VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

FAKULTA TECHNOLOGICKÁ VE ZLÍNĚ

Ing. Marek Kubalčík

MNOHOROZMĚROVÉ ADAPTIVNÍ ŘÍZENÍ

MULTIVARIABLE ADAPTIVE CONTROL

PhD Thesis

Obor: 26 – 15 – 9 Technická kybernetika

Školitel: Prof. Ing. Vladimír Bobál, CSc.
Datum obhajoby: 4. 10. 2000
Oponenti: Prof. Ing. Mikuláš Alexík, CSc.
Doc. Ing. Jiří Macháček, CSc.
Ing. Josef Böhm, CSc.

Brno 2001

ISBN 80–214–1787–0

OBSAH

1. SOUČASNÝ STAV ŘEŠENÉ PROBLEMATIKY

V oblasti automatizace a regulace jsou kladeny vysoké nároky na kvalitu řízení technologických procesů s minimální spotřebou energie a surovin. Složité technologické procesy jsou charakterizovány velkou výrobní kapacitou, vysokými nároky na kvalitu výsledného produktu, rychlostí, přesností a ekonomičností provozu. Všechny tyto požadavky je nutné vzít v úvahu při návrhu a realizaci spolehlivých a vysoce kvalitních řídicích algoritmů.

Většina regulačních obvodů je realizována jako obvody jednorozměrové, tj.mají jednu žádanou, jednu regulovanou a jednu akční veličinu, popřípadě jednu měřitelnou poruchu. Jednorozměrové regulační obvody jsou jednoduché a teoreticky i prakticky dobře zvládnutelné. Řízené soustavy však často obsahují více akčních, regulovaných i poruchových veličin. Někdy lze takovou soustavu rozložit na řadu jednorozměrových obvodů, většinou však mezi jednotlivými částmi existují vzájemné vazby, což znamená, že jedna výstupní veličina závisí na více vstupních, nebo i poruchových veličinách. Systém potom musíme posuzovat jako celek – vícerozměrovou soustavu.

Z toho vyplývá potřeba navrhovat takové regulátory, které zajistí kvalitní regulaci vícerozměrové soustavy. Navrhované regulátory musí proto počítat s vlivem vzájemných vazeb. Spojením mnohorozměrové soustavy a regulátoru vznikne mnohorozměrový regulační obvod. U nich je problém návrhu vhodného regulátoru mnohem komplikovanější.

Převážná většina technologických procesů, se kterými se v běžné technické praxi setkáváme, má stochastický charakter. Proto klasické regulátory s pevně nastavenými parametry se často těžko vyrovnávají se změnami parametrů procesů, které jsou způsobeny změnami v provozních režimech, změnami vlastností surovin, paliva apod. Řízení je pak neoptimální a dochází k velkým ztrátám materiálu, energie atd. Řešením tohoto problému může být například řízení takových procesů pomocí adaptivních řídicích systémů.

Syntéza řídicího systému, kterého část tvoří mnohorozměrový řízený objekt a která je založena na znalosti jeho matematického modelu, představuje poměrně složitou úlohu. Je možno říci, že úloha syntézy je tím náročnější, čím všeobecněji jsou definovány vlastnosti řízeného objektu. Proto se při praktických úlohách syntézy mnohorozměrových řídicích systémů ukazuje být vhodné dopředu stanovit na základě reálných vlastností řízeného objektu co nejvíce předpokladů pro zúžení možných tříd jeho teoretických vlastností. Takto stanovené předpoklady potom ve stadiu syntézy často umožní použít některých postupů při výpočtech, které jsou ve všeobecných případech nekorektní. Tyto předpoklady je možno stanovit na základě vlastností a měřitelnosti vstupů a výstupů, známých dynamických vlastností řízeného objektu, vlastností žádaných hodnot výstupu.

Z níže uvedeného přehledu vyplývá, že existuje řada možných přístupů k návrhu mnohorozměrových řídicích systémů. Tyto přístupy vycházejí z různých matematických aparátů a tedy i různých matematických forem popisů dynamických systémů. V zásadě lze k mnohorozměrové regulaci přistoupit dvojím způsobem. Buďto použít více jednorozměrových regulátorů a zanedbat vnitřní vazby, a nebo použít vícerozměrovou regulaci, která tyto vazby bere v úvahu. Druhý způsob je samozřejmě náročnější, ale lze očekávat dosažení lepší kvality regulace než u více nezávislých jednorozměrových regulátorů.

Většina řízených objektů vykazuje nelineární vlastnosti. Současně je však pro použití celé řady metod syntézy nutností mít k dispozici lineární model řízeného objektu. Proto je třeba si uvědomit, že úloha řízení je svázána s odhadem parametrů lineárního modelu řízeného objektu. Struktura modelu je všeobecně volena tak, aby existovala co největší shoda mezi charakteristikami reálné soustavy a modelu. Podobné charakteristiky je získat volbou různých struktur a tvůrce modelu má k dispozici určitý počet „stupňů volnosti".

Problematika syntézy MIMO (Multi Input Multi Output) systémů je v zahraniční literatuře poměrně hodně diskutovaná. Regulátory pro vícerozměrové řízení mohou být navrhovány přímo obecně se všemi vstupními a výstupními veličinami , jako je např. uvedeno v monografiích [1] - [6], tak i v řadě časopiseckých publikací. Pro řízení vícerozměrových systémů se rovněž používají kompenzátory pro zachování autonomnosti těchto obvodů, kdy vícerozměrové obvody se nahradí nezávislými jednorozměrovými. Z článků [7] - [13] je zřejmé, že tato metoda se přímo nabízí pro aplikaci samočinně se nastavujících regulátorů pro MIMO řízení. Pro řízení MIMO systémů se jeví rovněž vhodnými návrhy decentralizovaného řízení. V článcích [14] - [18] se většinou jedná o automatické seřizování decentralizovaných PID regulátorů. Avšak mnohé analyzované přístupy nejsou vhodné pro jejich adaptivní modifikace.

V oblasti teorie adaptivního řízení není problematika řízení MIMO procesů nijak nová, avšak počet publikací o tomto způsobu řízení není nijak rozsáhlý. Metody, případně aplikace adaptivního MIMO řízení jsou uvedeny např. v [19] - [29].

Algebraickým přístupem se zabývá [30]. Vychází z popisu systému ve stavovém prostoru a z popisu pomocí maticových zlomků. Dynamika je charakterizována prostřednictvím charakteristických polynomů matic. Jsou zde prezentovány aplikace v oblasti seřízení na základě přiřazení pólů charakteristickému polynomu, paralelní a kaskádní realizace.

Přístup k syntéze mnohorozměrových diskrétních regulátorů pomocí polynomiálních rovnic je zpracován v [31]. V úvodu je uveden krátký přehled existujících přístupů. Dále jsou uvedena některá fakta z polynomiální algebry a teorie diskrétních lineárních systémů. Je prezentována teorie diofantických rovnic jak pro matice polynomiální tak pro matice racionálních lomených funkcí. Další kapitola je věnována deterministickému řízení, především časově optimálnímu řízení a strategiím založeným na metodě nejmenších čtverců. Dále je zde studie struktury a stability zpětnovazebních systémů. Následuje kapitola o stochastickém řízení a LQG přístupu. Na závěr jsou rozebrány některé výpočetní aspekty polynomiálního přístupu.

2. CÍL PRÁCE

Cílem práce je odvození konkrétních algoritmů pro řízení systémů se dvěma vstupy a dvěma výstupy, které jsou popsány matematickým modelem ve formě maticového zlomku a v maticích se vyskytují polynomy druhého stupně.

Dalším úkolem je navrhnout tyto regulátory nejen deterministicky, ale i adaptivně s průběžnou identifikací s využitím rekurzivní metody nejmenších čtverců se směrovým zapomínáním odvozené v ÚTIA AV ČR Praha. Pro spojitou verzi potom aplikovat modifikaci této metody pro odhad parametrů spojitého modelu s využitím filtrace spojitých veličin. Spojité regulátory nejsou doposud v samočinně se nastavujících verzích příliš rozšířeny a s identifikací parametrů spojitých modelů nejsou velké zkušenosti.

Cílem je rovněž simulačním ověřením a ověřením na reálném laboratorním modelu prokázat možnost implementace těchto algoritmů pro praktické průmyslové použití.

3. ZVOLENÉ METODY ZPRACOVÁNÍ

3.1. Algebraický přístup k řízení mnohorozměrových systémů

Hlavním záměrem této práce je zbývat se syntézou založenou na maticovém přístupu a polynomiální teorii. Tato metoda vychází z popisu mnohorozměrových soustav pomocí maticových zlomků. Matematický aparát se tedy opírá o algebru. Syntéza je velice snadno algoritmizovatelná pro číslicový počítač. Důležité je, že všechny úlohy lineárního řízení lze převést na rovnici téhož typu, pouze koeficienty rovnice závisí na povaze úlohy. Vystačíme tedy s poměrně malým počtem algoritmů. V polynomiální teorii je teorie řízení mnohorozměrových soustav přirozeným zobecněním teorie řízení soustav jednorozměrových, pouze místo polynomů se pracuje s maticemi a polynomiální rovnice nahradí rovnice maticové. Všechny regulátory jsou založeny na metodě pole – placement, to znamená přiřazení pólů polynomům v charakteristické polynomiální matici. Velkou výhodou regulátorů pole – placement je to, že už svou podstatou jsou nejen stabilní, ale též značně robustní.

3.1.1. Popis řízeného systému a vektoru žádané hodnoty

Předpokládejme mnohorozměrový, časově invariantní systém popsaný rovnicí

$$\boldsymbol{G}(q) = \boldsymbol{A}^{-1}(q)\boldsymbol{B}(q) = \boldsymbol{B}_1(q)\boldsymbol{A}_1^{-1}(q) \tag{3.1}$$

kde pro spojité systémy $q = s$ jako operátor derivace a pro diskrétní systémy $q = z^{-1}$ jako operátor zpoždění, $\boldsymbol{Y}(q)\in R^m$ je vektor výstupních veličin soustavy, $\boldsymbol{U}(q)\in R^n$ je vektor vstupních veličin soustavy. Polynomiální matice $\boldsymbol{A}\in R_{mm}[q]$, $\boldsymbol{B}\in R_{mn}[q]$ jsou levým nesoudělným rozkladem matice $\boldsymbol{G}(q)$, polynomiální matice $\boldsymbol{A}_1\in R_{mm}[q]$, $\boldsymbol{B}_1\in R_{mn}[q]$ jsou pravým nesoudělným rozkladem matice $\boldsymbol{G}(q)$. Dva maticové zlomky obdržíme vlivem nekomutativnosti maticového násobení.

Naším cílem je řízení vektoru výstupu soustavy vzhledem k vektoru žádané hodnoty. Typickou vlastností žádaných hodnot výstupů lineárních objektů je jejich příslušnost ke třídě deterministických funkcí. Tyto žádané hodnoty jsou prvky $w_j(t)$, $j = 1,\dots,n$ vektoru $w(t)$. Pro obraz vektoru můžeme napsat

$$\boldsymbol{W}(q) = \boldsymbol{F}^{-1}(q)\boldsymbol{g}(q) \tag{3.2}$$

kde $\boldsymbol{g}(0) \neq 0$ a $\boldsymbol{F}(q)$ je polynomická invertovatelná matice.

Při řízení procesů se prakticky můžeme setkat pouze s případem, kdy žádané hodnoty výstupů patří do třídy konečných a po určitém čase konstantních funkcí. Tuto vlastnost můžeme pro j – tý prvek vektoru žádaných hodnot matematicky formulovat

$$\lim_{t\to\infty} w_j(t) = w_{cj} < \infty \tag{3.3}$$

kde w_{cj} je konstanta a alespoň pro jedno j je splněna podmínka

$$w_{cj} \neq 0 \tag{3.4}$$

v důsledku čehož je w_c nenulový vektor.

Pro takto vymezenou třídu žádaných hodnot můžeme matici $\boldsymbol{F}(q)$ vyjádřit jako

$$\boldsymbol{F}(q) = q\boldsymbol{F}_1(q) \tag{3.5}$$

kde matice $\boldsymbol{F}_1(q)$ je stabilní matice s nenulovými prvky.

Matice $\boldsymbol{F}_1(q)$ se často vyskytuje ve tvaru

$$\boldsymbol{F}_1(q) = \boldsymbol{f}_1(q)\boldsymbol{I} \tag{3.6}$$

kde $\boldsymbol{I}$ je jednotková matice. $\boldsymbol{F}_1(q)$ je tedy diagonální matice s polynomy $\boldsymbol{f}_1(q)$ na diagonále. To znamená, že v tomto případě jsou jednotlivé žádané hodnoty funkce stejného typu. Nejčastěji se setkáme s případem, kdy žádané hodnoty jsou konstanty. Tehdy platí $\boldsymbol{f}_1(q) = 1$ a vektor $\boldsymbol{g}(q)$ v rovnici (3.2) je vektor konstant.

3.1.2. Návrh zpětnovazebního řízení

Přenosovou funkci regulátoru můžeme popsat, stejně jako soustavu, maticovým nesoudělným rozkladem ve tvaru levého nebo pravého maticového zlomku

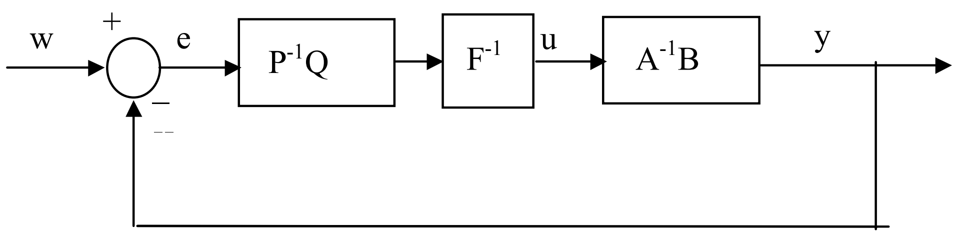
$$\boldsymbol{P}^{-1}(q)\boldsymbol{Q}(q) = \boldsymbol{Q}_1(q)\boldsymbol{P}_1^{-1}(q) \tag{3.7}$$

kde $\boldsymbol{P} \in R_{nn}[q]$, $\boldsymbol{Q} \in R_{nm}[q]$, $\boldsymbol{Q}_1 \in R_{nm}[q]$, $\boldsymbol{P}_1 \in R_{mm}[q]$ jsou polynomiální matice. V dalších rovnicích bude operátor q kvůli zjednodušení vynechán.

Předpokládejme nulové počáteční podmínky a nulovou poruchu. Rovnici (3.1) můžeme přepsat do tvaru

$$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}\boldsymbol{U} \tag{3.8}$$

Aby pro $t \to \infty$ byla regulační odchylka nulová, musíme před regulovanou soustavu zařadit matici integrátoru $\boldsymbol{F}(q)$. $\boldsymbol{F}(q)$ je integrátorem, jestliže referenční signál je ze třídy stupňových funkcí.



Obr. 3.1: Schéma zpětnovazebního obvodu s integrátorem

Rovnice výstupu soustavy vyplývající z tohoto blokového schématu je po úpravě

$$Y = P_1\left(AFP_1 + BQ_1\right)^{-1} BQ_1 P_1^{-1} W \tag{3.9}$$

Musí tedy být splněna diofantická rovnice

$$AF\,P_1 + BQ_1 = M \tag{3.10}$$

kde $M(q) \in R_{mm}[q]$ je stabilní a diagonální polynomiální matice. Je to matice pólů, které se mají syntézou umístit.

Nejefektivnějším způsobem řešení diofantické rovnice je metoda neurčitých koeficientů - řešení n rovnic o n neznámých (n závisí na počtu vstupů a výstupů a na řádu systému).

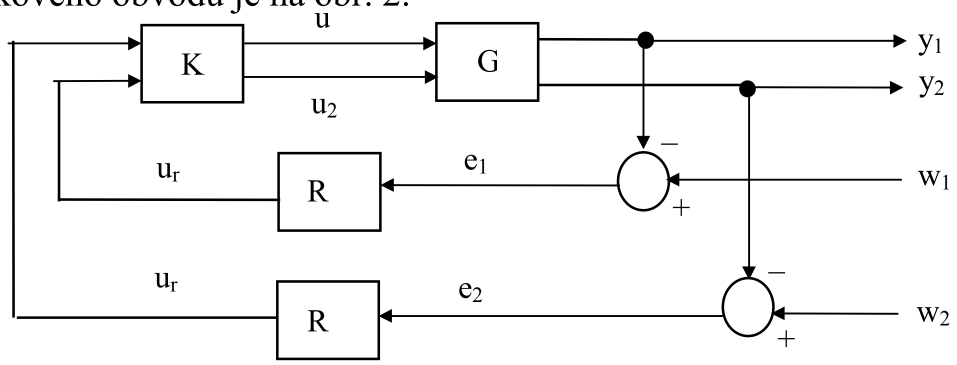
Zákon zpětnovazebního řízení vyplývající z blokového schématu na obr. 1 je

$$U = F^{-1} Q_1 P_1^{-1} E \tag{3.11}$$

3.2. Autonomní řízení s využitím kompenzátorů

Cílem práce je rovněž řešit problém autonomního řízení s využitím některých známých korekčních členů. Aplikace těchto korekčních členů do polynomiálního maticového pohledu je snadná. Mění se pouze tvar řešené maticové rovnice.

Řízení vícerozměrových soustav s vnitřními interakcemi lze provádět různými způsoby. Jednou z možností jak řešit tento problém je zařazení korekčního členu (kompenzátoru) do serie před soustavu, jak je uvedeno např. v [32]. Schéma takového obvodu je na obr. 2.



Obr. 3.2: Obecný autonomní regulační obvod

Kompenzátor ***K***, který je zapojen před soustavou, zajišťuje autonomnost regulačního obvodu a umožňuje použít dva jednorozměrové regulátory R_1 a R_2.

Seriový kompenzátor se volí tak, aby součinem matic ***B*** a ***K*** byla diagonální matice B_V . Obecně lze diagonializaci zapsat ve tvaru

$$BK = BB^{-1}B_v = B\frac{adj(B)}{\det(B)}B_v = B_v \tag{3.12}$$

Z tohoto vztahu lze kombinovat různé varianty kompenzátorů. V této práci je využito kompenzátorů v [32] značených jako K1 a K4. Jejich přehled je uveden v tabulce 1.

	Přenos kompenzátoru	Výsledný tvar matice $\boldsymbol{B}_v$
K1	$\boldsymbol{K} = \boldsymbol{B}^{-1}$	$\boldsymbol{B}_v = \boldsymbol{I}$; $\boldsymbol{I}$ je jednotková matice
K4	$\boldsymbol{K} = adj\ (\boldsymbol{B})$	$\boldsymbol{B}_v = det\ (\boldsymbol{B})$

Tabulka 1

3.3. Identifikace procesu

Dalším úkolem je navrhnout tyto regulátory nejen deterministicky, ale i adaptivně s průběžnou identifikací.

V adaptivním řízení je úloha identifikace právě tak důležitá jako role syntézy regulátoru. Identifikace pro adaptivní řízení má ovšem svá specifika, která vedou k tomu, že se v převážné míře odhadují parametry regresního modelu (ARX) a používá se metoda nejmenších čtverců.

Při identifikaci pro adaptivní řízení je nutno vycházet z následujících podmínek:

Data (vstupy) jsou generovány zpětnovazebním regulátorem.

Cílem regulátoru je kompenzovat poruchy, stabilizovat proces. To jsou okolnosti, které zhoršují možnosti identifikace parametrů.

Identifikační proces u adaptivního řízení trvá velmi dlouho (nekonečně dlouho). Proto lze jen stěží předpokládat konstantnost odhadovaných parametrů. Metody odhadování časově proměnných parametrů jsou nezbytné.

Identifikace musí dávat výsledky za různých pracovních podmínek soustavy (v období relativního stacionárního stavu, při poruchách či přechodech mezi různými stavy).

Strukturu identifikovaného modelu (řád) obvykle nelze v průběhu pochodu měnit.

Identifikační algoritmus musí být numericky spolehlivý a dostatečně rychlý.

Je zřejmé, že podmínky adaptivního řízení zdaleka nemusí být pro identifikaci ideální. Podmínky pro to, abychom dostávali nestranné odhady, nelze v těchto případech obvykle testovat, lze je pouze předpokládat. Pokud se předpoklady nesplní, adaptivní řízení se může dostat do problémů.

V identifikační části je použita rekurzivní metoda nejmenších čtverců se směrovým zapomínáním odvozená v ÚTIA AVČR Praha, pro spojitou verzi modifikace této metody pro odhad parametrů spojitého modelu s využitím filtrace spojitých veličin. Veličiny jsou filtrovány filtry vytvořenými pomocí diferenciálních rovnic.V případě výše popsaného systému se dvěma vstupy a dvěma výstupy se identifikuje šestnáct neznámých parametrů modelu ARX. V případě diskrétního systému je model popsán rovnicemi (4.2). Pro spojitý systém nabývá model tvaru (4.4).

Aktualizace vektoru parametrů potom probíhá podle vztahu

$$\boldsymbol{\Theta}_{1,2}^T(k)=\boldsymbol{\Theta}_{1,2}^T(k-1)+\frac{\boldsymbol{C}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}{1+\boldsymbol{\varphi}^T(k)\boldsymbol{C}(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)}\left(y(k)-\boldsymbol{\Theta}_{1,2}(k-1)\boldsymbol{\varphi}^T(k)\right) \quad (3.13)$$

Plnění vektorů parametrů a vektoru dat pro diskrétní model je následující

$$\boldsymbol{\Theta}_1^T(k) = [a_1, a_2, a_3, a_4, b_1, b_2, b_3, b_4] \quad (3.14)$$
$$\boldsymbol{\Theta}_2^T(k) = [a_5, a_6, a_7, a_8, b_5, b_6, b_7, b_8]$$
$$\boldsymbol{\varphi}^T(k-1) = [-y_1(k-1), -y_1(k-2), -y_2(k-1), -y_2(k-2),$$
$$u_1(k-1), u_1(k-2), u_2(k-2), u_2(k-1), u_2(k-2)]$$

Pro spojitý model se do vektoru dat přidá jednička a odhaduje se její koeficient d. Tento koeficient vyrovnává rozdíly v počátečních podmínkách filtrovaných a nefiltrovaných veličin. Takže regresní vektor pro uvažovanou dvourozměrovou spojitou soustavu má tvar

$$\boldsymbol{\varphi}^T(t_k) = [-y'_{1f}, -y_{1f}, -y'_{2f}, -y_{2f}, -u'_{1f}, -u_{1f}, -u'_{2f}, -u_{2f}, 1] \quad (3.15)$$

a vektory parametrů jsou

$$\boldsymbol{\Theta}_1^T(t_k) = [a_1, a_2, a_3, a_4, b_1, b_2, b_3, b_4, d_1] \quad (3.16)$$
$$\boldsymbol{\Theta}_2^T(t_k) = [a_5, a_6, a_7, a_8, b_5, b_6, b_7, b_8, d_2]$$

Filtry všech proměnných byly v tomto případě voleny s ohledem na řád systému druhého řádu

4. HLAVNÍ VÝSLEDKY PRÁCE

4.1. Návrhy algoritmů pro řízení systémů se dvěma vstupy a dvěma výstupy

Hlavním výsledkem práce je odvození původních vztahů pro zpětnovazební řízení konkrétního modelu se dvěma vstupy a dvěma výstupy, v jehož popisu pomocí maticového zlomku se nacházejí polynomy druhého stupně. Pro každou metodu jsou odvozeny algoritmy jak v diskrétní tak ve spojité verzi.

4.1.1. Volba modelů

Z hlediska syntézy řídicího systému je výhodné, jestliže matice $\boldsymbol{A}$ je současně řádkově i sloupcově redukována, tzn. jestliže polynomy s největšími stupni má na diagonále. Dá se dokázat, že stejnou vlastnost má potom i matice $\boldsymbol{A}_1$ v reprezentaci přenosu ve formě pravého maticového zlomku. Předpokládejme tedy polynomické matice $\boldsymbol{A}(z^{-1})$, $\boldsymbol{B}(z^{-1})$ s následující strukturou

$$\boldsymbol{A}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} & a_3 z^{-1} + a_4 z^{-2} \\ a_5 z^{-1} + a_6 z^{-2} & 1 + a_7 z^{-1} + a_8 z^{-2} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$
$$\boldsymbol{B}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} & b_3 z^{-1} + b_4 z^{-2} \\ b_5 z^{-1} + b_6 z^{-2} & b_7 z^{-1} + b_8 z^{-2} \end{bmatrix}$$

Přepisem rovnice (3.8) získáme diferenční rovnice (4.2) pro výpočet výstupu ze soustavy.

$$y_1(k) = -a_1 y_1(k-1) - a_2 y_1(k-2) - a_3 y_2(k-1) - a_4 y_2(k-2) + \quad (4.2)$$
$$+ b_1 u_1(k-1) + b_2 u_1(k-2) + b_3 u_2(k-1) + b_4 u_2(k-2)$$
$$y_2(k) = -a_5 y_1(k-1) - a_6 y_1(k-2) - a_7 y_2(k-1) - a_8 y_2(k-2) +$$
$$+ b_5 u_1(k-1) + b_6 u_1(k-2) + b_7 u_2(k-1) + b_8 u_2(k-2)$$

Matice spojité reprezentace $\boldsymbol{A}$(s) a $\boldsymbol{B}$(s) jsou analogicky předpokládány ve tvaru

$$\boldsymbol{A}(s)=\begin{bmatrix} s^2+a_1s+a_2 & a_3s+a_4 \\ a_5s+a_6 & s^2+a_7s+a_8 \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

$$\boldsymbol{B}(s)=\begin{bmatrix} b_1s+b_2 & b_3s+b_4 \\ b_5s+b_6 & b_7s+b_8 \end{bmatrix}$$

Diferenciální rovnice (4.4) charakterizují spojitou soustavu 2x2 druhého řádu. Dospějeme jsme k nim přepisem rovnice (3.8)

$$\begin{aligned} y_1'' + a_1y_1' + a_2y_1 + a_3y_2' + a_4y_2 &= b_1u_1' + b_2u_1 + b_3u_2' + b_4u_2 \\ y_2'' + a_5y_1' + a_6y_1 + a_7y_2' + a_8y_2 &= b_5u_1' + b_6u_1 + b_7u_2' + b_8u_2 \end{aligned} \tag{4.4}$$

4.1.2. Zpětnovazební syntéza pro diskrétní systém s polynomy druhého stupně

Syntéza vychází z řešení diofantické rovnice (3.10), kde stupeň polynomiálních matic regulátoru je volen s ohledem na požadavek na vnitřní ryzost systému řízení. V zásadě platí, že systém je vnitřně ryzí tehdy, když přenosy všech jeho prvků jsou ryzí. Přenos regulátoru bude ryzí tehdy, jestliže všechny jeho dílčí přenosy budou ryzí. Strukturu matic $\boldsymbol{P}_1$ a $\boldsymbol{Q}_1$ potom volíme tak, aby počet algebraických rovnic po roznásobení diofantické rovnice odpovídal počtu neznámých parametrů

$$\boldsymbol{P}_1\left(z^{-1}\right)=\begin{bmatrix} 1+p_1z^{-1} & p_2z^{-1} \\ p_3z^{-1} & 1+p_4z^{-1} \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

$$\boldsymbol{Q}_1\left(z^{-1}\right)=\begin{bmatrix} q_1+q_2z^{-1}+q_3z^{-2} & q_4+q_5z^{-1}+q_6z^{-2} \\ q_7+q_8z^{-1}+q_9z^{-2} & q_{10}+q_{11}z^{-1}+q_{12}z^{-2} \end{bmatrix}$$

matice integrátoru $\boldsymbol{F}(z^{-1})$ má tvar

$$\boldsymbol{F}\left(z^{-1}\right)=\begin{bmatrix} 1-z^{-1} & 0 \\ 0 & 1-z^{-1} \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

Diferenční rovnice regulátoru získáme přepisem vztahu (3.11).

Polynomická matice $\boldsymbol{M}(z^{-1})$ má tvar zvolený s ohledem na strukturu ostatních matic v diofantické rovnici

$$\boldsymbol{M}\left(z^{-1}\right)=\begin{bmatrix} \begin{matrix}1+m_1z^{-1}+m_2z^{-2}+ \\ +m_3z^{-3}+m_4z^{-4}\end{matrix} & 0 \\ 0 & \begin{matrix}1+m_5z^{-1}+m_6z^{-2}+ \\ +m_7z^{-3}+m_8z^{-4}\end{matrix} \end{bmatrix} \tag{4.7}$$

Kořeny polynomů této matice jsou rozhodující pro vlastnosti regulačního děje. Aby byl regulační obvod stabilní, musí ležet v jednotkové kružnici.

Roznásobením matic v diofantické rovnici (3.10) a řešením metodou neurčitých koeficientů dostáváme dvě soustavy osmi algebraických rovnic o osmi neznámých parametrech regulátoru.

Řešením těchto soustav jsou neznámé parametry regulátoru, které dosadíme do řídicího zákona.

4.1.3. Zpětnovazební syntéza pro spojitý systém s polynomy druhého stupně

Strukturu matic regulátoru volíme opět s ohledem na požadavek na vnitřní ryzost systému a na požadavek rovnosti počtu rovnic a počtu neznámých parametrů

$$\boldsymbol{P}_1(s)=\begin{bmatrix} s+p_1 & p_2 \\ p_3 & s+p_4 \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

$$\boldsymbol{Q}_1(s)=\begin{bmatrix} q_1 s^2+q_2 s+q_3 & q_4 s^2+q_5 s+q_6 \\ q_7 s^2+q_8 s+q_9 & q_{10} s^2+q_{11} s+q_{12} \end{bmatrix}$$

Integrátor $\boldsymbol{F}(\mathrm{s})$ má tvar

$$\boldsymbol{F}(s)=\begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} \tag{4.9}$$

Diferenciální rovnice regulátoru s touto strukturou získáme opět přepisem maticového vztahu (3.11).

Analogicky s diskrétní reprezentací volíme strukturu matice $\boldsymbol{M}(\mathrm{s})$

$$\boldsymbol{M}(s)=\begin{bmatrix} \begin{matrix} s^4+m_1 s^3+m_2 s^2+ \\ +m_3 s+m_4 \end{matrix} & 0 \\ 0 & \begin{matrix} s^4+m_5 s^3+m_6 s^2+ \\ +m_7 s+m_8 \end{matrix} \end{bmatrix} \tag{4.10}$$

Aby byl regulační obvod stabilní, musíme volit koeficienty polynomů v matici $\boldsymbol{M}$ tak, aby všechny polynomy byly stabilní. To znamená, že všechny jejich kořeny musí ležet v levé komplexní polorovině.

Parametry regulátoru získáme stejně jako v předchozím případě z diofantické rovnice (3.10).

4.1.4. Návrh spojitého řízení s kompenzátorem K1 pro systém s polynomy 2.stupně

Matice soustavy $\boldsymbol{A}$ a $\boldsymbol{B}$ předpokládáme opět ve tvaru (4.3). Parametry regulátoru získáme řešením diofantické rovnice

$$\boldsymbol{IFP}_1+\boldsymbol{IQ}_1=\boldsymbol{M} \tag{4.11}$$

kde $\boldsymbol{I}$ je jednotková matice. Matice integrátoru $\boldsymbol{F}(\mathrm{s})$ je ve tvaru (4.9). Volba matic $\boldsymbol{P}_1(s)$ a $\boldsymbol{Q}_1(s)$ byla provedena vzhledem k požadavkům na vnitřní ryzost systému a řešitelnost soustavy rovnic, která vznikne při řešení (4.11).

$$\boldsymbol{P}_1(s)=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

$$Q_1(s)=\begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix}$$

Matici $\boldsymbol{M}(s)$ volíme s ohledem na řád matic $\boldsymbol{P}_1(s)$ a $\boldsymbol{Q}_1(s)$

$$\boldsymbol{M}(s)=\begin{bmatrix} s+m_1 & 0 \\ 0 & s+m_2 \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

Parametry regulátoru vyplývají z řešení diofantické rovnice (4.11) metodou neurčitých koeficientů.

Diferenciální rovnice regulátoru získáme přepisem řídicího zákona, který má tvar maticové rovnice

$$\boldsymbol{FU} = \boldsymbol{B}^{-1}\boldsymbol{A}\boldsymbol{Q}_1\boldsymbol{P}_1^{-1}\boldsymbol{E} \tag{4.14}$$

4.1.5. Návrh diskrétního řízení s kompenzátorem K1 pro systém s polynomy 2.stupně

Matice soustavy $\boldsymbol{A}$ a $\boldsymbol{B}$ předpokládáme ve tvaru (4.1). Vycházíme opět z řešení diofantické rovnice (4.11), matice $\boldsymbol{F}(z^{-1})$ je opět ve tvaru (4.6)

Matice $\boldsymbol{P}_1(z^{-1})$ a $\boldsymbol{Q}_1(z^{-1})$ byly zvoleny s ohledem na řešení diofantické rovnice

$$\boldsymbol{P}_1(z^{-1})=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.15}$$

$$\boldsymbol{Q}_1(z^{-1})=\begin{bmatrix} q_1 z^{-1} & 0 \\ 0 & q_2 z^{-1} \end{bmatrix}$$

Matice $\boldsymbol{M}(z^{-1})$ byla vzhledem k maticím $\boldsymbol{P}_1(z^{-1})$ a $\boldsymbol{Q}_1(z^{-1})$ volena

$$\boldsymbol{M}(z^{-1})=\begin{bmatrix} 1+m_1 z^{-1} & 0 \\ 0 & 1+m_2 z^{-1} \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

Parametry regulátoru vyplývají z porovnání koeficientů u stejných mocnin v diofantické rovnici (4.11).

Diferenční rovnice regulátoru potom plynou z maticové rovnice (4.14).

4.1.6. Návrh spojitého řízení s kompenzátorem K4 pro systém s polynomy 2.stupně

Při návrhu tohoto kompenzátoru předpokládáme diagonální matici $\boldsymbol{A}(s)$.

$$\boldsymbol{A}(\mathrm{s})=\begin{bmatrix} s^2+a_1 s+a_2 & 0 \\ 0 & s^2+a_3 s+a_4 \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

Kompenzátor volíme tak, aby součinem matice $\boldsymbol{B}(s)$ a matice kompenzátoru byla diagonální matice. Prvky na diagonále budou potom determinanty matice $\boldsymbol{B}(s)$. Matice kompenzátoru je potom adjugovná matice $\boldsymbol{B}(s)$.

$$\boldsymbol{K}(s)=adj(\boldsymbol{B}(s)) \tag{4.18}$$

Předpokládáme-li matici $\boldsymbol{B}(s)$ ve tvaru (4.3) kompenzátor $\boldsymbol{K}(s)$ a výsledná matice $\boldsymbol{B}_V(s)$ mají tvar

$$\boldsymbol{K}(s) = adj(\boldsymbol{B}(s)) = \begin{bmatrix} b_7 s + b_8 & -b_3 s - b_4 \\ -b_5 s - b_6 & b_1 s + b_2 \end{bmatrix} \tag{4.19}$$

$$\boldsymbol{B}_V(s) = \boldsymbol{B}(s).\boldsymbol{K}(s) == \begin{bmatrix} \det(\boldsymbol{B}) & 0 \\ 0 & \det(\boldsymbol{B}) \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

Výsledný přenos soustavy s kompenzátorem udává rovnice

$$\boldsymbol{F}_V = \boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}_V = \begin{bmatrix} s^2 + a_1 s + a_2 & 0 \\ 0 & s^2 + a_3 s + a_4 \end{bmatrix}^{-1} . \begin{bmatrix} \det(\boldsymbol{B}) & 0 \\ 0 & \det(\boldsymbol{B}) \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \dfrac{\det(\boldsymbol{B})}{s^2 + a_1 s + a_2} & 0 \\ 0 & \dfrac{\det(\boldsymbol{B})}{s^2 + a_3 s + a_4} \end{bmatrix} \tag{4.21}$$

Z výsledného přenosu je vidět,že soustava s kompenzátorem tvoří autonomní celek.

Řešíme diofantickou rovnici

$$\boldsymbol{AFP}_1 + \boldsymbol{B}_v \boldsymbol{Q}_1 = \boldsymbol{M} \tag{4.22}$$

Matice $\boldsymbol{P}_1(s)$ a $\boldsymbol{Q}_1(s)$ byly zvoleny jako

$$\boldsymbol{P_1}(s) = \begin{bmatrix} s^2 + p_1 s + p_2 & 0 \\ 0 & s^2 + p_3 s + p_4 \end{bmatrix} \tag{4.23}$$

$$\boldsymbol{Q}_1(s) = \begin{bmatrix} q_1 s^2 + q_2 s + q_3 & 0 \\ 0 & q_4 s^2 + q_5 s + q_6 \end{bmatrix}$$

Matici M volíme s ohledem na volbu řádu matic $\boldsymbol{P}_1(s)$ a $\boldsymbol{Q}_1(s)$

$$\boldsymbol{M}(s) = \begin{bmatrix} \begin{matrix} s^5 + m_1 s^4 + m_2 s^3 + \\ + m_3 s^2 + m_4 s + m_5 \end{matrix} & 0 \\ 0 & \begin{matrix} s^5 + m_6 s^4 + m_7 s^3 + \\ + m_8 s^2 + m_9 s + m_{10} \end{matrix} \end{bmatrix} \tag{4.24}$$

Roznásobením matic v diofantické rovnici (4.22) a řešením metodou neurčitých koeficientů dostáváme dvě soustavy pěti algebraických rovnic o pěti neznámých parametrech regulátoru.

Diferenciální rovnice regulátoru potom plynou z maticové rovnice řídicího zákona

$$\boldsymbol{FU} = adj(\boldsymbol{B})\boldsymbol{Q}_1 \boldsymbol{P}_1^{-1} \boldsymbol{E} \tag{4.25}$$

4.1.7. Návrh diskrétního řízení s kompenzátorem K4 pro systém s polynomy 2.stupně

Přenos kompenzátoru K4 je:

$$\boldsymbol{K} = adj(\boldsymbol{B}) \tag{4.26}$$

Předpokládáme-li matici $\boldsymbol{B}$ ve tvaru (4.1) pak můžeme vytknout nejvyšší společné dopravní zpoždění

$$\boldsymbol{B} = \boldsymbol{B}_1.\boldsymbol{B}_2 = z^{-1}.\boldsymbol{B}_2 = z^{-1}.\begin{bmatrix} b_1 + b_2 z^{-1} & b_3 + b_4 z^{-1} \\ b_5 + b_6 z^{-1} & b_7 + b_8 z^{-1} \end{bmatrix} \tag{4.27}$$

Vytknutím nejvyššího dopravního zpoždění se návrh a výpočet kompenzátoru zjednoduší, protože jej navrhujeme z matice $\boldsymbol{B}_2$ a to znamená, že pracujeme s polynomy nižších řádů.

Kompenzátor K a výsledná matice $\boldsymbol{B}_V$ mají tedy tvar

$$\boldsymbol{K} = adj(\boldsymbol{B}_2) = \begin{bmatrix} b_7 + b_8 z^{-1} & -b_3 - b_4 z^{-1} \\ -b_5 - b_6 z^{-1} & b_1 + b_2 z^{-1} \end{bmatrix} \tag{4.28}$$

$$\boldsymbol{B}_V = \boldsymbol{B}\boldsymbol{K} = z^{-1}\begin{bmatrix} \det(\boldsymbol{B}_2) & 0 \\ 0 & \det(\boldsymbol{B}_2) \end{bmatrix} \tag{4.29}$$

Výsledný přenos soustavy s kompenzátorem udává rovnice

$$\boldsymbol{F}_V = \boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}_V == z^{-1}\begin{bmatrix} \dfrac{\det(\boldsymbol{B}_2)}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} & 0 \\ 0 & \dfrac{\det(\boldsymbol{B}_2)}{1 + a_3 z^{-1} + a_4 z^{-2}} \end{bmatrix} \tag{4.30}$$

Z výsledného přenosu je vidět,že soustava s kompenzátorem tvoří autonomní celek Odvození syntézy pro dvourozměrný systém 2.řádu s kompenzátorem K4

Analogicky řešíme diofantickou rovnici (4.22)

Matice $\boldsymbol{A}(z^{-1})$

$$\boldsymbol{A}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} & 0 \\ 0 & 1 + a_3 z^{-1} + a_4 z^{-2} \end{bmatrix} \tag{4.31}$$

Matice $\boldsymbol{P}_1(z^{-1})$ a $\boldsymbol{Q}_1(z^{-1})$ byly zvoleny vzhledem k řešení diofantické rovnice (4.22) následovně

$$\boldsymbol{P}_1(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} & 0 \\ 0 & 1 + p_3 z^{-1} + p_4 z^{-2} \end{bmatrix} \tag{4.32}$$

$$\boldsymbol{Q}_1(z^{-1}) = \begin{bmatrix} q_1 + q_2 z^{-1} + q_3 z^{-2} & 0 \\ 0 & q_4 + q_5 z^{-1} + q_6 z^{-2} \end{bmatrix}$$

Matici $\boldsymbol{M}(z^{-1})$ volíme

$$\boldsymbol{M}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} \begin{matrix} 1 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + \\ + m_3 z^{-3} + m_4 z^{-4} + m_5 z^{-5} \end{matrix} & 0 \\ 0 & \begin{matrix} 1 + m_6 z^{-1} + m_7 z^{-2} + \\ + m_8 z^{-3} + m_9 z^{-4} + m_{10} z^{-5} \end{matrix} \end{bmatrix} \tag{4.33}$$

Roznásobením matic v diofantické rovnici (4.22) a řešením metodou neurčitých koeficientů dostáváme dvě soustavy pěti algebraických rovnic o pěti neznámých parametrech regulátoru.

Diferenční rovnice regulátoru potom plynou z maticové rovnice řídicího zákona (4.25)

4.2. Simulační ověření navržených metod

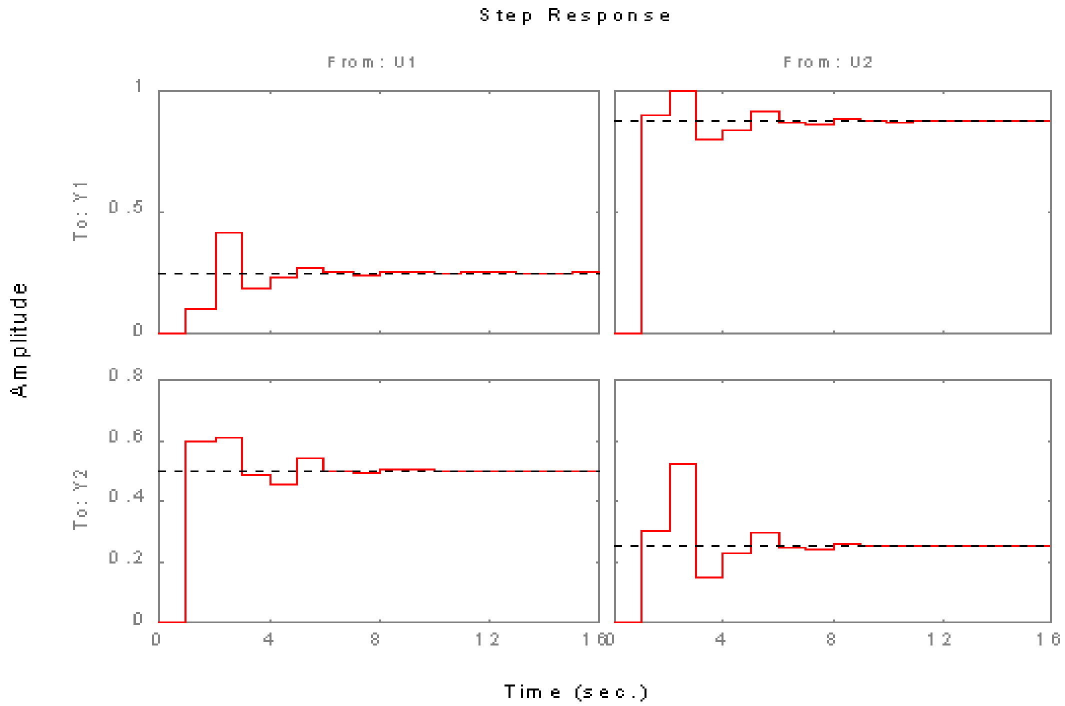
Program pro simulaci řízení dvourozměrného regulačního obvodu s dvěma vstupy a dvěma výstupy druhého řádu byl vytvořen v prostředí MATLAB ™ a SIMULINK ™ od firmy "The MathWorks,Inc. ". Umožňuje syntézu řízení a simulaci výše odvozených algoritmů pro konkrétní zadané parametry simulačních modelů.

Původním záměrem bylo simulačně porovnat spojité a diskrétní řízení odpovídajících si soustav. Syntézy regulátorů však vycházejí z popisu systémů pomocí maticových zlomků. V případě matic s polynomy druhého stupně je potom konverze ze spojitého popisu na diskrétní a naopak početně velmi náročná.

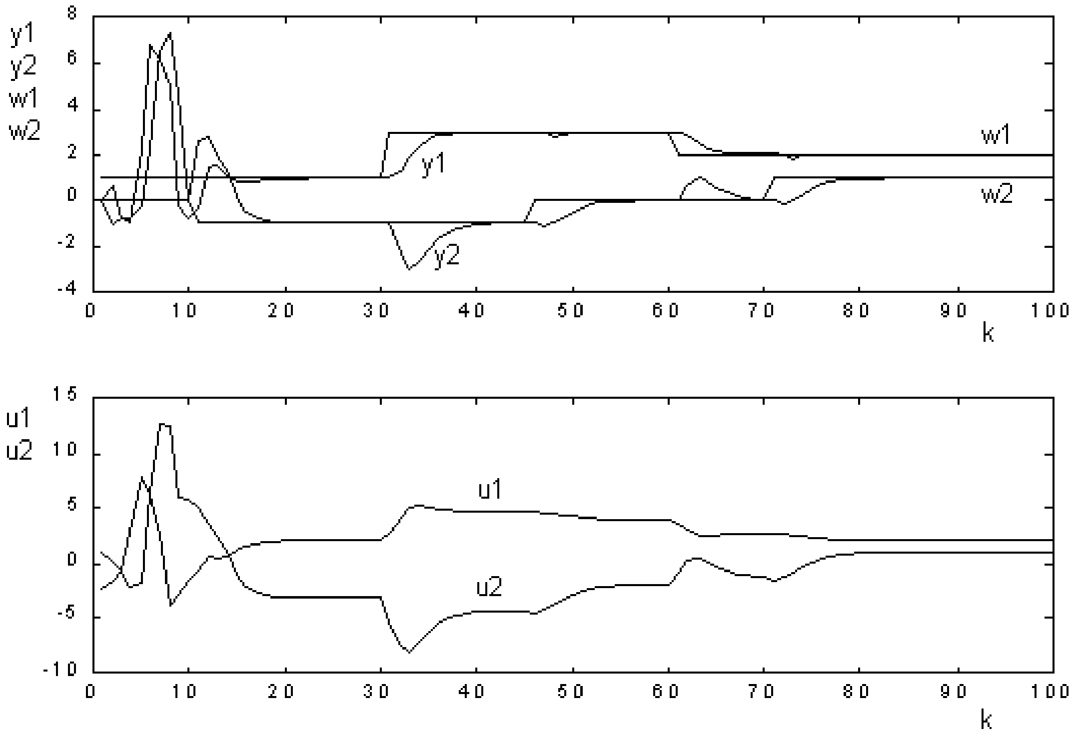
V průběhu řešení dizertační práce byl na náš ústav zakoupen Polynomial toolbox vyvinutý v ÚTIA AV ČR. Tento toolbox však neobsahuje konverzi spojitého systému na diskrétní a naopak, která by byla naprogramována čistě na polynomiálním principu. Je ale možno využít spolupráce tohoto toolboxu s Control toolboxem. To znamená s využitím Polynomial toolboxu najít stavový popis, ten potom makrem Control toolboxu převést na spojitý nebo diskrétní (podle toho, z kterého vycházíme). Nakonec tento systém zase převést na maticový zlomek pomocí Polynomial toolboxu.

Tímto způsobem se však podařilo nalézt maticové popisy s odpovídající si strukturou pouze u systémů s polynomy prvního stupně. U vyšších stupňů dochází ke zvýšení řádů u některých polynomů a tím ke změně předpokládané struktury, ze které vychází syntéza. Porovnání spojitého a diskrétního řízení identických soustav tedy nebylo možno provést.

Ověření činnosti algoritmů pro spojité i diskrétní řízení bylo tedy prováděno na systémech s různou dynamikou. Vzhledem k rozsahu těchto tezí budou v této kapitole uvedeny simulační průběhy regulačních pochodů statického diskrétního modelu pro adaptivní řízení bez kompenzátoru.



Obr. 4.1: Přechodová charakteristika diskrétního systému



Obr. 4.2: Simulace diskrétního adaptivního řízení bez kompenzátoru

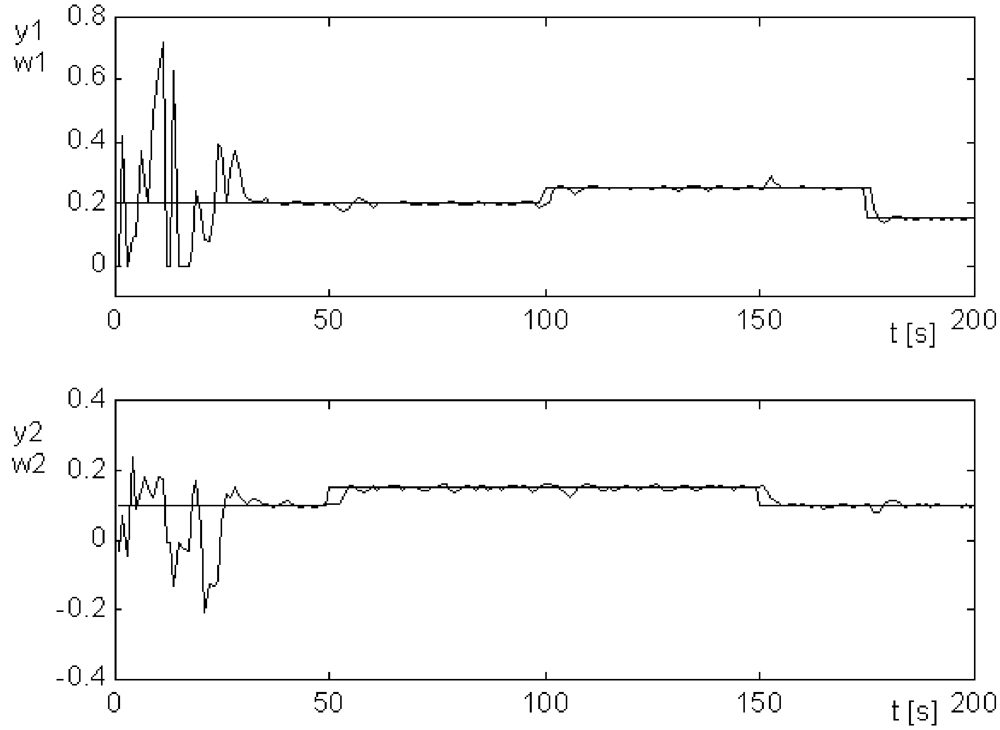
4.3. Experimentální ověření na reálné soustavě

Pro ověření na reálné soustavě byl zvolen model CE108 spřažených elektromotorů. Jedná se o produkt britské firmy TecQuipment Limited. Je to vhodná laboratorní pomůcka pro experimentální ověřování řídicích algoritmů a nastavení parametrů regulátorů. Modeluje praktické úlohy napínání a rychlosti spojitého pásu materiálu při výrobních procesech. Příkladem může být rychlost a napínání nitě při převíjení z jedné cívky na druhou. Další příklady lze najít například při výrobě papíru, výrobě kabelů a všude tam, kde dochází k napínání spojitého pásu materiálu. Při těchto procesech prochází materiál pracovní stanicí, kde se měří rychlost a napínání. Tedy veličiny které jsou na sobě závislé a upravují se rychlostí motorů umístěných před a za měřící stanicí. Na laboratorním modelu je tato situace vyřešena tak, že pružný pás je upevněn na 3 kolech, přičemž rychlosti dvou z nich jsou přímo úměrné otáčkám motorů, kterými jsou poháněny, a jsou umístěny napevno, třetí kolo se může pohybovat (umístěno na pohyblivém rameni zavěšeném na pružině) a simuluje tak pracovní stanici s měřením napínání a rychlosti.

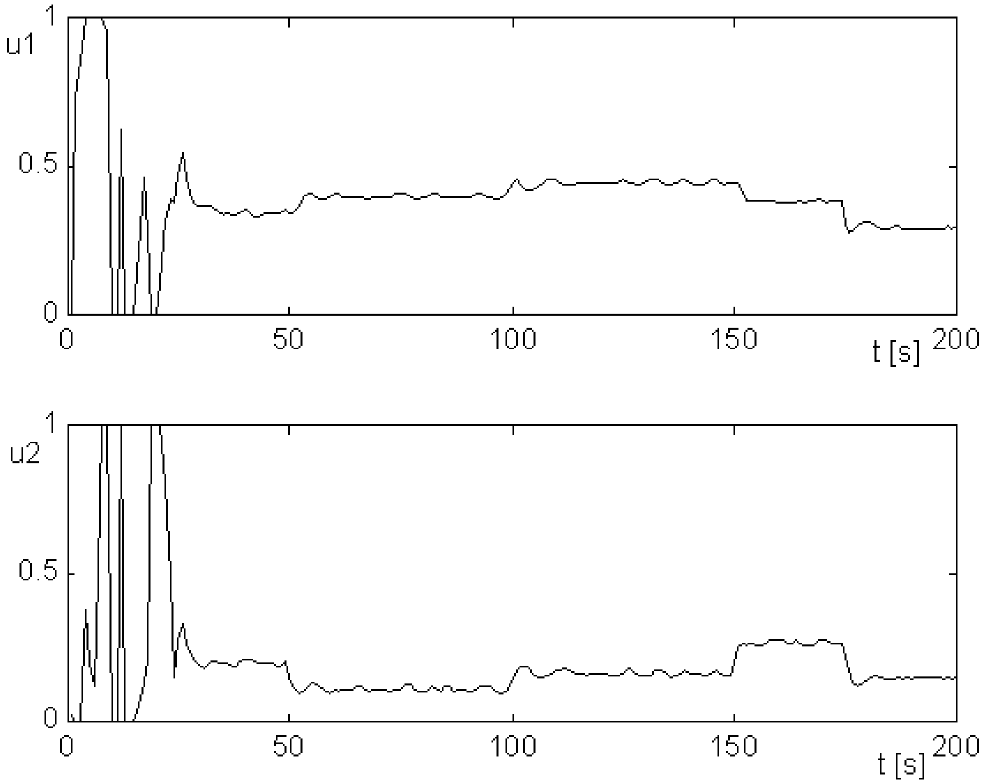
Akčními zásahy jsou příkony elektromotorů, první regulovanou veličinou je rychlost kola na pohyblivém rameni, druhou regulovanou veličinou je výstup snímače napínání pásu.

Spojité řízení nebylo možno ověřit, protože model je připojen k počítači. Aby se počítačové řízení blížilo spojitému, je nutno vstupní i výstupní signál vzorkovat s dostatečně malou periodou vzorkování. Výpočty jsou však tak složité, že pro periodu vzorkování které lze dosáhnout, nelze již řízení považovat za spojité.

Byly tedy ověřeny algoritmy adaptivního diskrétního řízení. Podle teoretického předpokladu vyplývajícího ze simulačního ověření se ukázalo jako nevhodné nasazení regulátoru s kompenzátorem K1. Docházelo ke zhroucení algoritmu. Při regulaci bez kompenzátoru a s kompenzátorem K4 bylo dosaženo dobré kvality regulace.



Obr. 4.3: Řízení reálného modelu regulátorem s kompenzátorem K4



Obr. 4.4: Průběhy akčních zásahů

ZÁVĚR

Hlavní náplní předložené práce je využití algebraických metod syntézy mnohorozměrových řídicích systémů pro adaptivní řízení. Navržené algoritmy vycházejí z metody přiřazení pólů charakteristické polynomiální matici.

Algoritmy založené na aparátu a pojmech algebry mají řadu výhod, kvůli kterým jsou často využívány. Je to zejména jejich jednoduchost a snadná programovatelnost. Jedná se zejména o formulaci tzv. diofantické rovnice, v jejímž řešení spočívá syntéza regulátoru.Velkou výhodou této syntézy je, že je možno ji téměř beze změny aplikovat i na vícerozměrové systémy. Rovnici syntézy je možno rovněž použít pro libovolnou reprezentaci. V rámci této práce byla odvozena diskrétní a spojitá verze řídicího systému pro soustavu se dvěma vstupy a dvěma výstupy s polynomy druhého stupně v polynomických maticích, které vzniknou rozkladem přenosové matice systému na maticový zlomek.

Byla rovněž řešena problematika autonomního řízení s využitím některých známých kompenzátorů. Ty byly začleněny do syntézy pomocí polynomiální teorie.

Na výše zmíněný model byla aplikována průběžná identifikace jak při diskrétním tak i při spojitém řízení. Odhady parametrů soustavy, identifikované v každém kroku regulace byly dále použity pro výpočet stavitelných hodnot parametrů regulátoru. V diskrétní verzi byla použita rekursivní metoda nejmenších čtverců odvozená v ÚTIA AV ČR v Praze, ve spojité verzi se jednalo o modifikaci této metody pro odhad parametrů spojitého modelu procesu pomocí filtrace spojitých veličin.

V programovém prostředí MATLAB + SIMULINK 5.1 byly vytvořeny programy, které umožňují u navržených adaptivních i deterministických regulátorů ověřit jejich funkčnost simulačně i měřením na reálném fyzikálním laboratorním modelu. Program pro simulaci dává možnost zvolit mezi adaptivním nebo deterministickým řízením, provést volbu parametrů regulované soustavy a stavitelných parametrů, které určují rozložení pólů charakteristické polynomiální matice. Program je tedy určen k experimentování.

Jako reálný objekt byl zvolen model CE108 spřažených elektromotorů. Jedná se o silně nelineární systém s časově proměnnými parametry. Program pro regulaci reálné soustavy opět dává možnost měnit nastavení parametrů regulace.

Na základě simulačního ověření i praktického ověření na reálné soustavě lze konstatovat, že navržená metoda je vhodná pro regulaci soustav popsaných výše zmíněným modelem. Bylo prokázáno, že použité kompenzátory skutečně zajistí autonomnost regulačního obvodu a zlepší kvalitu regulace.

Přínosem práce je tedy odvození konkrétních algoritmů pro řízení výše specifikovaných systémů, které je možno implementovat pro řízení reálných objektů. Byly rovněž odvozeny a simulačně ověřeny spojité modifikace regulátorů, které nejsou doposud v adaptivních verzích příliš rozšířeny. Zejména použití průběžné identifikace parametrů spojitých modelů a následné syntéze řízení samočinně se nastavujících regulátorů není v dostupné literatuře věnováno mnoho pozornosti.

Na závěr lze uvést, že použití adaptivního řízení, konkrétně samočinně se nastavujících regulátorů, se osvědčilo jako přínosné a vhodné i k regulaci dvourozměrových systémů. A vzhledem k tomu, že řada průmyslových procesů má vícerozměrový charakter, je vhodné tento druh řízení stále více uplatňovat v průmyslu. Jedním z hlavních cílů předložené práce bylo vypracování metody pro návrh a implementaci těchto mnohorozměrových řídicích algoritmů pro praktické průmyslové použití.

INTRODUCTION

In the area of automation there are strong requests for quality of control of technological processes with minimum consumption of energy and raw materials. Complex technological processes are characterised by heavy production, strong requests for final product, fastness, precision and economics of operation. It is necessary to take into consideration all these requests in the process of design and implementation of dependable and highly prime control algorithms.

Most of control loops are realised as single – variable loops. It means they have one reference, one manipulated and one controlled variable, prospectively one measurable disturbance. Single variable loops are simple and both theoretically and practically well acceptable. But controlled systems often contain more controlled and manipulated variables as well as more disturbances. Not always it is possible to decompose such systems to range of single – variable loops. Largely there are mutual relations among partial sections. It means that one output variable depends on more input variables or disturbances. A controlled system has to be viewed as a multivariable system.

From this fact leads request for design of such controllers, which ensure prime control of a multivariable system. The designed controllers have to count with influence of mutual relations. By connection of multivariable system and controller originates multivariable control loop. Controller design for multivariable control loops is quite sophisticated.

Most of technological processes have stochastic character. So controllers with fixedly set parameters can hardly compound with process parameters changes caused by operation mode changes, changes of raw material properties etc. It is possible to solve this problem by implementation of adaptive control systems.

AIMS OF WORK

The aim of the work is design of particular algorithms for control of double - output double – input systems, which are described by mathematical model in the form of matrix fraction. In the matrices appear second order polynomials.

Another task is to design the controllers adaptively with recursive identification by using recursive least squares method with directional forgetting factor derived at the Institute of Information Theory and Automation of the Academy of Science of the Czech Republic. For continuous versions apply modification for continuous model parameters estimation by using filtration of continuous variables. Continuous controllers are not still very wide – spread in self – tuning versions.

The task is also to prove possibility of implementation of the algorithms in industry by simulation verification and by testing on a real laboratory model.

The main goal of the work is to deal with synthesis based on matrix approach and polynomial theory. This method leads from matrix fraction description of multivariable systems. The synthesis is easily algorithmizeable for digital computer. It is important that all tasks of linear control can be transfer into an equation of the same type. Just coefficients of the equation depend on the task character. So a small number of algorithms is enough. The theory of MIMO systems is generalisation of SISO systems theory in the framework of polynomial theory.

CONCLUSION

The main task of the disertation work was utilization of algebraic methods for synthesis of multivariable adaptive control systems. The proposed algorithms leads from pole – placement assignment to the characteristic polynomial matrix.

Algorithms based on the algebraic theory have several advantages. They are particularly very simple and easily programmable. The synthesis is based on determination and solution of so called diophantine equation. It may be simply applied to multivariable systems. In the framework of the disertation was designed both continuous and discrete version of controlled system for a double output – double input plant with second order polynomials in polynomial matrices, which leads from the transfer matrix decomposition to matrix fraction.

Problems of decoupling by using some known compensators were solved. They were included to the synthesis using polynomial theory.

To the above mentioned model was applied recursive identification both for continuous and discrete control. In the discrete modification the recursive least squares method derived at the Institute of Information Theory and Automation of the Academy of Science of the Czech Republic was used. For the continuous version of the controller the method was modified for continuous model parameters estimation by filtering of continuous variables.

Programs for simulation of both deterministic and adaptive control were created in Matlab + Simulink 5.1. It enables to verify designed algorithms. The simulation programs allows to choose between adaptive and deterministic control, select parameters of a controlled system and optional parameters which determins pole – placement of a characteristic polynomial matrix. So it is mean to experimentation.

The algorithms were also tested by control of real laboratory model CE 108.

The simulation results and the experiment proved that the designed methods was applicable for control of the systems described by the above mentioned model. It was proved that the used compensators ensured decoupling and improved control.

To conclude it is possible to state that using of self tuning controllers proved to be effective for control of two – variable systems. And because of a lot of industrial processes have multivariable character, this type of control will be more and more applied in industry.

LITERATURA

[1] Wonham, M.: Linear Multivariable Control. Berlin, Springer-Verlag 1985.

[2] Callier, F.M., Desoer, C.A.: Mutivariable Feedback Systems. Berlin, Springer-Verlag 1982.

[3] Kailath, T.: Linear Systems. New Jersey, Englewood Ciffs, Prentice-Hall 1980.

[4] Shinskey, F.G.: Controlling Multivariable Process. Research Triangle Park NC, Instrument Society of America 1981.

[5] Maciejowski, J.M.: Multivariable Feedback Design. Addison Wesley 1993.

[6] Skogestad, S., Postlethwaite, J.: Multivariable Fedback control - Analysis and Design. New York, J. Willey 1996.

[7] Tade, M.O., Bayoumi, M.M., Bacon, D.W.: Adaptive decoupling of a class of multivariable systém using output feedback. IEEE Proc., 133, 1986, 265-275.

[8] Kinnaert, M., Hanus, R.: Henrotte, J.I.: A new decoupling precompensator for indirect adaptive control of multivariable linear systems. IEEE Trans. Aut. Contr., AC-92, 1987, 455-459.

[9] Chien, I.L., Seborg, D.E., Mellichamp, D. A.: Self-tuning control with decoupling. AIChE J., 33, 1987, 1076-1088.

[10] Wittenmark, B., Middelton, R. H., Goodwin, G.C.: Adaptive decoupling of multivariable systems. Int. J. Control, 46, 1987, 1993-2009.

[11] Peng, Y.: A general decoupling precompensator for linear multivariable systems with applications to adaptive control. IEEE Trans. Aut. Control, AC-35, 1990, 344-348.

[12] Krishnawamy, P.R., Shukla, N.W., Deshpande, P.B.: Reference system decoupling for multivariable control. Ind. Eng. Chem. Res., 30, 1991, 662-670.

[13] Macháček, J., Kotyk, J.: Adaptive decoupling control of distillation column. In: Proc. The 3rd IEEE Conference on Control Applicatios. Strathclyde University, Glasgow, 1994, 263-268.

[14] Loh,a.P., Hang, C.C., Quek, C.K., Vasnani, V.U.: Autotuning of multiloop proportional-integral controllers using relay feedback. Ind. Eng. Chem. Rest., 32, 1993, 1102-1107.

[15] Shen, S.A., Yu, C.C.: Use of Relay-Feedback Test for Automatic Tuning of Multivariable Systems. AIChE Journal, 40, 1994, 627-646.

[16] Palmor, Z.J., Halevi, J., Krasney, N.: Automatic tuning of decentralized PID controller TITO processes. Automatica, 31, 1995, 1011-1017.

[17] Macháček, J., Kotyk, J.: Decentralizované řízení vícerozměrových soustav. In: Proc. 11th Conference Process Control '97, STU FCT Bratislava, 1997, 134-138.

[18] Wang, Q.G., Zou,B., Lee, T.H., Bi, Q.: Auto-tuning of multivariable PID controllers from decentralized relay feedback. Automatica, 33, 1997, 319-330.

[19] Borisson, U.: Self-tunig regulators for a class of multivariable systems. Automatica, 15, 1979, 209-215.

[20] Koivo, H.: A multivariable self-tunning controller. Automatica, 16, 1980, 351-356.

[21] Goodwin, G.C., Long, R.S.: Generalization of results on multivariable adaptive control. IEEE Trans. Automat. Contr., AC-25, 1980, 1241-1245.
[22] Johanson, R.: Multivariable adaptive control. Ph.D. thesis, LUTFD2/TFRT-1024, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund, 1983.
[23] Dugard, L., Goodwin, G.C., Xianya, X.: The role of the interactor matrix in multivariable stochastic adaptive control. Automatica, 20, 1984, 701-709.
[24] Elliot, H., Wolovich, W.A.: Parameterization issues in multivarable adaptive control. Automatica, 20, 1984, 533-545.
[25] Johansson, R.: Parametric models for linear multivariable systems for adaptive control. IEEE Trans. Automat. Contr., AC-32, 1986, 303-313.
[26] O'Reilly, J. (Editor): Multvariable Control for Industrial Applications. Peter Peregrinus 1987.
[27] Scattolini, R., Schiavoni, N.: Generalized minimum variance control of MIMO systems - a stability result. Automatica, 23, 1987, 797-809.
[28] Yosof, R., Omatu, S., Khaid, M.: Self-tuning PID control: a multivariable derivatin and application. Automatica, 30, 1994, 1975-1981.
[29] Mutoh, Y., Ortega, R.: Interactor structure estimation for adaptive for adaptive control of discrete-time nondecoupled systems. Automatica, 29, 1993, 635-647.
[30] Tsay Y.T., Shieh L.S., Barnett S. : Structural Analysis and Design of Multivariable Control Systems. Berlin, Springer Verlag, 1988.
[31] Kučera V.: Discrete Linear Control. Academia Prague, 1979.
[32] Macháček J., Kotyk J.: Návrh kompenzátoru pro autonomní řízení. Řízení procesů 94, sborník přednášek s. 253-256, Univerzita Pardubice, Horní Bečva, 1994.
[33] Perůtka K.: Decentralizované adaptivní spojité řízení.Diplomová práce. VUT v Brně, Fakulta technologická ve Zlíně, Zlín, 2000.
[34] Wahlberg B.: Identification of continuous time dynamical systems. Tech.Rep. LiTh-ISY-I-0905, Linkoping, 1988.
[35] Kulhavý, R.: Průběžné sledování parametrů metodou nejmenších čtverců se selektivním potlačováním staré informace. ASŘ – Bulletin INORGA, 19, 1985, 289.
[36] Kulhavý, R.: Restricted exponencial forgetting in real – time identification. Automatica, 23 ,1987, s. 589 – 600.
[37] Kučera, V a kol.: Využití polynomiálních metod v řízení technologických procesů. Seminární kurs ÚTIA ČSAV, Praha, 1988.
[38] Kučera, V.: Stochastic multivariable control: a polynomial approach. IEEE Trans. Of Aut. Contr., No. 5, 1980, 913 – 919.
[39] Kučera V.,Šebek, M.: A polynomial solution to regulation and tracking. Part I. Deterministic problem. Kybernetika, 20, 1984, 177 – 188.
[40] Zagalak P.: Soustavy s mnoha vstupy a výstupy. Seminární kurz ÚTIA ČSAV, Praha, 1988, 53 – 74.
[41] Bobál V., Böhm J., Fessl J., Prokop R.: Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace. Brno, Vysoké učení technické v Brně, 1999.

CURRICULUM VITAE

Jméno: Ing. Marek Kubalčík

Datum narození: 11. 4. 1970

Postavení v zaměstnání: akademický pracovník – asistent

Vzdělání: Gymnázium Zlín (1984 – 1988), VUT v Brně Fakulta technologická ve Zlíně, obor Automatizace a řídicí technika ve spotřebním průmyslu (1988 – 1993)

Odborná praxe: VUT v Brně, FT ve Zlíně, Ústav automatizace a řídicí techniky – odborný asistent (akademický pracovník) od 1993.

PŘEHLED VYBRANÝCH PUBLIKACÍ AUTORA

BOBÁL ,V., KUBALČÍK, M.: Self – tuning controller for temperature control of a thermo – analyser. In: Proc. 3rd IEEE Conference On Control Applications, Strathclyde University,Glasgow, 1994, 1443 – 1447.

BOBÁL ,V., KUBALČÍK, M.: Použití samočinně se seřizujícího regulátoru pro řízení teploty v termomechanickém analyzátoru, Sborník konference Řízení procesů 1994, Horní Bečva, 1994, 15 – 19.

BOBÁL ,V., KUBALČÍK, M.: Samočinně se seřizující regulátory založené na metodě rozmístění pólů, Sborník konference Řízení procesů 1994, Horní Bečva, 1994, 19 – 23.

BOBÁL ,V., KUBALČÍK, M.: Adaptivní regulátory - přehled a počítačová podpora návrhu. In: Sborník přednášek z konference Nové směry automatizace energetických procesů, Academia centrum Zlín, 1995, 58 – 62.

BOBÁL ,V., KUBALČÍK, M., PIVOŇKA, P.: Software tool for design of adaptive controllers. In: Proc. WORKSHOP 95, Prague, 1995, 161-162.

BOBÁL ,V., KUBALČÍK, M.: Adaptive pole – placement controllers with multiple poles. In: Proc. 10th Conference Process Control 95, Faculty of Chemical Technology STU Bratislava, Tatranské Matliare 1995, 87 – 91.

BOBÁL ,V., KUBALČÍK, M.: Auto – tuning of digital PID controllers using recursive identification. In: Proc. 5th IFAC Symposium Adaptive Systems in Control and Signal Processing, Budapest, 1995, 384 –389.

KUBALČÍK, M., BOBÁL, V.: Adaptive controller tuned according to pole – placement. In: Proc. 12th International Conference on process control and simulation, Technical University of Košice, 1996, 229 – 233.
KUBALČÍK, M., BOBÁL, V.: Adaptive pole - placement controller. In: Proc. 8th International DAAAM Symposium, University of Zagreb, 1997, 179 – 180.
KUBALČÍK, M., BOBÁL, V.: Regulátor seřízený na základě metody přiřazení pólů, sborník přednášek výroční vědeckopedagogické konference KAŘT, 1997, 35-36.
KUBALČÍK M.,ŠARÁTEK M.:Adaptive control of two - variable system. In: Proc. of 10th International DAAAM symposium, Technical University of Vienna, 1999, 271 – 272.
KUBALČÍK M.,MALIŠKA M.:Adaptive control of two - variable system. In: Proc. of XXIII. ASR Seminary 99, VŠB – TU Ostrava, 1999, 6.