

ADAPTIVNÍ ŘÍZENÍ POMOCÍ DELTA MODELŮ V PROGRAMOVÉM PROSTŘEDÍ MATLAB

M. Sysel, V. Bobál

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně,
Institut informačních technologií

Anotace: Cílem adaptivního řízení je řešit problematiku návrhu regulátorů v případech, kdy charakteristiky řízeného procesu nejsou dostatečně známé, nebo se v jeho průběhu mění. Jedním z úspěšných a perspektivních směrů jsou tzv. samočinně se nastavující regulátory (STC - Self-Tuning Controllers), jejichž návrhem a implementací se naše pracoviště dlouhodobě a cílevědomě zabývá. Pro ověřování navržených řídicích algoritmů regulačních obvodů používáme programové prostředí Matlab, který používáme jak pro simulační ověřování, tak i pro měření v laboratorních podmínkách v reálném čase. Komunikaci mezi standardním počítačem typu IBM PC a laboratorní soustavou zprostředkovává karta Advantech PCL-812PG a Real Time Toolbox. V příspěvku je uveden stručný popis navržených samočinně se nastavujících regulátorů v delta modifikaci a výsledky simulací a měření na vybraných laboratorních modelech používaných na našem pracovišti.

Keywords: Delta modely, adaptivní řízení, STC regulátor

Delta modely

V diskretním řízení jsou používány z - modely, které mají ale řadu nevýhod při zmenšující se periodě vzorkování. Nevýhodám z - modelu se můžeme vyhnout použitím vhodnějšího diskretního modelu. Proto byl zaveden diskretní operátor, který mezi jiným má následující vlastnosti:

- Vede k modelu, který poskytne prostou lineární vazbu na modely s operátorem posuvu
- Konverguje ke spojitým derivacím se vzorkovací periodou jdoucí k nule
- Konverguje tak, že inverzní operátor je kauzální

Definujeme tedy operátor δ a asociovanou komplexní proměnnou γ , aby byla splněna následující podmínka

$$\lim_{T_0 \rightarrow 0} \gamma = s \quad (1.1)$$

kde γ je komplexní proměnná delta transformace a s je komplexní proměnná Laplaceovy transformace. Delta model je tedy obecně definován jako

$$\gamma = \frac{z-1}{\alpha T_0 z + (1-\alpha)T_0} \quad \text{pro } 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (1.2)$$

kde T_0 je perioda vzorkování.

Jednoduchým dosazením za α dostaneme nekonečné množství nových modelů, označovaných Delta modely. V praxi nejznámější a nejpoužívanější jsou

$$\text{Pro } \alpha = 0 \quad \gamma = \frac{z-1}{T_0} \quad \text{dopředný } \delta \text{- model} \quad (1.3)$$

$$\text{Pro } \alpha = 1 \quad \gamma = \frac{1 - z^{-1}}{T_0} \quad \text{zpětný } \delta - \text{ model} \quad (1.4)$$

$$\text{Pro } \alpha = 0.5 \quad \gamma = \frac{2}{T_0} \frac{z-1}{z+1} \quad \text{Tustinův } \delta - \text{ model} \quad (1.5)$$

Průběžná identifikace Delta modelů

Při řízení dynamického systému je důležité znát jeho matematický model, který popisuje jeho dynamické vlastnosti. Pro určení parametrů soustavy se většinou používá experimentální identifikace. Protože identifikace dynamických systémů se uskutečňuje z naměřených vstupních a výstupních dat a tato měření nebývají přesná, je vhodné model rozšířit o tzv. nekorelovaný signál - bílý šum. Zavedením šumového signálu obdržíme stochastický lineární model, v našem případě se jedná o regresní model ARX. Identifikací tedy rozumíme určení parametrů soustavy. Nejznámější a nejpoužívanější metodou identifikace jsou různé modifikace metody nejmenších čtverců (MNČ). Jednou z takových modifikací je selektivní vážení dat. Při selektivním vážení dat posuzujeme informativnost jednotlivých dat na základě specifikovaného kritéria. Jako výchozí kritérium zde uvažujeme vztah

$$J = \sum_{k=1}^N \varphi(k) \left[y_\delta(k) - \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\phi}(k-1) \right]^2 \quad (1.6)$$

$\varphi(k)$ je posloupnost vážících koeficientů, kterými jsou váženy data podle jejich aktuálního informačního obsahu. Výsledný vztah pro výpočet odhadu parametrů potom získávají tvar

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \frac{\varphi(k) \mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k-1)}{1 + \varphi(k) \boldsymbol{\phi}^T(k-1) \mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k-1)} [y_\delta(k) - \boldsymbol{\phi}^T(k-1) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] \quad (1.7)$$

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) - \frac{\varphi(k) \mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k-1) \boldsymbol{\phi}^T(k-1) \mathbf{C}(k-1)}{1 + \varphi(k) \boldsymbol{\phi}^T(k-1) \mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k-1)} \quad (1.8)$$

Vlastnosti algoritmu závisí na konkrétní volbě posloupnosti $\varphi(k)$, pro $k = 1, 2, \dots$

Jestliže uvažujeme chyby měření veličiny $y_\delta(k)$, jednou z možností jak tvořit posloupnost hodnot $\varphi(k)$, by bylo vybírat $\varphi(k)$ úměrně převrácené hodnotě střední chyby měření. Zvyšováním váhy měření $\varphi(k)$ přechází v limitním případě uvedený algoritmus na ortogonalizovaný projekční algoritmus, který je podrobně popsán v [3]. Takový výběr vah je extrémní případ. Byly navrženy některé reálnější způsoby vážení dat na základě veličiny $\boldsymbol{\phi}^T(k-1) \mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k-1)$.

$$\varphi(k) = \begin{cases} \varphi_1 \rightarrow \boldsymbol{\phi}^T(k-1) \mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k-1) \geq \varepsilon \\ \varphi_2 \rightarrow \boldsymbol{\phi}^T(k-1) \mathbf{C}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k-1) < \varepsilon \end{cases} \quad (1.9)$$

pro zvolené $\varepsilon > 0$ a $\varphi_1 \gg \varphi_2 > 0$.

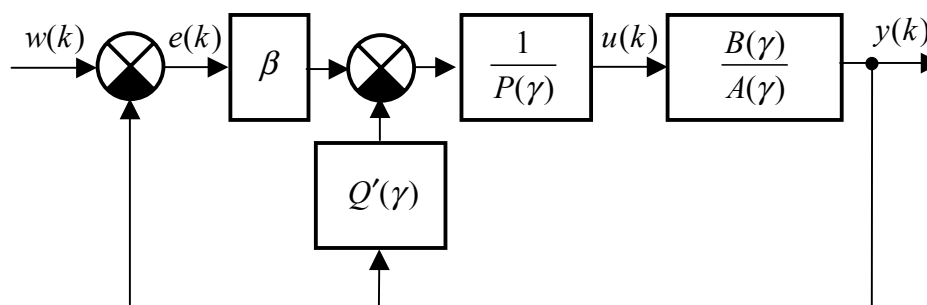
Nebo

$$\varphi(k) = \begin{cases} \frac{\phi^T(k-1)C(k-1)\phi(k-1)}{\phi^T(k-1)\phi(k-1)} & \text{jestliže } \phi^T(k-1)\phi(k-1) \neq 0 \\ 1 & \end{cases} \quad (1.10)$$

Z předešlého vyplývá, že veličina $\phi^T(k-1)C(k-1)\phi(k-1)$ je v podstatě indikátor informace obsažené ve vektoru $\phi(k-1)$, chápané podle míry ortogonality $\phi(k-1)$ k předcházejícím datům. Uvedené dva způsoby vážení jsou úsilím o vážení dat podle jejich aktuálního informačního obsahu.

Algoritmy samočinně se nastavujících regulátorů

V průmyslové praxi se ve velkém rozsahu používají regulátory typu PID. Standardní PID regulátory jsou založeny na klasické kombinaci proporcionální, integrační a derivační složky. Vhodnou kombinací těchto složek a nastavením parametrů na optimální hodnoty jsou schopny řídit značnou část spojitych technologických procesů a vykazují dobré řídicí účinky. Samočinně se nastavující regulátory jsou založeny na průběžném odhadování vlastností soustavy, postupně se upřeshňují parametry soustavy a tím i sledují možné změny v chování soustavy. Na základě dosažené znalosti lze vhodnými metodami navrhnout regulátor. Odvozené algoritmy lze potom aplikovat na řídicí počítače. Regulátor založený na metodě přiřazení pólů uzavřeného zpětnovazebního regulačního obvodu je navržen tak, aby stabilizoval uzavřenou regulační smyčku, přičemž charakteristický polynom má mít předem zadané póly. Mimo požadavku na stabilitu, je možné vhodnou konfigurací pólů, získat snadno průběh přechodového děje uzavřeného regulačního obvodu (jako např. maximální překmit, tlumení apod.). Návrh číslicového PID regulátoru, který by zabezpečoval požadované dynamické chování regulačního obvodu zvoleným umístěním pólů charakteristického polynomu, se uvádí v literatuře ve spojitosti s různou blokovou strukturou obvodů. Zde bylo použito modifikovaného zpětnovazebního obvodu podle obrázku 1.



Obr. 1: Blokové schéma modifikovaného zpětnovazebního regulačního obvodu

V tomto případě má operátorová rovnice regulátoru tvar

$$U(\gamma) = [\beta E(\gamma) - Q'(\gamma)Y(\gamma)] \frac{1}{P(\gamma)} \quad (1.11)$$

přičemž polynom $P(\gamma)$ a polynom $Q'(\gamma)$ jsou ve tvaru

$$\begin{aligned}
 P(\gamma) &= \gamma(\gamma + \lambda) \\
 Q'(\gamma) &= \gamma(q_2'\gamma + q_1')
 \end{aligned}
 \tag{1.12}$$

Z charakteristického polynomu přenosu řízení uzavřeného regulačního obvodu vytvoříme podmínkovou polynomiální rovnici

$$A(\gamma)P(\gamma) + B(\gamma)[Q'(\gamma) + \beta] = D(\gamma)
 \tag{1.13}$$

Polynomy $A(\gamma)$ a $B(\gamma)$ jsou ve tvaru

$$\begin{aligned}
 A(\gamma) &= \gamma^2 + \bar{a}_1\gamma + \bar{a}_0 \\
 B(\gamma) &= \bar{b}_1\gamma + \bar{b}_0
 \end{aligned}
 \tag{1.14}$$

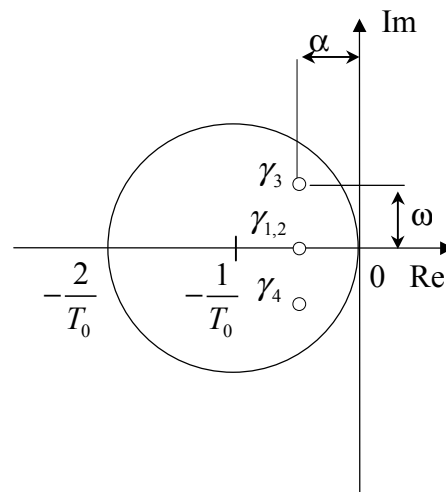
Koeficienty \bar{a}_0 , \bar{a}_1 , \bar{b}_0 , \bar{b}_1 získáme z průběžné delta identifikace.

Vhodnou volbou tvaru polynomu $D(\gamma)$ dostaneme řešení rovnice a tím i parametry hledaného regulátoru. V mnoha případech při řízení technologických procesů je vyžadován průběh regulačního pochodu bez překmitu nebo pouze s omezeným předepsaným překmitem. V těchto případech je vhodné volit charakteristický polynom ve tvaru

$$D(\gamma) = (\gamma - \alpha)^2[\gamma - (\alpha + j\omega)][\gamma - (\alpha - j\omega)]
 \tag{1.15}$$

Charakteristický polynom (1.15) má dvojnásobný reálný pól $\gamma_{1,2} = \alpha$ umístěný na reálné ose a dvojici komplexně sdružených pólů $\gamma_{3,4} = \alpha \pm j\omega$, přičemž póly musí ležet uvnitř kružnice se středem v bodě $-\frac{1}{T_0}$ a procházející bodem $[0; j0]$, jak je zobrazeno na obrázku 2.

Volbou parametru α můžeme měnit rychlost přechodového děje regulačního procesu a rovněž velikost změn akční veličiny. Změnou parametru ω je možná volba žádaného překmitu.



Obr. 2.: Rozložení pólů polynomu $D(\gamma)$

Po dosazení potom můžeme zapsat rovnici (1.16), jejímž řešením jsou parametry regulátoru

$$\begin{aligned} \gamma^4 + \gamma^3[\bar{a}_1 + \lambda + \bar{b}_1(q'_2 + \beta)] + \gamma^2[\bar{a}_0 + \bar{a}_1\lambda + \bar{b}_1(q'_1 + \frac{2\beta}{T_0}) + \bar{b}_0(q'_2 + \beta)] + \gamma[\bar{a}_0\lambda + \frac{\beta}{T_0^2}\bar{b}_1 + \bar{b}_0(q'_1 + \frac{2\beta}{T_0})] + \\ + \frac{\beta}{T_0^2}\bar{b}_0 = \gamma^4 - 4\gamma^3\alpha + \gamma^2(6\alpha^2 + \omega^2) + \gamma[-2\alpha(2\alpha^2 + \omega^2)] + \alpha^2(\alpha^2 + \omega^2) \end{aligned} \quad (1.16)$$

Maticový tvar rovnice vhodnější pro řešení pomocí programu Matlab má tvar

$$\begin{bmatrix} \bar{b}_1 & 0 & \bar{b}_1 & 1 \\ \bar{b}_0 & \bar{b}_1 & \bar{b}_0 + \frac{2\bar{b}_1}{T_0} & \bar{a}_1 \\ 0 & \bar{b}_0 & \frac{2\bar{b}_0}{T_0} + \frac{\bar{b}_1}{T_0^2} & \bar{a}_0 \\ 0 & 0 & \frac{\bar{b}_0}{T_0^2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q'_2 \\ q'_1 \\ \beta \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -4\alpha - \bar{a}_1 \\ 6\alpha^2 + \omega^2 - \bar{a}_0 \\ -2\alpha(2\alpha^2 + \omega^2) \\ \alpha^2(\alpha^2 + \omega^2) \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Rovnice regulátoru v konečném tvaru má potom tvar

$$\begin{aligned} u(k) = \beta e(k) - q'_2[y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)] - q'_1 T_0 [y(k-1) - y(k-2)] - \\ - \lambda T_0 [u(k-1) - u(k-2)] + 2u(k-1) - u(k-2) \end{aligned} \quad (1.18)$$

Simulační měření

Pro simulační ověření byla vybrána soustava 2.řádu s přenosem

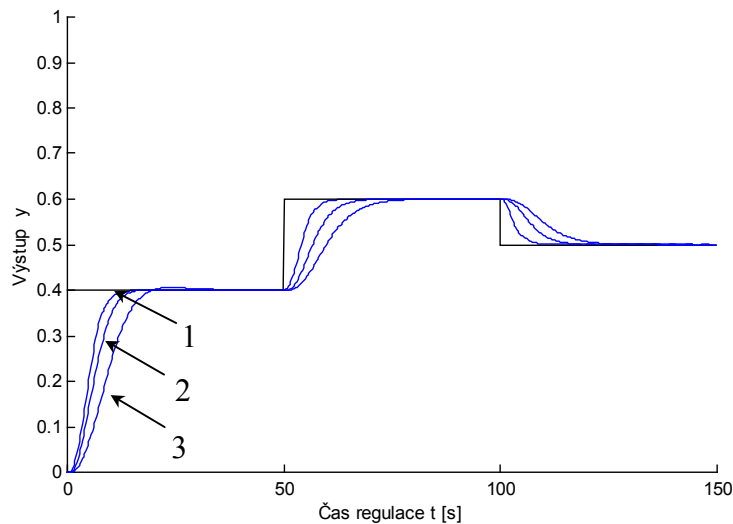
$$G(s) = \frac{1}{(3s+1)(9s+1)} = \frac{0.037}{s^2 + 0.4444s + 0.037} \quad (1.19)$$

$$G(\gamma) = \frac{0.0045\gamma + 0.0350}{\gamma^2 + 0.4294\gamma + 0.0350} \quad \text{pro } T_0 = 0.25 \text{ s}$$

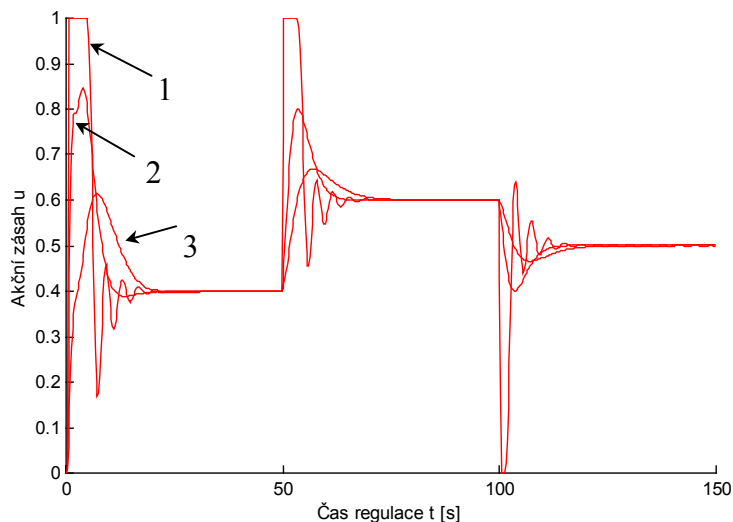
kteřá přibližně aproximuje analogový elektronický dynamický model vyvinutý na našem pracovišti a použitý pro laboratorní ověření. Velikost periody vzorkování je $T_0 = 0.25$ s. Počáteční odhady soustavy pro identifikaci byly voleny náhodně $\bar{a}_1 = 0.1$, $\bar{a}_0 = 0.01$, $\bar{b}_1 = 0.1$, $\bar{b}_0 = 0.01$. Akční zásah byl omezen v rozsahu $\langle 0; 1 \rangle$. Nastavení parametrů regulátoru spolu s kritérii kvality regulace jsou podrobně uvedeny v Tabulce 1. Regulační pochody v grafu jsou označeny číslem příslušného regulátoru.

Delta regulátor		α	ω	y_{\max}	y_{\min}	S_u	S_y
1	PID-B2	-0.6	1.5	1.08e-5	-1.38 e-5	0.41606	0.15165
2	PID-B2	-0.5	0	1.96e-7	-5.82 e-8	0.019078	0.26612
3	PID-B2	-0.35	0	4.16e-6	-1.28 e-6	0.004385	0.38961

Tabulka 1.: Kritéria kvality regulace a parametry delta regulátorů



Graf 1.: Průběh simulace soustavy



Graf 2.: Průběh akčního zásahu při regulaci

Měření na reálné soustavě

Dynamický model

Měření bylo provedeno na dynamickém modelu s těmito nastavenými parametry:

Perioda vzorkování 0.5 s

Počáteční odhad pro identifikaci metodou směrové zapominání byl volen blízký parametrům soustavy $\bar{a}_1 = 0.36$, $\bar{a}_0 = 0.03$, $\bar{b}_1 = 0.01$, $\bar{b}_0 = 0.02$

Žádaná hodnota pro časové intervaly

(0;50 > ... 0.4

(50;100 > ... 0.6

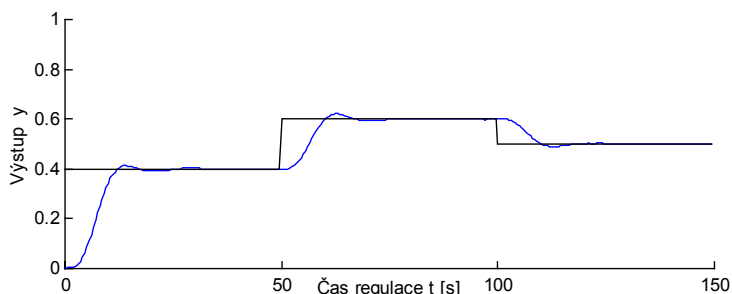
(100;150 > ... 0.5

Omezení akčního členu < 0;1 >

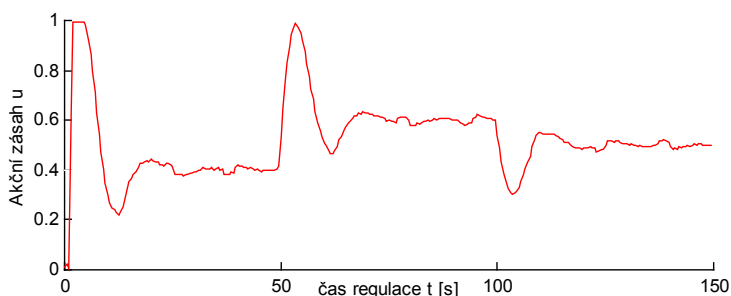
Z důvodu poměrně velkého zatížení signálů šumem, byl při všech reálných měřeních použit jednoduchý rozdílový filtr. Nastavení parametrů regulátorů spolu s kritérii kvality regulace jsou podrobně uvedeny v Tabulce 2.

Delta regulátor	α	ω	y_{\max}	y_{\min}	S_u	S_y
PID-B2	-0.6	0	0.0215	-0.0095	0.10215	0.26803

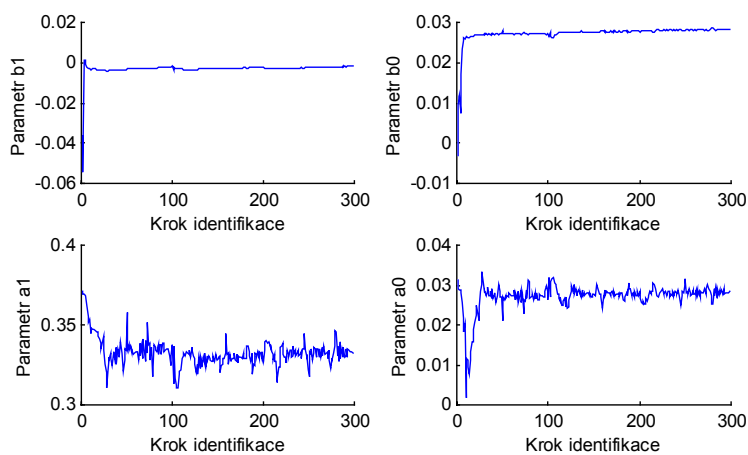
Tabulka 2.: Kritéria kvality regulace a parametry delta regulátoru



Graf 3.: Průběh regulace dynamického modelu



Graf 4.: Průběh akčního zásahu regulátoru



Graf 5.- 8.: Průběhy konvergence parametrů soustavy při průběžné identifikaci

Teplovzdušný model

Další měření na reálném modelu pro vybrané typy regulátorů bylo provedeno na modelu teplovzdušného tunelu. Jelikož se však jedná o vícerozměrový model a navržené regulátory jsou pouze jednorozměrové, byla regulována pouze rychlost proudícího vzduchu v tunelu. Regulace byla provedena s těmito nastavenými parametry:

Perioda vzorkování 1 s

Byly zvoleny nulové počáteční podmínky pro identifikaci metodou směrového zapomínání $\bar{a}_1 = 0, \bar{a}_0 = 0, \bar{b}_1 = 0, \bar{b}_0 = 0$

Žádaná hodnota pro časové intervaly

(0;100 > ... 0.4

(100;200 > ... 0.6

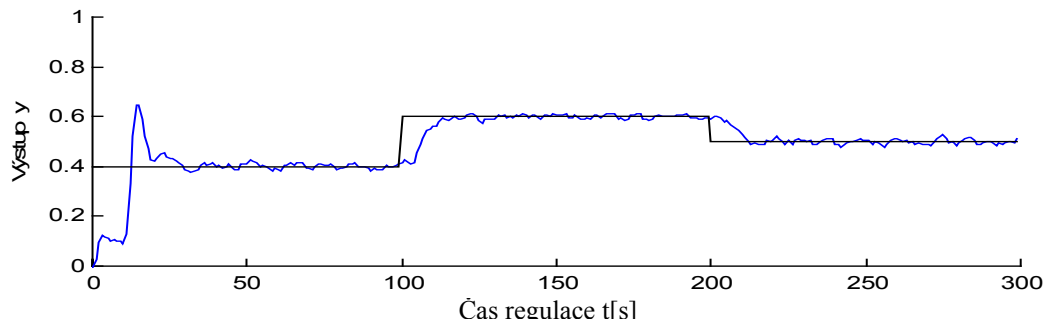
(200;300 > ... 0.5

Omezení akčního členu < 0;1 >

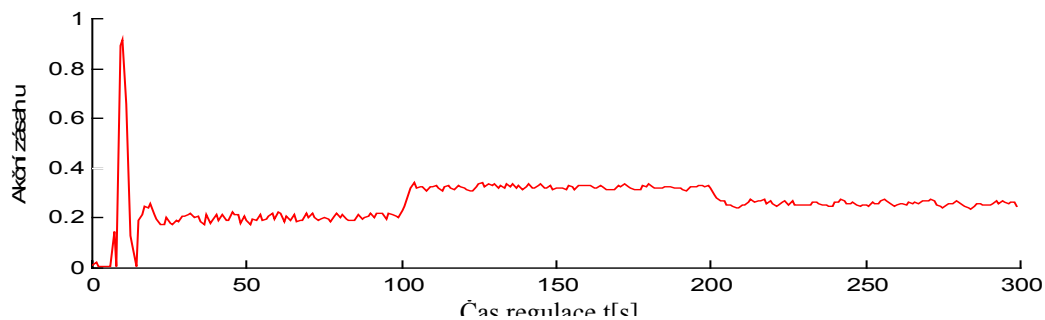
Nastavení parametrů regulátorů spolu s kritérii kvality regulace jsou podrobně uvedeny v Tabulce 3.

Delta regulátor	α	ω	y_{\max}	y_{\min}	S_u	S_y
PID-B2	-0.5	0	0.0140	-0.0224	0.021629	0.30066

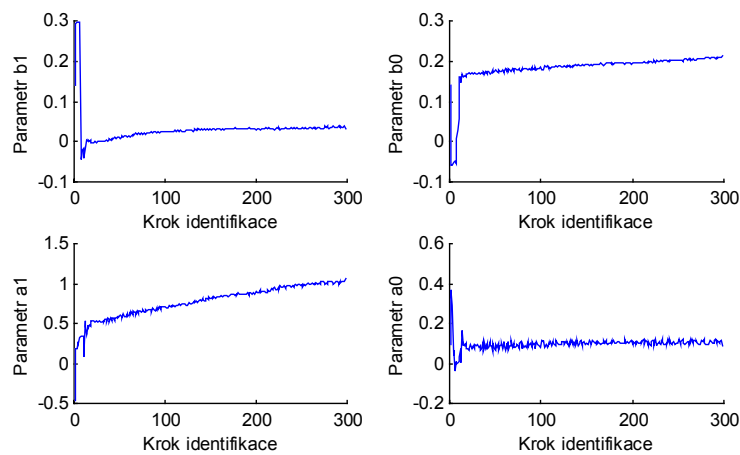
Tabulka 3.: Kritéria kvality regulace a parametry regulátoru



Graf 9.: Průběh regulace teplovzdušného modelu



Graf 10.: Průběh akčního zásahu regulátoru při regulaci teplovzdušného modelu



Grafy 11.- 14.: Průběhy konvergence parametrů soustavy při průběžné identifikaci

Závěr

Navržený algoritmus adaptivního delta regulátoru byl ověřen na v programovém prostředí Matlab simulačně i experimentálně. Pro porovnání kvality regulace byl hodnocen maximální překmit y_{\max} (podkmit y_{\min}) při skokové změně žádané veličiny, dále kvadrát plochy regulační odchylky měření S_y a suma kvadrátů přírůstků akčního zásahu regulátoru S_u . Navržený algoritmus delta regulátoru prokázal dobré regulační schopnosti při různých nastaveních parametrů regulátoru.

Literatura

1. Åström, K. J., Wittenmark, B.: Adaptive Control, Addison-Wesley Publishing Company, 1989
2. Balátě, J.: Vybrané statě z automatického řízení. Vysoké učení technické v Brně, 1996
3. Bobál, V.: Identifikace systémů. Ediční středisko VUT Brno, Zlín, 1990
4. Bobál, V.: Teorie automatického řízení III. Ediční středisko VUT Brno, Zlín, 1991
5. Bobál, V. - Bohm, J. - Prokop, R. - Fessl, J.: Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace, Vysoké učení technické v Brně, 1999
6. Feuer, A. - Goodwin, G. C.: Sampling in Digital Signal Processing and Control. Birkhäuser Boston, 1996
7. Goodwin, G. C., Graebe, S. F., Salgado, M. E.: Control System Design, Prentise Hall, 2001
8. Isermann, R.: Digital control systems. Berlin, Springer-Verlag, 1981
9. Isermann, R., Lachman, K.-H., Matko, D.: Adaptive Control Systems. Prentise Hall, 1992
10. Middleton, R. H., Goodwin, G. C.: Digital control and estimation. Prentise Hall, 1990
11. Mukhopadhyay, S., Patra, A., Rao, G. P.: New class of discrete-time models for continuous-time systems. Int. J. of Control, 1992, No 5, 1161 – 1187
12. Sysel, M.: Adaptivní PID regulace s využitím delta modelu, diplomová práce, VUT Brno, Zlín, 1998
13. Vašek, V.: Teorie automatického řízení II. Ediční středisko VUT Brno, Zlín, 1990
14. Vítečková, M.: Delta modely v syntéze lineárních regulačních obvodů, Proc. XX. ASŘ Seminary '97 Instruments and Control, VŠB – TU Ostrava – Poruba, 1997
15. Wellstead, P. E., Zarrop, M. B.: Self-Tuning Systems – Control and Signal Processing, John Wiley & Sons Ltd., 1991
16. World Wide Web prezentace firmy Humusoft: www.humusoft.cz, 2001
17. World Wide Web prezentace firmy Mathworks: www.mathworks.com, 2001

Tento příspěvek byl podporován Grantovou agenturou České republiky v rámci grantu č. 102/99/1292, č. 102/00/0526 a Ministerstvem školství České republiky v rámci projektu MSM 281100001

Adresa:

Ing. Martin Sysel
Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Institut informačních technologií
Mostní 5139
760 01 Zlín

e-mail.: Sysel@ft.utb.cz

tel.: +420 67 754 32 16