}(-T + T_{sat}) = u(-T + T_{sat} + T - T_{sat}) = u(0) \to 1, T \to \infty$.

The next proposition is even stronger and shows that for the time interval length going to infinity, the optimal control is approaching the "constant optimal control" (equal to 1) in a very specific sense, mathematically exactly formulated there. The optimal controls for the cases T = 1000, 10000, 100000 seconds are depicted on Fig. 2. As proved in the above propositions and corollary, the optimal control indeed does not depend on initial state and its final part looks always the same, independently of T > 0, which affects only how close u(0) is to 1 (the normalized value of the "constant optimal control").

Proposition 5 [4] Let $u_T^o(t)$ be optimal control (19) on fixed time interval [0,T] and suppose $U \ge 1$. Then: $\forall \epsilon, \tilde{T} > 0$, $\exists T(\epsilon, \tilde{T}) > 0$: $|u_{T(\epsilon, \tilde{T})}^o(t) - 1| \le \epsilon$, $\forall t \in [0, \tilde{T}]$.

Finally, it is interesting to note that the optimal control computed above was applied in [4] to the non-reduced original model and the corresponding values of the performance index were computed. These values were better that those obtained by applying numerical gradient descent method to the original non-reduced system. This demonstrates the efficiency of the singular perturbation based reduction approach.

5 Conclusions

The paper provided an overview of the existing results on properties and optimal control of the model of the photosynthetic factory. In particular, it showed that it is possible to consider less dimensional reduction of the original model as its reasonable approximation. Moreover, it provided further and more detailed analysis of the optimal control for the reduced model, which was also described here in an explicit analytical form. In such a way, a new alternative and more clear proof that on sufficiently large time interval the optimal control is closed to the constant one, which optimizes the appropriate component of the system steady state, was obtained. The paper thereby provides



Figure 2: Optimal control of reduced system in normalized coordinates u^* in (6); U = 5. Notice different zooms to see that final 1000 seconds parts are identical for all 3 cases.

further mathematical confirmation of the experimentally based hypothesis that has been frequently mentioned in biotechnological literature.

Acknowledgement

The research has been supported by the Czech Science Foundation under the project P103/12/1794 "Advanced methods for complex systems analysis and control".

References

- Aubin, P., Cellina, A.: Differential Inclusions. Set-Valued Maps and Viability Theory. Springer, Berlin, 1984.
- [2] Čelikovský, S: On the representation of trajectories of bilinear systems and its applications. Kybernetika, vol. 23, pp. 198-213, 1987.
- [3] Čelikovský S.: On the continuous dependence of trajectories of bilinear systems on controls and its applications. Kybernetika, vol 24, pp. 278-292, 1988.
- [4] Čelikovský, S., Papáček, Š., Cervantes-Herrera A., Ruiz-Leon J.: Singular Perturbation Based Solution to Optimal Microalgal Growth Problem and Its Infinite Time Horizon Analysis. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 55, pp. 767-772, 2010.
- [5] Eilers, P.H.C., Peeters, J.C.H.: A model for the relationship between light intensity and the rate of photosynthesis in phytoplankton. Ecological Modelling, vol. 42, pp. 199–215, 1988.
- [6] Eilers, P.H.C., Peeters, J.C.H.: Dynamic behaviour of a model for photosynthesis and photoinhibition. Ecological Modelling, vol. 69, pp. 113–133, 1993.

- [7] Elliot, D.L.: Bilinear Control Systems. Springer 2009.
- [8] Kokotovic, P., Khalil, H. K., O'Reilly, J.: Singular Perturbation Methods in Control. Analysis and Design. SIAM, 1999.
- [9] Masojídek, J., Papáček, Š., Jirka, V., Červený, J., Kunc, J., Korečko, J., Sergejevová, M., Verbovikova, O., Kopecký, J., Štys, D, Torzillo, G.:: A Closed Solar Photobioreactor for Cultivation of Microalgae under Supra-High Irradiances: Basic Design and Performance of Pilot Plant. J. Appl. Phycol., vol. 15, pp. 239–248, 2003.
- [10] Nedbal, L., Tichý, V., Xiong, F., Grobbelaar, J.U.: Microscopic green algae and cyanobacteria in high-frequency intermittent light. J. Appl. Phycol., vol., pp. 325– 333, 1996.
- [11] Papáček, Š., Čelikovský, S., Štys, D., Ruiz Leon, J.: Bilinear system as a modelling framework for analysis of microalgal growth, Kybernetika, vol. 43, pp. 1- 20, 2007.
- [12] Papáček, Š., Čelikovský, S., Rehák, B., Štys, D.: Experimental design for parameter estimation of two time-scale model of photosynthesis and photoinhibition in microalgae, Mathematics and Computers in Simulation vol. 80, No. 6, pp. 1302-1309, 2010.
- [13] Pontryagin, L.S., Boltyanskii, V.G., Gamkrelidze, R.V., Mischenko, E.F.: The Mathematical Theory of Optimal Processes. Wiley, New York, 1962.
- [14] Rehák, B., Čelikovský, S., Papáček, Š.: Model for Photosynthesis and Photoinhibition: Parameter Identification Based on the Harmonic Irradiation 02 Response Measurement. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 53, pp. 101-108, 2008.
- [15] Terry, K.L.: Photosynthesis in Modulated Light: Quantitative Dependence of Photosynthetic Enhancement on Flashing Rate. Biotechnology and Bioengineering vol. 28, pp. 988-995, 1986.
- [16] Vigodner, A.: Limits of singularly perturbed control problems with statistical dynamics of fast motions. SIAM J. Control Optim., vol. 35, pp. 1-27, 1997.
- [17] Wu X., Merchuk, J.C.: Simulation of Algae Growth in a Bench-Scale Bubble Column Reactor. Biotechnology and Bioengineering, vol. 80, pp. 156–168, 2004.

Appendix - Pontryagin maximum principle

Proposition 6 Let u^{opt} be optimal control minimizing the performance index J:

$$J = \int_{t_0}^{t_f} f_0(x, u) dt + \phi(x(t_f)), \ x(t_0) = x^0, \ x(t_f) \in \mathbb{R}^n,$$
(24)

$$\dot{x} = f(x, u), x = [x_1, \dots, x_n]^\top \in \mathbb{R}^n, u \in U \subset \mathbb{R}^m$$
(25)

where the initial state $x^0 \in \mathbb{R}^n$, the initial and terminal times $t_0, t_f, 0 \leq t_0 < t_f$, and the compact set U are given. Further, let $x^{opt}(t), x^{opt}(0) = x^0$ be the corresponding optimal state trajectory. Then $\exists \psi(t) = [\psi_1(t), \dots, \psi_n(t)]^\top \neq 0$ such that it holds a.e. on $[t_0, t_f]$:

$$\psi(t_f) = -\left[\frac{\partial\phi}{\partial x}(x(t_f))\right]^{\top}, \quad \dot{\psi} = \left[\frac{\partial f_0}{\partial x}(u^{opt}, x^{opt})\right]^{\top} - \left[\frac{\partial f}{\partial x}(u^{opt}, x^{opt})\right]^{\top}\psi, \quad (26)$$

$$\max_{u \in U} \mathcal{H}(x^{opt}(t), \psi(t), u) = \mathcal{H}(x^{opt}(t), \psi(t), u^{opt}(t)),$$
(27)

$$\mathcal{H}(x,\psi,u) := \psi^{\top} f(x,u) - f_0(x,u).$$
(28)

The Proposition 6 is the consequence of the general Pontryagin maximum principle, [13], which is, moreover, usually given on the free time interval. Its proof is therefore given here both for the sake of self-completeness and a possible tutorial use.

Proof. First, without any loss of generality one can put $\phi \equiv 0$, as

$$\phi(x(t_f)) = \phi(x_0) + \int_{t_0}^{t_f} \frac{\partial \phi}{\partial x} \dot{x} dt = \phi(x_0) + \int_{t_0}^{t_f} \frac{\partial \phi}{\partial x} f(x, u) dt,$$

and as $\phi(x_0)$ is uniquely given, it is sufficient to replace $f_0(x, u)$ by $\tilde{f}_0(x, u) := f_0(x, u) + \frac{\partial \phi}{\partial x}f(x, u) = f_0(x, u) + f(x, u)^{\top}\frac{\partial \phi}{\partial x}^{\top}$ and the co-state $\psi(t)$, $\psi(t_f) = -\frac{\partial \phi}{\partial x}(x(t_f))^{\top}$ by the new co-state $\tilde{\psi}(t) := \psi(t) + \frac{\partial \phi}{\partial x}(t)^{\top}$, $\tilde{\psi}(t_f) = 0$, due to the following:

$$\begin{split} \dot{\tilde{\psi}} &= \dot{\psi} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} f = \frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} f(u^{opt}, x^{opt}) + [\frac{\partial f_0}{\partial x} (u^{opt}, x^{opt})]^\top - [\frac{\partial f}{\partial x} (u^{opt}, x^{opt})]^\top [\tilde{\psi}(t) - [\frac{\partial \phi}{\partial x} (t)]^\top] = \\ & [\frac{\partial f_0}{\partial x}]^\top + \frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} f + [\frac{\partial \phi}{\partial x} \frac{\partial f}{\partial x}]^\top - [\frac{\partial f}{\partial x}]^\top \tilde{\psi}(t) = [\frac{\partial \tilde{f}_0}{\partial x} (u^{opt}, x^{opt})]^\top - [\frac{\partial f}{\partial x} (u^{opt}, x^{opt})]^\top \tilde{\psi}(t). \end{split}$$

Further, let us realize that the optimal control problem with the state in \mathbb{R}^n in the proposition formulation is actually equivalent to the following one with the state in \mathbb{R}^{n+2} , having free initial and terminal times, but no more completely free terminal state:

For given
$$t_0, t_f, x^0, U$$
, find $T_0 < T_f \in \mathbb{R}$ and measurable $u^{opt}(t) \in U, t \in [T_0, T_f]$,
minimizing $x_0(T_f)$:
 $\dot{x}_0 = f_0(x, u), \ \dot{x} = f(x, u), \ \dot{x}_{n+1} = 1, \ [x_0, x, x_{n+1}](T_0) = (0, x^0, t_0),$
 $[x_0, x, x_{n+1}](T_f) \in \{\tilde{x} = [\tilde{x}_0, \tilde{x}, \tilde{x}_{n+1},] \in \mathbb{R}^{n+2} \mid \tilde{x}_{n+1} = t_f\}.$

The Pontryagin maximum principle (PMP) [13] is applicable to such equivalent problem, where the initial condition is the fixed state in \mathbb{R}^{n+2} while the constraint on the terminal state is a n+1 dimensional hyperplane in \mathbb{R}^{n+2} . The appropriate transversality condition then requires the co-state at the terminal time to be perpendicular to that hyperplane. In the other words, optimality of $u^{opt}(t) \in U, t \in [T_0, T_f]$, with free $T_0 < T_f$ implies the existence of $\overline{\psi}(t) := [\psi_0(t), \psi(t), \psi_{n+1}(t)]^\top \not\equiv 0$, satisfying the following conditions:

$$\psi(T_f) = 0, \ \psi_0(T_f) \le 0, \ \dot{\psi}_0 = 0, \ \dot{\psi} = -\left[\frac{\partial f_0}{\partial x}\right]^\top \psi_0 - \left[\frac{\partial f}{\partial x}\right]^\top \psi, \ \dot{\psi}_{n+1} = 0, \quad (29)$$

$$\overline{\mathcal{H}}(\overline{\psi}(t), u^{opt}(t), x^{opt}(t)) = \max_{u \in U} \overline{\mathcal{H}}(\overline{\psi}(t), u, x^{opt}(t)),$$
(30)

$$\overline{\mathcal{H}}(\overline{\psi}(T_f), u^{opt}(T_f), x^{opt}(T_f)) = 0, \quad \overline{\mathcal{H}} := \psi_0 f_0 + \psi^\top f + \psi_{n+1}.$$
(31)

By (29) one has that conditions (31) are equivalent to $\psi_{n+1}(T_f) + \psi_0(T_f)f_0(T_f) = 0$, $\psi_0(T_f) \leq 0$, i.e. to $\psi_{n+1}(T_f) = -\psi_0(T_f)f_0(T_f) = 0$, $\psi_0(T_f) \leq 0$. Notice therefore that $\psi_0(T_f) = 0 \Rightarrow \psi_{n+1}(T_f) = 0 \Rightarrow \overline{\psi}(T_f) = 0 \Rightarrow \overline{\psi}(t) \equiv 0$. In other words, a nontrivial solution $\overline{\psi}(t) = [\psi_0(t), \psi(t), \psi_{n+1}(t)]^{\top}$ of (29) should exist which satisfies

$$\psi_{n+1}(T_f) = -\psi_0(T_f)f_0(T_f), \ \psi_0(T_f) < 0 \quad \Leftrightarrow \quad \psi_0(T_f) < 0.$$
 (32)

Finally, by the homogeneity of (29) with respect to $\overline{\psi} = [\psi_0, \psi, \psi_{n+1}]^\top$, there should also exist the solution $\overline{\psi}(t)$ of (29) with $\psi_0(T_f) = -1 \Rightarrow \psi_0(t) \equiv -1$. Summarizing, conditions (29,30,31) are equivalent to (26,27,28) and the proof is complete¹.

¹Skipping the terminal condition $x_{n+1}(T_f) = t_f$ would require $\psi_{n+1}(T_f) = 0$, i.e. $f_0(T_f) = 0$ by (32), being the main additional condition in case of the "genuinely free" terminal time optimization problem.

POČÍTAČOVÁ PODPORA OPERAČNĚ-TAKTICKÝCH ROZHODNUTÍ NA BOJIŠTI 21. STOLETÍ

Jan MAZAL Katedra vojenského managementu a taktiky, Univerzita obrany Kounicova 65, 612 00 Brno E-mail: Jan.mazal@unob.cz

Abstrakt:

V souvislosti s rozvojem informačních technologií a vzrůstajících požadavků na bojové informační systémy jako například C4ISTAR/ISR, které již pomalu dosahují svých technologických možností, tak další směr, kterým se pomalu začíná ubírat takticko-technologická budoucnost bojiště 21-století je modelová podpora rozhodnutí velitelů na taktickém stupni, jehož nedílnou součástí se stává optimalizace taktických činností v prostoru bojové operace. Tato problematika operačně-taktických rozhodnutí, potažmo operačně-taktických úloh je velmi rozsáhlá a skládá se z velké množiny podproblémů zasahujících do oblasti vícekriteriálního rozhodování, teorie her, teorie pravděpodobnosti, operačního výzkumu, teorie grafů, lineární algebry, matematické analýzy a dalších. Tento článek se věnuje problematice vztahující se k modernímu bojišti 21. století a to se zaměřením na počítačovou podporu, algoritmizaci a matematické řešení problémů související s automatizací a optimalizací operačně-taktických rozhodovacích procesů v neurčitém operačním prostředí.

Klíčová slova: Počítačová podpora rozhodnutí, C4ISTAR, ISR, DSS, OTU.

1 Úvod

Počítačová podpora vojenských aplikací a procesů již v současné době sice není nijak výjimečná, nicméně její doména stále spadá do oblasti mimo přímou podporu rozhodnutí velitelů v bojových operacích. První pokusy matematicky modelovat komplexní bojové situace a tím tedy systémově podpořit rozhodovací procesy velitelů sahají již do šedesátých let minulého století, kde byl v období studené války na tomto poli vyvíjen poměrně intenzivní úsilí na obou frontách znepřáteleného spektra a existoval k tomuto účelu i poměrně rozsáhlý matematický aparát [1]. Původní modely ale vycházely z velmi aproximovaných předpokladů a snažily se pojmout racionalitu chování vybraného takticko-operačního elementu ve velmi obecné rovině. Tyto postupy byly vhodné spíše jako doktrinální přístupy, ale pro konkretizaci jednotlivých rozhodnutí nebo jako přímá podpora rozhodovacích aktivit nebyly použitelné. Zejména z důvodu evidentní disproporce informačních vstupů, sestávající v mnoha původních přístupech z několika koeficientů nutných k sestavení soustavy diferenciálních rovnic, která zcela jistě nemohla pojmout komplexnost operačně taktického problému a prostředí v podobě použitelné pro reálné rozhodovací aktivity.

2 Systémový koncept a jednotlivé přístupy

Systémový koncept počítačové podpory operačně taktických rozhodnutí je možné z fundamentálního hlediska rozdělit na dva přístupy, a to:

- Subjektivní, empiricko-intuitivní
- **Objektivní**, exaktně-algoritmický

Kde, pro efektivní operačně-taktické rozhodování, je nutné, aby tyto přístupy koexistovaly ve vyváženém synergickém propojení a vzájemně se doplňovaly v takovém

poměru, který maximálně vyhovuje danému typu řešeného rozhodovacího problému. Z hlediska počítačové podpory a automatizace rozhodovacích aktivit, je již v současné době možné určitou část rozhodovacího procesu provádět s podporou strojů a i když tento trend ve prospěch automatizace neustále narůstá, tak prozatím nic nenasvědčuje tomu, že by v blízké budoucnosti měl být lidský element plně vyřazen z prostředí pokročilých rozhodovacích procesů. Každopádně vliv automatizace na efektivitu a čas nutný k přijetí klíčových rozhodnutí je naprosto zásadní, jak ukazují poslední zkušenosti z válečných konfliktů například z Afganistanu.

Dále, z hlediska počítačové podpory rozhodování, tak v oblasti empiricko –intuitivního přístupu je možno sledovat dva základní směry, a to:

- Koncept rozvoje systémů C4ISTAR/ISR/V21¹, které se již od poloviny devadesátých let minulého století, zejména ve vyspělých armádách světa intenzivně vyvíjejí a jejichž výchozí podpora rozhodovacích aktivit z tohoto hlediska spočívá ve sdílení operační informace v reálném čase. Tedy, šíření stavové informace z prostoru operace, včas a na klíčové stupně systému velení a řízení je bezesporu neoddiskutovatelným přínosem pro efektivní rozhodování a tento koncept se již mnohokrát osvědčil v praxi, i když ani zavádění systémů C4ISTAR/ISR/V21 se neobešlo bez komplikací. Na obrázku 1 je znázorněna česká verze systému C4ISTAR/V21 řešená ve spolupráci s Univerzitou obrany v projektu s kódovým názvem SESEDAK.
- Expertní podpora rozhodovacích aktivit, která není prozatím v armádním prostředí příliš častá, nicméně v civilním sektoru se již pomalu stává běžnou a je možné předpokládat, že i v operačním nasazení by mohla skýtat určitý potenciál, i když vzhledem k vysoké míře neurčitosti týkající se charakteru vojenských operací je její použití/nasazení složitější.



Obrázek 1: Česká varianta systému C4ISTAR/V21 z roku 2008.

Do současnosti byl rozhodovací proces velitele zpravidla veden v intencích empyrickointuitivního přístupu k rozhodovacím aktivitám a velmi pravděpodobně tomu tak v nejbližší budoucnosti bude. S tím že již v 60-tých letech minulého století se objevovala tendence modelovat vybrané operačně-taktické procesy [1]. Nicméně používané modely trpěly zásadními nedostatky týkající se komplexní datové základny modelu bojiště a tedy nebyly schopné se vypořádat s širokým spektrem informačního pokrytí, které klíčové operačnětaktické rozhodovací procesy provází. Dále také v mnoha případech vycházely jen z velmi aproximovaných předpokladů, které z důvodu informačního deficitu v žádném případě nemohly vést k racionálním výsledkům použitelných v praxi.

¹ command, control, communications, computers, surveillance, target acquisition, and reconnaissance/ intelligence, surveillance, and reconnaissance/ soldier of 21-st century

Počítačová podpora v rámci exaktně-algoritmického přístupu je stále poměrně novým prvkem, který, ač některé iniciační impulsy o jeho "nastartování" sahají dále do minulosti, tak je v podstatě stále v začátcích a bude pravděpodobně trvat ještě "určitý čas", než se tento přístup stane přirozenou součástí rozhodovacího procesu velitelů na taktickém stupni. A právě tomuto přístupu v oblasti operačně taktické podpoře rozhodování a jeho rozboru se věnuje z velké části tento příspěvek, kde zásadní inovace oproti předchozím přístupům spočívají v komplexním pojetí operačního prostředí, jeho detailní virtualizaci v reálném čase a pokročilé extrapolaci jeho stavů v širokém spektru podmínek a následné aplikace série operačně-taktických analýz integrovaných do řešení respektující vícekriteriální priority. Vedoucí postavení v tomto ohledu zastává prozatím armáda USA, která skrze agenturu DARPA (Defence Advanced Research Project Agency) řeší již od roku 2008 tzv. koncepci Deep Green [2], která je inspirována systémem Deep Blue (1997) řešící šachové partie a která se orientuje na řešení pokročilých operačně-taktických úloh ve vojenství, jeho filosofické a komponentární schéma ilustruje následující obrázek (2).



Obrázek 2: Koncepce DEEP GREEN řešená agenturou DARPA

Počítačovou podporu tohoto přístupu je možné sledovat ve dvou směrech a to:

Algoritmicko-matematická – mající dopad na oblast vývoje teoretické stránky algoritmických řešení a následně softwaru pro výpočetní platformy. Tento směr zahrnuje nejen fundamentální matematická řešení jako taková, ale i jejich optimalizace a přizpůsobení pro strojové zpracování, jehož technologická úroveň v současnosti ještě nedovoluje některé pokročilé problémy v akceptovatelném čase řešit.

Výpočetně-technologická – sledující rozvoj vyspělosti počítačových systémů z výkonově-technologického hlediska, včetně inovace jejich architektur, integrace do clusterů, distribuce úloh a výpočtů, rozvoj výrobních technologií a podobně.

3 Operačně taktické úlohy

V mnoha oborech, zejména technicko-technologického charakteru je již běžné, že velké spektrum procesů je možné s úspěchem virtuálně nejen modelovat, ale i hledat tzv. inverzní řešení k obecně zadaným výstupním požadavkům, a to s takovou přesností, která koresponduje s reálnými testy na více jak 95 procent (statika, aerodynamika, hydrodynamika a podobně). Toto je možné zejména z důvodu přítomnosti vysoké míry exaktnosti v modelu a malé míry neurčitosti, která se bohužel ve vysokém stupni objevuje zejména v socio-ekonomické sféře, které se z velké části dotýkají operačně-taktické procesy. Proto je velmi obtížné modelovat průběh bojové činnosti s přesností korespondence s realitou blížící se

technologickým procesům, nicméně je možné s úspěchem modelovat podmínky provázející určité taktické situace a skrze optimalizace řešení těchto podmínek je možné dané výsledky využít jako východisko pro volbu variant činnosti vlastních jednotek, nebo jednotek nepřítele.

Způsob řešení operačně taktických úloh, zejména těch, které naplňují podstatu tzv. inverzní úlohy, je možné rozdělit do dvou přístupů:

Analytický – dovoluje řešení inverzní úlohy vyjádřit matematickým výrazem (například polynomem). V oblasti operačně taktických úloh je zpravidla velmi obtížné takovéto řešení nalézt a východiskem bývá řešení evoluční.

Evoluční – Je přístup (tzv. hrubou silou) při němž je hledán výsledek řešení skrze iterační posouzení širokého spektra možných, eventuálně všech možných cílových stavů, nebo vstupů hledaného řešení. Jako modelový příklad z oblasti matematiky může sloužit výpočet druhé odmocniny libovolného čísla, kde k přesnému řešení vede pouze algoritmicko-iterativní cesta.

Jak již bylo výše naznačeno, v oblasti komplexních operačně taktických úloh dominují zpravidla přístupy evolučního charakteru, neboť nalezení přímého analytického řešení je buď velmi obtížné, nebo neexistuje. Dále je nutné podotknout, že v případě řešení operačně taktických úloh se jedná zpravidla o vícekriteriální problém, kde již jen samotné nastavení nebo vyvážení vstupních kritérii může být poměrně složitou úlohou samo o sobě. Kde zásadní roli hraje individuální (subjektivní) přístup (stanovisko) k pragmatickému aspektu operačně-taktického řešení. Jako klasické příklady operačně-taktických úloh, mohou sloužit následující:

• **Optimalizace taktického manévru** v reálném čase, jejíž výsledek ilustruje obrázek 3, kde v pravé části je znázorněno v odstínech šedi váhové rozložení grafu operačního prostředí po provedení optimalizačního výpočtu, kde každý uzel grafu (v tomto případě 2²⁰ uzlů) je naplněn koeficientem pragmatičnosti taktického manévru.



Obrázek 3: Výpočet taktické optimalizace manévru

Hledání optimální lokace pro střelecké stanoviště je poměrně složitá úloha, jejíž aproximovanou modelovou variantu znázorňuje vzorec (1) a obrázek 4, v tomto případě jsou uvažovány pouze 3 vstupy (n_{1,2,3}), kde tento vztah musí být aplikován na všechny kombinace konfigurací rozmístění jednotlivých elementů (střelce a cíle) na digitálním modelu bojiště pro nalezení optimálního řešení.

$$f_{0u} = \frac{(1-0,002n_3) \left(0,7e^{-\left(\frac{n_3-200}{100}\right)^2}\right) + \frac{(1-0,002n_3)}{\frac{n_3}{1000+20}}}{n_1+1} \times \frac{\tan^{-\frac{n_2}{n_3}}}{2}$$
(1)

- n1 vzdálenost od nejbližší vegetace
- n2 rozdíl převýšení vlastního a nepřátelského elementu
- n3 vzdálenost k cíli



Obrázek 4: Model pragmatičnosti umístění střeleckého stanoviště

4 Modelování a digitalizace bojiště

Klíčové je pro dosažení relevantních výsledků v rámci procesu modelování bojiště implementace vysoké úrovně komplexnosti a vztahů, které předchozí modely neuvažovaly. Této podmínky je možno dosáhnout jediným způsobem, a to tak, že informační naplnění modelu bude identické, nebo vyšší, nežli je informační rozhled (dosah) velitele řešící daný problém. Tato podmínka již v současnosti není obtížně splnitelná, spíše naopak, dnešní velitelé se potýkají s informačním přesycením, se kterým se v mnoha případech jen obtížně vyrovnávají, a digitalizace informačního toku k těmto velitelům je jen rutinní záležitost.

Při řešení této problematiky je nutné si uvědomit k jakému cíli má celý proces modelování taktické situace a výpočet optimální varianty v kontextu aktivit velení a řízení vést. Vycházíme-li z fundamentální podstaty armády a jejího předurčení pro bojové aktivity/situace, pak tedy rozhodnutí, ke kterému zpravidla směřují velitelé na všech stupních, je volba určité varianty činnosti/reakce vykazující ideální východisko z dané situace, tedy stanovení činnosti, nebo posloupnosti činností pro podřízené jednotky/vojáky v prostoru a čase, takovým způsobem, vedoucí ke splnění zadaných úkolů v co nejkratším (eventuálně stanoveném) čase a s minimální spotřebou zdrojů a maximálním využitím přítomných časoprostorových podmínek k efektivnímu splnění úkolu. Tedy jinými slovy, cílem je taková posloupnost taktických prvků (manévr, palba a úder) podřízených jednotek/vojáků která povede k co nejefektivnějšímu splnění úkolu (minimalizace úsilí, zdrojů, živé síly, času a podobně).

Při řešení této problematiky, stejně jak se o to snažili vojevůdci v minulosti, je možné částečně převzít inspiraci ze hry šachy, zejména ze základního modelu hrací plochy a pravidel pro jednotlivé figury, což může sloužit, jako opravdu velmi aproximovaná předloha taktickému modelování bojiště, kde model přizpůsobený na současné podmínky bude nabývat nesrovnatelně vyšší komplexnosti a musí zohlednit veškeré důležité faktory ovlivňující bojovou činnost. I přesto, že modelování současného boje představuje z filozofického pohledu relativně vysoce teoretickou záležitost, je intuitivně jasné, že pravděpodobnost úspěšného uplatnění těchto modelů může být v případě korektního naplnění podmínek rozhodujících vlivů velmi vysoká.

Řešení jednotlivých problémů vychází ze souboru více přístupů a nelze je unifikovat. Celkový koncept je nutné chápat spíše jako ucelenou problematiku, nežli izolovaný problém, neboť v současnosti neexistuje universální model schopný řešit více taktických úloh a je nutné ke každému problému hledat odpovídající řešení. Způsob řešení jednotlivých problémů zpravidla vychází ze systému integrace geograficko-taktických analýz navázaných na vícekriteriální rozhodovací model a parametrický kvantifikační model. Celkový přístup k rozvoji dané problematiky je možné přirovnat k budování soustavy modelů partikulárních řešení. Jako modelový příklad může složit řešení optimalizace prostoru pro provedení léčky v reálném čase, což ilustruje obrázek 5, kde červené kružnice znázorňují extrapolovanou pozici protivníka a růžové kružnice optimální pozice vlastních elementů. Zvyšující se průměr růžových kružnic indikuje pozici vztaženou ke konkrétní pozici protivníka indexovanou v tomto případě shora dolů, tedy střed červené kružnice na nejvyšší pozici je vztažen ke středu růžové kružnice s nejmenším průměrem a střed červené kružnice na nejnižší pozici ke středu růžové kružnice s průměrem největším. S tím že ke každému postavení vlastního elementu je znázorněn i optimální manévr z výchozího postavení (trasa je znázorněna červeně).



Obrázek 5: Optimalizace umístění stanoviště pro provedení léčky (SW Univerzita obrany)

5 Závěr

Optimalizace operačně-taktických činností, ačkoli to není na první pohled patrné, tak v mnoha případech podléhají pragmatické aspekty těchto činnosti algoritmickému schématu a je tedy z velké části možná jejich automatizace. Způsoby řešení obvykle nebývají triviální a výsledné řešení je zpravidla nutné dále analyzovat z hlediska jeho stability a posoudit jeho pragmatickou úroveň. Každopádně tento inovativní přístup posouvá doposud statický koncept vycházející jen z technologicko-distribuční platformy na naprosto novou úroveň a poskytuje uživatelům mocný nástroj v plánování a vedení bojové činnosti. S tím že tento koncept vytváří podmínky pro efektivní zapojení automatizovaných a robotizovaných systémů do procesu vedení bojové činnosti a přispívá k úspoře času, sil a prostředků v rámci vedení vojenských operací. Dále také, rozvoj tohoto konceptu a jeho aplikační/operační nasazení umožní shromáždit odpovídající objem informací nutných k realizaci plně autonomních a robotizovaných operačně-taktických systémů, ke kterým vyspělé armády světa směřují.

Reference

- [1] RYBÁR, M. a kolektiv. Modelovanie a simulácia vo vojenstve. Bratislava: MO SR, 2000. ISBN 80-88842-34-4.
- [2] SURDU, John R., COL. (2007). Deep Green Broad Agency Announcement No. 07-56. Defense Advanced Research Projects Agency (DARPA), Information Processing Technology Office (IPTO), Website: http://www.darpa.mil/ipto/solicitations

Ostatní příspěvky

ADAPTIVNÍ PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ LABORATORNÍHO TEPELNÉHO VÝMĚNÍKU

Vladimír Bobál, Marek Kubalčík, Jakub Matějíček

Fakulta aplikované informatiky, Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně Nám. T. G. Masaryka 5555, 760 01 Zlín **E-mail:** bobal@fai.utb.cz, kubalcik@fai.utb.cz, jakub.matejicek@seznam.cz

Abstrakt:

Na pracovišti Fakulty aplikované informatiky UTB ve Zlíně byl navržen a vyroben laboratorní model tepelné soustavy, jehož součástí je tepelný výměník. Z dynamického hlediska představuje toto tepelné zařízení nelineární systém s dopravním zpožděním a proto je vhodné pro návrh a ověřování moderních řídicích algoritmů v reálném čase. Náplní příspěvku je návrh a ověření adaptivního prediktivního řízení s modelem (MPC - Model Predictive Control) pro systém s dopravním zpožděním. Navržené algoritmy byly naprogramované v prostředí MATLAB/SIMULINK, pro řízení v reálném čase byl použit Real Time Toolbox. Výsledky dosažené při řízení v reálném čase prokázaly praktickou použitelnost této prediktivní řídicí strategie.

Klíčová slova: tepelný výměník, systémy s dopravním zpožděním, adaptivní řízení, prediktivní řízení

1 Úvod

Systémy s dopravním zpožděním se vyskytují nejen u průmyslových procesů, ale i v jiných oblastech jako např. v ekonomických a biologických systémech. Dopravní zpoždění bývá způsobeno následujícími jevy [1]:

- časem nutným pro přenos hmoty, energie nebo informace,
- růstem časových intervalů, které jsou způsobeny větším množstvím elementů nižších řádů zapojených v sérii,
- časem potřebným pro zpracování informace od senzorů,
- časem potřebným pro výpočet komplikovaných řídicích, případně rekurzivních identifikačních algoritmů.

Předpokládejme spojitý dynamický lineární jednorozměrový systém se vstupem u(t) a výstupem y(t) s dopravním zpožděním T_d . Potom spojitá přenosová funkce pouhého dopravního zpoždění je $e^{-T_d s}$, kde *s* je komplexní proměnná. Celková přenosová funkce s dopravním zpožděním je potom ve tvaru

$$G_d(s) = G(s)e^{-T_d s}$$
⁽¹⁾

Procesy s velkým dopravním zpožděním je obtížné řídit standardními zpětnovazebními regulátory. Jestliže je požadována velká přesnost regulace nebo dopravní zpoždění je relativně velmi velké, prediktivní strategie by měla být použita [1]. V prediktivní strategii řízení je model procesu zahrnut do struktury regulátoru. První kompenzační algoritmus pro řízení procesů s dopravním zpožděním byl navržen Smithem [2] v roce 1957. Tento řídicí algoritmus, který je znám pod jménem Smithův prediktor (SP), obsahuje dynamický model procesu bez dopravního zpoždění a model dopravního zpoždění. Tento SP může být považován za první prediktivní algoritmus s modelem.

Z historického hlediska první modifikace algoritmů pro řízení procesů s dopravním zpožděním byly navrženy pro časově spojité (analogové) regulátory. Pro použití v průmyslové praxi mají větší význam diskrétní verze těchto regulátorů. Diskrétní přenosovou funkci s dopravním zpožděním lze vyjádřit ve tvaru

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} z^{-d}$$
(2)

kde $A(z^{-1})$ a $B(z^{-1})$ jsou polynomy příslušných stupňů, z je komplexní proměnná Z – transformace a d je počet kroků dopravního zpoždění. Pro řízení systému druhého řádu je odvozen adaptivní SP v [3].

V příspěvku je odvozen prediktivní regulátor pro řízení procesu s dopravním zpožděním použitím tzv. GPC (Generalized Predictive Control) strategie. Příspěvek je členěn následujícím způsobem. Po úvodní části je v článku 2 čtenář uveden do problematiky prediktivního řízení (GPC) založeného na minimalizaci kvadratického kritéria. V článku 3 je uvedena základní teorie prediktivního řízení založeného na minimalizaci kvadratického kritéria. V článku 3 je systém druhého řádu s dopravním zpožděním. Náplní článku 5 je popis experimentálního laboratorního tepelného modelu. V článku 6 jsou uvedeny a vyhodnoceny výsledky řízení v reálném čase. V závěrečné části je provedena diskuse výsledků a plán dalších prací v této oblasti.

2 Princip prediktivního řízení

Prediktivní řízení je jednou z metod návrhů řízení, která si získala v posledních letech velkou popularitu. Jednou z jeho předností je možnost uvažovat omezení vstupních a výstupních (případně stavových) veličin přímo při návrhu regulátoru. Z tohoto důvodu je jeho použití vhodné v průmyslových aplikacích. Prediktivní algoritmy jsou při řízení procesů mnohostranně použitelné a robustní. Kvalita řízení je obvykle vyšší ve srovnání s PID regulátory. Jsou aplikovatelné na neminimálně fázové, nestabilní i mnohorozměrové procesy, a rovněž na procesy s dopravním zpožděním.



Obrázek 1: Blokové schéma prediktivního řídicího systému

Rozdíl mezi klasickým zpětnovazebním obvodem a prediktivním řídicím systémem je zřejmý z obr. 1, o principu a aplikaci prediktivního řízení je možno získat podrobné informace v řadě monografií, např. [4], [5].

3 Prediktivní řízení založené na minimalizaci kvadratického kritéria

Standardní účelová funkce používaná pro prediktivní řízení je ve tvaru

$$J = \sum_{i=N_1}^{N_2} \left[\hat{y}(k+i) - w(k+i) \right]^2 + \sum_{i=1}^{N_u} \left[\lambda(i) \Delta u(k+i-1) \right]^2$$
(3)

kde $\hat{y}(k+i)$ je predikovaný výstup procesu o *i* kroků do budoucnosti vzhledem k informacím dostupným do času *k*, w(k+i) je posloupnost žádané veličiny a $\Delta u(k+i-1)$ je posloupnost budoucích přírůstků řízení, které mají být vypočítané. Parametry N_1, N_2 a N_u představují minimální, maximální a řídicí horizont. Parametr $\lambda(i)$ je sekvence, kterou lze ovlivňovat budoucí chování řízeného procesu, obvykle je volena jako konstanta. Výstup modelu (prediktor) lze vypočítat jako součet nucené odezvy modelu y_n (forced response)

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{y}_n + \mathbf{y}_0 \tag{4}$$

Nucená odezva se vypočítá jako součin matice G (Jacobianu modelu), jejíž prvky jsou odezvou modelu na jednotkový skok, a vektoru budoucích změn akčního zásahu Δu , který je dopředu obecně neznámý

$$\boldsymbol{y}_n = \boldsymbol{G} \Delta \boldsymbol{u} \tag{5}$$

Z rovnic (4) a (5) plyne, že vektorová rovnice prediktoru je daná vztahem

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G} \Delta \mathbf{u} + \mathbf{y}_0 \tag{6}$$

Minimalizací účelové funkce (3), tj. řešením vztahu $\frac{\partial J}{\partial \Delta u} = 0$, obdržíme

$$\Delta \boldsymbol{u} = -\left(\boldsymbol{G}^{T}\boldsymbol{G} + \lambda \boldsymbol{I}\right)^{-1}\boldsymbol{G}^{T}\left(\boldsymbol{y}_{0} - \boldsymbol{w}\right)$$
(7)

Jestliže se označí první řádek matice $(\boldsymbol{G}^T\boldsymbol{G} + \lambda \boldsymbol{I})^{-1}\boldsymbol{G}^T$ jako \boldsymbol{K} , potom aktuální řídicí zákon se vypočítá podle vztahu

$$u(\bar{k}) = \boldsymbol{K}(\boldsymbol{w} - \boldsymbol{y}_0) + u(k-1)$$
(8)

4 Výpočet prediktoru

Důležitou úlohou při použití prediktivního řízení je vypočet predikcí výstupu modelu v oblasti řídicího horizontu. Dynamika většiny procesů vyžaduje takovou délku horizontu, kdy není možné predikce počítat jednoduchým přímým způsobem. Pro výpočet predikcí bylo odvozeno několik metod, např. použitím diofantických rovnic [6] nebo použitím maticových metod [5]. Rekurzivní metoda výpočtu volné odezvy a matice dynamiky je odvozena a aplikována při řízení v reálném čase pro model druhého řádu v [7].

Výpočet prediktoru pro systém s dopravním zpožděním je navržen z modifikace pro výpočet prediktoru systému bez dopravního zpoždění [8]. Identifikační experimenty prokázaly, že tepelný výměník lze identifikovat modelem druhého řádu s dvěma kroky dopravního zpoždění [3]

Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií září 2012

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} z^{-2} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} z^{-2}$$
(9)

Model (9) může být rovněž uveden ve tvaru

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-2}B(z^{-1})u(k)$$
(10)

V prediktivním řízení se často používá model CARIMA, který lze získat z nominálního modelu (10) přidáním modelu poruchy

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-2}B(z^{-1})u(k-1) + \frac{C(z^{-1})}{\Delta}n_c(k)$$
(11)

kde $n_c(k)$ je neměřitelná poruchová veličina s nulovou střední hodnotou a konstantním rozptylem, operátor $\Delta = 1 - z^{-1}$. V rovnici (11) vystupuje řídicí veličina ve tvaru u(k-1), protože u(k) je neznámá veličina, která má být vypočítána. Za předpokladu, že polynom $C(z^{-1}) = 1$, model (11) je ve tvaru

$$\Delta A(z^{-1})y(k) = z^{-2}\Delta B(z^{-1})u(k-1) + n_c(k)$$
(12)

Jednotlivé predikce jsou poté počítány na základě rovnice (12), kterou lze pro $n_c(k) = 0$ převést na diferenční rovnici

$$y(k) = (1 - a_1) y(k - 1) + (a_1 - a_2) y(k - 2) + a_2 y(k - 3) + b_1 \Delta u(k - 3) + b_2 \Delta u(k - 4)$$
(13)

Podrobný algoritmus pro výpočet od kroku d+1 do $d+N_2$ je uveden v [8].

Vypočítané predikce se poté použijí v každé periodě vzorkování v optimalizačním výpočtu pro učení parametrů řídicího zákona (8). Navržený prediktivní regulátor byl rozšířen o algoritmus průběžné identifikace pomocí metody nejmenších čtverců se směrovým zapomínáním.

5 Popis laboratorního tepelného modelu

Laboratorní model tepelné soustavy s dopravním zpožděním je založen na principu přenosu tepla pomocí teplonosného média prostřednictvím potrubního systému [9]. Blokové schéma modelu tepelné soustavy s dopravním zpožděním je uvedeno na obr. 2. Teplonosné médium je transportováno pomocí spojitě regulovatelného čerpadla 6 do průtokového ohřívače 1 o výkonu cca 750 W. Teplota vody vystupující z ohřívače je měřena platinovým teploměrem T₁. Ohřátá voda dále vstupuje do tepelně izolované potrubní cívky 2, která je tvořena měděným potrubím o délce 15 m. Zde vzniká v závislosti na zvolených otáčkách čerpadla dopravní zpoždění v rozmezí 50 až 200 s. Spotřebič tepelné energie představuje výměník tepla typu voda/vzduch 3, který předává tepelnou energii teplonosného média do okolního prostředí. Úroveň spotřeby tepla lze nastavit pomocí dvou regulovatelných ventilátorů 4, 5. Ventilátor 5 je řízen diskrétně (stav zapnuto/vypnuto), ventilátor 4 je řízen spojitě a slouží primárně pro generování poruchové veličiny při ověřování vlastností navržených regulátorů. Teplota vody vstupující do výměníku a vystupující z výměníku je měřena platinovými teploměry T₂ a T₃. Z výměníku se voda vrací zpět do čerpadla a celý koloběh teplonosného média se opakuje. Vliv tepelné roztažnosti vody kompenzuje expanzní nádoba, která je umístěna na nejvyšším bodě tepelného modelu.

Rozhraní mezi tepelným modelem a počítačem je realizováno pomocí vstupně-výstupní technologické karty MF 624 od firmy Humusoft. Ovládací prostředí je vytvořeno v programu MATLAB/SIMULINK pomocí Real Time Toolbox.



Obrázek 2: Schéma tepelného modelu s dopravním zpožděním

6 Adaptivní prediktivní řízení laboratorního tepelného modelu



Obrázek 3: Porovnání průběhu regulované veličiny v závislosti na faktoru λ



Obrázek 4: Porovnání průběhu akční veličiny v závislosti na faktoru λ

Pro experimentální ověřování navrženého regulátoru byla zvolena jako regulovaná veličina teplota vody T_2 [deg] vstupující do výměníku, akční veličinou je příkon průtokového ohřívače 1 *P* [W]. Pro experimentální ověřování byla zvolena perioda vzorkování $T_0 = 100$ s. Mimo jiné byl vyšetřován vliv váhového faktoru λ na průběh regulačního pochodu. Z obr. 3 a 4. Je zřejmé, že snižování λ vede na větší překmit regulované veličiny při startu řízení, což je samozřejmě způsobeno většími hodnotami akční veličiny. Mimo jiné byly rovněž prováděny experimenty s volbou velikosti startovacích hodnot diagonální kovarianční matice, které rovněž potvrdily teoretické předpoklady (volba větších hodnot je vhodná pro méně přesné počáteční hodnoty odhadů parametrů modelu procesu, volba menších hodnot je vhodná pro blízké počáteční odhady.

7 Závěr

V příspěvku je prezentována laboratorní aplikace adaptivního prediktivního řízení tepelného modelu s dopravním zpožděním v reálném čase. Experimentální ověřování prokázalo, že je možné i použitím lineárního modelu úspěšně řídit adaptivním přístupem nelineární systém s dopravním zpožděním. Experimentální ověřování prokázalo, že kvalita řízení byla velmi závislá na proměnlivé teplotě laboratorního prostředí, proto další práce budou směřovány do vybavení tepelného modelu externím teplotním snímačem a do výpočtu prediktorů bude rovněž zahrnuta měřená teplotní poruchová veličina.

Reference

- [1] Normey-Rico, J. E., Camacho, E. F.: Control of Dead-time Processes, London, Springer-Verlag, 2007. ISBN 978-1-84628-828-9.
- [2] Smith, O. J.: Closed Control of Loops. Chem. Eng. Progress, Vol. 53, No. 5, pp. 217-219, 1957. ISSN 0360-7257.
- Bobál, V., Chalupa, P., Dostál, P., Kubalčík, P.: Design and Simulation Verification of Self-tuning Smith Predictors. International Journal of Mathematics and Computers in Simulation [on line]. Vol. 5 No. 4, pp. 342-351. 2011. Dostupný z WWW: <naun.org/journals/mcs/>. ISSN 1998-0159.
- [4] Camacho, E. F., Bordons, C.: Model Predictive Control. Springer-Verlag, London, 2004. ISBN 978-1-85233-694-3.
- [5] Rossiter, J. A.: Model Based Predictive Control: a Practical Approach. CRC Press, 2003. ISBN 978-0849312915.
- [6] Kwon, W. H, Choj, H., Byun, D. G., Noh, S.: Recursive Solution of Generalized Predictive Control and its Equivalence to Receding Horizon Tracking Control. Automatica. Vol. 28, No. 6, pp. 1235–1238, 1992. ISSN 0005-1098.
- [7] Bobál, V., Chalupa P., Kubalčík, M. Dostál, P.: Self-tuning Predictive Control of Nonlinear Servo-motor. Journal of Electrical Engineering, Vol. 61, No. 6, pp. 365-372. 2010. ISSN 1335-3632.
- [8] Kubalčík, M., Bobál, V.: Predictive Control of Time-delay Systems. In: Proc. of the 26th European Control Conference on Modelling and Simulation, Koblenz, Germany, pp. 455-460, 2012. ISBN 978-0-9564944-4-3.
- [9] Pekař, L., Prokop, Dostálek, R.: An Anisochronic Model of a Laboratory Heating System. In: Proceedings of 13th WSEAS International Conference on Systems, pp. 165-172, Rhodes, Greece, 2009. ISBN 978-960-474-097-0.

ZJIŠTĚNÍ PARAMETRŮ ELIPSY Z KOVARIANČNÍ MATICE IDENTIFIKOVANÉHO SYSTÉMU

František BURIAN, Luděk ŽALUD

Centrum aplikované kybernetiky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno **E-mail:** burianf@feec.vutbr.cz, zalud@feec.vutbr.cz

Tomáš FLORIÁN

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno **E-mail:** florian@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Jeden z problémů který je třeba během sebelokalizace robotů řešit je operace, která ze známých koeficientů kovarianční matice vykreslí elipsu \mathcal{E} , která ohraničuje oblast, ve které se nachází statistické procento všech pokusů náhodného jevu. Dostupná literatura se velmi liší ve způsobu vyjadřování jednotlivých koeficientů a s tím souvisejících rovnic. Velmi často proto dochází u autorů cizích i domácích k záměnám funkcí mezi různými popisy. V této práci je odvozeno jedno z možných řešení.

Klíčová slova: sebelokalizace, elipsa, identifikace

1 Úvod/Introduction

Velkou oblastí robotiky, kterou se zabývá náš řešitelský tým, je sebelokalizace mobilních robotů. Jedná se vlastně o zjišťování pozice mobilního robotu v rámci nějaké předem známé mapy.

Tento relativně náročný problém je možné řešit s pomocí mnohých metod [5] [9] [6] [3]. Kupříkladu metoda nejmenších čtverců [2] je vhodným kandidátem pro řešení tohoto problému. Výstupem těchto metod jsou obvykle souřadnice robotu v mapě a kovarianční matice, udávající svým způsobem nejistotu určení dané pozice. Právě interpretace této kovarianční matice, která obsahuje rozptyly hodnot je obtížná.

2 N-rozměrné normální rozdělení

Pro správné pochopení vzorců popisovaných v tomto článku je třeba definovat pojmy statistiky, se kterými článek pracuje. Robot se obecně může pohybovat v N-rozměrném prostoru. Pravděpodobnost výskytu robotu na konkrétní pozici L lze vyjádřit rovnicí (1) [1]

$$P(L) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n |\Sigma|}} e^{\frac{1}{2}\Delta^T \sum^{-1} \Delta}$$
(1)

V této rovnici odpovídá Lvektoru pozice vyšetřovaného bodu, $\Delta = L - \mu$ je vektor

odchylek bodu L od vektoru středních hodnot μ . Všechny vektory jsou délky n.

$$L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ \vdots \\ L_n \end{bmatrix} \qquad \Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & \dots & \sigma_{1n} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} & \dots & \sigma_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_{n1} & \sigma_{n2} & \dots & \sigma_{nn} \end{bmatrix} \qquad \mu = \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \\ \vdots \\ \mu_n \end{bmatrix}$$
(2)

 Σ je kovarianční matice náhodné veličiny. Pro experimentální zjištění jednotlivých hodnot Σ_{ij} z N měření lze psát:

$$\Sigma_{ij} = \sigma_{ij} = E(\Delta_i \Delta_j) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \Delta_i^{(k)} \Delta_j^{(k)}$$
(3)

3 Dvourozměrné normální rozdělení [8] [7]

V praxi je často možné problém lokalizace robotu v N-rozměrném prostředí omezit na dvourozměrný systém. Například mobilní robot konstruovaný jako vozidlo se bude při nepřekročení konstrukčních limitů rychlostí a sil pohybovat vždy na povrchu planety, na kterou byl umístěn.

Parametry v rovnici (1) můžeme tedy definovat jako (4)

$$L = \begin{bmatrix} L_x \\ L_y \end{bmatrix} \qquad \Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_{xx} & \sigma_{xy} \\ \sigma_{xy} & \sigma_{yy} \end{bmatrix} \qquad \mu = \begin{bmatrix} \mu_x \\ \mu_y \end{bmatrix} \qquad |\Sigma| = \sigma_{xx}\sigma_{yy} - \sigma_{xy}^2 \qquad (4)$$

Dle [8] je možné vyjádřit inverzi kovarianční matice jako

$$\Sigma^{-1} = \frac{1}{\sigma_{xx}\sigma_{yy} - \sigma_{xy}^2} \begin{bmatrix} \sigma_{yy} & -\sigma_{xy} \\ -\sigma_{xy} & \sigma_{xx} \end{bmatrix}$$
(5)

Pokud je třeba zakreslit souřadnicově množinu všech bodů s konstantní pravděpodobností výskytu, je možné přepsat vztah (5) na (6)

$$\frac{1}{2(\sigma_{xx}\sigma_{yy} - \sigma_{xy}^2)} \begin{bmatrix} \Delta_x \\ \Delta_y \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \sigma_{yy} & -\sigma_{xy} \\ -\sigma_{xy} & \sigma_{xx} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_x \\ \Delta_y \end{bmatrix} = r^2$$
(6)

Poúpravě rovnice (6), se lze dopočítat k (7)

$$\frac{\sigma_{xx}\sigma_{yy}}{2(\sigma_{xx}\sigma_{yy} - \sigma_{xy}^2)} \left(\frac{\Delta_x^2}{\sigma_{xx}} + \frac{2\sigma_{xy}\Delta_x\Delta_y}{\sigma_{xx}\sigma_{yy}} + \frac{\Delta_y^2}{\sigma_{yy}}\right) = r^2 \tag{7}$$

Tato rovnice vzdáleně připomíná rovnici elipsy. Při odvození vícerozměrného systému bude připomínat rovnici hyperelipsy.

3.1 Zjištění parametrů elipsy

Pro exaktní ověření modelu, se kterým pracuje tento článek je tento postup rozebrán i s postupem odvození, ze kterého plynou výsledné vztahy (24) a (25). Elipsu je možné graficky znázornit tak, jako je uvedena na obrázku 1.



Obrázek 1: Parametry elipsy

Pro řešení parametrů a, b, φ je třeba začít vyjádřením rotační transformace základní elipsy, a zpětném vyjádření neznámých koeficientů původní elipsy z koeficientů transformované elipsy.

Je dána parametrická rovnice základní (netransformované) elipsy ${\mathcal E}$ v kanonickém tvaru

$$\mathcal{E}: \qquad A'x'^2 + B'y'^2 = r^2 \tag{8}$$

Parametr r^2 definuje množinu bodů, které jsou na konstantní úrovni pravděpodobnosti. Pro jeho vyjádření z pravděpodobnosti:

$$P(x, y \in \mathcal{E}) = 1 - e^{-\frac{r^2}{2}}$$

$$\tag{9}$$

Zlogaritmováním předchozího vztahu je možné vyjádřit výsledek:

$$r^{2} = -2\ln(1 - P(x, y \in \mathcal{E}))$$
(10)

Tuto elipsu ze vztahu (8) je možné transformovat rotací kolem jejího středu.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix}$$
(11)

Pro zjištění úhlu je potřeba převod z pootočené soustavy na nepootočenou, tedy inverzní transformaci k předchozí.

$$\begin{bmatrix} x'\\y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi\\\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} x\\y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi\\-\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x\\y \end{bmatrix}$$
(12)

Po dosazení transformace (12) do (8) je možné spočítat

$$A'(x\cos\varphi + y\sin\varphi)^2 + B'(-x\sin\varphi + y\cos\varphi)^2 = r^2$$
(13)

Rovnici (13) je nutno formálně přeznačit do tvaru:

$$Ax^2 + Bxy + Cy^2 = r^2 \tag{14}$$

Kde jednotlivé proměnné jsou

$$A = A' \cos^2 \varphi + B' \sin^2 \varphi \tag{15a}$$

$$B = 2(A' - B')\sin\varphi\cos\varphi \tag{15b}$$

$$C = A' \sin^2 \varphi + B' \cos^2 \varphi \tag{15c}$$

Rovnice (14) odpovídá maticovému zápisu rovnice (7). Po formálním přeznačení dle (5) vyjde rovnice pro kovarianční matici základní statistiky.

$$\Sigma^{-1} = \begin{bmatrix} A & \frac{B}{2} \\ \frac{B}{2} & C \end{bmatrix}$$
(16)

Aplikací goniometrických vzorců [2] je možné dojít ke vztahu

$$\tan 2\alpha = \frac{2\tan\alpha}{1-\tan^2\alpha} = \frac{2\sin\alpha\cos\alpha}{\cos^2\alpha - \sin^2\alpha} \tag{17}$$

Formálním přepisem proměnných ve vztazích (15
a) až (15c) je možné dojít k následujícím vztahům

$$\cos^2 \varphi = \frac{A - B'}{A' - B'} \tag{18a}$$

$$2\sin\varphi\cos\varphi = \frac{B}{A' - B'} \tag{18b}$$

$$\sin^2 \varphi = \frac{C - B'}{A' - B'} \tag{18c}$$

Aplikací vzorců (18a) (18b) a (18c) na (17) je možné odhalit jednoduchý vztah pro úhel, který svírá hlavní poloosa elipsy se souřadným systémem

$$\tan 2\alpha = \frac{2\sin\alpha\cos\alpha}{\cos^2\alpha - \sin^2\alpha} = \frac{B}{A - C}$$
(19)

Delky jednotlivých poloos elipsy je možné ziskat z vlastnich čísel matice Σ^{-1} . Vlastní čísla matice je možné vypočítat řešením charakteristické rovnice matice.

$$\left|\Sigma^{-1} - \lambda \mathbf{I}\right| = 0 \tag{20}$$

Rozepsáním jednotlivých složek:

$$\begin{vmatrix} A - \lambda & \frac{B}{2} \\ \frac{B}{2} & C - \lambda \end{vmatrix} = 0$$
(21)
Řešení charakteristické rovnice jsou hledaná vlastní čísla λ_1 pro hlavní poloosu a λ_2 pro vedlejší poloosu

$$\lambda_{1,2} = \frac{A + C \pm \sqrt{(A - C)^2 + B^2}}{2} \tag{22}$$

Kvadrát délek poloos elipsy je možné spočíst použitím následujících rovnic:

$$\begin{bmatrix} a^2 \\ b^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r^2/\lambda_1 \\ r^2/\lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2r^2}{A+C+\sqrt{(A-C)^2+B^2}} \\ \frac{2r^2}{A+C-\sqrt{(A-C)^2+B^2}} \end{bmatrix}$$
(23)

Rozepsáním rovnic (23) a dosazením do nich dle předpisů (10) a (5) je možné dojít k závěrným vztahům pro kvadráty hlavních poloos elipsy a jejich otočení kolem hlavní souřadné soustavy:

$$\begin{bmatrix} a^2\\ b^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4\frac{-\ln(1-P(x,y\in\mathcal{E}))(\sigma_{xx}\sigma_{yy}-\sigma_{xy}^2)}{\sigma_{xx}+\sigma_{yy}+\sqrt{(\sigma_{yy}-\sigma_{xx})^2+4\sigma_{xy}^2}} & .\\ 4\frac{-\ln(1-P(x,y\in\mathcal{E}))(\sigma_{xx}\sigma_{yy}-\sigma_{xy}^2)}{\sigma_{xx}+\sigma_{yy}-\sqrt{(\sigma_{yy}-\sigma_{xx})^2+4\sigma_{xy}^2}} & . \end{bmatrix}$$
(24)

A pro úhel elipsy s kladným souřadným systémem x:

$$\varphi = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{-2\sigma_{xy}}{\sigma_{yy} - \sigma_{xx}} \tag{25}$$

Tyto rovnice s předloženým odvozením jsou shodné, jako ty, uvedené v [8] strana 67, i na jiný zápis v [4] strana 118. V práci [7] jsou uvedena jiná odvození, která však mají obdobný matematický základ a výsledky jsou číselně shodné.

4 Závěr

V práci byly odvozeny základní rovnice (24) a (25) pro určení parametrů elipsy ohraničující oblast, ve které se nachází řešení problému s pravděpodobností $P(x, y \in \mathcal{E})$. Výsledkem odvození je i interpretace matematického významu jednotlivých vstupních veličin, která umožňuje s danými proměnnými dále pracovat.

Poděkování

Tato práce vnikla za podpory Grantové agentury České republiky (102/09/H081 SYNERGY – Senzory a inteligentní senzorové systémy) a za podpory grantu "Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci" financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6). Tato práce vznikla též za podpory projektu "CEITEC - Central European Institute of Technology" (CZ.1.05/1.1.00/02.0068) z Evropského regionálního fondu.

Reference

- [1] Athanasios, P.: *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes.* Brooklyn: McGraw-Hill, první vydání, 1965.
- [2] Bartsch, H. J.; Tichý, Z.: Matematické vzorce. SNTL, 1987.
- [3] Berler, A.; Shimony, S. E.: Bayes networks for sensor fusion in occupancy grids. In In Procs. of the Conf. on Uncertainty in Artif. Intell, 1997.
- [4] Elfes, A.: Occupancy Grids: A probabilistic framework for robot perception and navigation. Dizertační práce, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, Pennsylvania, 1989.
- [5] Elfes, A.: Occupancy Grids: A Stochastic Spatial Representation for Active Robot Perception. In Proceedings of the Sixth Conference Annual Conference on Uncertainty in Artificial Intelligence (UAI-90), New York, NY: Elsevier Science, 1990, s. 136–146.
- [6] Kulich, M.: Lokalizace a tvorba modelu prostředí v inteligentní robotice. Dizertační práce, České Vysoké Učení Technické v Praze, Praha, Česká Republika, 2003.
- [7] Orechovesky, J. R.: Single Source Error Ellipse Combination. Diplomová práce, Naval Postgraduate School Monterey CA, 1996.
- [8] Smith, R. C.; Cheeseman, P.: On the representation and estimation of spatial uncertainly. Int. J. Rob. Res., ročník 5, č. 4, Prosinec 1986: s. 56–68, ISSN 0278-3649, doi:10.1177/027836498600500404.
 URL http://dx.doi.org/10.1177/027836498600500404
- [9] Štěpán, P.: *Vnitřní reprezentace prostředí pro autonomní mobilní roboty*. Dizertační práce, České Vysoké Učení Technické v Praze, Praha, Česká Republika, 2001.

ODHADOVÁNÍ STAVU NELINEÁRNÍHO SYSTÉMU POMOCÍ KALMANOVA FILTRU

Tomáš Duda

Katedra automatizační techniky a řízení, VŠB – Technická Univerzita Ostrava 17.listopadu 15, 708 33 Ostrava - Poruba **E-mail:** <u>tomas.duda@highlite.cz</u>

Abstrakt:

Příspěvek popisuje využití Kalmanova filtru pro estimaci skutečných otáček a prostorového vektoru rotorového magnetického toku asynchronního motoru, kdy znalost jeho velikosti a polohy je nezbytnou vstupní informací pro realizaci vektorově orientovaného řízení asynchronního motoru. Příspěvek tak navazuje na výzkum vedený v oblasti návrhu robustních algoritmů řízení s využitím obecné nelineární metody syntézy řízení nazývané metodou agregace stavových proměnných. V příspěvku byl pro simulaci nelineárního systému a estimaci stavu tohoto systému použit vícerozměrový nelineární matematický model asynchronního motoru. Algoritmus odhadování stavu byl ověřen v programu MATLAB.

Klíčová slova: Kalmanův filtr, nelineární systém, vektorové řízení

1 Úvod

Asynchronní motor patří v oblasti elektrických pohonů vzhledem ke své konstrukci a technologické jednoduchosti k nejrozšířenějším akčním členům. Díky intenzivnímu rozvoji mikropočítačové a výkonové elektroniky se uplatňují nové přístupy řízení asynchronních pohonů v dynamický náročných aplikacích, které byly doménou výhradně pro stejnosměrné motory. Pokročilé algoritmy řízení umožňují dosáhnout s použitím asynchronních motorů stejných dynamických vlastností pohonu jako u dříve používaných motorů stejnosměrných, ovšem s výrazně nižšími nároky na údržbu. Aplikace pokročilých algoritmů řízení sebou přináší vyšší nároky na vstupní informace, kterými jsou při vektorově orientovaném řízení velikost a poloha prostorového vektoru rotorového magnetického toku. Ten není měřen přímo, ale je vyhodnocován pomocí různých metod ze snadněji měřitelných veličin. Jednou z metod estimace může být aplikace rozšířeného Kalmanova filtru.

2 Vektorové řízení asynchronního motoru

Způsob, jak dosáhnout požadovaných dynamických vlastnosti pohonu je použití vektorově orientovaného řízení, které spočívá v rozložení prostorového vektoru spřaženého magnetického toku rotoru v pravoúhlém souřadném systému *d,q* synchronně rotujícím s magnetickým polem na dvě navzájem kolmé složky, jejichž velikost je řídicím algoritmem udržována prostřednictvím složek statorového proudu na konstantních hodnotách. Řídicí proměnné jsou synchronní otáčky magnetického pole a složky statorového proudu, výstupní proměnné jsou skutečné otáčky a složky spřaženého magnetického toku rotoru. Pro vektorově orientované řízení asynchronního motoru je tedy nutno znát okamžitou velikost a polohu prostorového vektoru spřaženého magnetického toku rotoru. Poloha rotoru může být měřena přímo pomocí resolveru nebo inkrementálního snímače polohy. V případě použiti inkrementálního snímače jsou minimální provozní otáčky pohonu limitovány rozlišením snímače.

U bezsenzorového pohonu je velikost a poloha spřaženého magnetického toku rotoru vyhodnocována nepřímo ze změřených hodnot statorových proudů a napětí. Tento vývojový

směr přináší redukci ceny pohonu, zvýšení mechanické robustnosti, odolnost agresivnímu prostředí, vyšší spolehlivost a menší nároky na údržbu. Nepřímé vyhodnocování prostorového vektoru rotorového magnetického toku je však spojeno s nutností implementace složitých estimačních algoritmů, které kladou vysoké nároky na výkonnost signálových procesorů.

3 Kalmanův filtr

K vyhodnocení polohy rotoru a otáček bez použití snímače se v současnosti používá celá řada složitých estimačních algoritmů využívající monitorování statorových proudů a napětí pracujících v reálné čase. Samostatnou skupinou estimačních algoritmů mohou být tzv. pozorovatele stavu. Pozorovatele stavu lze dále rozdělit dle matematického přístupu na pozorovatele deterministické, jehož typickým představitelem je Luenbergerův pozorovatel a na pozorovatele stochastické, které jsou v tomto přípěvku reprezentovány Kalmanovým filtrem. Obecně lze říci, že deterministický pozorovatel na rozdíl od stochastického neuvažuje šumy měření.

Základní Kalmanův filtr lze aplikovat pouze na lineární stochastické systémy. V případě použití v nelineárních systémech se používá tzv. rozšířený Kalmanův filtr (EKF – Extended Kalman Filter). Jedná se rekurzivní algoritmus založený na znalosti statistik stavů a šumů vytvořených měřením a systémovým modelováním, který může být aplikován na nelineární časově variantní stochastický systém.

Skutečná úhlová rychlost ω_r a složky spřaženého magnetického toku Ψ_r rotoru budou estimovány jako stavové veličiny.

Samotnou činnost EKF můžeme rozdělit do dvou kroků. První krok se nazývá predikční nebo také časový a druhý korekční nebo také filtrační. V prvním kroku se na základě matematického modelu predikují nové hodnoty stavu v čase (k+1). V druhé fázi označované jako korekční/filtrační jsou hodnoty predikovaných stavů upravovány pomocí zpětnovazebního korekčního členu, který zahrnuje aktuální měření. Korekční člen představuje určitou váhu mezi měřenými a predikovanými hodnotami.

Cílem použití rozšířeného Kalmanova filtru je tedy získání hodnot neměřených stavů (rotorové úhlové rychlosti a složek spřaženého magnetického toku rotoru) s využitím měřených statorových napětí a proudů a s uvažováním šumu systému a šumu měření.

3.1 Výběr modelu asynchronního motoru

Pro činnost EKF je nutno použít matematický model asynchronního motoru. Pro účely syntézy řízení je vhodné použít model motoru vztažený k pravoúhlé souřadné soustavě rotující synchronně s úhlovou rychlostí magnetického pole. Při harmonickém napájení se pak budou všechny střídavé veličiny jevit jako stejnosměrné. U tohoto modelu však matice vstupů a výstupů obsahují složky sinu a cosinu úhlu natočení rotoru, které do modelu vstoupily díky transformaci orientované na magnetické pole rotoru. Tyto transformace představují další nelinearity. Proto je výhodnější použít model vztažený na stacionární pravoúhlý souřadný systém, který může být popsán následujícími rovnicemi [1].

Napěťové rovnice

$$\boldsymbol{u}_s = \boldsymbol{R}_s \boldsymbol{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{u}_{s} = \boldsymbol{R}_{r}\boldsymbol{i}_{s} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{s}}{dt} - j\boldsymbol{\omega}_{r}\boldsymbol{\Psi}_{s}$$
⁽²⁾

Rovnice spřažených magnetických toků

$$\boldsymbol{\Psi}_{s} = L_{s}\boldsymbol{i}_{s} + L_{m}\boldsymbol{i}_{s} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{\Psi}_r = L_r \boldsymbol{i}_s + L_m \boldsymbol{i}_s \tag{4}$$

rovnice elektromagnetického momentu motoru

$$m_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \mathbf{i}_s * \boldsymbol{\Psi}_r \}$$
(5)

kde u_s – vektor statorových napětí [V],

- u_r vektor rotorových napětí (pro motor s kotvou nakrátko $u_r = 0$) [V],
- i_s vektor statorových proudů [A],
- i_r vektor rotorových proudů [A],
- Ψ_s vektor statorových spřažených magnetických toků [Wb],
- Ψ_r vektor rotorových spřažených magnetických toků [Wb],
- R_s činný odpor vinutí statoru [Ω],
- R_r činný odpor vinutí rotoru [Ω],
- L_s indukčnost vinutí statoru [H],
- L_r indukčnost vinutí rotoru [H],
- L_m vzájemná indukčnost statorového a rotorového vinutí [H],
- p počet pólpárů [-],
- Im imaginární část (složka),
- * komplexně sdružený,
- ω_s úhlová rychlost magnetického pole [rad.s⁻¹],
- ω_{sk} skluzová úhlová rychlost [rad.s⁻¹].

dynamické vlastnosti mechanické části popisuje pohybová rovnice motoru

$$J\frac{d\omega_r}{dt} = -B\omega_r + m_e - m_z \tag{6}$$

Dosazením (5) do (6), úpravou a zavedením stavových proměnných, vektoru výstupů a vektoru vstupů

$$\boldsymbol{x} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \boldsymbol{\Psi}_{r\alpha} & \boldsymbol{\Psi}_{r\beta} & \boldsymbol{\omega}_{r} \end{bmatrix}^{T} \qquad \boldsymbol{y} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^{T} \qquad \boldsymbol{u} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \end{bmatrix}^{T}$$
(7a)

dostaneme matematický model asynchronního motoru ve stavovém vyjádření

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u} \qquad \mathbf{y} = C\mathbf{x}$$
(7b)
$$A = \begin{bmatrix} -\frac{K_r}{K_l} & 0 & \frac{L_m R_r}{K_l L_r^2} & \frac{L_m}{K_l L_r^2} \omega_r & 0\\ 0 & -\frac{K_r}{K_l} & \frac{L_m}{K_l L_r} \omega_r & \frac{L_m R_r}{K_l L_r^2} & 0\\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r & 0\\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} & 0\\ -\frac{3p^2 L_m}{2 J L_r} x_4 & \frac{3p^2 L_m}{2 J L_r} x_3 & 0 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}$$
(7c)

$$\boldsymbol{B} = \frac{1}{K_l} \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1\\ 0 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(7d)

kde
$$K_r = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r$$
 $K_l = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$ $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ (7e)

3.2 Diskretizace modelu

Stejně tak jako sběr měřených vstupních hodnot statorových proudů a napětí, tak i vlastní výpočet s použitím signálových procesorů je realizován v diskrétním čase s pevně stanovenou vzorkovací periodou. Proto je nutné pro digitální implementaci algoritmu model systému diskretizovat. Diskretizaci lze provést například na základě znalosti přechodové funkce a její aproximace se zanedbáním nelineárních členů, které by neúměrně zvýšily výpočetní náročnost algoritmu. Problematika diskretizace je podrobněji popsána v [1]. Dále již bude výhradně využíván diskretizovaný model.

3.3 Algoritmus Kalmanova filtru

Algoritmus výpočtu rozšířeného Kalmanova filtru je prováděn dle následujících rovnic (8) až (15). Odvození těchto rovnic je uvedeno například v [7]. V rovnicích EKF symbolizuje predikované hodnoty vektoru rovná čárka nad symbolem vektoru \bar{x} a estimovaný vektor je označen lomenou čarou \hat{x} . Jak bylo zmíněno dříve, rekurzivní algoritmus EKF se skládá ze dvou kroků. Prvním krok je tzv. predikční nebo také časový který predikuje vývoj stavu na základě modelu systému a skládá se z

rovnice predikce stavového vektoru

$$\overline{\boldsymbol{x}}(k+1) = \boldsymbol{A}_d \cdot \hat{\boldsymbol{x}}(k) + \boldsymbol{B}_d \cdot \boldsymbol{u}(k)$$
(8)

rovnice pro výpočet kovarianční matice predikce

$$\overline{\boldsymbol{P}}(k+1) = \frac{\partial \boldsymbol{\Phi}}{\partial x} \bigg|_{x=\hat{x}_{k}} \cdot \hat{\boldsymbol{P}}(k) \cdot \frac{\partial \boldsymbol{\Phi}^{T}}{\partial x} \bigg|_{x=\hat{x}_{k}} + \boldsymbol{Q}$$
(9)

kde

$$\boldsymbol{\Phi}(k+1) = \boldsymbol{A}_d \cdot \hat{\boldsymbol{x}}(k) + \boldsymbol{B}_d \cdot \boldsymbol{u}(k) \tag{10}$$

Korekčním neboli filtračním krokem získáme estimovaný vektor stavu, který je dán hodnotami predikovaného stavu získaného v časovém kroku ovlivněné korekcí zahrnující hodnoty aktuálního měření. Váhu korekce určuje tzv. Kalmanovo zesílení K.

Rovnice estimace stavového vektoru

$$\hat{\boldsymbol{x}}(k+1) = \overline{\boldsymbol{x}}(k+1) + \boldsymbol{K}(k+1) [\boldsymbol{y}(k+1) - \overline{\boldsymbol{y}}(k+1)]$$
(11)

kde

$$\overline{\mathbf{y}}(k+1) = \mathbf{C}_d \cdot \overline{\mathbf{x}}(k+1) = \begin{bmatrix} \overline{i}_{s\alpha} & \overline{i}_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad \text{a} \quad \mathbf{y}(k+1) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T$$
(12)

a Kalmanovo zesílení

$$\boldsymbol{K}(k+1) = \overline{\boldsymbol{P}}(k+1) \cdot \boldsymbol{h}^{T}(k+1) \cdot \left[\boldsymbol{h}(k+1) \cdot \overline{\boldsymbol{P}}(k+1) \cdot \boldsymbol{h}^{T}(k+1) + \boldsymbol{R}\right]^{-1}$$
(13)

$$\boldsymbol{h}(k+1) = \frac{\partial [\boldsymbol{C}_d \cdot \boldsymbol{x}]}{\partial \boldsymbol{x}} \bigg|_{\boldsymbol{x} = \bar{\boldsymbol{x}}_{k+1}}$$
(14)

kovarianční matice chyby odhadu

$$\boldsymbol{P}(k+1) = \overline{\boldsymbol{P}}(k+1) - \boldsymbol{K}(k+1) \cdot \boldsymbol{h}(k+1) \cdot \overline{\boldsymbol{P}}(k+1)$$
(15)

V rovnicích (9) a (13) vystupují kovarianční matice Q a R, které představují šum systému Q a šum měření R. Šumy se předpokládají nekorelované, proto budou matice Q a R diagonální. Hodnoty prvků těchto matic je nutno zvolit. Přestože se zavedeným předpokladem množství volených prvků obou matic výrazně kleslo, bývá jejich volba nejkritičtější části návrhu EKF. Z literatury [4] je možné pro nastavení matic použít pravidla. Obecně platí, že zvětšováním prvků matice Q se snižuje důvěryhodnost modelu a zvětšováním prvků matice R budou měřené hodnoty považovány za více zatížené šumem. V případě, že budou rozdíly v nastavení matic příliš velké, může dojít až ke vzniku nestability.

4 Experimentální ověření EKF

Navržený algoritmus EKF pro estimaci stavu byl ověřen na odhadu skutečných otáček při volném rozběhu a následnou reverzací asynchronního motoru. Vlastní algoritmus byl naprogramován pomocí M-file v prostředí programu MATLAB. Parametry modelu asynchronního motoru byly převzaty z [2]. Startovací hodnoty vektoru stavu a kovarianční matice chyby odhadu byly nastaveny na nulové hodnoty. Hodnoty prvků matic Q a R byly zvoleny experimentálně $Q = diag [1 \times 10^{-11} \ 1 \times 10^{-11} \ 1 \times 10^{-11} \ 1 \times 10^{-8}]$ a $R = diag [1 \times 10^{-8} \ 1 \times 10^{-8}]$







5 Závěr

Stejně jako výsledky předních výzkumných pracovišť, tak i výsledky získaných experimentálním ověřením algoritmu, z kterých je patrné velmi těsné sledování skutečných průběhů estimovanými hodnotami, svědčí o perspektivním využití rozšířeného Kalmanova filtru pro estimaci stavu asynchronního motoru. Další výhodou algoritmu EKF je možnost jeho využití při odhadování parametrů modelu díky vhodně zvolenému stavovému popisu systému.

Výsledky získané v rámci této práce budou využity při experimentálním ověření robustních algoritmů řízení pracujících v klouzavém módu navržených metodou agregace stavových proměnných aplikovaných při vektorově orientovaném řízení asynchronního motoru.

Poděkování

Příspěvek vznikl za podpory projektu GAČR č. 101/12/2520.

Reference

- [1] BRANDŠTETTER, P., PALACKÝ, P. & VINKLÁREK, D. Application of the Kalman Filter for the Sensorless Control of A.C. Drive with Induction Motor. Transaction of the VŠB – Technical University of Ostrava, Electromechanical Series. Vol.6, No. 1, 2003, pp. 11-20
- [2] DUDA, T. & VÍTEČEK, A. Robust Control Algorithms in Vector Oriented Control of Induction Motor. The 13th International Carpathian Control Conference (ICCC), 2012. ISBN 978-1-4577-1866-3.
- [3] HAVLENA, V.: *Moderní teorie řízení Doplňkové skriptum*. Praha: Vydavatelství ČVUT., 1999. ISBN 80-01-02036-3
- [4] KALMAN, R. E. A new Approach to Linear Filtering and Predition Problems. Transaction of he ASME, 1960.
- [5] MAYBECK, S. P. *Stochastic models, estimation and control.* Chapel Hill, Volume I, Department of Electrical Engineering Air Force Institute of Technology Wright-Patterson Air Force Base, Ohio, USA, 1979.
- [6] ŠIMANDL, M. Odhad stavu stochastických systémů. Brno, VUT v Brně, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2010, učební texty k semináři.
- [7] WELCH, G. & BISHOP, G.: An Introduction to the Kalman Filter. Chapel Hill, University of North Carolina at Chapel Hill, Department of Computer Science, 2001.

LINEAR APPROACH TO MODEL PREDICTIVE CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Miroslav GRAF, Ivo VESELÝ

Faculty of Electrical Engineering and Communication, Department of Control and Instrumentation, Brno University of Technology Kolejní 2906/4, 612 00 Brno **E-mail:** graf@feec.vutbr.cz, xvesel43@stud.feec.vutbr.cz

Abstract:

PMSM drives tend to be used more often in the industrial applications due to their lower weight and better performance. Traditional control approaches use multiple loops where as MPC use only one closed loop. This paper presents a simple linear approach to predictive controller of permanent magnet synchronous motor which is able to perform field weakening. The presented regulator is preparation for practical implementation.

 ${\bf Keywords:}$ PMSM drive, model predictive control, field weakening, optimization, linearization

1 Introduction

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

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

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

2 Model Predictive Control

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

2.1 Model

MPC controller uses huge variety of models. Model tells the controller how the system will evolve if certain action as applied on it. Hence model must be as accurate as possible. If no previous information is known about the system(or the system is to complicated to be described) simpler model like ARX or ARMAX is chosen to perform the system prediction. However this is no the case of PMSM. The state description is very well known so it can be used to predict the behavior of PMSM.

State space model of PMSM can be written as:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L_d} + \frac{L_q}{L_d}\omega i_q - \frac{R}{L_d}i_d$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L_q} - \frac{L_d}{L_q}\omega i_d - \frac{R}{L_q}i_q - \frac{\Psi_M}{L_q}\omega$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2J}p_p^2 \left[K_E i_q + (L_d - L_q)i_d i_q\right]$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega$$
(1)

where

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

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

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

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

$$i_d^2 = \frac{\Psi_{\rm M}}{\mathcal{L}_{\rm d} - \mathcal{L}_{\rm q}} \mathbf{i}_{\rm d} + \mathbf{i}_{\rm d}^2 \tag{2}$$

2.1.1 Model

However, if MPC is intended to be used, discrete state space model must be defined. There are several way of creating a discrete model. The most common method is the Euler method:

$$\frac{d \mathbf{x}(\mathbf{t})}{dt} = f(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t))$$
(3a)

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k + \mathbf{T}_{\mathrm{s}} f\left(\mathbf{x}(k\mathrm{T}), \mathbf{u}(k\mathrm{T})\right), \qquad (3\mathrm{b})$$

where T_s is the sample period for the Euler method. However the Euler method is not sufficient for creation of MPC model. Therefore different approach to linearization must

be used. One of the option is multiple Euler or Runge-Kutta method. Second order Runge-Kutta method is defined by equation:

$$\frac{d \mathbf{x}(\mathbf{t})}{dt} = f(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t))$$
(4a)

$$k_1 = f\left(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k\right) \tag{4b}$$

$$k_2 = f\left(\mathbf{x}_k + \frac{2}{3}\mathrm{T}_{\mathrm{s}}k_1, \mathbf{u}_k\right) \tag{4c}$$

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k + T_s(\frac{1}{4}k_1 + \frac{3}{4}k_2)$$
 (4d)

The Runge-Kutta method has he advantage that it creates direct link between voltage and angular speed which allows the solver to preform better prediction.

2.2 Cost Function

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

$$J(\mathbf{u}|\mathbf{x}(t_{0}), t_{0}) = \sum_{i=0}^{N-1} ||\mathbf{Q}\mathbf{x}(t_{0} + t_{i}|t_{0})||_{2} + ||\mathbf{Q}_{N}\mathbf{x}(t_{0} + t_{N}|t_{0})||_{2} + \sum_{i=0}^{N_{u}-1} ||\mathbf{R}\Delta\mathbf{u}(t_{0} + \tau_{i}|t_{0})||_{2}$$
(5)

In the equation (5) typical cost function is shown. Weighted matrices \mathbf{R} and \mathbf{Q} express the relative importance of the zero control deviation and control effort. For better performance one extra part is usually added to the cost function. It weights the importance of control deviation at the and of the prediction horizon.

2.3 Constrains

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

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

In the case of permanent magnet synchronous motor quadratic constrains are required for the motor(6).

$$\begin{aligned}
 u_d^2 + u_q^2 &< {\rm U_{max}}^2 \\
 i_d^2 + i_q^2 &< {\rm I_{max}}^2
 \end{aligned}
 (6)$$

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

However nonlinear constraints cannot be used for a linear solver. That means that all constraints must be linearized. Typical approach of circle linearization is polygon linearization. Polygon linearization creates huge amount of constraints but only several constraints are used by the solver and the rest is not used. It is better to choose only one constraint that is used and save some of the computational time.



Figure 1: Circle linearization

A good way how to linearize a circle is linearization by one strait line. If operating point is connected to the center of the circle, we get a strait line. On the intersection of the circle and this strait line we create a tangent and this is our new constrain(figure ??)

2.4 Solver

Solver is the core of MPC. It solves the defined optimization control problem. One can see(equations 1 and 6) that the motor as well as the constrains are nonlinear. It leads to usage of nonlinear solver. However a nonlinear solver is computed too long therefore usage of nonlinear solver is limited to large slow motors. Optimal solution of linear solver is computed much less time. Therefore a linear solver with linear constrains is used. As most efficient solver CVXGEN has been chosen.

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

3 Simulation

Model predictive controller has been tested in a simulation respecting all the nonlinearities in he model and the quadratic constrains. Stress torque has been applied to test the MPC. Gaussian noise has been added to current measurements. The response to step of angular speed is shown in figure 2. The actual voltage and current in d - qcoordinates are shown in figure 3.



Figure 2: Angular speed response

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



Figure 3: Keeping the quadratic constrains

The figure 3b shows the current constrains. From this figure, we can see the process of the current. The current firstly copies the MPTA curve. Then the field weakening is performed. One can see that the field weakening current is quite large. The d-component is stabilized at quite a big value. As well as the q-component is stabilized at a nonzero value. This show that the motor was stressed by a stress torque. Parameters of the simulation:

R	0.27	$75 \ \Omega$
L _d	0.65	mΗ
L _q	0.7	mΗ
J	$5 \ 10^{-5}$	$\rm kg \ m^2$
p_p		3
Ψ_{M}	8.67	mWb
Stress torque	0.02	Nm
U _{MAX}	5	V
I _{MAX}	3	А
Prediction horizon	2	4

4 Conclusion

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

MPC is suited for usage in motor control. Unlike other motor control loops the predictive controller is able to perform field weakening without any other higher loop. It finds the optimal state trajectory of the motor states. If good linearization is used the MPC can very well perform field weakening and compute on time.

References

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

Object detection in color images based on neural networks

Tomáš Hynčica, Václav Jirsík Department of Control and Instrumentation, Brno University of Technology Kolejní 2906/4, 612 00 Brno E-mail: xhynci02@stud.feec.vutbr.cz, jirsik@feec.vutbr.cz

Abstract:

Object detection is an important task within image processing, and computer vision and artificial neural networks are very promising tools for such a task.. We focused on color images because, in most cases, they contain substantially more information about image features than grayscale images. However, the processing of color images necessitates the application of more complicated image processing methods.. Proper color representation (color space) is crucial for the successful processing of color images; therefore, four color spaces (RGB, HSL, YCbCr and L*a*b*) are used. For object detection we applied an RCE (Reduced Coulomb Energy) neural network.

Keywords: RCE neural network, color spaces, object detection

1 Introduction

Given the ever-increasing number and application of digital image sensors in all areas of life, it is necessary to develop new and efficient methods of image processing. In the process of automatic image processing, object detection is a crucial step for most applications. The use of a neural network will allow us to perform segmentation and object detection in one step. This method is feasible because segmentation can be seen as a classification problem;thus, the assignment of image points in the corresponding classes and we can skip the feature extraction task. In this report we focus on an object with a hard-to-describe shape and colors within a small range. For that task we have chosen an RCE neural network.

2 Color representation

Color representation is crucial for the segmentation of color images [1, 2]. Although the information remains the same in different color spaces, the relative position of each point changes depending on the used color space. Due to this phenomenon, we obtain different results of segmentation by using variable color spaces. Using distinct color spaces leads to different results. Color spaces often used for color segmentation are described in the next section.

Among these spaces, the RGB color space is most common and well-understood by the human eye. It is based on mixing red, green and blue colors in the Cartesian coordinate system. This is consistent with the trichromatic theory of color (the human visual system acquires color using three types of photoreceptors, which serve as the three band-pass filters). However, RGB cannot emulate higher-level processes that enable accurate color perception.

The problem of emulating higher-level processes can be better solved by using form of color hue, saturation and intensity. An application example of this approach is the HSL (hue, saturation and lightness) space. Hue specifies the base color, and the other two values specify the saturation of that color (saturation) and how bright the color should be (lightness). HSL is a simple transformation from RGB which preserves symmetries in the RGB cube.

One of the shortcomings of RGB and HSL spaces is that they are not uniform due to perception. This means that the differences between colors perceived by the human eye

(belonging to one object) are not accurately represented. This deficiency is significantly reduced in uniform color spaces; most commonly used are the CIE $L^*a^*b^*$ and CIE L^*u^*v . In the $L^*a^*b^*$ color space, L^* indicates the brightness level and a^*b^* indicates the color difference. The essential contribution of a single color space used for further processing is the lack of cross-contamination between the achromatic and chromatic axes.

Finally, the YCbCr color space belongs into the family of color spaces used for digital photos or video. Y indicates the luminance component, and Cb and Cr are the blue and red chromatic components. Since the human eye perceives brightness at the approximate rate of 70% in the green, it can be removed from the Cb and Cr components to reduce the amount of data needed.

2.1 Distribution of skin pixels in different color spaces

Most studies dealing with color segmentation solve the problem of selecting the best color space, but none as yet has brought convincing evidence that one space is significantly better than the others [3, 7]. For this reason, we are testing all four previously described color spaces for skin detection. Fig. 1 shows the change of the position of skin color pixels in different color spaces.



Fig. 1: Distribution of skin pixels in different color spaces.

3 RCE neural network

The RCE neural network is a supervised pattern classifier used in various image processing applications [4, 5]. It offer a manner of region adjustment that is intermediate between the Parzen-window and the K-nearest-neighbor methods [7]. During the network training, the size of the hyperspherical window is adjusted in reference to the nearest point of a different category in the feature space.

An RCE neural network has three layers: the input, the prototype, and the output layer. Networks used in this report have three neurons in the input layer (three color components), one output neuron, and a variable number of neurons (prototypes) in the prototype layer. The general and the applied architectures are shown in Fig. 2. Neurons in the prototype layer save the skin color information; each neuron is fully connected to all neurons in the higher layer.



Fig. 2: Architectures of the RCE neural network: a) general b) used in this study.

In our work we used the modified training method introduced in [3] and referred to as hierarchical prototype learning (HPL). The main advantage of this approach is that neurons in the prototype layer (color prototypes) have different radiuses. The radius decreases from starting value R_{max} to R_{min} in every iteration step according to $R_{t+1} = \alpha R_t$, where α is the learning rate. For all pixels in an input image and color prototypes, the Euclidean distance *d* is measured according to:

$$d(x^{i}, P^{j}) = \sqrt{\sum_{k} \left(x_{k}^{i} - P_{k}^{j}\right)^{2}}$$
(1)

, where x^i , x^i_k are the color components of an input image, P^j , P^j_k are the prototype and its coordinates, and k is the number of inputs. The pixel is considered as a skin pixel only if:

$$d(x^i, P^j) < R^j \tag{2}$$

, where R^{j} is the radius of the prototype. For proper adjustment of all the prototype radiuses, the density of prototype D_{P}^{j} is defined as:

$$D_{P^{j}} = \frac{3N^{j}}{4\pi R^{j3}}$$
(3)

, where N^{j} is the number of pixels assigned to the prototype. If $D_{P}^{j} < \theta$ (θ is a threshold), prototype P^{j} is rejected; otherwise it is accepted and added in to the prototype layer.

Given the test image, the supervised segmentation is performed by classifying each pixel as an object pixel or image background. The pixel is classified as an object pixel if it falls into any of the color prototypes according to (1) and (2); otherwiseit is regarded as the image background.

4 Experimental results

To evaluate properties of the RCE neural network for color object detection, two testing sets of pictures were created (one containing human faces and the other presenting horses). A separate training set was created for each of these sets; such training set contains hundreds of pixels of corresponding objects. Since the applied method is based on color classification, objects can have arbitrary shapes; however, their colors must be from a small range. Pictures used for the creation of the testing and training sets of human faces were taken from the CalTech (California Institute of Technology) image database and [6], while images from the internet were used for the sets of horses .

We formed seven different neural networks from both training sets. Four of these networks utilized all three components of the previously described color spaces – RGB, HSL, YcbCr, and L*a*b*; the other three networks used the HSL, YcbCr, and L*a*b* color spaces with reduced influence of the lightness (brightness) component. All networks using color spaces with reduced influence of the lightness component exhibit better results (more pixels are correctly classified), see Table 1. Samples of the testing and training sets are shown in Fig. 3.

Used color space	Correct [%]	Wrong [%]
RGB	61	12
HSL	65	7
HSL reduced lightness	76	7
YCbCr	61	10
YCbCr reduced lightness	80	7
L*a*b*	65	17
L*a*b* reduced lightness	67	12

Table 1: Results of testing in different color spaces



Fig. 3: Samples from the testing sets and the corresponding output from one network

5 Conclusions

In this report we used an RCE neural network with different color spaces for object detection in color images. With further extraction of color prototypes, the distribution of object colors can be efficiently and accurately estimated by representative color prototypes. The RCE neural network as a pixel classifier is applicable for supervised segmentation of the object in vision tasks and constitutes an efficient and accurate tool for estimation of the object position. The object can be properly segmented from the image background based on the color prototypes. In summary, this approach is a promising tool for object detection eliminating any previous segmentation and feature extraction. The general character of this method makes it applicable in a wide range of computer vision tasks.

Acknowledgement

This work was supported by the Internal Grant Agency of Brno University of Technology under project "Research of Modern Methods and Approaches in Automation" (grant No. FEKT-S-11-6).

References

- [1] Duda, R.O., Hart, P.E., Stork, D.G.: Pattern classification, 2ed., Wiley, 738p, 2000. ISBN 0471056693
- [2] Gonzalez, R. C., Woods, R. E.: Digital image processing, second edition, Prentice Hall, 2002. ISBN-10: 0201180758
- [3] Guo, D., Ming X.: Color clustering and learning for image segmentation based on neural networks, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 16, No. 4, pp. 925-936, 2005. ISSN: 1045-9227
- [4] Hudak, M. J.: RCE classifiers: theory and practice, Cybernetics and Systems, Vol. 23, No. 5, pp. 483-515, 1993
- [5] Scofield, C. L., Reilly, D.L., Elbaum, C., Cooper, L.N.: Pattern class degeneracy in an unrestricted storage density memory, Neural Information Processing Systems, pp. 674-684, 1988
- [6] Stegmann, M. B., Ersbøll, B. K, Larsen, R.: FAME a flexible appearance modeling environment. IEEE Transactions on Medical Imaging, Vol. 22, No. 10, pp.1319–1331, 2003
- [7] Xun, C., Tyagi, K., Manry, M.T.: An optimal construction and training of second order RBF network for approximation and illumination invariant image segmentation, The 2011 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN), pp. 3120-3126, 2011

VYHODNOCENÍ PŘESNOSTI URČENÍ POLOHY

Tomáš JÍLEK, Luděk ŽALUD Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno E-mail: xjilek00@stud.feec.vutbr.cz, zalud@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Článek popisuje základní přístupy používané pro vyhodnocení přesnosti určení polohy v prostoru a popisuje charakteristiky vyjadřující vztah opakovaných určení statické polohy vůči správné poloze.

Klíčová slova: přesnost, určení polohy, RMS

1 Úvod

Dnes již obecně ve všech vědních oborech nepostačuje pouhé určení samotné hodnoty měřené veličiny, ale je třeba také nějakým způsobem specifikovat přesnost určení daného údaje. Tento problém se týká i úlohy určení polohy v prostoru. V mobilní robotice je nutná znalost přesnosti získávaných dat na jejich základě se provádí určení polohy mobilního robotu (např. pro správnou funkci algoritmu určení polohy založeného na více zdrojích dat).

2 Obecné vyjádření chyb pomocí nejistot

V současné době je aktuální vyjádření chyb měření pomocí nejistot měření. Metodika založená na nejistotách dělí nejistoty do dvou skupin. Nejistotu typu A tvoří zdroje chyb, jež výsledek ovlivňují náhodně a míra ovlivnění naměřeného výsledku se v průběhu opakovaných měření mění. Vliv těchto zdrojů chyb na výsledek měření lze snížit opakováním prováděných měření. Mírou nejistoty tohoto typu je potom výběrová směrodatná odchylka výběrové střední hodnoty, definovaná vztahem (1).

$$u_A = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}$$
(1)

 x_i je *i*-tá naměřená hodnota

 \bar{x} je výběrová střední hodnota definovaná vztahem (2)

n je počet provedených měření

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i \tag{2}$$

Nejistota typu B charakterizuje zdroje chyb, jejichž vliv na výsledek měření nelze snížit opakováním měření v krátkém časovém intervalu a je většinou definována pravděpodobností funkcí offsetu naměřeného údaje.

Standardní kombinovaná nejistota naměřeného údaje je potom dána odmocninou ze součtu druhých mocnin jednotlivých typů nejistot A a B, tedy vztahem (3). Výsledek se tedy skládá se složky charakterizující chybu způsobenou nedostatečným potlačením vysokofrekvenčního šumu a složky způsobenou offsetem měřicího zařízení (nízkofrekvenční šum, který lze v průběhu měření nahradit offsetem).

$$u_C = \sqrt{u_A^2 + u_B^2} \tag{3}$$

V intervalu hodnot $\bar{x} \pm u_c$ se správná hodnota nachází s pravděpodobností 68 % za předpokladu normálního rozložení. Pro zvýšení pravděpodobnosti výskytu se základní interval u_c rozšiřuje tzv. koeficientem rozšíření k_r podle vztahu (4).

$$U = k_r \cdot u_c \tag{4}$$

3 Převody jednotek odchylek

Některé přístroje, typicky satelitní navigace, měří polohu v zeměpisných souřadnicích (φ [°], λ [°], H [m]). Ve specifikacích je ale chyba určení horizontální polohy definována nikoliv v úhlových jednotkách, ale v délkových jednotkách. Údaje o úhlových odchylkách je tedy nutné transformovat na délkové odchylky na příslušném typu aproximačního elipsoidu, jehož parametry závisí na zvoleném souřadnicového systému. Délkovou odchylku v zeměpisné šířce Δlat vypočítáme jako délku oblouku na poledníku pomocí vzorce (5). Z důvodu aproximace zemského tělesa rotačními elipsoidy, je křivkou část elipsy (řez rovinou procházející osou rotace). Vzhledem ke komplikovanému výpočtu délky eliptického oblouku a naprosto zanedbatelnými jejich délkami vůči obvodu celé elipsy je použita aproximace pomocí kružnice pro danou zeměpisnou šířku. Délkovou odchylku v zeměpisné délce Δlon vypočítáme jako délku oblouku na příslušné rovnoběžce pomocí vzorce (6). Křivkou je část kružnice (řez rovinou kolmou na osu rotace).

$$\Delta lat = R \cdot \Delta \varphi = \sqrt{M \cdot N} \cdot \Delta \varphi = \sqrt{\frac{a(1-e^2)}{(1-e^2 \sin^2 \varphi)^{\frac{3}{2}}}} \cdot \frac{a}{\sqrt{1-e^2 \sin^2 \varphi}} \cdot \Delta \varphi$$
(5)

$$\Delta lon = N \cdot \cos\varphi \cdot \Delta \lambda = \frac{a}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2\varphi}} \cdot \cos\varphi \cdot \Delta \lambda \tag{6}$$

$$e^2 = 1 - \frac{b^2}{a^2} \tag{7}$$

a, *b* jsou délky poloos aproximačního elipsoidu

4 Vyjádření chyb polohy

Chybu polohy lze vyjádřit několika různými ukazateli, které většinou definují, jaké procento naměřených hodnot se bude vyskytovat v dané oblasti kolem správné polohy. Ukazatele lze rozdělit podle počtu rozměrů, ve kterých přesnost popisují. Jednorozměrný ukazatel definuje symetrický interval kolem správné hodnoty, rovinný či prostorový ukazatel definuje útvar, ve kterém se nachází určité procento naměřených hodnot.

U přístrojů satelitní navigace (GNSS) pracujících v diferenciálním módu, není chyba fixní, ale roste se vzdáleností od referenční stanice. Typicky se chyba udává ve tvaru A [m] + B ppm. První číslo udává fixní chybu a druhé chybu, která je vyjádřena jako počet miliontin ze vzdálenosti od základnové stanice (např. 0,008 m + 1 ppm).

4.1 Chyba v jedné souřadnici (1D chyba)

U přístrojů pro určování polohy není vyjádření jejich přesnosti pomocí nejistot typické. Ve většině případů je popsána přesnost naměřených hodnot těmito přístroji nějakým parametrem zahrnujícím v sobě jak složku chyby způsobenou šumem tak i offsetem, který je přítomen v naměřených hodnotách a je neodstranitelný opakovanými měřeními v krátkém časovém intervalu.

Nejčastějším parametrem, popisujícím přesnost určení polohy je hodnota RMS (Root Mean Square), definovaná vztahem (8).

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} (x_i - x_{ref})^2}$$
(8)

 x_i je *i*-tá naměřená hodnota daného typu souřadnice (např. zeměpisná šířka)

 x_{ref} je správná hodnota měřené souřadnice

n je počet provedených měření

Tento ukazatel definuje interval $\pm RMS$ kolem správné hodnoty souřadnice, ve kterém se nachází 68 % naměřených hodnot, v případě, že hodnoty měřené souřadnice mají normální rozdělení.

Vztah mezi RMS, směrodatnou odchylkou a střední hodnotou naměřených odchylek od správné hodnoty je definován vztahem (9).

$$RMS = \sqrt{\overline{\Delta x^2} + \sigma_{\Delta x}^2} \tag{9}$$

4.2 Chyba v horizontální rovině (2D chyba)

Ukazatel	Pravděpodobnost	Definice			
DRMS (Distance RMS)	63 – 68 %	Odmocnina z průměru druhých mocnin horizontální chyby polohy			
2DRMS	95 - 98 %	Dvojnásobek hodnoty DRMS			
Elipsa chyb (1 sigma)	39 %	Elipsa s poloosami odpovídajícími odmocnině z vlastních čísel kovarianční matice			
CEP (Circular error probable)	50 %	Poloměr kruhu se středem ve správné poloze, který obsahuje 50 % naměřených hodnot			
R95	95 %	Poloměr kruhu se středem ve správné poloze, který obsahuje 95 % naměřených hodnot			

Tabulka 1: Typické ukazatele chyby v horizontální rovině

Pro dvourozměrný případ je ekvivalentem k jednorozměrnému ukazateli RMS ukazatel DRMS. Kruh o poloměru *DRMS* se středem ve správné poloze bude obsahovat 63 % naměřených 2D poloh. Pomocí známých RMS ukazatelů jednotlivých souřadnic jej lze vypočítat pomocí vztahu (10).

$$DRMS = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \left(\sqrt{\left(x_i - x_{ref}\right)^2 + \left(y_i - y_{ref}\right)^2} \right)^2} = \sqrt{RMS_x^2 + RMS_y^2}$$
(10)

Často se také uvádí násobek této hodnoty jako hodnota 2DRMS nebo 3DRMS. Označením 2D RMS (s mezerou) se myslí standardní dvoudimenzionální RMS hodnota s pravděpodobností 63 – 68 %.

Elipsa chyb je definována rozměry hlavní a vedlejší poloosy a orientací hlavní poloosy (úhel natočení elipsy). Hodnota CEP je medián ze vzdáleností určených poloh od správné polohy.

4.3 Chyba v prostoru (3D chyba)

Tabulka 2: Typické ukazatele chyby v prostoru

Ukazatel	Pravděpodobnost	Definice			
MRSE (Mean radial spherical error)	61 %	Odmocnina z průměru druhých mocnin prostorové chyby polohy			
SEP (Spherical Error probable)	50 %	Poloměr koule se středem ve správné poloze, která obsahuje 50 % naměřených hodnot			
Elipsoid chyb (1 sigma)	20 %	Elipsoid s poloosami odpovídajícími odmocnině z vlastních čísel kovarianční matice			

Třídimenzionálním RMS ukazatelem je MRSE. V kouli o poloměru *MRSE* se středem ve správné poloze bude obsaženo 61 % naměřených poloh. Ze známých *RMS* hodnot v jednotlivých osách lze MRSE ukazatel vypočítat podle vztahu (11).

$$MRSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \left(\sqrt{\left(x_{i} - x_{ref}\right)^{2} + \left(y_{i} - y_{ref}\right)^{2} + \left(z_{i} - z_{ref}\right)^{2}} \right)^{2}} = \sqrt{RMS_{x}^{2} + RMS_{y}^{2} + RMS_{z}^{2}}$$
(11)

4.4 Reálné případy

V reálných situacích se můžeme setkat se čtyřmi základními případy. Ideálním případem je precizní (malý šum) a přesné (malý offset) měření (případ A). Horším případem je málo precizní (velký šum), ale přesné měření (případ B). Problematičtějším případem je sice precizní, ale zato nepřesné měření (velký offset, případ C). Celkově nejhorší variantou je nepřesné a málo precizní měření (případ D). Pro situaci dvou souřadnic (2D poloha) jsou popsané případy zachyceny na Obrázku 1.



Obrázek 1: Vyskytující se případy 2D určení polohy



Obrázek 2: Ukázka chyb určení 2D polohy

5 Závěr

V článku byly popsány nejčastější způsoby vyjádření přesnosti určení polohy na zemském povrchu. Byly popsány definice těchto ukazatelů, na jejichž základě je lze určit. V článku jsou také popsány odlišnosti od vyhodnocení chyb pomocí nejistot měření.

Poděkování

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

Reference

- [1] Hofmann-Wellenhof, B., Legat, K., Wieser, M.: Navigation: Principles of Positioning and Guidance. Springer, 2003. ISBN 3-211-00828-4
- [2] Bissell, C., Chapman, D.: Digital Signal Transmission. Cambridge University Press, 1997. ISBN 0-521-41537-3.

HYBRID ELECTRO-PNEUMATIC MUSCLE ACTUATOR

Lukas KOPECNY

Central European Institute of Technology, Brno University of Technology Technická 3058/10, 616 00 Brno, Czech Republic **E-mail:** lukas.kopecny@ceitec.vutbr.cz

Ludek ZALUD

Department of Control and Instrumentation, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Brno University of Technology, Kolejni 4, 612 00 Brno, Czech Republic **E-mail:** zalud@feec.vutbr.cz

Abstract:

This paper describes lightweight, strong and precise hybrid robotic arm actuated by a pneumatic muscle actuator (PMA). The arm is precisely actuated by an electric servomotor with bearing reducer drive chain, and in special cases, when extremely high torque/force is needed (e.g. rescue applications, unintentional arm blocking by obstacle, high load elevating, payload ejecting) also with Pneumatic Muscle Actuator. The PMA acts like a highly nonlinear spring with controlled stiffness. Design and control of such a robotic arm is further described.

Keywords: Pneumatic Muscle Actuator, Artifical Muscle

1 Introduction

Modern robotic applications require high performance force actuators, with high force output per unit weight. Traditional geared electrical motors cannot provide these characteristic.

Many concepts of "uncommon" actuators are employed in latest robotics. Undoubtedly one of the most promising actuator is PMA – Pneumatic Muscle Actuator [2]. It has a number of exceptional properties:

- Actuators have exceptionally high power and force to weight volume ratios.
- The PMA can be made in any diameter and length.
- The structure of PMA makes it comparable in shape, properties and performances to human muscle which makes it easy to implement a human/computer interface.
- The actual achievable displacement (contraction) is typically 30% of the dilated length.
- The muscles are highly flexible, soft in contact and have excellent safety potential (by limited contraction).
- Controllers developed for the muscle systems have shown them to be controllable to an accuracy of 1% of displacement. Bandwidth of muscles of up to 5 Hz can be achieved.
- The contractile force of actuator can be over 300 N/cm2 for PMA (compared to 20-40 N/cm2 for natural muscles).
- Accurate smooth motion from start to stop, no stic-slip efect.
- Low cost, powerful actuation, lightweight, high force compact device.
- High safety it works in wet, aggressive and explosive environment.

Although this actuator was invented in the fifties of last century, it is not up-to-date commonly used. The difficulty of control mainly due to the high nonlinear structure still

keeps the PMA at the edge of interest of industrial applications. There are a lot of phenomenons influencing a tricky behaviour of PMA, one of the most important features is natural damping of PMA caused by very complex inner friction [1].



Fig. 1: Pneumatic Muscle Actuator

2 Hybrid Drive Chain

The hybrid design scheme comes from demand for high force output simultaneously with precise position control. It joins together advantages of both actuators – precise control and high stiffness of electromagnetic principle actuator and high force of flexible pneumatic actuator.

Kinematic scheme of hybrid actuator illustrates picture 2. Traditional rotation joint actuated by synchro-driven electromagnetic servo is complemented by Pneumatic Muscle Actuator. Muscle linear movement is transferred through the lever system to actuate the same joint with cooperation with electric motor servo drive.

While very precise position (angle) control is performed by zero backslash harmonic gear-electric servo drive unit, the desirable high force (torque) output is provided by pneumatic muscle actuator.



Fig. 2: Kinematic of hybrid actuator

Pneumatic muscle actuators can apply force only in one direction (excepting antagonistic control scheme), so in this simple example only one direction of rotation takes advantage of hybrid power of electric and pneumatic actuation. The other direction of rotation of robotic arm is traditionally actuated by electric motor only.



Fig. 3: Scheme of hybrid control

3 Control of Hybrid Drive

The control scheme comes out from traditional feedback servo control scheme with three nested loops – torque loop (controller R_i), velocity loop (controller R_{omega}) and position loop (controller R_{phi}). Input control variable - phi desired – is desired position (angle) of the manipulator (see fig. 3). According to instantaneous conditions, when high torque is needed, the maximum current to electric actuator is reached. Current limitation takes place and pneumatic muscle take over the demands of missing torque due to the pressure controller R_p .

Notice that no force sensor is applied on pneumatic muscle. There is no need of precise force regulation, open loop muscle control using inverted muscle model [3] is satisfactory and much more stable than feedback control of highly nonlinear pneumatic muscle actuator. To compute desired muscle pressure the inverted muscle model needs to know current values of muscle length (it is known from incremental sensor) and temperature (it needs to be measured). In next step just a simple feedback muscle pressure control loop (R_p) takes place.

Fig. 4: Dependence of Muscle pressure on torque.

4 PMA force increase

Short survey of advantages of uncommon actuator extension follows.

Typical electromagnetic servo actuator employed in mobile robotic manipulator has output mechanic power 50-150 Watts and weights around 2 kilograms including gearbox. Maximum output torque is rarely more than **50** Nm. Let us to couple it with pneumatic muscle actuator with initial length L = 0.3 m and diameter of 25 mm. The maximum output force is [2]:

$$F = \frac{p(3L^2 - b^2)}{4\pi n^2} \doteq 1.5 \text{ kN}$$
(1)

Where p is muscle pressure (300 kPa), b, n are muscle constants. If the arm of force is 0.2 m, the resulting torque is **300** Nm (see Fig. 4), what is six times more than torque of electric servo, even the muscle weights less than 0.5 kg.

5 Conclusions

The principle and control of hybrid robotic arm is briefly described. The arm is precisely actuated by an electric servomotor and when extremely high torque/force is needed, also with Pneumatic Muscle Actuator. Open loop PMA control is applied using inverted muscle model. This arrangement should play significant role in extreme situations, where traditional configuration of actuators is useless and unexpected high force actuation is needed,

what is typical for rescue applications, where heavy obstacles should be moved and hard terrain should be overcome.

This arrangement is especially suited for mobile robots due to lightweight and spacesaving design and high force output (see fig. 5).

Fig. 5: Example of using of Hybrid Robotic Arm.

Acknowledgement

This work was supported by project CEITEC (CZ.1.05/1.1.00/02.0068) from European Regional Development Fund.

References

- [1] RICHER, E., HURMUZLU, Y. A High Performance Pneumatic Force Actuator System: Part I-Nonlinear Mathematical Model, ASME Journal of Dynamic Systems, 1999, p. 416-425.
- [2] TONDU, B., LOPEZ, P. Modelling and Control of McKibben Artificial Muscle Robot Actuators, IEEE Control Systems Magazine, April 2000, p. 15 38.
- [3] KOPEČNÝ, L. Friction Identification in Pneumatic Muscle Actuator. 4th International Conference on Advanced Engineering Design, 2004, p. 212 216.
- [4] CALDWELL, D. G., MEDRANO-CERDA, G.A., GOODWIN, M.. Control of Pneumatic Muscle Actuators. IEEE Control Systems Journal, 1995, vol. 15, no. 1, p. 40-48.
- [5] CHOU, C.P., HANNAFORD, B. Static and Dynamic Characteristic of McKibben Pneumatic Artificial Muscles. In IEEE International Conference on Robotics and Automation. 1994. vol. 1, p. 281-286.
- [6] TSAGARAKIS, N., CALDWELL, D.G., MEDRANO-CERDA, G.A. A 7 DOF pneumatic muscle actuator (pMA) powered exoskeleton. In 8th IEEE International Workshop on Robot and Human Interaction RO-MAN '99. Rome, 1999. pages 327-333.
- [7] YAMAZAKI, M., YASUNOBU, S. An Inteligent Control for State-Dependent Nonlinear Actuator and Its Application to Pneumatic Servo System. In SICE Annual Conference 2007 Sept. 17-20, 2007, Kagawa University, Japan. Kagawa, 2007. s. 2194-2199.

PRAKTICKÝ PŘÍKLAD APLIKACE METODY LAMDA

Václav KŘIVÁNEK Katedra systémů PVO, Univerzita obrany Kounicova 65, 662 10 Brno E-mail: vaclav.krivanek@unob.cz

Abstrakt:

Článek se zabývá možnosti využití klasifikační metody LAMDA (angl. Learning Algorithm for Multivariate Data Analysis) pro potřeby detekce & lokalizace poruch technických systémů. V článku je detailně popsán algoritmus této metody a jsou shrnuty její charakteristické vlastostí. přednosti metody jsou demonstrovány na modelu vodního systému se dvěma nádržemi. Bylo prakticky dokázáno, že při použití vhodné učící množiny, lze dosáhnout velmi dobrých výsledků nejenom rozpoznání poruchy, ale také určení vadné komponenty systému.

Klíčová slova: LAMDA, SALSA, FDI, detekce & lokalizace poruch.

1 Úvod

Hlavním cílem technické diagnostiky je včasné odhalování poruch. Rozvíjející se porucha musí být zachycena v samotném prvopočátku, ještě dříve než bude moci plně vypuknout popř. ovlivnit provozuschopnost systému jako celku. Včasné odhalení poruchy s sebou přináší zvýšení bezpečnosti celého systému a tím i následnou možnost efektivního plánování údržby, což se pozitivně odráží ve zvýšení produktivity systému.

Diagnostické metody mohou byt rozděleny na ty, které používají *a priori* znalosti (např. metody používající model systému) nebo na ty, řídící se pouze *empírií* (např. expertní systémy, statistické a nestatistické metody). Oba přístupy využívají modely a data, ale jejich přístup k diagnostice je fundamentálně odlišný. První přístup využívá analytické znalosti založené na hlubokém poznání fyzikálních vazeb uvnitř systému, druhá skupina pak operuje pouze s množinou dat získaných především měřením či pozorováním. Tyto odlišné přístupy lze rozdělit na následující dvě skupiny podle toho, jaké prostředky převážně používají.

- Metody s modely (angl. Model-based Diagnosis) veškeré dostupné informace o systému např. analytické, strukturální aj. jsou použity k sestavení kvalitativních, kvantitativních a semi-kvantitativních modelu. Znalosti jsou tu chápány mnohem obecněji a nezáleží na způsobu jejich získávání.
- Metody historie (angl. Process History Based) na získaná data jsou použity metody jako expertní systémy, statistické klasifikátory, neuronové sítě apod., které mají za úkol odhalit v časových řadách projevy poruchy.

Tento článek se zabývá detailně pouze diagnostickými metodami založenými na historických datech, konkrétně metodou LAMDA (angl. Learning Algorithm for Multivariate Data Analysis).

2 Diagnostika založená na datech

Výhodou metod založených na datech (angl. Data-based, History-based) je skutečnost, že k lokalizaci poruch není nutný matematický ani strukturální model zkoumaného systému. Naproti tomu je třeba mít k dispozici velké množství historických dat získaných měřením na skutečném systému. Analýza procesu měření daného systému udává polohu a směr trajektorie ve stavovém prostoru. Odtud je pak možné, zvláště pro lineární systémy, extrahovat informaci o poruše srovnáním jednotlivých poloh a směrů trajektorií ve stavovém prostoru s výskytem poruchy v minulosti [4]. Pro manipulaci s velkým objemem naměřených dat bylo navrženo hned několik metod. Tyto metody používají redukci objemu dat, popř. z nich extrahují potřebné informace. Obecně lze tyto metody rozdělit podle své podstaty na kvalitativní a kvantitativní. Mezi kvalitativní patří metody modelování trendu. Kvantitativní metody v obecné rovině zpracovávají statistické a nestatistické metody. Z nestatistických klasifikátorů jsou zřejmě nejdůležitější umělé neuronové sítě. Pro statistické porovnání se používá analýza hlavní komponenty.

2.1 Klasifikační metoda LAMDA

Cílem všech klasifikačních metod používaných pro potřeby detekce & lokalizace poruch je dosáhnout automatické klasifikace entit na základě jejich vzájemné podobnosti do jedné z referenčních tříd nebo prototypů. Jde tedy o to, učinit rozhodnutí, do které třídy nejlépe zapadá porovnávaná entita. Klasifikátor musí systematickým porovnáváním přiřadit pozorovanou entitu do jedné z existujících tříd. Pro návrh klasifikátoru je potřeba použít trénovací množinu složenou z entit, pro které známe příslušnost k jednotlivým třídám. Každá entita je reprezentována jako vektor $x \in \Theta \subset \mathbf{R}^P$, $x^T = [x_1, x_2, \dots x_P]$, kde P je dimenze prostoru Θ . Dimenze tedy představuje počet atributů (dostupných měření) popisujících každou jednotlivou entitu. Těmto atributům se též říká deskriptory (angl. descriptors).

Metoda LAMDA je nerigidní metodologie klasifikace a shlukování na základě všech vlastností deskriptorů. Je založena na nalezení obecného stupně příslušnosti entity k existujícím třídám s přihlédnutím ke všem příspěvkům každého z deskriptorů pomocí heuristických pravidel.

Deskriptory mohou být numerické, symbolické nebo se může jednat o kombinaci obou typů. Numerická složka entity x je normalizovaná hodnota atributu. Oproti tomu, pokud složka je symbolickým deskriptorem, její hodnota se nazývá "modalita" (např. barva, tvar, skupenství).

2.1.1 Marginální stupeň příslušnosti

Příspěvek každého deskriptoru se určí pomocí marginálního stupeně příslušnosti (angl. Marginal Adequacy Degree MAD). Pokud je deskriptor kvantitativní (numerický), je MAD vypočítán pomocí výběru jedné z možných funkcí [1]. Nejčastěji používanou je fuzzy úpravá binomické funkce.

$$\mathcal{MAD}[x_j|\rho_{kj}] = \rho_{kj}^{\tilde{x}_j} (1 - \rho_{kj})^{(1 - \tilde{x}_j)}$$
$$\tilde{x}_j = \frac{x_j - x_{j,min}}{x_{j,max} - x_{j,min}}$$
(1)

kde ρ_{kj} odpovídá střední hodnotě deskriptoru j charakterizující třídu k. Dalšími hojně používanými funkcemi je centrovaná binomická funkce a Gaussova funkce.

2.1.2 Globální stupeň příslušnosti

Po spočítání všech marginálních stupňů příslušnosti MAD lze přistoupit k výpočtu globálního stupně příslušnosti (angl. Global Adequacy Degree GAD) pro každou jednotlivou třídu. GAD je získán jako suma příslušných MAD pomocí fuzzy logické operace L. Tato fuzzy logická operace musí splňovat dvě základní podmínky. Musí platit podmínka komutativity, tedy nezávislosti operátorů na pořadí a monotónnosti zvolené funkce. V metodě LAMDA se využívá logické operace L nazvané smíšené spojení lineárních kompenzací (angl. Mixed Connection of Linear Compensation) známé z teorie fuzzy množin. Globální stupeň příslušnosti GAD se určí pomoci rovnice (2).

$$\mathcal{GAD}[x|\mathbf{C}] = \alpha \gamma \left(\mathcal{MAD}[x_1, \mathbf{C}], \dots \mathcal{MAD}[x_p|\mathbf{C}] \right) \\ (1 - \alpha) \beta \left(\mathcal{MAD}[x_1|\mathbf{C}], \dots \mathcal{MAD}[x_p|\mathbf{C}] \right)$$
(2)

kde jsou parametry γ (T-norm) (angl. intersection) a β (T-conorm) (angl. union). Nejčastěji se určují podle následujících dvou vztahů, další možnosti uvádí [3].

Parametr α se volí v rozmezí $0 \leq \alpha \leq 1$ a nazývá se stupeň příslušnosti (angl. Exigency Level). Změnou parametru α lze změnit celkový výsledek klasifikace při současném zachování hodnot vstupních dat. Se zvyšujícím se stupněm příslušnosti se také bude zvyšovat počet tříd nebo v případě učení s učitelem vzroste požadavek na shodu s trénovací množinou.

2.1.3 Algoritmus klasifikace

Samotný proces klasifikace metodou LAMDA lze rozdělit do tří dílčích kroků. V prvním kroku se nejprve určí marginílní stupně příslušnosti $MAD_{11}, \ldots MAD_{n1}$; $MAD_{1m}, \ldots MAD_{nm}$ pro všechny deskriptory n s ohledem na třídy m podle vztahu (1). V druhém kroku se pro všechny MAD příslušných tříd určí globální stupeň příslušnosti $GAD_1, \ldots GAD_m$ pomocí funkce smíšeného spojení lineárních kompenzací L podle rovnice (2). A v posledním, třetím, kroku se z vypočítaných $GAD_1, \ldots GAD_m$ vybere ten s maximální nominální hodnotou jako reprezentant příslušné třídy. Pokud by nastal případ, že bude existovat hned několik shodných GAD, pak entita bude přiřazena do první třídy s touto hodnotou GAD.

Aby se zabránilo tomu, že do jednotlivých tříd budou zařazovány entity s nižší příslušností, volí se hranice minimální hodnoty globálního stupně příslušnosti GAD. Proto všechny entity nedosahující ani minimálních hodnot GAD jsou zařazovány do zvláštní skupiny nazvané neinformativní třída (angl. Non-Informative Class NIC) [1]. Pokud je použito učení bez učitele, stává se takto nezařazená entita prototypem nové třídy. Právě díky tomuto mechanismu je možné nastartovat klasifikační proces aniž bychom disponovali jakýmikoli prvotními informacemi. Při učení s učitelem lze takto předpřipravit třídy, které jsou posléze expertem pouze doupraveny tak, aby lépe korespondovaly s realitou.

2.2 Zhodnocení metody

Metoda LAMDA poskytuje velmi dobré výsledky při klasifikaci naměřených dat, přesto je uživateli odsouvána na okraj zájmů kvůli její údajné složitosti. K jejím hlavním výhodám patří:

Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií září 2012

- současné zpracování kvantitativních i kvalitativních dat,
- práce i se zarušenými signály, které jsou zařazovány do třídy NIC,
- učení bez učitele i s učitelem a jejich vzájemná kombinace,
- stupněm příslušnosti α lze měnit výsledky klasifikace.

Celý algoritmus byl naprogramován Tatianou Kempowsky z LAAS-CNRS do programu SALSA *(Situation Assessment using LAMDA claSsification Algorithm)*, který nabízí všechny výhody metody LAMDA v uživatelsky příjemné formě.

3 Popis vodního modelu

Zkušební model je tvořen soustavou dvou vodních nádrží, viz obrázek 1 [2]. Úkolem tohoto systému je poskytovat na svém výstupu požadovaný proud vody Q_o . Nádrž č. 1 (T_1) je doplňována pomocí vodní pumpy P_1 na nominální výšku hladiny $h_1 = 0, 5 m$. Výška vodní hladina v prvním tanku je řízena PI regulátorem, který pomocí vodní pumpy P_1 ovládá přívodní tok vody Q_p . Vodní tok Q_{12} mezi oběma tanky je řízen ventilem V_b kontrolovaným dvoustavovým "On–Off" regulátorem tak, aby vodní hladina v druhé nádrži h_2 splňovala podmínku (0.09 $m \le h_2 \le 0.11 m$). Množství odtékající vody ze systému Q_o je regulováno ventilem V_o , který ovládá obsluha. Pro naše účely budeme předpokládat, že ventil V_o je otevřený po celou dobu na nominální hodnotu. Ventily V_{f1} a V_{f2} slouží pro simulaci úniku kapaliny z vodních rezervoárů. V bezporuchovém stavu jsou tedy tyto ventily (V_{f1} a V_{f2}) uzavřeny.

Obrázek 1: Funkční schéma modelu s vodními nádržemi

4 Klasifikace poruch metodou LAMDA

Pro práci byl vytvořen scénář chování systému obsahující výskyt všech možných poruch. Vždy ovšem jen jednu poruchy. Rozestupy mezi projevy jednotlivých poruch byly voleny tak, aby došlo s jistotou k obnovení nominálního stavu po poruše. Práce byla rozdělena na dva samostatné úkoly. Jako první byl použit program SALSA ke klasifikaci jednotlivých stavů systémů. Vstupní množinu určenou ke klasifikaci tvoři všechny známé veličiny C vodního modelu. Výsledky jsou následně ukládány do souboru a následně statisticky zpracovávány.

<u>1</u>				<i>v</i> .	, ,				
Událost	Třídy C_i								
Porucha	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
Tank 1					Х	Х			
Tank 2							Х		
Pumpa			Х	Х					
PI regulátor							X	X	
V_b off									Х
Bezporuchový	X	X							
Zotavení					X	Х	Х		Х

Tabulka 1: Případová studie č. 1 – Poruchy a jejich klasifikace metodou LAMDA

4.1 Případová studie č. 1

Program SALSA obsahuje mimo jiné funkci "Context", která umožňuje nastavit jednotlivým deskriptorům podmínky, za kterých budou jednotlivé entity zahrnuty do zpracování. Zpravidla se jedná o stanovení minimální a maximální hodnoty. Ukázalo se žádoucím ručně nastavit úroveň "contextu" tak, aby všechna vstupní data byla zpracovávána.

Program SALSA identifikoval třídy (stavy systému), které jsou většinou dublovány. To je způsobeno především vlivem spojovacího ventilu V_b . Například bezporuchový režim byl zařazen jak do třídy C 1, tak i C 2, nebo C 5 a C 6 odpovídá úniku kapaliny z nádrže T_1 . Mimo to byly některé třídy vytvořeny pro zcela odlišné módy, např. C 9 správně určuje poruchu ventilu V_b , ale i fázi zotavení po poruše PI regulátoru. Skutečně nevyhovující výsledek je v případě třídy C 7, do které jsou zahrnuty poruchy PI regulátoru, porucha nádrže T_2 a současně i fáze obnovy po poruchách: PI regulátoru, ventilu V_b , a rezervoáru T_1 .

4.2 Případová studie č. 2

Podíváme-li se bedlivě na výsledky 1. experimentu, deskriptor mV_b se rovná hodnotě jedna pouze ve dvou případech: při úniku kapaliny z nádrže T_2 a při zablokování přepouštěcího ventilu V_b . V ostatních případech osciluje parametr mV_b mezi úrovní nula a jedna bez ohledu na stav, ve kterém se vodní model nachází. Porovnáme-li třídy C 1 a C 2, je vidět, že se tyto charakteristiky od sebe liší pouze ve třetím sloupci, který odpovídá parametru mV_b . Přesně to samé platí i pro třídy C 3, C 4 a C 5, C 6. Proto je nasnadě vypuštění deskriptoru mV_b z dalšího zpracování metodou LAMDA z důvodu jeho redundance. Obdobně lze postupovat i v případě deskriptoru mU_o pro pozici výstupního ventilu U_o . Takto zredukovaný soubor množiny C byl podroben nové klasifikaci programem SALSA.

Jak se dalo očekávat, bylo potlačeno nepříjemné zdvojení většiny klasifikovaných tříd redukcí vstupního souboru C. Navíc třídy C 2 a C 4 velmi přesně odpovídají poruše vodní pumpy P_1 a PI regulátoru. Porucha rezervoáru T_1 je shodně vyhodnocována jako fáze zotavení dalších tří poruch (třída C 3). Nejhoršího výsledku bylo dosaženo pro poruchu nádrže T_2 , která splývá s poruchou ventilu V_b a fází náběhu poruchy pumpy P_1 .

Druhý příklad nastínil způsob, jak lze pomocí redukce množiny klasifikovaných deskriptorů účinně snížit počet vytvořených tříd a především pak zvýšit kvalitu celé klasifikace. Přesto nejsou výsledky získané korelačním vztahem pro všechny třídy uspokojivé.

4.3 Případová studie č. 3

U třetího, posledního příkladu byly ještě jednou pozměněny hodnoty "Contextu", aby co nejvíce odpovídaly zkoumanému scénáři.

Výsledky (viz obrázek 2) ukazují, jak přesně se podařilo klasifikovat jednotlivé stavy vodního modelu pouhou změnou "contextu" a stupně příslušnosti α . Veškeré poruchy jednotlivých komponent systému byly rozpoznány a byly k nim vytvořeny samostatné třídy. Čtvrtá třída se částečně používá i pro fázi obnovy po poruše. Stejně jako v druhém příkladu, vznikla i zde pro charakteristiku fází po poruše samostatná třída C 8.

Obrázek 2: Případová studie č. 3 – Profil jednotlivých tříd klasifikace

5 Závěr

Ten článek se zabývá klasifikační metodou LAMDA pro potřeby lokalizace & identifikace poruch. Na příkladu vodního modelu bylo demonstrováno, že při volbě vhodných parametrů jako je "context" či stupeň příslušnosti α lze exektivně ovlivňovat výsledky klasifikace a zvyšovat tak přesnost FDI.

Reference

- T. Kempowsky. Surveillance de procédés à base de méthodes de classification: conception d'un outil d'aide pour la détection et le diagnostic des défaillances. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées, Toulouse, 2004.
- [2] V. Krivanek. Application lamda algorithm for fault detection and isolation. In Proceedings of 14th International Conference on Mechatronics, MECHATRONIKA 2011, pages 46-51, Trencianske Teplice, Slovakia, 2011.
- [3] J.J. Mora, R. Fernández, J. Colomer, and J. Melendez. Modeling the banks client behavior using a hybrid approach based on statistical techniques and a fuzzy method of conceptual clustering.
- [4] A. Orantes, T. Kempowsky, M.-V. Le Lann, and J. Aguilar-Martin. A new support methodology for the placement of sensors used for fault detection and diagnosis. *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification*, 47(3):330–348, March 2008. 10th French Congress on Chemical Engineering.

VÍCEROTOROVÉ LÉTAJÍCÍ PROSTŘEDKY

Vlastimil Kříž, Luděk Žalud

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno **E-mail:** vlastimil.kriz@phd.feec.vutbr.cz, zalud@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento rešeršní článek pojednává o současném stavu na poli vícerotorových létajících prostředků. První část článku se věnuje principiálním řešením, jež se při stavbě těchto strojů používají. Jsou zde uvedeny příklady zajímavých projektů, které daných principů využívají. Druhá část se poté věnuje problematice navigace těchto strojů.

Klíčová slova: quadrotory, konstrukce, navigace

1 Úvod

Vícerotorové létající prostředky dnes představují perspektivní platformu pro použití k nejrůznějším účelům. To je dáno několika faktory.

Oproti letadlům nabízejí možnost visu ve vzduchu. Podobně jsou na tom i vzducholodě, ovšem ty mají nízký poměr nosnost / rozměry.

Oproti klasickým jednorotorovým vrtulníkům (myšleno nosné rotory) pak mají ty vícerotorové výhodu ve vyšší robustnosti. Na rozdíl od nich totiž obsahují minimální počet mechanických pohyblivých součástí, jež jsou u klasických vrtulníků potřeba k ovládání naklánění rotoru a jeho jednotlivých listů, což je nezbytné k jejich řízení. U quadrotorů (a obecně vícerotorových vrtulníků) bývají jedinými pohyblivými částmi listy vrtulí, jež mohou být napevno spojeny s hřídelemi motorů. Veškeré řízení stroje se pak děje jen změnou rychlosti jejich otáčení.

Jejich nevýhodou je naopak to, že musejí být vybaveny sofistikovaným řídicím systémem pro jejich stabilizaci. Takovéto stroje jsou totiž z principu nestabilní, a ustabilizovat je jen pomocí ručního řízení otáček motorů je nereálné. Se současným rozmachem elektrotechniky a miniaturizaci součástek, zejména senzorů, a jejich masovou výrobou, však začíná toto řešení být i ekonomicky zajímavé. V současné době totiž vychází principiálně levněji osadit mechanicky jednoduchý stroj složitou elektronikou, nežli řešení opačné.

Z těchto důvodů začíná být tento typ létajících strojů stále populárnější. Následující kapitoly popisují současný stav na tomto poli.

2 Konstrukce strojů

2.1 Více pevných rotorů v jedné nebo více rovinách

Nejtypičtějším příkladem stroje tohoto typu je quadrotor. Jde o stroj vybavený 4 vrtulemi v jedné rovině, kdy vždy 2 a 2 se otáčejí v opačném smyslu. Používají se i stroje s 6 či více rotory a jedné rovině, nebo ve dvou rovinách, kdy na jednom rameni bývá umístěna jedna vrtule na jeho horní části a druhá dolní.

Tyto stroje se vyznačují největší robustností, neboť zde bezezbytku platí, že jedinými pohyblivými částmi zde jsou vrtule rotorů. Typickým představitelem klasického
quadrotoru je OS4 [1], což je projekt vyvíjený na Švýcarské univerzitě EPFL v Lausane. Jde o 70 cm velký, 600 g těžký quadrotor schopný asi půlhodinového letu.

Co se týče umístění více rotorů na jedno rameno, takovéto konstrukce využívají například komerčně vyráběné stroje DraganFlyer X6, E6 a X8 [2].



Obrázek 1: Quadrotor OS4 [1]

2.2 Naklopené či naklopitelné rotory

Zajímavým řešením vícerotorových létajících strojů jsou stroje, kde se všechny rotory točí stejným směrem. Aby ale byl vykompenzován reakční moment rotorů, jsou některé rotory oproti ostatním natočeny. Příkladem takového řešení může být quadrotor Jump Jet [3] (viz. obrázek 2) nebo ArduIMU [4].



Obrázek 2: Jump Jet quadrotor [3]

Natočení vrtulí může být i nastavitelné, čehož je využito v projektu Shrediquette [5]. Ten je zajímavý i tím, že využívá v jedné z modifikací lichý počet rotorů. Zde se 1 vrtule otáčí v opačném smyslu než ostatní, a aby se opět vyrovnal reakční moment rotorů, je tato vrtule nastavitelná. Tento mechanismus naklápění již však z principu snižuje robustnost stroje.

2.3 Pevné coaxiální umístění rotorů - CoaX

Specifikum řešení stroje projektu Coa
X[6]spočívá v umístění 2 rotorů točících se v opačném smyslu nad se
be koaxiálně. Stabilizace stroje a řízení letu stroje se děje pomocí



(a) Celkový pohled

(b) Detail systému řízení 3. rotoru

Obrázek 3: Shrediquette [5]

vychylování jeho těžiště (baterie). Hl. rozměr tohoto stroje (daný průměrem rotorů) je 30 cm, hmotnost 200 g a je schopen asi dvacetiminutového letu. Tento stroj je také vybaven jen velmi jednoduchým senzorovým systémem. Naklonění stroje se měří na rozdíl od ostatních podobných strojů jen za pomoci akcelerometrů a natočení pomocí gyroskopu.



Obrázek 4: CoaX [6]

2.4 Coaxiální naklopitelné rotory - muFly

muFly [6] je opět dvourotorový vrtulník s koaxiálním umístěním rotorů. Na rozdíl od projektu CoaX však nejsou rotory napevno koaxiálně spřaženy, ale mohou se vůči sobě naklánět, což je použito k řízení. Vrchní rotor, volně uložený a spřažený se stabilizační tyčinkou, slouží zejména ke stabilizaci stroje. Spodní rotor s nastavitelným naklopením slouží k řízení stroje. Tento systém nastavování ale představuje největší nevýhodu tohoto řešení, neboť obsahuje jemnou mechaniku, jak je vidět na obrázku 5b, a tím značně snižuje jeho robustnost. Naopak výhodou jsou nízké rozměry a hmotnost stroje (17 cm a 70 g).

3 Navigace

Klíčovou otázkou v současné době je navigace těchto létajících strojů. Jedná se o malé stoje, a při jejich vybavování řídicím a senzorovým systémem hrají nejdůležitější



(a) Celkový pohled

(b) Detail systému řízení spodního rotoru

Obrázek 5: muFly [6]

roli hmotnost a rozměry. Tyto stroje se, zejména co se systému navigace týče, rozdělují na stroje pro vnitřní a vnější použití. To pak udává jejich senzorové vybavení. Zatímco stroje pro vnější prostředí mohou využívat systémů GNSS, stroje pro vnitřní prostředí tuto možnost zpravidla nemají. Na druhou stranu je zde možno využít faktu, že stroj se pohybuje v uzavřeném prostředí, a vybaví-li se vhodnými snímači, může si vytvořit mapu prostředí a podle ní se poté pohybovat.

Co se týče první varianty, pak se zde kromě GNSS využívá datové fúze s jinými snímači, nejčastěji gyroskopy, akcelerometry a magnetometry (senzory pro inerciální navigaci). Datovou fúzí se dosahuje spojení výhod obou systémů. A sice relativně velké přesnosti inerciální navigace, která však s časem klesá, a naopak sice horší přesnosti GNSS systému, avšak časově víceméně stálou [7]. Toto řešení využívá naprostá většina hobby řešení. Tam, kde není vyžadována znalost absolutní polohy se také využívá pouze inerciální navigace. Typickým příkladem je MikroKopter [8].

U druhé varianty, a sice u strojů určených pro vnitřní prostředí, je situace poněkud rozmanitější. Zde se opět využívá inerciální navigace jako základ doplněný dalšími principy. Nejčastěji se využívá metod založených na zpracování obrazu. Na spodní části stroje pak bývá umístěna kamera, jež sleduje podlahu, a pomocí nejčastěji metody optického toku sleduje pohyb stoje. Toto řešení zlepšuje dlouhodobou stabilitu inerciální navigace, avšak neposkytuje údaj o poloze stroje. Typickým představitelem využívající toto řešení je například již uvedený quadrotor OS4 nebo [9].

Blokové schéma řídicí elektroniky tohoto stroje je na obrázku 6. Je vidět, že krom uvedených senzorů je využito také ultrazvukových čidel pro zamezení kontaktu s překážkou. Zajímavostí je v tomto případě to, že obraz z kamery není zpracováván přímo na palubě stroje, ale v externím PC. Zpracování obrazu přímo na palubě stroje využívá například komerčně vyráběný quadrotor AR.Drone [10].

Pokud chceme znát i údaj o poloze stroje, pak se využívá metod SLAM. jejich princip spočívá v tom, že stroj bývá vybaven senzory, jež postupně vytváří mapu prostředí v níž se stroj pohybuje, a poté (či současně) se v ní lokalizuje. Zde lze využít planární laserového skeneru, jež vytváří mapu prostředí v horizontální rovině, jejíž členitost bývá v budovách nejvíce specifická a tedy poskytuje nejvíce informací k lokalizaci. Jako zajímavý příklad tohoto řešení lze uvést quadrotor vyvíjený na univerzitě ve Freiburgu [11]. Z obrázku 7



Obrázek 6: Blokové schéma řídicího systému quadrotoru OS4 [1]

je patrno, že část zorného úhlu laserového skeneru (1) je pomocí hranolu (4) odkloněna do vertikální roviny, a může pak jak v určité míře mapovat prostor i v této rovině, tak využívat tuto informaci k určení výšky letu.

Dalším zajímavým počinem využívajícím SLAM metody je quadrotor vyvíjený na univerzitě v Berkeley [12]. Ten vytváří mapu prostředí ve 3D díky tomu, že na stroj bylo připevněno zařízení pro snímání 3D obrazu okolí Microsoft Kinect. Toto zařízení sice nevyniká přesností, avšak je relativně malé a lehké, což umožňuje jeho použití na quadrotoru.

Jiným způsobem pro navigaci stroje uvnitř budov je snímání polohy stroje pomocí kamer (či jiných snímačů) rozmístěných po prostoru, v němž se má stroj pohybovat, a následné zpracování polohy stroje a její vyslání palubní řídicí jednotce stoje. Stroj pak bývá vybaven pouze značkami pro jeho jednodušší lokalizaci. Toto řešení dosahuje velké přesnosti i rychlosti, a umožňuje i vytvoření velmi malých a levných strojů, neboť nemusí nést žádné větší či složitější senzory. Příkladem využívající toho řešení jsou například quadorotory schopné pinkat si mezi sebou pingpongový míček či prolétávat hozenou obručí [13]. Zásadní nevýhodou je však fakt, že se stroj(e) musí pohybovat v prostředí pokrytém těmito snímači, což značně limituje použitelnost.



Obrázek 7: Quadrotor vyvíjený na unierzitě ve Freiburgu [11]

4 Závěr

V článku byla popsána koncepční řešení používaná u vícerotorových létajících prostředků a byly zmíněny projekty, jež využívají zajímavá koncepční řešení. V druhé části článku byla stručně rozebrána problematika navigace těchto strojů, na jejímž poli v současné době probíhá intenzivní výzkum.

Současné směrování vývoje v této oblasti je směrem ke kooperující skupině robotů. A to jak homogenní, kdy jde o skupinu sestávají se ze z robotů stejného typu, jejichž výhoda je v pokrytí většího cílového prostoru, tak heterogenní skupinu, kde každý stroj nese rozdílné vybavení a je tak schopen plnit různé úkoly.

Reference

- [1] Bouabdallah S.:Design and control of quadrotors with application to autonomous flying, Lausanne, 2007
- [3] Jump Jet quadrotor. URL: http://www.rchelicopter.com/2008/05/15/rc-jump-jet-actually-a-helicopter> [cit 2012-07-23]
- [4] Julio, J.: ArduIMU Quadcopter. URL: http://diydrones.com/profiles/blogs/arduimu-quadcopter [cit 2012-07-23]
- [5] Thielicke, W.: Shrediquette DLXm. URL: http://shrediquette.blogspot.com [cit 2012-07-23]
- [6] Bouabdallah S. et al.: muFly: Towards a Fully Autonomous Micro Coaxial Helicopter. Full-day Workshop on: Micro Aerial Vehicles: Design, Control and Navigation, IROS 2007
- [7] Abdelkrim, N., Aouf, N., Tsourdos, A., White, B.: Robust nonlinear filtering for INS/GPS UAV localization. 16th Mediterranean Conference on Control and Automation, Ajaccio, France, 2008
- [8] MikroKopter. URL: http://www.mikrokopter.de [cit 2012-07-23]
- [9] Alexis, K., Papachristos, Ch., Nikolakopoulos, G. TzesModel, A.: Predictive Quadrotor Indoor Position Control. 19th Mediterranean Conference on Control and Automation, Corfu, Greece, 2011
- [10] Parrot AR.Drone. URL: http://ardrone.parrot.com/parrot-ar-drone> [cit 2012-07-23]
- [11] Grzonka, S.: Mapping, State Estimation, and Navigation for Quadrotors and Human-Worn Sensor Systems. Freiburg 2011
- [12] Bouffard, P.: Quadrotor + Kinect. URL: http://hybrid.eecs.berkeley.edu/ bouf-fard/kinect.html> [cit 2012-07-23]
- [13] Mellinger, D., Michael, N., Kumar, V.: Trajectory Generation and Control for Precise Aggressive Maneuvers with Quadrotors. Pennsylvania, USA, 2010

ESTIMACE PARAMETRŮ MODELŮ ZALOŽENÝCH NA PRINCIPU VOLTERROVÝCH ŘADÁCH

Aleš LEBEDA

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno **E-mail:** <u>xlebed04@feec.vutbr.cz</u>

Abstrakt:

Článek je zaměřen na problematiku estimace parametrů modelů založených na principu Volterrových řad. Pro estimaci parametrů modelů budeme používat gradientní metody, protože estimované modely jsou nelineárního typu, a tedy nelze použít klasické metody nejmenších čtverců. Na základě analytického rozboru budou porovnány jednotlivé přístupy pro estimaci parametrů.

Klíčová slova: estimace, Volterrovy řady, gradientní metody

1 Úvod

Základem pro návrh optimálního řízení je co možná nejlepší znalost vlastností řízeného systému. Abychom navrhli optimální řízení, je potřeba mít přístup k systému, který budeme řídit, nebo jeho modelu, který je dostatečně přesnou aproximací systému. Nelineární systémy můžeme linearizovat nebo použít nelineární modely jako jsou neuronové sítě nebo polynomiální modely, mezi které patří modely založené na principu Volterrových řad. Pro jejich estimaci lze použít evolučních algoritmů nebo algoritmů pro optimizaci, jako jsou např. gradientní metody.

2 Gradientní metody

Gradientní metody jsou jedny z nejpoužívanějších numerických metod pro optimalizaci. Abychom je ale mohli využít, musíme znát gradient kriteriální funkce, který vypočteme z rovnice (1).

$$\boldsymbol{g} = \partial I(\boldsymbol{\theta}) / \partial \boldsymbol{\theta},\tag{1}$$

kde $I(\theta)$ je kriteriální funkce a θ je vektor hledaných parametrů.

Základní rovnicí pro gradientní metody je rovnice (2), kde dochází v každém iteraci k aktualizaci hledaných parametrů.

$$\boldsymbol{\theta}_{k} = \boldsymbol{\theta}_{k-1} - \boldsymbol{\eta}_{k-1} \boldsymbol{S}_{k-1} \boldsymbol{g}_{k-1}, \tag{2}$$

kde θ_k je vektor hledaných parametrů, η_{k-1} je velikost kroku, S_{k-1} je směrová matice a g_{k-1} je gradient kriteriální funkce.

2.1 Steepest Descent

Pokud zvolíme směrovou matici S jako nejjednodušší volbu, tj. jednotkovou matici, dostaneme metodu steepest descent.

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \eta_{k-1} \boldsymbol{g}_{k-1}. \tag{3}$$

Konvergence této metody k minimu kriteriální funkce je dosaženo použitím směru hledání pomocí záporné hodnoty gradientu kriteriální funkce. [2,6]

2.2 Kvazi-Newtonova metoda

Kvazi-Newtonova metoda vychází z Newtonovy metody, která používá jako směrovou matici inverzi Hessovy matice kriteriální funkce. Nevýhodou této metody je ale právě znalost Hessovy matice, protože analytický výpočet bývá velmi složitý a výpočet pomocí diference je výpočetně velmi náročný. Z tohoto důvodu se využívá aproximace Hessovy matice z informací získaných během iteračního procesu. Nejpoužívanějším způsobem tohoto výpočtu je metoda Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno (BFGS).

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \eta_{k-1} \boldsymbol{H}_{k-1}^{-1} \boldsymbol{g}_{k-1}, \tag{4}$$

kde H_{k-1} je aproximace Hessovy matice, která se vypočte dle BFGS jako

$$\boldsymbol{H}_{k}^{-1} = \left(I - \frac{\Delta\theta_{k-1}\Delta\boldsymbol{g}_{k-1}^{T}}{\Delta\theta_{k-1}^{T}\Delta\boldsymbol{g}_{k-1}}\right)\boldsymbol{H}_{k-1}^{-1}\left(I - \frac{\Delta\theta_{k-1}\Delta\boldsymbol{g}_{k-1}^{T}}{\Delta\theta_{k-1}^{T}\Delta\boldsymbol{g}_{k-1}}\right)^{T} + \frac{\Delta\theta_{k-1}\Delta\theta_{k-1}^{T}}{\Delta\theta_{k-1}^{T}\Delta\boldsymbol{g}_{k-1}},\tag{5}$$

kde I je jednotková matice, $\Delta \theta_{k-1} = \theta_k - \theta_{k-1}$ a $\Delta g_{k-1} = g_k - g_{k-1}$. [2,6]

2.3 Levenberg-Marquardt metoda

Pokud se použije kvadratická kriteriální funkce, můžeme Hessovu matici vypočítat jako

$$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{J}^T \boldsymbol{J} + \alpha \boldsymbol{I} \tag{6}$$

kde J je Jacobiho matice kriteriální funkce. Člen αI regularizuje tuto matici, protože bez jeho použití by mohla být vypočtená Hessova matice singulární. Výsledný vztah pro aktualizaci parametrů modelu je

$$\theta_k = \theta_{k-1} - \eta_{k-1} (J^T J + \alpha I)^{-1} g_{k-1}. [2,6]$$
(7)

3 Modely založené na principu Volterrových řad

Volterrovu řadu můžeme zapsat ve tvaru

$$y = \sum_{n} \boldsymbol{H}_{n}[\boldsymbol{u}], \tag{8}$$

kde y je výstup, u je vstup a H_n je Volterrův operátor n-tého řádu, pro který platí

$$\boldsymbol{H}_{n}[u(k)] = \sum_{i_{1}=1}^{m} \dots \sum_{i_{n}=1}^{m} h_{n}(i_{1}, \dots, i_{n}) \cdot u(k-i_{1}) \cdot \dots \cdot u(k-i_{n}),$$
(9)

kde m je řád modelu a h_n je Volterrovo jádro n-tého řádu. [1,3,6]

3.1 Komogorov-Gaborův model

Nelinearita je v tomto modelu aplikována jak na vstupní data, tak i na výstupní data. Predikci výstupu tohoto modelu s polynomem 2. řádu lze zapsat ve tvaru

$$\hat{y}(k) = \Theta_0[u(k), y(k)] + \Theta_1[u(k), y(k)] + \Theta_2[u(k), y(k)]. [1,3,6]$$
(10)

3.2 Parametrický model Volterrovy řady

Tento model je zjednodušený Kolmogorov-Gaborův model a nelinearita je v tomto modelu aplikována pouze na vstupní data. Predikci výstupu tohoto modelu 2. řádu s polynomem 2. řádu lze zapsat ve tvaru

$$\hat{y}(k) = \theta_1 y(k-1) + \theta_2 y(k-2) + \Theta_0[u(k)] + \Theta_1[u(k)] + \Theta_2[u(k)].$$
[1,3,6] (11)

3.3 NDE model

Posledním model je NDE model, který má na rozdíl od parametrického modelu Volterrovy řady aplikovánu nelinearitu pouze na výstupní data. Predikci výstupu tohoto modelu 2. řádu s polynomem 2. řádu lze zapsat ve tvaru

$$\hat{y}(k) = \theta_1 u(k-1) + \theta_2 u(k-2) + \Theta_0[y(k)] + \Theta_1[y(k)] + \Theta_2[y(k)]. [1,3,6]$$
(12)

4 Estimace parametrů modelů

V programu MATLAB/Simulink byla vytvořena soustava dvou motorů spojených pružným členem, kdy jeden motor pracuje v motorickém režimu a druhý motor pracuje v režimu brzdění do odporu. Vstupním signálem do soustavy bylo napájecí napětí kotvy prvního motoru a výstupním signálem byly otáčky druhého motoru. Výsledky estimace shrnuje Tabulka 1.

	Steepest D	Descent	Kvazi-Newtobnova		Levenberg-Marquardt	
model	iterací	Ι(θ)	iterací	<i>I</i> (θ)	iterací	<i>I</i> (θ)
arx2r	850	5602	8	5204	4	5204
arx3r	250	3740	9	3622	5	3622
arx4r	160	3363	11	3115	5	3115
pvs2r2p	87	$1,7.10^{5}$	10	4361	4	4361
pvs2r3p	367	$1,1.10^{6}$	15	4116	4	4116
pvs3r2p	1262	$5,4.10^{5}$	15	2190	4	2190
pvs3r3p	119	6,6·10 ⁷	22	1986	5	1986
nde2r2p	421	$3,2\cdot10^{5}$	11	723	4	723
nde2r3p	-	-	15	739	5	738
nde3r2p	-	-	16	361	6	361
nde3r3p	-	-	26	387	6	387
kg2r2p	-	-	18	783	4	783
kg2r3p	-	-	39	1070	6	1070
kg3r2p	-	-	29	354	6	354

Tabulka 1: Popisek vzorové tabulky [5]

5 Výsledky estimace

Na následujících obrázcích jsou zobrazeny dvě ukázky výsledné estimace. Obrázek 1. zobrazuje porovnání simulované soustavy a lineárního modelu typu ARX 4. řádu. Lineární modely jsou zde použity pouze pro porovnání. Obrázek 2. zobrazuje porovnání simulované soustavy a Kolmogorov-Gabor modelu 3. řádu s polynomem 2. řádu.



Obrázek 1.: Porovnání simulované soustavy a ARX modelu 4. řádu estimovaného metodou Levenberg-Marquardt [5].



Obrázek 2.: Porovnání simulované soustavy a Kolmogorov-Gabor modelu 3. řádu s polynomem 2. řádu estimovaného metodou Levenberg-Marquardt [5].

6 Závěr

V článku byly porovnány tři gradientní metody pro estimaci nelineárních modelů založených na principu Volterrových řad. Tabulka 1. ukazuje, že použití metody steepest descent je nevyhovující pro všechny testované modely. Kvazi-Newtonova metoda a Levenberg-Marquardt metoda dosahují podobných výsledků, ale Levenberg-Marquardt metoda je schopna estimovat nelineární model s nižším počtem iterací a shodnou kvalitou modelu. Z této tabulky lze ještě vidět, že použité nelineární modely dosahují vždy lepších výsledků, než lineární modely stejného řádu, pokud je použita vhodná metoda pro estimaci parametrů. V příspěvku je uvedeno porovnání predikcí lineárního ARX modelu 4.řádu a nelineárního modelu typu Kolmogorov-Gabor 3. řádu s polynomem 2. řádu.

Reference

- [1] Ogunfunmi, T.: Adaptive Nonlinear System Identification: The Volterra and Wiener Model Approaches. Santa Clara: Springer, 2007, 230 s. ISBN 978-0-387-26328-1
- [2] Ikonen, E., Najim, K.: Adaptive process Identification and Control. New York: Marcel Dekker, 2002, 310 s. ISBN 0-8247-0648-X
- [3] Novák, A.: Identification of Nonlinear Systems: Volterra Series Simplification. Článek ČVUT. Praha: FEL, Katedra radioelektroniky, 2007, 4 s.
- [4] Janczak, A.: Identification of Nonlinear Systems Using Neural Networks and Polynomial Models: A Block-Oriented Approach. New York: Springer, 2005, 203 s.
- [5] Lebeda, A.: Model soustavy motorů s pružným členem. diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2012. 80 s. Vedoucí práce: Petr Pivoňka.
- [6] Nelles, O.: Nonlinear System Identification: From Classical Approaches to Neural Networks and Fuzzy Models. Berlin: Springer, 2001, 785 s. ISBN 3-540-67369-5

OVLÁDÁNÍ LABORATORNÍ ÚLOHY POMOCÍ MOBILNÍ PLATFORMY ANDROID

Vít OTEVŘEL, Zdeněk SLANINA

Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektrotechniky a informatiky Katedra kybernetiky a biomedicínského inženýrství 17. listopadu 15/2172, 708 33 Ostrava **E-mail:** ote009@vsb.cz, zdenek.slanina@vsb.cz

Abstrakt:

Tento článek se věnuje komunikaci dvou zařízení pomocí bezdrátové technologie Bluetooth - zařízení s platformou Android a zařízení na bázi mikrokontroléru. Úkolem bylo vytvoření demostrační úlohy, na které byla vyzkoušena komunikace přes Bluetooth mezi Android zařízením a zařízením na bázi mikrokontroléru. V článku je popsán vývoj aplikace pro platformu Android, prostřednictvím které je možno ovládat připojené zařízení s mikrokontrolérem - demonstrační úlohu.

Klíčová slova: Android, Bluetooth, komunikace, mikrokontrolér.

1 Úvod

V dnešní době lze nalézt platformu Android v celé škále produktů, ať už jde o chytré telefony nebo tablety, jejichž cena neustále klesá. Proto jsou tyto produkty jsou stále více dostupnější a rozšiřují se mezi běžné uživatele. I ty nejlevnější zařízení s platformou Android již obvykle obsahují bezdrátovou technologii Bluetooth. Využití této technologie nemusí zůstat pouze u přenosu fotek či jiných dat mezi těmito zařízeními, ale je možno ji využít i pro různé ovládání, řízení nebo sběr dat.

Článek je rozdělen do několika kapitol. Nejdříve je přiblíženo co je platforma Android, dále je věnováno několik řádku technologii Bluetooth. Pak již následují kapitoly věnované demostrační úloze a vývoji aplikace pro platformu Android.

2 Android

Jedná se o relativně novou a rychle se rozvíjející open source platformu, která je určena pro mobilní zařízení - chytré telefony, navigace a tablety. Tento systém je založený na jádru Linux. Architektura platformy Android je rozdělena do 5 vrstev (Obrázek 1): [1]

- Linux Kernel jádro Linux verze 2.6.x (pro Android 1.0 až 3.2), jádro Linux verze 3.x pro Androidu 4.0 a vyšší. Nejnižší vrstva, abstraktní vrstva mezi hardwarem a softwarem. [2]
- 2. Libraries další vrstvou jsou knihovny napsané v jazyce C/C++, vývojářům jsou tyto funkce dostupné prostřednictvím Android Application Framework. [2]
- 3. Android Runtime vrstva obsahující virtuální stroj Dalvik (DVM, Dalvik Virtual Machine). [2]
- 4. **Application Framwork** vrstva, která je nejdůležitější pro vývojáře. Poskytuje přístup k velkému počtu služeb a funkcím, které poskytují knihovny. [2]

5. **Applications** - nejvyšší vrstva tvořící základní aplikace, které využívají běžní uživatelé. [2]



Obrázek 1: Architektura platformy Android [1]

2.1 Vývoj aplikací pro Android

Pro vývoj aplikací pro platformu Andorid je potřeba určité softwarové vybavení:

- Vývojové prostředí (IDE), ve kterém bude prováděno vlastní programování, doporučováno je IDE Eclipse.
- Dalším potřebným balíkem je Android SDK¹, které poskytuje API² knihovny a vývojářské nástroje potřebné pro sestavení, testování a ladění aplikací.
- Posledním důležitém balíkem je ADT (Android Development Tools) plugin pro IDE Eclipse. Tento plugin nabízí jednoduché vytvoření projektu, návrhář grafického uživatelského rozhraní (GUI) nebo ladění aplikací.

3 Bluetooth

Bluetooth je bezdrátovou komunikační technologií, jejichž pomocí může komunikovat dvě a více zařízení. Tato technologie je dána standardem IEEE 802.15.1 a spadá do osobních počítačových sítí, tzv. PAN (Personal Area Network). Zařízení s podporou Bluetooth můžeme dělit dle výkonu (Tabulka 1) nebo přenosové rychlosti (Tabulka 2). [3]

 $^{^1\}mathrm{SDK}$ (Software Development Kit) - obecně nástroje pro vývoj aplikací pro danou platformu.

²API (Application Programming Interface) - rozhraní pro programování aplikací.

Tabulka 1: Deleni zarizeni die vykonnosti [3]			
Třída	Maximální povolený výkon	Přibližný dosah	
Class 1	$100~\mathrm{mW}$ / $20~\mathrm{dBm}$	$100 \mathrm{~m}$	
Class 2	$2.5~\mathrm{mW}$ / $4~\mathrm{dBm}$	10 m	
Class 3	$1 \mathrm{mW}$ / $0 \mathrm{dBm}$	1 m	

+• [9] .11

Tabulka 2: Dělení zařízení dle přenosové rychlosti [3]

Verze	Rychlost přenosu dat	Maximální propustnost
Verze 1.2	1 Mbit/s	$0.7 \mathrm{Mbit/s}$
Verze $2.0 + EDR^3$	$3 \mathrm{Mbit/s}$	$1.4 \mathrm{Mbit/s}$
Verze $3.0 + HS^4$	$24 \mathrm{Mbit/s}$	
Verze 4.0	$24 \mathrm{Mbit/s}$	

Bluetooth pracuje v tzv. ISM⁵ pásmu 2400-2480 MHz. Během přenosu je využita metoda FHSS, kdy během jedné sekundy je prováděno 1600 přeladění mezi 79 frekvencemi s odstupem 1 MHz. Tento mechanismus by měl zvýšit odolnost komunikace vůči rušení na stejné frekvenci. [3]

Popis úlohy 4

Pro vytvoření demonstrační úlohy bylo použito dvou zařízení - zařízení s platformou Android a zařízení na bázi mikrokontroléru. Blokové schéma úlohy je zobrazeno na Obrázku 2.



Obrázek 2: Blokové schéma úlohy

³EDR (Enhanced Data Rate) - specifikace Bluetooth 2.0 EDR zavádí novou modulační techniku pi/4-DQPSK, pro zvýšení přenosové rychlosti.

⁴HS (High Speed) - vysokorychlostní přenos prováděný přes souběžné spojení 802.11 (WiFi).

⁵ISM - pásma určená pro rádiové vysílání v průmyslových, vědeckých a zdravotnických oborech.

Použitý hardware:

- MCU⁶ Atmel ATMega16.
- Sériový Bluetooth modul EZURiO BTM402.
- Řada LED⁷.
- Maticová klávesnice 4x4.

5 Aplikace pro Android

Aplikace musí mít implementovány některé funkce spojené s Bluetooth - vyhledávání dostupných zařízení, možnost zviditelnění zařízení pro spárování, přijímání a vysílání.

Struktura aplikace byla pro přehlednost rozvržena do čtyř tříd:

- BluetoothCommunicationActivity.java hlavní aktivita, obsahuje hlavní nabídku, této aktivitě je přiřazen layout *main.xml* (Obrázek 3).
- BluetoothService.java Bluetooth komunikace rozčlěněna do vláken.
- DeviceListActivity.java aktivita pro zobrazení dostupných Bluetooth zařízení.
- Dialog.java dialog s upozorněním.



Obrázek 3: Návrh GUI

Hlavní GUI aplikace bylo navrženo pomocí grafického návrháře a rozložení jednotlivých grafických prvků bylo uloženo do automaticky generovaného souboru main.xml

⁶MCU - mikrokontrolér.

⁷LED (Light Emitting Diode - světelná dioda.)

(Obrázek 3). Byl použit objekt *TextView* pro zobrazení názvu zařízení se kterým je navázáno spojení a následně komunikováno. Důležitými prvky jsou tři ovládací tlačítka pomocí kterých jsou vysílány příkazy vývojové desce, na které MCU tyto příkazy zpracuje a provede jednu z činností: rozsvítí, zhasne nebo bude blikat řadou LED. Objekt typu *TextView* ve spodní části obrazovky (Obrázek 3), je určen pro vizualizaci či zobrazení přijímaných znaků, které vysílá MCU přes Bluetooth modul při použití maticové klávesnice.

5.1 Důležité poznatky

Zde jsou sepsány některé důležité poznatky, na které bylo nutno při vývoji aplikace řešit.

Komunikace přes Bluetooth by měla být řešena pomocí vláken, aby nedocházelo ke zpožděním, nebo případným ztrátám dat. V tomto případě je hlavní aktivita (obrazovka s GUI) spuštěna jako hlavní vlákno. V aplikaci je pro příjem a vysílání dat vytvořeno nové vlákno. Toto vlákno komunikuje s hlavním vláknem a předávají si data, která mají být vysíláná (stisk tlačítek v aplikaci), a které jsou přijímána (stisk klávesnice připojení k mikrokontroléru) a vizualizována.

Nesmí se zapomenou přidat do souboru *AndroidManifest.xml* dva řádky, které uživateli povolí přístup k Bluetooth zařízení z aplikace. Je potřeba přidat tyto řádky:

<uses-permission android:name="android.permission.BLUETOOTH_ADMIN" /> <uses-permission android:name="android.permission.BLUETOOTH" />

Pro správnou komunikaci je potřeba využívat unikátní ID, tzv. UUID⁸. Pokud bude aplikace určena pro komunikaci mezi zařízeními s platformou Android, je potřeba si toto UUID vygenerovat. Bude-li, ale aplikace určena pro komunikaci s deskou založenou na mikrokontroléru, ke které bude připojen např. sériový Bluetooth modul, je nutné použít standardní SPP⁹ UUID, jinak se spojení nepodaří navázat. Standadní SPP UUID:

00001101-0000-1000-8000-00805F9B34FB

6 Závěr

Tento článek shrnuje základní informace o platformě Android a potřebných nástrojích na vývoj aplikací pro tuto platformu. Dále obsahuje základní informace o využívané bezdrátové technologii Bluetooth v demonstrační úloze.

V článku je též popsána demonstrační úloha, která vedla k prvnímu seznámení se s platformou Android a jejími možnostmi. Tuto úlohu lze v budoucnu jednoduše modifikovat a pomocí Bluetooth technologie a zařízením s platformou Android jednoduše něco řídit, ovládat nebo vizualizovat.

Poděkování

This research was supported by the project "Comprehensive solutions to electric propulsion units," supported by public funds from MIT in the TIP FR-TI1/223 and by

⁹SPP (Serial Port Profile).

 $^{^8 \}rm UUID$ (Universally Unique Identifier) - 128-bitový standardizovaný řetězec pro jednoznačnou identifikaci.

the project SP2012/182, "Control of technological systems with OAZE providing an independent sustainable development of complex systems." of Student Grant System, VSB-TU Ostrava.

Reference

- [1] Android [online]. [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: <http://www.android.com/>
- [2] Sázel. V.: Vývoj aplikací na platformě Android. Bakalářská práce. Praha, Unicorn College, 2010.
- [3] Bluetooth Wikipedie [online]. [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: http://cs.wikipedia.org/wiki/Bluetooth
- [4] Bluetooth Technology Web Site [online]. [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: http://www.bluetooth.com/Pages/Bluetooth-Home.aspx
- [5] Bluetooth | Android Developers [online]. [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: http://developer.android.com/guide/topics/connectivity/bluetooth.html
- [6] android.bluetooth | Android Developers [online]. [cit. 2012-08-11]. Dostupné z: http://developer.android.com/reference/android/bluetooth/package-summary.html>

WIGNER-VILLEOVA DISTRIBUCE A ROZPOZNÁVÁNÍ SIGNÁLU MASKOVANÉHO INTERFERENČNÍM TERMEM

Stanislav PIKULA

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno **E-mail:** xpikul00@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Tento příspěvek se zabývá úvodem do teorie Wigner-Villeovy distribuce, poukazuje na její výhody v porovnání se spektrogramem a popisuje varianty distribuce s volitelným časofrekvenčním rozmazáváním. Dále rozebírá problematiku interferenčních termů, možnosti jejich potlačení a prezentuje výsledky testované metody pro rozlišení užitečných signálů maskovaných interferenčním termem a šumem.

Klíčová slova: Wigner-Villeova distribuce, Interference, Maskovaný signál.

1 Úvod

Při diagnostice běžících zařízení je někdy nutné hledat signál zarušený, či hluboko pod úrovní jiných, trvale existujících, složek signálu. Pro tyto časofrekvenční analýzy je možné použít celou řadu metod. Pro nestacionární signály se jeví jako velmi vhodná Wigner-Villeova distribuce.

2 Wigner-Villeova distribuce

Wigner-Villeova distribuce (WVD) je časofrekvenční transformací, která je alternativou ke spektrogramu získanému z krátkodobé fourierovy transformace (Short Term Fourier Transform - STFT) či Waweletové transformaci pro nestacionární či rychle se měnící signály.

Ve své podstatě se jedná o Fourierovu transformaci centrální kovarianční funkce signálu. Pokud centrální rozptyl signálu s(t) zapíšeme ve tvaru (1), můžeme Wigner-Villeovu distribuci zapsat jako (2):

$$c(\tau, t) = s(t + \frac{1}{2}\tau)s^*(t - \frac{1}{2}\tau)$$
(1)

$$W(\tau,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t+\frac{1}{2}\tau)s^*(t-\frac{1}{2}\tau)e^{-j\omega\tau} \,\mathrm{d}\tau$$
(2)

Je nutné dodat, že signál s(t) uvažujeme jako analytický signál, který můžeme získat z reálného signálu pomocí Hilbertovy transformace. V případě, že by se jednalo o reálný signál, docházelo by k interferencím mezi složkami s kladnou a zápornou frekvencí.

3 Porovnání WVD a STFT

Wigner-Villeovu transformaci můžeme porovnat se spektrogramem, který je typickým zástupcem kvadratických časofrekvenčních transformací, které díky kvadrátu vypovídají o energii signálu. Pokud uvažujeme okno h(t) a signál s(t), můžeme spektrogram zapsat vzorcem:

$$P_{SP}(t,\omega) = \left| \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int s(\tau) h(\tau-t) e^{-j\omega\tau} \,\mathrm{d}\tau \right|^2 \tag{3}$$

Srovnáním vzorce WVD (2) a spektrogramu (3) je na první pohled patrné, že obě rovnice se skládají z kvadrátu signálu a Fourierovy transformace, jen jsou tyto operace v opačném pořadí. WVD navíc nevyžaduje ve své základní formě použití omezujícího okna. Přes tuto podobnost je výsledek analýzy velmi odlišný a to zejména u nestacionárních signálů. Rozdíl je ukázán na analýze chirp signálu na obrázku 1.



Obrázek 1: Porovnávní výsledku analýzy chirp signálu - spektrogramy s různou délkou okna a překryvem (vlevo) a Wigner-Villeova distribuce (vpravo).

4 Varianty Wigner-Villeovy distribuce

Protože v praxi nemůžeme použít integrál od mínus do plus nekonečna, použijeme oknovací funkci $p(\tau)$ a získáme tvar (4):

$$W_p(t,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\tau)s(t+\frac{1}{2}\tau)s^*(t-\frac{1}{2}\tau)e^{-j\omega\tau}\,\mathrm{d}\tau$$
(4)

Rozdělením okna dle (5) získáme běžně uváděný tvar Pseudo Wigner-Villeovy distribuce (6).

$$p(\tau) = h^*(\frac{\tau}{2})h(-\frac{\tau}{2})$$
(5)

$$PW(t,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h^*(\frac{\tau}{2})h(-\frac{\tau}{2})s(t+\frac{1}{2}\tau)s^*(t-\frac{1}{2}\tau)e^{-j\omega\tau}\,\mathrm{d}\tau$$
(6)

Použitím oknovací funkce $p(\tau)$ ale ztrácíme rozlišení a pro lokalizaci signálu se nám tedy výsledek WVD blíží spektrogramu (potažmo STFT). Můžeme ovšem přidat stupeň volnosti použitím okna ve tvaru (7), čímž získáme nezávislé vyhlazování v čase i ve frekvenci neboli vyhlezenou pseudo Wigner-Villeovu distribuci (Smoothed Pseudo Wigner-Ville Distribution - SPWVD), kterou můžeme zapsat rovnicí (8).

$$W_h(t,\omega) = g(t)H(-\omega) \tag{7}$$

$$SPW(t,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \left(\int_{-\infty}^{\infty} g(\epsilon - t)s(\epsilon + \frac{\tau}{2})s^*(\epsilon - \frac{\tau}{2})\,\mathrm{d}\epsilon\right)e^{-j\omega\tau}\,\mathrm{d}\tau \tag{8}$$

Při důkladné analýze je možné dospět k závěru, že celá řada časofrekvenčních distribucí je speciálním případem SPWVD, jak je ukázáno například v [2].



Obrázek 2: Čtyři časofrekvenční komponenty způsobující 6 interferenční termů (2 ve středu se překrývají)

5 Interferenční termy

Nevýhodou WVD je vytváření interferenčních termů v průběhu výpočtu. Termy vznikají jak v časové, tak frekvenční, tak i časofrekvenční oblasti v okolí geometrických

středů interferujících signálů v časofrekvenční rovině. Tyto interference mohou být nepříjemné zejména z důvodu možného překrytí slabého užitečného signálu. Při počtu Nkomponent a použití analytického signálu vzniká $\frac{N(N-1)}{2}$ interferenčních termů. Dle [3] lze každou interferenci dvou komponent x a y obecně popsat vzorci (9) a (10) a rušivý vliv těchto termů při analýze signálu je vidět na obrázku 2.

$$W_{x+y}(t,\omega) = W_x(t,\omega) + W_y(t,\omega) + 2\Re\{W_{x,y}(t,\omega)\}$$
(9)

$$W_{x,y}(t,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t+\frac{\tau}{2})y^*(t-\frac{\tau}{2})e^{-j\omega\tau} \,\mathrm{d}\tau$$
(10)

Při používání WVD je obecnou snahou co nejvíce interference potlačit. Jednou možností je využít časo-frekvenčního rozmazávání při využití SPWVD, čímž ovšem přicházíme o rozlišení. Postupné potlačení interferencí časofrekvenčním rozmazáváním je patrné na obrázku 3.



Obrázek 3: Časo-frekvenční rozmazávání pro eliminaci interferencí, za cenu ztráty rozlišení

Existuje několik metod a další se stále vyvíjí, které interferenční termy odstraňují na základě iterativních algoritmů. Jejich dobrý přehled a porovnání je v [4]. Nevýhodou těchto algoritmů je nemožnost paralelizace.

6 Metoda rozpoznání užitečného signálu

Můžeme uvažovat spočítanou sadu SPWVD s různou délkou časových a frekvenčních oken a na základě porovnání jednotlivých časofrekvenčních bodů mezi jednotlivými SPWVD usuzovat, jestli se daný bod chová jako komponenta signálu nebo naopak jako šum či interferenční term. Výhodou tohoto přístupu oproti iterativním algoritmům je možnost využít výhod některého ze stále běžnějších systémů pro paralelizaci výpočtů (vzhledem k výpočetní náročnosti a nárokům na počet paralelních kroků se nabízí FPGA).

Jak je uvedeno v [1], interference vykazují oscilace kolmé na spojnici interferujících komponent. Tyto oscilace mívají vyšší frekvenci než je běžné v okolní distribuci a tedy při rozmazávání úroveň interferencí klesá daleko rychleji než úroveň signálových komponent. Při postupném rozmazávání klesá úroveň interferencí i signálových komponent exponenciálně až k hodnotě průměrné energie celého signálu c. Amplitudu každého bodu A při zvětšujících se časových a frekvenčních oknech lze proložit klesající exponenciálou:



Obrázek 4: WVD zašuměného signálu (nahoře) a zvýrazněné body vykazující chování komponenty signálu - označeny červeně (dole).

Rychlost poklesu, tedy parametr *b* rovnice (11) u bodu vzniklého interferencí je v absolutní hodnotě výrazně vyšší. Navržená metoda zjišťuje vývoj časofrekvenčního bodu SPWVD a podle rychlosti poklesu úrovně a nastaveného prahu rozhoduje o příslušnosti bodu k interferenci či signálu. Pro výpočty byl použit program Matlab a Time-Frequency Toolbox vyvinutý ve francouzském výzkumném ústavu CNRS. Metodu je možné použít i za přítomnost bílého šumu, jehož vliv je rozmazáváním také potlačen.

Výsledek detekce zašuměného a v interferencích skrytého signálu (správné rozlišení 5 komponent signálu) je vidět na obrázku 4. Správně jsou ignorovány interference ležící mezi komponentami signálu, ale přitom je detekována 5. komponenta ležící v místě hned dvou překrývajících se interferenci (komponenta uprostřed).

7 Závěr

Jak bylo ukázáno výše, je možné na základě navržené metody a volbou vhodného prahu rozlišit příslušnost časofrekvenčního bodu k signálu nebo interferenci. Metoda je částečně odolná i proti šumu. V budoucnu bude medota dále rozvíjena a testována zejména z hlediska větší robustnosti a porovnání její efektivity při paralelizaci výpočtů s existujícími iterativními algoritmy.

Poděkování

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

Reference

- [1] Auger, F., Flandrin, P., Gonçalvès, P., Lemoine, O.: Time-Frequency Toolbox Tutorial, Dostupné z: http://tftb.nongnu.org/tutorial.pdf
- [2] Boashash, B.: Time frequency signal analysis and processing: a comprehensive reference. 1st ed. Boston: Elsevier, 2003, xxvi, 743 p. ISBN 00-804-4335-4.
- [3] Cohen, L.: Time-Frequency Analysis. Prentice Hall, New Jersey, 1995, ISBN 0-13-594532-1
- [4] Khan, N. A.: Cross-term Suppression in Wigner Distribution. 2010. Disertace. Faculty of Engineering and Applied Sciences, Mohammad Ali Jinnah University, Islamabad.

THE PHYSICAL PRINCIPLE OF THE 2.ZIEGLER – NICHOLS METHOD

Petr PIVOŇKA

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno **E-mail:** <u>pivonka@feec.vutbr.cz</u>

Abstract:

The design and adjustment of a simple industrial loop is a basic problem of industrial practice, whose management or mismanagement may have considerable economic consequences. Yet most controllers in industry are not well adjusted; and many of them even permanently work in the manual mode. Successful setting of the controllers affects a large number of factors. Pure simulation in a mathematical model is significantly more favourable than in the real process. It is therefore advisable, after verification of the model, to verify properties of the proposed algorithms on a physical model system (if possible), particularly in cases where the risk of accidents due to adjustment exists. It is clear that most general theories cannot solve all problems concerning the design of an industrial loop. In a particular case, it is necessary to employ engineering skills and adapt to specific conditions of the application. In the vast majority of cases, classic PID controllers are still used as the control algorithm in industry. In new systems, PID controllers are made discreetly; analogue PID controllers for older industrial loops are being replaced by discrete PID controllers. PID controllers are available in many variants: O'Dwyer presented 7 PI and 47 PID controller structures in [4].

Keywords: 2^{rd.} Ziegler–Nichols Method, PID Controller Structures

1 Introduction

In literature, hundreds of different approaches to determining the parameters of a PID controller are described. The most common objection we encounter when using this method are as follows:

- the method does not have a physical basis,
- the method is empirical,
- the response to a change in the set values is excessively oscillating,
- the first overshoot is too large.

It is interesting that the authors have not attempted at providing any theoretical elucidation of their methods, and the methods as such have hitherto not been theoretically solved. From the historical perspective, it may be interest that - even though there have occurred major changes in both the process technology and the controller systems - the general rules are still widely used. In this report, our aim is to clarify and refute these claims.

2 Continuous and discrete PID controllers: Variants and comparison

While an ideal PID controller is impossible to realize, a discrete PID controller exhibits the worst compensation (1).

$$F_{\rm R}(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_{\rm I} s} + T_{\rm D} s\right) \qquad \neq \qquad F_{\rm R}(z) = K \left(1 + \frac{Tz^{-1}}{T_{\rm I}(1 - z^{-1})} + \frac{T_{\rm D}}{T} \left(1 - z^{-1}\right)\right) (1)$$

where *K* is the gain, T_1 , T_D are the time constants of the PID controller, $N \in < 3$, 20 > is the derivation gain, *T* is the sampling period. Its obvious deficiency is that it produces extreme action values with short sampling periods (T << 1).

The PID controller according to Åström Discrete equivalent of the PID controller

$$F_{\rm R}(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_{\rm I}s} + \frac{T_{\rm D}s}{\frac{T_{\rm D}}{N}s+1}\right) \sim F_{\rm R}(z) = K \left(1 + \frac{Tz^{-1}}{T_{\rm I} (1-z^{-1})} + \frac{T_{\rm D}}{T} \left(1 - e^{-\frac{TN}{T_{\rm D}}}\right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{TN}{T_{\rm D}}}z^{-1}}\right) \quad (2)$$

3 Variants of the PID controller for the limitation of overshoot

• I - PD controller

For a small overshoot we can use a modified discrete equivalent of the PID to an I-PD controller, with or without changing several parameters. The transfer function of the I-PD controller in the Z transformation is given by

$$U(z) = K \Big(\beta(W(z) - Y(z)) + \frac{Tz^{-1}}{T_{\rm I}(1 - z^{-1})} (W(z) - Y(z)) - \frac{T_{\rm D}}{T} \left(1 - e^{-\frac{TN}{T_{\rm D}}} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{TN}{T_{\rm D}}} z^{-1}} Y(z) \Big)$$
(3)

where $\beta \in <0, 1>$.

• Filtration of the desired value

$$F_{W}(z) = Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{\alpha T_{1}s + 1}{T_{1}s + 1} \right\} \right\} = \frac{\alpha + (1 - e^{-\frac{T}{T_{1}}} - \alpha)z^{-1}}{1 - e^{-\frac{T}{T_{1}}}z^{-1}} = \frac{\alpha + (1 - a - \alpha)z^{-1}}{1 - az^{-1}} = \frac{W(z)}{W^{*}(z)}$$
(4)

where $\alpha \in <0, 1>$. With advantage, we can determine $T_1 = T_1 + T_D$

• Feed-Forward



Fig. 1: Structure of the Feed-Forward loop

4 Formulation of the 2^{nd.} Ziegler-Nichols method of the tuning rule

1. First, we set $T_{\rm I} \rightarrow \infty$ and $T_{\rm D} = 0$. We used the proportional control action only.



Fig. 2: Closed loop with a proportional controller

2. Then, *K* was increased from 0 to the critical value K_{KRIT} , at which the output first exhibited sustained oscillations.



Fig. 3: Determination of the critical frequency

3. Table 1: Original setting of the PID controller parameters by the Ziegler-Nichols rules

Controller	K	T_{I}	T _D
PID	$0.6K_{\rm KRIT}$	$0.5T_{\mathrm{KRIT}}$	$0.125T_{\mathrm{KRIT}}$
PI	$0.45K_{\rm KRIT}$	$0.83T_{\rm KRIT}$	
Р	$0.5K_{\rm KRIT}$		

5 The Ziegler-Nichols method for a P controller and explanation on the frequency characteristics of the system

The Ziegler and Nichols method (ZN) was originally empirically derived on the basis of a series of experiments. Soon after its publication, other variants of the basic method were released in order to refine the settings and provide the best courses for a wide class of industrial processes. The results consist in generally much more complicated relationships. But even the widely recognised procedures that were derived theoretically always contain some optional factor, which has empirical character. The main advantage of this method is that we can very quickly determine the basic parameter settings and, according to circuit behaviour of the controllers, modify these settings. Fig. 4 shows the proposal of the proportional controller for transfer function (5) by ZN rules:

$$F_{\rm S}(j\omega) = \frac{2}{(10j\omega+1)(j\omega+1)^2}$$
(5)

The equations for frequency characteristics for the amplitude and phase is given by

$$/F_{\rm S}(j\omega)/_{\rm (dB)} = 20\log 2 - 20\log \sqrt{10^2 \omega^2 + 1} - 40\log \sqrt{\omega^2 + 1}$$
(6)

$$\Phi_{\rm S}(\omega)_{(\circ)} = -\arctan \theta - 2 \arctan \theta \qquad (7)$$

Critical frequency

$$T_{\text{KRIT}} = \frac{2\pi}{\omega_{\text{KRIT}}} = 5.7 \text{ s and critical gain } K_{\text{KRIT}} = 0.5 \ 12.1 \tag{8}$$

For the P controller is

 $F_{\rm R}(s) = 0.5 \ K_{\rm KRIT} = 0.5 \ 12.1 = 6.05$

and the transfer function for the open loop



Fig. 4: A proposal for a P controller by the ZN method

6 The Ziegler-Nichols method for a real PID controller and explanation on the frequency characteristics of the system

Using the parameters from equation (10)

$$K = 0.6 K_{\text{KRIT}} = 0.6 \ 12.1 = 7.26; \quad T_{\text{I}} = 0.5 \ \text{s}; \ T_{\text{KRIT}} = 2.85 \ \text{s};$$

$$T_{\text{D}} = 0.125 \ T_{\text{KRIT}} = 0.125 \ 5.7 = 0.712 \ \text{s}; \ N = 3$$
(10)

In equation (2), we obtain the transfer function of a real PID controller (11)

$$F_{\rm R}(s) = 7.26 \left(1 + \frac{1}{2.85s} + \frac{0.712 \ s}{\frac{0.712}{3} \ s+1}\right) = 2.55 \ \frac{(2.7s^2 + 3.09s + 1)}{s(0.237s + 1)} \tag{11}$$



Fig. 5: A proposal for a real PID controller by the ZN method

When we compare Fig. 4 and Fig. 5, we find out that for the desired phase security with change K in Fig. 5 the response of system will be slow. To ensure greater phase security, it is necessary to significantly reduce the gain of the PID controller. This results in marked slowdown of the dynamics which often occurs when the three largest time constants of system lie close to the borders of one decade of the frequency. It is substantially better when we, against the original setting, lower the gain K by one half and the integration time constant is enlarged twice (or even more), Tab. 2. Ideally, the D part of the controller is not to change due to possible disturbances in the process Fig. 6.

Controller	K	T_{I}	T _D
PID	$0.3K_{\rm KRIT}$	$T_{ m KRIT}$	$0.125T_{\mathrm{KRIT}}$
PI	$0.2K_{\rm KRIT}$	$T_{\rm KRIT}$	
Р	$0.25K_{\rm KRIT}$		

Table 2: Settings of modified parameters of PID controllers

Using the parameters from Tab. 2, we have

$$F_{\rm R}(s) = 3.63 \left(1 + \frac{1}{5.7s} + \frac{0.712 \ s}{\frac{0.712}{3} \ s+1}\right) = 0.6368 \ \frac{(1.487s+1)(4.8s+1)}{s(0.237s+1)} \tag{12}$$



Fig. 6. A proposal for a real PID controller by the ZN method with modified parameters

All the above calculations and charts are only illustrative and facilitate understanding of the proposed controller parameters adjustment by the ZN method.

7 Solution of failures or malfunction in ZN methods

The first condition for the calculation of critical gain is that the system is of a higher than the second order; alternatively, there must be the transport delays. However, even when the transfer function is of the third or a higher order function, failures may occur. Suppose the transfer function according to the following equation:

$$F_{\rm S}(s) = \frac{2}{\left(10s+1\right)^2 \left(0.5s+1\right)} \tag{13}$$



Fig. 7. Failure of the ZN method: The three largest time constants are not in one decade of frequency (13)

By means of an experiment or from the picture, we find out the values of $K_{\text{KRIT}} = 21$ and $T_{\text{KRIT}} = 9$ s. Fig. 7 shows a small phase security; paradoxically, the security decreases with a reduction in gain. However, if the system is designed with the above-stated parameters, it will be stable but unusable in practice. The key value for the applicability of the PID controller is the ratio between the three largest time constants. If the ratio is greater than 12 (in our case, the value is 20), the critical gain and the critical frequency rise disproportionately. The solution of this problem consists in using a longer sampling period, which creates a time delay (14) and a phase shift (the blue line in Fig. 7.). For our system, we can, with regard to the dynamics of the process, choose the sampling period T = 1 and, for example for $\omega = 0.2$, we have $\Phi(\omega)^{\circ} = 10.6$. We used this longer sampling period only for computing K_{KRIT} and T_{KRIT} ; then, a smaller sampling period was used for the controller.

$$F_{\rm SP}(s) \approx e^{-\frac{T}{2}s} \tag{14}$$

8 Conclusions

The 2rd ZN method has a physical basis. Although the method was derived as empirical, it has a physical principle. The response to a change in the set values is sometimes excessively oscillating; however, it is optimal according to the quadratic criterion, and the first overshoot is too large. All should be changed by using a variant of structure: Feed forward, Filtration of the desired value, I-PD structure.

Reference/References

- [1] Åström, K., Wittenmark, B.: Computer controlled systems (3rd ed.), Prentice-Hall, NJ, USA, 1997.
- [2] Pivoňka, P.: Digital Control Technology (in Czech, electronic text), VUT Brno, 2005.
- [3] Pivoňka, P., Schmidt, M.: Comparative Analysis of Discrete Derivative Implementations in PID Controllers. In Systems Theory and Applications Greece 2007, pp. 33-37.
- [4] O'Dwyer, A.: PI and PID Controller Tuning Rules. Imperial College Press, 2003.

NÁVRH REGULÁTORU ASYNCHRONNÍHO MOTORU METODOU \mathcal{H}_∞ LOOPSHAPING

Lukáš POHL

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno $${\rm E}\mbox{-mail: xpohll01@stud.feec.vutbr.cz}$$

Abstrakt:

Tento článek se zabývá návrhem regulátoru pro asynchronní motor metodou \mathcal{H}_{∞} loopshaping. Tato metoda je založena na klasickém tvarování frekvenční charakteristiky v otevřené smyčce rozšířené o robustní stabilizaci výsledného přenosu. Na linearizované rovnice v d-q souřadnicovém systému je navržen proudový regulátor metodou tvarování frekvenční charakteristiky otevřené smyčky. Tento regulátor je posléze stabilizován pomocí \mathcal{H}_{∞} metody za účelem zajištění požadované zásoby stability v modulu.

Klíčová slova: Loopshaping, \mathcal{H}_{∞} , asynchronní motor

1 Klasická metoda tvarování frekvenční charakteristiky

Jmenovatel přenosu (operátorového) $\frac{GK}{1+GK}$ vypovídající o stabilitě uzavřené smyčky se skládá pouze z přenosu otevřené smyčky rozšířeného o jedničku (jednotkovou matici u MIMO):1 + L = 1 + GK. Hlavní cíle tvarování frekvenční charakteristiky jsou shrnuty v následujících bodech:

- Velké zesílení otevřené smyčky na nízkých kmitočtech (potlačení poruchy na vstupu)
- Kmitočet řezu na co nejvyšší frekvenci protínající osu 0dB se sklonem -20dB/dek (stabilita, rychlost přechodného děje), musí protínat osu 0dB dříve než fázová charakteristika protne úhel 180°
- Malé zesílení otevřené smyčky na vysokých kmitočtech (potlačení VF šumu měření)



Obrázek 1: Tvar frekvenční charakteristiky otevřené smyčky

Takto navržený regulátor zaručuje víše popsané vlastnosti pouze pro nominální hodnoty soustavy, v případě změn v soustavě může dojít k nestabilitě.

$\mathbf{2} \quad \mathcal{H}_{\infty} \ ext{Loopshaping}$

Oproti běžné metodě tvarování frekvenční charakteristiky tato metoda navíc řeší problém robustní stabilizace soustavy s normalizovanou nesoudělnou podílovou neurčitostí.

2.1 Nesoudělná podílová neurčitost

Matice M, N vyjadřující přenosy (nebo stavové funkce), které nemají nestabilní póly lze označit za nesoudělnou (levou) faktorizaci soustavy G pokud [3]:

- (I) M je čtvercová matice s nenulovým determinantem
- (II) Soustava je dána $G = M^{-1}N$
- (III) Existují libovolné matice V a U tak, aby MV + NU = I

Minimální stavová realizace je dána:

$$G(s) = D + C(sI - A)^{-1}B =: \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$
(1)

Soustavu popsanou nesoudělnou faktorizací lze při použití stavového popisu získat řešením buď zobecněné Riccatiho rovnice pro řízení nebo pro filtr. Zobecněná algebraická Riccatiho rovnice pro filtr:

$$[MN] = \begin{bmatrix} A + HC & B + HD & H \\ R^{-1/2}C & R^{-1/2}D & R^{-1/2} \end{bmatrix}$$
(2)

Kde $R=I+DD^T$ a $H=-(ZC^T+BD^T)R^{-1}$ existuje právě jedno nenulové řešení $Z\geq 0.$

Pokud dokážeme nominální soustavu rozložit na dva nesoudělné stabilní přenosy $G_0 = M^{-1}N$ je možné každý z těchto přenosů rozšířit o neurčitost kombinující aditivní a inverzní aditivní neurčitosti v soustavě. Získáme tak regulační strukturu zobrazenou na Obrázku 2 popsanou následující rovnicí:

$$G_{\Delta} = (M + \Delta_M)^{-1} (N + \Delta_N) \tag{3}$$

Pro tuto strukturu je dáno, že pokud je G, K vnitřně stabilní lze zásobu stability v modulu vypočítat jako:

$$\left\| \begin{bmatrix} K(I - GK)^{-1}M^{-1} \\ (I - GK)M^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \le \epsilon^{-1}$$

$$\tag{4}$$

Tento problém lze vyjádřit pomocí LMI (lineárních maticových nerovností) což je konvexní problém u kterého lze spočítat globální minimum. Řešením tohoto problému zjistíme maximální dosažitelnou hodnotu zásoby stability ϵ (minimální hodnotu $\gamma = 1/\epsilon$).



Obrázek 2: Regulační smyčka s nesoudělnou podílovou neurčitostí

$$\gamma_0 = (1 - \| \begin{bmatrix} N & M \end{bmatrix} \|_H^2)^{-1/2}$$
(5)

H označuje tzv. Hankelovu normu [3].

Pro výpočet regulátoru zajišťujícího maximální hodnotu zásoby stability v modulu ($\gamma = \gamma_0$) se použije řešení problému Hankelovy aproximace uvedené v [4]:

$$K = \begin{bmatrix} -L^T s + L^T (A + BF) + \gamma^2 Z C^T (C + DF) & \gamma^2 Z C^T \\ B^T X & -D^T \end{bmatrix}$$
(6)

Kde $L = (1 - \gamma^2)I + XZ$ a $F = S^{-1}(D^T C + B^T X)$. Výhodou tohoto řešení je, že se nejedná o iterativní výpočet.

3 Syntéza regulátoru asynchronního motoru metodou \mathcal{H}_∞ loopshaping

Model asynchronního motoru použitý pro návrh robustního regulátoru je matematický model motoru se souřadnicovým systémem spojeným s rotorovým tokem. Systémové matice stavového popisu motoru po linearizaci v pracovním bodě $u_{q0} = 141.8V, u_{d0} = 1.42V, i_{q0} = 11.91A, i_{d0} = 14.434A, \phi_0 = 0.192Wb, \omega 0 = 163.2rad/s:$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{f}{J} & 0 & \mu\phi_{d0} & \mu i_{q0} \\ n_{p}i_{q0} & -\gamma & n_{p}\omega_{0} + 2\eta L_{m}\frac{i_{q0}}{\phi_{d0}} & \frac{\eta L_{m}}{\sigma L_{r}L_{s}} - \frac{\eta L_{m}i_{q0}^{2}}{\phi_{d0}^{2}} \\ -\frac{L_{m}n_{p}\phi_{d0}}{\sigma L_{r}L_{s}} - n_{p}i_{d0} & -n_{p}\omega_{0} - \frac{\eta L_{m}i_{q0}}{\phi_{d0}} & -\gamma - \frac{\eta L_{m}i_{d0}}{\phi_{d0}} & -\frac{n_{p}L_{m}}{\sigma L_{r}L_{s}}\omega_{0} + \eta L_{m}\frac{i_{d0}i_{q0}}{\phi_{d0}^{2}} \\ 0 & \eta L_{m} & 0 & -\eta \end{bmatrix}$$
$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma L_{s}} & 1 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_{s}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$$
(7)

Linearizovaný systém je poté rozšířen o váh
y W_1 a W_2 tak, aby přenos
 $W_1 G W_2$ splňoval požadované vlastnosti.

$$W_1(p) = \begin{pmatrix} \frac{13266(1+0.0067p)}{p} & 0\\ 0 & \frac{1473(1+0.0012p)}{p} \end{pmatrix}$$

$$W_2(p) = 1$$
(8)

Volba W_1 byla provedena tak, aby frekvenční charakteristika singulárních hodnot otevřené smyčky měla co největší zesílení na nízkých frekvencích a procházela osu 0dB se sklonem -20dB/dek v co nejvyšším kmitočtu řezu. K optimalizaci (syntéze robustního regulátoru) byla použita matlab funkce ncfsyn, která má jako vstupní parametry obě váhové funkce W1, W2 a systém popsaný rovnicemi (7).

4 Simulace výsledného \mathcal{H}_{∞} regulátoru

Pro otestování robustnosti výsledného regulátoru byl sestaven model motoru s několika proměnnými parametry, které mají napodobit změnu parametrů motoru v průběhu regulace vlivem změny teplot, či změny pracovního bodu.



Obrázek 3: Regulační smyčka pro řízení otáček asynchronního motoru



Obrázek 4: Skoková odezva otáček pro 10 kombinací neurčitostí

Velikost změn se pohybuje náhodně v rozmezí +/-20% nominálních hodnot indukčností a odporů v modelu motoru. V čase 0.03s je simulován skok zátěžového momentu. Regulátor tuto změnu vyreguluje přibližně za 0.03s v závislosti na kombinaci parametrů.

5 Závěr

Metoda návrhu robustního regulátoru prezentovaná v tomto článku rozšiřuje metodu klasického tvarování frekvenční charakteristiky v otevřené smyčce o robustní stabilizaci. Díky své jednoduchosti je klasická metoda tvarování frekvenční charakteristiky velmi oblíbený způsob návrhu regulátoru. V článku [1] však bylo upozorněno na to, že tato metoda nemusí vždy vést na robustní regulátor stabilní i pro soustavu s neurčitostmi. Tento článek se zabýval možností použití rozšířené metody uvedené v [1] na rovnice asynchronního motoru. Za pomocí váhových funkcí byly definovány základní požadavky na rychlost regulace a stabilitu uzavřené smyčky. Takto rozšířený regulátor byl posléze robustně stabilizován funkcí ncfsyn z Robust Control Toolboxu. Výsledky simulace uvedené v závěru článku dokazují robustnost získaného regulátoru při 20% změnách parametrů soustavy.

Poděkování/Acknowledgement

Tento projekt byl podpořen českou grantovou agenturou GA P103/10/0647 "Intelligent Electrical Drives Predictive and Robust Control Algorithms". Tato publikace vznikla za podpory grantu "Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci"financované z Interní grantové agentury Vysokého učení technického v Brně (číslo grantu FEKT-S-11-6).

Reference

- [1] McFarlane, D.; Glover, K.; , "A loop-shaping design procedure using \mathcal{H}_{∞} synthesis ,"Automatic Control, IEEE Transactions on , vol.37, no.6, pp.759-769, Jun 1992
- [2] Botura, C. P., Neto, M. F. S., Filho, S. A. A.: Robust Speed Control of an Induction Motor: An H_∞ Control Theory Approach with Field Orientation and μ-Analysis, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 5, September 2000.
- [3] Gu, Da-Wei, Petkov, Petko Hr., Konstantinov, Mihail M., Robust Control Design with MATLAB. 2005.
- [4] K. Glover. All optimal Hankel-norm approximations of linear multivariable systems and their \mathcal{L}_{∞} error bounds. International Journal of Control, 39:1115–1193, 1984.

ZRÝCHLENÉ SKÚŠKY ŽIVOTNOSTI

Peter RÁŠO

Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno **E-mail:** xrasop00@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Článok rozoberá teoretické pozadie skúšok bezporuchovosti elektrotechnických zariadení. Špeciálna pozornosť je venovaná popisu a možnostiam procesu vysoko zrýchlenému životnostnému testovaniu HALT, jeho porovnaniu s klasickým testovaním a zaradením do vývojového procesu.

Klíčová slova: testovanie, HALT, spoľahlivosť, životnosť

1 Úvod

Obecne história porúch náhodne vybraného produktu potvrdzuje platnosť Pareto princípu, kde väčšina porúch (80%) býva spojená s rovnakými módmi poruchy. Preto odstránením hlavných módov poruchy sa výrazne zlepší spoľahlivosť produktu. Identifikácia a pochopenie módov poruchy je kľúčová pri návrhu akéhokoľvek systému. Z tohto dôvodu sa testy a skúšky živostnosti orientujú najmä na odkrytie slabých miest, potenciálnych módov poruchy a prípadnému vyčísleniu pravdepodobnosti vzniku módu poruchy v čase (spoľahlivosti). Vyhodnocovanie životnosti vychádza z predpokladaného pracovného prostredia testovaného zariadenia. Zaujímajú nás napríklad klimatické podmienky (teplota, vlhkosť, obsah soli, prašnosť), vibračné charakteristiky prevozu, manipulácie alebo obsluhy.

Zo skúsenosti [1] je známe, že väčšina porúch zariadení je spôsobená ľuďmi buď v oblasti dizajnu alebo produkcii. Nie samotná súčiastka je zdrojom poruchy, ale jej nesprávna integrácia, kde porucha býva obyčajne spôsobená zdrojom mechanického (teplota, vibrácie) alebo elektrického namáhania. Napríklad stredný čas poruchy (MTTF) operačného zosilňovača LMV602 z katalógového listu dostupnom na internete je okolo 90-tisíc rokov, čo je číslo zanedbateľné voči dĺžke životnosti produktu.

Z predchádzajúceho rozboru vychádza, že pre určenie životnosti produktu je predovšetkým potrebné dostatočne poznať hlavné módy zlyhania a cieľové pracovné prostredie produktu. Na problematiku naväzuje proces HALT, ktorý maniacim sa namáhaním stimuluje slabé miesta v návrhu. HALT v poslednej dobe vystupuje do popredia oblasti testovania bezporuchovosti produktov.

2 Testy spoľahlivosti

Zvyšovanie spoľahlivosti produktu sa obyčajne dosahuje opakovaným testovaním, analýzou nájdených chýb a následnou úpravou dizajnu. K dosiahnutiu vyspelosti produktu ešte pred uvedením na trh je potrebná rozsiahla analýza a séria kvalitatívnych a kvantitatívnych testov. Analýza sa zameriava na identifikáciu problematických oblastí, hlavných módov porúch a ich následkom (FMEA, FTA, stress-strength analysis), definovanie cieľov spoľahlivosti alebo ľudských faktorov. Po vytvorení prvého prototypu nás zaujíma overenie funkčnosti dizajnu, odkrytie slabých miest, overenie odolnosti voči klimatickým podmienkam alebo iných parametrov potrebných k certifikácii zariadenia. Túto oblasť pokrývajú kvalitatívne testy. Popri kvalitatívnych testoch sa firmy snažia o kvantitatívne vyjadrenie spoľahlivosti systému, ktoré je zamerané na predikciu životnosti produktu. Aj keď informácia o predpokladanej životnosti výrobku je veľmi cenná hlavne z hľadiska predpovedania ziskov a nákladov, je v prípade komplexných elektrických systémov komplikovaná, dokonca často márnivá a veľmi nepresná. Pretože, ak chceme predpovedať, ktorá časť zlyhá v budúcnosti, musíme poznať príčinu poruchy. Avšak ak poznáme zdroj poruchy, môžme ju odstrániť namiesto jej kvantifikácie. Keďže všetkým poruchám elektronických zariadení je možné určiť ich príčinu [1], potom tieto poruchy je možné predísť. Nutnou a problematickou podmienkou je pochopenie mechanizmu poruchy. Na túto filozofiu nadväzuje HALT.

Ak chceme presne predikovať spoľahlivosť systému, potrebujeme poznať príčiny porúch a ich mechanizmy, avšak rada porúch vrátane porúch spôsobené softwarom sú ťažko predikovateľnou súčasťou spoľahlivosti. Z týchto dôvodov sa kvantitatívne testy používajú najmä v prípade dobre opísateľných únavových mechanizmoch, kde na základe rozloženia porúch v čase v závislosti na zvýšenom zaťažení sa predikuje životnosť pri normálnom zaťažení. Pri predikcii životnosti sa predpokladá, že kumulatívne poškodenie počas normálneho života produktu sa rovná kumulatívnemu poškodeniu počas zrýchleného testu. Doba a mechanizmus namáhania potom môžu určovať životnosť produktu. Akceleračný faktor skúšky je obyčajne odvodený z fyzikálneho modelu popisujúceho daný únavový mechanizmus alebo empirického testovania na viacerých úrovniach zaťaženia.

Hlavným problémom testov spoľahlivosti je nutnosť prijatia predpokladov týkajúcich sa typu zaťaženia, výber modelu a aktivačnej energie. Zrýchlené testovanie môže zaťažovať jednotlivé módy poruchy rôznymi spôsobmi, pričom použité modely môžu byť neplatné pre daný typ súčiastky.

2.1 Typy namáhania

Záťažové skúšky vystavujú zariadenie najmä kumulatívnym únavovým mechanizmom. Porucha nastane, keď zaťaženie prevýši hranicu pevnosti. Tento stav môže nastať v prípadoch, keď produkt obsahuje defekt, čím je znížená jeho pevnosť, alebo keď je produkt vystavený väčšiemu namáhaniu, aké bolo predpokladané. Starnutím produktu vplyvom únavových mechanizmov sa pásmo pevnosti postupne rozširuje, až pokým nedôjde prekrytiu pásma namáhania a pásma pevnosti. Príklad rozloženia namáhania voči pevnosti je zobrazený na obrázku č.1



Obrázek 1: Zvyšovanie pevnosti pomocou HALT [6]

Metódy testovania spoľahlivosti môžme obecne rozdeliť podľa úrovne produktu na testy obvodových dosiek, zapúzdrenia súčiastok a samotných komponentov [2]. Na vyšších úrovniach prevládajú kumulatívne únavové mechanizmy spôsobené vibráciami, teplotnými skokmi, nárazmi, elektrochemickou migráciou, koróziou, pripadne Whisker formáciou. Na úrovni komponentov prevládajú mechanizmy ako elektromigrácia, negative bias temperature instability (NBTI), hot carrier injection (HCI), atmospheric radiation alebo time dependent dielectric breakdown (TDDB). Tieto a iné mechanizmy sú popísané matematickými modelmi, viď. [3], na ktorých sa zakladá predikcia spoľahlivosti nazývaná Physics of Failure (PoF).



Obrázek 2: Rozdelenie porúch v závislosti na type namáhania v rámci HALT [4]

Väčšina porúch elektroniky je spôsobená mechanickými poruchy ako sú vibrácie a teplota. V prípade teploty sú módy poruchy stimulované predovšetkým teplotnými skokmi, ich rozsahom a teplotným gradientom [5]. Pre rôznu teplotnú rozťažnosť susedných materiálov, teplotné zmeny nad $40\,^{\circ}C$ spôsobujú trhanie materiálov a sú účinné pri odhalení výrobných chýb. Vibrácie sa používajú na odkrytie nekvalitných spojov a upevnení mechanického dizajnu. Nízke frekvencie budia väčšie komponenty a vysoké frekvencie menšie komponenty, pričom najväčší dopad má budenie vlastnej rezonančná frekvencie. Preto za najúčinnejšie budenie sa považujú náhodné vibrácie v 6 stupňoch voľnosti. Únava je úmerná dobe namáhania, ale nepriamo úmerná amplitúde budiaceho signálu. Počet porúch v závislosti na type namáhania v rámci HALT testu je na obrázku č.2. Dalšími hlavnými typmi namáhania môže byť vlhkosť, elektrické napätie, prúd, výkon či frekvencia. Teplota a vibrácie sú zdrojom okolo 68% všetkých porúch [6], pričom ich kombinácia je najefektívnejšou cestou ako zrýchliť akýkoľvek mechanizmus poruchy. Capitano [7] uvádza, že práve záťažové skúšky teplotou a vibráciami odkryjú nad 95 % chýb dizajnu, súčiastok a výrobného procesu. Práve preto sa tieto typy namáhania používajú v vysoko zrýchlených životnostných skúškach HALT.

3 HALT

HALT vychádza z tradičného ESS (Environmental Stress Screening) [4]. Nejedná sa ani o kvalitatívnu zrýchlenú skúšku ani o test zhody či PASS/FAIL test. Je to predovšetkým proces, ktorý je primárne určený k odkrytiu slabých miest produktu. V porovnaní s kvantitatívnymi testami HALT zlepšuje spoľahlivosť namiesto jeho numerického vyhodnotenia. Testovacia procedúra sa individuálne upravuje upravuje podľa dostupných informácií z predchádzajúcich testov, špecifikácií súčiastok, povinnosti, tolerančných pásiem a dostupných časových a finančných možností. Neexistuje žiadny štandardný postup k jeho vykonaniu. Kľúčovým a najnáročnejším prvkom je nájdenie a pochopenie mechanizmu poruchy (Root Cause Analysis), pretože korekcia návrhu môže byť vykonaná až
keď je dostatočne pochopená príčina poruchy, čo je úloha, ktorá často krát potrebuje podrobnú analýzu a špeciálne zariadenia.

3.1 Postup

Ak je možné, pri HALT testoch býva zariadenie zapnuté a jeho funkčnosť je monitorovaná externým zariadením. Zaťaženie sa zvyšuje po krokoch (step-stress test), pokým sa neobjaví abnormalita. Tento bod sa nazýva operačný alebo deštrukčný limit a mód poruchy je zaznamenaný a následne analyzovaný. Operačný limit je v podstate indikátorom robustnosti a preto aj spoľahlivosti.



Obrázek 3: Príklad profilu použitého pri kombinovanom namáhaní. [1]

Klasický test prebieha od najmenej deštrukčného namáhania až po tie výraznejšie. Obyčajne sa začína namáhanie nízkou teplotou a postupne sa postupuje vysokou teplotou, tepelnými cyklami, vibráciou (náhodná v 6. stupňoch voľnosti) a kombinovaným prostredím teplotných cyklov a vibrácií [4]. Keď sa nájde abnormalita, namáhanie sa vráti na nominálnu hodnotu a je otestovaná jeho funkčnosť. Ak zariadenie je funkčné, pokračuje sa v zvyšovaní zaťaženia, až kým je zariadenie aj po odstránení zaťaženia nefunkčné (deštrukčný limit). Priebeh testu býva doplnený o ďalšie typy namáhania ako napríklad kolísanie napájania, nábehové testy, zmeny frekvencie atď. Test sa považuje za úspešný, keď sú nájdené a pochopené hlavné módy poruchy, tieto módy sú opravené a následne verifikované. V ideálnom prípade test končí až po dosiahnutí technologického limitu. Metóda HALT sa v podstate snaží do produktu zabudovať čo najvyššiu spoľahlivosť a životnosť. Opakovaným nájdením a opravou slabých miest rozširujeme operačný rozsah produktu. Čím väčší rozdiel medzi operačným rozsahom a operačným limitom, tým je menej pravdepodobný vznik poruchy vplyvom namáhania, ako je vidieť na obr.4.

Okrem testovaniu nových dizajnov, je HALT vhodný k vyhodnocovaniu variability komponentov a výrobných procesov, postupných zmien v existujúcom návrhu, testovaniu interakcií medzi hardwarom a softwarom, alebo k objasneniu porúch, pri ktorých sa nepodarilo určiť príčinu poruchy. Hlavné a najčastejšie diskutované problémy sú spojené s použitými vibračným namáhaním. HALT komory obyčajne používajú pneumatické (repetitive-shock) vibračné stoly, ktoré nemajú dostatočne opakovateľné a rovnomerne budenie. Ďalším problémom býva rozdielnosť medzi namáhaním v HALT komore a tým, ktorému je zariadenie podrobené v skutočnej prevádzke. Preto môžme stimulovať módy poruchy, ktoré nemajú súvislosť s reálnymi podmienkami. Tento problém je smerovaný na poruchovú analýzu a RCA, ktorá by mala potvrdiť potrebu korekčných zásahov.



Obrázek 4: Závislosť operačných limitov na poruchovosti produktu [1]

4 Záver

Oblasť zrýchlených životnostných skúšok sa spolu s technológiou pomaly vyvíja. Snaha o získanie lepších výsledkov a zmysluplnej predikcii spoľahlivosti naráža o nutnosť fyzikálneho pochopenia mechanizmov poruchy. Zrýchlené skúšky majú svoje opodstatnenie najmä v oblasti odkrývania slabín návrhu. HALT obecne zvyšuje živostnosť a spoľahlivosť zvyšovaním pevnosti produktu. Za určitých predpokladov a dostatočnej histórie poruchovosti zariadení sa nájdené limity počas HALT testu môžu použiť k predikcii životnosti. Matematický model k tejto predikcii vytvoril a patentoval McLean [4], ale za jeho presnosťou a validitou stále stojí niekoľko otázok. Ako sa vyjadrili autority z oblasti spoľahlivostného inžinierstva [1], inžinieri by sa mali zameriavať na prevenciu porúch a nie vyčísľovanie pravdepodobnosti poruchy.

Reference

- [1] Barnard, A., Ten things you should know about HALT & HASS, Reliability and Maintainability Symposium (RAMS), 2012
- [2] Bechtold, L.E.; , "Industry consensus approach to physics of failure in reliability prediction," Reliability and Maintainability Symposium (RAMS), 2010 Proceedings - Annual, pp.1-4, 25-28 Jan. 2010
- [3] The Reliability Information Analysis Center (RIAC), Web-Accessible Repository of Physics-based Models, [Online], 2012 [cit. 10-Aug-2012]. Available: http://www.theriac.org/WARP/index.php.
- [4] McLean H. W., Halt, Hass, and Hasa Explained: Accelerated Reliability Techniques, ASQ Quality Press, pg 170, 2009, ISBN 0-873-897-668
- [5] Connolly M.P., Rose R.K.,: Can HALT and HAST Replace Some U.S. MIL-STD-331 Climatic Tests for Electronic Fuzes? [presentation], NDIA 47th Annual Fuze Conference, U.S. Army Aviation and Missile Command, 2003
- [6] Hsu, A.; Huang, D.L.S.; Chang, G.; Yang, J.; , "Understanding HALT application in desktop, NB and Server,"Reliability and Maintainability Symposium (RAMS), 2012 Proceedings - Annual , vol., no., pp.1-6, 23-26 Jan. 2012
- [7] J. Capitano, HALT/HASS Explaining Accelerated Aging, Advanced Reliability Engineering Technology, 2006

AKTIVNÍ TLUMENÍ VIBRACÍ VETKNUTÉHO NOSNÍKU

Pavel Šuránek, Jiří Tůma Fakulta strojní, VŠB – Technická univerzita Ostrava, 17. listopadu 15/2172, 708 33 Ostrava – Poruba **E-mail:** pavel.suranek.st@vsb.cz, jiri.tuma@vsb.cz

Abstrakt

Referát se zabývá aktivním tlumením vibrací vetknutého nosníku a vznikl na základě diplomové práce hlavního autora. Cílem práce bylo sestavit laboratorní model, osadit jej snímači a akčním členem ve formě piezoaktuátoru a navrhnout takový regulátor, který zajistí, aby se nosník choval jako prvek s výraznějším tlumením než je přirozeně obvyklé. Mechanický systém vetknutého ocelového nosníku je totiž zajímavý tím, že má velmi malý koeficient poměrného tlumení, dále je možné elasticky se chovající nosník chápat jako systém s nekonečným počtem stupňů volnosti a tím pádem vykazující nekonečný počet rezonančních frekvencí. Návrh regulátoru byl realizován v programu MATLAB-Simulink a implementován do signálového procesoru dSPACE. Zpětná vazba byla zajištěna pomocí laserového snímače pracujícím na principu optické triangulace. Dynamické vlastnosti vetknutého nosníku byly identifikovány pomocí signálového analyzátoru PULSE (Brüel & Kjær), piezoelektrických snímačů síly, zrychlení a impulsního kladívka.

Klíčová slova/Keywords: vetknutý nosník, piezoaktuátor, aktivní tlumení

1 Úvod

Mechanické systémy se vyznačují dynamickým chováním. Obvykle je při výuce znázorňován mechanický kmitavý systém jako řazení hmoty, pružiny a tlumiče a u takové sestavy se očekává jedna rezonanční frekvence. V případě, když hmotu nebudeme uvažovat jako tuhou, ale jako pružnou lze u takových struktur, které chápeme jako řazení nekonečného počtu elementárních hmot spojených pružnými a tlumicími prvky, očekávat nekonečný počet těchto rezonanční frekvencí. U ocelových struktur vyznačujících se velmi malým poměrným tlumením mohou být tyto rezonanční frekvence velmi nebezpečné, zejména pro statiku budov, mostů a podobně. Je obvyklé tlumit tyto rezonanční vrcholy pasivně, to znamená pomocí tlumičů, pružin umístěných obvykle u základů budov. Cílem práce na Katedře automatizační techniky a řízení, VŠB TU, FS, bylo zvolit odlišný přístup k problému a vyzkoušet aktivní tlumení vibrací.

2 Definice problému

Bylo nutné navrhnout a sestavit laboratorní systém k testování aktivního tlumení vibrací ocelového jednostranně vetknutého nosníku. Dále bylo nutné pomocí diagnostických zařízení a analytických výpočtů identifikovat soustavu zejména vlastní mechanické kmity nosníku. Nakonec bylo nutné zapojit regulační obvod a navrhnout regulátor, který by potlačoval alespoň první mód kmitů.

3 Konstrukce laboratorního modelu

Filozofie návrhu laboratorního modelu vycházela z předpokladu, že nosník bude pevně vetknut do masivního základu. Co nejblíže vetknutí bude připevněn piezoaktuátor z toho důvodu, aby měl na pákovém efektu největší účinek. Největší vychýlení nosníku je na volném konci, z tohoto důvodu byl snímač výchylky umístěn na tomto konci.

Bylo rozhodnuto, že konstrukce bude provedena ze stavebnicového systému ITEM řady 12 (délka strany základního elementu má hodnotu 60 mm). Návrh konstrukce byl proveden v programu Autodesk Inventor. Hmotnost konstrukce ve stavu zobrazeným na Obrázek 1 je přibližně 45 kg.



Obrázek 1: Návrh a realizace laboratorního modelu

3.1 Snímač výchylky

K měření výchylky na konci nosníku byl použit snímač Micro-Epsilon ILD 1300-20. Tento snímač funguje na principu optické triangulace, měřicí rozsah je 20 mm, vzorkovací frekvence 500 Hz, nepřesnost $\pm 0,2\%$ z rozsahu, rozlišitelnost 4 µm, má standardní proudový výstup 4÷20 mA, použitím výstupního obvodu byla tato hodnota upravena na 1÷5 V.

3.2 Piezoaktuátor Physical Instruments P-845.60

Použitý piezoaktuátor má zvih 90 μ m, je schopný vyvinout sílu 3000 N v tlaku a 700 N v tahu. Je připojen k zesilovači E-500.00 do něhož vchází signál 0÷10 V a samotný piezoaktuátor je napájen napětím -20÷120 V.



Obrázek 2: - Piezoaktuátor P-845-60

3.3 Signálový procesor dSpace

Signálový procesor dSPACE obsahuje procesorovou kartu DS1005 a vstupně výstupní kartu DS2211.

Procesorová karta DS1005 provádí výpočet aplikací. Tato karta je architektury Power PC. Umožňuje vytvořit multiprocesorové konfigurace. Procesorová karta komunikuje se vstupně výstupními kartami pomocí sběrnice PHS (peripherial high-speed bus).

Vstupně výstupní karta DS2211 byla navržena pro použití v automobilovém průmyslu. Standardně obsahuje digitální a analogové vstupy a výstupy, moduly pro pulsně šířkovou modulaci, vstupy pro měření frekvence, generátory a tvarovače signálu.

Systém podporuje tvorbu simulačních modelů v prostředí MATLAB Simulink, z nichž je generován spustitelný soubor.

4 Analytická identifikace nosníku

Jelikož lze elastický nosník vnímat jako soustavu nekonečného počtu hmotných bodů, bude mít nosník nekonečný počet vlastních frekvencí. Jednotlivé vlastní kruhové rychlosti jsou určeny vztahem:

$$\Omega_n = \frac{\lambda_n^2}{l^2} \sqrt{\frac{EJ}{\rho S}}$$
(1)

 λ_n je kořen frekvenční rovnice, která má pro uložení pevný-volný tvar:

 $\cos\lambda\cosh\lambda + 1 = 0 \tag{2}$

a tyto kořeny jsou:

$$\lambda_{1} = 0,5968\pi$$

$$\lambda_{2} = 1,4942\pi$$

$$\lambda_{n} = \left(n - \frac{1}{2}\right)\pi; \quad n = 3,4,...,\infty$$
(3)

l je délka nosníku, E je Youngův modul pružnosti, J je moment setrvačnosti plochy průřezu nosníku, ρ je hustota materiálu, S je plocha průřezu

Přepočet mezi vlastní kruhovou rychlostí a vlastní frekvencí je:

$$f_n = \frac{\Omega_n}{2\pi} \tag{4}$$

Vlastní frekvence jednotlivých módů byly vypočteny:

$$f_1 = 16,84 \text{ Hz}, f_2 = 105,57 \text{ Hz}, f_3 = 295,53 \text{ Hz}, f_4 = 579,23 \text{ Hz}...$$

5 Experimentální identifikace systému

Chování systému bylo rovněž zkoumáno experimentálně. Na konec nosníku byl umístěn piezoelektrický akcelerometr za účelem snímání výstupu systému, buzení bylo prováděno v místě spojení piezoaktuátoru impulsním kladívkem, vyhodnocovacím zařízením byl signálový analyzátor PULSE, vše od firmy Brüel & Kjær. Analýza výsledků byla prováděna v programu Signal Analyzer. Tvar testovacího impulsu se má blížit impulsu Diracovu z toho důvodu, že Diracův impuls obsahuje složky všech frekvencí. Rezonanční vrcholy byly prakticky totožné s vypočtenými rezonančními frekvencemi, kromě několika, které byly ovlivněny patrně rezonančními vlivy rámu celé konstrukce.



Obrázek 3: Frekvenční charakteristika vetknutého nosníku

6 Řídicí algoritmus

Bylo zapotřebí navrhnout takový řídicí algoritmus, aby piezoaktuátor vyrovnával poruchy řízení, které byly realizovány silovým působením na nosník (manuální vychýlení konce nosníku prstem a jeho rozkmitání). Nejlépe fungovalo řízení, kdy se aktuátor vysouval stejným směrem, jako konec nosníku tak, jak je nakresleno na následujícím obrázku.



Schéma v Simulinku vypadalo následovně:



Obrázek 5: Simulační schéma

6.1 Výsledky aktivního tlumení

Na následujících obrázcích je porovnání průběhů dokmitání výchylky samovolné a se zapnutou regulací. Je zřejmé, že dokmitání nosníku je s regulací přibližně 8 krát rychlejší. Ze

zobrazeného průběhu akční veličiny je patrné, že způsob řízení při tlumení velkých výchylek se blíží dvoustavové regulaci.



Obrázek 6: Průběh výchylky bez aktivního tlumení vibrací



Obrázek 7: Průběh akčního zásahu při regulaci

Dále byla měřena přenosová funkce v otevřeném regulačním obvodu a v uzavřeném pomocí buzení bílým šumem. Byly vykresleny frekvenční charakteristiky, vstup byl bílý šum a výstup výchylka. Je vidět, že rezonanční vrchol pro první mód kmitání z frekvenční funkce zmizel.



Obrázek 8: Frekvenční charakteristiky v otevřeném a uzavřeném obvodu

7 Závěr

Cílem práce bylo vymyslet a realizovat laboratorní stav, na kterém by bylo možné zkoušet aktivní tlumení vibrací a vyvinout řídicí algoritmus. Konstrukce laboratorního modelu byla zhotovena ze stavebnicového systému ITEM, jako snímač výchylky byl použit laserový triangulační snímač. Systém byl aktivně tlumen pomocí piezoaktuátoru, který měl sice malý zdvih, ale tento nedostatek byl kompenzován vysokou rychlostí a silou akčního členu. Řídicí algoritmus byl vytvářen v programu MATLAB-Simulink a implementován do signálového procesoru dSPACE.

Pomocí aktivního tlumení vibrací piezoaktuátorem bylo dosaženo výrazně vyššího útlumu oproti přirozenému chováni ocelového nosníku. Při buzení malých výchylek bylo dosaženo absolutního odstranění rezonančního vrcholu pro první mód kmitání.

Práce na projektu může pokračovat dále s cílem navrhnout takový druh řízení, který by odstranil další rezonanční vrcholy. Lze očekávat, že odstranění v pořadí dalšího vrcholu bude muset být provedeno zpětnou vazbou s opačnou fází, než je tomu u prvního módu kmitů.

Prezentovaným projektem se podrobně zabývá diplomová práce prvního autora [6].

Poděkování

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

Reference

- [1] Fuller Ch.C., Active control of vibration. Academic Press, 1996, ISBN 0-387-40649-2.
- [2] Gawronski W.K., Advanced Structural Dynamics and Active Control of Structures, Springer New York, ISBN 0-387-40649-2.
- [3] Preumont A., Seto K., Active control of structures. New York: WILEY, 2008, 296 s. ISBN 978-0-470-03393-7.
- [4] Juliš, K & Brepta, R. 1987. Mechanika II.díl –Dynamika; Technický průvodce. 1. vyd. Praha: SNTL, 1987. 687 s.
- [5] Noskievič, P. 1999 Modelování a identifikace systémů. 1. vyd. Ostrava: Montanex, 1999. 280 s. ISBN 80-7225-030-2
- [6] Šuránek, P. 2012 Aktivní tlumení vibrací: diplomová práce. Ostrava: VŠB-TUO, Katedra automatizační techniky a řízení, 49 s. Vedoucí práce: Tůma, J
- [7] Tůma, J. Diagnostika strojů, 1. vyd. Ostrava : Skripta VŠB TU Ostrava, 2009. 138 s. ISBN 978-80-248-2116-0.
- [8] Tůma, J. Signal processing, 1. vyd. Ostrava : Skripta VŠB TU Ostrava, 2009. 156 s. ISBN 978-80-248-2114-6.
- [9] Tůma, J. Složité systémy řízení, I. Díl: Regulace soustav s náhodnými poruchami, 1. vyd. Ostrava : Skripta VŠB TU Ostrava, 1998. 151 s. ISBN 80-7078 534 9.
- [10] Víteček, A. & Vítečková M., 2008 Základy automatické regulace. 1. vyd. Ostrava: Katedra ATŘ VŠB-TU Ostrava, 2008. 244 s. ISBN 978-80-248-1924-2

VYUŽITÍ FOTOLUMINISCENČNÍ METODY PRO DETEKCI VÝROBNÍCH VAD SOLÁRNÍCH ČLÁNKŮ

David VALA, Kristýna FRIEDRISCHKOVÁ FEI, Katedra kybernetiky a biomedicínského inženýrství, VŠB-TU Ostrava 17.listopadu 15, 70833, Ostrava Poruba E-mail: <u>david.vala@vsb.cz</u>, kristyna.friedrischkova@vsb.cz

Abstrakt/Abstract:

Problematice fotovoltaických solárních systémů je věnována v České republice v posledních dvou letech nebývalá a často širokou veřejností velmi negativně chápaná mediální pozornost. Fotovoltaické solární systémy patří do skupiny alternativních zdrojů energií. Svým charakterem je jejich úspěšná aplikační implementace poplatná řadě podmínek. Životnost těchto energetických zdrojů souvisí ve velké míře s kvalitou výroby a schopností výrobců rozpoznat chyby technologie. V předloženém článku je popsána metoda měření fotovoltaických solárních článků a panelů metodou elektroluminiscence s využitím základních běžně dostupných laboratorních zařízení a programových nástrojů.

Klíčová slova/Keywords: Fotovoltaické články, elektroluiniscence, měření

1 Úvod

Rozvoj aplikací fotovoltaických solárních systémů v minulých letech, zvláště v České republice je reakcí na politické tendence související s řadou faktorů. Nelze však přehlédnout rozvoj obecných technologických schopností, kdy na počátku 90. let dvacátého století došlo ke kvalitativní technologické změně výroby. Před tímto přelomem se vyráběly fotovoltaické solární články z odpadu z výroby polovodičů (pokud pomineme články vyráběné pro speciální účely, např. pro kosmický výzkum). Rozvoj standardizace a kvality výroby polovodičů, poptávka pro instalace fotovoltaických systémů v pozemních aplikacích expandoval specializaci materiálů a technologií pro jejich hromadnou výrobu. S rozvojem této výroby se rozvíjí i metody technologických a servisních měření, které mají za cíl standardizovat vyráběnou kvalitu a zajistit návratnost stále ještě vysokých počátečních investic na pořízení těchto energetických zdrojů. Během let byla vyvinuta řada metod a zařízení umožňujících sledovat parametry fotovoltaických solárních článků a z nich vytvořených panelů a jejich soustav. Předložený článek v první části klasifikuje nejpoužívanější metody měření, v hlavní části se zaměřuje na problematiku elektroluminiscence, popis sestaveného laboratorního zařízení a výsledky měření. V závěru článku je shrnuto hodnocení dosažených výsledků a v krátkosti nastíněn postup dalších prací.

2 Princip elektroluminiscence

Elektroluminiscence se řadí do optických jevů v polovodičích, které tvoří souhrn fyzikálních a chemických jevů, které se týkají záření o vlnové délce označované jako viditelné záření. Optické jevy dělíme na 2 hlavní skupiny:

a) Fotoelektrický jev - je vznik volných nosičů při interakci hmoty a záření [3].

Dělí se dále na:

- Vnější elektron opustí krystal polovodiče
- Vnitřní elektron zůstane uvnitř polovodičového krystalu.

Fotoelektrická vodivost - je rozdíl konduktivity za světla a za tmy.

$$\Delta \sigma = \sigma_0 - \sigma_T = q(\Delta N_n b_n - \Delta N_p b_p) \tag{1}$$

b) Elektroluminiscence - je děj, při němž elektrony přeskakují z vyšší energetické hladiny do nižší, což vyvolá vznik elektromagnetického záření. Platí zákon zachování energie a zákon zachování hybnosti rekombinujících elektronů.

U polovodičů s přímým mezipásmovým přechodem, jako je GaAs, při rekombinaci páru elektron – díra je vysoká pravděpodobnost vyzáření fotonu o energii rovnající se šířce zakázaného pásu v místě přímého přechodu. Této vlastnosti se využívá u LED diod a polovodičových laserů.

Frekvence emitovaného záření je dána vztahem :

$$\nu = \frac{E \cdot g}{h}, \nu = \frac{c}{\lambda} \tag{2}$$

Rekombinace prostřednictvím příměsových center:

$$v = \frac{E_g - \Delta E_{A,D}}{h} \tag{3}$$

Rekombinace spojená se zánikem excitonu:

$$\nu = \frac{E_g - \Delta E_{ex}}{h}, \nu = \frac{c}{\lambda} \tag{4}$$

U polovodičů s nepřímým mezipásmovým přechodem se při generačně-rekombinačních dějích kromě energie fotonů účastní i fonony (tepelné kmity krystalografické mřížky). Z tohoto důvodu tyto materiály nejsou vhodné pro optoelektroniku. Přestože je pravděpodobnost vyzáření fotonu při rekombinačních dějích u těchto polovodičů nižší a je tu větší neurčitost energie vyzářeného fotonu, lze tuto metodu použít pro generování světelné emise a s její pomocí analyzovat struktury polovodičových přechodů P-N, jako jsou solární články [1].

2.1 Elektroluminiscence u FV článků

Tato metoda umožňuje detekci materiálových a procesních defektů – chybových artefaktů solárního článku. Ve výsledcích měření lze také pozorovat rozložení proudové hustoty v článku. Měření začíná vybuzením fotonů přiloženým elektrickým polem, kdy se do FV článku pouští jmenovité stejnosměrné napětí a proud z regulovaného zdroje v propustném směru. Tento test se provádí v uzavřeném box za absolutní tmy a obraz z kamery je přenášen do počítače. Jako snímací prvek jsou zde použity senzory citlivé na světlo, například CCD nebo CMOS [1]. Pozn: Prochází-li elektrický náboj luminoforem, excito-vané elektrony uvolňují svou energii ve formě fotonů - světla. Přičemž platí zákon zachování energie a zákon zachování hybnosti rekombinujících párů elektron-díra. Energie fotonu je dána vzorcem, kde h je planckova konstanta 6,626.10-34 Js = 4,14.10-15 eVs a f = frekvence vlnění [2].

$$E=h*f$$
(5)

Základem tohoto testování je nahlédnutí do vnitřní struktury panelů, která zůstává pohledu oka skrytá. Pro názornost uvádíme příklady fotovoltaických článků, které se jeví jako bezchybná

2.2 Teoretické možnosti detekce paralelních odporů v objemu PN přechodů FV článků

Elektroluminiscenční test dále jen ELCD test umožňuje detekci respektive zviditelnění materiálových a výrobních vad solárního článku. S jeho pomoci lze vyhodnotit jak kvalitu

výrobního procesu článků, tak i případné defekty vzniklé při pozdější manipulaci s fotovoltaickými moduly. Dokáže odhalit skryté vady, nezjistitelné jinými metodami (např. flash test, V-A charakteristiky, termokamera). Především mikropraskliny mají zásadní vliv na dlouho-dobou stabilitu výkonových parametrů fotovoltaických panelů.Během měření můžeme pozorovat rozložení proudové hustoty v článku

3 Měřící soustava

Laboratorní soustava je založena na PC s I/O modulem pro vstup videosignálu, CCD kameře a laboratorním zdroji.



Obrázek 1. Demonstrační testovací zařízení pro měření elektroluminiscence FV panelů.

Zpracování naměřených dat

Při tomto testu se načítají data z kamery do prostředí Lab View (dále jen LW), kde jsou v daný okamžik uloženy, jako obrázek se kterým se dále pracuje. Načtení obrazu je provedeno pomocí Vision Acquisition, ve kterém jsou nastaveny počáteční parametry kamery, např. snímání dat, rozlišení a jiné. Obraz z kamery je staticky ukládán na pevný disk. Kvalitu uložení obrázku je možno si zvolit z několika variant, které nabízí IMAQ Write File.

Výsledky měření

Pro porovnání obrazu byl solární panel nejdříve sejmut za denního osvětlení, následně na něj byla položena černá komora ve formě krabice a opět sejmut obraz. Následně byl připojen stejnosměrný zdroj a sejmut obraz. Jelikož je při tomto měření použita relativně nekvalitní kamera je nutné od posledního sejmutého obrázku (FV panel připojen ke ss zdroji) odečíst šum kamery (sejmutý obraz za tmy).

4 Zpracování obrazu metodami zvýšení kontrastu

4.1 Číslicová reprezentace obrazu

Z algoritmického hlediska je výhodné diskretizovaný kvantovaný videosignál (číslicový obraz) reprezentovat pomocí rastru R a kvantovaných hodnot definovaných v jeho bodech. Metody zpracování obrazu:

- a) Metody korekce zkreslených obrazů a formulace úlohy korekce
 - Vymezení problematiky korekce
 - Metody potlačení šumu v obraze
 - Korekce lineárních, nelineárních a geometrických zkreslení

- b) Metody a metodologie preparování a zlepšení vizuální kvality obrazů
 - Prahové metody preparování obrazu
 - Lineární a nelineární metody preparování
 - Lineární metody
 - Kombinované metody využívající specifika vizuálního vnímání
 - Geometrické transformace



Obrázek 2. FV článek za denního osvětlení, FV článek v temné komoře, FV článek připojený k zdroji ss proudu a jejich histogramy

Lineární metody zpracování obrazu jsou v postatě rozšířením metod korekce lineárních zkreslení. Je možno je chápat také jako optimální lineární filtraci signálu v šumu. Pod pojmem šum rozumíme detaily v obraze, které pro danou úlohu analýzy obrazu nejsou důležité. Tuto filtraci je možno realizovat v prostorové nebo spektrální oblasti. Pozorovaný obraz přitom považujeme za aditivní směs zvýrazňovaných objektů a pozadí obrazu.

Za lineární metody zpracování obrazu lze považovat metody sčítání a odčítání obrazů mezi sebou, superpozice obrazu obrazem extrahovaným nebo preparovaným z jiného obrazu či totožného obrazu. Dle rozsahu implementace algoritmů mluvíme o globální adaptaci obrazu nebo jen lokální, kdy jsou algoritmické přepočty obrazu implementovány jen na jeho část. Pokud uvažujeme filtraci ve spektrální oblasti, je zřejmé, že objekty mající malý geometrický rozměr budou mít frekvenční oblasti maximum ležící v oblasti vysokých prostorových frekvencí. Při extrakci větších detailů v obraze se maximum spektra posune oblasti nižších prostorových frekvencí. Z tohoto vyplývají i zásady používání při preparování obrazu. Chceme-li extrahovat malé detaily – potlačujeme nízké frekvence. Potlačovat vysoké frekvence – pokud nám jde např. o vyhlazení obrazu.

4.2 Zvýšení lokálního kontrastu pomocí transformace histogramu, Rankové metody preparování obrazu (dále jen RM)

RM se mohou používat ve všech operacích zpracování obrazů. Používají se pro standardizaci a vyhlazování obrazů, zvýraznění detailů obrazů, vyčleňování objektů z pozadí obrazu a detekci hranic objektů

Poslední výzkum metod preparování obrazu vedl ke zevšeobecnění prahových metod s metod využívajících histogram obrazu. V publikacích byly navrženy a prozkoumány rankové algoritmy zpracování obrazu, které vycházejí z rankových charakteristik posloupností obrazových bodů pro různé druhy okolí. Mnohé nelineární transformace mají společný metodologický základ a možno je považovat za speciální případy rankových transformací. Rankový algoritmus realizuje nelineární transformaci signálu. Tvar nelineární funkce závisí na dané podmnožině rankových statistik určitého výběru vzorků, tvořeného vzorkem signálu a nějakým jeho okolím. Výběr statistik a okolí bodů je velmi významné. RM v porovnání s metodami lineární filtrace jsou více lokálně adaptivnější, protože vycházejí z histogramu okolí, které je lokální charakteristikou obrazu. Nemají prostorovou setrvačnost – vliv jednotlivých detailů se rozprostírá ve výsledném obraze do vzdálenosti apertury použitého filtru. Důsledkem této setrvačnosti je např. rozmazávání hranic detailů nebo jejich zkreslení tvaru při extrakci z pozadí. Principiálním nedostatkem RM je to, že tyto metody nevyužívají prostorovou souvislost mezi obrazovými body. Toto se projeví ve skutečnosti v histogramu relativních četností hodnot videosignálu v okolí daného bodu rastru.

4.3 Zvyšování detailnosti obrazu

Zvýraznění detailů v obraze je protikladem k metodám vyhlazování obrazů. Při vyhlazování se rozdíly detailů stírají. Při zvýrazňování detailů je cílem tyto rozdíly zvětšit. Proto se zvýšení detailnosti obrazu nazývá také zvýšením lokálních kontrastů (dále jen ZLK). ZLK se dosahuje prostřednictvím mření hodnot videosignálu v daném obrazovém bodě a hodnot videosignálu v bodech jej obklopujících a pomocí zesílení těchto rozdílů. Nejznámější a nejjednodušší metodou je metoda neostré masky, dále pak metody klouzavé ekvalizace histogramu a její zevšeobecnělá varianta metoda mocninné intenzifikace.



Obrázek 3. Obraz po odečtení šumu a obraz po ekvalizaci.

1.1 Detekce detailů a jejich hranic

Algoritmy pro zvýšení lokálních kontrastů a extrakce detailů jsou velmi podobné algoritmům detekce detailů a jejich hranic. Tyto algoritmy preparování obrazu zjišťují míru statistického nesouladu mezi charakteristikami rozdělení hodnot videosignálu v bodech celého okolí centrálního bodu a danými statistickými charakteristikami, které popisují rozdělení hodnot videosignálu v hranicích detailů. V případě úlohy detekce detailů se rozměr okolí volí blízký rozměru detailů, které je třeba detekovat. V případě detekce hranic detailů, je třeba

tento rozměr volit v rozsahu rozměru hranic detailů. Samotná detekce se sestává přitom z porovnání vypočítané míry shody se zvoleným prahem.



Obrázek 4. Zvýraznění hran a lineární transformace rastru sledovaného článku s využitím zvýraznění artefaktů metodou pseudobavení.

5 Závěr

V rámci řešení se tým seznámil s problematikou měření charakteristik fotovoltaických solárních článků a panelů. Problematika byla zapracována do výukových materiálů a praktických cvičení realizovaných v rámci výukového procesu na VŠB-TUO. Popisovaná metoda elektroluminiscence je použitelná jak pro mezioperační kontrolu, tak servisní měření a sledování vývoje chybových artefaktů sledovatelných v ploše solárních fotovoltaických článků nebo panelů např. během životnostních zkoušek. Cílem laboratorní realizace bylo vytvoření jednoduchého laboratorního systému podpořeného schopnostmi nástrojů pro zpracování obrazu matematickými metodami. Shrneme-li dosažené laboratorní výsledky měření, je možno konstatovat, že se podařilo sestavit funkční měřicí řetězec ze standardně dostupných komponent a pomocí realizovaného SW získat výsledky velmi podobné poskytnutým profesionálním nástrojům v takové kvalitě, která je vhodná jak pro výukové účely tak i běžnou komerční diagnostiku FV panelů.

Poděkování

Problematika byla podpořena řešením a výsledky řešení projektu "Komplexní automatizace řízení sluneční clony" podpořeného z veřejných prostředků MPO ČR v programu TIP FR TI1/231.

Reference

- [1] [1] Vaněk Jiří, Vysoká učení technické v Brně [online]. 16.8.2010 [31.12.2010].
 Dostupné z http://www.asb-portal.cz/tzb/energie/diagnosticke-metody-fotovoltaickych-clanku-2100.html>
- [2] Hofman Pavel, Pospíšil Jiří. firma ABOT fotovoltaická zařízení s.r.o, [online], 2010
 [31.12.2010], Dostupné z < http://www.abot.cz/cs/o-nas >
- [3] Wikipedia [online], 6.2.2010 [23.2.2011], Dostupné z http://cs.wikipedia.org/wiki/Optické_jevy_v_polovodičích
- [4] Solární novinky, 2010 [23.2.2011], Dostupné <http://www.solarninovinky.cz/2010/index.php?rs=4&rl=2010070104&rm=15:91>
- [5] Leonid Jaroslavskij, Ivan Bajla, Metódy a systémy číslicového spracovania obrazov, 1.vyd, Bratislava: Alfa, 1989. ISBN 80-05-00046-4

REAL-TIME ŘÍZENÍ ELEKTRICKÝCH POHONŮ S CompactRIO SYSTÉMEM

Libor VESELÝ, Ivo VESELÝ Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno E-mail: veselyl@feec.vutbr.cz, xvesel43@stud.feec.vutbr.cz

Abstrakt: Článek se zabývá základním popisem CompactRIO systému, strukturou aplikace reálného času. Dále je popsána problematika, s kterou se setkáváme při řízení tří fázových elektrických pohonů. V závěr článku jsou zhodnoceny výhody a nevýhody CompactRIO systému.

Klíčová slova: Real-time, cRIO, FPGA, PWM

1 Úvod

Jednou z fází vývoje nových řídicích algoritmů pro elektrické pohony může být jejich real-time testování. Pro tyto účely hledáme nové platformy, které jsou dostatečně výpočetně výkonné a šetří čas při testování. Jednou z možností je využití systému CompactRIO. CompactRIO bylo vyvinuto společnosti National Instruments (NI) je postaveno na kombinaci programovatelného hradlového pole (FPGA) a výkonném vícejádrovém procesoru.

Při řízení tří fázových elektrických pohonů musíme řešit několik zajímavých problému. Nezbytný je vhodný návrh pulzně šířkového modulu (PWM), který generuje signály pro spínání výkonových tranzistorů. S generováním spínacích signálu pro výkonové tranzistory souvisí problematika dead-time a popřípadě dead-time kompenzace. Při využití elektrických pohonu pro dynamicky náročné aplikace bude nutno implementovat vektorové řízení. Pro správnou funkčnost vektorového řízení musíme znát přesnou polohu rotoru čí aktuální hodnoty proudů příslušných fází motoru. Dále se budeme zabývat měřením rychlosti rotoru.

Z celé rodiny CompactRIO systémů byl vybrán výpočetně nejvýkonnější NI cRIO 9082, který je zobrazen na Obrázku 1. Tento systém je modulární ve smyslu výměny až osmy vstupně/výstupních karet dle potřeb příslušné aplikace. NI cRIO 9082 disponuje 1.33GHz dvoj-jádrovým Intel Core i7 procesorem, 2GB DDR3 800MHz RAM, 32GB paměti pro ukládání dat a FPGA Spartan-6 LX150.

2 Real-time řízení procesu

Na Obrázku 2 je znázorněna základní architektura aplikace reálného času. Řízený proces v našem případě elektrický pohon je propojen přes vstupně/výstupní karty, které komunikuji s FPGA po sběrnici standardu PCI. Aplikaci reálného času v cRIO se dělí na dvě části. Kód běžící v FPGA, kde obsluhujeme časově kritické procesy a program běžící pod operačním systémem reálného času s procesy s normální časovou prioritou.



Obrázek 1: NI cRIO 9082



Obrázek 2: Aplikace v CompactRIO

Program běžící pod operačním systémem reálného času a kód v FPGA jsou propojeny vysokorychlostní PCI sběrnicí. Jedná se o otevřenou nízko nákladovou architekturu s přístupem na nejnižší hardwarovou úroveň. V FPGA nalezneme rozhraní pro vstupně/výstupní karty, PWM modul, dead-time logiku, zpracování signálů z digitálního enkodéru, měření rychlosti, měření proudu, SPI, příjem a vysílání dat do RT a implementované vektorové řízení. V RT potom nalezneme příjem a vysílání dat do FPGA a prostor pro nově testované algoritmy.

2.1 Použité vstupně/výstupní karty

Jako tří fázový elektrický pohon byl použit synchronní motor s permanentními magnety a pro řízení byly použity následující vstupně/výstupní karty:

- NI 9401- jedná se o 8 kanálovou TTL digitální vstupně/výstupní kartu, která je použita pro generování PWM signálu. Druhá digitální vstupně/výstupní karta NI 9401 byla použita pro zpracování signálu z digitálního enkodéru snímače otáček a pro SPI komunikační sběrnici, která je nezbytná pro správné nastavení budiče výkonových tranzistorů.
- NI 9215- 4 kanálová analogová napěťová vstupní karta s rozsahem ±10V a s 16bitovým rozlišením. Tato karta je použita k měření úbytků napětí na snímacích rezistorech, kterým odpovídá velikost proudu tekoucí motorem. Čas převodu pro převedení třech hodnot je 8µs, v našem případě postačí měřit dvě hodnoty a třetí hodnotu dopočítáme. Potom se doba převodu zkracuje na 6µs.
- NI 9227- 4 kanálová analogová proudová vstupní karta s rozsahem 5 A_{rms} a s 24- bitovým sigma-delta převodníkem s rychlostí až 50kS/s. Touto kartou je snímán přímo proud tekoucí jednotlivými fázemi motoru.

2.2 Inkrementální enkodér a měření rychlosti

Inkrementální snímač je přímo propojen s rotorovou hřídelí synchronního motoru s rozlišením 1024 pulzů na otáčku a maximální rychlostí 12000 ot/min. Pro měření rychlosti se nejčastěji používají dvě metody. Počítání pulzů za určitý časový okamžik. Tato metoda je vhodná pro vysoké otáčky. Přestože jsme počítali nástupné i sestupné hrany obou kanálu, tedy 4096 hran na otáčku, nebylo dosaženo uspokojivého rozlišení při nižších otáčkách. Proto jsme použili druhou metodu a to měření času mezi nástupními hranami jednoho kanálu. Nominální otáčky synchronního servomotoru jsou 3000 ot/min, tudíž je tato metoda vyhovující.

2.3 Synchronizace PWM a měření proudu

Pro dosažení, co možná nejlepších dynamických vlastností proudové regulační smyčky, je potřeba přesná znalost aktuálního proudu. Při použití měřící proudové karty NI 9227, jsme však dostávali velmi zašuměné hodnoty proudů, přestože karta disponuje kvalitním sigmadelta převodníkem a vstupními filtry. Důvod je následující, všimněme si průběhu proudu fází motoru na Obrázku 3 (spodní část). Kde velikost proudu značně kolísá mezi hodnotou 1A až 1,5A. Toto kolísaní je závislé na aktuálním sepnutí jednotlivých tranzistorů výkonového modulu. Při použití filtru zhoršíme dynamické vlastnosti regulační smyčky, navíc máme pouze dvě až tři naměřené hodnoty proudů na jeden cyklus PWM. Z tohoto důvodu by bylo výhodné snímat hodnotu proudu ve stejném časovém okamžiku, čímž by byl problém vyřešen. Přes všechnu snahu se nám nepovedlo synchronizovat PWM a měření proudu pomocí karty NI 9227 z důvodu inicializace měření, které trvá přibližně 3ms.

Další možností, jak měřit velikost proudu, je použití karty NI 9215 a snímacích rezistorů. Jak již bylo zmíněno, u této karty trvá převod třech analogových hodnot 8µs. Ze zapojení tří fázového výkonového měniče (Obrázek 4) je zřejmé, že proud můžeme měřit pouze, pokud je sepnutý spodní tranzistor.



Obrázek 3: Průběhy spínacích signálů PWM (nahoře), průběh proudu a úbytku napětí na snímacím rezistoru (dole)

Průběhy spínacích signálů pro tranzistory v jedné větvi jsou zobrazeny na Obrázku 3 (horní část), taktéž jsou na obrázku vyznačena vhodná časová okna pro snímání hodnot napětí. Pokud bychom nezajistili synchronizaci, většina naměřených hodnot by neodpovídala skutečnému proudu a proudová regulační smyčka by se zhroutila.



Obrázek 4: Zapojení tří fázového měniče

2.4 PWM modul

Pulsně šířková modulace generuje signály pro ovládání výkonových tranzistorů, které jsou v komplementárním módu. PWM běží na 20kHz s rozlišením 2000, protože maximální hodiny FPGA jsou nastaveny na 40HMz. Časování a princi PWM modulu je znázorněn na Obrázku 5. Generování rychlé PWM je založené na běžící pile, avšak by bylo složité generování synchronizačního pulzu pro snímání proudu, protože jeho pozice by se s časem měnila. Proto je vhodné generovat fázově optimální PWM, která je zarovnaná na střed PWM cyklu, kde bychom rádi snímali proud. Avšak přechodem k fázově optimální PWM ztratíme rozlišení na polovinu, které je už tak dosti nízké. Možným řešením je výpočet časů všech hran PWM modulu.

Řídicí signály PWM běžící v komplementárním módu nemůžeme přímo přivést na výkonové tranzistory. Mohlo by dojit k časovému okamžiku, kdy horní tranzistor nestačil vypnout a spodní tranzistor je již sepnutý, tehdy by bylo stejnosměrné napětí přímo propojeno se zemí a došlo by ke zničení měniče. Proto musíme vytvořit okamžik, kdy jsou oba tranzistory vypnuty. Takový okamžik se označuje jako dead-time. Velikost dead-time je odvozena od použitých výkonových tranzistorů. V našem případě je dead-time nastaven na hodnotu 1,5µs. Vložením dead-time do řídicích signálů způsobíme zkreslení generovaných sinusových průběhu. Proto se v některých případech provádí dead-time kompenzace. Avšak podle [1] pokud je poměr mezi periodou PWM a velikosti dead-time větší než 15, potom je celkově zkreslení menší než 1%. V našem případě je poměr 33, proto dead-time kompenzaci neprovádíme.



Obrázek 5: Časování PWM

3 Závěr

Mezi největší výhody CompactRIO systému je kombinace programovatelného hradlového pole a výkonného procesoru na kterém běží systém reálného času. FPGA zajišťuje deterministické řízení procesu, nezávislost na RT a možnost paralelního zpracování dat. Pro představu je možné celé vektorové řízení (Clarkové transformace, Parkova transformace, výpočet akčních zásahů proudových PI regulátoru i_d a i_q, inverzní Parkova transformace a inverzní Clarkové transformace) spočítat za 36 cyklů, čemuž odpovídá 900ns. Kompletní řízení synchronního servomotoru s permanentními magnety zabírá 10,4% zdrojů FPGA a je nezávislé na běhu RT. Mezi největší nevýhody je pomalá kompilace FPGA. Mezi další nevýhody bych zařadil nemožnost generování VHDL kódu pro již odladěné aplikace v grafickém vývojovém prostředí LabView.

Poděkování

The research has been supported by Czech Science Foundation under the project GA P103/10/0647 "Intelligent Electrical Drives Predictive and Robust Control Algorithms".

Reference

[1] F. Koeslag, H. du T. Mouton, H. J. Beukes, and P. Midya, "A detailed analysis of the effect of dead time on harmonic distortion in a class D audio amplifier," *Africon 2007*, pp. 1-7, Sep. 2007.

PREDIKTÍVNY PRÚDOVÝ REGULÁTOR S OBDĹŽNIKOVÝMI OBMEDZENIAMI PRE ASYNCHRÓNNY MOTOR

Dušan ZÁMEČNÍK, Ivo VESELÝ Ústav automatizace a měřicí techniky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno E-mail: xzamec11@feec.vutbr.cz, xvesel34@feec.vutbr.cz

Abstrakt:

Článok pojednáva o prediktívnom regulátore v prúdovej slučke vektorového riadenia asynchrónneho motora. Kvôli nelinearite a celkovej komplexnosti danej problematiky sa uvažuje zjednodušený lineárny model motora, tvorený dvomi zotrvačnými článkami prvého rádu. Článok sa zameriava na vhodnú voľbu lineárnych obmedzený, aby bola maximálne zachovaná kvalita regulácie a boli pritom pritom použité lineárne obdĺžnikové obmedzenia. Výsledky sú overené simuláciou v prostredí MATLAB/Simulink s použitím MPT toolboxu.

Klúčové slová: prediktívny regulátor, asynchrónny motor, obdĺžnikové obmedzenia, lineárne obmedzenia.

1 Úvod

Prediktívne riadenie je moderná a stále populárnejšia forma riadenia. Začína sa postupne objavovať aj v riadení elektrických strojov [4, 6, 7] a tento článok je zameraný na asynchrónne motory. Obecne je problematika riadenia veľmi komplexný a nelineárny problém, ktorý je v súčasnej dobe výpočtovo veľmi komplikované riešiť v reálnom čase so zohľadnením všetkých kvadratických obmedzení a nelinearít. Preto bude navrhnutý jednoducho realizovateľný regulátor s istými ústupkami. Tieto ústupky budú linearizovaný zjednodušený model motora bez skrížených väzieb a už spomínané obmedzenia.

2 Návrh prediktívneho regulátora

Prediktívne riadenie hľadá minimum účelovej funkcie na posúvajúcom sa časovom okne o veľkosti predikčného horizontu. Tento prístup umožňuje, ako jeden z mála, zahrnúť obmedzenia priamo do optimalizačného procesu. Prediktívne riadenie vždy obsahuje: matematický model procesu, penalizačnú funkciu a numerickú optimalizáciu.

2.1 Model asynchrónneho motora

Ako základ pre popis motora sa budú uvažovať napäťové rovnice vo vektorovom tvare:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} + j\omega_s \mathbf{\Psi}_s, \tag{1}$$

$$\mathbf{u}_r = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\Psi_r}{dt} + j(\omega_s - \omega_r)\Psi_r.$$
(2)

Uplatníme vektorové riadenie orientované na rotorový tok v tzv. d-q súradniciach. Pre zarovnanie na rotorový tok zjednotíme d-zložku s $\Psi_{\mathbf{r}}$. $|\Psi_{\mathbf{r}}| = \Psi_{\mathbf{rd}}, \Psi_{\mathbf{rq}} = \mathbf{0}, \frac{\mathrm{d}\Psi_{\mathbf{rq}}}{\mathrm{dt}} = \mathbf{0}.$

Parameter		Veľkosť	Jednotka
R _r	Odpor rotora	$0,\!85$	Ω
R _s	Odpor statora	0,894	Ω
L _r	Indukčnosť rotora	$0,\!118$	Н
L _s	Indukčnosť statora	$0,\!119$	Н
L _m	Indukčnosť vzájomná	$0,\!112$	Н
J	Moment zotrvačnosti	$0,\!35$	$kg.m^2$

Tabulka 1: Parametre motora

Moment bude $M = \frac{3}{2}p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs})$. Parametre motora sú uvedené v Tabuľke 1. Napäťové rovnice asynchrónneho motora v d-q súradniciach sú:

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_s \Psi_{ds}, \qquad (3)$$

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_s \Psi_{qs}, \tag{4}$$

$$0 = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr}, \tag{5}$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt}.$$
 (6)

2.1.1 Zjednodušený matematický model motora

Obecné rovnice sú nelineárne a vyskytujú sa tu vzťahy komplikujúce primočiare analytické riešenie. Preto si zvolíme iba približný model tohoto procesu podľa [8] a pomocou Eulerovej diskretizácie s malou vzorkovacou periódou $T_{vz} = 125 \mu s$ ho prevedieme na diskrétny. Rovnako ako v [13] riadime iba prúdovú slučku vektorového riadenia. Rovnice oboch modelov sú:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_q(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix},$$
(7)

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1)\\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+aT_{vz} & 0\\ 0 & 1+aT_{vz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k)\\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bT_{vz} & 0\\ 0 & bT_{vz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k)\\ u_q(k) \end{bmatrix},$$
(8)

kde $b = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}, \ a = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{L_r L_m^2 - L_s L_r^2}.$

2.2 Obdĺžnikové obmedzenia

Pre správnu prevádzku motora treba dodržať prúdové a napäťové kruhové obmedzenia dané rovnicami $I_{max} = \sqrt{i_q^2 + i_d^2}, U_{max} = \sqrt{u_q^2 + u_d^2}.$ Maximálne hodnoty dané výrobcom sú $I_{max} = 20$ A, $U_{max} = 200$ V. Jednotlivé hodnoty obmedzení boli zvolené empiricky na základe pozorovania už dobre fungujúceho riadenia [13].

Konštantný referenčný magnetický tok Ψ udržoval i_d zložku prúdu pod hodnotou 9A, v rozmedzí asi 0,2A. Pre $I_{dmax} = 9$ A vychádza $I_{qmax} = \sqrt{I_{max}^2 - I_{dmax}^2} = 17,89$ A.

Počas pozorovania, pri náhlych zmenách rýchlosti alebo záťaže bolo treba uplatniť maximálne napätie U_{qmax} , zatialčo napätie v *d*-zložke sa v špičkových hodnotách blížilo k hranici 30V. Na základe toho, bolo zvolených $U_{qmax} = 198$ V a $U_{dmax} = 27,5$ V. Zobrazenie zvolených maximálnych hodnôt pre napätia aj prúdy v každej zložke je na obr. 1.



Obrázek 1: Navrhnuté obdĺžnikové obmedzenia: a) pre prúdy, b) pre napätia.

2.3 Penalizačná funkcia

Vychádza sa z bežne používanej kvadratickej funkcie, ktorá podľa jednotlivých váh na stavy a riadiace vstupy optimalizuje akčný zásah. Dĺžka okna, na ktorom sa optimalizuje penalizačná funkcia, je daná dĺžkou predikčného horizontu N.

$$J(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}_t, \dots, \mathbf{u}_{t+N-1}) = \frac{1}{2} \sum_{k=t}^{t+N-1} \left[\mathbf{x}_k^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_k + \mathbf{u}_k^T \mathbf{R} \mathbf{u}_k \right] + \frac{1}{2} \mathbf{x}_{t+N}^T \mathbf{Q}_N \mathbf{x}_{t+N}, \qquad (9)$$

$$J(\mathbf{x}(t), \vec{u}(t)) = \frac{1}{2}\vec{u}(t)\mathbf{T}\vec{u}(t) + \mathbf{x}^T\mathbf{F}\vec{u}(t) + \frac{1}{2}\mathbf{x}^T(t)\mathbf{Y}\mathbf{x}(t),$$
(10)

kde **O** =diag($\mathbf{Q}, \ldots, \mathbf{Q}, \mathbf{Q}_N$), **T** =diag($\mathbf{R}, \ldots, \mathbf{R}$) + $\mathbf{H}^T \mathbf{O} \mathbf{H}$, $\mathbf{F} = \mathbf{P}^T \mathbf{O} \mathbf{H}$, $\mathbf{Y} = \mathbf{P}^T \mathbf{O} \mathbf{P}$. Matice **Q** a \mathbf{Q}_N penalizujú odchýlky stavu od želanej referencie. Matica \mathbf{Q}_N penalizuje posledný stav predikčného horizontu väčšou váhou $\mathbf{Q}_N > \mathbf{Q}$ kvôli zvýšeniu stability. Matica **R** penalizuje akčný zásah a musí byť pozitívne definitná. Matice \mathbf{Q}, \mathbf{Q}_N môžu byt aj pozitívne semidefinitné.

2.4 Konštrukcia regulátora

Regulátor je postavený v prostredí MATLAB/Simulink s pomocou MPT toolboxu [14]. Dĺžka predikčného horizontu bola zvolená N=6 krokov a bol zavedný aj riadiaci horizont N_C = 4. Riadiaci horizont spôsobí optimalizáciu prvých 4 akčných zásahov a zvyšok, do konca predikčného horizontu, ponechá na poslednej hodnote.

Penalizačné matice boli nastavené ako: $\mathbf{Q} = 1000\mathbf{I}, \ \mathbf{Q}_{\mathbf{N}} = 10000\mathbf{I}, \ \mathbf{R} = \mathbf{I}, \ kde \ \mathbf{I}$ je jednotková matica o rozmeroch 2x2.

Nulová ustálená odchýlka je tiež dôležitým bodom návrhu. MPC dokáže pracovať s nulovou ustálenou odchýlkou, ale vyžaduje dalšie rozširenie o nový stav pre každú stavovú

premennú, vkladá integračný charakter ale hlavne komplikuje návrh regulátora. Tu bolo použité riešenie z [11] postupnej zmeny referenčnej hodnoty, resp. predradený PI regulátor v nadradenej slučke vektorového riadenia sám upravuje referenčnú hodnotu, aby regulačná odchýlka konvergovala k nule.

Veľmi užitočné je aj odstránenie východzieho obmedzenia na počiatočný stav. Ten môže ľahko nastať napr. nepresnosťou modelu alebo nepresnoťou numerického výpočtu. Pri prekročení tohoto stavu by nastalo pád algoritmu. Odstránenie tohoto obmedzenia a vytvorenie explicitného regulátora sa urobí dole-uvedenými príkazmi, výpis MATLAB-u je na obrázku 2.

```
[CON, OBJ, VARS] = mpt_ownmpc(sysStruct, probStruct);
CON
CON = CON - CON(19);
ctrl = mpt_ownmpc(sysStruct, probStruct, CON, OBJ, VARS);
```

I ID	Constraint	Type	Tag
+++++	+++++++++++++++++++++++++++++++++++++++	***********************	+++++++++++++++++++++++++++++++++++++++
#1	Numeric value	Element-wise 8x1	ymin < y_5 < ymax
#2	Numeric value	Equality constraint 4x1	x_6 == A*x_5 + B*u_3
#3	Numeric value	Equality constraint 4x1	y_5 == C*x_5 + D*u_3
#4	Numeric value	Element-wise 8x1	ymin < y_4 < ymax
#5	Numeric value	Equality constraint 4x1	x_5 == A*x_4 + B*u_3
#6	Numeric value	Equality constraint 4x1	y_4 == C*x 4 + D*u_3
#7	Numeric value	Element-wise 4x1	umin < u_3 < umax
#8	Numeric value	Element-wise 8x1	ymin < y_3 < ymax
#9	Numeric value	Equality constraint 4x1	x_4 == A*x_3 + B*u_3
#10	Numeric value	Equality constraint 4x1	y_3 == C*x_3 + D*u_3
#11	Numeric value	Element-wise 4x1	umin < u_2 < umax
#12	Numeric value	Element-wise 8x1	ymin < y 2 < ymax
#13	Numeric value	Equality constraint 4x1	x 3 == A*x 2 + B*u 2
#14	Numeric value	Equality constraint 4x1	y 2 == C*x 2 + D*u 2
#15	Numeric value	Element-wise 4x1	umin < u 1 < umax
#16	Numeric value	Element-wise 8x1	ymin < y 1 < ymax
#17	Numeric value	Equality constraint 4x1	x 2 == A*x 1 + B*u 1
#18	Numeric value	Equality constraint 4x1	y_1 == C*x_1 + D*u_1
#19	Numeric value	Equality constraint (derived) 1x1	x 0 in Pbnd
#20	Numeric value	Element-wise 4x1	umin < u 0 < umax
#21	Numeric value	Element-wise 8x1	ymin < y 0 < ymax
#22	Numeric value	Equality constraint 4x1	x_1 == A*x_0 + B*u_0
#23	Numeric value	Equality constraint 4x1	v 0 == C*x 0 + D*u 0

Obrázek 2: Výpis obmedzení regulátora

3 Simulácie a testovanie

Vďaka popísaným ústupkom bol navrhnutý regulátor, ktorý obsahoval iba 4 stavy: dva pre prúdy i_d, i_q a dva pre ich referencie. Zložitosť celého explicitného regulátora, po spojení regiónov s rovnakým zákonom riadenia, je iba 25 regiónov, kde každý región obsahuje jeden zákon riadenia.

Na obrázkoch 3 a 4 sú priebehy prúdov a napätí počas simulácie.

Pre citelné obmedzenie vo veľkosti U_{dmax} , bolo poznať pomalší nábeh budenia a väčšie výkyvy magnetického toku pri zmene rýchlosti alebo záťaže, oproti verzii s dobre nastavenými PI regulátormi so saturáciou a decouplingom [13].

4 Záver

Vďaka navrhnutým ústupkom sa podarilo navrhnúť explicitný prediktívny prúdový regulátor, ktorý je dostatočne jednoduchý nato, aby sa dal bez problémov implementovať v praxi. Najväčšou výhodou daného návrhu je nízka výpočtová náročnosť a je ho možné jednoducho exportovať do jazyka C a ďalej dodržanie prúdových a napäťových obmedzení



Obrázek 3: Priebehy prúdov



Obrázek 4: Priebehy napätí

ale nevýhodou je, že nedokáže vždy využiť možnosť maximálneho akčného zásahu. Tieto vlastnosti sú zapríčinené horeuvedeným návrhom obmedzení.

Kvalitatívne tento regulátor možno zaradiť medzi prediktívne ale svojou jednoduchosťou nijako neprekonal doteraz fungujúce regulátory.

Aby prekonal súčasné regulátory a posunul tak reguláciu pohonov na kvalitatívne vyššiu úroveň, treba aby dokázal v sebe počas optimalizácie zvládnuť kruhové obmedzenia a nelinearity modelu.

Poďakovanie

Tento výzkum bol podporený Českou grantovou agentúrou ako projekt $102/09/{\rm H081}$ SYNERGY - Mobilné senzorické systémy a siete.

Reference

[1] Propoi, A.I. Use of linear programming methods for synthesizing sampled data automatic systems, *Automat. Remote Control*, 1963, Vol. 24, n. 7, pp. 837-844.

- [2] Richalet, J., A. Rault, J.L. Testud and J. Papon Model predictive heuristic control: applications to industrial processes, *Automatica*, 1978, 14(5), 413-428.
- [3] Qin, S.J., Badgwell, T.A. An overview of industrial model predictive control applications, In J.C.Kantor, C.E.Garcia, and B.Carnahan editors, *Fifth International Conference on Chemical Process Control – CPC*, 1996, Vol.5, pp. 232-256.
- [4] Qin, S.J., Badgwell, T.A. A survey of industrial model predictive control technology, *Control Engineering Practice*, 2002, Vol. 11, pp. 733-764.
- [5] Kennel, R., Linder, A., Linke, M. Generalized Predictive Control (GPC) Ready for use in drive applications?, *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2001, Vol.4, pp. 1839-1844.
- [6] Geyer, T., Papafotiou, G. Morari, M.: Model Predictive Direct Torque Control Part I: Concept, Algorithm, and Analysis, *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2009, Vol.56, n.6.
- [7] Papafotiou, G.; Kley, J.; Papadopoulos, K.; Bohren, P.; Morari, M.: Model Predictive Direct Torque Control – Part II: Implementation and Experimental Evaluation, *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2009, Vol. 56, n.6.
- [8] Linder, A., Kennel, R. Model Predictive Control for Electrical Drives, Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, pp.1793-1799.
- [9] Vaclavek, P., Blaha, P. Lyapunov Function Based Flux and Speed Observer for AC Induction Motor Sensorless Control and Parameters Estimation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, sv. 53, č. 1, s. 138-145, February 2006. ISSN 0278-0046.
- [10] Bemporad, A.; Morari, M.; Dua, V.; Efstratois, N.; Pistikopoulos, N.: The explicit linear quadratic regulator for constrained systems, *Automatica*, 2001, Vol. 38, pp. 3-20.
- [11] Bolognani, S., Peretti, L.; Zigliotto, M. Design and Implementation of Model Predictive Control for Electrical Motor Drives, *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2009, Vol. 56, n.6, pp. 1925-1936.
- [12] Zámečník, D., Veselý, I. Model predictive current controller in the Field oriented control of induction machine. In *Proceedings of the 17th conference EEICT 2011.* první. 2011. s. 214-218. ISBN: 978-80-214-4273- 3.
- [13] Zámečník, D., Veselý, I. Prediktívny regulátor v prúdovej slučke asynchrónneho motora. *Elektrorevue - Internetový časopis < http://www.elektrorevue.cz>* 2011, roč. 2011, č. 4, s. 1-7. ISSN: 1213- 1539.
- [14] Kvasnica, M.; Grieder, P., Baoti, M. Multi-Parametric Toolbox (MPT), 2004, [Available online] URL: ">http://control.ee.ethz.ch/~mpt/>.
- [15] Miranda, H., Cortes, P. Yuz, J.I.; Rodriguez, J. Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, June 2009, Vol.56, no.6 pp. 1916-1924.

IPSC SHOOTING LASER TRAINER

Ludek ZALUD, Karel HORAK Centrum aplikované kybernetiky, Vysoké Učení Technické v Brně Kolejní 2906/4, 612 00 Brno E-mail: zalud@feec.vutbr.cz, horak@feec.vutbr.cz

Abstract:

Laser shooting trainer system for IPSC (International Practical Shooting Confederation) dry fire training is described. The main feature of the trainer in comparison with other commercially available systems is its low-cost, since only standard Microsoft Windows equipped PC with USB webcam is necessary and the only special equipment needed is the trigger-activated laser pointer. Two generations of the trainer are described – the first with the need of red filter in front of camera lens working with image filters, the second – improved – generation is based on simple matrix operations with raw camera data rather than OpenCV filters. The second generation is thus faster and does not need any physical filter in front of the camera.

Keywords: laser gun, webcam, image acquisition, real-time image processing

1 Introduction

IPSC handgun competition shooting is one of the most dynamic sport-shooting disciplines. The main motto of the competition is balance among accuracy, power and speed. These are expressed in the Latin by words "Diligentia, Vis, Celeritas" ("DVC") – see [1], paragraph 1.1.3. Another important rule of IPSC is "diversity" - while it is not necessary to construct new courses for each match, no single course of fire must be repeated to allow its use to be considered a definitive measure of IPSC shooting skills – see [1], paragraph 1.1.4.



Figure 1: LaserLyte Laser Trainer – typical device appropriate for dry-fire laser training

The IPSC handgun training however is limited by many factors. The real handgun shooting is very noisy and is permitted only on dedicated shooting-ranges in most of European countries. Furthermore the movement on most shooting ranges is limited – e.g. by due to safety regulations because of the presence of other shooters. The shooting itself is also indispensable expensive, mostly because of ammunition costs. It also has to be considered, the shooter normally has not the notion of exact hit-correspondence to the individual fire, especially during rapid-fire, that is a very important part of IPSC training.

All of the named disadvantageous features of the training with real ammunition may be overcome by laser-training. The typical setup is, the shooter uses his/her real handgun and puts a laser-emitting device inside the barrel. One of the most famous is LaserLyte Laser Trainer – see Fig. 1. It is hammer-sound-activated red dot laser beam device with 100ms duration of the "laser shot". The advantages of this particular device are its ability to be used with wide spectrum of barrel diameters (calibers) and the fact that only a small part "gets off" the barrel, so it is suitable for action shooting training with rapid de-holstering, etc. – see Fig. 2. Normally this device is used for conventional dry-fire training with standard targets, while the shooter can actually see the beam on the target and evaluate his/her hit by himself/herself.



Figure 2: LaserLyte Laser Trainer inside a barrel of a real firearm

It has to be said the laser training itself also has many disadvantages comparing to real shooting, especially non-realistic handgun behavior, so it can be taken only as a supplement to real shooting.

2 The 1st generation of dry-fire laser simulator

The conversion of colors from RGB to HSL is needed for this algorithm, so it is firstly described in the next sub-chapter.

2.1 Color spaces

There are many ways how a color may be represented [13]. The most commonly used color representation is an additive RGB model (see Fig. 4 left), which corresponds nicely to the way we technically display colors on monitors, although which does not corresponds well to the way we biologically perceive colors in principal (see Fig. 4 right).



Figure 3: The RGB cube (left) and Bayer mask inside active displays (right)

There is another possibility to describe colors with the three parameters. If we look at the standard RGB color cube along a black/white diagonal, we will see the top of the so called HSL hexcone. For our method it is more convenient a similar color representation - the HSV

(sometimes denoted as HSB) model - see Fig. 5. The HSV color model describes all possible colors with the following parameters [4]:

- H HUE, corresponds to frequency; is normally represented by degrees H ∈ (0°; 360°),
- S SATURATION, represents the vividness of the color. The lower the saturation of a color is, the more "grayness" is present and the more faded the color will appear. Saturation is normally represented by real value, where $S \in \langle 0; 1 \rangle$,
- V BRIGHTNESS, expresses the intensity of the light; is normally represented by real value, where $B \in \langle 0; 1 \rangle$.



Figure 4: HSL (left) and HSV (right) color spaces

2.2 Algorithm description

The scheme of the laser-point-finding algorithm is on Fig. As it can be seen, the RGB image from the camera is taken, transferred to HSL color mode, while only points with Luminance greater than 0.8 and Saturation greater than 0.5 - i.e. only very bright and saturated pixels are kept in the image. Simple histograms are than used to identify the bright spot.

Certain simple heuristics are used to identify the shot itself, since it may consist of multiple frames. This is an important feature. As it was said, the LaserLyte makes hammer-sound-activated laser beam with approx. 100ms duration. The program detects the whole "shot", and since the camera frame-rate is typically 30Hz, the shot is typically identified on 3 or four consecutive images (see Fig. 7 – note the small circles inside the left "target" image with frame numbers). The shooter than can perfectly see the movement (more precisely rotation) of his handgun barrel immediately after the trigger fire, what is very important to assess the quality of his/her handgun grip.

The program was programmed by C# programming language in Microsoft Visual Studio 2010, using AForge .NET library. The .NET framework technology used for testing is WindowsForms, but it is to be reprogrammed to nowadays more widely used WPF (Windows Presentation Foundation), to allow more advanced user interface.



Figure 5: Laser-beam detection

The real performance of the algorithm may be seen on a screenshot from the program on Fig. 6. The target image (distorted by the red filter) together with the laser beam in rightlower quadrant is in the left sub-window, while the filtered image containing the identified spot only is on the right sub-window.



Figure 6: Screenshot with a detected shot from LaserLyte Laser trainer

The screenshot from real operation is on Figure 7. Note the small circles in the left subwindow displaying "hit-movement-progression", i.e. handgun barrel movement - a very informative feature for the shooter.

3 The 2nd generation of dry-fire laser simulator

Several basic improvements of the first generation laser simulator led to the second one. The fundamental difference is in absence of red filter in front of the web camera. Hardware constellation of the simulator is then simplified as possible and only a common webcam is needed besides a gun with a red-laser. Another important positive feature of the hardware-filter-free configuration is the fact, the non-distorted image of the target may be displayed to the shooter, so he/she can see the image of the real target together with his/her hit.

3.1 Image acquisition

In computer vision applications the intuitive color models HSL and HSV mentioned above are represented by triple planes denoted by Y, Cb and Cr respectively. The first plane Y stands for brightness intensity and don't carry any information about color. The second and third plane (blue Cb and red Cr) are the colors dependent channels and they are often socalled complementary colors. The most red-laser pointers emit photons on 650 nm wavelength and therefore it is very advantageous to use the Cr plane, which is sensitive to the wavelengths from 600 up to at least 850 nm. The mentioned triple planes Y, Cb and Cr of training target can be seen in the following figure. Notice a spot of the red-laser pointer is very conspicuous on the Y and Cr plane. On the contrary, the spot is almost invisible on the Cb plane, because red-laser doesn't contain any blue component.



Figure 7: Matrix representation of YCbCr color space (Y, Cb and Cr planes from the left to the right)

Each standard webcam provides these two types of color models, i.e. the RGB and the YCbCr color model (often denoted by YUV format). The selected image representation is then universal and very easy to implement on various platforms.

3.2 Image processing

It is obvious that the red-laser spot can be easily detected only on the Cr plane (see the previous image). Unfortunatelly, all the pure red objects in front of a camera will be visible identically as this laser spot. In order to filter out these red objects only very intensive and simultaneously pure red objects are considered as a red-laser candidates. A newly created image YCr corresponds to a binary product of the brightness plane (Y) and the Cr plane (Cr) and it represents very convenient mask for reliable and accurate red-laser spot localization.

$$YCr(x,y) = Y(x,y) \cdot Cr(x,y)$$
(1)

$$T(YCr) = \begin{cases} 0 & if \quad YCr \le threshold \\ 1 & else \end{cases}$$
(2)

The final image processing step is a thresholding. The thresholding is simple operation to make a binary mask from an input image and a given threshold. As can be seen in the figure below, the thresholded image YCr (on the left) results in comfortable binary mask T(YCr) in the middle. Finally, the coordinates of the red-laser spot are then calculated from the binary mask T(YCr) as a center of the biggest detected objects.



Figure 8: Product image YCr (left), binary laser mask (center) and detected laser spot (right)

Image processing technique as just suggested is very efficient and what is more important, it is extremely fast due to simple filtering. It is well-known, that a common modern webcams allow to acquiring approximately 30 frames per second. Thanks to undemanding and effective methods our laser simulator can be considered as a real-time and steady device.

4 Conclusions

The two generations of shooting laser trainers are described in the paper. The first generation has been already implemented as a final, fully functional program, but it has certain limitations. The algorithm itself is rather slow, due to RGB-to-HSL conversion of the whole image. Since low latency and high framerate is absolutely essential for practical purposes, the resolution on a standard computer has to be typically set to 320x240 pixels, which might not be sufficient e.g. for situations with more targets, etc. Another disadvantage is the image distortion due to red filter. The shooters would much more appreciate non-distorted image of the target. The filtering also causes higher light intensity is necessary to allow the standard webcams work with full framerate.

The new algorithm, denoted here as the second generation, disposes all of these disadvantages – it is much faster (i.e. needs lower computational power) and does not need any physical filter in front of the camera. The algorithm is currently tested in Matlab and will be soon re-programmed to .NET to make a usable application.

Acknowledgement

This work was supported by the project CEITEC - Central European Institute of Technology (CZ.1.05/1.1.00/02.0068) from European Regional Development Fund. This work was supported by European Regional Development Fund - Project FNUSA-ICRC (No. CZ.1.05/1.1.00/02.0123).

Reference/References

- [1] INTERNATIONAL PRACTICAL SHOOTING CONFEDERATION HANDGUN COMPETITION RULES JANUARY 2012 EDITION, <u>http://www.ipsc.org/pdf/RulesHandgun.pdf</u>, 2011 International Practical Shooting Confederation, Oakville, Ontario, Canada
- [2] N. Ayache, Artificial Vision for Mobile Robots Stereo Vision and Multisensory Perception (trans-lation), The MIT Press, Cambridge USA, (1991), ISBN 0-262-01124-7.

- [3] G. Gonzalez and R. E. Woods, Digital Image Processing 2 ed., Prentice Hall Press (2002), ISBN 0-201-18075-8.
- [4] A. LaMothe, Tricks of the 3D Game Programming Gurus Advanced 3D Graphics and Rasterization, SAMS Publishing, USA (2003), ISBN 0-672-31835-0.
- [5] D. F. Luna, Introduction to 3D Game Programming with DirectX 9.0, Wordware Publishing, Inc., USA (2003), ISBN 1-55622-913-5.
- [6] K. Mullet, and D. Sano, Designing Visual Interfaces Communication Oriented Techniques, Sun Microsystems, Inc., USA (1995), ISBN 0-13-303389-9.
- [7] G. Wyszecki, W.S. Stiles, Color Science Concepts and Methods, Quantitative Data and Formulae, A Wiley-Interscience Publication, New York, USA (2000), ISBN 0-471-02106-7.

INDEX AUTORŮ

B

Č

D

 \mathbf{F}

G

Η

J

K

L

		Μ		
Bobál, Vladimír	21		Matějíček, Jakub	21
Burian, František	27		Mazal, Jan	13
		0		
Čelikovský, Sergej	3		Otevřel, Vít	77
		Р		
Duda, Tomáš	33		Pikula, Stanislav	83
			Pivoňka, Petr	89
Florián, Tomáš	27		Pohl, Lukáš	95
Friedrischková, Kristýna	111	R		
			Rášo, Peter	100
Graf, Miroslav	39	S		
			Slanina, Zdeněk	77
Horák, Karel	128	Š		
Hynčica, Tomáš	45		Šuránek, Pavel	105
		Т		
Jílek, Tomáš	50		Tůma, Jiří	105
Jirsík, Václav	45	\mathbf{V}		
			Vala, David	111
Kopečný, Lukáš	55		Veselý, Ivo	39, 117, 122
Křivánek, Václav	60		Veselý, Libor	117
Kříž, Vlastimil	66	Z		
Kubalčík Marek	21		Zámečník, Dušan	122
		Ž		
Lebeda, Aleš	72		Žalud, Luděk 27,	50, 55, 66, 128



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

Ústav automatizace a měřicí techniky VUT v Brně Kolejní 2906/4 612 00 Brno Česká Republika

> http://www.crr.vutbr.cz info@crr.vutbr.cz

ISBN 978-80-214-4547-5