


Vypracování elektronických podkladů pro přednášky z předmětu Adaptivní a prediktivní řízení

The elaboration of an electronic support for the course of the
Adaptive and predictive control

Jakub Matějčík

Bakalářská práce
2010

 Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně

Fakulta aplikované informatiky

akademický rok: 2009/2010

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Jakub MATĚJÍČEK**

Osobní číslo: **A07062**

Studijní program: **B 3902 Inženýrská informatika**

Studijní obor: **Informační a řídicí technologie**

Téma práce: **Vypracování elektronických podkladů pro přednášky
z předmětu Adaptivní a prediktivní řízení**

Zásady pro vypracování:

1. Na základě studia předmětů Automatizace a Teorie systémů zopakujte si základní pojmy a metody řízení diskrétních dynamických systémů.
2. Seznamte se rovněž se základními pojmy a principy adaptivního a prediktivního řízení (pouze pochopit základní filozofii uvedených přístupů automatického řízení).
3. Podle pokynů vedoucího bakalářské práce navrhnete vhodnou grafickou úpravu stránek v systému PowerPoint.
4. Na základě stávajících studijních textů (vypracovaných v editoru Word) přeneste vybrané části do systému PowerPoint (včetně rovnic, obrázků a grafických průběhů funkcí).
5. Vypracované texty doplňte výpočetními příklady a výsledky simulačního ověření vypracovaných řídicích algoritmů.
6. Výukové podklady připravte pro 13 dvouhodinových přednášek.
7. Vypracované elektronické podklady uveďte jako přílohu bakalářské práce.

Rozsah bakalářské práce:

Rozsah příloh:

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. Drábek, O., Macháček, J.: **Adaptivní řízení**. Vysoká škola chemicko-technologická, Pardubice, 1992.
2. Bobál, V., Böhm, J., Prokop, R., Fessl, J.: **Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace**. Nakladatelství VUTIUUM, Vysoké učení technické v Brně, 1999, (ISBN 80-214-1292-2).
3. Bobál, V. **Identifikace soustav**. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Akademické centrum, 2009, ISBN 978-80-7318-888-7.
4. Sypták, M. **Vypracování elektronických podkladů pro přednášky předmětu Identifikace systémů**. Bakalářská práce, Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky, 2009.
5. Bobál, V. **Adaptivní a prediktivní řízení**. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Akademické centrum, 2009, ISBN 978-80-7318-662-3.
6. Bobál, V., Böhm, J., Fessl, J., Macháček, J. **Digital Self-tuning Controllers: Algorithms, Implementation and Applications**. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. London,, Springer-Verlag , 2005, ISBN 1-85233-980-2.
7. Bobál, V., Chalupa, P. **Self-Tuning Controllers Simulink Library, Version 2. User's Manual**, Zlín, Tomas Bata University, 2002, (see <http://www.utb.cz/stctool/>).

Vedoucí bakalářské práce: **prof. Ing. Vladimír Bobál, CSc.**

Ústav řízení procesů

Datum zadání bakalářské práce: **5. března 2010**

Termín odevzdání bakalářské práce: **1. června 2010**

Ve Zlíně dne 5. března 2010

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.

děkan



doc. Ing. Ivan Zelinka, Ph.D.

ředitel ústavu

ABSTRAKT

Bakalářská práce se v teoretické části zabývá základními informacemi o adaptivních řídicích systémech, modelováním a identifikací jejich procesů a návrhu regulátorů pro adaptivní systémy. Poslední kapitola je věnována prediktivnímu řízení procesů.

Hlavní náplní teoretické části bylo vypracování elektronického podkladu k předmětu Adaptivní a prediktivní řízení. Druhou částí je simulační ověření regulačního obvodu řízeného lineárním kvadratickým (LQ) regulátorem v programu MATLAB.

Klíčová slova: adaptivní a prediktivní řízení, regulátor, simulace, identifikace, modely

ABSTRACT

Theoretical part of the bachelor thesis deals with basic information about adaptive and predictive control, modelling and identification their processes and proposal controls for adaptive systems. The last part is the focus of predictive control process.

The main goal of practical part was the elaboration of an electronic support for the course of the Adaptive and predictive control. The second part is simulation check control system controlled linear quadratic controller in MATLAB program.

Keywords: adaptive and predictive control, controller, simulation, identification, modelling

Chtěl bych poděkovat vedoucímu mé bakalářské práce prof. Ing. Vladimíru Bobálovi, CSc. za jeho vedení, pomoc a rady k nezaplacení při vytváření této práce. Poděkování musí patřit i mé rodině, která má nemalou zásluhu na mých studijních výsledcích.

„Na světě je zavedeno, že spousta hloupých si hraje na chytré. Z chytrých, kterých je na světě nedostatek, jen ti nejchytřejší si hrají na hloupé.“

— Jan Werich

Prohlašuji, že

- beru na vědomí, že odevzdáním bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen s předchozím písemným souhlasem Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše);
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

Prohlašuji,

- že jsem na bakalářské práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- že odevzdaná verze bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně

.....
podpis diplomanta

OBSAH

ÚVOD	9
I TEORETICKÁ ČÁST	10
1 ADAPTIVNÍ ŘÍDICÍ SYSTÉMY	11
1.1 FORMULACE ADAPTIVNÍHO ŘÍZENÍ	11
1.2 ROZDĚLENÍ ADAPTIVNÍCH ŘÍDICÍCH SYSTÉMU	12
2 MODELOVÁNÍ A IDENTIFIKACE PROCESŮ PRO POUŽITÍ V SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍCH REGULÁTORECH	15
2.1 MODEL Y STOCHASTICKÝCH PROCESŮ	15
2.2 IDENTIFIKACE	17
3 SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍ PID REGULÁTORY	19
3.1 ČÍSLICOVÉ PID REGULÁTORY	19
3.2 MODIFIKACE ČÍSLICOVÝCH PID REGULÁTORŮ	20
3.3 METODA PŘÍRAZENÍ PÓLŮ	21
3.4 ZIEGLEROVO-NICHOLSOVO MODIFIKOVANÉ KRITÉRIUM PRO ČÍSLICOVÉ REGULAČNÍ OBVODY	22
4 ALGEBRAICKÉ METODY NÁVRHU ADAPTIVNÍCH REGULÁTORŮ	24
4.1 METODY ZALOŽENÉ NA KRITÉRIU KONEČNÉHO POČTU KROKŮ	28
4.2 METODY ZALOŽENÉ NA PŘÍRAZENÍ PÓLŮ	28
4.3 METODY ZALOŽENÉ NA MINIMALIZACI KVADRATICKÉHO KRITÉRIA	28
5 NÁVRH ČÍSLICOVÝCH REGULÁTORŮ POMOCÍ DELTA MODELŮ	30
5.1 DELTA PID REGULÁTOR ZALOŽENY NA ZIEGLEROVĚ-NICHOLSOVĚ METODĚ	31
6 PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ PROCESŮ	34
6.1 MODEL Y PROCESU	35
6.2 ÚČELOVÁ FUNKCE	36
II PRAKTICKÁ ČÁST	37
7 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ LQ REGULÁTORU ODVOZENÉHO POMOCÍ SPEKTRÁLNÍ FAKTORIZACE	38
7.1 NUTNÝ TEORETICKÝ ZÁKLAD	38
7.2 LQ REGULÁTOR PRO ŘÍZENÍ PROCESU POPSANÉHO MODELEM DRUHÉHO ŘÁDU	40
8 SIMULACE	42

8.1	SIMULACE REGULAČNÍHO OBVODU PŘI ŘÍZENÍ STABILNÍHO PŘENOSU $G_A(z)$	43
8.2	SIMULACE REGULAČNÍHO OBVODU PŘI ŘÍZENÍ NEMINIMÁLNĚ FÁZOVÉHO PŘENOSU $G_B(z)$	45
8.3	SIMULACE REGULAČNÍHO OBVODU PŘI ŘÍZENÍ NESTABILNÍHO PŘENOSU $G_C(z)$	48
	ZÁVĚR	51
	ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ	53
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	54
	SEZNAM OBRÁZKŮ	56
	SEZNAM TABULEK	57
	SEZNAM GRAFŮ	58
	SEZNAM PŘÍLOH	59

ÚVOD

Adaptivní systémy se vyznačují schopností měnit své parametry podle aktuálních informací o řízeném systému či zpracovávaném signálu. Jádrem adaptivního systému je identifikační algoritmus pracující v reálném čase. Počátek adaptivního řízení se datuje někdy kolem padesátých let minulého století, kdy tento systém studoval známý zakladatel kybernetiky Norbert Wiener. Léta osmdesátá přinesla v oblasti adaptivních systémů největší zlom. Tento zlom byl zapříčiněn hlavně díky zrychlování, zlevňování, minimalizace a rozšiřování mikroprocesorové techniky, která měla za následek postupné vytlačování analogové techniky [1, 2, 3].

Adaptivní systémy jsou používány v nejrůznějších oblastech, uveďme například řízení technologických procesů, řízení a odhadování procesů v dopravních prostředcích nebo v komunikačních technologiích. Přirozené uplatnění našly adaptivní systémy zejména v oblasti vzdělávání, kde je potřeba individuálního přístupu k uživatelům s různými cíli, různým stylem učení a různou úrovní vstupních znalostí velmi markantní.

V průmyslové praxi se velmi často setkáváme s procesy, které mají stochastický charakter a mají nelineární chování. Regulátory s pevně nastavenými parametry nebývají ve většině případů vhodné pro řízení takových procesů, protože při změnách parametrů dochází ke ztrátám energie, materiálu, snižování životnosti zařízení atd. Změna parametrů procesu je způsobena změnami v provozních režimech, změnami vlastností surovin, paliva, stárnutím zařízení apod., se kterými se pevně seřízené regulátory nemohou vyrovnat.

Jedna z možných variant jak zlepšit kvalitu řízení takových procesů je použití adaptivních řídicích systémů. Předpokládá to ovšem i vývoj a zdokonalování adaptivních řídicích algoritmů, poznání jejich možností, předností a omezení.

V praktické části této práce je zobrazena simulace regulačního obvodu se samočinně se nastavujícím lineárně kvadratickým (LQ) regulátorem pro 3 zadané přenosy řízení v závislosti na penalizační konstantě q_u .

Hlavní náplň této práce bylo vypracování elektronických podkladů pro 13 dvouhodinových přednášek z předmětu Adaptivní a prediktivní řízení [4]. Tyto podklady byly vytvořené pomocí programu PowerPoint a jsou jako příloha bakalářské práce.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 ADAPTIVNÍ ŘÍDICÍ SYSTÉMY

Začátek rozvoje adaptivních systémů byl charakterizován značnou různorodostí a byl závislý na úrovni teoretické i na přístrojovém a výpočetním zařízení. Mnohé z nich nebyly soudobou výpočetní technikou schopny práce v reálném čase a pro analogovou techniku měly příliš složité rozhodování. Zůstávaly tak pouze teoretickými výsledky bádání.

V šedesátých letech minulého století vykrytalizovaly dvě hlavní skupiny a to s referenčním modelem (MRAS) a samočinně se nastavující regulátory (STC). Obě skupiny měly své vlastní členění a vývoj. Léta osmdesátá minulého století přinesla ve vývoji další zlom. Adaptivita se ujímá i v jiných oblastech jako filtrace a predikce signálů, rozpoznávání obrazců atd. Vznikají metody tzv. „auto-tuningu“. Přelom desetiletí znamená pronikání nových přístupů do adaptivních metod. Jedná se o metody umělé inteligence, neuronových sítí, fuzzy množin a podobně.

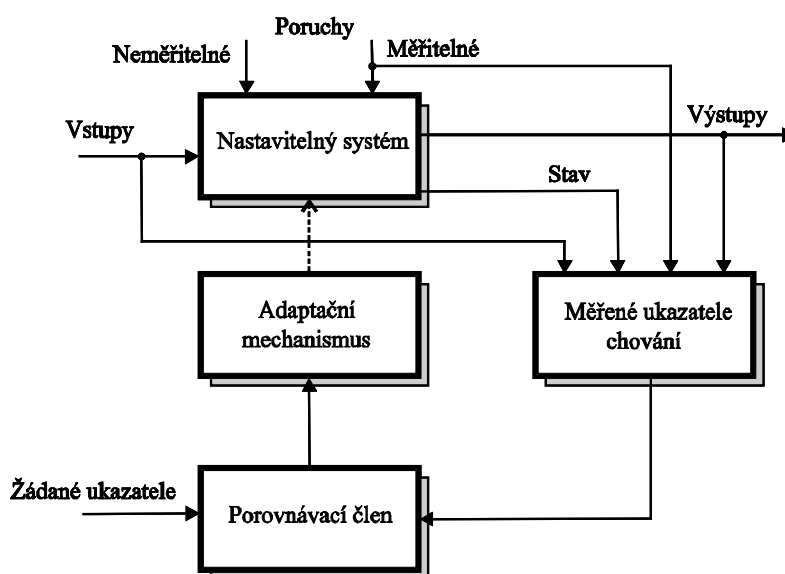
Pro druhou polovinu devadesátých let minulého století až do současnosti je možno konstatovat, že adaptivní systémy mají stále rezervy v masovém aplikačním využití, i když mnohé renomované firmy používají adaptivních principů k „auto-tuningu“ [5], ojediněle i k on-line řízení. Lze tedy nalézt prostor pro jejich popularizaci.

1.1 Formulace adaptivního řízení

Adaptace je vlastnost organismů přizpůsobovat svoje chování změnám okolního prostředí, i když jsou tyto nepříznivé. Každá adaptace představuje pro organismus jistou ztrátu, ať již jde o materiál, energii nebo informace. Opakování adaptace je v podstatě akumulace zkušenosti, kterou organismus vyhodnocuje tak, že postupně minimalizuje ztráty vynaložené na adaptaci. Tento jev nazýváme učením.

Adaptivní řídicí systémy přizpůsobují parametry nebo strukturu jedné části systému (regulátoru) změnám parametrů nebo struktury jiné části systému (regulované soustavy) tak, aby celý systém měl neustále optimální chování podle zvoleného kritéria nezávisle na změnách, které nastaly [6, 7].

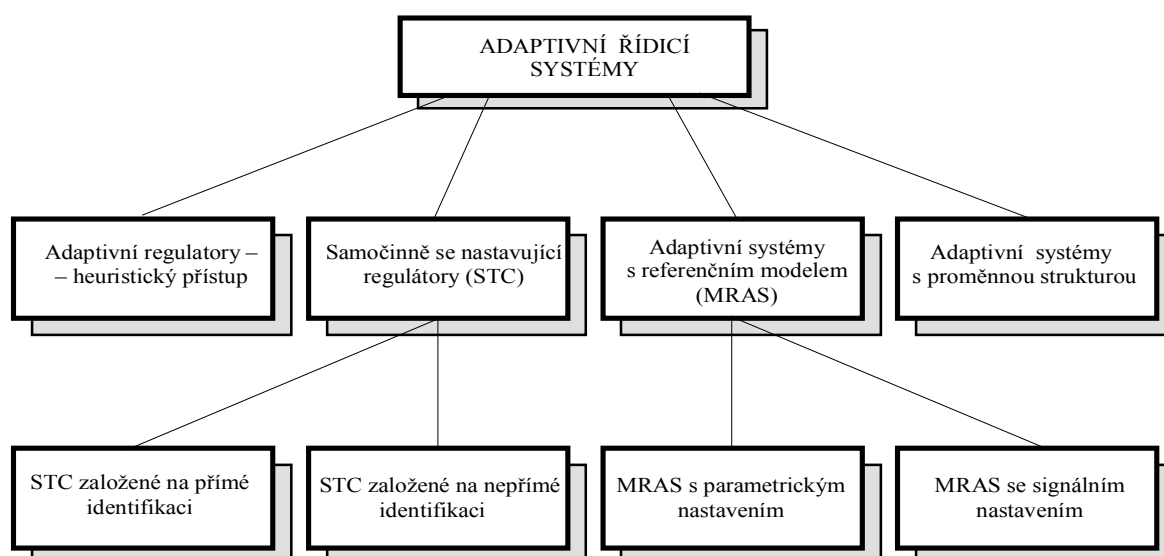
Obecné blokové schéma adaptivního řídicího systému je znázorněno na obr. 1.1



Obr. 1.1 Obecné blokové schéma adaptivního řídicího systému

1.2 Rozdělení adaptivních řídicích systémů

Adaptivita může být chápána jako zpětná vazba vyšší úrovně, která mění parametry regulátoru podle kvality regulačního pochodu. V současnosti existují tři základní přístupy k problému adaptivního řízení, jsou to adaptivní systémy založené na heuristickém přístupu, samočinně se nastavující regulátory (Self-tuning Controllers - STC) a adaptivní systémy s referenčním modelem (Model Adaptive Reference Systems - MRAS).



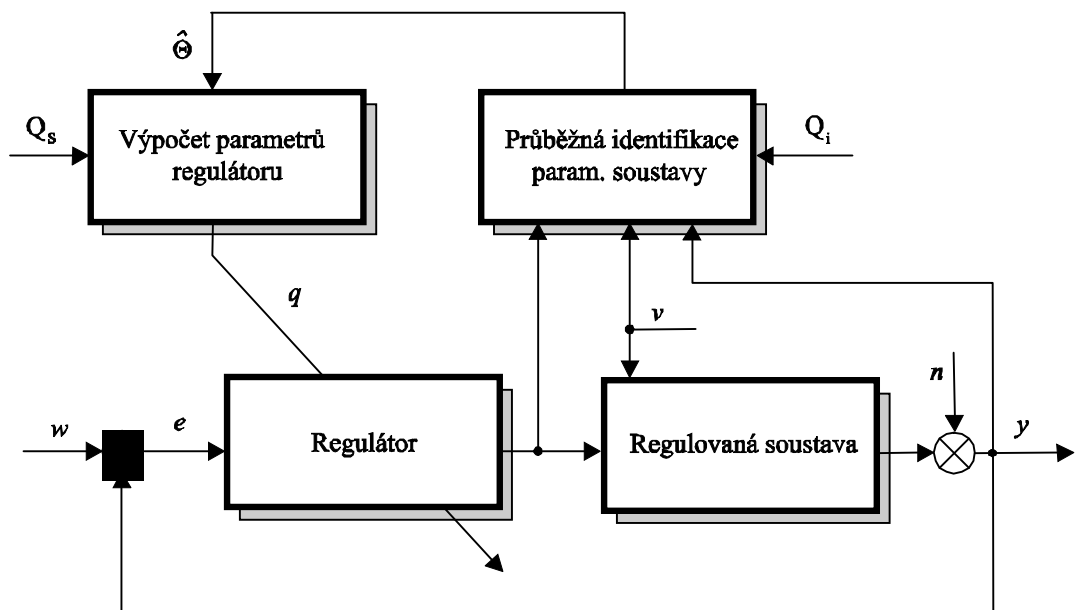
Obr. 1.2 Rozdělení adaptivních řídicích systémů

Při metodě využívající **heuristického přístupu** je adaptivita zajištěna přímo vyhodnocováním průběhu regulované veličiny nebo vybraného kritéria kvality regulačního pochodu [1, 8].

Účelem **adaptace s referenčním modelem** je taková změna dynamiky řízeného systému, aby se choval stejně jako model požadované dynamiky systému. Dále je celý systém doplněn pomalejší zpětnou vazbou obsahující adaptační pravidla, která má za úkol nastavit parametry regulátoru tak, aby minimalizoval odchylku mezi výstupem z řízeného systému a modelem. Významnou vlastností tohoto adaptivního systému je jeho duální charakter, tzn., že je možno jej použít jak pro řízení, tak i pro identifikaci parametrů modelu procesu nebo estimaci stavu systému.

Dalším modelem adaptivních řídicích systému jsou **samočinně se nastavující regulátory** (STC) [3, 6, 7], které jsou založeny na průběžné identifikaci odhadů proměnlivých parametrů modelu procesu a následné syntéze regulátoru. Je proto třeba použít dostatečně přesné a spolehlivé rekurzivní identifikační metody, které jsou schopny tyto parametry identifikovat v poměrně krátkém čase [9]. Při identifikaci je hlavním cílem automatické přizpůsobování parametrů modelu tak, aby na základě zvolené účelové funkce se výsledné chování modelu a skutečného objektu co nejméně lišilo. Algoritmus rekurzivní identifikace je nedílnou součástí samočinně se nastavujícího regulátoru (STC) a hraje důležitou roli při zajištění sledování časově proměnlivých parametrů [9, 10].

Obecná úloha optimálního adaptivního řízení s průběžnou identifikací (samočinně se nastavujících regulátorů) je velmi složitá, protože je v ní nutno nalézt takovou posloupnost akčních zásahů u , která zajišťuje, aby hodnota regulované veličiny y se co nejvíce blížila k žádané hodnotě w , a současně aby umožňovala co nejlepší identifikaci daného procesu. V technické praxi se nejvíce osvědčila metoda vnucené separace identifikace a řízení, jejíž princip je uveden na obr. 1.3. Vnucenou separací identifikace a řízení se rozpadá vnitřní struktura regulátoru na identifikační a řídicí část. V identifikační části se provádí průběžný odhad parametrů modelu procesu $\hat{\Theta}(k)$, řídicí část obsahuje blok pro výpočet parametrů regulátoru, které se počítají pomocí hodnot odhadů parametrů modelu procesu. Parametry regulátoru q pak slouží pro výpočet hodnoty akční veličiny $u(k)$ v každé vzorkovací periodě (v je měřitelná poruchová veličina, n – náhodná poruchová veličina, Q_i je kritériem identifikace, Q_s kritériem syntézy řízení).



Obr. 1.3 Blokové schéma samočinně se nastavujícího regulátoru

U adaptivních systémů s proměnnou strukturou se záměrně mění jejich struktura podle definovaných pravidel.

2 MODELOVÁNÍ A IDENTIFIKACE PROCESŮ PRO POUŽITÍ V SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍCH REGULÁTORECH

Cílem modelu je „věrně“ napodobovat chování procesu. Přitom pojem „věrně“ bývá interpretován velmi různě v závislosti na tom, k jakému účelu se model použije. V samočinně se nastavujících regulátorech se tento model používat pro návrh regulátoru. Věrnost modelu bude tedy chápána tak, že regulátor navržený pro uvažovaný model bude pracovat i se skutečnou soustavou.

2.1 Modely stochastických procesů

Při tvorbě modelu se snažíme najít funkci f , která popisuje chování výstupu soustavy $y(t)$ jako funkci vstupních veličin, typicky akční veličiny $u(t)$, případně dalších měřených veličin, které mohou ovlivňovat výstup, jako např. měřené poruchové veličiny $v(t)$. Na výstupu soustavy se projevují poruchy reprezentující neměřitelné vlivy okolí procesu, změny pracovního bodu, změny ve složení surovin a pod. Tyto vlivy, které bývá obvykle velmi obtížné přesně popsat, zahrnujeme mezi náhodné – stochastické vlivy a označuje je člen respektující stochastické vlivy $n(t)$ [6, 7]. Obecný tvar modelu lze pak charakterizovat vztahem

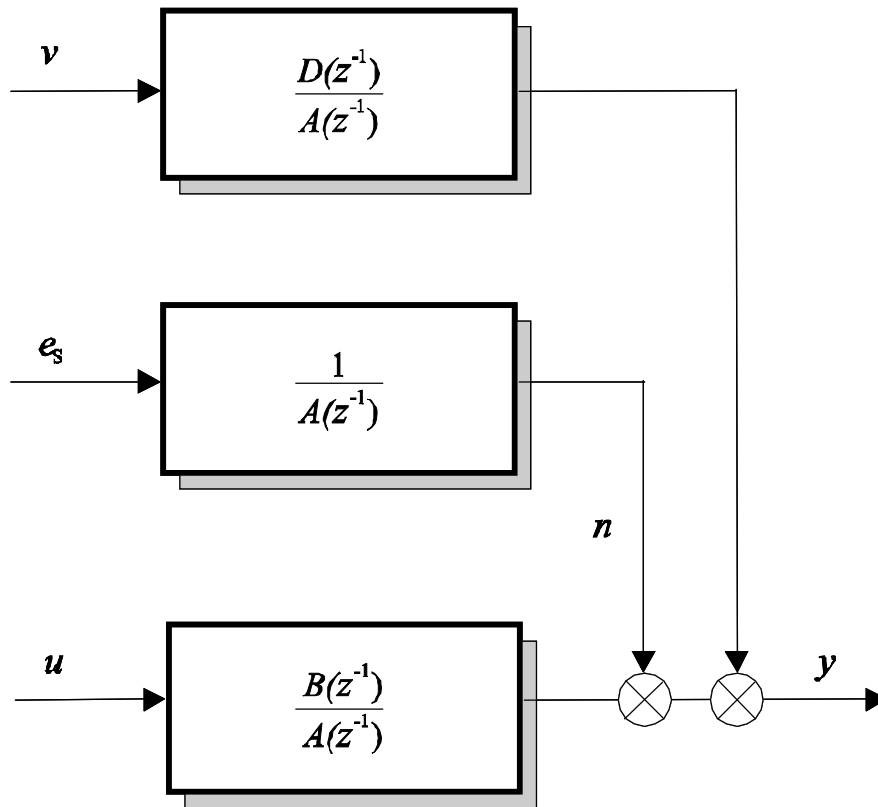
$$y(t) = f[u(t), v(t), t] + n(t) . \quad (2.1)$$

Při konstrukci diskrétních modelů, opírajících se o hodnoty signálů měřených jen v pravidelných periodách vzorkování T_0 , je situace podstatně jednodušší než při popisu spojité dynamické soustavy. Adaptivní regulátory jsou realizovány výpočetní číslicovou technikou, tj. řídicími číslicovými počítači. Tyto počítače jsou schopny pracovat pouze v diskrétních časových okamžicích - periodách vzorkování, daných vztahem $t_k = kT_0$, kde $k = 0, 1, 2, \dots$.

K přednostem diskrétního přenosu patří jednoduchá struktura modelu, jeho vhodnost pro experimentální identifikaci prostřednictvím naměřených dat včetně modelování poruch a konstrukci stochastických modelů. Rovněž návrh standardního číslicového regulátoru použitím diskrétní teorie řízení na základě těchto typů modelů nečiní obvykle potíže.

Nejčastěji se pro navrhování adaptivních regulátorů vychází většinou z regresního (ARX) modelu soustavy, který modeluje výstup soustavy podle vztahu

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k) + D(z^{-1})v(k) + e_s(k) \quad (2.2)$$



Obr. 2.1 Blokové schéma regresního (ARX) modelu

Regresní model ARX se často zapisuje v kompaktní vektorové formě

$$y(k) = \Theta^T(k) \Phi(k) + e_s(k) \quad (2.3)$$

kde

$$\Theta^T(k) = [a_1, a_2, \dots, a_{na}, b_1, b_2, \dots, b_{nb}, d_1, d_2, \dots, d_{nd}] \quad (2.4)$$

je vektor parametrů vyšetřovaného modelu a

$$\Phi^T(k) = [-y(k-1) - y(k-2) \dots - y(k-na) u(k-1) u(k-2) \dots u(k-nb) v(k-1) v(k-2) \dots v(k-nd)] \quad (2.5)$$

je vektor dat, tzv. regresor.

2.2 Identifikace

Identifikace procesů je pro adaptivní řízení velice důležitá. Ve většině případů v adaptivním řízení identifikace vede k tomu, že se odhadují parametry regresního (ARX) modelu a používá se metoda nejmenších čtverců. Podmínky adaptivního řízení nemusí vždy být pro identifikaci ideální. Tyto podmínky nelze v převážné většině případů testovat, proto je musíme předpokládat. Pokud se námi předpokládané podmínky nesplní, adaptivní řízení se může dostat do problémů.

Jeden z problémů, který může nastat, je spojen s apriorní informací. Jakékoli zahrnutí apriorních informací do počátečních podmínek adaptivního řízení je vždy výhodné. Při zahrnutí apriorních informací se předejde nevhodným akčním zásahům navrhovaného regulátoru a apriorní informace hraje roli minimální bezpečné informace [6, 7].

Pro odhadování parametrů v reálném čase jsou nejvhodnější průběžné (rekurzivní) procedury. Nejznámější rekurzivní procedura pro odhad parametrů modelu ARX je rekurzivní metoda nejmenších čtverců. Rekurzivní metoda nejmenších čtverců je založena na minimalizaci kritéria součtu čtverců rozdílů mezi skutečným výstupem systému a odhadem výstupu jeho modelu [9, 10]. Minimalizací kritéria obdržíme vztahy pro průběžné (rekurzivní) odhady parametrů

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \frac{\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\Phi}(k)}{1 + \xi(k)} \hat{e}(k) \quad (2.6)$$

a jejich kovarianční matici

$$\mathbf{C}(k) = \mathbf{C}(k-1) - \frac{\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\Phi}(k)\boldsymbol{\Phi}^T(k)\mathbf{C}(k-1)}{1 + \xi(k)} \quad (2.7)$$

kde

$$\xi(k) = \boldsymbol{\Phi}^T(k)\mathbf{C}(k-1)\boldsymbol{\Phi}(k) \quad (2.8)$$

je pomocný skalár a

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{\boldsymbol{\theta}}^T(k-1)\boldsymbol{\Phi}(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (2.9)$$

je chyba predikce.

Při použití rekurzivní metody nejmenších čtverců je vliv všech párů vstup – výstup na výsledné odhady parametrů stejný. Tato vlastnost je nevýhodná, pokud má identifikovaný systém časově proměnné parametry nebo pokud je nelineární. V těchto případech je výhodnější použít rekurzivní metodu nejmenších čtverců s exponenciálním zapomínáním, kde nová čerstvá data vystihují aktuální dynamiku objektu dokonaleji, než data starší, která považujeme za méně informativní [1].

Konstantní exponenciální zapomínání má určitou nevýhodu v tom, že potlačuje dosud akumulovanou informaci o všech parametrech. Proto byla metoda exponenciálního zapomínání dále vylepšena exaktnějším algoritmem směrového adaptivního zapomínání, při němž se standardní exponenciální zapomínání aplikuje jen na složku údajů přinášející novou informaci [11, 12].

3 SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍ PID REGULÁTORY

V dnešní době jsou v průmyslu nejpoužívanější PID regulátory, protože v případě správného nastavení mají velmi dobré řídicí účinky. V případě, že se dobře nastaví jejich parametry, jsou schopné řídit značnou část spojitých technologických procesů. Tyto typy regulátorů jsou pro uživatele výhodné z toho důvodu, že jsou jednoduché, všeobecně dobře známé a snadno se implementují.

3.1 Číslicové PID regulátory

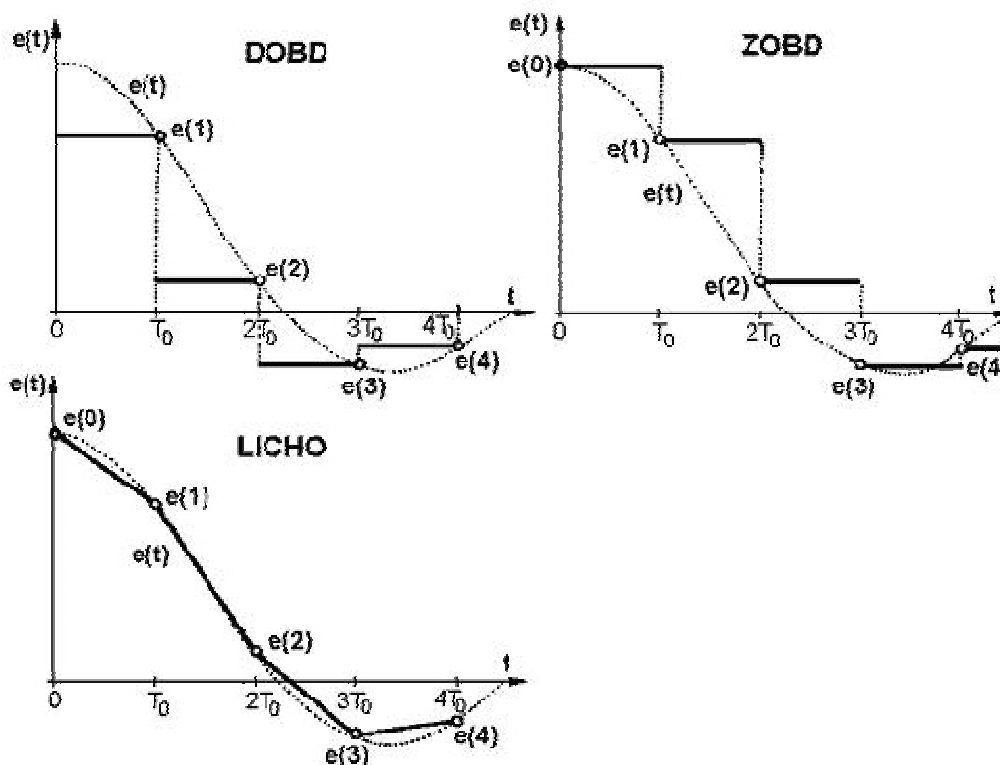
Spojitý ideální PID regulátor se nejčastěji uvádí ve tvaru

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.1)$$

Parametry PID regulátoru jsou proporcionální zesílení K_p , integrační časová konstanta T_I a derivační časová konstanta T_D .

Abychom získali číslicovou verzi spojitého PID regulátoru, musíme diskretizovat integrační a derivační složku rovnice. Pro malou periodu vzorkování T_0 v případě účinného ofiltrování šumů ze signálu regulované veličiny, obdržíme nejjednodušší algoritmus, nahradíme-li derivaci diferencí 1. řádu. Pro diskretizaci integrační složky se používá zpětná obdélníková metoda (ZOBD), dopředná obdélníková metoda (DOBD) a přesnější lichoběžníková metoda (LICHŮ), v níž nahrazujeme spojitý signál přímkovými úseky. Jednotlivé modely diskretizace integrační složky jsou zobrazeny na obr. 5.

Aproximace spojitého PID regulátoru číslicovým vyhovuje z hlediska obdobné dynamiky jen pro dosti husté vzorkování (malou hodnotou T_0). Pro větší T_0 prosté převzetí parametrů K_p , T_I a T_D spojitého regulátoru do číslicového regulátoru, byť svázané s periodou T_0 , nevyhovuje a všechny parametry se musí nastavit pro danou periodu T_0 . Uvědomíme-li si, že za stejnou dobu T_0 dodáváme do soustavy zhruba stejnou energii $\sum u$, abychom soustavu uregulovali, pak při hustším vzorkování si můžeme dovolit výrazně větší akční zásahy a tedy větší zesílení K_p než pro řídké vzorkování. Obecně lze konstatovat, že se zvětšováním periody vzorkování T_0 nelineárně klesá zesílení K_p , mírně se zvětšuje člen $K_p T_0 / T_I$ a zmenšuje se člen $K_p T_D / T_0$.



Obr. 3.1 Metody diskretizace integrační složky

3.2 Modifikace číslicových PID regulátorů

Měřená hodnota regulované veličiny $y(t)$ je často zatížena šumem s relativně vysokou frekvencí. Použije-li se derivační člen v regulátoru, pak derivace zašuměného signálu, navíc aproximovaná jednoduchou diferencí 1. řádu, může vyvolat nepatřičné a nevhodně velké změny akční veličiny. Proto se derivační složka omezuje buď omezovačem nebo častěji filtrem 1. nebo 2. řádu., který zmenšuje zesílení na vyšších frekvencích [6, 13].

Pro zmenšení větších změn akční veličiny v důsledku skokových změn žádané hodnoty lze v derivační složce užít místo regulační odchylky $e(k)$ jen regulovanou veličinu $y(k)$. Tím se docílí podstatného snížení akčních zásahů v okamžiku změny žádané hodnoty a omezí přesun akčního členu do nelineární oblasti. Obvykle se zpomalí náběh regulované veličiny a podstatně sníží její překmity, přičemž doba ustálení zůstane zhruba stejná. Změny amplitudy akční veličiny se dále sníží, je-li řídicí proměnná $w(k)$ obsažena jen v integrační složce. Toto zajišťuje známý Takahashiho regulátor [14, 15], který je daný vztahem

$$u(k) = K_P \left\{ -y(k) + y(k-1) + \frac{T_0}{T_I} [w(k) - y(k)] + \frac{T_D}{T_0} [2y(k-1) - y(k) - y(k-2)] \right\} + u(k-1) \quad (3.2)$$

Takahashiho regulátor je velmi jednoduchý na implementaci. Adaptivní Takahashiho regulátor má nejrychlejší přechodový děj a také velmi dobře vyreguluje poruchu. Tato skutečnost, ale platí jen za předpokladu, že se mění parametry soustavy.

3.3 Metoda přiřazení pólů

Číslicový PID 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 [6, 13]. 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 [16].

První bloková struktura je struktura regulačního obvodu PID – A. Blokové schéma tohoto regulátoru je na obr. 3.2. Charakteristický polynom v tomto případě je ve tvaru

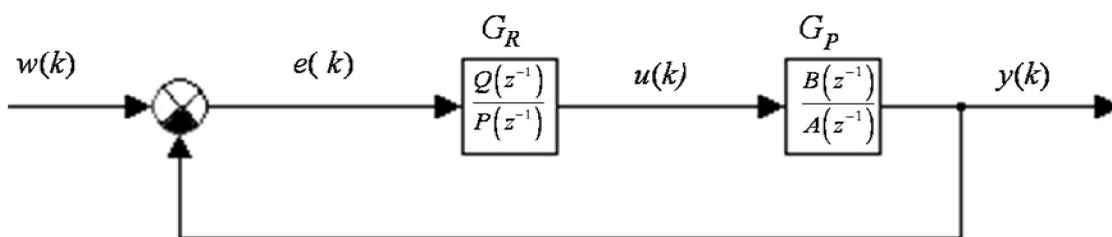
$$A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (3.3)$$

Volbou polynomu na pravé straně rovnice (3.3)

$$D(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{n_d} d_i z^{-i}, \quad n_d \leq 4 \quad (3.4)$$

je zadáno předepsané rozložení pólů charakteristického polynomu uzavřené regulační smyčky (např. přenosu řízení). Toho dosáhneme vhodnou volbou parametrů polynomů regulátoru $Q(z^{-1})$, $P(z^{-1})$, které jsou řešením polynomiální rovnice (3.3).

Charakteristický polynom (3.3) můžeme nadefinovat podle různých metod. Nejvíce se používají metody, které mají splňovat např. požadavek na průběh přechodového děje spojitě nebo diskrétní soustavy 2. řádu, požadavek konečného počtu kroků regulace nebo požadavek na konkrétní průběh přechodového děje podle zadání uživatele [1, 4].

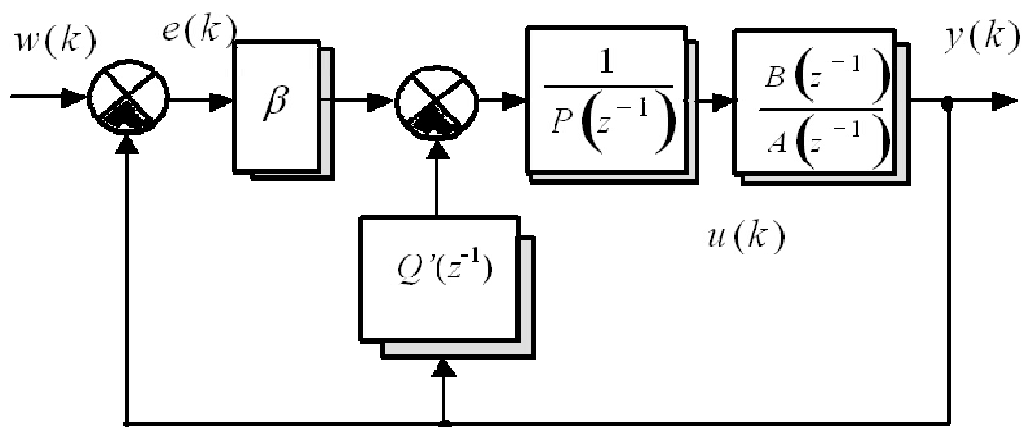


Obr. 3.2 Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem PID – A

Druhá bloková struktura je struktura regulačního obvodu PID – B. Blokové schéma tohoto regulátoru je na obr. 3.3. Z charakteristického polynomu přenosu řízení uzavřeného regulačního obvodu vytvoříme podmínkovou polynomiální rovnici

$$A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})[Q'(z^{-1}) + \beta] = D(z^{-1}) \quad (3.5)$$

Vhodnou volbou tvaru polynomu $D(z^{-1})$ dostaneme řešení rovnice a tím i parametry hledaného regulátoru.



Obr. 3.3 Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem PID – B

3.4 Zieglerovo-Nicholsovo modifikované kritérium pro číslicové regulační obvody

Získání parametrů pro adaptivní regulátory jsme schopni získat experimentálně pomocí Ziegler-Nicholsova algoritmu, který je založen na získání hodnoty kritického proporcionálního zesílení K_{PK} a periody kritických kmitů T_K , ze kterých se dané parametry

regulátoru stanovují. Tyto kritické parametry se získají postupným zvyšováním zesílení proporcionálního regulátoru, až výstupní veličina uzavřeného regulačního obvodu kmitá s konstantní amplitudou, tzn., že regulační obvod je na mezi stability [17].

Modifikovaná metoda odbourává nevýhody původní metody [6, 7]. Nevýhody původní metody byly v tom, že soustava mohla být uvedena do nestabilního stavu a velké časové náročnosti při hledání meze stability u soustav s velkými časovými konstantami.

4 ALGEBRAICKÉ METODY NÁVRHU ADAPTIVNÍCH REGULÁTORŮ

Algebraická teorie řízení vychází z aparátu a metod lineární algebry. Základním nástrojem popisu signálů i přenosů jsou polynomy, vyjádřené posloupností čísel – koeficientů polynomu. Syntéza regulátorů potom spočívá v řešení lineárních polynomiálních (diofantických) rovnic v obecném tvaru

$$AX + BY = C \quad (4.1)$$

Rovnice je řešitelná, pokud společný dělitel polynomů A a B současně dělí i polynom C . Rovnice (4.1) má nekonečně mnoho řešení. Je-li partikulární řešení X_0 , Y_0 , potom obecné řešení je ve tvaru

$$\begin{aligned} X &= X_0 + BT \\ Y &= Y_0 - AT \end{aligned} \quad (4.2)$$

kde T je libovolný polynom [18].

O průběhu regulačního pochodu (zejména o jeho stabilitě) rozhoduje především jmenovatel přenosu. Vhodnou volbou přenosu regulátoru se upraví přenos uzavřeného regulačního obvodu tak, aby odpovídal zvolenému kritériu.

Regulátor musí být především navržen tak, aby uzavřený regulační obvod byl stabilní. Matematicky lze podmínku stability formulovat požadavkem, aby charakteristická rovnice uzavřeného regulačního obvodu měla pouze stabilní kořeny (póly), tj. aby

$$|z_i| < 1, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4.3)$$

Regulovaná soustava může být sama o sobě nestabilní (má nestabilní polynom $A(z^{-1})$), nebo neminimálně fázová (má nestabilní polynom $B(z^{-1})$). Některé druhy regulátorů tyto typy soustav úspěšně regulují, u jiných dochází k nestabilitě a nelze je pro tyto soustavy použít. Problém spočívá v tom, že může docházet ke krácení nestabilních polynomů soustavy s polynomy regulátoru. Formálně se těchto polynomů zbavíme, ale nestabilita regulačního pochodu se tím neodstraní. Nestabilita se může např. projevit tak, že se regulovaná veličina ustaluje, ale akční veličina se rozkmitává. Při krácení nestabilních polynomů je problém v tom, že model soustavy nikdy dokonale nepopisuje chování soustavy a regulátor, který je na základě modelu navržen, nemůže zcela vykompenzovat zdroje nestability v reálné

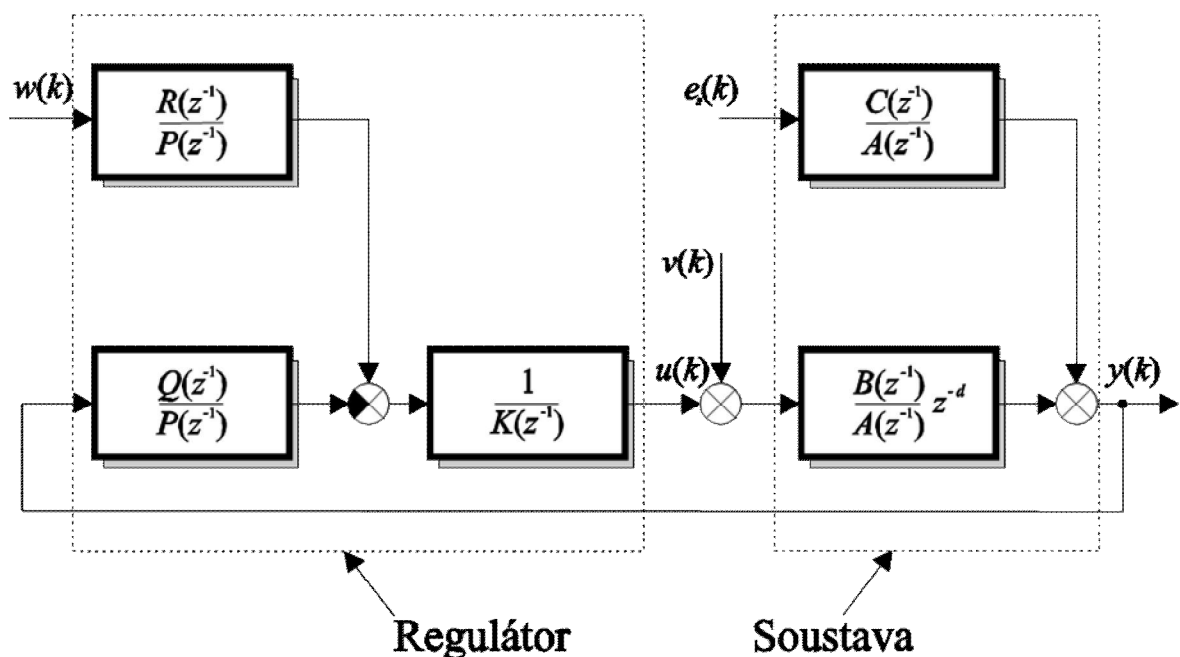
soustavě. Např. při krácení nestabilních polynomů 1. stupně ($|a_1| > 1$), které se liší o libovolně malé Δa_1 , není výsledek blízký 1, ale výsledkem dělení je nekonečná narůstající posloupnost:

$$(1 + a_1 z^{-1}) : [1 + (a_1 + \Delta a_1) z^{-1}] = 1 - \Delta a_1 z^{-1} + a_1 \Delta a_1 z^{-2} - a_1^2 \Delta a_1 z^{-3} + a_1^3 \Delta a_1 z^{-4} + \dots \quad (4.4)$$

když zanedbáme součiny $\Delta a_1 \Delta a_1$. Aby při krácení polynomů tyto problémy nenastaly, provádí se u některých metod faktorizace polynomů, tj. rozdělení polynomu na stabilní část (označena indexem +) a nestabilní část (-), např.

$$A(z^{-1}) = A^+(z^{-1})A^-(z^{-1}) \quad (4.5)$$

a krátí se jen stabilní části polynomů. Jinou možností je spektrální faktorizace polynomů, která stabilní kořenové činitele ponechává beze změny a nestabilní mění na reciproké a tím na stabilní.



Obr. 4.1 Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem se dvěma stupni volnosti (2DOF)

Při návrhu regulátorů vycházíme z obecného blokového schématu uzavřeného regulačního obvodu s regulátorem se dvěma stupni volnosti podle obr. 4.1. Sleduje se hlavně vliv změny řídicí veličiny w a poruchy na vstupu soustavy v na průběh regulované veličiny y .

Při návrhu regulátorů se bude vycházet z následujících předpokladů:

- a) Rovnice regulátorů jsou v diskrétní formě.
- b) Model soustavy ARMAX má pro nulovou poruchovou veličinu v tvar:

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k) + C(z^{-1})e_s(k) \quad (4.6)$$

kde

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{na}z^{-na}; \quad B(z^{-1}) = b_1z^{-1} + \dots + b_{nb}z^{-nb}$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + \dots + c_{nc}z^{-nc}$$

jsou jednotlivé polynomy v rovnici (4.6), d je dopravní zpoždění vyjádřené celistvým násobkem intervalu vzorkování T_0 a $e_s(k)$ jsou pořadnice nekorelovaného šumu s nulovou střední hodnotou.

V samočinně se nastavujícím regulátoru je model výsledkem průběžné identifikace. Jednodušší varianty modelu (4.6) získáme pro $C(z^{-1}) = 1$ (ARX model), pro $d = 0$ (nemá-li soustava dopravní zpoždění) a pro $na = nb$ (stejný stupeň polynomů).

- c) Vstupní a výstupní veličina je v odchylovém tvaru.
- d) Soustava má nulové počáteční podmínky.

Samočinně se nastavující regulátory můžeme navrhnout na základě různých druhů algebraických kritérií, které splňují například kritérium konečného počtu kroků, tvar daný přiřazením pólů přenosu, nebo zaručení minima kvadratického kritéria. Při odvození jednotlivých algebraických regulátorů vycházíme z předpokladu, že rovnice regulátoru jsou v diskrétní formě, vstupní a výstupní veličina je v odchylovém tvaru a předpokládáme nulové počáteční podmínky.

Předpokládejme měřitelnou poruchovou veličinu $v = 0$, náhodný šum $e_s(k) = 0$ a $d = 0$.

Potom rovnice regulátoru je ve tvaru

$$P(z^{-1})K(z^{-1})u(k) = R(z^{-1})w(k) - Q(z^{-1})y(k) \quad (4.7)$$

kde $P(z^{-1})$, $Q(z^{-1})$ a $R(z^{-1})$ jsou polynomy regulátoru a $K(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$ je jmenovatel integrátoru.

Po výše uvedených předpokladech můžeme rovnici (4.6) můžeme uvést ve tvaru

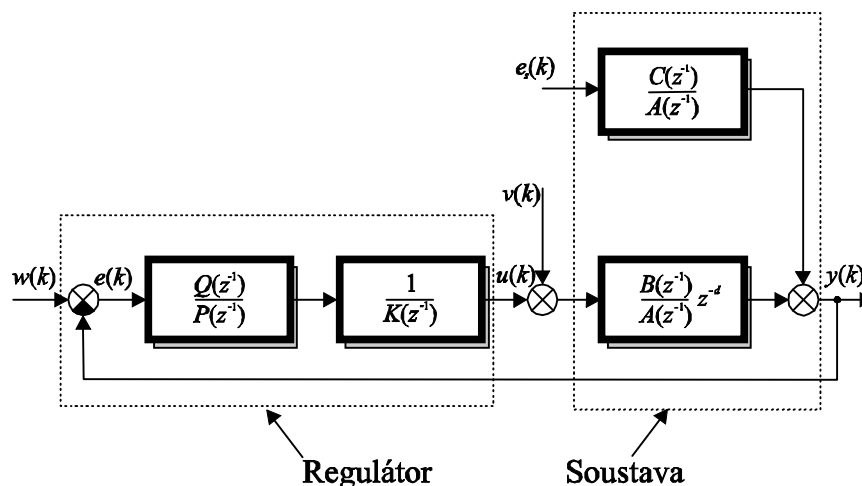
$$u(k) = \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} y(k) \text{ a následnou substitucí do (4.7) můžeme určit přenos řízení}$$

$$G_w(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{B(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} \quad (4.8)$$

O stabilitě regulačního pochodu rozhoduje především jmenovatel přenosu (4.8), což je charakteristický polynom

$$A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (4.9)$$

Tuto rovnici je možno zjednodušit, pokud se zvolí $K(z^{-1}) = 1$. Speciálním případem je regulátor s jedním stupněm volnosti (obr. 4.2), který vznikne pokud $R(z^{-1}) = Q(z^{-1})$ a který pracuje s regulační odchylkou $e(k) = w(k) - y(k)$. Dá se dokázat, že tento zjednodušený regulátor je pouze sub-optimální pro úlohy sledování řídicí veličiny.



Obr. 4.2 Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem s jedním stupněm volnosti (1DOF)

Vhodným návrhem přenosu regulátoru se určí přenos uzavřeného regulačního obvodu, aby vyhovoval vybranému kritériu. Navržený regulátor musí především zaručovat stabilitu regulačního obvodu. Matematicky lze podmínku stability formulovat požadavkem, aby charakteristická rovnice uzavřeného regulačního obvodu měla pouze stabilní kořeny.

Regulovaná soustava může být nestabilní, když má nestabilní polynom $A(z^{-1})$ anebo může být soustava neminimálně fázová, když má nestabilní polynom $B(z^{-1})$.

4.1 Metody založené na kritériu konečného počtu kroků

V tomto kritériu můžeme vybírat mezi silnou a slabou verzí [19]. Společnou nevýhodou metody konečného počtu kroků je, že pro rychlé ustálení regulované veličiny jsou nutné velké akční zásahy, zejména v prvním regulačním kroku. Při zkracování periody vzorkování musí akční veličina vzrůstat, aby se regulovaná veličina stačila za kratší čas ustálit.

U silné verze shoda regulované veličiny s řídicí veličinou nastává pro libovolný časový okamžik a průběh akční veličiny se po změně ustálí.

U slabé verze ke shodě mezi regulovanou a řídicí veličinou dochází pouze v okamžicích vzorkování. Průběh akční veličiny je dán poměrem nesoudělných polynomů, takže se akční veličina pouze asymptoticky blíží k ustálení hodnotě. Regulovaná veličina může kmitat s intervalem rovným dvěma periodám vzorkování kolem žádané hodnoty.

4.2 Metody založené na přiřazení pólů

Regulátor založený na přiřazení pólů uzavřeného regulačního obvodu je navržen tak, aby charakteristický polynom měl předem zadané póly [1, 7, 18]. Mimo požadavku na stabilitu je možno vhodnou volbou pólů získat požadovaný průběh přechodového děje uzavřeného regulačního obvodu, jako např. maximální překmit, tlumení apod. Vybrané algoritmy číslicových PID regulátorů, založené na metodě přiřazení pólů, byly již uvedeny v odstavci 3.3. Tuto metodu lze použít jak pro návrh regulačních obvodů s jedním stupněm volnosti (viz obr. 4.2), tak i pro regulační obvody s dvěma stupni volnosti (viz. obr. 4.1).

4.3 Metody založené na minimalizaci kvadratického kritéria

Metody minimalizují kvadratické kritérium s penalizací akční veličiny

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ [w(k) - y(k)]^2 + q_u [u(k)]^2 \right\} \quad (4.10)$$

kde q_u je tzv. penalizační konstanta, která udává podíl akční veličiny na hodnotě kritéria. Při zvyšování penalizační konstanty, by se měl zmenšovat rozkmit akční veličiny a tlumit kmitání nebo nestabilita. Volbou penalizační konstanty lze zásadně měnit průběh regulačního pochodu [1, 7].

Standardní postup minimalizace kritéria vychází ze stavového popisu soustavy a vede na řešení Riccatiho rovnice. Minimalizaci toho kritéria můžeme provést pomocí spektrální faktorizace. Spektrální faktorizace polynomu ponechává stabilní část beze změny, zatímco nestabilní část mění na stabilní. Pro polynomy stupně 1. a 2. se spektrální faktorizace provádí jednoduchým způsobem, ale pro polynomy vyššího řádu se musí použít iterační metody.

Pro výše uvedené samočinně se nastavující regulátory byla sestavena knihovna v programovém systému MATLAB/SIMULINK [20].

5 NÁVRH ČÍSLICOVÝCH REGULÁTORŮ POMOCÍ DELTA MODELŮ

Jestliže $G(s)$ je obrazový přenos spojitého dynamického systému, tak pro diskretní přenos s tvarovačem nultého řádu platí

$$G(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ L^{-1} \frac{G(s)}{s} \right\} \quad (5.1)$$

Vzniklý stupňový přenos je racionálně lomenou funkcí polynomů s komplexní proměnou z . Komplexní proměnná z má význam dopředného posunu a z^{-1} zpětného posunu v posloupnosti.

K přednostem diskretního přenosu patří jednoduchá struktura modelů, vhodnost pro experimentální identifikaci z naměřených dat a poměrně jednoduchý návrh číslicového regulátoru. Nevýhody diskretního přenosu nastávají v okamžiku zkracování periody vzorkování T_0 .

Jak diskretní modely ve tvaru z – přenosů, tak i modely popsané pomocí operátoru posuvu q , který je definován vztahem $q y(k) = y(k+1)$, obsahují periodu vzorkování pouze implicitně. Navíc dopředný operátor posuvu q nemá zřejmou spojitou interpretaci. Z toho plyne, že diskretní reprezentace, používající q operátor, nekonvergují hladce ke spojitým reprezentacím, pokud perioda vzorkování se blíží k nule. Z toho je zřejmé, že takové diskretní reprezentace poskytují malou nebo vůbec žádnou podobnost s výchozími spojitými reprezentacemi a v případě použití vysokých frekvencí nemají žádnou spojitou analogii.

Řešení problému vztahu mezi spojitou a diskretní teorií přináší alternativní **diskretní delta model**. Pomocí diskretní delta teorie je možné definovat konvergenci diskretních popisů systémů a signálů k příslušným spojitým interpretacím se zmenšující se periodou vzorkování. Přináší také výrazné zlepšení numerických vlastností modelů, vyjádřených pomocí operátoru delta oproti modelům, vyjádřených pomocí operátoru posuvu q . Takový předpoklad umožňuje vypracovat metody návrhu automatických řídicích systémů, využívající návaznost mezi spojitou a diskretní teorií a vzájemné vztahy mezi oběma přístupy.

Základní delta operátor je definován vztahem [21, 22]

$$\delta = \frac{q-1}{T_0} . \quad (5.2)$$

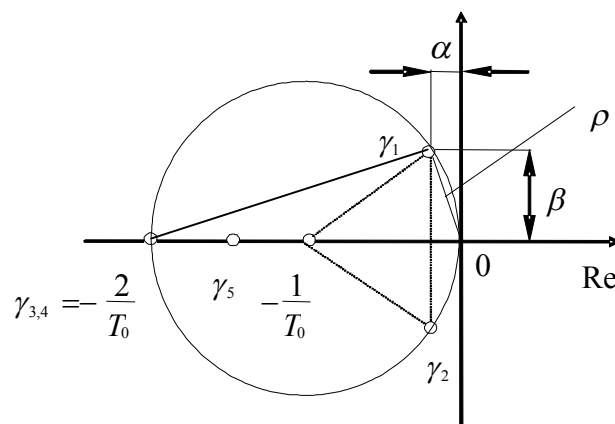
Protože δ operátor má spojitou část, jsou modely vyjádřené δ operátorem velmi podobné modelům vyjádřeným spojitým operátorem $p = d/dt$. Z tohoto je zřejmá souvislost operátoru δ s ostatními typy operátorů a možnost jeho použití v diskrétních systémech. Mimoto je zřejmé, že poskytuje podstatně větší flexibilitu při použití v diskrétních systémech jako operátor posuvu q , případně použití Z - transformace.

5.1 Delta PID regulátor založený na Zieglerově-Nicholově metodě

Pomocí této metody můžeme vypočítat kritické zesílení nebo kritickou periodu kmitů [23].

Pro výpočet kritického zesílení je definován přenos řízení ve tvaru

$$G_w(\gamma) = \frac{\beta_1 K_p \gamma + \beta_2 K_p}{\gamma^2 + b\gamma + c} . \quad (5.3)$$



Obr. 5.1 Umístění kritických pólů

Jmenovatel přenosové funkce (5.3) je charakteristický polynom

$$D(\gamma) = \gamma^2 + b\gamma + c \quad (5.4)$$

jehož póly ovlivňují dynamické chování uzavřeného regulačního obvodu. Je-li regulační obvod na mezi stability, musí ležet jeden pól polynomu (5.4) na kružnici, jejíž střed je

v bodě $-\frac{1}{T_0}$ a jeden bod je umístěn v začátku δ - roviny. Jednotková kružnice a rozmístění kritických pólů je zobrazeno na obr. 5.1.

Mohou existovat tři případy umístění pólů v polynomu (5.4), aby regulační obvod byl na hranici stability. První případ je, když charakteristický polynom (5.4) obsahuje dvojici komplexně sdružených pólů $\gamma_{1,2} = \alpha \pm j\beta$; $\alpha^2 + \beta^2 = \rho^2$. Vztahy pro výpočet kritického zesílení K_{pc} a reálné složky α komplexně sdruženého pólu jsou definovány podle

$$K_{pc} = \frac{\alpha_1 - \alpha_2 T_0}{\beta_2 T_0 - \beta_1}; \quad \alpha = -\frac{\alpha_1 + K_{pc} \beta_1}{2}. \quad (5.5)$$

Druhý případ nastává, když charakteristický polynom (5.4) obsahuje dvojici reálných pólů $\gamma_{3,4} = -\frac{2}{T_0}$ nebo $\gamma_{3,4} = 0$. Vztah pro výpočet kritického zesílení K_{pc} je v tomto případě totožný, jako první z rovnic v (5.5).

Poslední případ může nastat, pokud charakteristický polynom (5.4) obsahuje jeden reálný pól $\gamma_4 = -\frac{2}{T_0}$ a druhý reálný pól $\gamma_5 = \lambda$ $\left(|\lambda| < \frac{2}{T_0} \right)$. Vztah pro výpočet kritického zesílení K_{pc} a reálné složky α komplexně sdruženého pólu je definován podle

$$K_{pc} = \frac{4 - 2T_0\alpha_1 + T_0^2\alpha_2}{2T_0\beta_1 - T_0^2\beta_2}. \quad (5.6)$$

Pro výpočet kritické periody kmitů T_c je definován vztah

$$T_c = \frac{2\pi}{\omega_c} \quad (5.7)$$

kde ω_c je kritická frekvence kmitů může ji vypočítat pomocí vztahu

$$\omega_c = \frac{1}{T_0} \arccos\left(\frac{2 - \alpha_1 T_0 - \beta_1 K_{pc} T_0}{2}\right). \quad (5.8)$$

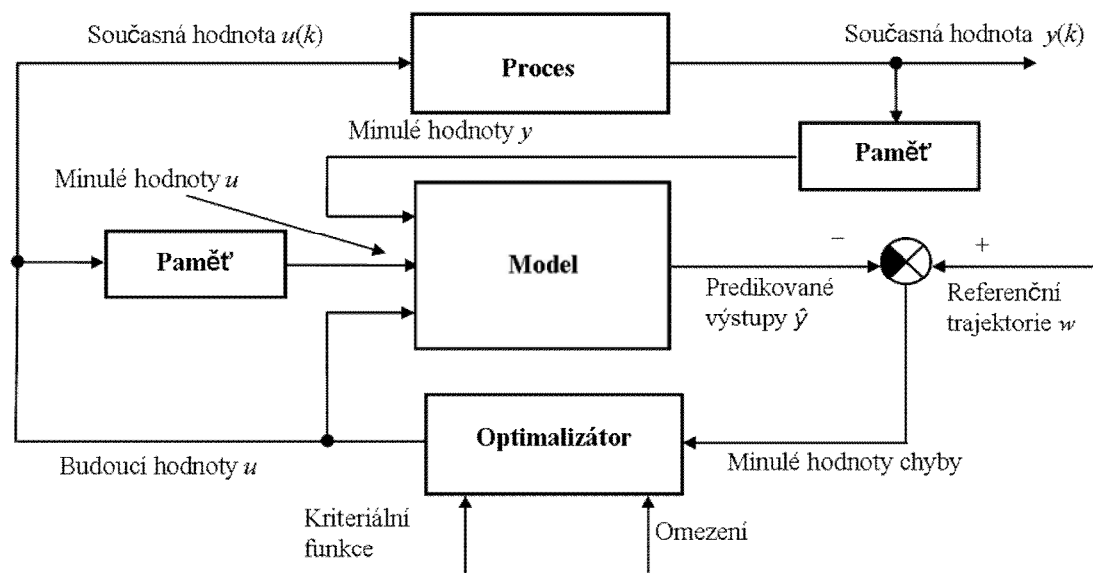
Existují i jiné metody než jen Ziegler-Nicholsnova metoda. Jedna z těchto metod je **přiřazení pólů číslicovým delta regulátorům**. Póly charakteristického polynomu se při této metodě volí uvnitř kružnice stability viz obr. 5.1. Rovnici regulátoru pro výpočet

akčního zásahu je nutno přetransformovat z rovnice pro z - model na rovnici pro δ - model použitím vztahu

$$\gamma = \frac{z-1}{T_0} . \quad (5.9)$$

6 PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ PROCESŮ

Prediktivní řízení je ve své podstatě založeno na použití diskretních respektive vzorkovaných modelech procesů, a proto odvození příslušných řídicích algoritmů je realizováno hlavně v diskretní oblasti [24], [25]. Výhodou prediktivního řízení je možnost uvažovat omezení vstupních a výstupních (případně stavových) veličin přímo při návrhu regulátoru [26]. Z tohoto důvodu je jeho použití vhodné v průmyslových aplikacích. Kvalita prediktivního řízení bývá obvykle lepší než v případě PID regulátorů. Jsou aplikovatelné na neminimálně fázové, nestabilní a mnohorozměrné procesy, a rovněž na procesy s dopravním zpožděním.



Obr. 6.1 Základní struktura prediktivního řízení

Základní struktura systému prediktivního řízení je uvedena na obr. 6.1, jeho princip je následující:

1. Model řízeného procesu je explicitní součástí regulátoru a je používán na predikci N budoucích výstupů procesu \hat{y} . Predikce jsou vypočítané vzhledem k informacím dostupným do času k a vzhledem k neznámé trajektorii akčních zásahů, které je třeba určit.
2. Trajektorie budoucích akčních zásahů je určena z řešení optimalizačního problému, obsahujícího vhodnou účelovou funkci a omezení. Účelová funkce zahrnuje budoucí predikce výstupu, budoucí trajektorii žádané veličiny a budoucích akčních zásahů.

3. I když v předešlém kroku byla počítána celá trajektorie akčních zásahů, jen první člen $u(k)$ je použit pro řízení procesu. V další periodě vzorkování se celý postup opakuje. Tento princip je známý jako **strategie pohyblivého horizontu**.

6.1 Modely procesu

V prediktivním řízení je možné používat libovolný model procesu. Vhodný model musí dostatečně vystihovat dynamické vlastnosti procesu. Nejčastěji se používají lineární modely, protože v případě bez omezení je možné vypočítat trajektorii akčních zásahů. Modely procesu jsou důležité pro výpočet predikce budoucí výstupní trajektorie. Modely, které můžeme použít, jsou např. impulsní odezva, přechodová funkce, přenosová funkce, stavový popis a mnoho dalších.

Impulsní odezva je z praktických důvodů omezená jen na prvních několik členů. Tento model je označován jako FIR (finite impulse response). Nevýhody tohoto modelu jsou hlavně v tom, že je potřeba vysoká hodnota $N(50)$ a že může popisovat pouze stabilní procesy.

Model **přechodové funkce** je velmi podobný modelu impulsní odezvy a mají dokonce i stejné nevýhody. Protože přechodovou a impulsní charakteristiku lze velmi jednoduše získat, modely a prediktivní metody na nich založené jsou často používané v průmyslových aplikacích.

Model **přenosové funkce** je například použitý v metodě GPC (Generalized Predictive Control). Výhodou tohoto modelu je možnost použití i pro nestabilní procesy. Avšak nevýhodou je nutnost znát řád polynomů A , B .

Model procesu v diskrétním **stavovém popisu** je daný jako

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{aligned} \tag{6.1}$$

Jeho výhodou je stejný zápis jednorozměrných a mnohorozměrných systémů. Na druhé straně je potřebný pozorovatel stavu.

Jak bylo výše uvedeno, je možné použít libovolné modely. Často se používají i spojité modely popsané systémem diferenciálních rovnic. Jejich nevýhodou je vysoká náročnost na simulaci a optimalizaci. V poslední době se často používají i jiné typy modelů, například

neuronové sítě či fuzzy popisy. V tomto případě je model používán přímo, anebo jsou s ním jen generované některé charakteristiky procesu, jako skoková či impulsní odezva.

6.2 Účelová funkce

Standardní účelová funkce obsahuje kvadratické členy filtrované regulační odchylky a přírůstků řízení na konečném horizontě do budoucnosti

$$J = E \sum_{i=N_1}^{N_2} [\delta(i) \hat{y}(k+i) - w(k+i)]^2 + \sum_{i=1}^{N_u} [\lambda(i) \Delta u(k+i-1)]^2 \quad (6.2)$$

kde $\hat{y}(k+i)$ je výstup i kroků do budoucnosti predikovaných vzhledem k informacím dostupným do času k , $w(k+i)$ je posloupnost žádané veličiny a $\Delta u(k+i-1)$ je posloupnost budoucích přírůstků řízení, které mají být vypočítané.

Cílem prediktivního řízení je spočítat sekvenci budoucích hodnot změny akčního zásahu $[\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots]$ tak, aby bylo minimalizováno kritérium (6.2). Pro další práci je třeba kritérium (6.2) převést do maticové podoby.

II. PRAKTICKÁ ČÁST

7 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ LQ REGULÁTORU ODVOZENÉHO POMOCÍ SPEKTRÁLNÍ FAKTORIZACE

Vhodným prostředkem pro syntézu řídicích systémů jsou simulační metody, které umožňují vytvářet nejen matematické modely procesů, ale i návrhy regulátorů na počítači. Jsou-li matematické modely dostatečně adekvátní reálnému objektu, potom je možné simulačním způsobem vyšetřovat dynamické vlastnosti regulačních obvodů jak při změně struktury regulátorů, tak i jejich parametrů. Modely řízených procesů lze dále vybuzovat různými generátory náhodného šumu, kterými je možno modelovat stochastické vlastnosti procesu, nebo přímo použít takových šumových signálů, které mají podobné vlastnosti jako poruchové signály naměřené na provozním zařízení. Výsledky simulačního ověřování jsou velmi užitečné pro vlastní implementaci vybraných regulátorů (řídicích algoritmů) v laboratorních i provozních podmínkách. Je však, ale nutno si uvědomit, že k provozní aplikaci simulačně ověřených regulátorů nelze přistupovat ryze rutinním způsobem. Je zřejmé, že simulační nebo laboratorní podmínky se mohou značně lišit od podmínek provozních, proto musíme praktickou použitelnost prověřovat s ohledem na dynamiku procesu a kladené požadavky na kvalitu regulace (např. dovolený maximální překmit, přesnost, dobu regulace apod.).

7.1 Nutný teoretický základ

Metody minimalizují kvadratické kritérium s penalizací akční veličiny

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ [w(k) - y(k)]^2 + q_u [u(k)]^2 \right\} \quad (7.1)$$

kde q_u je tzv. penalizační konstanta, která udává podíl akční veličiny na hodnotě kritéria (konstantu u prvního členu kritéria uvažujeme rovnu jedné). Standardní postup minimalizace kritéria (7.1) vychází ze stavového popisu soustavy a vede na řešení Riccatiho rovnice. V této kapitole bude minimalizace kritéria realizována pomocí spektrální faktorizace pro vstupně-výstupní popis soustavy.

Budeme-li posloupnosti hodnot regulační odchylky $e(k)$ a vstupního signálu $u(k)$ považovat za polynomy, lze kritérium (7.1) zapsat jako

$$J = \langle E(z)E(z^{-1}) + q_u U(z)U(z^{-1}) \rangle \quad (7.2)$$

kde $\langle x(z) \rangle = x(0)$, tj. v celém rozsahu je za proměnnou z resp. z^{-1} dosazena nula. $E(z)$ a $U(z)$ jsou sdružené polynomy k polynomům $E(z^{-1})$ a $U(z^{-1})$, tj. mají záporné mocniny z nahrazené kladnými. Např. sdružený polynom k polynomu $E(z^{-1}) = 1 + e_1 z^{-1} + e_2 z^{-2}$ je $E(z) = 1 + e_1 z + e_2 z^2$.

Roznásobíme-li polynomy v kritériu (7.2) a vynulujeme členy se z resp. z^{-1} , obdržíme sumy kvadrátů ve shodě se zápisem kritéria v rovnici (7.1).

Do kritéria (7.2) dosadíme polynom regulační odchylky

$$E(z^{-1}) = W(z^{-1}) - Y(z^{-1}) = \left[1 - \frac{B(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} \right] W(z^{-1}) \quad (7.3)$$

a polynom vstupního signálu

$$U(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} W(z^{-1}) \quad (7.4)$$

a hledáme podmínku pro minimalizaci kritéria. Dá se dokázat, že kritérium nabývá minimální hodnoty, pokud platí rovnice

$$A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (7.5)$$

kde polynom $D(z^{-1})$ je výsledkem spektrální faktorizace podle rovnice:

$$A(z^{-1})q_u A(z) + B(z^{-1})B(z) = D(z^{-1})\delta D(z) \quad (7.6)$$

kde δ je konstanta zvolená tak, aby parametr $d_0 = 1$.

Spektrální faktorizace polynomu ponechává stabilní část beze změny, zatímco nestabilní část mění na reciprokovou (stabilní). Jednoduše můžeme řešit spektrální faktorizaci polynomu 1. a 2. stupně, u polynomů vyšších stupňů se faktorizace provádí iteračně.

Návrh ověřovaného regulátoru je založen na blokovém schéma uzavřeného 2DOF regulačního obvodu (viz obr. 4.1), kdy ž předpokládáme $d = 0$, $v(k) = 0$ a $e_s(k) = 0$.

7.2 LQ regulátor pro řízení procesu popsaného modelem druhého řádu

LQ regulátor pro řízení procesu popsaného modelem druhého řádu ve tvaru je navržen podle vztahu

$$G_P(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (7.7)$$

V případě, že předpokládáme zařazení členu s přenosem $K(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$ do regulačního obvodu, jsou polynomy regulátoru ve tvaru $Q(z^{-1}) = q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}$, $P(z^{-1}) = p_0 + p_1 z^{-1}$.

Řešením diofantické rovnice (7.5)

$$(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})(1 - z^{-1})(p_0 + p_1 z^{-1}) + (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2})(q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}) = 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}. \quad (7.8)$$

Metoda neurčitých koeficientů vede na soustavu lineárních rovnic ($p_0=1$)

$$\begin{bmatrix} b_1 & 0 & 0 & 1 \\ b_2 & b_1 & 0 & a_1 - 1 \\ 0 & b_2 & b_1 & a_2 - a_1 \\ 0 & 0 & b_2 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ p_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - a_1 \\ a_1 - a_2 \\ a_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

Parametry přímovazebního regulátoru, když předpokládáme skokové změny žádané hodnoty regulované veličiny $w(k)$ se vypočítají z diofantické rovnice

$$(1 - z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (7.10)$$

jejíž řešení je

$$R(z^{-1}) = r_0 = \frac{1 + d_1 + d_2}{b_1 + b_2} \quad (7.11)$$

Algoritmus řízení založený na minimalizaci kvadratického kritéria (dále označovaný jako **LQ1**) obsahuje následující kroky:

Krok 1. Vypočítají se parametry polynomu $M(z^{-1})$ podle rovnic

$$m_{r0} = q_u(1 + a_1^2 + a_2^2) + b_1^2 + b_2^2; \quad m_{r1} = q_u(a_1 + a_1a_2) + b_1b_2; \quad m_{r2} = q_ua_2 \quad (7.12)$$

Krok 2. Vypočítají se parametry polynomu $D(z^{-1})$ podle rovnic

$$\lambda = \frac{m_{r0}}{2} - m_{r2} + \sqrt{\left(\frac{m_{r0}}{2} + m_{r2}\right)^2 - m_{r1}^2}; \quad \delta = \frac{\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 4m_{r2}^2}}{2}; \quad d_1 = \frac{m_{r1}}{\delta + m_{r2}}; \quad d_2 = \frac{m_{r2}}{\delta} \quad (7.13)$$

Krok 3. Vypočítají se parametry regulátoru s algoritmem **PP1**, který obsahuje rovnici regulátoru se dvěma stupni volnosti

$$u(k) = r_0w(k) - q_0y(k) - q_1y(k-1) - q_2y(k-2) + (1-p_1)u(k-1) + p_1u(k-2) \quad (7.14)$$

kde parametr r_0 se vypočítá podle vztahu

$$r_0 = \frac{1 + d_1 + d_2 + d_3 + d_4}{b_1 + b_2}. \quad (7.15)$$

Penalizace akční veličiny se zadává volbou konstanty $q_u \geq 0$. S rostoucí velikostí penalizační konstanty se zmenšuje rozkmit akční veličiny a tím i zklidňuje průběh regulované veličiny a současně se tlumí případné kmitání nebo nestabilita. Pro $q_u = 0$ je polynom $D(z^{-1}) = B(z^{-1})$ a metoda přechází na slabou verzi metody konečného počtu kroků. Volbou penalizační konstanty lze zásadně měnit průběh regulačního pochodu.

8 SIMULACE

Předpokládejme tři procesy popsané následujícími spojitými přenosovými funkcemi:

$$\text{a) Stabilní } G_A(s) = \frac{2}{(5s+1)(10s+1)}$$

$$\text{b) S neminimální fází } G_B(s) = \frac{2(1-4s)}{(4s+1)(10s+1)}$$

$$\text{c) Nestabilní } G_C(s) = \frac{2(s+1)}{(2s-1)(4s+1)}$$

Výše uvedené spojitě přenosové funkce byly diskretizovány pro periodu vzorkování $T_0 = 2$ s.

$$\text{a) } G_A(z) = \frac{0.06572z^{-1} + 0.0538z^{-2}}{1 - 1.4891z^{-1} + 0.5488z^{-2}}$$

$$\text{b) } G_B(z) = \frac{-0.2033z^{-1} + 0.3460z^{-2}}{1 - 1.425z^{-1} + 0.4966z^{-2}}$$

$$\text{c) } G_C(z) = \frac{1.3248z^{-1} + 0.0274z^{-2}}{1 - 3.325z^{-1} + 1.649z^{-2}}$$

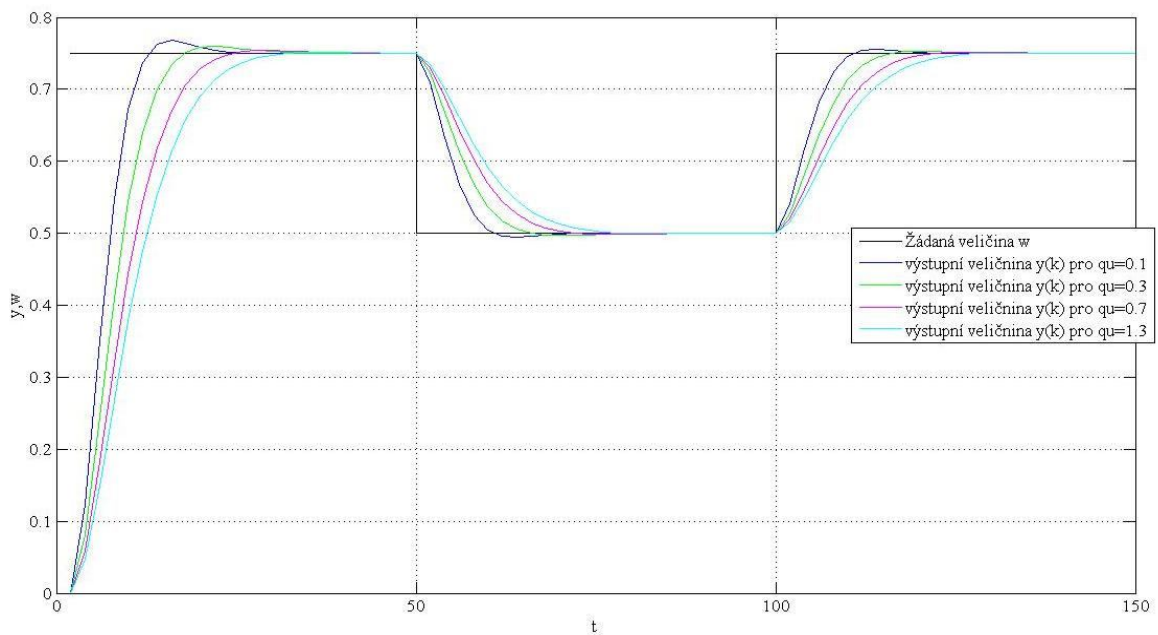
Simulaci regulačního obvodu v závislosti na změně penalizační konstanty q_u jsem provedl v programu MATLAB/SIMULINK. Kompletní program je uveden v příloze. Program se skládá ze dvou částí. V první části je naprogramované menu, ve kterém si můžeme vybrat, se kterým přenosem chceme, dál pracovat. Po výběru přenosu stiskneme tlačítko „Vykreslit“, tím se dostaneme do druhé části programu. V této části jsou všechny výpočty podle výše uvedeného algoritmu LQ1. Dále se v této části nachází algoritmus pro vyhodnocení kvality regulace podle kritéria založeného na výpočtu sumace kvadrátů regulační odchylky $e(k) = w(k) - y(k)$ a akční veličiny $u(k)$ podle vztahů

$$S_e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e^2(i); \quad S_u = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u^2(i) \quad (8.1)$$

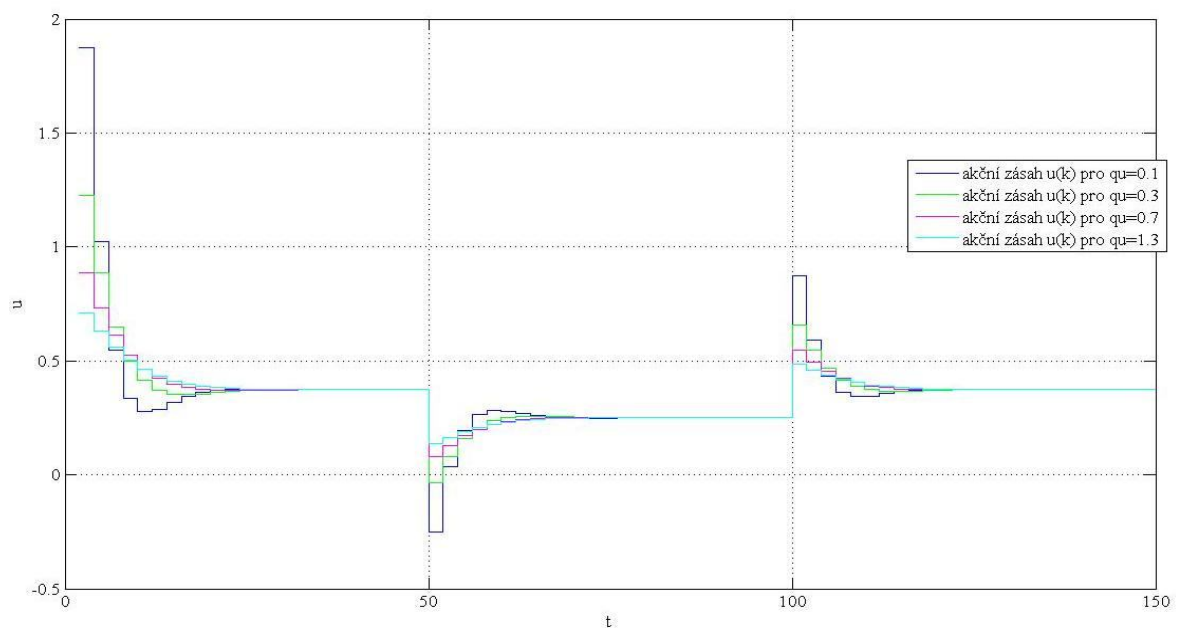
kde N je zvolený interval pro určení kvality regulace. Nakonec je v tomto programu vykreslení vypočítaných hodnot $y(k)$ a $u(k)$ do grafů.

8.1 Simulace regulačního obvodu při řízení stabilního přenosu $G_A(z)$

Výsledky simulačního ověřování stabilního modelu $G_A(z)$, pro skokové změny žádané hodnoty $w(k)$ jsou znázorněny na obr. 8.1 a 8.2. Z těchto obrázků je patrné, že při zvyšování hodnoty q_u se zmenšuje překmit výstupní veličiny, až se nakonec ztratí úplně.



Obr. 8.1 Průběh výstupní veličiny $y(k)$ pro různou hodnotu penalizační konstanty q_u při stabilním řízení



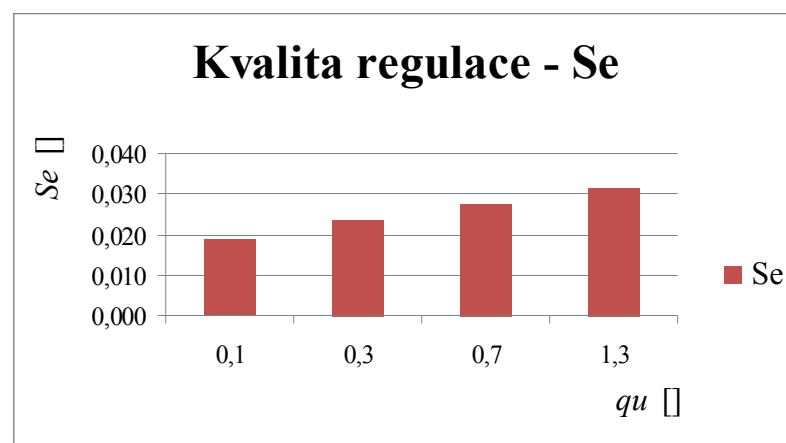
Obr. 8.2 Průběh vstupní akční veličiny $u(k)$ pro různou hodnotu konstanty q_u při stabilním řízení

Vyhodnocení kvality regulace jsem provedl podle vzorců S_e a S_u (8.1). Výsledky jednotlivých kvalit regulace pro různé penalizační konstanty q_u jsou zaznamenány v tab. 8.1. Čím menší je hodnota S_e a S_u , tím lepší je kvalita (přenos) regulace.

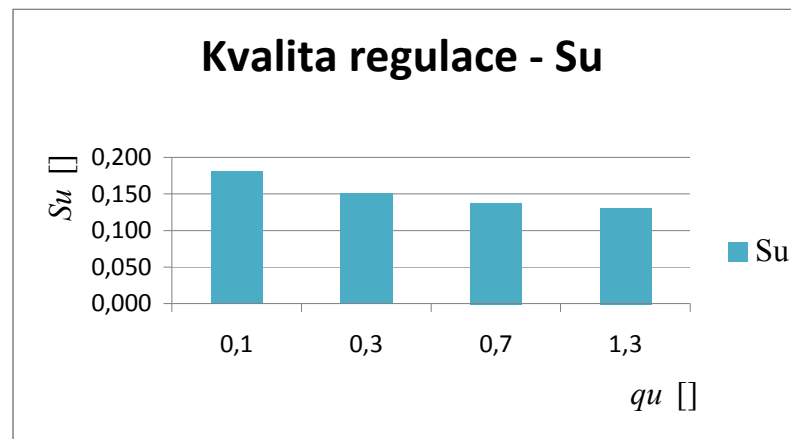
Tab. 8.1 Vypočítané hodnoty S_e a S_u pro stabilní přenos

q_u	S_e	S_u
0,1	0,019	0,181
0,3	0,024	0,151
0,7	0,028	0,138
1,3	0,032	0,131

Z tab. 8.1 vyplývá, že nejlepší kvalita regulace je při konstantě $q_u = 0.1$ a nejmenší namáhání akčního členu je při konstantě $q_u = 1.3$. Porovnání vypočítaných hodnot jsou v grafu 1 a grafu 2.



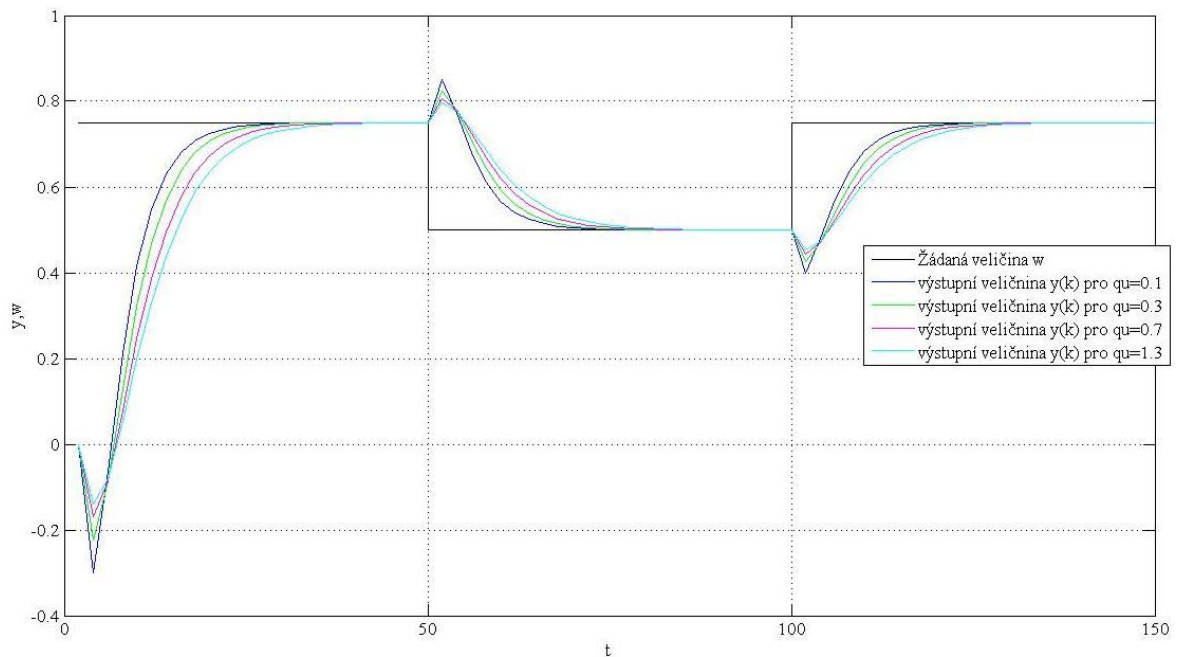
Graf 1 Porovnání vypočítaných hodnot S_e pro stabilní přenos



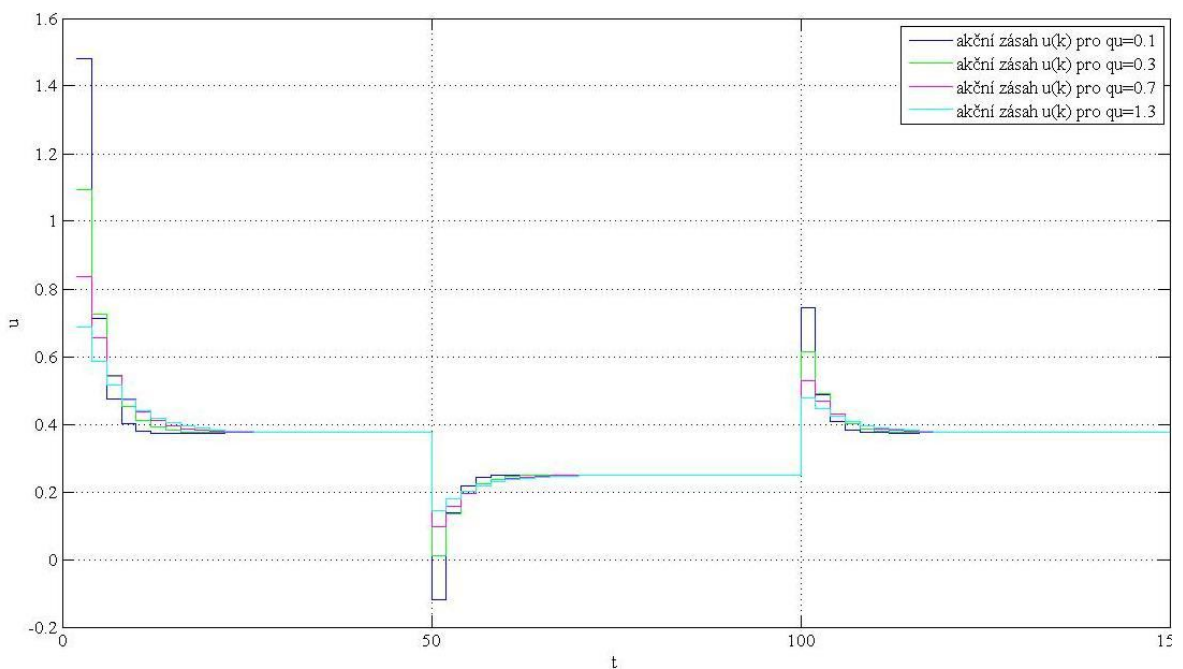
Graf 2 Porovnání vypočítaných hodnot S_u pro stabilní přenos

8.2 Simulace regulačního obvodu při řízení neminimálně fázového přenosu $G_B(z)$

Výsledky simulačního ověřování modelu s neminimální fází $G_B(z)$, pro skokové změny žádané hodnoty $w(k)$ jsou znázorněny na obr. 8.3 a 8.4. Přenosová funkce s neminimální fází má na počátku typický obrácený průběh, který se s rostoucím q_u pomalu zmenšuje.



Obr. 8.3 Průběh výstupní veličiny $y(k)$ pro různou hodnotu penalizační konstanty q_u při řízení s neminimální fází



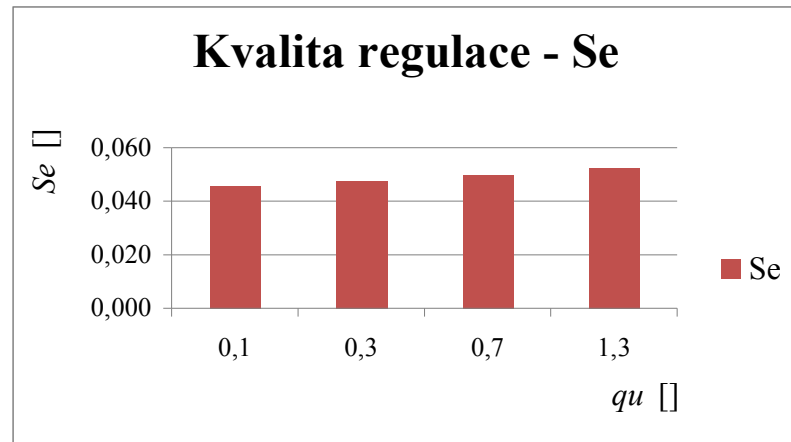
Obr. 8.4 Průběh vstupní akční veličiny $u(k)$ pro různou hodnotu penalizační konstanty q_u při řízení s neminimální fází

Výsledky jednotlivých kvalit regulace pro různé penalizační konstanty q_u jsou zaznamenány v tab. 8.2. Čím menší je hodnota S_e a S_u , tím lepší je kvalita regulace.

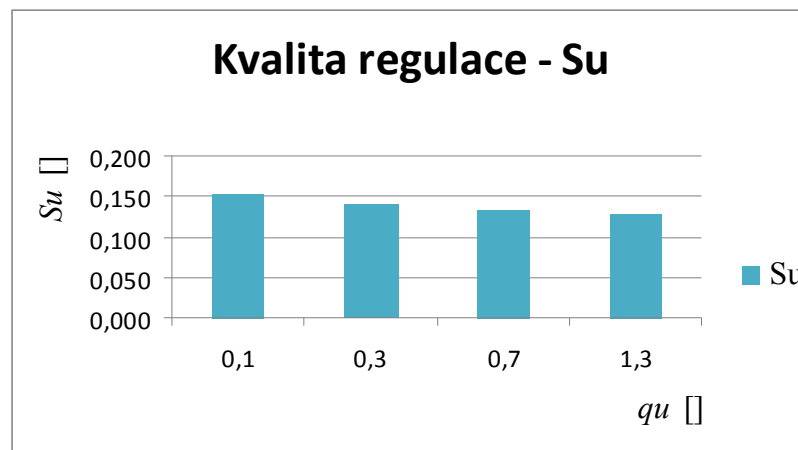
Tab. 8.2 Vypočítané hodnoty S_e a S_u pro systém s neminimální fází

q_u	S_e	S_u
0,1	0,046	0,154
0,3	0,047	0,141
0,7	0,050	0,133
1,3	0,052	0,128

Z tab. 8.2 vyplývá, že nejlepší kvalita regulace je při konstantě $q_u = 0.1$ a nejmenší namáhání akčního členu je při konstantě $q_u = 1.3$. Porovnání vypočítaných hodnot jsou v grafu 3 a grafu 4.



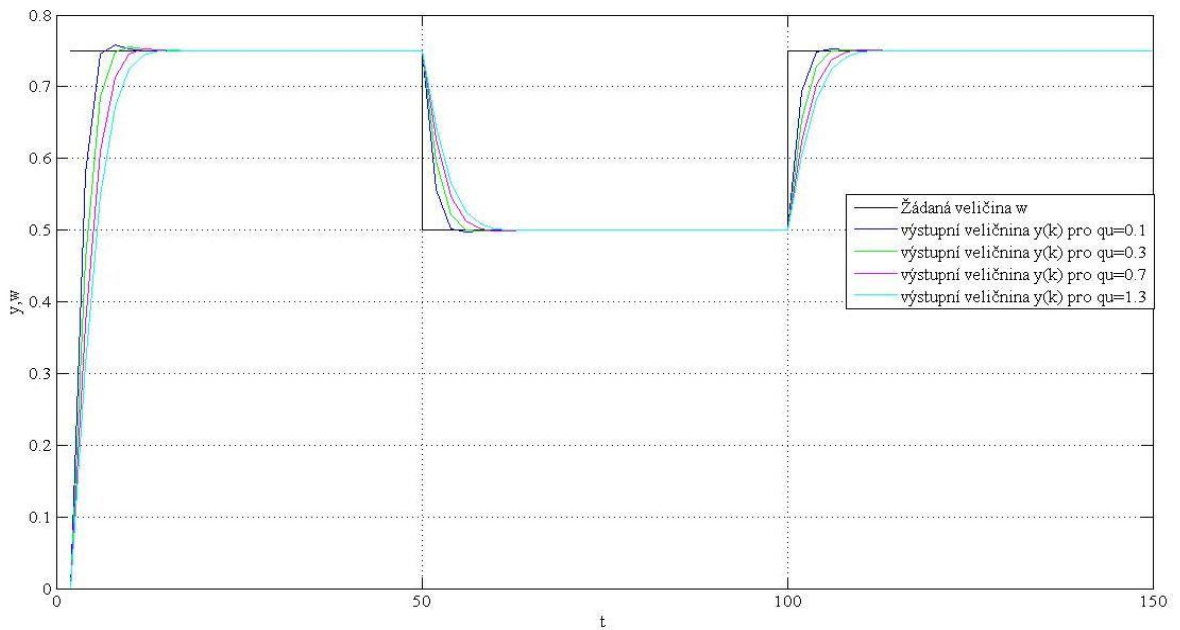
Graf 3 Porovnání vypočítaných hodnot S_e pro systém s neminimální fází



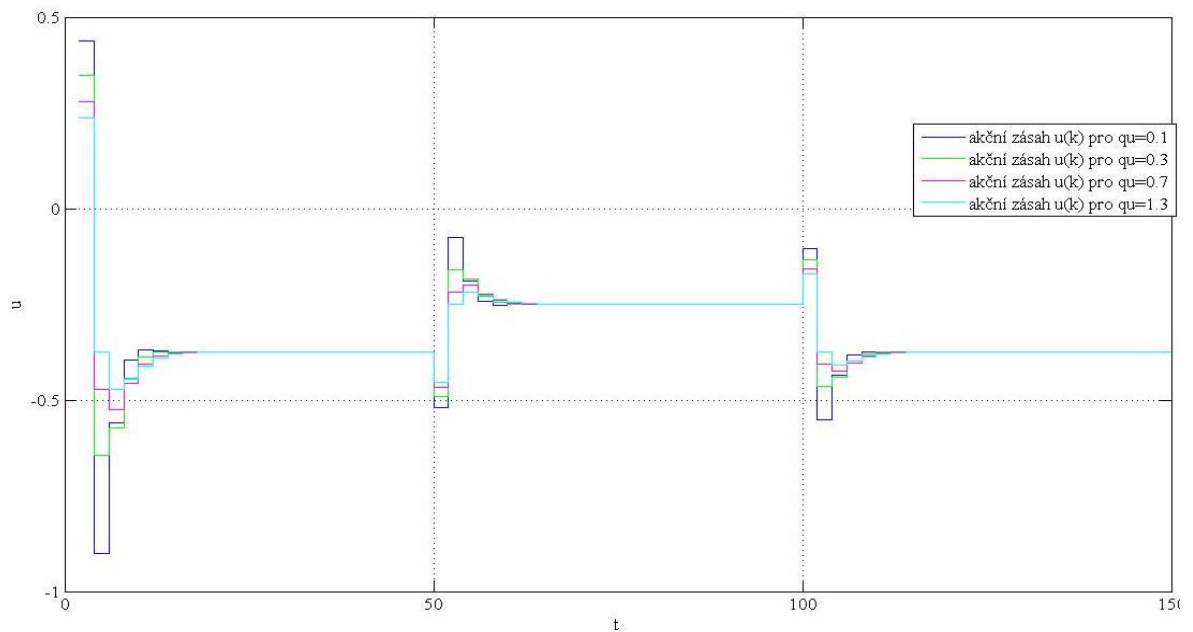
Graf 4 Porovnání vypočítaných hodnot S_u pro systém s neminimální fází

8.3 Simulace regulačního obvodu při řízení nestabilního přenosu $G_C(z)$

Výsledky simulačního ověřování nestabilního modelu $G_C(z)$, pro skokové změny žádané hodnoty $w(k)$ jsou znázorněny na obr. 8.5 a 8.6. Z těchto obrázků je patrné, že při zvyšování hodnoty q_u se zmenšuje překmit výstupní veličiny, až se nakonec ztratí úplně.



Obr. 8.5 Průběh výstupní veličiny $y(k)$ pro různou hodnotu penalizační konstanty q_u při nestabilním řízení



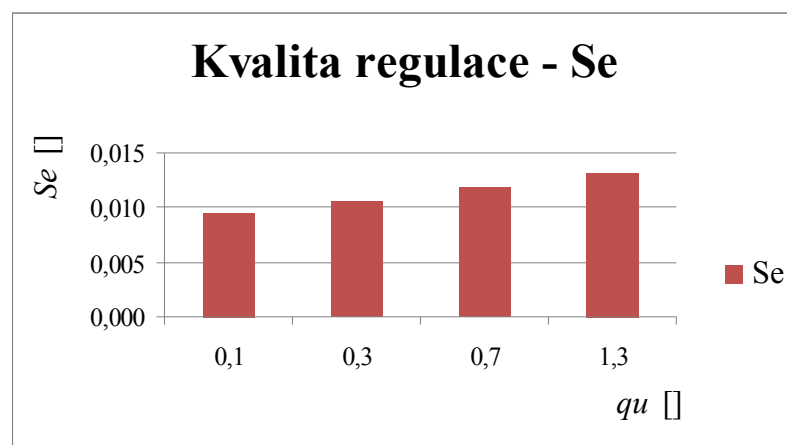
Obr. 8.6 Průběh vstupní akční veličiny $u(k)$ pro různou hodnotu penalizační konstanty q_u při nestabilním řízení

Výsledky jednotlivých kvalit regulace pro různé penalizační konstanty q_u jsou zaznamenány v tab. 8.3. Čím menší je hodnota S_e a S_u , tím lepší je kvalita regulace.

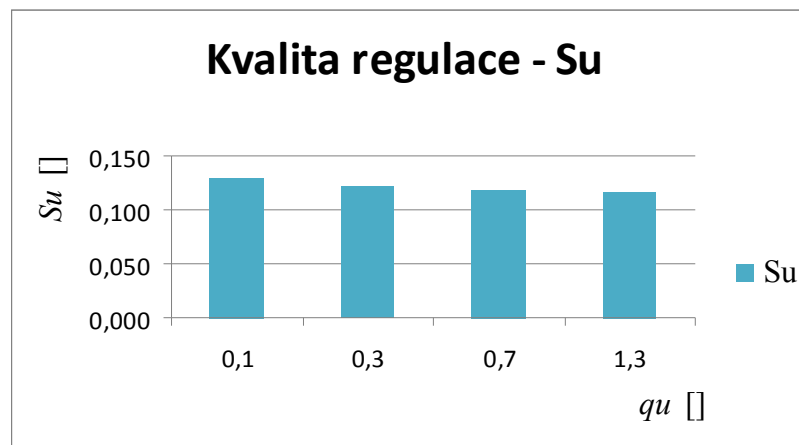
Tab. 8.3 Vypočítané hodnoty S_e a S_u pro nestabilní přenos

q_u	S_e	S_u
0,1	0,010	0,129
0,3	0,011	0,123
0,7	0,012	0,119
1,3	0,013	0,117

Z tab. 8.3 vyplývá, že nejlepší kvalita regulace je při konstantě $q_u = 0.1$ a nejmenší namáhání regulované soustavy a akčního členu je při konstantě $q_u = 1.3$. Porovnání vypočítaných hodnot jsou v grafu 5 a grafu 6.



Graf 5 Porovnání vypočítaných hodnot S_e pro nestabilní přenos



Graf 6 Porovnání vypočítaných hodnot S_u pro nestabilní přenos

ZÁVĚR

Náplní bakalářské práce bylo vypracování elektronických podkladů pro přednášky z předmětu Adaptivní a prediktivní řízení v programovém prostředí PowerPoint. Obsahy jednotlivých přednášek jsou stručně popsány v teoretické části práce, náplní praktické části je simulační ověření vybraného řídicího algoritmu.

Teoretická část je rozdělena do šesti kapitol. První kapitola se zabývá základními informacemi o adaptivních řídicích systémech a jejich rozdělením. V druhé kapitole se práce zabývá modelováním a identifikací procesů pro použití v samočinně se nastavujících regulátorech. Třetí kapitola pojednává o několika modifikacích číslicových PID regulátorů, které jsou vhodné pro použití v samočinně se nastavujících regulátorech. Náplní čtvrté kapitoly je použití algebraických metod pro návrh adaptivních regulátorů. Pátá kapitola pojednává o návrhu číslicových regulátorů založených na delta modelech. Poslední šestá kapitola teoretické části práce je věnovaná prediktivnímu řízení procesů.

Náplní praktické části je simulační ověření regulačního obvodu řízeného lineárním kvadratickým (LQ) regulátorem. Praktická část je rozdělena na dvě kapitoly. V sedmé kapitole je uveden teoretický základ pro návrh tohoto typu regulátoru a sestavení simulačních programů v prostředí MATLAB. V poslední osmé kapitole jsou uvedeny výsledky simulačního ověření regulačních obvodů při řízení třech různých přenosů v závislosti na změně penalizační konstanty q_u . Výsledky simulace zobrazené na obr 8.1 až 8.6 názorně dokázaly, že s rostoucí velikostí penalizační konstanty se zmenšuje rozkmit akční veličiny a tím i zklidňuje průběh regulované veličiny a současně se tlumí případné kmitání nebo nestabilita. Dále jsem zjišťoval kvalitu regulace použitím kvadratického kritéria S_e , které vyjadřuje součet kvadrátů odchylek regulované veličin $e(k)$ a kvadratického kritéria akční veličiny S_u , které vyjadřuje součet kvadrátů $u(k)$. Podle kritéria S_e je možné usuzovat na kvalitu regulačního pochodu z hlediska kvadratické plochy, z velikosti kritéria S_u , můžeme usuzovat na průběh akčních zásahů. Výsledky S_e a S_u jsou zapsány v tab. 8.1 až 8.3 a zobrazeny na grafu 1 až 6.

Hlavním výsledkem praktické části bakalářské práce je vypracování elektronických podkladů pro přednášky z předmětu Adaptivní a prediktivní řízení. Tyto podklady byly

vytvořeny v programu Microsoft PowerPoint a jsou přiloženy k této práci. Přiložené podklady jsou připraveny pro 13 dvouhodinových přednášek.

ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ

The contents of the bachelor thesis was the elaboration of an electronic support for the course of the Adaptive and predictive control in the PowerPoint programming environment. Individual courses are shortly described in the theoretical part, in the practical part is simulation check the selected control algorithm.

The theoretical part is divided into six chapters. The first chapter deals with basic information on adaptive control systems and their distribution. In the second chapter of the thesis deals with modeling and identification processes for use in self-tuning controllers. The third chapter treat about a few modifications of digital PID controllers that are proper for use in self-tuning controllers. The content of the fourth chapter is the use of algebraic methods for the proposal of adaptive controllers. The fifth chapter treat about the proposal of digital controllers based on the delta models. The last sixth chapter of theoretical part is deals with predictive control of processes.

The contents of the practical part is a simulation check control system controlled of linear quadratic (LQ) controller. The practical part is divided into two chapters. In the seventh chapter is presented a theoretical basis for this type of controller proposal and programming simulation in the MATLAB. In the last eighth chapter are presented the results of simulation check control system in the control of three different transfer depending on the changing penalty constant q_u . The simulation results in figure 8.1 to 8.6 demonstration that increasing the size of penalty constant is decreases the amplitude of the controller output and modulation the process of the controlled variable, at the same time any vibration or instability dumping. Then I found control quality using a quadratic criterion S_e , which formulation the sum of quadrates deviations controlled variables $e(k)$ and the quadratic criteria controller output S_u , which formulation the sum of the square $u(k)$. According to the criteria S_e is possible to presume the quality control procedure in terms of quadratic surfaces, the size criteria for S_u , can presume a course of controller output. Results of S_e and S_u are entered in the table. 8.1 to 8.3 and plotted in graph 1 to 6

The main result of the practical work is the elaboration of an electronic support for the course of the Adaptive and predictive control. These electronic support were created in software Microsoft PowerPoint and are attached to this work. The attached electronic support are prepared for the 13 two-hour courses.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Drábek, O., Macháček, J. Adaptivní řízení. Vysoká škola chemicko-technologická, Pardubice, 1992.
- [2] Åström, K. J., Wittenmark, B.: Adaptive Control. Addison Wesley 1989.
- [3] Wellstead, P.E., Zarrop, M.B.: Self-tuning Systems: Control and Signal Processing. John Wiley 1991.
- [4] Bobál, V. Adaptivní a prediktivní řízení. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Akademické centrum, 2009, ISBN 978-80-7318-662-3.
- [5] Åström, K. J., Hägglund, T.: Automatic Tuning of PID Controllers. North Carolina, Instrument Society of America, Research Triangle Park 1988.
- [6] Bobál, V., Böhm, J., Prokop, R., Fessl, J. Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace. Nakladatelství VUTIUM, Vysoké učení technické v Brně, 1999, (ISBN 80-214-1292-2).
- [7] Bobál, V., Böhm, J., Fessl, J., Macháček, J. Digital Self-tuning Controllers: Algorithms, Implementation and Applications. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. London,, Springer-Verlag , 2005, ISBN 1-85233-980-2.
- [8] Klán, P., Maršík, J., Görner, V., Valášek, P.: Adaptivní PID regulátory s monolitickými mikropočítači. Praha, ÚTIA ČSAV 1990.
- [9] Ljung, L.: System Identification: Theory for the User. Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall 1987.
- [10] Söderström, T., Stoica, P.: System Identification. Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall 1989.
- [11] Kulhavý, R.: Restricted exponential forgetting in real time identification. Automatica, 23, 1987, 586-600.
- [12] Kulhavý, R. Průběžné sledování parametrů metodou nejmenších čtverců se selektivním potlačováním staré informace. ASŘ-Bulletin INORGA, XIX, 1985, 289-292.

- [13] Isermann, R.: Digital control Systems. 2nd revised edition, Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag 1991.
- [14] Takahashi, Y., Chan, C., Auslander, D.: Parametereinstellung bei linearen DDC-Algorithmen. *Regelungstechnik und Prozessdatenverarbeitung*, 19, 1971, 237-284.
- [15] Niederliński, A.: Číslicové systémy pro řízení technologických procesů. Praha, SNTL 1984.
- [16] Ortega, R., Kelly, R.: PID self-tuners: Some theoretical and practical aspects. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, IE-31, 1984, 332-338.
- [17] Ziegler, J. G., Nichols, N. B.: Optimum settings for automatic controllers. *Trans. ASME*, 64, 1942, 759-768.
- [18] Kučera, V. *Discrete Linear Control*. Chichester, John Wiley, 1979.
- [19] Kučera, V. A Dead-beat Servo Problem. *International Journal of Control*, 32, 1980, 107-113.
- [20] Bobál, V., Chalupa, P. *Self-Tuning Controllers Simulink Library, Version 2. User's Manual*, Zlín, Tomas Bata University, 2002, (see <http://www.utb.cz/stctool/>).
- [21] Mukhopadhyay S., Patra, A., Rao, G. P. New class of discrete-time models for continuous-time systems. *International Journal of Control*, 1992, 55, 1161-1187.
- [22] Middleton, R. H., Goodwin, G. C. *Digital Control and Estimation - A Unified Approach*. New Persey, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1990.
- [23] Sysel, M. Využití delta modelů pro řízení procesů. *Disertační práce*, Zlín, UTB, Fakulta technologická, 2001.
- [24] Camacho, E. F., Bordons, C. *Model Predictive Control. Second Edition. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing*. London, Springer-Verlag, 2004.
- [25] Mikleš, J., Fikar, M. *Modelovanie, identifikácia a riadenie procesov 2. Identifikácia a optimálne riadenie*. Bratislava, Slovenská technická univerzita, 2004.
- [26] Bobál, V., M. Kubalčík, P. Chalupa and P. Dostál, Adaptive predictive control of nonlinear system with constraint of manipulated variable. In: *Proc. of the 28th IASTED International Conference Modelling Identification and Control (MIC 2009)*, Innsbruck, Austria, 2009, 349-354.

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1.1</i>	<i>Obecné blokové schéma adaptivního řídicího systému</i>	12
<i>Obr. 1.2</i>	<i>Rozdělení adaptivních řídicích systémů</i>	12
<i>Obr. 2.1</i>	<i>Blokové schéma regresního (ARX) modelu</i>	16
<i>Obr. 3.1</i>	<i>Metody diskretizace integrační složky</i>	20
<i>Obr. 3.2</i>	<i>Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem PID – A</i>	22
<i>Obr. 3.3</i>	<i>Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem PID – B</i>	22
<i>Obr. 4.1</i>	<i>Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem se dvěma stupni volnosti (2DOF)</i>	25
<i>Obr. 4.2</i>	<i>Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem s jedním stupněm volnosti (1DOF)</i>	27
<i>Obr. 5.1</i>	<i>Umístění kritických pólů</i>	31
<i>Obr. 6.1</i>	<i>Základní struktura prediktivního řízení</i>	34
<i>Obr. 8.1</i>	<i>Průběh výstupní veličiny $y(k)$ pro různou hodnotu penalizační konstanty q_u při stabilním řízení</i>	43
<i>Obr. 8.2</i>	<i>Průběh vstupní akční veličiny $u(k)$ pro různou hodnotu konstanty q_u při stabilním řízení</i>	44
<i>Obr. 8.3</i>	<i>Průběh výstupní veličiny $y(k)$ pro různou hodnotu penalizační konstanty q_u při řízení s neminimální fází</i>	45
<i>Obr. 8.4</i>	<i>Průběh vstupní akční veličiny $u(k)$ pro různou hodnotu penalizační konstanty q_u při řízení s neminimální fází</i>	46

SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 8.1 Vypočítané hodnoty S_e a S_u pro stabilní přenos</i>	44
<i>Tab. 8.2 Vypočítané hodnoty S_e a S_u pro systém s neminimální fází</i>	46
<i>Tab. 8.3 Vypočítané hodnoty S_e a S_u pro nestabilní přenos</i>	49

SEZNAM GRAFŮ

<i>Graf 1 Porovnání vypočítaných hodnot S_e pro stabilní přenos</i>	44
<i>Graf 2 Porovnání vypočítaných hodnot S_u pro stabilní přenos</i>	45
<i>Graf 3 Porovnání vypočítaných hodnot S_e pro systém s neminimální fází.....</i>	47
<i>Graf 4 Porovnání vypočítaných hodnot S_u pro systém s neminimální fází</i>	47
<i>Graf 5 Porovnání vypočítaných hodnot S_e pro nestabilní přenos.....</i>	49
<i>Graf 6 Porovnání vypočítaných hodnot S_u pro nestabilní přenos</i>	50

SEZNAM PŘÍLOH

P I Zdrojový kód simulace v MATLABU

P II Vypracované přednášky v programu

PŘÍLOHA P I: ZDROJOVÝ KÓD SIMULACE V MATLABU

```

%Vykreslení menu s vyberem prenosove funkce a vypsaním kvality Se a Su
clc
clear all

figure1=figure('Color',[0.753 0.753 0.753],...%vykreslení nového okna a
nastavení
    'Resize','off',...
    'Name','grafy',...
    'Units','characters',...
    'MenuBar','none',...
    'NumberTitle','off',...
    'Position',[13.8 46.9 70.8 14.5],...
    'WindowStyle','normal')

tlacitko1=uicontrol(figure1,...%vykreslení a nastavení prvního tlačítka
    'Units','characters',...
    'Position',[46.8 3.46 13.2 1.77],...
    'Style','pushbutton',...
    'Callback','close_all',...
    'String','KONEC',...
    'BackgroundColor',[0.753 0.753 0.753]);

tlacitko2=uicontrol(figure1,...%vykreslení a nastavení druhého tlačítka
    'Units','characters',...
    'Position',[30.8 3.46 13.2 1.77],...
    'Style','pushbutton',...
    'Callback','vykresleni',...
    'String','VYKRESLIT',...
    'BackgroundColor',[0.753 0.753 0.753]);

listbox1=uicontrol(figure1,...%vykreslení a nastavení výběrového menu
    'Units','characters',...
    'Position',[9.8 6.6 20.2 5.4],...
    'Style','listbox',...
    'String','Stabilni|Neminimalni faze|Nestabilni',...
    'BackgroundColor','white');

text1=uicontrol(figure1,...
    'Units','characters',...
    'Position',[47.8 6.46 14.2 2.77],...
    'Style','text',...
    'String','Kvalita regulace: Se',...
    'BackgroundColor',[0.753 0.753 0.753],...
    'ForegroundColor','red');
text2=uicontrol(figure1,...
    'Units','characters',...
    'Position',[30.8 6.46 14.2 2.77],...
    'Style','text',...
    'String','Kvalita regulace: Su',...
    'BackgroundColor',[0.753 0.753 0.753],...
    'ForegroundColor','red');
text3=uicontrol(figure1,...
    'Units','characters',...
    'Position',[32.8 9.46 19.2 1],...
    'Style','text',...
    'String','Se:                               Su:',...
    'BackgroundColor',[0.753 0.753 0.753],...
    'ForegroundColor','k');

```

```

w=0.75;           %Žádaná hodnota
T0=2;            %vzorkovací perioda
h1=get(listbox1, 'Value'); %nactení hodnot z menu
switch h1        %výběr přenosu
    case 1
        [cit,jm]=c2dm([2],[50 15 1],T0)

    case 2
        [cit,jm]=c2dm([-8 2],[40 14 1],T0)

    case 3
        [cit,jm]=c2dm([2 2],[8 -2 -1],T0)

end

b1=cit(2)        %načtení hodnot z přenosu
b2=cit(3)
a1=jm(2)
a2=jm(3)

qu= 0.1;        %penalizační konstanty
qu2=0.3;
qu3=0.7;
qu4=1.3;

mr0=qu*(1+a1^2+a2^2)+b1^2+b2^2; %výpočet parametrů polynomů M
mr1=qu*(a1+a1*a2)+b1*b2;
mr2=qu*a2;

lamda=(mr0/2)-mr2+sqrt(((mr0/2)+mr2)^2-mr1^2); %výpočet parametrů
polynomů D
delta=((lamda+sqrt(lamda^2-4*(mr2^2)))/2);
d1=(mr1)/(delta+mr2);
d2=(mr2)/(delta);

r0=(1+d1+d2)/(b1+b2);

D=zeros(10,1);

x1=d1-a1+1;     %výpočet prametrů regulátoru
x2=d2+a1-a2;
x3=a2;
x4=0;
matsyst=[b1 0 0 1; b2 b1 0 a1-1; 0 b2 b1 a2-a1; 0 0 b2 -a2];
pravstr=[x1; x2; x3; x4];
parametry=inv(matsyst)*pravstr;

q0=parametry(1);
q1=parametry(2);
q2=parametry(3);
p1=parametry(4);

mr02=qu2*(1+a1^2+a2^2)+b1^2+b2^2; %stejný algoritmus pro qu2
mr12=qu2*(a1+a1*a2)+b1*b2;
mr22=qu2*a2;

lamda2=(mr02/2)-mr22+sqrt(((mr02/2)+mr22)^2-mr12^2);
delta2=((lamda2+sqrt(lamda2^2-4*(mr22^2)))/2);
d12=(mr12)/(delta2+mr22);
d22=(mr22)/(delta2);

```

```
r02=(1+d12+d22)/(b1+b2);

D2=zeros(10,1);

x12=d12-a1+1;
x22=d22+a1-a2;
x32=a2;
x42=0;
pravstr2=[x12; x22; x32; x42];
parametry2=inv(matsyst)*pravstr2;

q02=parametry2(1);
q12=parametry2(2);
q22=parametry2(3);
p12=parametry2(4);

mr03=qu3*(1+a1^2+a2^2)+b1^2+b2^2;    %algorithmus pro qu3
mr13=qu3*(a1+a1*a2)+b1*b2;
mr23=qu3*a2;

lamda3=(mr03/2)-mr23+sqrt(((mr03/2)+mr23)^2-mr13^2);
delta3=((lamda3+sqrt(lamda3^2-4*(mr23^2)))/2);
d13=(mr13)/(delta3+mr23);
d23=(mr23)/(delta3);

r03=(1+d13+d23)/(b1+b2);

D3=zeros(10,1);

x13=d13-a1+1;
x23=d23+a1-a2;
x33=a2;
x43=0;
pravstr3=[x13; x23; x33; x43];
parametry3=inv(matsyst)*pravstr3;

q03=parametry3(1);
q13=parametry3(2);
q23=parametry3(3);
p13=parametry3(4);

mr04=qu4*(1+a1^2+a2^2)+b1^2+b2^2;    %algorithmus pro qu4
mr14=qu4*(a1+a1*a2)+b1*b2;
mr24=qu4*a2;

lamda4=(mr04/2)-mr24+sqrt(((mr04/2)+mr24)^2-mr14^2);
delta4=((lamda4+sqrt(lamda4^2-4*(mr24^2)))/2);
d14=(mr14)/(delta4+mr24);
d24=(mr24)/(delta4);

r04=(1+d14+d24)/(b1+b2);

D4=zeros(10,1);

x14=d14-a1+1;
x24=d24+a1-a2;
x34=a2;
x44=0;
pravstr4=[x14; x24; x34; x44];
parametry4=inv(matsyst)*pravstr4;
```

```

q04=parametry4(1);
q14=parametry4(2);
q24=parametry4(3);
p14=parametry4(4);

%Skokove zmeny zadane hodnoty
for k=1:75
if k==25
w=0.5;
end
if k==50
w=0.75;
end
krok(k)=k;
%výpočet všech výstupních veličin a akčních zásahů
y(k)=-a1*D(1)-a2*D(2)+b1*D(4)+b2*D(5);
u(k)=r0*w-q0*y(k)-q1*D(1)-q2*D(2)+(1-p1)*D(4)+p1*D(5);
y2(k)=-a1*D2(1)-a2*D2(2)+b1*D2(4)+b2*D2(5);
u2(k)=r02*w-q02*y2(k)-q12*D2(1)-q22*D2(2)+(1-p12)*D2(4)+p12*D2(5);
y3(k)=-a1*D3(1)-a2*D3(2)+b1*D3(4)+b2*D3(5);
u3(k)=r03*w-q03*y3(k)-q13*D3(1)-q23*D3(2)+(1-p13)*D3(4)+p13*D3(5);
y4(k)=-a1*D4(1)-a2*D4(2)+b1*D4(4)+b2*D4(5);
u4(k)=r04*w-q04*y4(k)-q14*D4(1)-q24*D4(2)+(1-p14)*D4(4)+p14*D4(5);

%Cyklicka zamena ve vektoru dat
D(3)=D(2);
D(2)=D(1);
D(1)=y(k);
D(5)=D(4);
D(4)=u(k);

D2(3)=D2(2);
D2(2)=D2(1);
D2(1)=y2(k);
D2(5)=D2(4);
D2(4)=u2(k);

D3(3)=D3(2);
D3(2)=D3(1);
D3(1)=y3(k);
D3(5)=D3(4);
D3(4)=u3(k);

D4(3)=D4(2);
D4(2)=D4(1);
D4(1)=y4(k);
D4(5)=D4(4);
D4(4)=u4(k);

ww(k)=w;

%výpočet sumy regulační odchylky
SumaE1=sum(single((ww-y).^2));
SumaE2=sum(single((ww-y2).^2));
SumaE3=sum(single((ww-y3).^2));
SumaE4=sum(single((ww-y4).^2));
%výpočet sumy akčního zásahu
SumaU1=sum(u.^2);
SumaU2=sum(u2.^2);
SumaU3=sum(u3.^2);
SumaU4=sum(u4.^2);

```

```

end;
%Graf 1 u(k) a y(k) a legenda
figure; %nový obrázek
p1=plot(krok,y,'--b',krok,u,'b',krok,y2,'--g',krok,u2,'g',krok,y3,'--
m',krok,u3,'m',krok,y4,'--c',krok,u4,'c');
legend('výstupní veličnina y(k) pro qu=0.1','akční zásah u(k) pro
qu=0.1','výstupní veličnina y(k) pro qu=0.3','akční zásah u(k) pro
qu=0.3','výstupní veličnina y(k) pro qu=0.7','akční zásah u(k) pro
qu=0.7','výstupní veličnina y(k) pro qu=1.3','akční zásah u(k) pro
qu=1.3')

%vyhodnocení kvality regulace pomocí sumace kvadrátů regulační odchylky
Se1=(1./(k))*(SumaE1);
Se2=(1./(k))*(SumaE2);
Se3=(1./(k))*(SumaE3);
Se4=(1./(k))*(SumaE4);
maticeSe=[Se1,Se2,Se3,Se4]
MSe=min(maticeSe)
set(text2,'String',num2str(MSe))
%vyhodnocení kvality regulace pomocí sumace kvadrátů akční veličiny
Su1=(1./k)*SumaU1;
Su2=(1./k)*SumaU2;
Su3=(1./k)*SumaU3;
Su4=(1./k)*SumaU4;
maticeSu=[Su1,Su2,Su3,Su4]
MSu=min(maticeSu)
set(text1,'String',num2str(MSu))
%uprava, aby prubeh w byl skokovy, aby v okamzicich zmeny w nebyla
zobrazena rampa
%tww1 bude obsahovat upravene hodnoty krok
%ww1 bude obsahovat upravene hodnoty ww
tww1(1:2:2*length(krok))=krok;
tww1(2:2:2*length(krok)-1)=krok(2:length(krok));
ww1(1:2:2*length(ww))=ww;
ww1(2:2:2*length(ww)-1)=ww(1:length(ww)-1);

figure;
p=plot(T0*tww1,ww1,'k',T0*krok,y,'b',T0*krok,y2,'g',T0*krok,y3,'m',T0*kro
k,y4,'c'); %graf 2 y(k) a legenda
legend('Žádaná veličnina w','výstupní veličnina y(k) pro qu=0.1','výstupní
veličnina y(k) pro qu=0.3','výstupní veličnina y(k) pro qu=0.7','výstupní
veličnina y(k) pro qu=1.3','akční zásah u(k) pro qu=1.3')

%kontrola rozsahu grafu- rozsah musi byt o neco vetsi nez je minimum a
maximum ww
p=get(p(1),'parent');
ylim=get(p,'ylim'); %rozsah osy y
rozsah = ylim(2)-ylim(1); %rozsah y
if ylim(1)==min(ww1),
    ylim(1) = ylim(1)-0.1*rozsah;
end;
if ylim(2)==max(ww1),
    ylim(2) = ylim(2)+0.1*rozsah;
end;
set(p,'ylim',ylim); %novy rozsah osy y
grid;
xlabel('t');
ylabel('y,w');

%uprava, aby prubeh u byl skokovy, aby v okamzicich zmeny u nebyla
zobrazena rampa
u1(1:2:2*length(u))=u;

```

```
u1(2:2:2*length(u)-1)=u(1:length(u)-1);
u22(1:2:2*length(u))=u2;
u22(2:2:2*length(u)-1)=u2(1:length(u)-1);
u33(1:2:2*length(u))=u3;
u33(2:2:2*length(u)-1)=u3(1:length(u)-1);
u44(1:2:2*length(u))=u4;
u44(2:2:2*length(u)-1)=u4(1:length(u)-1);

figure;
p=plot(T0*ttw1,u1,'b',T0*ttw1,u22,'g',T0*ttw1,u33,'m',T0*ttw1,u44,'c');
%graf 3 pro u(k) a legenda
legend('akční zásah u(k) pro qu=0.1','akční zásah u(k) pro qu=0.3','akční
zásah u(k) pro qu=0.7','akční zásah u(k) pro qu=1.3')

%kontrola rozsahu grafu - rozsah musi byt o neco vetsi nez je minimum a
maximum u
p=get(p(1),'parent');
ylim=get(p,'ylim'); %rozsah osy y
rozsah = ylim(2)-ylim(1); %rozsah y
if ylim(1)==min(ttw1),
    ylim(1) = ylim(1)-0.1*rozsah;
end;
if ylim(2)==max(ttw1),
    ylim(2) = ylim(2)+0.1*rozsah;
end;
set(p,'ylim',ylim); %novy rozsah osy y
grid;
xlabel('t');
ylabel('u');
```