

Číslicové řízení procesů s dopravním zpožděním

Digital Control of Processes with Time-delay

Bc. Petr Jurča

Diplomová práce
2011



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Petr JURČA**
Osobní číslo: **A09707**
Studijní program: **N 3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**

Téma práce: **Číslicové řízení procesů s dopravním zpožděním**

Zásady pro vypracování:

1. Vypracujte literární rešerši na dané téma.
2. Na základě literární rešerše vyberte vhodné analogové regulátory pro řízení procesů s dopravním zpožděním, které je možné převést do diskretní formy.
3. Vybrané analogové regulátory převedte do diskretních modifikací.
4. Pojednejte o praktických aspektech implementace diskretních číslicových regulátorů (vhodná struktura, volba periody vzorkování aj.).
5. Vybrané regulátory ověřte simulačně na různých typech dynamických modelů procesů v prostředí MATLAB/SIMULINK.
6. Vhodným způsobem vyhodnoťte výsledky simulačního ověření.

Rozsah diplomové práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:

1. BOBÁL, V. – CHALUPA, P.– DOSTÁL, P. – BRÁZDIL, M. Digital self-tuning predictor based on pole assignment approach. In: 18th International Conference on Process Control, 2011, Štrbské Pleso, Slovakia, 2011, submitted.
2. KUČERA, M. – SCHLEGEL, M. Regulátor systémů s dopravním zpožděním. Automatizace. únor 2009, roč. 52, č. 2, s. 90 ? 92, ISSN 1210-9592.
3. VÍTEČKOVÁ, M.– VÍTEČEK, A. Základy automatické regulace. 2. vyd. Ostrava: VŠB-TU, 2008.
4. BOBÁL, V. Adaptivní a prediktivní řízení. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Akademické centrum, 2009, ISBN 978-80-7318-662-3.
5. SCHLEGEL, M.– VEČEREK, O. Regulátory pro systémy s velkým dopravním zpožděním. Automa, roč. č. 12, 2001, ISSN 1210-9592.
6. ŠULC, M. – VÍTEČKOVÁ, M. Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004, ISBN 80-01-03007-5.
7. VÍTEČKOVÁ, M.– VÍTEČEK, A. Metoda násobného dominantního pólu pro regulátory se dvěma stupni volnosti a proporcionální soustavy s dopravním zpožděním. In: International Konference CYBERNETICS AND INFORMATICS, Vyšná Boca, Slovak Republic, 2010.

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

Ústav řízení procesů

Datum zadání diplomové práce: **25. února 2011**

Termín odevzdání diplomové práce: **3. června 2011**

Ve Zlíně dne 25. února 2011

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.

děkan



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.

ředitel ústavu

ABSTRAKT

Systemy s dopravním zpožděním se nacházejí v mnoha průmyslových odvětvích. Dopravní zpoždění je způsobeno hlavně dobou potřebnou pro dopravu hmoty nebo energie, případně pro přenos informace. Obsahem diplomové práce je návrh a porovnání diskretních regulátorů pro řízení procesů s dopravním zpožděním. Řídicí algoritmy jsou založeny na diskretizaci Smithova prediktoru. První algoritmus využívá diskretní verzi PID regulátoru, druhý algebraickou metodu přiřazení pólů. Oba regulátory jsou simulačně porovnány v programovém prostředí MATLAB/SIMULINK. V závěru je provedena diskuse dosažených výsledků.

Klíčová slova: Systemy s dopravním zpožděním, Smithův prediktor, diskretní řízení, PID regulátor, regulátor založený na přiřazení pólů, simulace

ABSTRACT

Time-delay systems are found in many branches in the industry. The time-delay is mainly caused by the time required to transport mass or energy, after which there may be a further delay to transfer the information. The content of the thesis is a suggestion and comparison of digital controller for control of processes with time-delay. The control algorithms are based on the modification of the Smith Predictor (SP). The first algorithm uses the digital PID controller and the second algorithm uses the algebraic method of pole placement. The program system MATLAB / SIMULINK is used for simulation verification of both algorithms. The final section will review and discuss the results obtained.

Keywords: Time-delay systems, Smith predictor, Digital control, PID controller, Pole placement controller, simulation

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych touto cestou poděkoval vedoucímu mé diplomové práce prof. Ing. Vladimíru Bobálovi, CSc. za trpělivost, cenné konstruktivní rady, připomínky a odborné vedení nad touto prací.

Děkuji tímto i rodině a všem svým blízkým za podporu během studia.

Prohlašuji, že

- beru na vědomí, že odevzdáním diplomové 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 diplomová práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk diplomové práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl jsem seznámen s tím, že na moji diplomovou 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 – diplomovou 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 diplomové 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 diplomové práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem diplomové 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 diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- že odevzdaná verze diplomové práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně

.....
podpis diplomanta

OBSAH

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	9
ÚVOD.....	11
1 SPOJITÉ SYSTÉMY S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.....	13
1.1 Vliv dopravního zpoždění na chování systému	13
1.1.1 Pojem dopravního zpoždění.....	13
1.1.2 Vliv dopravního zpoždění na přechodovou charakteristiku.....	14
1.1.3 Vliv dopravního zpoždění na frekvenční charakteristiku	14
1.2 ŘÍZENÍ SYSTÉMU S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.....	16
1.2.1 Aproximace dopravního zpoždění	16
1.2.2 Převedení systému s dopravním zpožděním na systém vyššího řádu	16
1.2.3 Zanedbání složky dopravního zpoždění.....	17
1.2.4 Syntéza regulačního obvodu i se členem dopravního zpoždění.....	17
1.3 METODY PRO ŘÍZENÍ SYSTÉMŮ S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM	18
1.3.1 Syntéza založená na aproximaci dopravního zpoždění.....	18
1.3.2 Řízení systému pomocí Smithova prediktoru	19
1.3.3 Metoda požadovaného modelu	23
1.3.4 Metoda optimálního modulu pro systém se zpožděním.....	25
1.3.5 Metoda násobného dominantního pólu	26
2 DISKRÉTNÍ SYSTÉMY ŘÍZENÍ.....	30
2.1 DISKRETIZACE SPOJITÉ ČÁSTI REGULAČNÍHO OBVODU	30
2.2 DISKRÉTNÍ REGULAČNÍ OBVOD	30
2.3 IDENTIFIKACE DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ PRO DISKRÉTNÍ SYSTÉMY.....	31
3 DISKRÉTNÍ REGULÁTORY POUŽITÉ PRO SMITHOVY PREDIKTORY	33
3.1 DISKRÉTNÍ REGULÁTORY TYPU PID	33
3.2 DISKRÉTNÍ REGULÁTORY ZALOŽENÉ NA ALGEBRAICKÉM PŘÍSTUPU	36
3.2.1 Algebra polynomů a její použití pro řízení procesů.....	36
3.2.2 Algebraické metody návrhu diskrétních regulátorů.....	37
3.2.3 Regulátory založené na metodě přiřazení pólů	40
4 DISKRÉTNÍ SMITHŮV PREDIKTOR	43
4.1 ALGORITMUS DISKRÉTNÍHO PID SMITHOVA PREDIKTORU	44
4.2 ALGORITMUS SMITHOVA PREDIKTORU ZALOŽENÉHO NA METODĚ PŘÍRAZENÍ PÓLŮ.....	44
5 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ ŘÍDICÍCH ALGORITMŮ V PROSTŘEDÍ MATLAB/ SIMULINK.....	48
5.1 OVĚŘOVANÉ PROCESY S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.....	48
5.2 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ ŘÍZENÍ DISKRÉTNÍM PIDSP REGULÁTOREM	51
5.3 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ ŘÍZENÍ DISKRÉTNÍM PPSP REGULÁTOREM	54
6 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ SIMULAČNÍHO OVĚŘENÍ.....	61
ZÁVĚR	63
ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ.....	65
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....	67

SEZNAM OBRÁZKŮ	69
SEZNAM TABULEK.....	71
SEZNAM PŘÍLOH.....	72

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

a, b, p, q, r, s	libovolné polynomy
$e(t)$	regulační odchylka
$G_S(s)$	přenos regulované soustavy
$G_R(s)$	přenos spojitého regulátoru
$G_R(z)$	přenos diskrétního regulátoru
k_o	zesílení otevřeného regulačního obvodu
kT	diskrétní čas
L	operátor přímé L - transformace (Laplaceovy transformace)
L^{-1}	operátor zpětné (inverzní) L - transformace (Laplaceovy transformace)
m	stupeň mnohočlenu v čitateli přenosu
n	stupeň charakteristického mnohočlenu ve jmenovateli přenosu
P	proporcionální regulátor
PD	proporcionálně derivační analogový regulátor
PI	proporcionálně integrační analogový regulátor
PID	proporcionálně integračně derivační analogový regulátor
PIDSP	PID regulátor doplněný Smithovým prediktorem
PPSP	metoda přiřazení pólů s použitím Smithova prediktoru
PS	proporcionálně sumační číslicový regulátor
PSD	proporcionálně sumačně diferenční číslicový regulátor
q_0, q_1, q_2	koefficienty pro sestavení rovnice diskrétního regulátoru
r_0	zesílení regulátoru, proporcionální konstanta regulátoru
r_{0k}	kritické zesílení regulátoru
r_1	derivační konstanta regulátoru
r_{-1}	integrační konstanta regulátoru
T_0	vzorkovací perioda

T_d	dopravní zpoždění
T_D	derivační časová konstanta
T_I	integrační časová konstanta
T_n	doba náběhu
T_R	doba regulace
T_u	doba průtahu
$u(t)$	akční veličina
$v(t), d(t)$	poruchová veličina
$w(t)$	řídící veličina, žádaná veličina
$y(t)$	regulovaná veličina
$y(\infty)$	ustálená hodnota regulované veličiny
$\delta(t)$	Diracův jednotkový impuls
ω	úhlový kmitočet
ξ	faktor tlumení
κ	překmit

Horní indexy

*	optimální, doporučený, vzorkovaný
'	derivace prvního řádu
''	derivace druhého řádu

ÚVOD

V dnešní době existuje velké množství systémů, které je zapotřebí různými způsoby ovlivňovat a řídit. S potřebou řídit složité procesy a s vývojem číslicové výpočetní techniky vznikla teorie diskrétně řízených soustav, kde funkci regulátoru zastupuje číslicový počítač.

Jestliže přenos informace, hmoty nebo energie mezi funkčními částmi procesu nebo řízeného objektu potřebuje ke svému uskutečnění dobu, která se uplatňuje v dynamice řízení, pak řízení procesů vede na systémy se zpožděním. Tyto systémy se vyskytují např. v řízení procesů tepla a hmoty, při dálkovém ovládání objektů, v řízení dálkové přepravy sypkých materiálů a v dalších aplikacích. U všech číslicových přístrojů existuje malé dopravní zpoždění kvůli době cyklu počítače a faktu, že jsou data zpracována v diskrétních časových intervalech. Zpoždění se projevuje nejen na technologických procesech, ale ovlivňuje významným způsobem i dynamické a vývojové procesy v ekonomice, biologii, sociologii a dalších oblastech. Zpoždění ve zpětných vazbách řízení znamená vždy zhoršení podmínek řízení a omezení v jeho dostupné kvalitě. Zpoždění je příčinou pomalejších akčních zásahů při řízení procesu, snižuje dovolené hodnoty jednotlivých procesních veličin a především ohrožuje stabilitu řízení.

Dopravní zpoždění je možno eliminovat zvýšením rychlosti toku informace, hmoty či energie anebo zmenšením vzdálenosti mezi regulátorem a řízeným systémem. Na tuto skutečnost je potřeba myslet hlavně při návrhu systémů tak, aby výsledné dopravní zpoždění bylo co nejmenší. Nulového dopravního zpoždění lze dosáhnout jen v případě, kdyby rychlost toku informace nebo hmoty byla nekonečná, nebo v případě, kdyby mezi regulátorem a řízeným systémem byla nulová vzdálenost. Z toho plyne, že systém bez dopravního zpoždění v praxi neexistuje.

Systémy s dopravním zpožděním jsou studovány zejména posledních padesát let. Existují různé klasifikace jejich popisů a metod řízení. Mezi dominantní patří tři hlavní přístupy. Na prvním místě se jedná o přístupy založené na Smithově prediktoru nebo jeho modifikacích. Tyto metodiky obsahují ve zpětnovazební regulační části i model řízeného objektu. Obecně náleží do skupiny systémů s vnitřním modelem, neboli IMC (*Internal Model Controllers*). Metoda IMC spojuje výhody zpětnovazební a přímovazební řízení. IMC regulátor lze převést na klasický PID regulátor, jehož parametry jsou pak navrhovány podle typu soustavy. Volbou jednoho parametru dojde k nastavení požadovaného průběhu regulačního pochodu. Další přístup můžeme nalézt v prediktivním

principu, který hledá vhodný matematický model pro prediktor. V neposlední řadě se jedná o algebraické metody, které se opírají o přenosové vlastnosti systémů zohledňující zpožďující člen. Do této skupiny patří např. Padého aproximace, která polynomiálně zpožďující člen nahrazuje. Následně lze syntézu regulačních obvodů provést algebraickými metodami, např. pomocí řešení diofantických rovnic. Následným pokračováním tohoto přístupu je rozšíření na algebraické struktury, které aproximaci nepotřebují.

Syntézu regulačního obvodu s dopravním zpožděním lze provádět ve dvou základních oblastech. První z těchto oblastí využívá vstupně-výstupního modelu, který bere v úvahu relaci mezi výstupem a vstupem bez jakýchkoliv vnitřních stavů systému. Druhou oblastí je stavový prostor, ve kterém je uvažována závislost výstupní veličiny nejen na vstupním signálu, ale i na stavech systému.

1 SPOJITÉ SYSTÉMY S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM

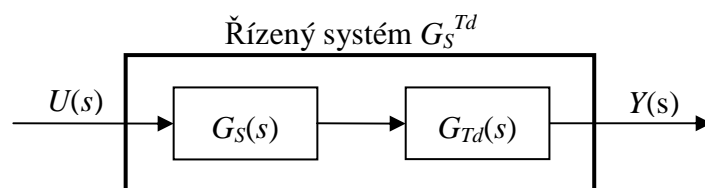
Řízení systému s dopravním zpožděním je dlouhou dobu velkým problémem teorie řízení a mnoho klasických metod syntézy při návrhu regulátoru pro takový systém havaruje.

1.1 Vliv dopravního zpoždění na chování systému

Člen dopravního zpoždění výrazně ovlivňuje chování celého systému. Abychom mohli pracovat s takovým systémem a kvalitně jej dokázali řídit, je zapotřebí poznat vliv tohoto dopravního zpoždění na vlastnosti systému [1, 2].

1.1.1 Pojem dopravního zpoždění

Řízení procesů vede na systémy se zpožděním, jestliže daný systém reaguje na změnu vstupní veličiny až po určité době. Tato doba se nazývá dopravním zpožděním a označuje se T_d [3].



Obr. 1. Schéma systému s dopravním zpožděním

V matematickém modelu znamená dopravní zpoždění časové posunutí, a proto chování systému se zpožděním lze popsat diferenciální rovnicí:

$$\begin{aligned} a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_1 y'(t) + a_0 y(t) &= \\ = b_m u^{(m)}(t - T_d) + \dots + b_1 u'(t - T_d) + b_0 u(t - T_d) & \end{aligned} \quad (1.1)$$

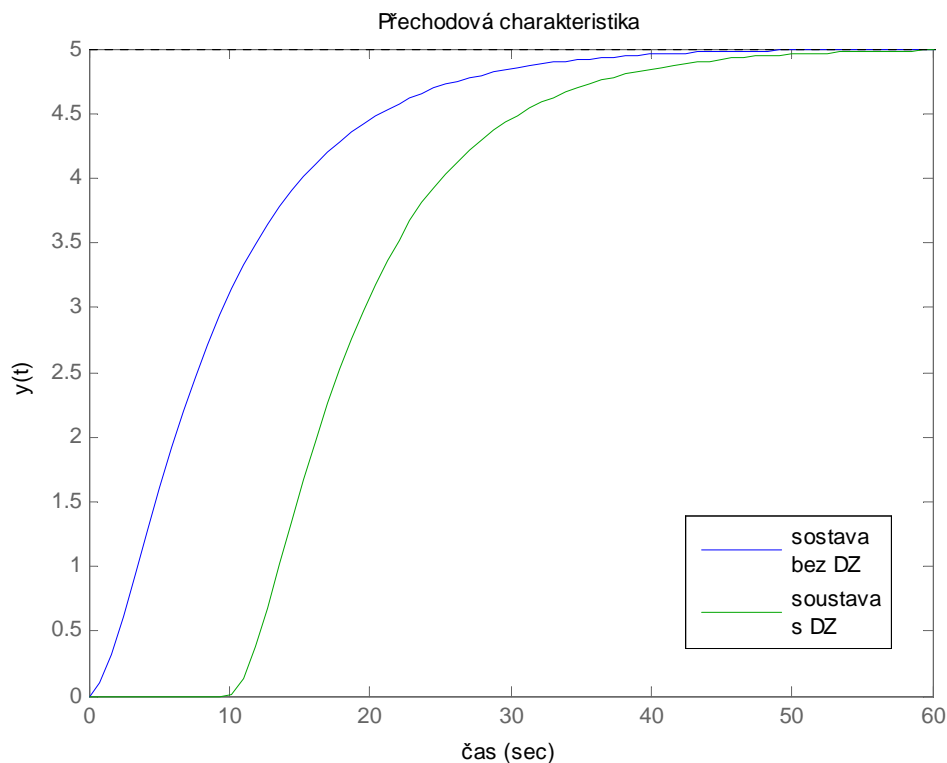
kde $u(t - T_d)$ je vstupní veličina systému, $y(t)$ je výstupní veličina systému, a_n, b_m jsou konstantní koeficienty a T_d je dopravní zpoždění. Platí zde nerovnost $m < n$.

Přenosová funkce systému s dopravním zpožděním má tvar

$$G_S^{Td}(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = G_S(s) G_{Td}(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} e^{-T_d s} \quad (1.2)$$

1.1.2 Vliv dopravního zpoždění na přechodovou charakteristiku

Přechodová charakteristika je vyjádřena grafem přechodové funkce, která je odezvou systému na vstupní jednotkový skok při nulových počátečních podmínkách. U systémů s dopravním zpožděním se přechodová charakteristika projeví jako časové posunutí způsobené prodlevou T_d . Tvar jinak zůstává stejný jako u systému bez dopravního zpoždění [2, 4].



Obr. 2. Vliv dopravního zpoždění na přechodovou charakteristiku

1.1.3 Vliv dopravního zpoždění na frekvenční charakteristiku

Frekvenční přenos je roven podílu Fourierova obrazu výstupní a vstupní veličiny systému, jestliže jsou splněny počáteční podmínky systému. Frekvenční přenos systému s dopravním zpožděním má tvar

$$G_s^{Td}(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} = G_s(j\omega)G_{Td}(j\omega) = |G_s(j\omega)| \cdot e^{j[\varphi_s(\omega) + \varphi_{Td}(\omega)]} \quad (1.3)$$

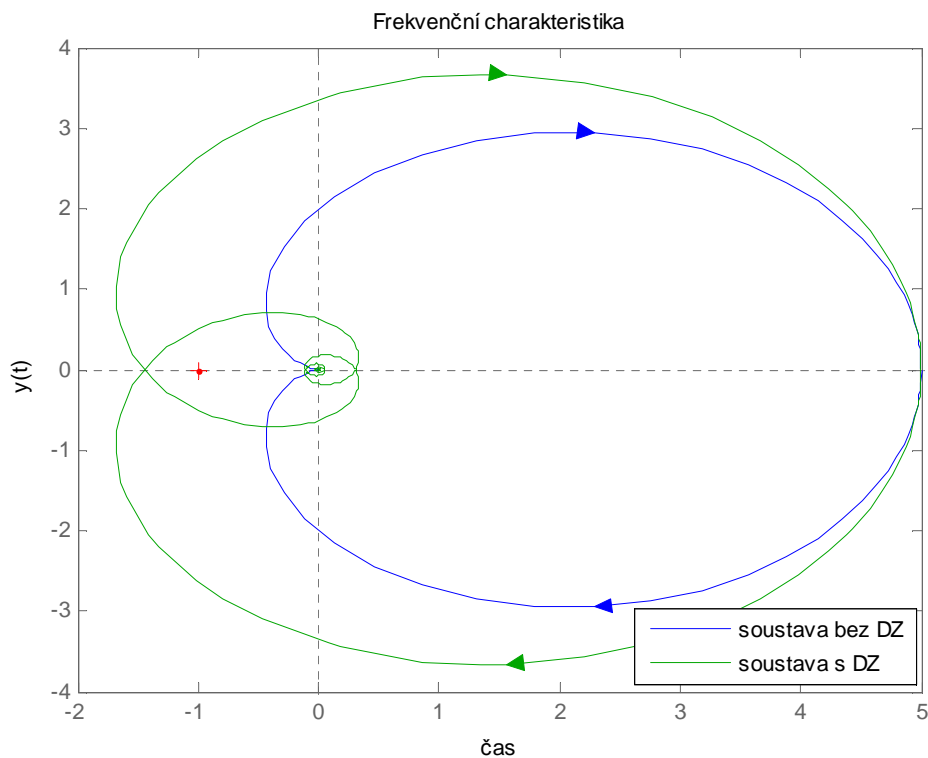
Frekvenční přenos vlastního dopravního zpoždění je roven

$$G_{Td}(j\omega) = e^{j\varphi_{Td}(\omega)} = e^{-j\tau_d \omega} \quad (1.4)$$

a jeho goniometrické vyjádření má tvar

$$G_{Td}(j\omega) = \cos(\omega T_d) - j \sin(\omega T_d) \quad (1.5)$$

Frekvenční charakteristika vlastního dopravního zpoždění má tvar jednotkové kružnice, kterou koncový bod jednotkového vektoru proběhne nekonečněkrát dokola při $\omega \in (0; \infty)$.



Obr. 3. Vliv dopravního zpoždění na frekvenční charakteristiku

Křivka systému bez dopravního zpoždění prochází tolika kvadranty, kolikátého je řízený systém řádu. U systému s dopravním zpožděním dochází k deformaci křivky, která prochází nekonečně mnoha kvadranty. Obecně se dá říci, že dopravní zpoždění nemá vliv na modul výsledného přenosu systému s dopravním zpožděním, ale pouze na fázový úhel, který pootočí o úhel φ_{Td} . Ten je roven $-T_d\omega$. Systém se tedy změní na systém se

setrvačností vyššího řádu. Z toho plyne, že se vzrůstajícím T_d roste fázový úhel a průběh frekvenční charakteristiky se posouvá k nestabilní oblasti.

1.2 Řízení systému s dopravním zpožděním

V regulačních obvodech se můžeme často setkat se systémem, který obsahuje člen dopravního zpoždění vyjádřen výrazem $e^{-T_d s}$. Tento člen má za následek zhoršenou stabilitu regulačního obvodu. Existuje několik metod eliminace dopravního zpoždění, které se využívají pro syntézu regulačního obvodu s dopravním zpožděním [2, 5, 6, 7].

1.2.1 Aproximace dopravního zpoždění

Při návrhu regulátorů pro systémy s dopravním zpožděním bývá často použito aproximace dopravního zpoždění, čímž je získán aproximovaný přenos regulované soustavy bez dopravního zpoždění. K aproximaci se využívá pouze přenos vlastního dopravního zpoždění a zbylá část přenosu systému bez dopravního zpoždění zůstává beze změny. Výsledný aproximovaný přenos systému se skládá z přenosu aproximace vlastního dopravního zpoždění a přenosu systému bez dopravního zpoždění. Rozlišujeme několik možností aproximace. Jejich podrobnější přehled je v článku 1.3.1 [3, 4, 8].

1.2.2 Převedení systému s dopravním zpožděním na systém vyššího řádu

V tomto řešení je vliv dopravního zpoždění částečně zahrnut v novém, nahrazujícím systému. Tuto metodu můžeme použít u systému se setrvačností 1. řádu s dopravním zpožděním, který lze převést na systém se setrvačností 2. řádu tak, aby co nejvíce vystihoval vlastnosti původního systému. Dále lze tuto metodu použít při identifikaci regulovaných soustav nebo u adaptivního řízení, kdy na základě přechodové charakteristiky, ve které je viditelné malé dopravní zpoždění, můžeme zvolit teoretický přenos bez dopravního zpoždění. Přenos může být dán například proporcionalní soustavou se setrvačností 2. řádu, pro něj pak identifikujeme neznámé koeficienty a tím dojde ke zjednodušení vlastní identifikace. Se vzrůstajícím dopravním zpožděním má PI regulátor menší hodnoty proporcionalní a integrační konstanty a regulační pochod je zdlouhavější [4].

1.2.3 Zanedbání složky dopravního zpoždění

Pro regulované soustavy, u kterých není vliv dopravního zpoždění tak velký, můžeme při návrhu regulátoru člen vlastního dopravního zpoždění zanedbat

$$G(s) = G_s(s)G_{Td}(s) \approx G_s(s) \quad (1.6)$$

Díky zanedbání vlastního dopravního zpoždění, je postup návrhu regulátoru naprosto shodný jako pro identickou regulovanou soustavu bez dopravního zpoždění. Výsledný navržený regulátor je pak stejný pro soustavy s dopravním zpožděním, i bez něj. Se vzrůstajícím dopravním zpožděním mají odezvy více kmitavý charakter. Při překročení určité hodnoty dopravního zpoždění jsou odezvy nestabilní [2, 4].

1.2.4 Syntéza regulačního obvodu i se členem dopravního zpoždění

U tohoto způsobu syntézy regulačního obvodu se přímo vychází z přenosu řízeného systému s dopravním zpožděním, bez toho, aniž by byl vlastní člen dopravního zpoždění nějakým způsobem eliminován, nahrazován nebo aproximován. Příkladem takového směru návrhu je metoda požadovaného modelu. Změna dopravního zpoždění zde má vliv na velikost zesílení PI regulátoru. Integrovační časová konstanta zůstává stejná. Čím jsou vyšší hodnoty dopravního zpoždění, tím má regulátor menší hodnotu zesílení a regulační pochod je více zdlouhavý.

U dalšího typu podobného směru syntézy můžeme vycházet pouze z přenosu tří-parametrového modelu regulované soustavy, který je roven

$$G(s) = \frac{k}{T_1 s + 1} \cdot e^{-T_d s} \quad (1.7)$$

kde T_d je dopravní zpoždění regulované soustavy, T_1 časová konstanta a k zesílení. Pro tří-parametrový model jsou odvozeny vztahy, které slouží k výpočtu parametrů regulátoru, např. metoda vyváženého nastavení. Změna dopravního zpoždění má také zde vliv na navržený PI regulátor. Čím jsou hodnoty dopravního zpoždění vyšší, tím má PI regulátor vyšší hodnoty integrační časové konstanty a nižší hodnoty proporcionální konstanty. Z toho důvodu je regulační pochod zdlouhavější [4].

1.3 Metody pro řízení systémů s dopravním zpožděním

Pro řízení systémů s dopravním zpožděním existují různé klasifikace jejich popisů a velké množství metod řízení systémů. Metody se liší například základními přístupy, matematickými postupy při návrhu regulátorů nebo použitými konfiguracemi systému řízení.

1.3.1 Syntéza založená na aproximaci dopravního zpoždění

Základní metodou pro syntézu regulačních obvodů obsahující systém s dopravním zpožděním je jeho aproximace. Aproximaci využíváme pro zjednodušení výpočtů při syntéze regulačních obvodů. Pro aproximované přenosy můžeme použít metody syntézy, jakoby se jednalo o systém bez dopravního zpoždění. Díky aproximaci se samozřejmě dopouštíme chyby, která má vliv na přesnost a kvalitu řízení. Aproximovaný přenos musí co nejvíce zachovávat dynamiku původního systému. Pro aproximaci přenosu členu vlastního dopravního zpoždění existuje několik způsobů [3, 4] :

a) Padého aproximace

$$G_{Td}(s) = e^{-T_d s} = \frac{e^{-\frac{T_d}{2}s}}{e^{\frac{T_d}{2}s}} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{n!}{(2n)!} T_d^n s^n}{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{n!}{(2n)!} T_d^n s^n} = \frac{1 - \frac{T_d}{2}s + \frac{T_d^2}{12}s^2 - \dots}{1 + \frac{T_d}{2}s + \frac{T_d^2}{12}s^2 + \dots} \quad (1.8)$$

b) Taylorův rozvoj čitatele

$$G_{Td}(s) = e^{-T_d s} = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{T_d^n}{n!} s^n = 1 - T_d s + \frac{T_d^2}{2!} s^2 - \frac{T_d^3}{3!} s^3 + \dots \quad (1.9)$$

c) Taylorův rozvoj jmenovatele

$$G_{Td}(s) = e^{-T_d s} = \frac{1}{e^{\frac{T_d}{2}s}} = \frac{1}{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{T_d^n}{n!} s^n} = \frac{1}{1 + T_d s + \frac{T_d^2}{2!} s^2 + \frac{T_d^3}{3!} s^3 + \dots} \quad (1.10)$$

d) Maclaurinův rozvoj upravené funkce

$$G_{Td}(s) = e^{-T_d s} = \frac{e^{-\frac{T_d}{2}s}}{e^{\frac{T_d}{2}s}} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\left(\frac{T_d}{2}\right)^n}{n!} s^n}{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{T_d}{2}\right)^n}{n!} s^n} = \frac{1 - \frac{T_d}{2}s + \frac{\left(\frac{T_d}{2}\right)^2}{2!} s^2 - \frac{\left(\frac{T_d}{2}\right)^3}{3!} s^3 + \dots}{1 + \frac{T_d}{2}s + \frac{\left(\frac{T_d}{2}\right)^2}{2!} s^2 + \frac{\left(\frac{T_d}{2}\right)^3}{3!} s^3 + \dots} \quad (1.11)$$

e) Limitní aproximace

$$G_{Td}(s) = e^{-T_d s} = \frac{1}{e^{T_d s}} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{\left(1 + \frac{T_d}{n}s\right)^n}, \quad n = \{1, 2, \dots\} \quad (1.12)$$

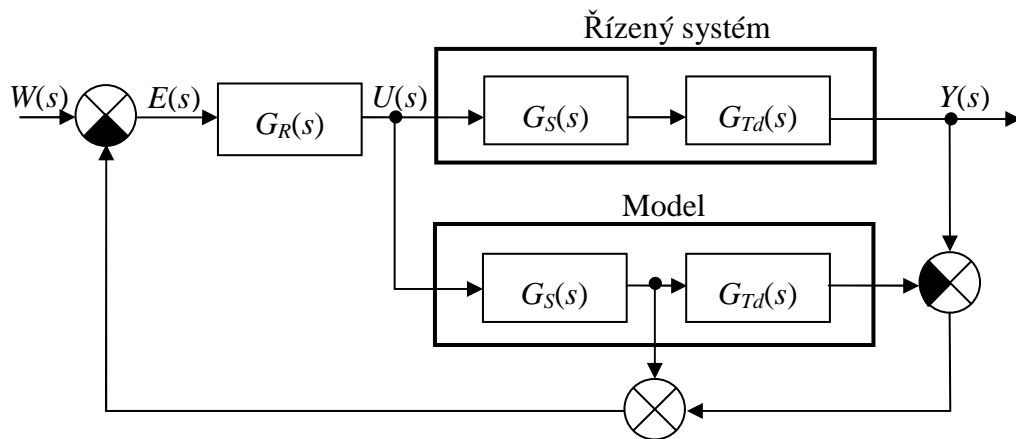
Při syntéze založené na aproximaci dopravního zpoždění klademe požadavky na jednoduchý aproximovaný přenos. Proto jsou v praxi nejčastěji používány aproximace, které využívají pouze lineární ($n = 1$) nebo kvadratické ($n = 2$) polynomy. Kvadratická aproximace je oproti lineární přesnější, ale výsledný aproximovaný přenos regulované soustavy je složitější.

1.3.2 Řízení systému pomocí Smithova prediktoru

V praxi se vyskytují případy, kdy mají systémy vysokou hodnotu dopravního zpoždění T_d a nejčastěji používané PID regulátory již neposkytují u těchto systémů dostatečnou kvalitu řízení procesu. Pro takové systémy navrhl v roce 1957 Smith [9] vylepšení standardních PID regulátorů, spočívající v tom, že kolem PID regulátoru je zavedena přídatná zpětná vazba, která obsahuje model řízeného systému [3, 10, 11].

Pomocí vytvořeného modelu regulované soustavy lze kompenzovat vliv dopravního zpoždění. Z obr. 4 určíme přenos řízení regulačního obvodu

$$G_{wy}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)G_{Td}(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)G_{Td}(s) - G_R(s)G_S(s)G_{Td}(s) + G_R(s)G_S(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)G_{Td}(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} \quad (1.13)$$



Obr. 4. Blokové schéma Smithova prediktoru

Charakteristická rovnice uzavřeného regulačního obvodu má tvar

$$1 + G_R(s)G_S(s) = 0 \quad (1.14)$$

a neobsahuje přenos vlastního dopravního zpoždění, ale pouze přenos regulované soustavy bez dopravního zpoždění $G_S(s)$ a přenos regulátoru $G_R(s)$. Charakteristická rovnice je stejná jako pro regulovanou soustavu bez dopravního zpoždění, což je výhodou pro návrh regulátoru. Pomocí Smithova prediktoru můžeme dosáhnout kvalitních odezev s malou dobou regulace a bez překmitu. Abychom byli schopni s dostatečnou přesností vytvořit model regulované soustavy, tak je nutno dobře znát její parametry.

Klasický Smithův prediktor má dobré využití pro řízení stabilních systémů s dopravním zpožděním. U nestabilních nebo integračních systémů je jeho použití možné jen při zanedbatelných nebo velmi malých hodnotách dopravního zpoždění. Tato nevýhoda je kompenzována mnohými modifikacemi Smithova prediktoru. Mezi často používané modifikace patří například:

a) Modifikace Smithova prediktoru podle Majhiho [12]

Tento modifikovaný prediktor má tři regulátory $G_R(s)$, $G_{R1}(s)$, $G_{R2}(s)$, které slouží k různým účelům. První regulátor $G_{R1}(s)$ má za úkol ve vnitřní smyčce stabilizovat nestabilní póly. Druhý regulátor $G_R(s)$ je využíván ke sledování žádané veličiny a třetí regulátor $G_{R2}(s)$ slouží k potlačení poruchy. Přenos žádané veličiny na výstup je dán vztahem

$$G_{vy}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R G_S G_{Td}}{1 + G_S (G_R + G_{R1})} \quad (1.15)$$

a přenos poruchy je ve tvaru

$$G_{vy}(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{G_S G_{Td}}{1 + G_S (G_R + G_{R1})} \cdot \frac{1 + G_S (G_R + G_{R1}) - G_R G_S G_{Td}}{1 + G_S G_{R2} G_{Td}} \quad (1.16)$$

Z posledních dvou rovnic vyplývá, že stabilita modifikovaného Smithova prediktoru závisí na kořenech charakteristické rovnice:

$$[1 + G_S (G_R + G_{R1})](1 + G_S G_{R2} G_{Td}) = 0 \quad (1.17)$$

b) Modifikace Smithova prediktoru podle Liua [13]

K eliminaci nežádoucích problémů odstranili Liu s kolektivem zpětnou vazbu, která přenáší regulační odchylku e na vstup regulátoru $G_R(s)$. Z toho důvodu do přenosu poruchy

$$G_{vy}(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{G_S(s)G_{Td}(s)}{1 + F(s)G_S(s)} \quad (1.18)$$

vstupuje jen přenos regulátoru $F(s)$. Jeho ladění neovlivní nastavení ostatních regulátorů. Původní regulátor $G_{R1}(s)$ je nahrazen proporcionálním regulátorem $K(s)$, který má za úkol stabilizovat nestabilní póly. Regulátor $G_R(s)$ slouží ke sledování žádané veličiny a regulátor $F(s)$ slouží k potlačení vlivu poruchy. Přenos žádané veličiny je redukován do tvaru

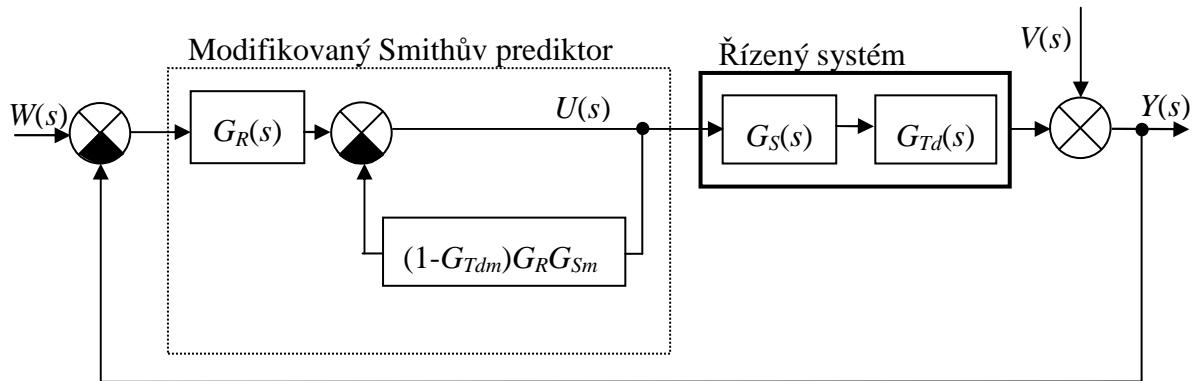
$$G_{vy}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R G_S G_{Td}}{1 + K G_{Sm}} \quad (1.19)$$

U tohoto přenosu již charakteristická rovnice regulačního obvodu neobsahuje člen dopravního zpoždění, což přispívá ke kvalitní odezvě na změnu žádané veličiny.

c) Modifikace Smithova prediktoru podle Vítečkové [3]

Protože klasický Smithův prediktor i jeho modifikace podle Majhiho i Liua obsahuje ve své struktuře matematický model regulované soustavy, tak nemůže být realizován jako univerzální.

Tato modifikace Smithova prediktoru pro lineární soustavy již ve své struktuře neobsahuje přímo matematický model regulované soustavy.



Obr. 5. Modifikace Smithova prediktoru podle Vítěčkové

V případě ideální shody modelu G_{Tdm} , G_{Sm} s přenosem skutečné regulované soustavy G_{Td} , G_S vyjadřuje výraz

$$G_{Sm}(s)G_R(s) = G_S(s)G_R(s) = G_O^*(s) \quad (1.20)$$

v podstatě požadovaný přenos otevřeného regulačního obvodu bez dopravního zpoždění. V nejjednodušším spojitém případě pro požadovaný přenos otevřeného regulačního obvodu platí

$$G_O^* = \frac{1}{T_w s} \Rightarrow G_{wy}(s) = \frac{1}{T_w s + 1} G_{Td} \quad (1.21)$$

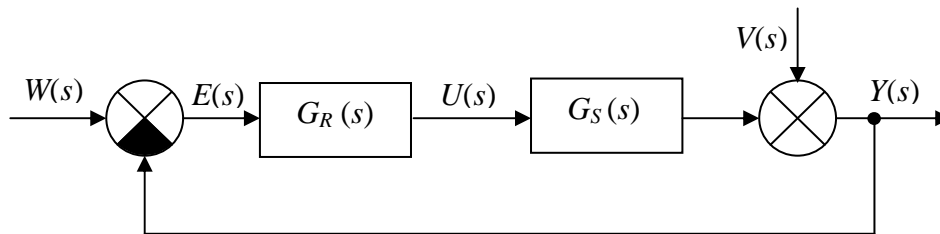
Z této rovnice a z obr. 5 obdržíme přenos modifikovaného Smithova prediktoru ve tvaru

$$G_R^M(s) = G_R(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{T_w s} (1 - G_{Td})} \quad (1.22)$$

kde G_R je přenos konvenčního regulátoru, T_w je časová konstanta uzavřeného regulačního obvodu a T_d je dopravní zpoždění stejné jako u přenosu dané regulované soustavy. Modifikovaný Smithův prediktor se skládá z konvenčního regulátoru a nekonvenční části se dvěma stavitelnými parametry T_d a T_w . Může být skutečně realizován jako univerzální regulátor [3].

1.3.3 Metoda požadovaného modelu

Metoda požadovaného modelu, nazývaná také metodou inverze dynamiky je velmi účinná a jednoduchá [3]. Pomocí této metody můžeme seřizovat jak analogové, tak i číslicové konvenční regulátory při dodržení nulové trvalé regulační odchylky na skok polohy žádané veličiny w nebo poruchové veličiny v , které působí na výstupu regulované soustavy (obr. 6). Pro danou soustavu doporučeného konvenčního regulátoru umožňuje tato metoda seřízení tak, aby byl zaručen požadovaný relativní překmit přechodové charakteristiky κ zvolený v rozmezí od 0 do 0.5 (tj. od 0 do 50%), což je dostačující pro praktické účely.



Obr. 6. Schéma zpětnovazebního regulačního obvodu

Tab. 1. Přenosy konvenčních regulátorů

Typ regulátoru	Analogový	Číslicový
P	r_0	r_0
PI (PS)	$r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$	$r_0 \left(1 + \frac{T_0}{T_I} \frac{z}{z-1} \right) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}}$
PD	$r_0 (1 + T_D s)$	$r_0 \left(1 + \frac{T_D}{T_0} \frac{z-1}{z} \right) = q_0 + q_1 z^{-1}$
PID (PSD)	$r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$	$r_0 \left(1 + \frac{T_0}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T_0} \frac{z-1}{z} \right) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}$

Metoda požadovaného modelu navazuje na obecné principy inverze dynamiky a zde se omezuje na nalezení takového regulátoru s přenosem G_R z tab. 1, který zajistí pro regulovanou soustavu s přenosem G_S na základě vztahu

$$G_R(s) = \frac{1}{G_S(s)} \cdot \frac{G_{wy}(s)}{1 - G_{wy}(s)} \quad (1.23)$$

požadované vlastnosti regulačního obvodu vyjádřené jeho matematickým modelem ve tvaru přenosu řízení G_{wy} (odtud název metody). Tato metoda předpokládá, že požadované přenosy řízení pro diskrétní či spojitý regulační obvody, které obsahují dopravní zpoždění, mají tvar

$$G_{wy}(z) = \frac{k_o T_0}{z - 1 + k_o T z^{-\frac{T_d}{T_0}}} z^{-\frac{T_d}{T_0}}, \quad G_{wy}(s) = \frac{k_o}{s + k_o} e^{-T_d s} \quad (1.24)$$

kde k_o je zesílení otevřeného regulačního obvodu, T_d je dopravní zpoždění regulované soustavy a T_0 je vzorkovací perioda, pro jejíž velikost je doporučen vztah $T_0 < 0.32 T_d$ [3].

Zesílení otevřeného regulačního k_o , můžeme pro praxi určit s dostatečnou přesností podle vztahu

$$k_o = \frac{1}{\alpha T_0 + \beta T_d} \quad (1.25)$$

kde hodnoty koeficientů α a β byly pro daný relativní překmit κ získány číselnou simulací [3] a jsou uvedeny v tabulce 2.

Tab. 2. Závislost koeficientů α a β na relativním překmitu

κ	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
α	1,282	0,984	0,884	0,832	0,763	0,697	0,669	0,640	0,618	0,599	0,577
β	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

Požadované přenosy řízení (1.24) můžeme také interpretovat takovým způsobem, že odpovídají nejjednodušším přenosům otevřeného regulačního obvodu G_o s dopravním zpožděním ve tvaru

$$G_o(z) = \frac{k_o T_0}{z - 1} z^{-\frac{T_d}{T_0}}, \quad G_o(s) = \frac{k_o}{s} e^{-T_d s} \quad (1.26)$$

kteří zajišťují nulovou trvalou regulační odchylku na skok polohy žádané veličiny w nebo poruchové veličiny v , které působí na výstupu regulované soustavy.

Tab. 3. Doporučené typy regulátorů a hodnoty stavitelných parametrů pro metodu požadovaného modelu

REGULOVANÁ SOUSTAVA	REGULÁTOR				
	Typ	k_p^*		T_I^*	T_D^*
		$T_d = 0$	$T_d > 0$		
$\frac{k_1}{s} \cdot e^{-T_d s}$	P	$\frac{2}{k_1(2T_w + T_0)}$	$\frac{k_o}{k_1}$	-	-
$\frac{k_1}{T_1 s + 1} \cdot e^{-T_d s}$	PI	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T_0)}$	$\frac{k_o T_I^*}{k_1}$	$T_1 - \frac{T_0}{2}$	-
$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} \cdot e^{-T_d s}$	PD	$\frac{2}{k_1(2T_w + T_0)}$	$\frac{k_o}{k_1}$	-	$T_1 - \frac{T_0}{2}$
$\frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \cdot e^{-T_d s}$ $T_1 \geq T_2$	PID	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T_0)}$	$\frac{k_o T_I^*}{k_1}$	$T_1 + T_2 - T_0$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T_0}{4}$
$\frac{k_1}{T^2 s^2 + 2\xi_0 T s + 1} \cdot e^{-T_d s}$ $0.5 < \xi_0 \leq 1$	PID	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T_0)}$	$\frac{k_o T_I^*}{k_1}$	$2\xi_0 T - T_0$	$\frac{T}{2\xi_0} - \frac{T_0}{4}$

Postup při seřizování regulátorů metodou požadovaného modelu:

1. Upravit přenos regulované soustavy na některý ze základních tvarů uvedených v tab. 3.
2. V případě číslicového regulátoru zvolit vhodně vzorkovací periodu T_0 a v případě analogového regulátoru zvolit $T_0 = 0$.
3. U regulovaných soustav s dopravním zpožděním určit zesílení otevřeného regulačního obvodu k_o pro zvolený relativní překmit κ a pro doporučený regulátor vypočítat hodnoty jeho stavitelných parametrů [3].

1.3.4 Metoda optimálního modulu pro systém se zpožděním

Další metodou syntézy regulátoru, kterou lze využívat i na systémy s dopravním zpožděním je metoda tzv. optimálního modulu [8].

Podstatou této metody je volba parametrů regulátoru směřující k co nejploššímu tvaru amplitudové frekvenční charakteristiky v pásmu nízkých frekvencí (téměř neklesající

část frekvenční charakteristiky). Tím dosahuje dobrého přenosu řízení. Plochý tvar lze dosáhnout splněním podmínek nulových derivací modulu přenosu řízení v limitě pro $\omega \rightarrow 0$, neboli splnění identit

$$\frac{d^i}{d\omega^i} |G_{wy}(j\omega)|^2 \Big|_{\omega=0} = 0 \quad (1.27)$$

kde $G_{wy}(j\omega) = G_R(j\omega) G_S(j\omega) / [1 + G_R(j\omega) G_S(j\omega)]$ a $i = 1, 2, \dots, l$. Podmínka (1.27) je vždy splněna pro liché i , takže platné podmínky syntézy vyplývají jen pro $i = 2, 4, \dots$. Místo komplikovanějších derivací lomené funkce

$$[G_R(j\omega)]^2 = \frac{N(\omega)}{M(\omega)} \quad (1.28)$$

je výhodnější pracovat s ekvivalentními podmínkami pro funkce čitatele $N(\omega)$ a jmenovatele $M(\omega)$ odděleně

$$N(0)M^{(i)}(0) = M(0)N^{(i)}(0), \quad i = 2, 4, \dots \quad (1.29)$$

Tyto podmínky vyplývají z pravidla o derivaci lomené funkce. Metoda platí i pro jiné funkce než obvyklé polynomy, je ale nutné počítat s komplikovanějšími výrazy pro derivace v rovnici (1.29).

Postup při seřizování regulátorů metodou požadovaného modelu:

1. Zvolit typ regulátoru pro daný přenos regulované soustavy (např. z tab. 1. 1).
2. Vypočítat přenos řízení a z něho funkce čitatele $N(\omega)$ a jmenovatele $M(\omega)$.
3. Vypočítat příslušné derivace funkce čitatele $N(\omega)$ a jmenovatele $M(\omega)$.
4. Dosadit tyto funkce a jejich derivace do rovnice (1.29) a vypočítat stavitelné parametry regulátoru nebo jejich intervaly, ze kterých si lze dané parametry zvolit.

1.3.5 Metoda násobného dominantního pólu

Metoda násobného dominantního pólu je vhodná pro nekmitavé regulované soustavy s dopravním zpožděním, je-li požadován nekmitavý regulační pochod [3, 14].

Pro analogové regulátory, které obsahují integrační složku (I, PI, PID) se předpokládá, že přenos regulované soustavy má tvar

$$G(s) = \frac{k}{T_1 s + 1} \cdot e^{-T_d s} \quad (1.30)$$

a pro analogové regulátory, které integrační složku neobsahují (P, PD) platí tvar přenosu regulované soustavy

$$G(s) = \frac{k}{s(T_1 s + 1)} \cdot e^{-T_d s} \quad (1.31)$$

Metoda násobného dominantního pólu vychází z předpokladu, že dominantní pól regulačního obvodu je násobný reálný, který zajišťuje stabilní nekmitavý regulační pochod blízký k meznímu nekmitavému regulačnímu procesu. Současně se předpokládá, že vliv nul a nedominantních pólů lze zanedbat. Násobnost dominantního pólu je dána počtem stavitelných parametrů zvoleného typu regulátoru zvětšených o jedničku [3].

Regulátor PID - regulovaná soustava s přenosem (1.30)

$$\text{čtyřnásobný dominantní pól: } s_4 = -\frac{3}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{3}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} < 0 \quad (1.32)$$

$$r_0 = \frac{1}{k} [T_d^2 T_1 s_4^3 + (3T_d T_1 + T_d^2) s_4^2 + T_d s_4 - 1] \cdot e^{T_d s_4} \quad (1.33)$$

$$T_I = -2 \frac{T_d^2 T_1 s_4^3 + (3T_d T_1 + T_d^2) s_4^2 + T_d s_4 - 1}{(T_d^2 T_1 s_4 + 2T_d T_1 + T_d^2) s_4^3} \quad (1.34)$$

$$T_D = -\frac{1}{2} \frac{T_d^2 T_1 s_4^2 + (4T_d T_1 + T_d^2) s_4 + 2T_1 + 2T_d}{T_d^2 T_1 s_4^3 + (3T_d T_1 + T_d^2) s_4^2 + T_d s_4 - 1} \quad (1.35)$$

Regulátor PI - regulovaná soustava s přenosem (1.30)

$$\text{trojnásobný dominantní pól: } s_3 = -\frac{2}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{2}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} < 0 \quad (1.36)$$

$$r_0 = \frac{1}{k} [T_d T_1 s_3^2 + (2T_1 + T_d) s_3 + 1] \cdot e^{T_d s_3} \quad (1.37)$$

$$T_I = -\frac{T_d T_1 s_3^2 + (2T_1 + T_d) s_3 + 1}{(T_d T_1 s_3 + T_1 + T_d) s_3^2} \quad (1.38)$$

Regulátor I - regulovaná soustava s přenosem (1.30)

$$\text{dvojnásobný dominantní pól: } s_2 = -\frac{1}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{1}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} < 0 \quad (1.39)$$

$$T_I = -\frac{k}{(T_1 s_2 + 1) s_2 e^{T_d s_2}} \quad (1.40)$$

Regulátor PD - regulovaná soustava s přenosem (1.31)

$$\text{trojnásobný dominantní pól: } s_3 = -\frac{2}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{2}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} < 0 \quad (1.41)$$

$$r_0 = \frac{1}{k} (T_d T_1 s_3 + T_1 + T_d) s_3^2 e^{T_d s_3} \quad (1.42)$$

$$T_D = -\frac{T_d T_1 s_3^2 + (2T_1 + T_d) s_3 + 1}{(T_d T_1 s_3 + T_1 + T_d) s_3^2} \quad (1.43)$$

Regulátor P - regulovaná soustava s přenosem (1.31)

$$\text{dvojnásobný dominantní pól: } s_2 = -\frac{1}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{1}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} < 0 \quad (1.44)$$

$$r_0 = -\frac{1}{k} (T_1 s_2 + 1) s_2 e^{T_d s_2} \quad (1.45)$$

Protože násobné póly vyhovují nerovnostem $s_4 < s_3 < s_2 < 0$, je rychlost regulačního procesu dána použitým regulátorem. Z toho plyne, že vícesložkový regulátor zajistí rychlejší regulační pochod.

Při vzniku nežádoucího překmitu u PI a PD regulátoru lze doladit regulační pochod na nekmitavý vhodným zvýšením hodnoty T_I , popř. T_D , ale ne snížením hodnoty zesílení regulátoru r_0 , protože by pak odezva byla příliš pomalá. U regulátorů PID v případě vzniku nežádoucího překmitu, lze integrační časovou konstantu vypočítat podle vztahu $T_I = 1.2T_1$, a vypočtené zesílení regulátoru ponechat [3].

Postup při seřizování regulátorů metodou násobného dominantního pólu:

1. Přenos proporcionální nekmitavé regulované soustavy upravit na tvar (1.30) a přenos integrační nekmitavé regulované soustavy upravit na tvar (1.31).
2. Zvolit vhodný regulátor z doporučených typů.
3. Na základě uvedených vztahů vypočítat hodnoty stavitelných parametrů zvoleného typu regulátoru.
4. V případě výskytu nepřijatelného překmitu jej odstranit doporučeným způsobem.

2 DISKRÉTNÍ SYSTÉMY ŘÍZENÍ

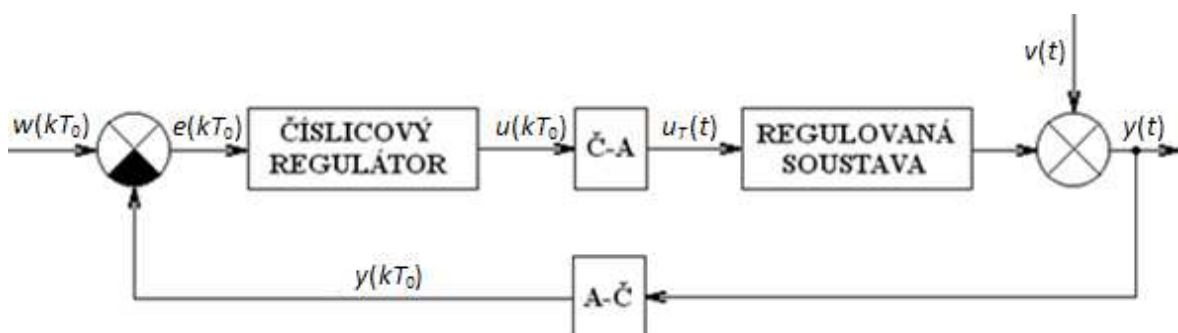
Realizace číslicového řízení počítačem přináší s sebou možnost měnit jednotlivé algoritmy řízení podle provozních podmínek, doplnění lineárních algoritmů nelineárními logickými podmínkami a v neposlední řadě snadnou možnost realizace řídicích algoritmů vyšších typů.

2.1 Diskretizace spojité části regulačního obvodu

Při analýze a syntéze diskrétních regulačních obvodů se zpravidla pracuje s diskrétními modely spojité části regulačních obvodů. Pro diskretizaci se využívá vlastností Z-transformace. Z-přenos (nebo též diskrétní přenos) lze získat pouze tehdy, je-li na vstupu spojité části diskrétní signál. Vstupní spojité signál je nutno vzorkovat s periodou T_0 . Ovzorkovaný vstupní signál prochází tvarovačem, který vytvoří po částech spojité signál.

2.2 Diskrétní regulační obvod

Vzhledem k zadanému tématu mé diplomové práce se v dalším pojednání zaměřím na diskrétní regulační obvod. Je to takový obvod, ve kterém aspoň jedna veličina má tvar posloupnosti diskrétních hodnot vytvářených v určitých, časově pravidelně se opakujících okamžicích T_0 , tj. intervalech vzorkování. Diskrétní regulační obvod většinou využívá k výpočtu akční veličiny číslicový počítač [1].



Obr. 7. Blokové schéma diskrétního regulačního obvodu

kde u_T je tvarovaná akční veličina, k , kT_0 diskrétní čas ($k = 0, 1, 2, \dots$), T_0 vzorkovací perioda, $A - \check{C}$ analogově číslicový převodník a $\check{C} - A$ je číslicově analogový převodník.

2.3 Identifikace dopravního zpoždění pro diskrétní systémy

V této části bude pojednáno o identifikaci diskrétních systémů s ohledem na dopravní zpoždění. Identifikace dopravního zpoždění může být provedena pomocí jednorázové metody nejmenších čtverců použitím ARX (regresního) modelu [15]. Základní maticový tvar pro identifikaci parametrů soustavy pomocí metody nejmenších čtverců je

$$\hat{\Theta} = (F^T F)^{-1} F^T y \quad (2.1)$$

kde matice F má rozměry $(N-n-d, 2n)$, vektor y $(N-n-d)$ a vektor odhadů parametrů modelu $\hat{\Theta}$ $(2n)$. N je počet vzorků měřeného vstupu a výstupu, n je řád modelu a d je počet kroků dopravního zpoždění.

Rovnice nejmenších čtverců (2.1) slouží pro jednorázový výpočet odhadů parametrů $\hat{\Theta}$ za použití N naměřených vzorků dat. Jednotlivé vektory a matice v rovnici nejmenších čtverců mají tvar:

$$y^T = [y(n+d+1) \quad y(n+d+2) \quad \dots \quad y(N)] \quad (2.2)$$

$$\hat{\Theta}^T = [\hat{a}_1 \quad \hat{a}_2 \quad \dots \quad \hat{a}_n \quad \hat{b}_1 \quad \hat{b}_2 \quad \dots \quad \hat{b}_n] \quad (2.3)$$

$$F = \begin{bmatrix} -y(n+d) & -y(n+d-1) & \dots & -y(d+1) & u(n) & u(n-1) & \dots & u(1) \\ -y(n+d+1) & -y(n+d) & \dots & -y(d+2) & u(n+1) & u(n) & \dots & u(2) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & \dots & -y(N-n) & u(N-d-1) & u(N-d-2) & \dots & u(N-d-n) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Mnoho průmyslových procesů bývá aproximováno pomocí soustavy druhého řádu s dopravním zpožděním ve tvaru

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} z^{-d} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} z^{-d} \quad (2.5)$$

Při použití modelu (2.5) je vektor odhadů parametrů $\hat{\Theta}$ vyjádřen ve tvaru

$$\hat{\Theta}^T(k) = [\hat{a}_1 \quad \hat{a}_2 \quad \hat{b}_1 \quad \hat{b}_2] \quad (2.6)$$

který je využit pro výpočet predikcí výstupu

$$\hat{y}(k) = -\hat{a}_1 y(k-1) - \hat{a}_2 y(k-2) + \hat{b}_1 u(k-1-d) + \hat{b}_2 u(k-2-d) \quad (2.7)$$

Kvalita identifikace metodou nejmenších čtverců může být vyjádřena pomocí odchylky

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (2.8)$$

nejlépe použitím kvadratického kritéria

$$J_e = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [\hat{e}(k)]^2 \quad (2.9)$$

Výpis programu v programovém systému pro identifikaci modelu (2.5) pro $d=2$ MATLAB/SIMULINK je uveden v příloze P I.

3 DISKRÉTNÍ REGULÁTORY POUŽITÉ PRO SMITHOVY PREDIKTORY

Pro návrh diskrétních regulátorů vhodných pro řízení systémů s dopravním zpožděním použitím Smithova prediktoru jsem vybral diskrétní PID (PIDSP) regulátor a regulátor založený na algebraickém přístupu založeném na metodě přiřazení pólů (PPSP).

3.1 Diskrétní regulátory typu PID

Podstatou činnosti regulátoru je vyhodnocení regulační odchylky $e(k)$ na vstupu do regulátoru, její zpracování regulátorem v závislosti na jeho struktuře a parametrech a následného vytvoření výstupního signálu ve formě akční veličiny $u(k)$, která má za cíl působit na regulovanou soustavu tak, aby odchylka byla nulová, nebo velmi malá.

Protože číslicový regulátor nevyhodnocuje informaci v čase spojitě, ale v diskrétních okamžicích, zavádí se převod spojitého času na diskrétní časové okamžiky $t = kT_0$, kde T_0 je perioda vzorkování [3].

Činnost diskrétního regulátoru lze popsat rovnicí ve tvaru

$$u(kT_0) = r_0 e(kT_0) + \frac{r_0}{T_I} I(kT_0) + r_0 T_D D(kT_0) \quad (3.1)$$

kde

r_0 – je zesílení regulátoru,

$T_I = \frac{r_0}{r_{-1}}$ - je integrační časová konstanta,

$T_D = \frac{r_1}{r_0}$ - je derivační časová konstanta.

Tyto regulátory mají předem známý tvar popsany rovnicí nebo přenosem. Úkolem návrhu je výběr vhodného typu regulátoru (P, PI, PD nebo PID) a nastavení jeho parametrů. Z odvození vyplynou přepočtové vztahy, pomocí kterých lze provést přiřazení hodnot parametrů q_0 , q_1 , q_2 diskrétního regulátoru k hodnotám parametrů r_0 , T_I a T_D spojitého PID regulátoru.

Většinou se využívá pouze několika způsobů přibližných diskrétních náhrad spojitých algoritmů integrace a derivace [1].

Hodnoty integrálu $I(kT_0)$ se nahrazují jedním z následujících algoritmů:

- Stupňovitá náhrada zleva – Zpětná obdélníková metoda ZOBD

$$I(kT_0) = \int_0^t e(\tau) d\tau \approx T_0 \sum_{i=1}^k e(iT_0) \triangleq \frac{T_0 z}{z-1} \quad (3.2)$$

- Stupňovitá náhrada zprava – Dopředná obdélníková metoda DOBT

$$I(kT_0) = \int_0^t e(\tau) d\tau \approx T_0 \sum_{i=0}^{k-1} e(iT_0) \quad (3.3)$$

- Sečná náhrada – Lichoběžníková metoda LICH0

$$I(kT_0) = \int_0^t e(\tau) d\tau \approx T_0 \sum_{i=1}^k \frac{e(iT_0) + [(i-1)T_0]}{2} \quad (3.4)$$

Hodnoty derivace $D(kT_0)$ se nahrazují zpětnou diferencí:

$$D(kT_0) = \frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(kT_0) - e[(k-1)T_0]}{T_0} \quad (3.5)$$

Pro malou periodu vzorkování T_0 lze nalézt diskrétní náhradu spojitého regulátoru tak, že integrační složku nahradíme sumou a derivační složku zpětnou diferencí 1. řádu. Při nejběžněji používané náhradě integrálu zpětnou obdélníkovou metodou a náhradou derivace zpětnou diferencí, dostáváme pro polohový algoritmus číslicového PID regulátoru diferenční rovnici [1, 3]

$$u(kT_0) = r_0 \left\{ e(kT_0) + \frac{T_0}{T_I} \sum_{i=1}^k e(iT_0) + \frac{T_D}{T_0} \{ e(kT_0) - e[(k-1)T_0] \} \right\} + u(0) \quad (3.6)$$

Při použití ZOBD náhrady integrační složky má Z – přenos polohového algoritmu diskrétního PID regulátoru tvar

$$G_R(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = r_0 \left\{ 1 + \frac{T_0}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T_0} \frac{z-1}{z} \right\} \quad (3.7)$$

Pro praktické použití je vhodnější pracovat s regulátorem v přírůstkovém, tzv. rekurentním tvaru. Podle tohoto algoritmu se neurčuje celá hodnota $u(kT_0)$ akční veličiny v daném okamžiku, ale pouze její změna, čili přírůstek $\Delta u(kT_0) = u(kT_0) - u[(k-1)T_0]$. Lze tak vytvořit diferenční rovnici přírůstkového algoritmu [1, 3]

$$\Delta u(kT_0) = q_0 e(kT_0) + q_1 e[(k-1)T_0] + q_2 e[(k-2)T_0] \quad (3.8)$$

respektive ve tvaru

$$u(kT_0) = q_0 e(kT_0) + q_1 e[(k-1)T_0] + q_2 e[(k-2)T_0] + u[(k-1)T_0] \quad (3.9)$$

Z – přenos poslední uvedené rovnice vypadá takto

$$G_R(z^{-1}) = \frac{U(z^{-1})}{E(z^{-1})} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (3.10)$$

kde parametry q_0, q_1, q_2 při použití ZOBT jsou rovny

$$q_0 = r_0 \left(1 + \frac{T_0}{T_I} + \frac{T_D}{T_0} \right) \quad q_1 = -r_0 \left(1 + 2 \frac{T_D}{T_0} \right) \quad q_2 = -r_0 \frac{T_D}{T_0} \quad (3.11)$$

Vzhledem ke své jednoduchosti je v průmyslové praxi značně oblíben Dahlinův PID regulátor [16, 17], který byl použit pro návrh PIDSP regulátoru. Při návrhu tohoto regulátoru se předpokládá, že chování uzavřeného regulačního obvodu je popsáno přenosovou diskretní funkcí prvního řádu ve tvaru

$$G_z(z^{-1}) = \frac{1 - e^{-\alpha}}{1 - z^{-1}} \quad (3.12)$$

kde $\alpha = \frac{T_0}{T_m}$ a T_m je požadovaná časová konstanta, kterou lze řídit rychlost přechodového děje. Tuto konstantu lze nastavovat experimentálně a vedle rychlosti přechodného děje lze ovlivňovat rovněž akční zásahy.

Přenos regulátoru je poté dán přenosovou funkcí ve tvaru

$$G_R(z^{-1}) = \frac{(1 - e^{-\alpha}) A(z^{-1})}{(1 - z^{-1}) B(1)} \quad (3.13)$$

$$\text{kde } A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} ; \quad B(1) = B(z^{-1}) \Big|_{z=1} = b_1 + b_2 \quad (3.14)$$

Zavedením substituce $\gamma = \frac{(1 - e^{-\alpha})}{B(1)}$ obdržíme přenosovou funkci regulátoru ve tvaru

$$G_R(z^{-1}) = \frac{(1 - e^{-\alpha}) A(z^{-1})}{(1 - z^{-1}) B(1)} = \frac{\gamma(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{(1 - z^{-1})} \quad (3.15)$$

a další úpravou obdržíme

$$G_R(z^{-1}) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (3.16)$$

kde jednotlivé parametry jsou $q_0 = \gamma$, $q_1 = a_1 \gamma$, $q_2 = a_2 \gamma$. Z přenosové funkce (3.16) vyplývá diskretní PID regulátor v přírůstkovém tvaru

$$u(k) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) + u(k-1) \quad (3.17)$$

3.2 Diskretní regulátory založené na algebraickém přístupu

3.2.1 Algebra polynomů a její použití pro řízení procesů

Algebraická teorie diskretního lineárního řízení vznikla jako speciální obor teorie řízení začátkem sedmdesátých let dvacátého století. V této době dochází k prudkému vývoji výpočetní techniky, která začíná pronikat do všech oblastí lidské činnosti. Při řízení složitých procesů jsou stále častěji využívány ve funkci regulátorů počítače. Dosavadní teorie, která byla vytvořena pro soustavy spojitě řízené jednoduchými regulátory, již není dostačující pro modelování na počítači. Vzniká potřeba vybudování nové teorie, která by byla vhodná pro řízení soustav pomocí počítačů, tedy teorie, která by svou podstatou byla diskretní.

Touto teorií se stala teorie diskretního lineárního řízení, nazývaná algebraická, protože pracuje s algebraickými pojmy (okruh, obor integrity, těleso) a využívá hlavně algebraickou interpretaci polynomů. Podle ní je polynom $A = a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}$ chápán ne jako funkce proměnné z , ale jako algebraický objekt, tj. prvek množiny jistých vlastností (podobor integrity), který se zapisuje jako konečná řada určená posloupností reálných čísel [3].

Algebraické metody řízení vycházejí z vnějšího popisu řízeného systému. Přenos lineárního řízeného systému je vyjádřen jako podíl dvou polynomů v komplexní rovině z nebo z^{-1} , tedy jako racionální lomená funkce

$$G_s(z) = \frac{b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (3.18)$$

Nekonečnými posloupnostmi se rozumí formální mocninné řady, které se dělí na stabilní, kauzální a rekurentní. Pomocí těchto formálních řad je definován přenos soustavy. Rekurentní řady charakterizují lineární soustavy a stabilní řady charakterizují stabilní soustavy. Kauzální řady vyznačují fyzikálně realizovatelné soustavy. Základní myšlenka algebraické metody syntézy optimálního řízení využívá toho, že s polynomy je možno pracovat samostatně a algebra racionálních přenosů je převedena na jednodušší algebru polynomů. Cílem teorie je nalézt efektivní algoritmy, vhodné pro zpracování na číslicovém počítači.

Tento přístup má i značné teoretické přednosti. Je elegantní s úspornou formou zápisu všech řešení dané úlohy. Z vlastností polynomiální rovnice lze snadno poukazovat na existenci, jednoznačnost a další důležité vlastnosti řešení dané úlohy.

Tato metoda je vhodná i pro řešení mnoharozměrových soustav. Přenos takové soustavy není jednotlivá řada, ale matice řad. Takový přenos pak chápeme jako součin polynomiální matice a převrácené jiné polynomiální matice s ohledem na pořadí [1].

3.2.2 Algebraické metody návrhu diskrétních regulátorů

Různé varianty diskrétních regulátorů je možno vytvářet např. podle kritéria jakosti regulace, podle zvoleného typu modelu soustavy nebo podle matematického postupu při odvozování rovnic regulátoru. V této části budou uvedeny algoritmy, které jsou založeny na algebraické teorii řízení – metodě přiřazení pólů.

Při návrhu regulátorů vycházíme z následujících předpokladů:

- a) Rovnice regulátorů jsou v diskrétní formě.
- b) Vstupní a výstupní veličina je v odchylkovém tvaru.
- c) Soustava má nulové počáteční podmínky.

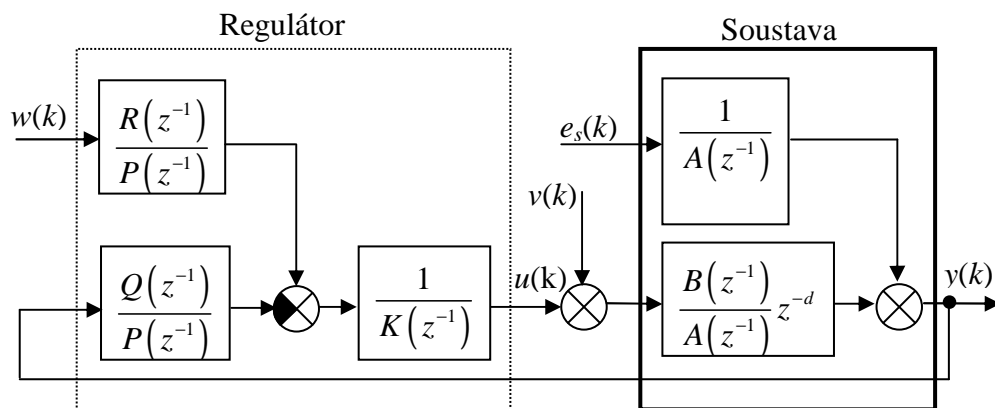
d) Obecně předpokládáme regresní (ARX) model soustavy. Pro nulovou poruchovou veličinu v má rovnice uzavřeného regulačního obvodu tvar:

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k) + e_s(k) \quad (3.19)$$

kde $A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_nz^{-n}$, $B(z^{-1}) = 1 + b_1z^{-1} + \dots + b_mz^{-m}$ jsou jednotlivé polynomy soustavy, d je počet kroků dopravního zpoždění. Dopravní zpoždění je poté vyjádřeno celistvým násobkem periody vzorkování dT_0 . Náhodná veličina $e_s(k)$ je daná pořadnicí nekorelovaného šumu s nulovou střední hodnotou. Je zřejmé, že v případě deterministických procesů je náhodný šum $e_s(k) = 0$.

Návrh regulátorů bude vycházet z obecného blokového schématu uzavřeného regulačního obvodu s regulátorem se dvěma stupni volnosti (2DOF) podle obr. 8, kde

$\frac{1}{K(z^{-1})} = \frac{1}{1-z^{-1}}$ je integrátor [15].



Obr. 8. Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem se dvěma stupni volnosti

Bude sledován vliv změn řídicí veličiny w na průběh regulované veličiny y .

Pro akční veličinu platí

$$u(k) = \frac{1}{K(z^{-1})} \left[\frac{R(z^{-1})}{P(z^{-1})} w(k) - \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} y(k) \right] \quad (3.20)$$

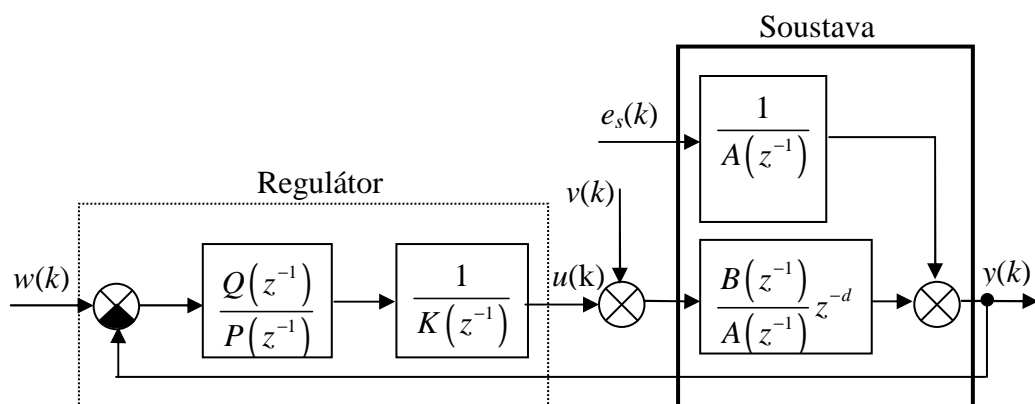
Rovnici regulátoru pro $v(k) = 0$ a $e_s(k) = 0$ můžeme vyjádřit ve tvaru

$$P(z^{-1})K(z^{-1})u(k) = R(z^{-1})w(k) - Q(z^{-1})y(k) \quad (3.21)$$

Pro $d = 0$ a $e_s(k) = 0$ lze určit přenos řízení

$$G_w(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{B(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} \quad (3.22)$$

Speciálním případem je regulátor s jedním stupněm volnosti (obr. 9). Tento regulátor vznikne pokud $R(z^{-1}) = Q(z^{-1})$. Pracuje s regulační odchylkou $e(k) = w(k) - y(k)$. Dá se dokázat, že tento zjednodušený regulátor je pouze suboptimální pro úlohy sledování řídicí veličiny [15].



Obr. 9. Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem s jedním stupněm volnosti

O stabilitě regulačního pochodu rozhoduje zejména jmenovatel přenosu. Při vhodné volbě přenosu regulátoru se přenos uzavřeného regulačního obvodu upraví tak, aby odpovídal zvolenému kritériu. Regulátor musí být navržen tak, aby uzavřený regulační obvod byl stabilní. Tento požadavek můžeme matematicky formulovat výrazem

$$|z_i| < 1, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.23)$$

podle kterého má charakteristická rovnice uzavřeného regulačního obvodu pouze stabilní kořeny (póly). Regulovaná soustava může být i nestabilní, nebo neminimálně fázová. Takové soustavy úspěšně regulují pouze některé druhy regulátorů. Problémem je, že může docházet ke krácení nestabilních polynomů soustavy s polynomy regulátoru. Nestabilita se může projevit tak, že se regulovaná veličina ustaluje, ale akční veličina se rozkmitá. Aby při krácení polynomů nenastaly problémy, provádí se u některých metod faktorizace

polynomů, tj. rozdělení polynomů na stabilní část, která je označena indexem plus (+), a nestabilní část, označena indexem mínus (-), např.

$$A(z^{-1}) = A^+(z^{-1})A^-(z^{-1}) \quad (3.24)$$

a krátí se jen stabilní část polynomů [15].

Algebraická teorie řízení vychází z metod lineární algebry. Základem popisu signálů i přenosů jsou polynomy, vyjádřené posloupností jejich koeficientů. Syntéza regulátorů zde spočívá v řešení lineárních diofantických (neurčitých) polynomiálních rovnic v obecném tvaru

$$AX + BY = C \quad (3.25)$$

kde A , B , C jsou dané polynomy a X , Y jsou polynomy neznámé. Rovnice je řešitelná, pokud společný dělitel polynomů A a B současně dělí i polynom C . Je-li X_0 , Y_0 partikulární řešení rovnice, pak obecné řešení má tvar

$$\begin{aligned} X &= X_0 + BT \\ Y &= Y_0 - AT \end{aligned} \quad (3.26)$$

kde T je libovolný polynom. Výběrem polynomu T lze splnit další požadavky na řešení rovnice. Diofantické rovnice lze řešit např. metodou na základě největšího společného dělitele dvou polynomů, nebo metodou neurčitých koeficientů [1, 15].

3.2.3 Regulátory založené na metodě přiřazení pólů

Regulátor, založený na metodě přiřazení pólů uzavřeného regulačního obvodu je navržen tak, aby charakteristický polynom měl předem zadané póly. Vhodnou volbou pólů lze získat požadavek na stabilitu i na požadovaný průběh přechodového děje uzavřeného regulačního obvodu, jako např. maximální překmit nebo tlumení.

Při odvození základního algoritmu vyjdeme z rovnice pro přenos řízení uzavřeného regulačního obvodu (3.22) pro $d = 0$ a $e_s(k) = 0$. Je zřejmé, že jmenovatel rovnice (3.22) je charakteristický polynom

$$A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (3.27)$$

kde jsme schopni volbou pólů charakteristického polynomu $D(z^{-1})$ zvoleného stupně dosáhnout požadovaného průběhu regulačního pochodu.

Je-li splněna podmínka pro stupně polynomů (stupeň polynomu označuje symbol ∂)

$$\partial D(z^{-1}) \leq \partial A(z^{-1}) + \partial B(z^{-1}) \partial K(z^{-1}) - 1 \quad (3.28)$$

pak platí vztahy pro určení minimálního stupně polynomů $P(z^{-1})$ a $Q(z^{-1})$ zpětnovazební části regulátoru

$$\partial Q(z^{-1}) = \partial A(z^{-1}) + \partial K(z^{-1}) - 1 = \partial A(z^{-1}) \quad (3.29)$$

$$\partial P(z^{-1}) = \partial B(z^{-1}) - 1 \quad (3.30)$$

Pokud není splněna podmínka (3.28) tak nelze jednoznačně určit stupně polynomů $P(z^{-1})$ a $Q(z^{-1})$. Parametry polynomů $P(z^{-1})$ a $Q(z^{-1})$ jsou shodné, jak pro regulátory s jedním stupněm volnosti (1DOF), tak pro regulátory se dvěma stupni volnosti (2DOF). Pro regulátor se dvěma stupni volnosti je zapotřebí odvodit taky jeho přímovazební část, tzn. vztah pro výpočet koeficientů polynomu $R(z^{-1})$.

Pro výpočet polynomu regulační odchylky platí vztah

$$E(z^{-1}) = W(z^{-1}) - Y(z^{-1}) = \left[1 - \frac{B(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} \right] W(z^{-1}) \quad (3.31)$$

Posloupnost $W(z^{-1})$, popisující časový průběh řídicí veličiny $w(k)$, lze obecně vyjádřit jako podíl polynomů

$$W(z^{-1}) = \frac{N_w(z^{-1})}{D_w(z^{-1})} \quad (3.32)$$

Do rovnice (3.31) dosadíme za řídicí veličinu podíl polynomů (3.32) a jmenovatel nahradíme polynomem $D(z^{-1})$ podle rovnice (3.27). Po úpravě dostaneme vztah

$$E(z^{-1}) = W(z^{-1}) - Y(z^{-1}) = \left[\frac{D(z^{-1}) - B(z^{-1})R(z^{-1})}{D(z^{-1})} \right] \frac{N_w(z^{-1})}{D_w(z^{-1})} \quad (3.33)$$

Výraz se zjednoduší, jestliže polynom $D_w(z^{-1})$ dělí výraz v čitateli. Pokud označíme tento podíl jako nově zavedený polynom $S(z^{-1})$ ve tvaru

$$S(z^{-1}) = \frac{D(z^{-1}) - B(z^{-1})R(z^{-1})}{D_w(z^{-1})} \quad (3.34)$$

získáme druhou podmínkovou rovnici, pro kterou platí vztah

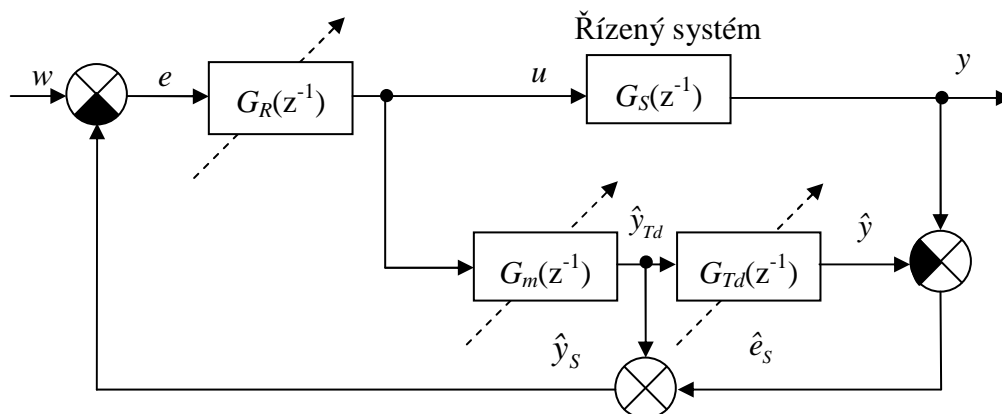
$$D_w(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (3.35)$$

Polynomiální rovnice (3.27) a (3.35) se obvykle řeší metodou neurčitých koeficientů, tj. porovnání členů u stejných mocnin proměnné z . Tento algoritmus se využívá pro úlohu sledování proměnné řídicí veličiny, jejíž průběh musí být známý, aby na něj mohl být regulátor naladěn.

4 DISKRÉTNÍ SMITHŮV PREDIKTOR

I když se kompenzátory dopravního zpoždění objevily již v padesátých letech minulého století, tak jejich realizace pomocí analogové technologie byla velice obtížná a v průmyslu nepoužitelná. S příchodem diskrétní technologie bylo již možné digitální Smithovy prediktory realizovat. Byly většinou založeny na použití číslicových PID regulátorů [17, 18], v příspěvcích [19, 20] je navržen číslicový Smithův prediktor pro regulátor se dvěma stupni volnosti. Adaptivní verze Smithových prediktorů pro regulátory se dvěma stupni volnosti (2DOF) založené na algebraické teorii (přiřazení pólů) jsou navrženy v [21, 22].

Pro diskrétní řízení systémů s dopravním zpožděním, což je tématem mé diplomové práce, se na základě prostudovaných materiálů jeví použití algoritmu diskrétní verze Smithova prediktoru jako vhodná varianta.



Obr. 10. Blokové schéma digitálního Smithova prediktoru

Blok $G_m(z^{-1})$ představuje model dynamického přenosu bez dopravního zpoždění a je využíván k počítání predikce otevřené smyčky. Rozdíl mezi výstupem y a modelem výstupu zahrnujícího dopravní zpoždění \hat{y} je predikovaná chyba \hat{e}_s . Veličina u značí akční zásah, w je žádaná hodnota a e je regulační odchylka. Jestliže na obvod digitálního Smithova prediktoru nepůsobí náhodná chyba e_s , tak chyba \hat{e}_s mezi výstupem y a \hat{y} je nulová a z toho vyplývá, že predikovaný výstupní signál \hat{y}_s bude bez dopravního zpoždění. Blok $G_R(z^{-1})$ reprezentuje hlavní regulátor, blok $G_S(z^{-1})$ představuje řízený systém a poslední blok $G_{Td}(z^{-1})$ je používán pro kompenzaci náhodné chyby. Přerušovaná čára se šipkou značí laděné části Smithova prediktoru.

4.1 Algoritmus diskrétního PID Smithova prediktoru

Tento algoritmus je založen na přenosové funkci požadovaného uzavřeného regulačního obvodu ve tvaru (3.12)

$$G_z(z^{-1}) = \frac{1 - e^{-\alpha}}{1 - z^{-1}} \quad (4.1)$$

Hlavní regulátor $G_R(z^{-1})$ je dán přenosovou funkcí

$$G_R(z^{-1}) = \frac{(1 - e^{-\alpha}) \hat{A}(z^{-1})}{(1 - z^{-1}) \hat{B}(1)} \quad (4.2)$$

kde $\hat{B}(1) = \hat{B}(z^{-1})|_{z=1} = \hat{b}_1 + \hat{b}_2$

Další části regulátoru $G_m(z^{-1})$ a $G_{Td}(z^{-1})$ mají tvar

$$G_m(z^{-1}) = \frac{\hat{B}(1)}{\hat{A}(z^{-1})} z^{-1} \quad ; \quad G_{Td}(z^{-1}) = \frac{\hat{B}(z^{-1})}{\hat{B}(1)} z^{-d} \quad (4.3)$$

Po jednoduchých úpravách dostaneme

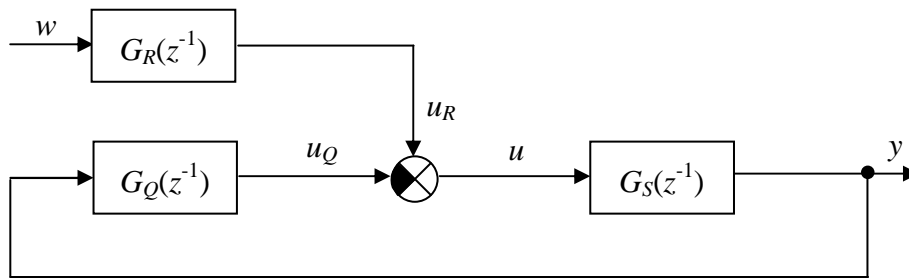
$$G_m(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad ; \quad G_{Td}(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} z^{-d} + b_2 z^{-2} z^{-d}}{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (4.4)$$

Výsledný hlavní PID regulátor je v přírůstovém tvaru (3.17).

$$u(k) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) + u(k-1) \quad (4.5)$$

4.2 Algoritmus Smithova prediktoru založeného na metodě přiřazení pólů

Vhodným přístupem pro návrh regulátoru využitím algebraické teorie je metoda přiřazení pólů. Při návrhu regulátoru budeme vycházet z blokového schématu uzavřeného regulačního obvodu se dvěma stupni volnosti podle obr. 11.



Obr. 11. Blokové schéma regulačního obvodu s 2DOF regulátorem

Řízený systém je dán přenosovou funkcí

$$G_s(z^{-1}) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (4.6)$$

Regulátor obsahuje jak zpětnovazební část G_Q , tak i část přímovazební G_R .

Protože je splněna podmínka (3.28), tak pro stupně a tvary jednotlivých polynomů regulátoru platí

$$\partial Q(z^{-1}) = \partial A(z^{-1}) + \partial K(z^{-1}) - 1 = 2; \quad Q(z^{-1}) = q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} \quad (4.7)$$

$$\partial P(z^{-1}) = \partial B(z^{-1}) - 1 = 1; \quad P(z^{-1}) = p_0 + p_1 z^{-1} \quad (4.8)$$

Jednotlivé přenosy regulátoru jsou potom ve tvaru ($p_0 = 1$)

$$G_R(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})}{P(z^{-1})} = \frac{r_0}{1 + p_1 z^{-1}} \quad (4.9)$$

$$G_Q(z^{-1}) = \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{(1 + p_1 z^{-1})(1 - z^{-1})} \quad (4.10)$$

Jednotlivé polynomy dosadíme do rovnice (3.27), která má pro čtyři zvolené póly charakteristický polynom ve tvaru

$$D(z^{-1}) = 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3} + d_4 z^{-4} \quad (4.11)$$

Po dosazení dostaneme rovnici

$$\begin{aligned} (1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2})(1-z^{-1})(p_0+p_1z^{-1})+(b_1z^{-1}+b_2z^{-2})(q_0+q_1z^{-1}+q_2z^{-2})= \\ =1+d_1z^{-1}+d_2z^{-2}+d_3z^{-3}+d_4z^{-4} \end{aligned} \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned} p_0+p_1z^{-1}+a_1p_0z^{-1}+a_1p_1z^{-2}+a_2p_0z^{-2}+a_2p_1z^{-3}-p_0z^{-1}-p_1z^{-2}-a_1p_0z^{-2}-a_1p_1z^{-3}- \\ -a_2p_0z^{-3}-a_2p_1z^{-4}+b_1q_0z^{-1}+b_2q_0z^{-2}+b_1q_1z^{-2}+b_2q_1z^{-3}+b_1q_2z^{-3}+b_2q_2z^{-4}= \\ =1+d_1z^{-1}+d_2z^{-2}+d_3z^{-3}+d_4z^{-4} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} p_0+(p_1+a_1p_0-p_0+b_1q_0)z^{-1}+(a_1p_1+a_2p_0-p_1-a_1p_0+b_2q_0+b_1q_1)z^{-2}+ \\ +(a_2p_1-a_1p_1+b_2q_1+b_1q_2-a_2p_0)z^{-3}+(b_2q_2-a_2p_1)z^{-4}= \\ =1+d_1z^{-1}+d_2z^{-2}+d_3z^{-3}+d_4z^{-4} \end{aligned}$$

Po roznásobení závorek na levé straně rovnice a pomocí metody neurčitých koeficientů získáme soustavu lineárních rovnic ($p_0=1$)

$$\begin{bmatrix} b_1 & 0 & 0 & 1 \\ b_2 & b_1 & 0 & a_1-1 \\ 0 & b_2 & b_1 & a_2-a_1 \\ 0 & 0 & b_2 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ p_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1+1-a_1 \\ d_2+a_1-a_2 \\ d_3+a_2 \\ d_4 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

kteřá má analytické řešení

$$\begin{aligned} p_1 = \frac{r_6}{r_1} ; \quad q_0 = \frac{r_2-r_3}{r_1} \\ q_1 = -\frac{r_4+r_5}{r_1} ; \quad q_2 = \frac{d_4+p_1a_2}{b_2} \end{aligned} \quad (4.14)$$

pro pomocné proměnné ve tvaru:

$$\begin{aligned} x_1 = d_1+1-a_1; \quad x_3 = d_3+a_2 \\ x_2 = d_2+a_1-a_2; \quad x_4 = d_4 \end{aligned} \quad (4.15)$$

kde

$$\begin{aligned} r_1 = (b_1+b_2)(a_1b_1b_2-a_2b_1^2-b_2^2), \quad r_2 = x_1(b_1+b_2)(a_1b_2-a_2b_1), \\ r_3 = b_1^2x_4-b_2[b_1x_3-b_2(x_1+x_2)], \quad r_4 = a_1[b_1^2x_4+b_2^2x_1-b_1b_2(x_2+x_3)], \\ r_5 = (b_1+b_2)[a_2(b_1x_2-b_2x_1)-b_1x_4+b_2x_3], \quad r_6 = b_1(b_1^2x_4-b_1b_2x_3+b_2^2x_2)-b_2^3x_1 \end{aligned} \quad (4.16)$$

Jednotlivé parametry zpětnovazebního regulátoru lze jednoduše řešit v prostředí MATLAB řešením maticové rovnice pomocí inverze matice na levé straně-rovnice (4.13). Výpis programu výpočtu v prostředí MATLAB je uveden v příloze P VI.

Analytické řešení uvedené výše je vhodné pro implementaci na průmyslové regulátory bez použití MATLABu.

Polynom $R(z^{-1})$ se určí z rovnice (3.35). V praxi přicházejí nejčastěji v úvahu skokové změny řídicí veličiny, které lze vyjádřit ve tvaru obrazu skokové funkce o velikosti w_1 [15]

$$W(z^{-1}) = \frac{N_w(z^{-1})}{D_w(z^{-1})} = \frac{w_1}{1-z^{-1}} \quad (4.17)$$

Pokud budeme uvažovat, že skok řídicí veličiny je jednotkový ($w_1 = 1$), tak rovnici (3.35) můžeme zjednodušit na tvar

$$(1-z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (4.18)$$

Při volbě stupně polynomu $\partial R(z^{-1})$ podle rovnice $\partial R(z^{-1}) = D_w(z^{-1}) - 1 = 0$, má rovnice (4.18) tvar

$$(1-z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})r_0 = D(z^{-1}) \quad (4.19)$$

Tato rovnice musí platit pro všechny proměnné z a tedy i pro $z = 1$. Z toho plyne

$$r_0 = \frac{D(1)}{B(1)} = \frac{1+d_1+d_2+d_3+d_4}{b_1+b_2} \quad (4.20)$$

Jestliže dosadíme odvozené polynomy do rovnice regulátoru (3.20), obdržíme ji v operátorovém tvaru

$$u(k) = \frac{1}{1-z^{-1}} \left[\frac{r_0}{1+p_1z^{-1}} w(k) - \frac{q_0 + q_1z^{-1} + q_2z^{-2}}{1+p_1z^{-1}} y(k) \right] \quad (4.21)$$

Výsledná rovnice regulátoru se dvěma stupni volnosti má potom tvar

$$u(k) = r_0 w(k) - q_0 y(k) - q_1 y(k-1) - q_2 y(k-2) + (1-p_1)u(k-1) + p_1 u(k-2) \quad (4.22)$$

5 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ ŘÍDICÍCH ALGORITMŮ V PROSTŘEDÍ MATLAB/ SIMULINK

Vhodným prostředkem pro syntézu řídicích systémů jsou simulační metody, umožňující vytvářet nejen matematické modely procesů, ale i návrhy regulátorů na počítači. Pokud jsou matematické modely dostatečně odpovídající reálnému objektu, tak je možné simulačním způsobem vyšetřovat dynamické vlastnosti regulačních obvodů jak při změně struktury regulátorů, tak i jejich parametrů.

Výsledky simulačního ověřování jsou velmi užitečné pro vlastní realizaci vybraných regulátorů v laboratorních i provozních podmínkách. Musíme si však uvědomit, že k provozní aplikaci simulačně ověřených regulátorů nelze přistupovat ryze rutinním způsobem. Protože se simulační nebo laboratorní podmínky mohou značně lišit od provozních podmínek, musíme praktickou použitelnost prověřovat s ohledem na dynamiku procesu a kladené požadavky na kvalitu regulace (např. dovolený maximální překmit, přesnost, dobu regulace apod.).

5.1 Ověřované procesy s dopravním zpožděním

Simulační ověření jednotlivých regulátorů jsem provedl v programovém prostředí MATLAB/SIMULINK. Schéma je navrženo tak, aby bylo patrné porovnání zvolených přístupů při návrhu diskretních regulátorů. Simulace byly provedeny pro tři modely soustav druhého řádu s dopravním zpožděním $T_d = 4$ s.

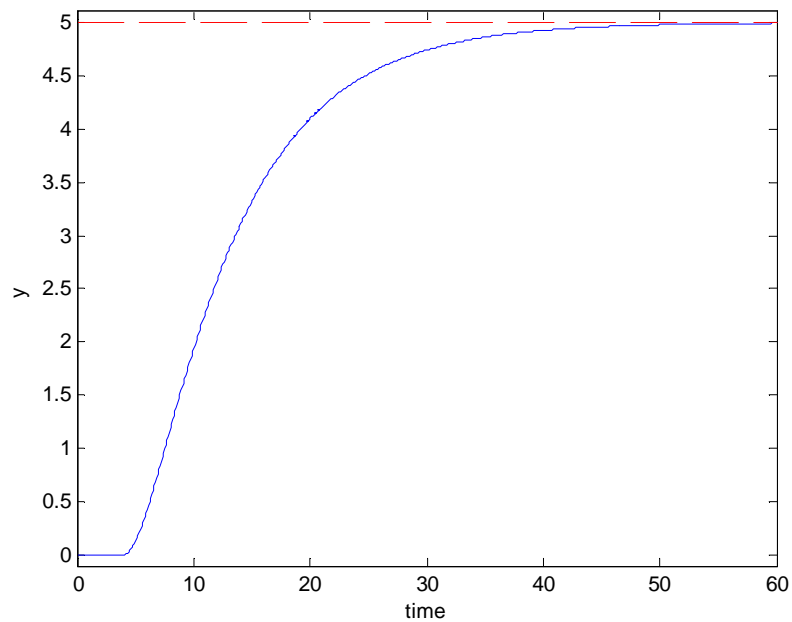
- Soustava stabilní nekmitavá se spojitým přenosem ve tvaru

$$G_1(s) = \frac{5}{(8s+1)(2s+1)} e^{-4s} \quad (5.1)$$

a odpovídajícím diskretním přenosem pro zvolenou periodu vzorkování $T_0 = 2$ s, tzn., že počet kroků dopravního zpoždění je $d = 2$.

$$G_1(z^{-1}) = \frac{0.4211z^{-1} + 0.278z^{-2}}{1 - 1.1467z^{-1} + 0.2865z^{-2}} z^{-2} \quad (5.2)$$

Přechodová charakteristika soustavy (5.1) je znázorněna na obr. 12.



Obr. 12. Přechodová charakteristika zvolené stabilní nekmitavé soustavy G_1 s minimální fází

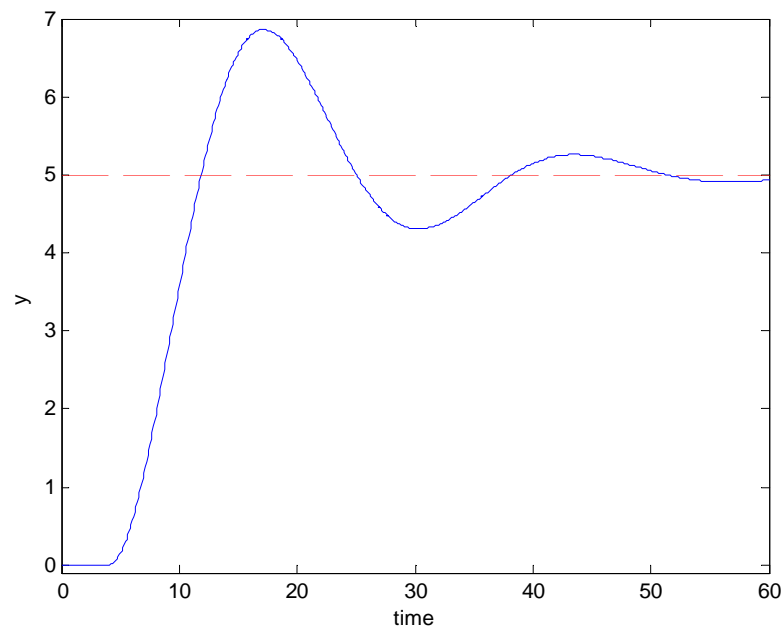
- Soustava stabilní kmitavá se spojitým přenosem ve tvaru

$$G_2(s) = \frac{5}{16s^2 + 2.4s + 1} e^{-4s} \quad (5.3)$$

a odpovídajícím diskrétním přenosem pro zvolenou periodu vzorkování $T_0 = 2$ s

$$G_2(z^{-1}) = \frac{0.5554z^{-1} + 0.5022z^{-2}}{1 - 1.529z^{-1} + 0.7408z^{-2}} z^{-2} \quad (5.4)$$

Přechodová charakteristika soustavy (5.3) je znázorněna na obr. 13.



Obr. 13. Přejchodová charakteristika zvolené stabilní kmitavé soustavy G_2

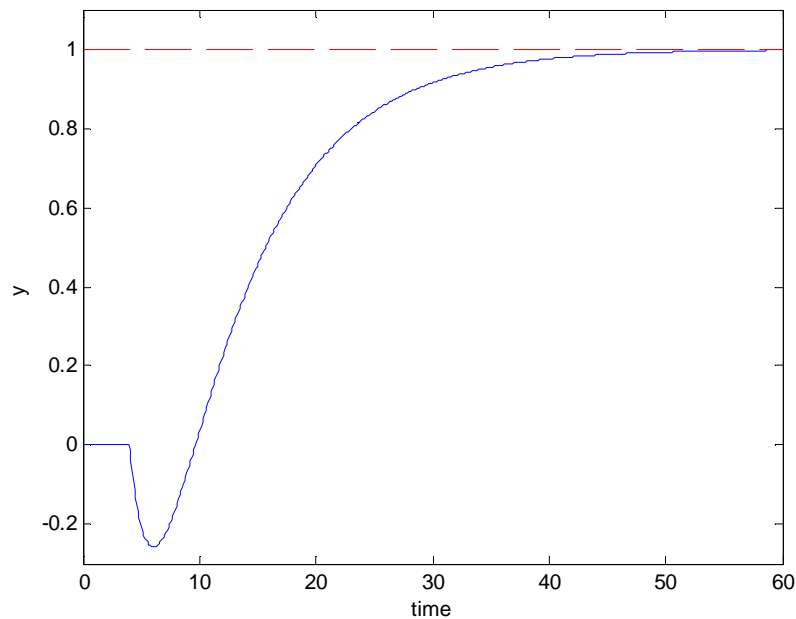
- Soustava stabilní s neminimální fází se spojitým přenosem ve tvaru

$$G_3(s) = \frac{-5s+1}{(8s+1)(2s+1)} e^{-4s} \quad (5.5)$$

a odpovídajícím diskretním přenosem pro zvolenou periodu vzorkování $T_0 = 2$ s

$$G_3(z^{-1}) = \frac{-0.2582z^{-1} + 0.398z^{-2}}{1 - 1.147z^{-1} + 0.2865z^{-2}} z^{-2} \quad (5.6)$$

Přejchodová charakteristika soustavy (5.5) je znázorněna na obr. 14.

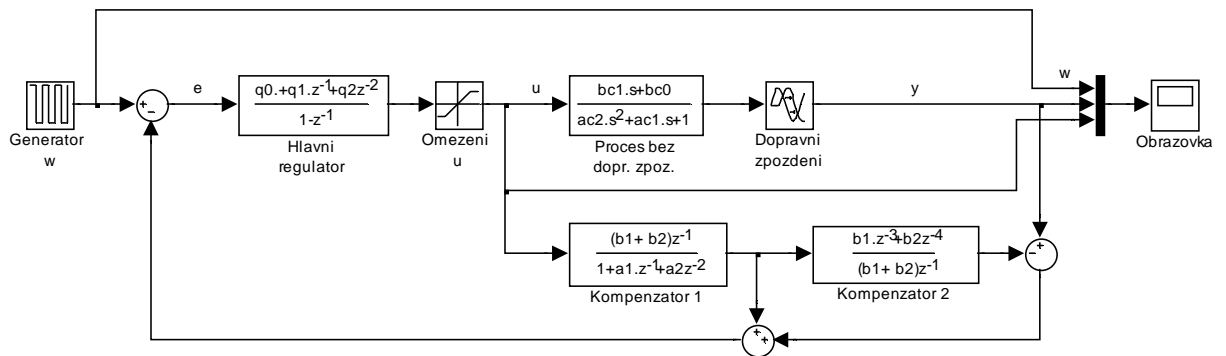


Obr. 14. Přejchodová charakteristika zvolené stabilní nekmitavé soustavy G_3 s neminimální fází

5.2 Simulační ověření řízení diskrétním PIDSP regulátorem

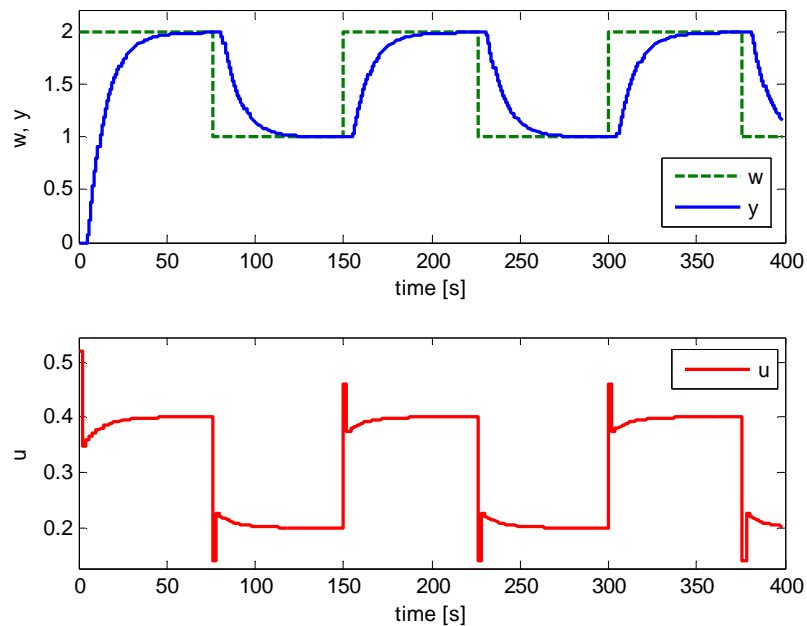
Na obr. 15 je zobrazeno schéma regulačního obvodu, které jsem sestavil v programovém prostředí MATLAB/SIMULINK pro řízení s diskrétním regulátorem PIDSP. Individuální bloky simulinkového schématu odpovídají blokům obecného schématu na obr. 10. Bloky Kompenzátor 1 a Kompenzátor 2 jsou částí Smithova prediktoru a na obr. 10 odpovídají blokům $G_m(z^{-1})$ a $G_{Td}(z^{-1})$. Na stejném obrázku odpovídá bloku $G_R(z^{-1})$ řídicí algoritmus, který je na obr. 15 umístěn do bloku Hlavního regulátoru.

Pro zadání dat do Simulinkového schématu na vyhodnocení simulačních průběhů jsem vytvořil v programu MATLAB potřebné m-soubory, které jsou uvedeny v přílohách P II - P V.

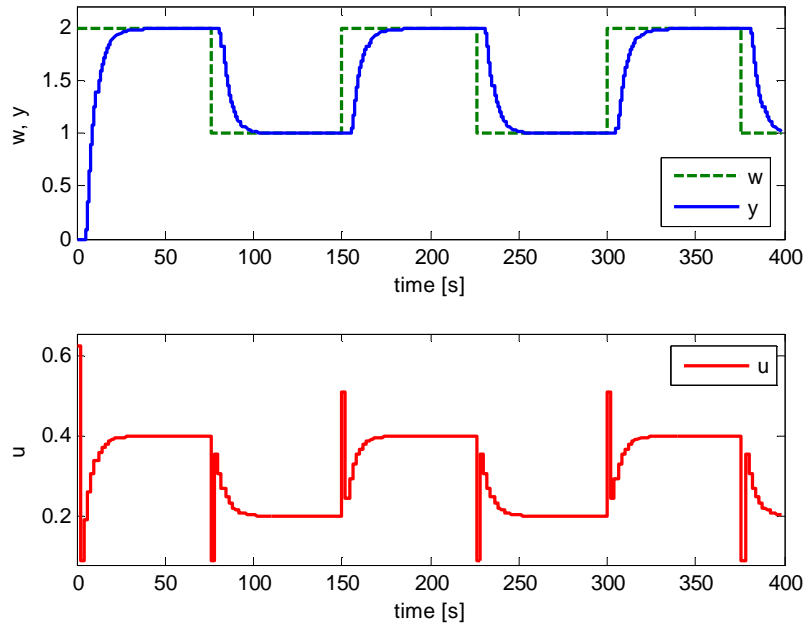


Obr. 15. Simulinkové schéma regulačního obvodu s PIDSP regulátorem

Na obr. 16 - 18 jsou znázorněny simulační průběhy jednotlivých veličin při řízení soustav regulátorem PIDSP. Ve všech případech byla zvolena časová konstanta $T_m = 5$ s. Na obr. 16 jsou znázorněny průběhy regulačního pochodu při řízení stabilní nekmitavé soustavy G_1 s minimální fází.

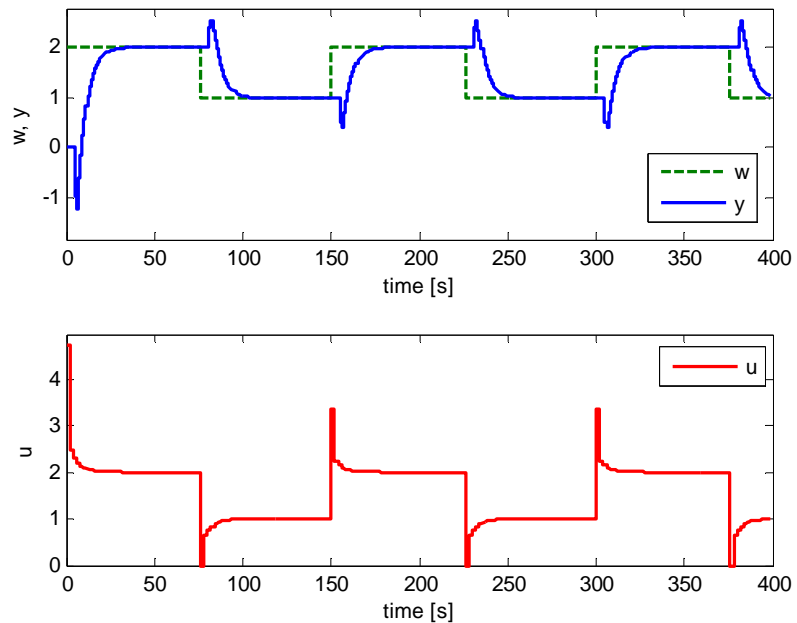

 Obr. 16. Simulační ověření stabilní nekmitavé soustavy G_1 s minimální fází s regulátorem PIDSP

Na obr. 17 jsou znázorněny průběhy regulačního pochodu při řízení stabilní kmitavé soustavy G_2 .

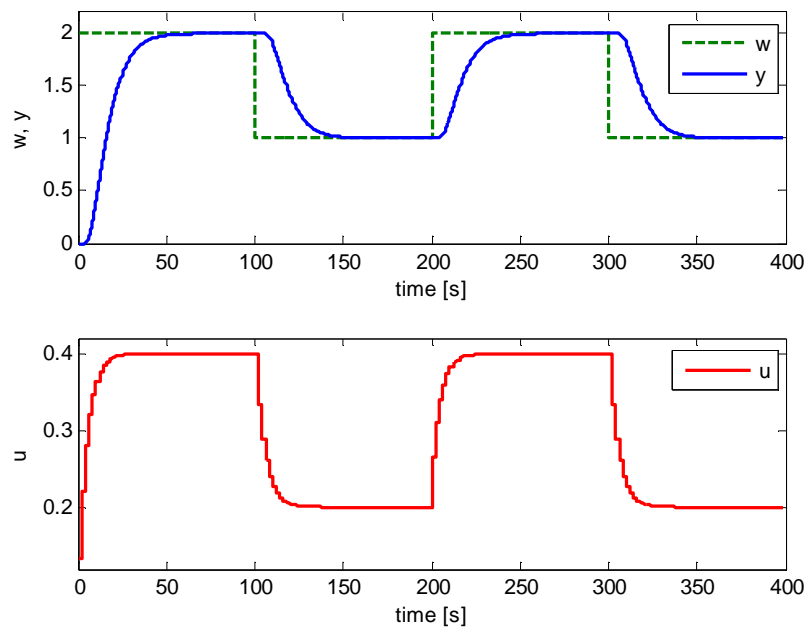


Obr. 17. Simulační ověření stabilní kmitavé soustavy G_2 s regulátorem PIDSP

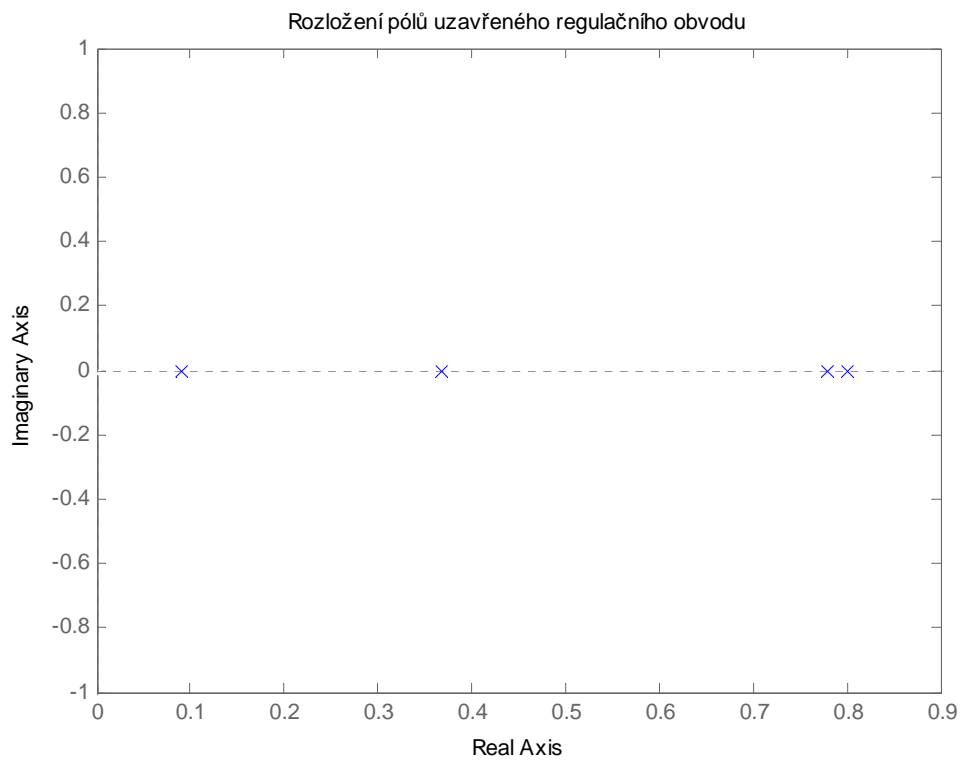
Na obr. 18 jsou znázorněny průběhy regulačního pochodu při řízení stabilní nekmitavé soustavy G_3 s neminimální fází.



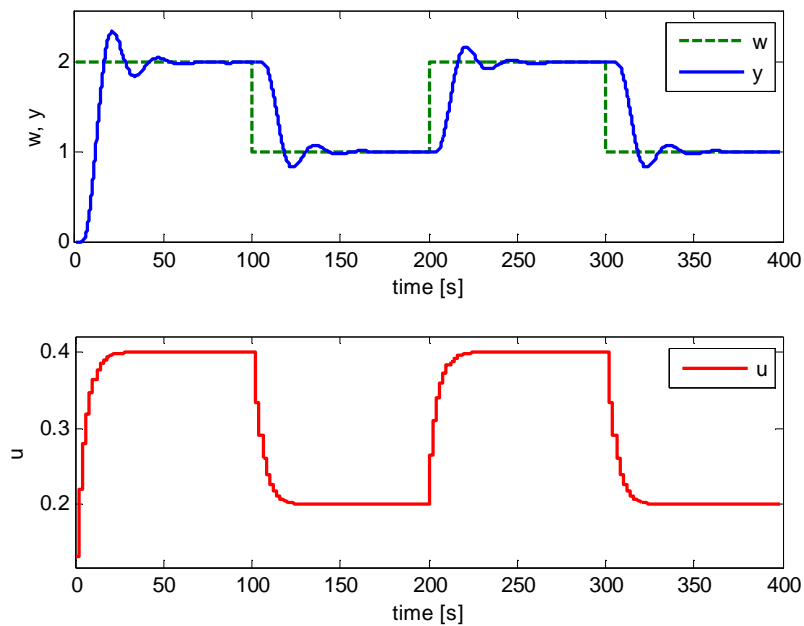
Obr. 18. Simulační ověření stabilní nekmitavé soustavy G_3 s neminimální fází s regulátorem PIDSP



Obr. 20. Simulační ověření stabilní nekmitavé soustavy G_1 s minimální fází s regulátorem PPSP



Obr. 21. Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu při řízení soustavy G_1



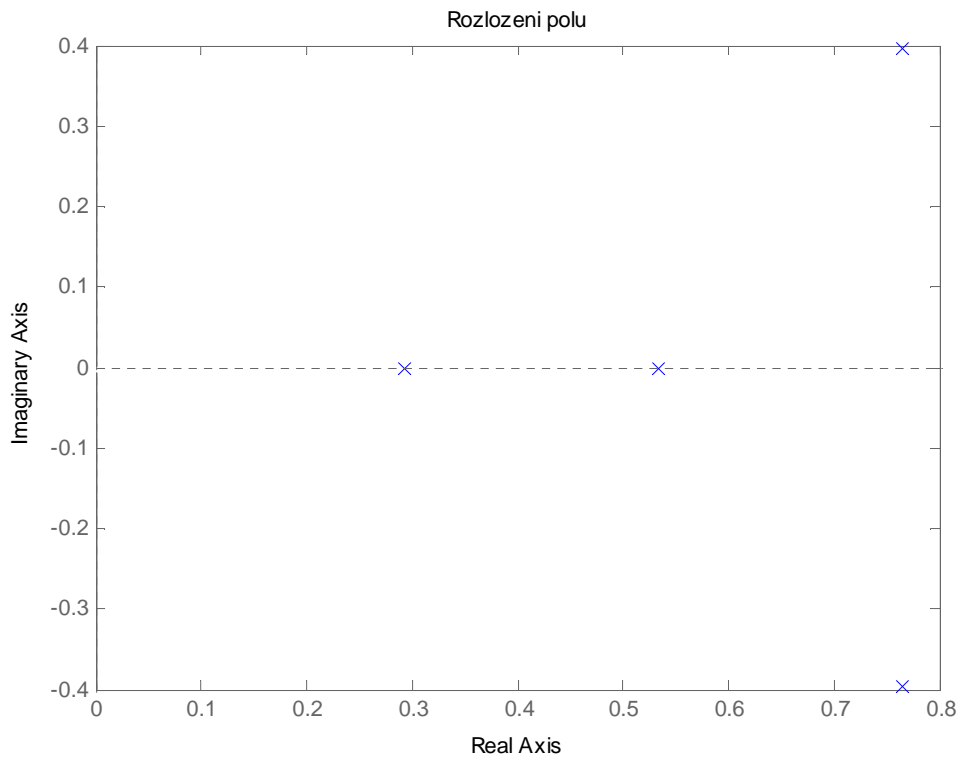
Obr. 22. Simulační ověření stabilní kmitavé soustavy G_2 s regulátorem PPSP (kmitavý průběh y)

Na obr. 22 jsou znázorněny průběhy regulačního pochodu pro řízení stabilní kmitavé soustavy G_2 a na obr. 23 je uvedeno rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu, kdy charakteristický polynom (4.11) byl experimentálním způsobem zvolen ve tvaru

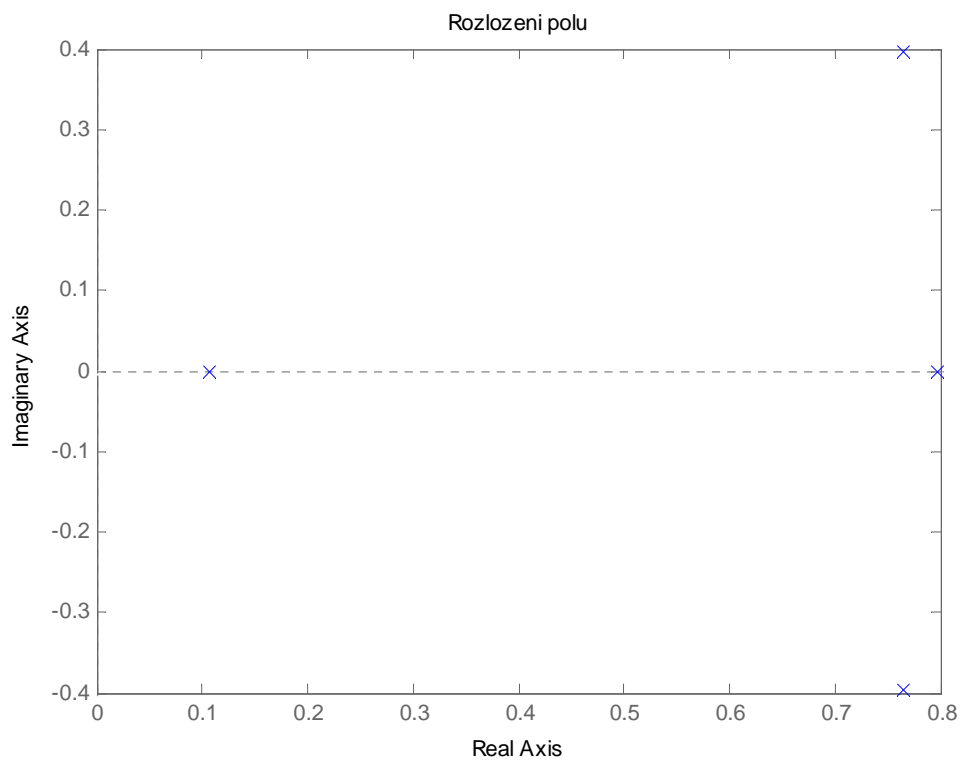
$$D(z^{-1}) = 1 - 2.3562z^{-1} + 2.1619z^{-2} - 0.8520z^{-3} + 0.1160z^{-4} \quad (5.8)$$

Z obr. 22 je zřejmé, že při skokové změně žádané hodnoty regulované veličiny w regulovaná veličina y zakmitne, proto bylo experimentálním způsobem navrženo rozmístění pólů podle obr. 24, kdy charakteristický polynom (4.11) je ve tvaru

$$D(z^{-1}) = 1 - 2.4341z^{-1} + 2.2106z^{-2} - 0.8019z^{-3} + 0.0638z^{-4} \quad (5.9)$$

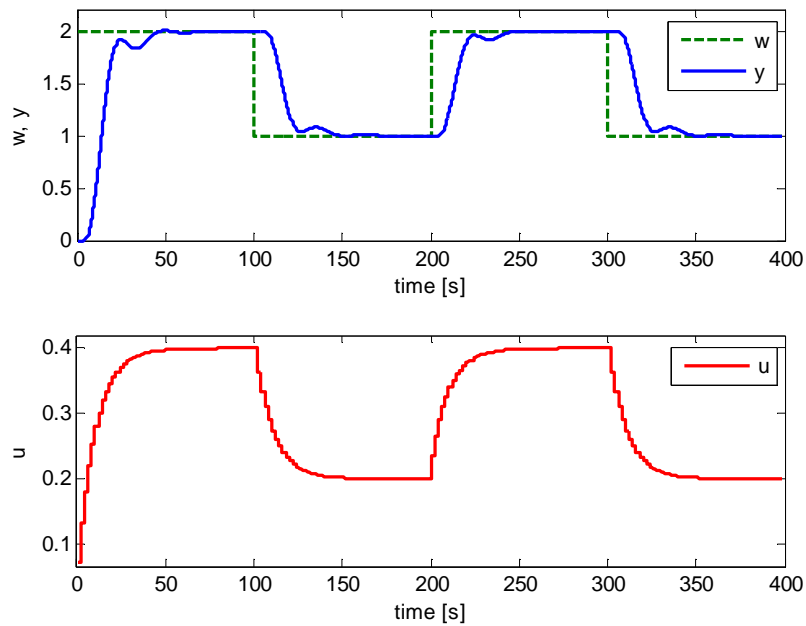


Obr. 23. Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu při řízení soustavy G_2 pro kmitavý průběh y (viz obr. 22)



Obr. 24. Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu při řízení soustavy G_2 pro nekmitavý průběh y (viz obr. 25)

Z obr. 25 je zřejmé, že rozložení pólů na obr. 24 potlačí překmit y při skokové změně w .

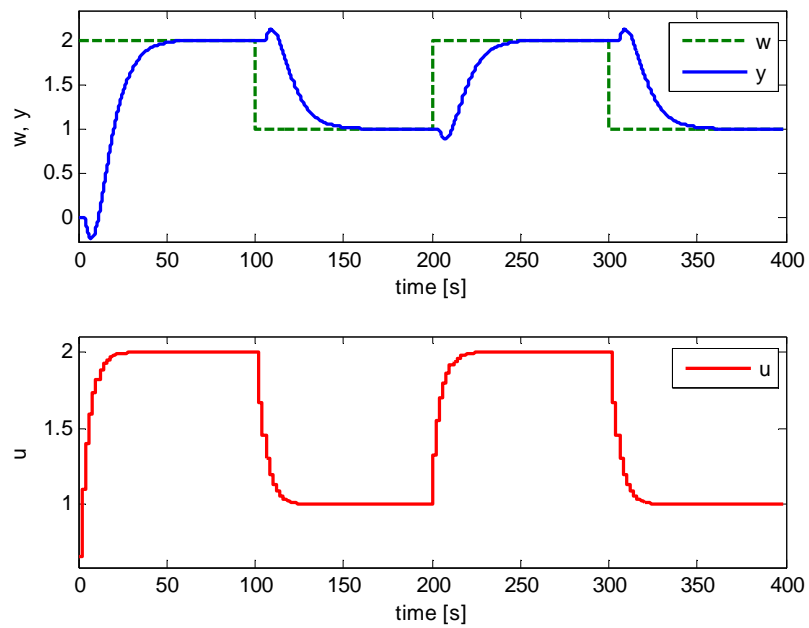


Obr. 25. Simulační ověření stabilní kmitavé soustavy G_2 s regulátorem PPSP (nekmitavý průběh y)

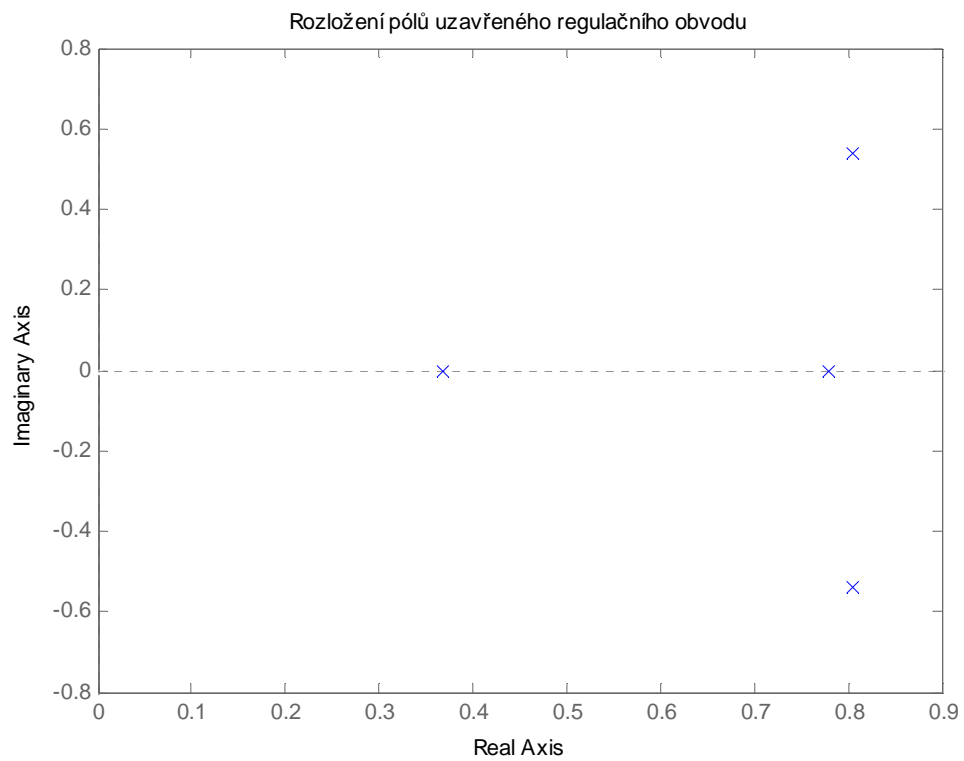
Na obr. 26 je znázorněn průběh regulačního pochodu pro řízení stabilní nekmitavé soustavy G_3 s neminimální fází a na obr. 27 je uvedeno rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu, kdy charakteristický polynom (4.11) byl experimentálním způsobem zvolen ve tvaru

$$D(z^{-1}) = 1 - 2.7555z^{-1} + 3.0698z^{-2} - 1.5371z^{-3} + 0.2689z^{-4} \quad (5.10)$$

Podkmit v počáteční fázi řízení regulované veličiny y na obr. 26 je typickou vlastností neminimálně fázových soustav.



Obr. 26. Simulační ověření stabilní nekmitavé soustavy G_3 s neminimální fází s regulátorem PPSP



Obr. 27. Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu při řízení soustavy G_3 s neminimální fází

Podrobnější diskuse simulačního ověřování obou diskrétních Smithových prediktorů je náplní kapitoly 6.

6 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ SIMULAČNÍHO OVĚŘENÍ

Z výsledků simulačního ověřování je zřejmé, že oba typy diskrétních SP jsou vhodné pro řízení stabilních systémů s minimální i neminimální fází včetně kmitavých. Při řízení nestabilních systémů a systémů s integračním členem je uzavřený regulační obvod nestabilní.

Z porovnání regulátorů PIDSP a PPSP vyplývají výhody i nevýhody jednotlivých přístupů.

Dynamické vlastnosti PIDSP:

- Řídicí algoritmus je velmi jednoduchý, k seřízení regulačního obvodu slouží pouze dva volné parametry, volba vhodné periody vzorkování T_0 a časové konstanty T_m .
- Doba regulace je poměrně krátká, poněkud horší kvalita řízení se projeví u procesů s neminimální fází.
- Regulovaná veličina má velmi dobrý průběh (bez překmitu) při řízení kmitavé soustavy. V případě simulované kmitavé soustavy byl zvolen koeficient tlumení $\zeta = 0.3$, tzn., že první překmit je 37.23% ustálené hodnoty $y(\infty)$.
- Nevýhodou tohoto přístupu je poměrně velký překmit (respektive podkmit) akční veličiny u při skokové změně žádané hodnoty w při řízení všech simulovaných soustav. Z této skutečnosti plyne, že praktická implementace tohoto regulátoru je vhodná pouze pro akční členy, jejichž pohony neobsahují mechanické prvky (např. hydraulické nebo pneumatické). Můžeme je ale použít pro pohony založené na elektrickém nebo elektronickém principu.

Dynamické vlastnosti PPSP:

- Řídicí algoritmus je rovněž poměrně jednoduchý. Pro syntézu řízení modelu druhého řádu není třeba používat numerické metody, regulátor lze snadno odvodit analytickým způsobem řešení polynomiálních Diofantických rovnic.
- Návrh regulátoru vyžaduje volbu čtyř vhodných pólů charakteristického polynomu, což může působit v průmyslové praxi potíže, rovněž je třeba zvolit vhodnou periodu vzorkování T_0 .

- Doba regulace je poměrně delší než u regulátoru PIDSP, avšak průběh akční veličiny je podstatně příznivější. Akční veličina u ani v jednom případě nezakmitla při změně žádané hodnoty w . Jedná se o tzv. „opatrný“ regulátor, který lze vhodně experimentálně naladit volbou vhodných pólů charakteristického polynomu. Z tohoto důvodu je možné jej použít pro jakékoliv pohony akčního členu.
- Vliv umístění pólů je zřejmý z obr. 20, 22, 25 a 26, kdy vhodnou volbou pólů lze dosáhnout toho, aby regulovaná veličina kmitavé soustavy y v počáteční fázi nepřekmitla přes žádanou hodnotu w .

V příspěvku [20] byl simulačně ověřen i lineární kvadratický (LQ) regulátor založený na algebraickém přístupu. Pro návrh tohoto regulátoru byla použita pro minimalizaci kvadratického kritéria spektrální faktorizace. Algoritmus pro řízení procesu popsaného modelem druhého řádu je uveden v [15]. Použití tohoto LQSP regulátoru však nevedlo ke zcela uspokojivým výsledkům. Tento regulátor je vhodný pouze pro řízení minimálně fázových procesů. I když jeho použití vedlo na dobré průběhy regulované veličin y , akční veličina u při startu řízení tlumeně zakmitala. Při řízení neminimálně fázového procesu byl uzavřený regulační obvod nestabilní. Horší dynamické vlastnosti LQSP jsou zřejmě způsobeny skutečností, že byla penalizována v kvadratickém kritériu pouze absolutní hodnota akční veličiny u a ne její odchylka Δu . Při penalizaci odchylky Δu by se musel řešit návrh regulátoru numericky.

Z výše uvedeného je zřejmé, že diskrétní regulátory PIDSP i PPSP jsou vhodné pro řízení lineárních stabilních procesů a pro svoji poměrnou jednoduchost by bylo vhodné je ověřit při řízení procesů v reálném čase v laboratorních podmínkách.

ZÁVĚR

Cílem diplomové práce bylo navrhnout a ověřit vhodné číslicové regulátory pro řízení procesů s dopravním zpožděním. Dopravní zpoždění se vyskytuje nejen v řadě průmyslových procesů, ale i v jiných odvětvích včetně ekonomických a biologických systémů. Dopravní zpoždění je obvykle způsobeno následujícími příčinami:

- potřebným časem pro přenos hmoty, energie nebo informace,
- akumulací časového zpoždění ve větším množství sériově zapojených systémů nižšího řádu,
- nutným časem pro přenos informace mezi senzory a regulátory včetně času pro výpočet akčního zásahu v případě komplikovanějších řídicích algoritmů.

Procesy s významným dopravním zpožděním je obtížné řídit prostřednictvím standardních zpětnovazebních regulátorů. S ohledem na historický vývoj se uplatnily pro řízení těchto procesů nejvíce PID regulátory a kompenzátory dopravního zpoždění. V současné době jsou rovněž využívány prediktivní řídicí techniky založené na vhodných modelech procesů. Prediktivní strategie se využívá v případě, je-li požadována vysoká kvalita řízení, nebo když je dopravní zpoždění poměrně velké.

První algoritmus pro kompenzaci dopravního zpoždění navrhl O. Smith v roce 1957. Tento řídicí algoritmus je známý pod jménem Smithův prediktor. Jedná se v podstatě o první prediktivní algoritmus založený na modelu procesu.

První Smithův prediktor a jeho další modifikace byly odvozeny pro spojitě (analogové) regulátory. Teprve s rozvojem výpočetní číslicové techniky bylo možné tyto regulátory navrhovat v číslicové (diskrétní) formě, kterou lze poté implementovat v průmyslové praxi.

Diplomová práce pojednává o dvou přístupech pro návrh diskrétního Smithova prediktoru. První regulátor, který byl převzat z citovaných publikací, využívá pro návrh Smithova prediktoru diskrétní PID regulátor, druhý regulátor využívá algebraickou teorii řízení. Byl navržen regulátor se dvěma stupni volnosti založený na metodě přiřazení pólů. Oba regulátory byly implementovány v programovém prostředí MATLAB/SIMULINK a simulačně ověřeny pro řízení tří procesů s dopravním zpožděním. Výhody a nevýhody jednotlivých regulátorů jsou diskutovány v závěru diplomové práce. Z vyhodnocení výsledků vyplynulo, že oba typy regulátorů jsou vhodné pro řízení stabilních procesů,

včetně kmitavých a s neminimální fází. Rovněž je možno jimi řídit procesy vyšších řádů, které se dají aproximovat modelem druhého řádu s několika kroky dopravního zpoždění, čímž se značně zjednoduší syntéza řízení.

Poněvadž navržené regulátory jsou odvozeny ve tvaru analytických vztahů, které nepotřebují numerické výpočty, jsou připraveny pro aplikaci k řízení vhodného laboratorního modelu v reálném čase. Rovněž by bylo zajímavé aplikovat pro řízení procesů s dopravním zpožděním prediktivní řízení (Model Predictive Control - MPC).

ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ

The aim of the thesis was to design and verify appropriate digital controllers for time-delay process control. Time delays appear not only in many processes in industry but also in other fields including economic and biological systems. Time-delay is usually caused by one or more of the following phenomena:

- the time needed to transport mass, energy or information,
- the accumulation of time lags in a large number of low order system connected in series,
- the required processing time between sensors and controllers, including the time needed to implement a complicated control algorithm or process.

Processes with significant time-delay are difficult to control using standard feedback controllers. In the past PID controllers and time-delay compensators were usually applied for control of these processes. Nowadays, predictive control strategies based on an appropriate model of the process are used. A predictive control strategy is used when a high performance of the control process is required or when the time-delay is very large.

The first time-delay compensation algorithm was proposed by O. Smith in 1957. This control algorithm is known as the Smith Predictor. It can be considered as the first model predictive algorithm.

The first Smith predictor and its later modifications were, of course, proposed for continuous-time (analogue) controllers. Only with the development of digital techniques was it possible to design these controllers in digital (discrete) applications that can be used in industrial practice.

This thesis deals with two approaches for a discrete Smith predictor application. The first predictor, which was taken from cited publications, uses a discrete PID controller for a Smith predictor application. The second one uses algebraic control theory. A controller was designed with two degrees of freedom (2DOF) based on the method of pole placement. Both controllers were implemented in the programming environment MATLAB/SIMULINK and were verified by simulation for control of three processes with time-delay. The pros and cons of each controller are discussed in the final section of the thesis. The results showed that both types of controllers are suitable for stable process

control, including oscillatory processes and those with non-minimum phase. It is also possible to use them for control the processes with higher orders that can be approximated with a model from second order with several steps of time-delay. This will significantly simplify the synthesis procedure.

Whereas the designed controllers are derived in the form of an analytic relationship that doesn't need numerical calculations, they are ready for an application for control of suitable laboratory model in real time. It would be also interesting to apply the predictive control (Model Predictive Control – MPC) to process control with time-delay.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BALÁTĚ, J. Automatické řízení. Praha: Nakladatelství BEN-technická literatura, 2003. ISBN 80-7300-020-2.
- [2] VÍTEČKOVÁ, M. - VÍTEČEK, A. Základy automatické regulace. 2. vyd. Ostrava: VŠB - TU, 2008.
- [3] ŠULC, M. - VÍTEČKOVÁ, M. Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004, ISBN 80-01-03007-5.
- [4] VAVRUŠA, S. Řízení spojitych systémů s dopravním zpožděním různými metodami. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Disertační práce 2006.
- [5] KUČERA, M. - SCHLEGEL, M. Regulátor systémů s dopravním zpožděním. Automatizace. Únor 2009, roč. č. 2, s. 90 - 92, ISSN 1210-9592.
- [6] SCHLEGEL, M. - VEČEREK, O. Regulátory pro systémy s velkým dopravním zpožděním. Automa, roč. č. 12, 2001, ISSN 1210-9592.
- [7] KRKOŠKA, K. Řízení dynamických systémů s dopravním zpožděním. Ostrava: VŠB - TU, Diplomová práce, 2000.
- [8] ZÍTEK, P. - VÍTEČEK, A. Návrh řízení podsystémů se zpožděními a nelinearitami. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999, ISBN 80-01-01939-X.
- [9] SMITH, O. J. Closed control of loops, Chem. Eng. Progress, 53, 1957, 217-219.
- [10] SMITH, O. J. Feedback Control Systems. New York, McGraw-Hill, 1958.
- [11] HUSÁK, F. Řízení systémů s dopravním zpožděním s využitím modifikovaných Smithových predátorů. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Diplomová práce 2006.
- [12] MAJHI, S. - ATHERTON, D. P. Modified Smith predictor and controller for processes with time delay, (1999). IEE Proceedings, 146, pp. 359-366.
- [13] LIU, T. - CAI, Y. Z. - GU, D. Y. - ZHANG, W. D. New modified Smith predictor scheme for integrating and unstable processes with time delay, (2005). IEE Proceedings, 152, pp. 238-246.
- [14] VÍTEČKOVÁ, M. - VÍTEČEK, A. Metoda násobného dominantního pólu pro regulátory se dvěma stupni volnosti a proporcionální soustavy s dopravním zpožděním. In: International Conference CYBERNETICS AND INFORMATICS, Vyšná Boca, Slovak Republic, 2010.
- [15] BOBÁL, V. Adaptivní a prediktivní řízení. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Akademické centrum, 2009, ISBN 978-80-7318-662-3.
- [16] DAHLIN, D. B. Designing and tuning digital controllers, Inst. Control Systems, 42, 1968, 77-73.

- [17] HANG, C. C. - LEE, T. H. - HO, W. K. Adaptive Control, Instrument Society of America. 1993, ISBN 1-55617-477-2.
- [18] NORMEY- RICO, E. J. - CAMACHO, E. F. Control of Dead- time Processes. London: Springer- Veriag, 2007, ISBN 978-1-84628.
- [19] GUO, S. M. - WANG, W. - SHIEH, L. S. Discretisation of two degree- of- freedom controller and system with state, and output delays, IEE Proceedings. Control Theory and Applications, vol 147, No. 1, 2000, 87 - 96, ISSN 1751-8644.
- [20] BOBÁL, V. - MATUŠŮ, R. - DOSTÁL, P. Digital Smith Predictors – Design and Simulation Study. In: Proc. of the 25th European Conference on Modelling and Simulation, Krakow, Poland, 2011 (accepted).
- [21] BOBÁL, V. - CHALUPA, P. - DOSTÁL, P. - BRÁZDIL, M. Digital Self-tuning Smith Predictor Based on Pole Assignment Approach. In: 18th International Conference on Process Control, 2011, Štrbské Pleso, Slovakia, 2011, (accepted).
- [22] BOBÁL, V. - CHALUPA, P. - DOSTÁL, P. - NOVÁK, J. Design and Simulation Verification of Digital Self-tuning Smith Predictors, In: Proc. of the 19th IASTED Int. Conference, Applied Simulation and Modelling, Crete, Greece, 2011 (accepted).

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Schéma systému s dopravním zpožděním	13
Obr. 2. Vliv dopravního zpoždění na přechodovou charakteristiku	14
Obr. 3. Vliv dopravního zpoždění na frekvenční charakteristiku	15
Obr. 4. Blokové schéma Smithova prediktoru	20
Obr. 5. Modifikace Smithova prediktoru podle Vítečkové	22
Obr. 6. Schéma zpětnovazebního regulačního obvodu	23
Obr. 7. Blokové schéma diskrétního regulačního obvodu	30
Obr. 8. Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem se dvěma stupni volnosti	38
Obr. 9. Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem s jedním stupněm volnosti ..	39
Obr. 10. Blokové schéma digitálního Smithova prediktoru	43
Obr. 11. Blokové schéma regulačního obvodu s 2DOF regulátorem	45
Obr. 12. Přechodová charakteristika zvolené stabilní nekmitavé soustavy G_1 s minimální fází	49
Obr. 13. Přechodová charakteristika zvolené stabilní kmitavé soustavy G_2	50
Obr. 14. Přechodová charakteristika zvolené stabilní nekmitavé soustavy G_3 s neminimální fází	51
Obr. 15. Simulinkové schéma regulačního obvodu s PIDSP regulátorem	52
Obr. 16. Simulační ověření stabilní nekmitavé soustavy G_1 s minimální fází s regulátorem PIDSP	52
Obr. 17. Simulační ověření stabilní kmitavé soustavy G_2 s regulátorem PIDSP	53
Obr. 18. Simulační ověření stabilní nekmitavé soustavy G_3 s neminimální fází s regulátorem PIDSP	53
Obr. 19. Simulinkové schéma regulačního obvodu s PPSP regulátorem	54
Obr. 20. Simulační ověření stabilní nekmitavé soustavy G_1 s minimální fází s regulátorem PPSP	55

Obr. 21. Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu při řízení soustavy G_1	55
Obr. 22. Simulační ověření stabilní kmitavé soustavy G_2 s regulátorem PPSP (kmitavý průběh y)	56
Obr. 23. Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu při řízení soustavy G_2 pro kmitavý průběh y	57
Obr. 24. Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu při řízení soustavy G_2 pro nekmitavý průběh y	57
Obr. 25. Simulační ověření stabilní kmitavé soustavy G_2 s regulátorem PPSP (nekmitavý průběh y)	58
Obr. 26. Simulační ověření stabilní nekmitavé soustavy G_3 s neminimální fází s regulátorem PPSP	59
Obr. 27. Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu při řízení soustavy G_3 s neminimální fází	59

SEZNAM TABULEK

Tab. 1. Přenosy konvenčních regulátorů.....	23
Tab. 2. Závislost koeficientů α a β na relativním překmitu.....	24
Tab. 3. Doporučené typy regulátorů a hodnoty stavitelných parametrů pro metodu požadovaného modelu	25

SEZNAM PŘÍLOH

- P I m-file Metoda_nejmensich_ctvercu
- P II m-file Vypocet_Smith_PID_min_faze
- P III m-file Vypocet_Smith_PID_kmit_soustava
- P IV m-file Vypocet_Smith_PID_nemin_faze
- P V Simulacni_schema_Smith_PID
- P VI m-file Vypocet_PP_2dof_min_faze_analyticky
- P VII m-file Vypocet_PP_2dof_min_faze
- P VIII m-file Vypocet_PP_2dof_kmit_soustava
- P IX m-file Vypocet_PP_2dof_nemin_faze
- P X Simulacni_schema_PP_2dof
- P XI CD-ROM obsahující všechny soubory týkající se práce

PŘÍLOHA P I: METODA_NEJMENSICH_CTVERCU

```
%Metoda nejmensich ctvercu - model 2. radu s dopravnim zpozdenim
%Model  $5e^{-4s}/(16s^2 + 10s + 1)$ 
%n=2,d=2

T0=2; %Perioda vzorkovani

sim identifikace_2r2dz.mdl

N=length(u); %Pocet namerenych dat

%Sloupce matice F
y1=-y(4:N-1);
y2=-y(3:N-2);
u1=u(2:N-3);
u2=u(1:N-4);

%Vektor y
yp=y(5:N);

%Matice F
F=[y1, y2, u1, u2];

%Vektor odhadu parametru modelu
theta=inv(F'*F)*F'*yp

a1=theta(1)
a2=theta(2)
b1=theta(3)
b2=theta(4)

%Zesileni modelu
kz=(b1+b2)/(1+a1+a2)

%Prepocet parametru spojiteho procesu na diskretni odhady
[b,a]=c2dm([5],[16,10,1],2)
```

PŘÍLOHA P II: VYPOCET_SMITH_PID_MIN_FAZE

```
% *** Smithuv prediktor - PID ***
% Spojita soustava G(s) = 5e^-4s/(16s^2 + 10s + 1)
% Stabilni s minimalni fazi
% T0 - perioda vzorkovani
% Tm - pozadovana casova konstanta
% d - pocet kroku dopravního zpozděni
% bc1,bc0, ac1, ac2 - koeficienty spojitého modelu
% a1, a2, b1, b2 - koeficienty diskretního modelu

T0=2; Tm=5; d=2;
bc1=0;bc0=5; ac2=16;ac1=10;

[cit,jm]=c2dm([5],[16,10,1],T0) %prevod spojitého modelu na diskretni

b1=cit(2);
b2=cit(3);
a1=jm(2);
a2=jm(3);
% Vypocet parametru PID regulatoru
p=exp(-T0/Tm);
q0=(1-p)/(b1+b2);
q1=a1*q0;
q2=a2*q0;
% Koeficienty char. polynomu
ap4=1
ap3=a1-1+b1*q0
ap2=a2-a1+b2*q0+b1*q1
ap1=-a2+b2*q1+b1*q2
ap0=b2*q2

% Poly polynomu
pol=[1 ap3 ap2 ap1 ap0]
roots(pol)

% Rozloženi polu
nul=[2]
pol=[1 ap3 ap2 ap1 ap0]
pzmapp(nul,pol);
title('Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu')
```

PŘÍLOHA P III: VYPOCET_SMITH_PID_KMIT_SOUSTAVA

```
% *** Smithuv prediktor - PID ***
% Spojita soustava G(s) = (5e^-4s)/(16s^2 + 2.4 s + 1)
% Kmitava s minimalni fazi
% T0 - perioda vzorkovani
% Tm - pozadovana casova konstanta
% d - pocet kroku dopravního zpozděni
% bc1,bc0, ac1, ac2 - koeficienty spojitého modelu
% a1, a2, b1, b2 - koeficienty diskretního modelu
T0=2; Tm=5; d=2;
bc1=0;bc0=5; ac2=16;ac1=2.4;
[cit,jm]=c2dm([5],[16,2.4,1],T0) %prevod spojitého modelu na diskretni

b1=cit(2);
b2=cit(3);
a1=jm(2);
a2=jm(3);

% Vypocet parametru PID regulatoru
p=exp(-T0/Tm);
q0=(1-p)/(b1+b2);
q1=a1*q0;
q2=a2*q0;
% Koeficienty char. polynomu

ap4=1
ap3=a1-1+b1*q0
ap2=a2-a1+b2*q0+b1*q1
ap1=-a2+b2*q1+b1*q2
ap0=b2*q2

% Poly polynomu
pol=[1 ap3 ap2 ap1 ap0]
roots(pol)

% Rozloženi polu
nul=[2]
pol=[1 ap3 ap2 ap1 ap0]
pzmap(nul,pol);
title('Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu')
```

PŘÍLOHA P IV: VYPOCET_SMITH_PID_NEMIN_FAZE

```
% *** Smithuv prediktor - PID ***
% Spojita soustava G(s) = (-5*s^2)*e^-4s/(8s + 1)(2s+1)
% Nekmitava s neminimální fází
% T0 - perioda vzorkování
% Tm - požadovaná časová konstanta
% d - počet kroku dopravního zpoždění
% bc0, ac1, ac2 - koeficienty spojitého modelu
% a1, a2, b1, b2 - koeficienty diskretního modelu

T0=2; Tm=5; d=2;
bc1=-5;bc0=1; ac2=16;ac1=10;
[ci1,jm]=c2dm([-5,1],[16,10,1],T0);

% Koeficienty diskretního modelu
b1=ci1(2)
b2=ci1(3)
a1=jm(2)
a2=jm(3)
% Vypočet parametru PID regulátoru
p=exp(-T0/Tm);
q0=(1-p)/(b1+b2);
q1=a1*q0;
q2=a2*q0;
% Koeficienty char. polynomu
ap4=1
ap3=a1-1+b1*q0
ap2=a2-a1+b2*q0+b1*q1
ap1=-a2+b2*q1+b1*q2
ap0=b2*q2

% Poly polynomu
pol=[1 ap3 ap2 ap1 ap0]
roots(pol)

% Rozložení polu
nul=[2]
pol=[1 ap3 ap2 ap1 ap0]
pzmap(nul,pol);
title('Rozložení pólů uzavřeného regulačního obvodu')
```

PŘÍLOHA P VI: VYPOCET_PP_2DOF_MIN_FAZE_ANALYTICKY

```
% *** Prirazeni polu - 2 DOF ***
% Vypocet parametru regulatoru PP, minimalni faze ***
% Spojita soustava G(s) = 5/(8s + 1)(2s+1)

clear;
clc;

T0=2; Tm=5; d=2;
bc1=0;bc0=5; ac2=16;ac1=10;           %Spojite parametry procesu
[cit,jm]=c2dm([5],[16,10,1],T0)

% Diskretni parametry procesu
b1=cit(2);
b2=cit(3);
a1=jm(2);
a2=jm(3);

% Parametry charakteristickeho polynomu D(z^1)
d1=-1.9481;
d2=1.3366;
d3=-0.3799;
d4=0.0376;

% Pomocne promenne
x1=d1+1-a1; x2=d2+a1-a2; x3=d3+a2; x4=d4;

r1=(b1+b2)*(a1*b1*b2-a2*b1^2-b2^2); r2=x1*(b1+b2)*(a1*b2-a2*b1);
r3=b1^2*x4-b2*(b1*x3-b2*(x1+x2)); r4=a1*(b1^2*x4+b2^2*x1-b1*b2*(x2+x3));
r5=(b1+b2)*(a2*(b1*x2-b2*x1)-b1*x4+b2*x3);
r6=b1*(b1^2*x4-b1*b2*x3+b2^2*x2)-b2^3*x1;

% Vypocet parametru zpetnovazebniho regulatoru
p1=r6/r1;
q0=(r2-r3)/r1;
q1=-(r4+r5)/r1;
q2=(d4+p1*a2)/b2;

%Vypocet parametru primovazebniho regulatoru
r0=(1+d1+d2+d3+d4)/(b1+b2);
```

PŘÍLOHA P VII: VYPOCET_PP_2DOF_MIN_FAZE

```
% *** Prirazeni polu - 2 DOF ***
% Vypocet parametru regulatoru PP, minimalni faze ***
% Spojita soustava G(s) = 5/(8s + 1)(2s+1)
clear;
clc;
T0=2; Tm=5; d=2;
bc1=0;bc0=5; ac2=16;ac1=10;           %Spojite parametry procesu
[cit,jm]=c2dm([5],[16,10,1],T0)

% Diskretni parametry procesu
b1=cit(2);
b2=cit(3);
a1=jm(2);
a2=jm(3);

% Parametry charakteristickeho polynomu D(z^1)
d1=-1.9481;
d2=1.3366;
d3=-0.3799;
d4=0.0376;

x1=d1+1-a1; x2=d2+a1-a2; x3=d3+a2; x4=d4; %pomocne promenne

%Vypocet parametru zpetnovazebniho regulatoru
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);

%Vypocet parametru primovazebniho regulatoru
r0=(1+d1+d2+d3+d4)/(b1+b2);
```

PŘÍLOHA P VIII: VYPOCET_PP_2DOF_KMIT_SOUSTAVA

```
% *** Prirazeni polu - 2 DOF ***
% Vypocet parametru regulatoru PP, kmitavy proces
% Spojita soustava G(s) =5/(16s^2+2.4s+1)
clear;
clc;
T0=2; Tm=5; d=2;
bc1=0;bc0=5; ac2=16;ac1=2.4;           %Spojite parametry procesu
[ci,jm]=c2dm([5],[16,2.4,1],T0)
% Diskretni parametry procesu
b1=ci(2);
b2=ci(3);
a1=jm(2);
a2=jm(3);
% Parametry charakteristickeho polynomu D(z^1)
% Tm=5, rychlejsi prubeh regulovane veliciny s prekmitem
d1=-2.3562;
d2=2.1619;
d3=-0.8520;
d4=0.1160;
% Tm=10, pomalejsi prubeh regulovane veliciny bez prekmitu
%d1=-2.4341;
%d2=2.2106;
%d3=-0.8019;
%d4=0.0638;
x1=d1+1-a1; x2=d2+a1-a2; x3=d3+a2; x4=d4; %pomocne promenne
% Vypocet parametru zpetnovazebniho regulatoru
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);
% Vypocet parametru primovazebniho regulatoru
r0=(1+d1+d2+d3+d4)/(b1+b2);
```

PŘÍLOHA P IX: VYPOCET_PP_2DOF_NEMIN_FAZE

```
% *** Prirazeni polu - 2 DOF ***
% Vypocet parametru regulatoru PP, neminimalni faze
% Spojita soustava  $G(s) = (-5s+1)/(8s + 1)(2s+1)$ 
clear;
clc;

T0=2; Tm=5; d=2;
bc1=-5;bc0=1; ac2=16;ac1=10;           %Spojite parametry procesu
[cit,jm]=c2dm([-5,1],[16,10,1],T0)

% Diskretni parametry procesu
b1=cit(2);
b2=cit(3);
a1=jm(2);
a2=jm(3);

% Parametry charakteristickeho polynomu  $D(z^1)$ 
d1=-2.7555;
d2=3.0698;
d3=-1.5371;
d4=0.2689;

x1=d1+1-a1; x2=d2+a1-a2; x3=d3+a2; x4=d4; %pomocne promenne

%Vypocet parametru zpetnovazebniho regulatoru
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);

%Vypocet parametru primovazebniho regulatoru
r0=(1+d1+d2+d3+d4)/(b1+b2);
```