Řízení systémů s periodicky proměnnými parametry pomocí pevných regulátorů

Radek Matušů, Roman Prokop

Příspěvek prezentuje návrh robustních regulátorů založený na algebraickém přístupu a především aplikaci těchto regulátorů na řízení jednorozměrných spojitých dynamických systémů s periodicky se měnícími parametry. Spojité lineární regulátory jsou získány prostřednictvím obecných řešení diofantických rovnic v okruhu ryzích a stabilních racionálních funkcí (R_{PS}) a dále Youla-Kučerovou parametrizací. Pomocí podmínek dělitelnosti v tomto okruhu lze řešit řadu různých problémů řízení. Tato metodika umožňuje návrh regulátoru pro stabilní i nestabilní systémy, obecně také s dopravním zpožděním, a jednou z velkých výhod je, že výsledné zákony řízení pro systémy prvního a druhého řádu vedou na standardní typy PI a PID. Pro ovlivnění stability, robustnosti a chování uzavřeného regulačního obvodu je používáno jediného kladného skalárního ladicího parametru, kterého funkcí jsou koeficienty regulátorů. Ilustrativní simulace jsou provedeny v prostředí Matlab-Simulink.

Úvod

V posledních desetiletích zaznamenaly metody návrhů regulátorů bouřlivý rozvoj ve vědeckém zkoumání i v aplikacích. Atraktivitu získaly zejména řídicí systémy, které dokážou něco víc než regulátory pevné, nastavené klasickými metodami. Jedná se tedy o schopnost řídit systémy nelineární, neurčité nebo variantní. Jednou možností je zajistit trvalé přizpůsobování regulátoru měnícím se podmínkám, tedy jeho adaptivitu. Druhou možností je navrhnout pevný regulátor tak, aby zajišťoval přijatelné chování nejen pro uvažovaný nominální systém, ale i pro jeho jisté okolí (perturbace, neurčitosti). V tomto případě se hovoří o robustnosti regulátoru. Oba přístupy mají své výhody a nevýhody. Adaptivní systémy jsou zajisté elegantní a přitažlivé z hlediska jistého „inteligentního“ chování, jsou však složité a ne vždy spolehlivé. Robustní regulátory jsou oblíbeny v praxi, jsou jednoduché a pevné, snadno implementovatelné. Avšak teorie k nim vedoucí je mnohdy složitá, pro běžného inženýra nesrozumitelná.

Tento příspěvek se zabývá návrhem pevných spojitých regulátorů, které jsou použity pro systémy s periodicky se měnícími parametry. Regulátory jsou v jistém smyslu robustní, při návrhu se používá algebraický aparát diofantických rovnic a ladicí skalární parametr. Velikost okolí, které má robustní regulátor pokrýt, je možno v zásadě zohlednit a popsat dvěma způsoby – neparametricky a parametricky. Neparametrický popis neurčitosti systému spočívá v omezení oblasti možného rozptylu frekvenční charakteristiky a je vhodný při zanedbání určitých dynamických vlastností, nelinearit, atd. Popis parametrický pak vyjadřuje známou strukturu, ale neurčitou znalost konkrétních parametrů řízeného systému, jejichž možné hodnoty jsou ohraničeny intervaly. Detailní informace je možno nalézt např. v [1], [5], [6]. Tyto popisy reprezentují sice nekonečnou množinu možných parametrů, ale v čase neproměnných, tedy invariantních systémů. Pokud dochází k významným změnám parametrů v čase, jedná se již o zcela jinou třídu variantních systémů, které je také nutno analyzovat jinými prostředky. I k jejich řízení je však v zásadě možno s výhodou využít robustních a pevných algoritmů.

Způsobů návrhu robustních regulátorů je známa celá řada. Elegantní a poměrně jednoduchou metodu poskytuje algebraický přístup založený na pracích Vidyasagara [14] a Kučery [9], který je popsán např. v [10]. Mezi výhody této metodiky patří především možnost ovlivňování chování regulačních obvodů pomocí jediného reálného kladného skalárního parametru a také to, že pro systémy prvního a druhého řádu může poskytovat standardní a v praxi široce rozšířené regulátory typu PI a PID.

Cílem tohoto příspěvku je ukázat návrh spojitých regulátorů pomocí algebraického přístupu v okruhu ryzích a stabilních racionálních lomených funkcí, způsob jejich ladění a v neposlední řadě možnosti jejich využití při řízení spojitých jednorozměrných dynamických systémů s periodicky perturbovanými parametry.

1. Popis systémů s periodickými parametry

Řízené objekty jsou v tomto článku uvažovány jako časově proměnné spojité dynamické systémy s periodicky perturbovanými parametry, které obecně mohou obsahovat také dopravní zpoždění. Lze je popsat pomocí „přenosové funkce“, která závisí jak na komplexní proměnné s tak také na čase t a to ve tvaru:

$$G(s,t)=\frac{b_m(t)s^m+b_{m-1}(t)s^{m-1}+\ldots+b_0(t)}{a_n(t)s^n+a_{n-1}(t)s^{n-1}+\ldots+a_0(t)}e^{-T_d(t)s} \qquad m<n \tag{1}$$

T-variantní parametry ve funkci (1) jsou dány rovnicemi:

$$\begin{aligned} b_m(t) &= \beta_m+\lambda_{bm}\sin(\omega_{bm}t) \\ a_n(t) &= \alpha_n+\lambda_{an}\sin(\omega_{an}t) \\ T_d(t) &= \tau+\lambda_\tau\sin(\omega_\tau t) \end{aligned} \tag{2}$$

kde β_m, α_m, τ jsou reálné konstanty,
$\lambda_{bm}, \lambda_{an}, \lambda_\tau$ – amplitudy a
$\omega_{bm}, \omega_{an}, \omega_\tau$ – úhlové rychlosti.

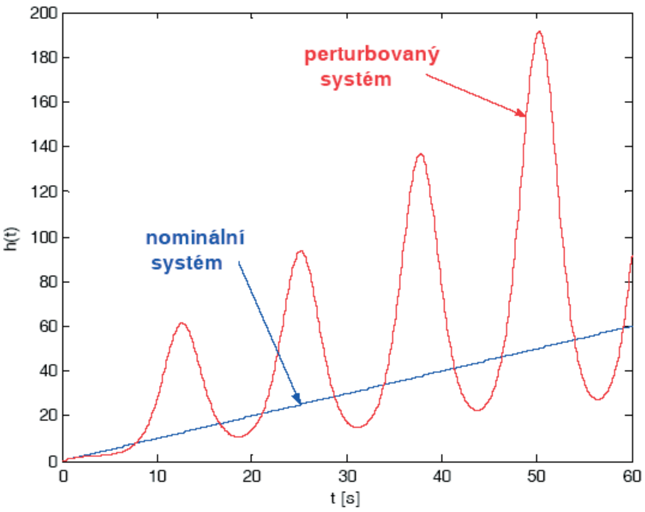
Volba $\lambda_{bm} = \lambda_{an} = \lambda_\tau = 0$ či $\omega_{bm} = \omega_{an} = \omega_\tau = 0$ představuje časově invariantní systém. Jestliže se v řízené soustavě nevyskytuje dopravní zpoždění, je nominální systém v tomto případě popsán výrazy (1), (2) při splnění předpokladu $\lambda_{bm} = \lambda_{an} = 0$. Ani v případě invariantního systému není model (1) vhodný pro uvažovanou syntézu, pokud přenosová funkce řízeného procesu obsahuje člen dopravního zpoždění. Dopravní zpoždění je nutno ještě před samotným návrhem aproximovat. V úvahu přichází např. známá Pade aproximace, kdy s využitím Taylorova rozvoje prvního řádu platí:

$$e^{-T_d s} \approx \frac{1-\dfrac{T_d}{2}s}{1+\dfrac{T_d}{2}s} \tag{3}$$

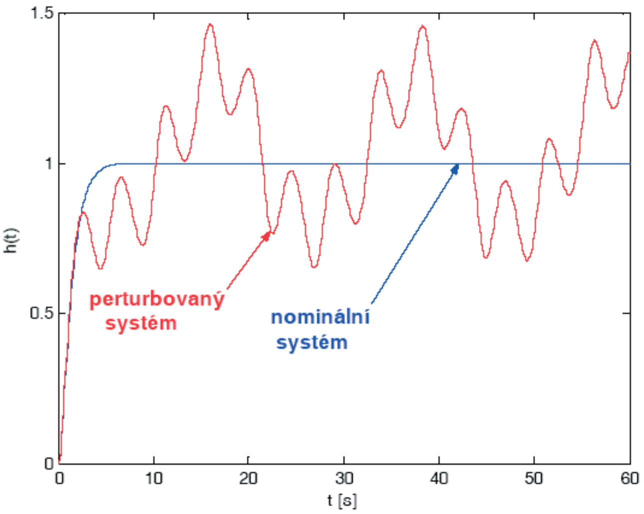
nebo jiné modifikace Taylorova rozvoje – viz. [10], [11], [12]. Po této úpravě se pak jako nominální uvažuje lineární přenos v obecném tvaru:

$$G(s)=\frac{b_m s^m + b_{m-1}s^{m-1}+\ldots+b_0}{a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1}+\ldots+a_0} \qquad m<n \tag{4}$$

Stupně polynomů m, n jsou přirozeně jiné než v (1). V perturbovaném systému se pak již mohou vyskytovat periodicky se měnící parametry čitatele a jmenovatele (3). Jak mohou být přechodové charakteristiky takových systémů zajímavé ilustrují obr. 1 a 2. První případ reprezentuje nominální a „perturbovaný“ integrátor s přenosovými funkcemi danými postupně (27) a (26). Obr. 2 představuje přechodové charakteristiky pro systémy druhého řádu s přenosovými funkcemi (29), resp. (28).



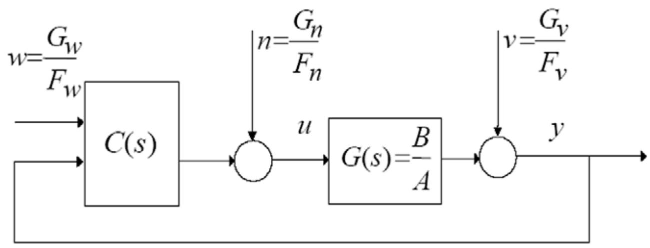
Obr.1 Porovnání přechodových charakteristik nestabilních systémů prvního řádu



Obr.2 Porovnání přechodových charakteristik stabilních systémů druhého řádu

2. Návrh spojitých regulátorů v R_{PS}

Obecný postup návrhu robustních regulátorů je takový, že se nalezne stabilizující regulátor s požadovanými vlastnostmi (mezi nejčastější samozřejmě patří asymptotické sledování žádané veličiny, kompenzace poruch, atd.) pro nominální systém. Regulátor musí být navržen takovým způsobem, aby mohl být použit k řízení systému perturbovaného a to tak, aby zachovával aspoň některé vlastnosti celého obvodu, např. stabilitu.



Obr.3 Obecný regulační obvod

Tradiční způsob návrhu pevných spojitých regulátorů třídy PID je možno provést přes frekvenční oblast nebo pomocí polynomiální reprezentace [3]. Alternativní způsob návrhu a ladění regulátorů umožňuje algebraický přístup vyvinutý Vidyasagarem [14] a Kučerou [9]. Detailnější popis je možno nalézt např. v [10], [11] nebo [12]. Tato metodika předpokládá popis lineárních systémů v okruhu R_{PS} jako podíl dvou racionálních funkcí $B(s)$, $A(s)$, které jsou s klasickým přenosem svázány vztahem:

$$G(s)=\frac{b(s)}{a(s)}=\frac{\dfrac{b(s)}{(s+m)^n}}{\dfrac{a(s)}{(s+m)^n}}=\frac{B(s)}{A(s)}$$
$$n=\max\{\deg(a),\deg(b)\} \qquad m>0 \tag{5}$$

Parametr $m > 0$, který touto cestou zavedeme do syntézy, je možno později využít jako ladicí. Změnou jeho hodnoty lze ovlivňovat výsledné regulační chování uzavřeného obvodu.

Obecný zpětnovazební regulační obvod s přítomností poruchových signálů si lze představit podle obr. 3.

Takovýto obvod může mít oddělenu zpětnovazební

$$C_b(s)=\frac{Q(s)}{P(s)}$$

a přímovazební

$$C_f(s)=\frac{R(s)}{P(s)}$$

část (systém řízení 2DOF, FBFW), přičemž akční zásah se při uvažování nulových poruchových veličin ($n = v = 0$) generuje vztahem:

$$u=\begin{pmatrix}C_f & C_b\end{pmatrix}\begin{pmatrix}w\\ -y\end{pmatrix}=C_f w - C_b y \tag{6}$$

Jestliže

$$C(s)=C_b(s)=C_f(s)=\frac{Q(s)}{P(s)}$$

pak obr. 3 reprezentuje klasický zpětnovazební obvod (systém řízení 1DOF, FB) pracující s regulační odchylkou dle vztahu:

$$u=C_b(w-y) \tag{7}$$

Signály w, n, v reprezentují postupně žádanou veličinu a poruchovou veličinu na vstupu a na výstupu regulované soustavy. Obvykle se signály w a n uvažují jako po částech konstantní a porucha v se předpokládá jako harmonický signál. Jmenovatelé těchto signálů v R_{PS} jsou:

$$F_w=F_n=\frac{s}{s+m} \qquad F_v=\frac{s^2+\omega^2}{(s+m)^2} \tag{8}$$

kde ω je úhlová rychlost a $m > 0$.

První a nejdůležitější podmínkou je zajištění stability obvodu podle obr. 3. Stabilizující regulátory jsou dány vztahem:

$$\frac{Q}{P}=\frac{Q_0-AT}{P_0+BT} \tag{9}$$

kde T je libovolný prvek z R_{PS} a $P_0 + BT \neq 0$ a P_0, Q_0 je nějaké řešení diofantické rovnice:

$$AP_0 + BQ_0 = 1 \tag{10}$$

Vztah (9) říká, že stabilizujících regulátorů je buď nekonečně mnoho nebo žádný a často se nazývá Youla-Kučerova parametrizace regulátorů.

Další důležitou podmínkou je konvergence regulační odchylky k nule. Za předpokladu, že v regulačním obvodu (obr. 3) nepůsobí poruchy ($n = v = 0$), platí postupně pro obvody dané (7) a (6):

$$e = \frac{AP}{AP+BQ}\frac{G_w}{F_w} \tag{11}$$

$$e = \left(1 - \frac{BR}{AP+BQ}\right)\frac{G_w}{F_w} \tag{12}$$

Algebraickou analýzou (11), (12) a dosazením (10) do (11), (12) musí F_w vymizet v čitatelích obou výrazů (11), (12) a z toho plyne:

a) F_w dělí součin AP pro strukturu (7)
b) F_w dělí $(1 - BR)$ pro strukturu (6), což je druhá diofantická rovnice:

$$F_w Z + BR = 1 \tag{13}$$

Dělitelnost v okruhu R_{PS} je přitom definována následovně:

$$\frac{b(s)}{a(s)} \quad \text{dělí} \quad \frac{\tilde{b}(s)}{\tilde{a}(s)}$$

jestliže všechny kořeny $b(s)$ v pravé části komplexní roviny včetně imaginární osy a nekonečna jsou také kořeny $\tilde{b}(s)$ – viz. např. [14].

Regulátor lze touto metodou navrhnout i přímo pro potlačení poruch n a v. Situace při syntéze je obdobná, jen poněkud komplikovanější [11]. Jestliže označíme jako nesoudělné podíly:

$$\frac{A}{F_v} = \frac{A_0}{F_{v0}} \qquad \frac{B}{F_n} = \frac{B_0}{F_{n0}} \tag{14}$$

pak rovnice stability (10) má tvar:

$$AF_{v0}F_{n0}P_1 + BQ_1 = 1 \tag{15}$$

a přenos zpětnovazební části regulátoru je:

$$C_b = \frac{Q_1}{P_1 F_{v0} F_{n0}} \tag{16}$$

Přímovazební část je dána opět (13).

3. Odvození PI regulátoru

Celý postup syntézy, nastíněný v předchozí kapitole, lze ilustrovat na konkrétním návrhu pro soustavu prvního řádu:

$$G(s) = \frac{b_0}{s+a_0} \tag{17}$$

Po převedení všech přenosů do R_{PS} lze psát základní „stabilizující“ diofantickou rovnici (10) ve tvaru:

$$\frac{s+a_0}{s+m}p_0 + \frac{b_0}{s+m}q_0 = 1 \tag{18}$$

Její partikulární řešení je dáno:

$$p_0 = 1 \qquad q_0 = \frac{m-a_0}{b_0} \tag{19}$$

A tedy všechny stabilizující regulátory lze získat pomocí Youla-Kučerovy parametrizace:

$$P = p_0 + \frac{b_0}{s+m}T \qquad Q = q_0 - \frac{s+a_0}{s+m}T \tag{20}$$

kde T je libovolný prvek z okruhu R_{PS}.

Při předpokládané skokové změně žádané veličiny a tedy

$$F_w = \frac{s}{s+m}$$

je nyní třeba vybrat z množiny (20) takový regulátor, aby F_w dělilo P. Hledáme tedy $T = t_0$ tak, aby z čitatele P bylo možno vytknout člen s. Po jednoduché úpravě dospějeme k závěru, že takové t_0 existuje jediné a to

$$t_0 = -\frac{m}{b_0}$$

Jeho dosazením do (20) obdržíme čitatele a jmenovatele regulátoru, který bude řízenou soustavu ve zpětnovazebním obvodu stabilizovat a navíc bude zajišťovat asymptotické sledování referenčního signálu:

$$P = \frac{s}{s+m} \qquad Q = \frac{m-a_0}{b_0} + \frac{s+a_0}{s+m}\frac{m}{b_0} = \frac{\frac{2m-a_0}{b_0}s + \frac{m^2}{b_0}}{s+m} \tag{21}$$

Je vidět, že výsledný regulátor typu PI je dán přenosovou funkcí:

$$\frac{Q}{P} = \frac{\frac{2m-a_0}{b_0}s + \frac{m^2}{b_0}}{s} \tag{22}$$

A je tudíž zřejmé, že oba koeficienty regulátoru

$$\tilde{q}_1 = \frac{2m-a_0}{b_0} \quad a \quad \tilde{q}_0 = \frac{m^2}{b_0}$$

jsou obecně nelineární funkce skalárního parametru $m > 0$.

V případě, že chceme využít strukturu řízení obsahující také přímovazební část (6), musíme ještě řešit rovnici (13), jež má nyní konkrétní tvar:

$$\frac{s}{s+m}z_0 + \frac{b_0}{s+m}r_0 = 1 \tag{23}$$

s partikulárním řešením

$$r_0 = \frac{m}{b_0} \qquad z_0 = 1$$

a s obecným řešením

$$R = r_0 + \frac{s}{s+m}\tilde{T}$$

kde $\tilde{T}$ je opět libovolný v R_{PS} (např. $\tilde{T} = 0$).

Zákon řízení (6) má v R_{PS} podobu:

$$\frac{s}{s+m}u = \frac{r_0 s + r_0 m}{s+m}w - \frac{\tilde{q}_1 s + \tilde{q}_0}{s+m}y \tag{24}$$

Neboť platí

$$r_0 m = \tilde{q}_0 = \frac{m^2}{b_0}$$

lze poslední rovnici (24) snadno přepsat do tvaru:

$$u = \tilde{q}_1\left[\frac{r_0}{\tilde{q}_1}w - y\right] + \tilde{q}_0\int(w-y)d\tau \tag{25}$$

Vztah (25) je přesně zobecněný PI regulátor podle [3], [4], který podle empiricky zjištěných výsledků v mnoha případech redukuje překmity a vyhlazuje regulační pochody.

4. Ilustrativní příklady – návrh a simulace

V následující kapitole budou demonstrovány možnosti využití spojitých robustních regulátorů pro řízení systémů s periodickými parametry na třech různých typech řízených soustav. Ve všech případech jsou uvažovány následující podmínky. K nominální soustavě je navržen zpětnovazební regulátor (1DOF struktura obvodu) zajišťující asymptotické sledování, který je následně naladěn pro různé hodnoty parametru $m > 0$. V jedné třetině času simulace řízení je skokově změněna hodnota žádané veličiny z 1 na 2 a ve dvou třetinách potom začne působit skoková porucha na výstupu z regulované soustavy o velikosti -1.

4.1 Soustava prvního řádu blízko hranice stability

Řízený objekt je dán jako systém prvního řádu s periodicky perturbovanými parametry, popsaný „přenosovou funkcí“:

$$G(s,t)=\frac{1+0{,}5\sin(0{,}2t)}{s+0{,}5\sin(0{,}5t)} \qquad (26)$$

Zajímavostí soustavy (26) je to, že může periodicky překračovat hranici stability a tedy přecházet ze systému stabilního na nestabilní a naopak. Nominální systém se tedy předpokládá jako integrátor:

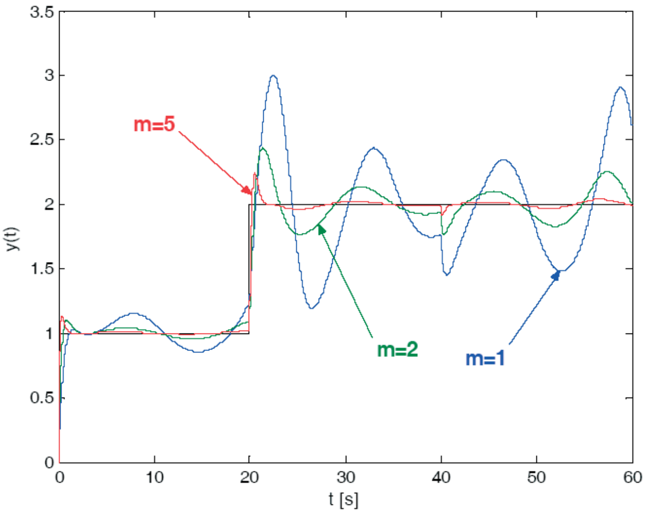
$$G(s)=\frac{1}{s} \qquad (27)$$

Na obr. 2 je znázorněno vzájemné srovnání přechodových charakteristik nominálního (27) a perturbovaného (26) systému.

Pro nominální systém (27) již automaticky F_w dělí AP, neboť s je obsaženo v čitateli A. Přesto využijeme dříve odvozených vztahů a s použitím uvedené metodiky navrhneme k (27) PI regulátor a to podle vztahu (22). Různými volbami $m > 0$ postupně nabývají parametry regulátoru hodnot dle tab. 1.

m	$\tilde{q}_1$	$\tilde{q}_0$
1	2	1
2	4	4
5	10	25

Tab.1 Různé parametry regulátoru (22)



Obr.4 Průběh řízení soustavy (26)

Odezvy zpětnovazebního obvodu s takto naladěnými regulátory jsou ukázány na obr. 4.

Je vidět, že zvyšující se hodnota m poskytuje rychlejší regulační pochody s větší odolností vůči periodickým změnám parametrů. Daní jsou ovšem agresivnější akční zásahy.

4.2 Soustava druhého řádu

V pořadí druhý simulačně řízený systém je dán „přenosem“:

$$G(s,t)=\frac{2+0{,}6\sin(1{,}4t)}{s^2+(3+\sin(1{,}1t))s+2+0{,}5\sin(0{,}3t)} \qquad (28)$$

přičemž nominální soustavu popisuje funkce:

$$G(s)=\frac{2}{s^2+3s+2} \qquad (29)$$

Přechodové charakteristiky nominálního i perturbovaného systému porovnává obr. 4.

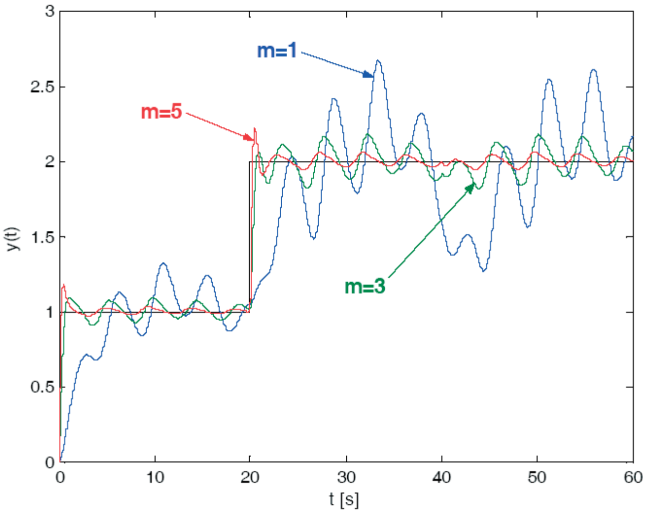
Při návrhu řízení pro systém druhého řádu (29) lze analogicky k postupu v kapitole 4 dospět ke kompenzátoru ve tvaru:

$$C_b(s)=\frac{\tilde{q}_2 s^2+\tilde{q}_1 s+\tilde{q}_0}{\tilde{p}_2 s^2+\tilde{p}_1 s} \qquad (30)$$

který odpovídá reálnému PID regulátoru a u nějž různé hodnoty parametru $m > 0$ dávají parametry v tab. 2.

m	$\tilde{q}_2$	$\tilde{q}_1$	$\tilde{q}_0$	$\tilde{p}_2$	$\tilde{p}_0$
1	0,5	1	0,5	1	1
3	12,5	45	40,5	1	9
5	48,5	233	312,5	1	17

Tab.2 Různé parametry regulátoru (30)



Obr.5 Průběh řízení soustavy (28)

Výstupy zpětnovazebního obvodu s regulátory naladěnými podle tab. 2 ukazuje obr. 5.

4.3 Soustava prvního řádu s proměnným dopravním zpožděním

Jako řízená soustava se předpokládá objekt, daný „přenosovou funkcí“:

$$G(s,t)=\frac{0{,}1+0{,}01\sin t}{s+0{,}1+0{,}01\sin(0{,}5t)}e^{-(10+\sin t)s} \qquad (31)$$

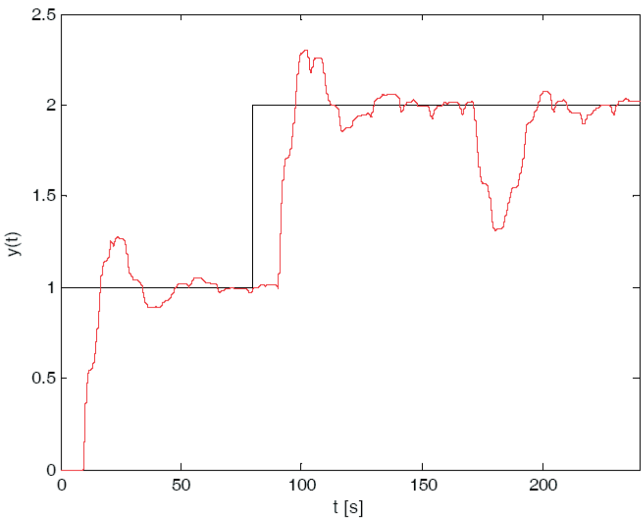
Dopravní zpoždění, jež samo o sobě vždy znamená komplikaci v návrhu řídícího algoritmu, je v soustavě (31) navíc uvažováno jako časově proměnné a pro účely návrhu řízení bylo nahrazeno Pade aproximací (3). Nominální systém je tedy určen:

$$G(s)=\frac{0{,}1(1-5s)}{(s+0{,}1)(1+5s)} \qquad (32)$$

a finální regulátor opět nabývá tvaru (30). V tomto případě je naladěn pouze jednou hodnotou parametru $m = 2$, která produkuje

$$\tilde{q}_2=3{,}\overline{6} \quad \tilde{q}_1=1{,}1\overline{3} \quad \tilde{q}_0=0{,}08 \quad \tilde{p}_2=1 \quad \tilde{p}_1=0{,}8\overline{6}$$

Výsledné zpětnovazební chování regulačního obvodu je demonstrováno na obr. 6.



Obr.6 Průběh řízení soustavy (31)

Vzhledem k časové proměnnosti dopravního zpoždění, představující značný problém, se regulační odezva z obr. 6 jeví pro většinu běžných aplikací jako velmi přijatelná.

Závěr

V příspěvku je studována aplikace spojitých robustních regulátorů při řízení jednorozměrových spojitých dynamických systémů s periodicky perturbovanými parametry. Časově proměnné koeficienty jsou považovány za perturbace nominálního časově invariantního lineárního systému. Návrh použitých regulátorů je založen na obecném řešení diofantických rovnic v okruhu ryzích a stabilních racionálních funkcí (R_{PS}). K největším výhodám tohoto algebraického přístupu patří např. možnost velmi elegantních formulací zákonů řízení, jednoduchost a standardní struktura regulátorů či existence pouze jediného kladného skalárního ladicího parametru. V ilustrativních příkladech jsou navrženy a laděny regulátory pro soustavy prvního či druhého řádu s periodickými parametry a to včetně proměnného dopravního zpoždění a je na simulacích z programového prostředí MATLAB-SIMULINK je analyzováno zpětnovazební chování. Výsledky ukazují, že robustní řízení v okruhu R_{PS} je vhodným řešením pro vyšetřovanou třídu systémů.

Poděkování

Tento příspěvek byl vytvořen za podpory Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR prostřednictvím grantu č. MSM 7088352102 a Grantové agentury České republiky (GA ČR) prostřednictvím grantu č. 102/03/0625.

Literatura

[1] ACKERMANN, J., et al. (1993). Robust control – systems with uncertain physical parameters. Springer-Verlag London Limited, Great Britain.

[2] ÅSTRÖM, K. J., WITTENMARK, B. (1990). Computer-controlled systems. Prentice-Hall, USA.

[3] ÅSTRÖM, K. J., HÄGGLUND, T. (1995). PID Controllers: Theory, Design and Tuning. Instrument Society of America, USA.

[4] ÅSTRÖM, K. J., HÄGGLUND, T. (2000). The future of PID Control. IFAC Workshop on Dig. Control, Terassa, Spain.

[5] BARMISH, B. R. (1994). New Tools for Robustness of Linear Systems. Macmillan, New York.

[6] BHATTACHARYYA, S. P., CHAPELLAT, H., KEEL, L. H. (1995). Robust Control: The Parametric Approach. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.

[7] BITTANTI, S., COLANERI, P., KUČERA, V. (2000). Robust polynomial assignment for uncertain periodic discrete-time systems. Preprints of ROCOND 2000, Prague, Czech Republic.

[8] DOYLE, C. D., FRANCIS, B. A., TANNENBAUM, A. R. (1992). Feedback Control Theory. Macmillan, New York.

[9] KUČERA, V. (1993). Diophantine equations in control – A survey. Automatica, Vol. 29, No. 6, pp. 1361-75.

[10] PROKOP, R.,. CORRIOU, J. P (1997). Design and analysis of simple robust controllers. Int. J. Control, Vol. 66, No. 6, pp. 905-921.

[11] PROKOP, R., HUSTÁK, P., PROKOPOVÁ, Z. (2001). Simultaneous regulation and disturbance rejection in a robust sense. Preprints of SCI 2001, Orlando, Florida.

[12] PROKOP, R., HUSTÁK, P., PROKOPOVÁ, Z. (2002). Simple robust controllers: Design, tuning and analysis. Preprints of 15th World Congress, Barcelona, Spain.

[13] VESELÝ, V., GRMAN, Ľ. (2003). Problémy a riešenia robustného riadenia lineárnych systémov. Automa, roč. 9, č. 4, str. 54-59.

[14] VIDYASAGAR, M. (1985). Control system synthesis: a factorization approach. MIT Press, Cambridge, M.A.

[15] ZHOU, K., et al. (1996). Robust and optimal control. Prentice-Hall, NJ.

Ing. Radek Matušů
prof. Ing. Roman Prokop, CSc.

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
Nad Stráněmi 4511, 760 05 Zlín, ČR
e-mail: rmatusu@fai.utb.cz
prokop@fai.utb.cz

44