

Řízení systémů s dopravním zpožděním s využitím modifikovaných Smithových prediktorů

Bc. Filip Husák

Diplomová práce
2006



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Filip HUSÁK**
Studijní program: **N 2807 Chemické a procesní inženýrství**
Studijní obor: **Automatizace a řídicí technika**

Téma práce: **Řízení systémů s dopravním zpožděním s využitím modifikovaných Smithových prediktorů**

Zásady pro vypracování:

- 1. Zhodnoťte vliv dopravního zpoždění na vlastnosti řízeného procesu v časové a frekvenční oblasti.**
- 2. Popište klasický Smithův prediktor (ideální i reálný).**
- 3. Popište modifikované Smithovy prediktory podle Vítečkové, Majhiho a Liua a uveďte vztahy pro výpočet parametrů jejich prvků.**
- 4. Ověřte simulacemi na zvoleném modelu systému s dopravním zpožděním řízení pomocí jednotlivých prediktorů a porovnejte výsledky.**

Rozsah práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:

- [1] Vítěčková, M.: Application of modified Smith controller for processes with dead time. Sborník vědeckých prací VŠB-TU Ostrava, č.2, řada strojní, 1999, 95-101.
- [2] Majhi, S., Atherton, D.P.: Modified Smith predictor and controller for processes with time delay. IEE Proceedings Control Theory & Applications., 146, 1999, 359-366.
- [3] Kaya, I.: Obtaining controller parameters for a new PI-PD Smith predictor using autotuning. J. Process Control, 2003, 465-472.
- [4] Liu, T., Cai, Y.Z., Gu, D.Y., Zhang, W.D.: New modified Smith predictor scheme for integrating and unstable processes with time delay. IEE Proceedings Control Theory & Applications, 152, No.2, 2005, 238-246.

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Petr Dostál, CSc.**
Ústav řízení procesů

Datum zadání diplomové práce: **14. února 2006**

Termín odevzdání diplomové práce: **26. května 2006**

Ve Zlíně dne 25. února 2006

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
pověřený děkan



prof. Ing. Petr Dostál, CSc.
ředitel ústavu

ABSTRAKT

Tato diplomová práce se zabývá řízením systémů s dopravním zpožděním. Je analyzován vliv dopravního zpoždění na řízený systém. Je popsáno řízení za pomoci regulátoru neberoucího v úvahu přítomnost dopravního zpoždění a zkoumá se vliv jeho změny na kvalitu řízení.

Z různých možností účinného řízení systémů s dopravním zpožděním je vybrán způsob založený na aplikaci Smithova prediktoru a jeho modifikací. Nejprve je popsán klasický Smithův prediktor jako účinný kompenzátor dopravního zpoždění pro stabilní systémy. Těžištěm práce je pak popis tří novějších modifikací Smithova prediktoru, které mohou být použity také pro řízení systémů s dopravním zpožděním nestabilních a integračních. Výsledky řízení dosažené pomocí uvažovaných metod jsou porovnána na modelech vybraných systémů.

V práci jsou uvedena obecná odvození vztahů pro výpočet regulátorů v použitých konfiguracích systému řízení. Práce je doplněna o schémata a simulace provedené na konkrétních modelech systémů. Všechny simulace byly provedeny v programovém prostředí MATLAB-Simulink[®].

V závěru je provedeno zhodnocení výsledků a jejich rozbor z hlediska kvality řízení.

Klíčová slova: Dopravní zpoždění, Smithův prediktor, modifikovaný Smithův prediktor.

ABSTRACT

This thesis covers the subject of the influence of time-delay on the control system. It is described how the system is controlled with the help of a regulator not taking into account the presence of time-delay. In addition, the effect of a change of its time-constant on the control quality is investigated.

Further, the Smith's predictor is discussed as a useful compensator of time-delay. Especially three modifications of Smith's predictor are described and compared.

The work contains the outcome of discussed problems and also, schemes and results of simulation experiments performed on particular systems chosen by the supervisor of the bachelor's work. The experiments were carried out in MATLAB-Simulink[®] environment.

In conclusion, the relevant results are evaluated and analysis is performed from the point of control quality.

Keywords: Smith's predictor, time-delay, modified Smith's predictor

Chtěl bych poděkovat vedoucímu diplomové práce panu prof. Ing. Petru Dostálovi, CSc. za odborné školení, rady a připomínky, které mi poskytoval při řešení zadaných úloh.

OBSAH

ÚVOD.....	9
1 Vliv dopravního zpoždění na vlastnosti řízeného procesu	11
1.1 POJEM DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ	11
1.2 VLIV DZ NA SYSTÉM V ČASOVÉ OBLASTI	12
1.3 VLIV DZ NA SYSTÉM VE FREKVENČNÍ OBLASTI.....	14
1.4 VLIV DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ NA UZAVŘENÝ REGULAČNÍ OBVOD	17
1.5 NÁVRH REGULÁTORU PRO ŘÍZENÍ SYSTÉMU BEZ ZOHLEDNĚNÍ DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ	18
1.5.1 Návrh regulátoru pomocí polynomiální syntézy.....	18
1.5.2 Simulace řízení pro zvětšující se hodnotu konstanty dopravního zpoždění	22
1.5.3 Diskuse výsledků řízení	24
2 ŘÍZENÍ SYSTÉMU POMOCÍ REÁLNÉHO SMITHOVA PREDIKTORU	25
2.1 IDEÁLNÍ MODEL KOMPENZÁTORU.....	25
2.2 REÁLNÁ SITUACE	26
3 MODIFIKACE SMITHOVA PREDIKTORU PODLE MAJHIHO	29
3.1 ODVOZENÍ VZTAHŮ PRO VÝPOČET PARAMETRŮ REGULÁTORŮ G_C , G_{C1} , G_{C2}	30
3.1.1 Příklad nestabilního systému prvního řádu s dopravním zpožděním.....	30
3.1.2 Příklad integrujícího systému s dopravním zpožděním	32
3.1.3 Příklad nestabilního systému druhého řádu s dopravním zpožděním.....	33
3.2 SIMULAČNÍ ČÁST	35
3.3 DISKUZE VÝSLEDKŮ ŘÍZENÍ.....	38
4 MODIFIKACE SMITHOVA PREDIKTORU PODLE LIUA	39
4.1 VZTAHY PRO VÝPOČET PARAMETRŮ REGULÁTORŮ	39
4.1.1 Regulátor $K(s)$	40
4.1.2 Regulátor $G_C(s)$	41
4.1.3 Regulátor $F(s)$	41
4.2 SIMULAČNÍ ČÁST	44
4.3 DISKUZE VÝSLEDKŮ ŘÍZENÍ.....	46
5 MODIFIKACE SMITHOVA PREDIKTORU PODLE VÍTEČKOVÉ.....	47

5.1	ODVOZENÍ VZTAHŮ PRO VÝPOČET PARAMETRŮ MODIFIKOVANÉHO SMITHOVA REGULÁTORU PRO NEKMITAVÝ REGULAČNÍ POCHOD.....	49
5.2	ODVOZENÍ VZTAHŮ PRO VÝPOČET PARAMETRŮ MODIFIKOVANÉHO SMITHOVA REGULÁTORU PRO KMITAVÝ REGULAČNÍ POCHOD.....	51
5.3	SIMULAČNÍ ČÁST	55
5.4	DISKUZE VÝSLEDKŮ ŘÍZENÍ.....	57
6	OVĚŘENÍ A POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ ŘÍZENÍ	58
6.1	ŘÍZENÍ NESTABILNÍHO SYSTÉMU	58
6.1.1	Diskuze výsledků řízení	60
6.2	ŘÍZENÍ INTEGROUJÍCÍHO SYSTÉMU.....	60
6.2.1	Diskuze výsledků řízení	63
7	KRITICKÉ ZHODNOCENÍ EXPERIMENTŮ	64
	ZÁVĚR.....	65
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	67
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	68
	SEZNAM OBRÁZKŮ	70
	SEZNAM TABULEK.....	72
	SEZNAM PŘÍLOH.....	73

ÚVOD

Součástí dynamiky většiny technologických procesů je dopravní zpoždění. To nejčastěji vzniká jako důsledek transportních jevů, jež probíhají v řízených objektech. Takové zařízení nemůže být často řízeno za pomoci běžných metod návrhu regulátoru bez uvažování tohoto dopravního zpoždění [1].

Obecně tedy dopravní zpoždění působí negativně na vlastnosti řízeného systému a projevuje se jako zpoždění výstupního signálu vzhledem k časovému působení vstupu o hodnotu označovanou jako T_d . Tedy zjednodušeně můžeme říct, že při standardním zpětnovazebním řízení žene dopravní zpoždění systém do nestability.

Mezi velikostí dopravního zpoždění a nestabilitou systému platí přímá úměra (čím vyšší hodnota dopravního zpoždění, tím větší sklon k nestabilitě). Proto je kompenzace dopravního zpoždění nutná.

Dobře známým a velmi účinným prostředkem na kompenzaci dopravního zpoždění i pro systémy s vysokou hodnotou dopravního zpoždění je Smithův prediktor a jeho modifikované verze.

Cílem této diplomové práce je popis chování systému s dopravním zpožděním, zmapování vliv dopravního zpoždění na kvalitu řízení a jeho kompenzace pomocí Smithova prediktoru. Především jsou zde popsány jeho tři modifikované verze navržené různými autory (Majhi, Liu, Vítečková), jež byly publikovány odděleně. Proto je hlavním úkolem této práce předložit přehlednou studii těchto modifikací a usnadnit tak případnému čtenáři orientaci mezi nimi.

V první kapitole je rozebrán vliv dopravního zpoždění na klasický zpětnovazební regulační obvod na přechodovou a amplitudově-fázově frekvenční charakteristiku řízeného systému. Dále je zde navržen regulátor pro daný systém, který však nebere v úvahu přítomnost dopravního zpoždění. Nevhodná aplikace tohoto regulátoru je dokázána zvyšováním časové

konstanty dopravního zpoždění. V druhé kapitole je čtenář seznámen s reálným a ideálním provedením Smithova prediktoru. Následující tři hlavní kapitoly popisují jednotlivé modifikované verze Smithova prediktoru a to podle Majhiho, Liua a Vítěčkové. V závěru každé z těchto kapitol je místo pro simulační ověření dané modifikace na zvoleném systému.

Šestá část obsahuje porovnání výsledků regulačních pochodů všech tří modifikací i pro odlišné hodnoty časové konstanty dopravního zpoždění skutečného systému a jeho modelu. V závěru je provedeno kritické zhodnocení výsledků regulace z hlediska kvality řízení.

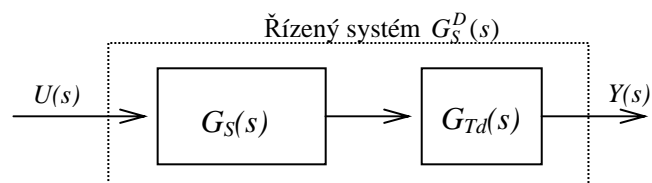
Struktura této diplomové práce není standardně členěna na studijní (teoretickou) část a na experimentální část. Jsou-li obě tyto části zastoupeny u daného problému (bodu zadání), pak experimentální oddíl (výpočty, návrhy, simulace) navazuje na teoretický základ, a to z důvodu návaznosti a čitelnosti mé práce.

1 VLIV DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ NA VLASTNOSTI ŘÍZENÉHO PROCESU

1.1 Pojem dopravního zpoždění

Pojmem zpoždění se obecně rozumí časové posunutí mezi určitou příčinou a jejím důsledkem. Řízení procesů vede na systémy se zpožděním, jestliže přenos informace, energie nebo hmoty mezi funkčními částmi procesu či řízeného objektu potřebuje ke svému uskutečnění dobu, která se podstatně uplatňuje v dynamice řízení.

Veškerý účinek různých zpoždění lze shrnout do jednoho bloku dopravního zpoždění G_{Td} , který je sériově spojen s modelem soustavy G_S tak jak vidíme na obrázku 1.



Obr. 1. Systém s dopravním zpožděním

V matematickém pojetí znamená zpoždění časové posunutí, a proto jsou obvyklým modelem systémů se zpožděním diferenciální rovnice s posunutím v argumentu. Chování systému s dopravním zpožděním, jehož výstupní signál je zpožděn vzhledem k časovému působení vstupního signálu, lze popsat diferenciální rovnicí:

$$\begin{aligned} y^{(n)}(t) + a_{n-1}y^{(n-1)}(t) + \dots + a_1y'(t) + a_0y(t) = \\ = b_m u^{(m)}(t - T_d) + \dots + b_1 u'(t - T_d) + b_0 u(t - T_d) \end{aligned} \quad (1)$$

kde a_i, b_i jsou konstantní koeficienty, T_d je dopravní zpoždění, $u(t - T_d)$ je vstupní veličina a $y(t)$ je výstupní veličina systému a kde platí nerovnost $m < n$.

V komplexní oblasti vypadá přenosová funkce systému s dopravním zpožděním z obr.1 následovně:

$$G_s^D(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = G_S(s)G_{T_d}(s) = \frac{b_ms^m + \dots + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0} e^{-T_d s} \quad (2)$$

kde polynom $a(s)$ je polynom monický (u nejvyšší mocniny s obsahuje jednotkový koeficient) a oba polynomy $b(s)$, $a(s)$ opět splňují podmínku $\deg b(s) < \deg a(s)$.

1.2 Vliv DZ na systém v časové oblasti

Přechodová charakteristika je grafickým vyjádřením přechodové funkce. Přičemž přechodová funkce je odezvou systému na jednotkový skok při nulových počátečních podmínkách [2].

Jednotkový – Heavisideův skok – obr.2 je definován vztahem

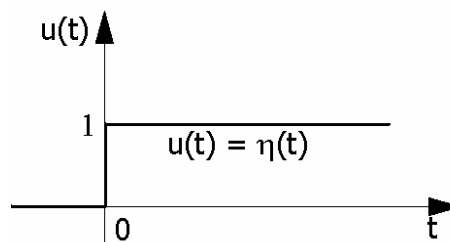
$$u(t) = \eta(t) = \begin{cases} 1 & \text{pro } t \geq 0 \\ 0 & \text{pro } t < 0 \end{cases} \quad (3)$$

Laplaceův obraz jednotkového skoku je

$$L\{\eta(t)\} = L\{1(t)\} = U(s) = \frac{1}{s} \quad (4)$$

Obraz přechodové funkce je

$$L\{h(t)\} = H(s) = G(s)U(s) = \frac{G(s)}{s} \quad (5)$$



Obr. 2. Jednotkový (Heavisideův) skok

Přechodová charakteristika konkrétního systému 2. řádu

Vliv dopravního zpoždění demonstruji na přechodové charakteristice systému 2. řádu o přenosu :

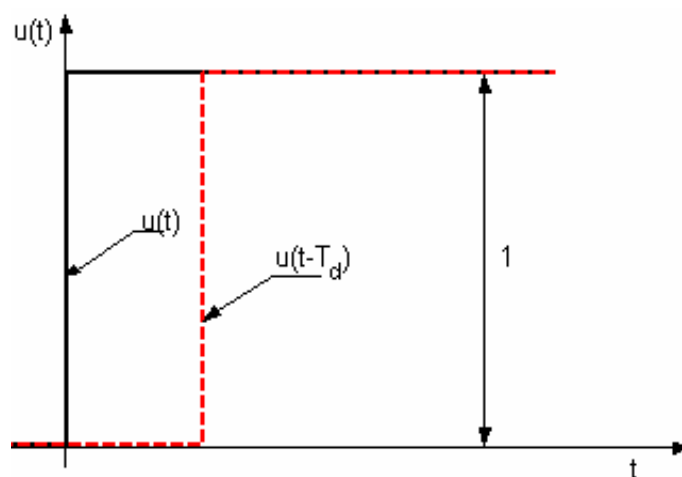
$$G_S(s) = \frac{1}{4s^2 + 4s + 1} \quad (6)$$

Při zavedení dopravního zpoždění do systému (6) bude jeho přenos vypadat takto:

$$G_S^D(s) = \frac{1}{4s^2 + 4s + 1} e^{-2s} \quad (7)$$

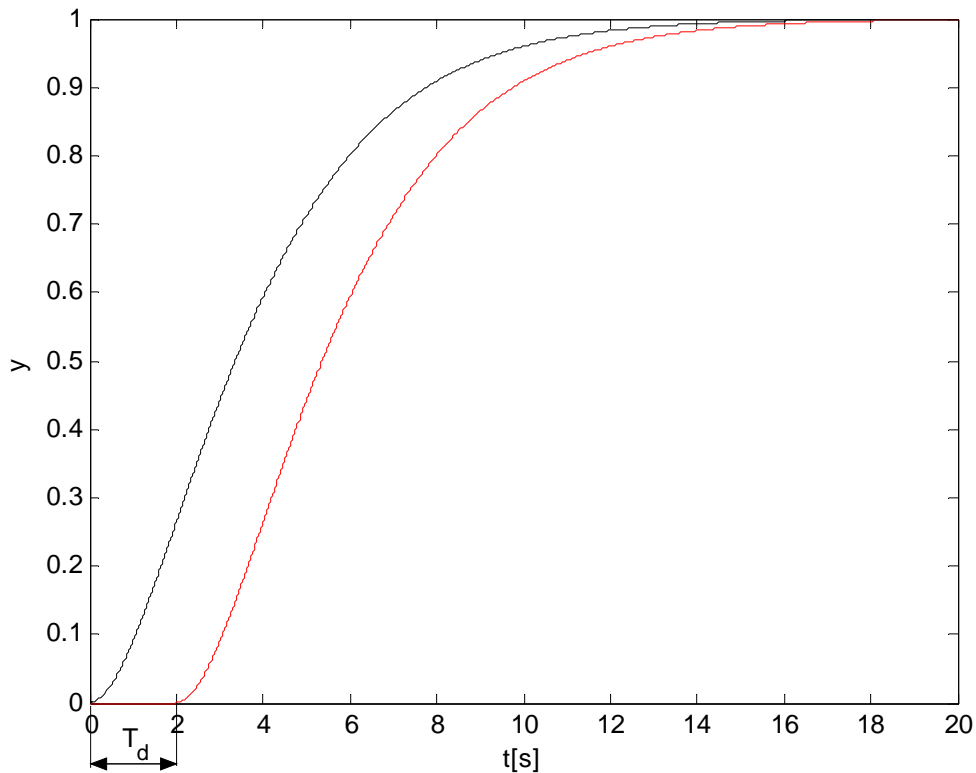
přičemž velikost časové konstanty dopravního zpoždění byla zvolena $T_d=2$.

Skutečnost, že systém s dopravním zpožděním má výstupní signál zpožděn vzhledem k časovému působení vstupního signálu o hodnotu T_d , je znázorněna na obr.3.



Obr. 3. Posunutí vstupního signálu

Z obrázku 3 lze předpokládat jaký vliv má dopravní zpoždění na přechodovou charakteristiku systému, což je znázorněno na obr.4, kde jsou uvedeny přechodové charakteristiky systému (6) bez dopravního zpoždění a (7) s dopravním zpožděním.



Obr. 4. Vliv dopravního zpoždění na přechodovou charakteristiku

Z porovnání obou charakteristik z obr.4 je zřejmé, že dopravní zpoždění se projeví pouze jako časové posunutí přechodové charakteristiky o hodnotu T_d . Tvar však zůstává stejný jako v případě bez dopravního zpoždění.

1.3 Vliv DZ na systém ve frekvenční oblasti

Na AFFCH, což je grafické znázornění frekvenčního přenosu, je zřetelně vidět jaký má vliv dopravní zpoždění. Frekvenční přenos je roven podílu Fourierova obrazu výstupní a vstupní veličiny systému při nulových počátečních podmínkách [2].

Frekvenční přenos systému s dopravním zpožděním má tvar :

$$G_S^D(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} = G_S(j\omega)G_{T_d}(j\omega) = |G_S(j\omega)| \cdot e^{j[\varphi_S(\omega) + \varphi_{T_d}(\omega)]} \quad (8)$$

Z exponenciálního tvaru rovnice (8) je možné říci, že výsledný přenos je vlastně roven přenosu systému bez dopravního zpoždění a jeho fáze se natočí o úhel $(-T_d\omega)$:

$$|G_S^D(j\omega)| = |G_S(j\omega)| \quad (9)$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_S(\omega) + \varphi_{T_d}(\omega) \quad (10)$$

Frekvenční přenos vlastního dopravního zpoždění bude:

$$G_{T_d}(j\omega) = e^{-jT_d\omega} = e^{j\varphi_{T_d}} \quad (11)$$

a jeho goniometrické vyjádření vypadá následovně:

$$G_{T_d}(j\omega) = \cos(\omega T_d) - j \sin(\omega T_d) \quad (12)$$

Frekvenční charakteristikou dopravního zpoždění je jednotková kružnice, kterou koncový bod jednotkového vektoru proběhne nekonečněkrát pro $\omega \in < 0, \infty$.

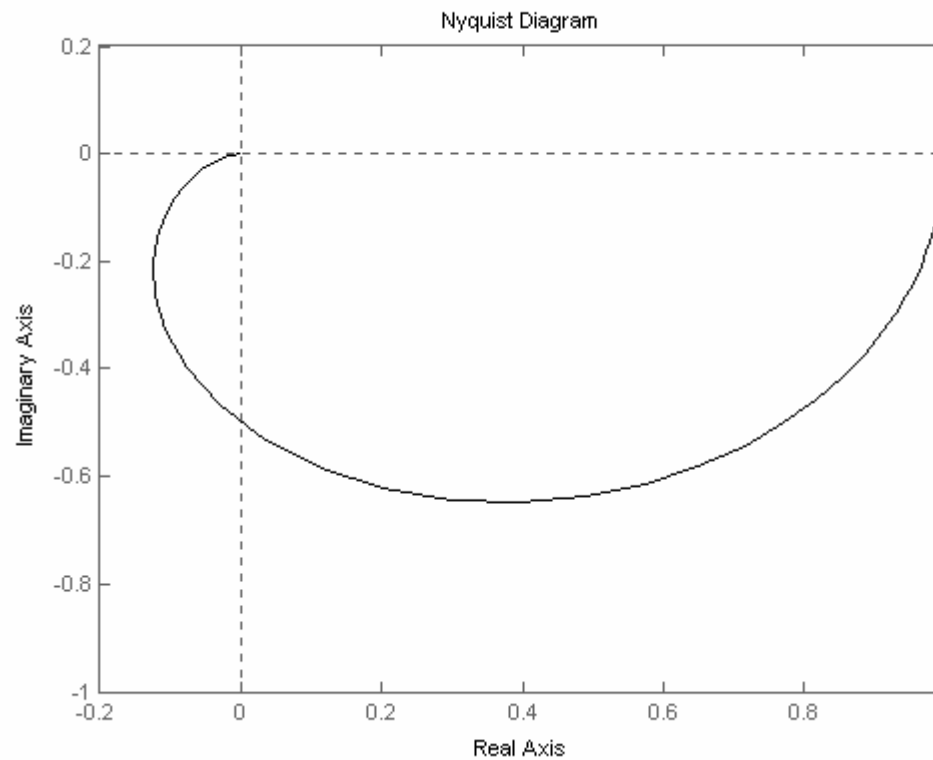
AFFCH konkrétního systému 2. řádu

Vliv dopravního zpoždění demonstruji na AFFCH systému 2. řádu o stejném přenosu jako je uvedeno ve vztahu (6).

Fourierův obraz přenosu tohoto systému pak bude mít podobu:

$$G(j\omega) = \frac{1 - 4\omega}{(1 - 4\omega)^2 + 16\omega} - j \frac{4\omega}{(1 - 4\omega)^2 + 16\omega} \quad (13)$$

AFFCH tohoto systému je znázorněna na obr.5.



Obr. 5. AFFCH systému 2. řádu bez dopravního zpoždění

Frekvenční přenos ze vztahu (13) neobsahuje ještě dopravní zpoždění. Při jeho zavedení pro $T_d = 2$, bude vypadat přenos bloku dopravního zpoždění jako:

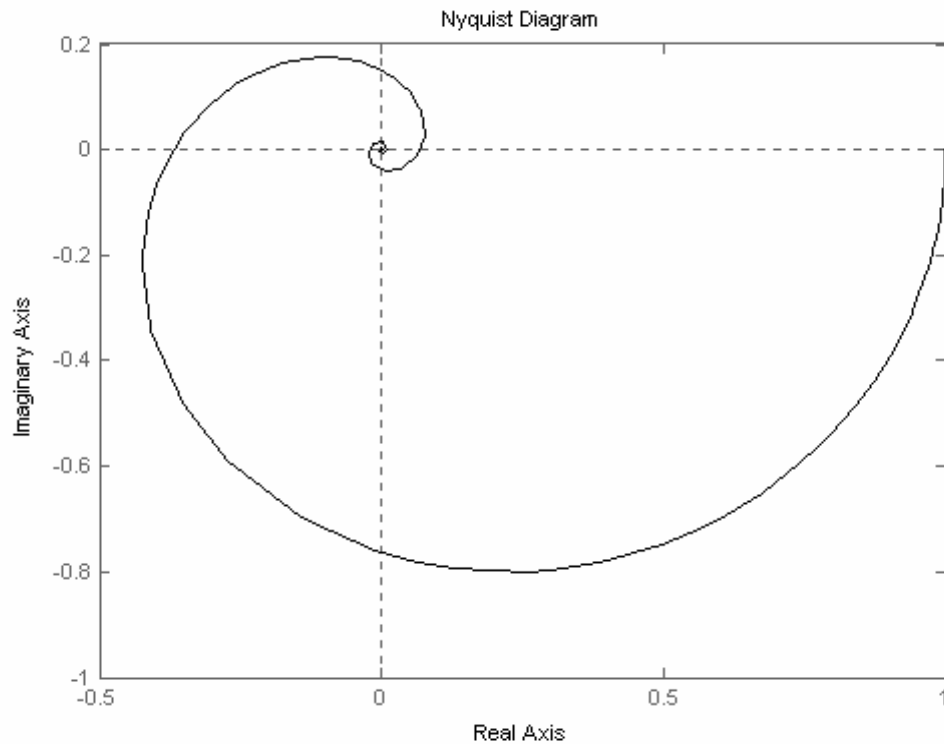
$$G_{T_d}(s) = e^{-2s} \quad (14)$$

nebo též

$$G_{T_d}(j\omega) = \cos(2\omega) - j \sin(2\omega) \quad (15)$$

Přenos celého systému má potom tvar:

$$G(j\omega) = \frac{(1-4\omega)\cos 2\omega}{(1-4\omega)^2 + 16\omega} - j \frac{4\omega \cdot \sin 2\omega}{(1-4\omega)^2 + 16\omega} \quad (16)$$

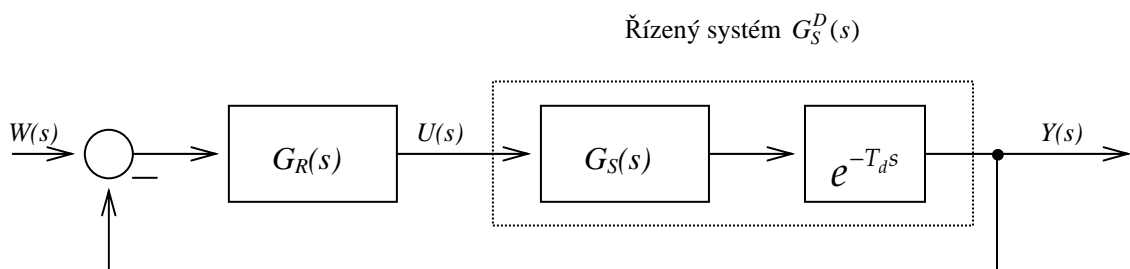


Obr. 6. AFFCH systému 2. řádu s dopravním zpoždění

Křivka systému 2. řádu bez dopravního zpoždění prochází dvěma kvadranty, zatímco při zavedení dopravního zpoždění dochází k deformaci křivky, která pak prochází nekonečně mnoha kvadranty (viz Obr. 6). Obecně můžeme říci, že působením dopravního zpoždění dochází ke zvyšování řádu systému.

1.4 Vliv dopravního zpoždění na uzavřený regulační obvod

Předmětem analýzy je klasický zpětnovazební regulační obvod, obr. 7



Obr. 7. Klasický zpětnovazební regulační obvod

Přenos řízeného systému je

$$G_S^D(s) = G_S(s).e^{-T_d s} \quad (17)$$

kde $G_{IS}(s)$ je přenos systému bez dopravního zpoždění a $G_R(s)$ je přenos obecného regulátoru. Vypočteme-li si přenosovou funkci žádané veličiny na výstup $G_{w/y}(s)$, pak bude její tvar vypadat následovně:

$$G_{w/y}(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{G_R(s).G_S^D(s)}{1 + G_R(s).G_S^D(s)} = \frac{G_R(s).G_S(s).e^{-T_d s}}{1 + G_R(s).G_S(s).e^{-T_d s}} \quad (18)$$

Jak vidíme ze vztahu (18) dopravní zpoždění se promítne i do jmenovatele přenosové funkce, který je charakteristickým polynomem celého obvodu. Určuje tedy jeho vlastnosti a přítomnost dopravního zpoždění jej samozřejmě ovlivňuje.

1.5 Návrh regulátoru pro řízení systému bez zohlednění dopravního zpoždění

1.5.1 Návrh regulátoru pomocí polynomiální syntézy

Jako metodu pro návrh regulátoru jsem zvolil polynomiální syntézu.

Syntézou regulačního obvodu se rozumí stanovení struktury a parametrů regulačního obvodu tak, aby byly splněny požadavky, které klademe na regulační pochod.

Požadavky kladené na systém řízení byly formulovány takto:

- silná stabilita řídicího systému
- vnitřní ryzost řídicího systému
- kompenzace poruchy
- asymptotické sledování referenčního signálu

Tato metoda spočívá v návrhu regulátoru ve tvaru podílu dvou polynomů, tedy

$$G_R(s) = \frac{q(s)}{p(s)} \quad (19)$$

při známém přenosu řízeného systému

$$G_S(s) = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (20)$$

Umístíuji zde vlastně póly charakteristického polynomu.

Uvažujeme 1DOF (FB) konfiguraci systému řízení, kde je regulátor umístěn pouze ve zpětné vazbě. Stabilita tohoto zpětnovazebního systému je zajištěna řešením diofantické rovnice typu:

$$a(s) \cdot f(s) \cdot p(s) + b(s) \cdot q(s) = m(s) \quad (21)$$

Ryzost se zajistí vhodnou volbou polynomů regulátoru, přičemž stupeň stabilního polynomu m na pravé straně je roven

$$\deg m(s) = 2 \cdot \deg a(s) \quad (22)$$

pro uvažovaný referenční signál i poruchu ve tvaru jednotkového skoku, tedy pro $f=s$.

Výpočet parametrů regulátoru

Vedoucím mé diplomové práce byl zadán systém o přenosu:

$$G_S(s) = \frac{1}{(4s+1)^2} = \frac{1}{16s^2 + 8s + 1} = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (23)$$

K tomuto přenosu z rovnice (23) navrhuji regulátor ve tvaru:

$$G_R(s) = \frac{q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{p_1 s^2 + p_0 s} = \frac{q(s)}{p(s) \cdot f} \quad (24)$$

Protože stupeň polynomu $a(s)$ ve jmenovateli přenosu $G(s)$ je roven 2, volím na základě vztahu (22) stupeň polynomu $m(s)$ jako:

$$\deg m(s) = 2 \cdot \deg 2 = 4 \quad (25)$$

Dosazením polynomů $a(s)$, $b(s)$, $q(s)$, $p(s)$ ze vztahů (23, 24) do diofantické rovnice (21) dostáváme rovnici:

$$(16s^2 + 8s + 1)s(p_1s + p_0) + 1 \cdot (q_2s^2 + q_1s + q_0) = (s + m)^4 \quad (26)$$

$$16p_1s^4 + s^3(8p_1 + 16p_0) + s^2(p_1 + 8p_0 + q_2) + s(p_0 + q_1) + q_0 = s^4 + 4s^3m + 6s^2m^2 + 4sm^3 + m^4$$

Následně jsem pomocí metody neurčitých koeficientů v prostředí MATLAB našel řešení pro neznámé q_2 , q_1 , q_0 , p_1 , p_0 , jak je naznačeno v následující oddíle.

Použití metody neurčitých koeficientů:

Hodnota čtyřnásobného (záporně vzatého) kořenu polynomu $m(s)$ byla zvolena $m=2$

$$\begin{array}{l}
 s^4 \dots 16p_1 = 1 \Rightarrow p_1 = 0,0625 \\
 s^3 \dots 8p_1 + 16p_0 = 4m \\
 s^2 \dots p_1 + 8p_0 + q_2 = 6m^2 \\
 s^1 \dots p_0 + q_1 = 4m^3 \\
 s^0 \dots q_0 = m^4
 \end{array}
 \Rightarrow
 \begin{array}{l}
 s^3 \dots 16p_0 = 4m - 0,5 \\
 s^2 \dots 8p_0 + q_2 = 6m^2 - 0,0625 \\
 s^1 \dots p_0 + q_1 = 4m^3 \\
 s^0 \dots q_0 = m^4
 \end{array}$$

2) koeficienty výsledného regulátoru spočítány pomocí příkazu MATLABu pro $deg\ m=4$

$$X = b \backslash a$$

$$\begin{array}{c}
 q_2 \quad q_1 \quad q_0 \quad p_0 \\
 X = \begin{bmatrix} 7.5000 \\ 23.9375 \\ 32.0000 \\ 16.0000 \end{bmatrix} \backslash \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 16 \\ 1 & 0 & 0 & 8 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}
 \end{array}$$

$$X = [0,0125 \quad 0,0168 \quad 0,0084 \quad 0,1799]$$

$$q_2 = 0,0125$$

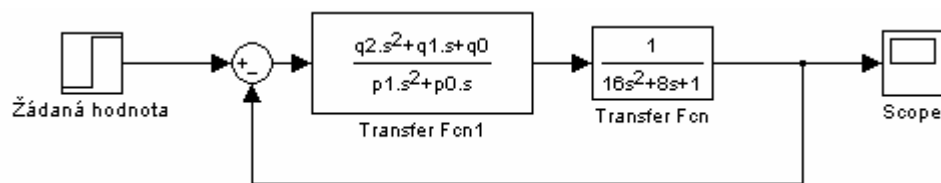
$$q_1 = 0,0168$$

$$q_0 = 0,0084$$

$$p_1 = 0,0625$$

$$p_0 = 0,1799$$

Schéma zapojení navrženého regulátoru v prostředí Simulink je uvedeno na Obr.8.

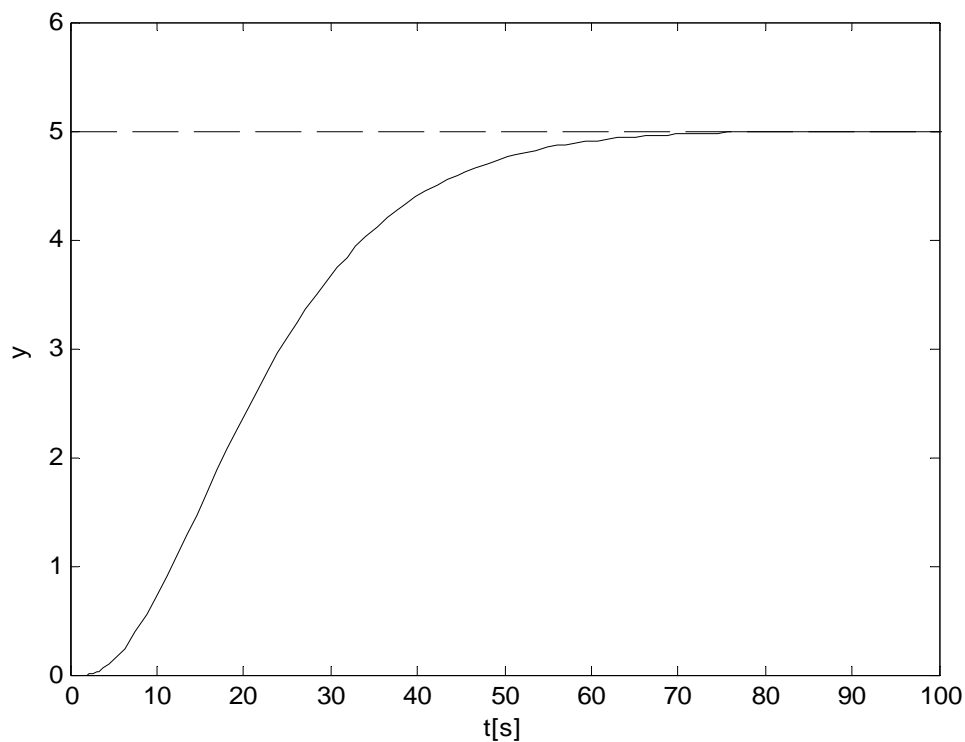


Obr. 8. Zapojení URO s regulátorem navrženým polynomiální syntézou

Referenční signál byl nastaven na hodnotu 5, parametry regulátoru jsou uvedeny v Tab.1

Tab. 1. Parametry regulátoru konfigurace 1DOF

$w=5 ; \deg m(s)=4 ; m=2$				
$q2 = 0,0125$	$q1 = 0,0168$	$q0 = 0,0084$	$p1 = 0,0625$	$p0 = 0,1799$



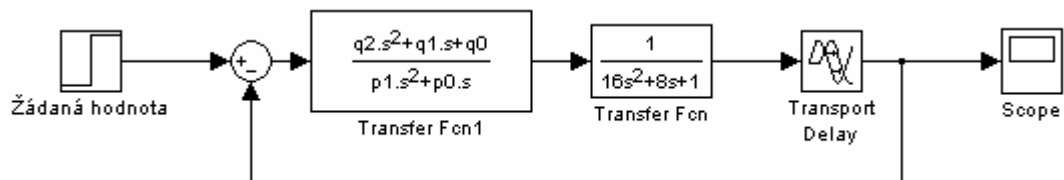
Obr. 9. Odezva URO bez dopravního zpoždění na jednotkový skok

Odezva URO na jednotkový skok je uvedena na obr.9. Jak je vidět, průběh regulačního pochodu je hladký a nedochází k žádným překmitům nad žádanou hodnotu – parametry regulátoru jsou navrženy správně a podle požadavků na systém řízení.

1.5.2 Simulace řízení pro zvětšující se hodnotu konstanty dopravního zpoždění

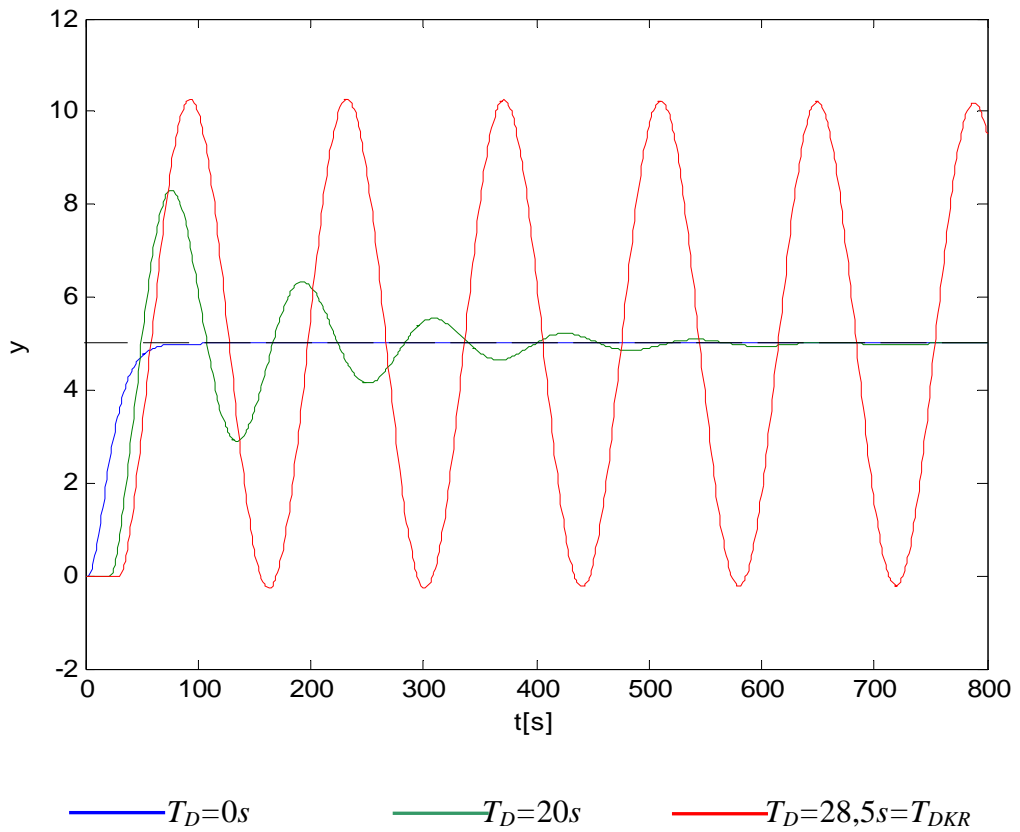
Simulace pro zvětšující se hodnotu dopravního zpoždění jsem provedl pro systém (23).

Schéma z Obr.8. je doplněno o člen dopravního zpoždění tak, jak je znázorněno na Obr.10.



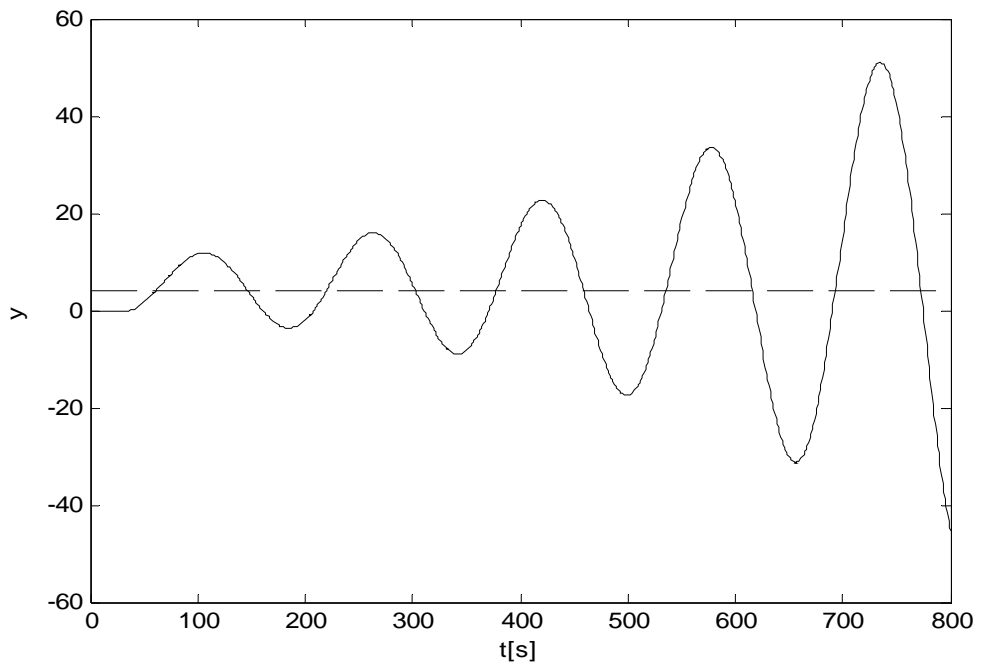
Obr. 10. Zapojení URO s blokem dopravního zpoždění

Výsledky zvyšování časové konstanty dopravního zpoždění jsou vidět na obr.11., kde je také uvedena hodnota časové konstanty dopravního zpoždění T_{DKR} , při které se systém nelézá na hranici stability (pro vyšší hodnoty T_{DKR} je systém nestabilní).



Obr. 11. Vliv různých hodnot dopravního zpoždění na odezvu URO

Odezva pro $T_D > T_{DKR}$ je uvedena na Obr. 12.



Obr. 12. Nestabilní URO s vyšší hodnotou dopravního zpoždění než T_{DKR}

1.5.3 Diskuse výsledků řízení

Jak je vidět z Obr.9. navržený regulátor (24) je schopen daný systém uregulovat bez problémů. Jen však do okamžiku zavedení dopravního zpoždění, jehož zvyšováním (viz Obr.11.) dochází ke změnám dob náběhu a průtahu a k následnému rozkmitání systému. Obr.12. ukazuje chování systému při vysoké hodnotě časové konstanty dopravního zpoždění, kdy navržený regulátor už není schopen zvládnout řízení systému podle požadavku na sledování žádané hodnoty regulované veličiny.

2 ŘÍZENÍ SYSTÉMU POMOCÍ REÁLNÉHO SMITHOVA PREDIKTORU

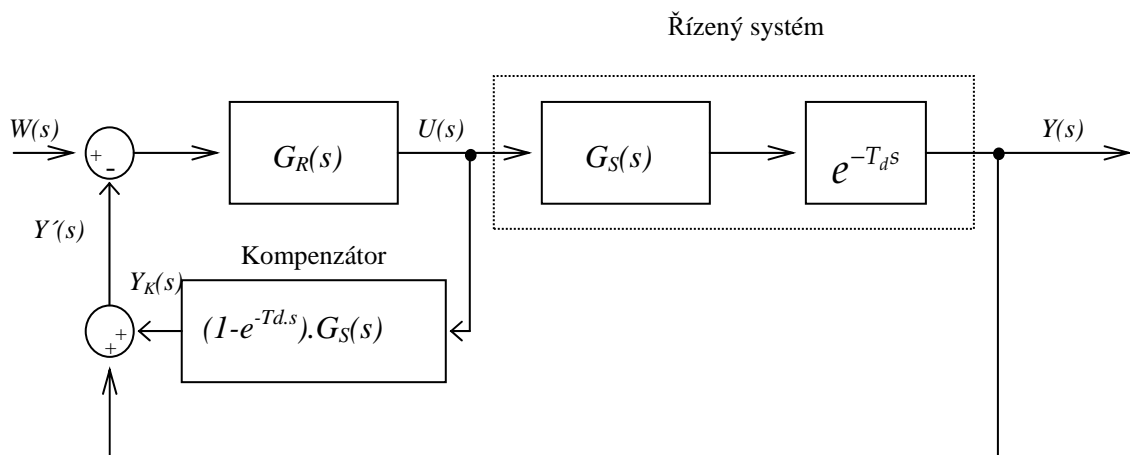
Smithův prediktor je velmi dobře znám jako efektivní kompenzátor dopravního zpoždění, obzvláště pro systémy s vysokou hodnotou T_d , ovšem pouze pro systémy stabilní.

Použil jsem jej pro kompenzaci dopravního zpoždění u klasického zpětnovazebního regulačního obvodu, viz Obr.7.

V navazující kapitole jsou odvozeny základní vztahy pomocí ideálního modelu kompenzátoru, je to tzv. úplná kompenzace dopravního zpoždění.

2.1 Ideální model kompenzátoru

Po zavedení kompenzátoru do Obr.7. vypadá schéma URO následovně:



Obr. 13. Smithův prediktor - ideální případ

Obraz výstupního signálu z řízeného systému na Obr.13. bude:

$$Y(s) = G_S(s)e^{-T_d s}U(s) \quad (27)$$

Obraz vstupní veličiny do systému:

$$U(s) = G_R(s)[W(s) - Y'(s)] \quad (28)$$

Obraz signálu který je v konečném důsledku přiveden do zpětné vazby

$$Y'(s) = Y(s) + Y_K(s) = G_S(s)e^{-T_D \cdot s}U(s) + (1 - e^{-T_D \cdot s})G_S(s)U(s) \quad (29)$$

Po úpravě

$$Y'(s) = G_S(s)U(s) \quad (30)$$

Signál $Y'(s)$ je tak zbaven dopravního zpoždění a po dosazení do (28) dostaneme

$$U(s) = G_R(s)[W(s) - G_S(s)U(s)] = G_R(s)W(s) - G_R(s)G_S(s)U(s) \quad (31)$$

Vyjádřením $U(s)$ nám vyjde

$$\begin{aligned} U(s)(1 + G_R(s)G_S(s)) &= G_R(s)W(s) \\ U(s) &= \frac{G_R(s)W(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} \end{aligned} \quad (32)$$

Dosazením rovnice (32) do vztahu (27) získáme:

$$Y(s) = G_S(s)e^{-T_D \cdot s} \frac{G_R(s)W(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} \quad (33)$$

a podělením obou stran rovnice (33) žádanou veličinou $W(s)$ dostaneme přenos žádané hodnoty na výstup celého obvodu ve tvaru:

$$G_{W/Y}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)e^{-T_D \cdot s}}{1 + G_R(s)G_S(s)} \quad (34)$$

Vyjádření přenosu podle vztahu (34) už neobsahuje v jeho charakteristickém polynomu dopravní zpoždění, tedy nemá vliv na stabilitu tohoto systému – podařilo se docílit **úplné kompenzace dopravního zpoždění**.

V kapitole 2.2 jsou upraveny vztahy z této části na reálnou situaci kompenzace dopravního zpoždění.

2.2 Reálná situace

Odvození vztahů v předchozím oddílu 2.1 předpokládá dokonalou znalost systému, tedy známe jeho přesný matematický model. Na jeho základě jsme pak mohli navrhnout matematickou funkci kompenzátoru ve zpětné vazbě ($G_S(s)$ a T_d) jsou shodné s dopravním zpož-

děním a přenosem řízeného systému). Představa takto dokonalé znalosti řízeného systému není v technické praxi dost dobře možná, $G_S(s)$ a T_d řízeného systému pak přecházejí na přibližné $G_{SM}(s)$, T_{dM} .

Vztah (29) potom přechází na tvar

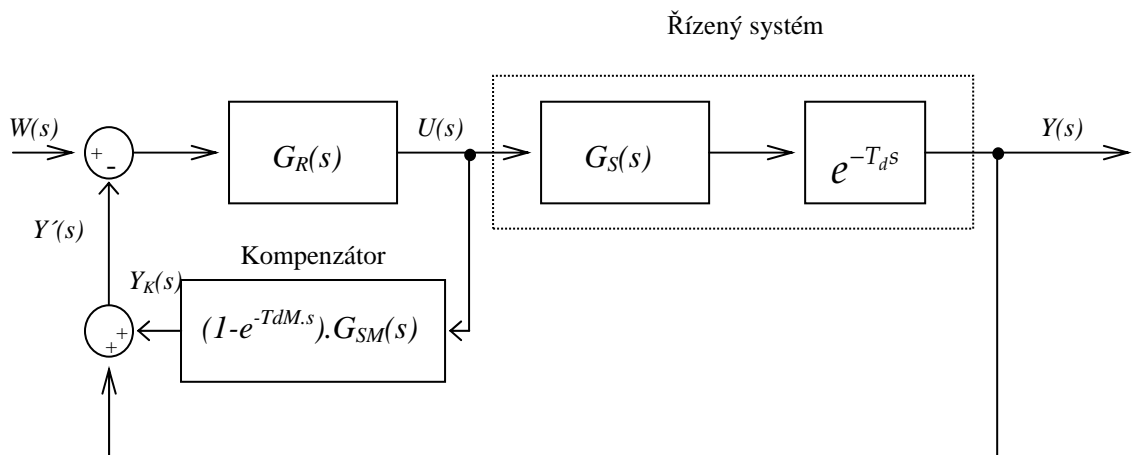
$$Y'(s) = Y(s) + Y_K(s) = G_S(s)e^{-T_D \cdot s}U(s) + (1 - e^{-T_{dM} \cdot s})G_{SM}(s)U(s)$$

$$Y'(s) = [G_S(s)e^{-T_D \cdot s} + G_{SM}(s) - G_{SM}(s)e^{-T_{dM} \cdot s}]U(s) \quad (35)$$

a přenos žádané veličiny se změní na

$$G_{W/Y}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)e^{-T_D \cdot s}}{1 + [G_S(s)e^{-T_D \cdot s} + G_{SM}(s) - G_{SM}(s)e^{-T_{dM} \cdot s}]G_R(s)} \quad (36)$$

Schéma uvedené na Obr. 13. pak přejde do následující podoby reálného Smithova prediktoru:



Obr. 14. Smithův prediktor - reálný případ

Míra kompenzace dopravního zpoždění závisí na rozdílu mezi $G_S(s)$, T_d systému a $G_{SM}(s)$, T_{dM} modelu kompenzátoru: čím menší tento rozdíl bude, tím bude kompenzace kvalitnější.

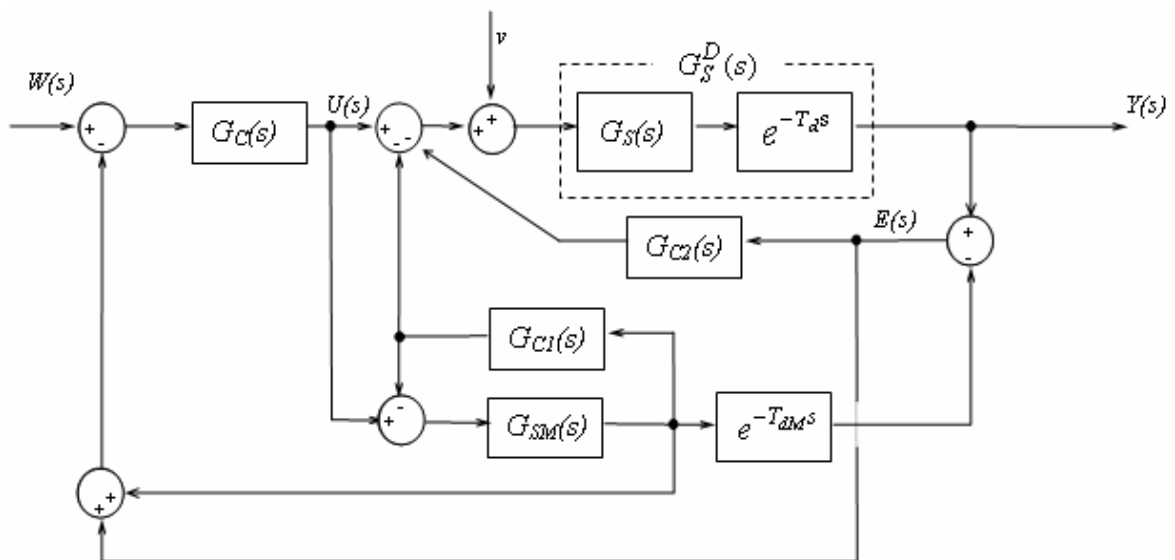
V konečném důsledku přibližování obou hodnot $G_S(s)$, T_D a $G_{SM}(s)$, T_{dM} si tyto budou rovny a pak se jedná o již zmíněnou úplnou kompenzaci dopravního zpoždění.

Výraznější vliv má hodnota rozdílu $T_d - T_{dM}$, než-li $G_S(s) - G_{SM}(s)$, a to z důvodu umístění v exponentu [1].

3 MODIFIKACE SMITHOVA PREDIKTORU PODLE MAJHIHO

Smithův prediktor je efektivním prostředkem pro kompenzaci dopravního zpoždění. Má však také řadu nevýhod, mezi něž patří např. malá robustnost či velmi problematické použití pro řízení systémů s velmi dlouhým dopravním zpožděním a především nestabilních a integračních procesů s dopravním zpožděním.

Metoda, která je popsána v této kapitole, byla navržena autory Majhi a Atherton a je publikována např. v [3]. Slouží zejména pro řízení nestabilních a integrujících procesů s dopravním zpožděním, pro něž je použití klasického Smithova prediktoru velmi problematické. Struktura této modifikace je na obr. 15. Modifikovaný Smithův prediktor má tři regulátory sloužící k různým účelům. Regulátor $G_{C1}(s)$ má za úkol stabilizovat nestabilní póly. Zbývající dva regulátory, $G_C(s)$ a $G_{C2}(s)$ pak zajišťují asymptotické sledování žádané veličiny a případnou kompenzaci poruchy. Signál vystupující ze zpětnovazebního regulátoru $G_{C2}(s)$ může být rovněž interpretován jako odhad vstupující poruchy v . Pokud bude platit $G_{C1}(s)=0$ a $G_{C2}(s)=0$, pak se z této struktury stane klasický Smithův prediktor.



Obr. 15. Modifikace Smithova prediktoru podle Majhiho

Odvození vztahů pro tuto modifikaci Smithova prediktoru je opět podřízeno předpokladu, že model $G_{SM}(s)$ přesně odpovídá dynamice regulované soustavy, tedy $G_{SM}(s) = G_S(s)$, a $T_d = T_{dM}$.

Pro obraz výstupní veličiny $Y(s)$ platí vztah

$$Y(s) = Y_w(s)W(s) + Y_v(s)V(s), \quad (37)$$

kde přenos žádané veličiny na výstup je

$$G_{W/Y}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_C G_S e^{-T_d s}}{1 + G_S(G_C + G_{C1})} \quad (38)$$

a přenos poruchy na výstup je

$$G_{V/Y}(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{G_S e^{-T_d s}}{1 + G_S(G_C + G_{C1})} \cdot \frac{1 + G_S(G_C + G_{C1}) - G_C G_S e^{-T_d s}}{1 + G_S G_{C2} e^{-T_d s}} \quad (39)$$

Z rovnic (38) a (39) je zřejmé, že modifikovaný Smithův prediktor má odděleny vazby mezi odezvou na vstupující poruchu a odezvou na žádanou veličinu. Z rovnice (39) dále plyne, že odezva na konstantní poruchu na vstupu soustavy bude nestabilní, jestliže $G_{C2}(s)=0$ a když přenos řízené soustavy $G(s)$ bude nestabilní. Část $G_{W/Y}(s)$ bez dopravního zpoždění je porovnávána se standardním tvarem uzavřeného regulačního obvodu pro minimum ISTE kritéria, což umožňuje získat parametry regulátoru $G_C(s)$ a $G_{C1}(s)$. Z rovnic (38) a (39) také vyplývá, že stabilita modifikovaného Smithova predikátoru závisí na kořenech charakteristické rovnice:

$$[1 + G_S(G_C + G_{C1})][1 + G_S G_{C2} e^{-T_d s}] \quad (40)$$

Kořeny části $[1 + G_S(G_C + G_{C1})]$ již tedy jsou vhodně umístěny. Pro nalezení parametrů regulátoru $G_{C2}(s)$, které budou zaručovat stabilitu druhé části charakteristické rovnice (40), je použito Nyquistovo kritérium stability, jak uvedl De Paor v [4].

3.1 Odvození vztahů pro výpočet parametrů regulátorů G_C , G_{C1} , G_{C2}

Pro lepší pochopení konkrétní postupu při návrhu parametrů všech tří regulátorů je provedena hlubší analýza pro jednotlivé druhy řízených soustav (nestabilní soustava prvního a druhého řádu s dopravním zpožděním, integrující soustava s dopravním zpožděním).

3.1.1 Příklad nestabilního systému prvního řádu s dopravním zpožděním

Pro odvození parametrů regulátoru je uvažován systém o přenosu

$$G_S^D(s) = \frac{k \cdot e^{-T_d s}}{(Ts - 1)}. \quad (41)$$

Přenosy regulátorů pro systém (41) jsou zvoleny ve tvaru:

$$G_C(s) = \frac{K_p(T_i s + 1)}{T_i s}$$

$$G_{C1} = K_f \quad (42)$$

$$G_{C2} = K_d$$

Dosazením (41) a (42) do (38) se přenos žádané veličiny na výstup $G_{W/Y}(s)$, neobsahující dopravní zpoždění ve jmenovateli, změní v

$$G_{W/Y}(s) = \frac{kK_p(T_i s + 1)}{T_i T s^2 + T_i(kK_p + kK_f - 1)s + kK_p} \quad (43)$$

a při zavedení

$$\alpha = \sqrt{\frac{kK_p}{T_i T}} \quad (44)$$

lze rovnici (43) přepsat do normalizovaného tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (45)$$

kde

$$c_1 = \alpha T_i \quad (46)$$

a

$$d_1 = (kK_p + kK_f - 1)(T\alpha)^{-1} \quad (47)$$

.

Položením $K_p=1$ a zvolením menší hodnoty T_i , je získána větší hodnota α , která má pak za následek zrychlení odezvy na žádanou veličinu. Hodnota d_1 je obdržena pro hodnotu c_1 v souladu s ISTE kritériem. K_f je získáno z rovnice (47). Tím jsou tedy navrženy parametry pro regulátory G_C a G_{C1} .

Charakteristická rovnice vyplývající z přenosové funkce poruchy (39) pro systém (41) vypadá takto:

$$1 + G_S G_{C2} e^{-T_d s} = 1 + \frac{k K_d e^{-T_d s}}{T s - 1} = 0 \quad (48)$$

Optimální hodnota K_d , což je parametr G_{C2} , je dána Nyquistovým kritériem stability, jak uvedl De Paor v [4] jako

$$K_d = \sqrt{\frac{T}{T_d k^2}} \quad (49)$$

s omezením $T_d/T < 1$.

3.1.2 Příklad integrujícího systému s dopravním zpožděním

Pro odvození parametrů regulátoru je uvažován systém o přenosu

$$G_S^D(s) = \frac{k}{s} e^{-T_d s} \quad (50)$$

Přenosy regulátorů pro systém (50) jsou zvoleny ve tvaru:

$$\begin{aligned} G_C(s) &= \frac{K_p(T_i s + 1)}{T_i s} \\ G_{C1} &= K_f \\ G_{C2} &= K_d \end{aligned} \quad (51)$$

Dosazením (50) a (51) do (38) se přenos žádané veličiny na výstup $G_{W/Y}(s)$, neobsahující dopravní zpoždění ve jmenovateli, změní v

$$G_{W/Y}(s) = \frac{k K_p (T_i s + 1)}{T_i T s^2 + k T_i (K_p + K_f) s + k K_p} \quad (52)$$

a při zavedení

$$\alpha = \sqrt{\frac{k K_p}{T_i}} \quad (53)$$

lze rovnici (52) přepsat do normalizovaného tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (54)$$

kde

$$c_1 = \alpha T_i \quad (55)$$

a

$$d_1 = k(K_p + K_f)\alpha^{-1} \quad (56)$$

Větší hodnota α , která má pak za následek zrychlení odezvy na žádanou veličinu, je opět zajištěna pro menší hodnoty K_p a T_i . Hodnota d_1 je opět obdržena pro hodnotu c_1 v souladu s minimem ISTE kritéria. K_f je získáno z rovnice (56). Tím jsou tedy navrženy parametry pro regulátory G_C a G_{C1} .

Část charakteristické rovnice vyplývající z přenosové funkce poruchy (39) pro systém (50) vypadá takto:

$$1 + G_S G_{C2} e^{-T_d s} = 1 + \frac{kK_d e^{-T_d s}}{s} = 0 \quad (57)$$

přičemž z Nyquistova kritéria stability pro (57) vyplývá, že výraz pro K_d může být napsán ve tvaru:

$$K_d = \frac{\pi - 2\Phi_m}{2kT_d} \quad (58)$$

kde Φ_m je požadovaná mezní hodnota fázového úhlu (Φ_m volíme 60°).

3.1.3 Příklad nestabilního systému druhého řádu s dopravním zpožděním

Je dána soustava druhého řádu s dopravním zpožděním s přenosem ve tvaru

$$G_S^D(s) = \frac{k \cdot e^{-T_d s}}{(T_1 s - 1)(T_2 s + 1)} \quad (59)$$

Obrazy přenosových funkcí regulátorů pro systém (59) jsou zvoleny ve tvaru:

$$\begin{aligned} G_C(s) &= \frac{K_p(T_i s + 1)}{T_i s} \\ G_{C1} &= T_f s + K_f \\ G_{C2} &= K_d(T_d s + 1) \end{aligned} \quad (60)$$

Dosazením (59) a (60) do (38) se přenos žádané veličiny na výstup $G_{WY}(s)$ změní v

$$G_{W/Y}(s) = \frac{T_i s + 1}{\frac{T_i T_1 T_2}{kK_p} s^3 + \frac{T_i}{kK_p} (T_1 - T_2 + kK_f) s^2 + \frac{T_i}{kK_p} (kK_p + kK_f - 1) s + 1} \quad (61)$$

zavedením

$$\alpha = \left(\frac{kK_p}{T_i T_1 T_2} \right)^{1/3} \quad (62)$$

lze rovnici (61) přepsat do normalizovaného tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^3 + d_2 s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (63)$$

kde

$$c_1 = \alpha T_i \quad (64)$$

a

$$d_1 = \frac{(T_1 - T_2 + kT_f)}{T_1 T_2 \alpha^2} \quad (65)$$

$$d_2 = \frac{(kK_p + kK_f - 1)}{T_1 T_2 \alpha} \quad (66)$$

Položením $K_p=1$ a zvolením menší hodnoty T_i , je získána větší hodnota α , která má pak za následek zrychlení odezvy na žádanou veličinu. Hodnoty d_1 a d_2 jsou opět obdrženy pro hodnotu c_1 v souladu s ISTE kritériem. K_f je získáno z rovnice (66) a T_f z (65). Tím jsou tedy navrženy parametry pro regulátory G_C a G_{C1} .

Část charakteristické rovnice vyplývající z přenosové funkce poruchy (39) pro systém (59) vypadá takto:

$$1 + G_s G_{C2} e^{-T_d s} = 1 + \frac{kK_d (T_d s + 1) e^{-T_d s}}{(T_1 s - 1)(T_2 s + 1)} = 0 \quad (67)$$

Položíme-li $T_d=T_2$ dojde ke zjednodušení charakteristické rovnice z (67) na tvar jako v případě nestabilní soustavy prvního řádu s dopravním zpožděním. Opět je optimální hodnota K_d dána De Paor okrajovým fázovým kritériem [4] jako

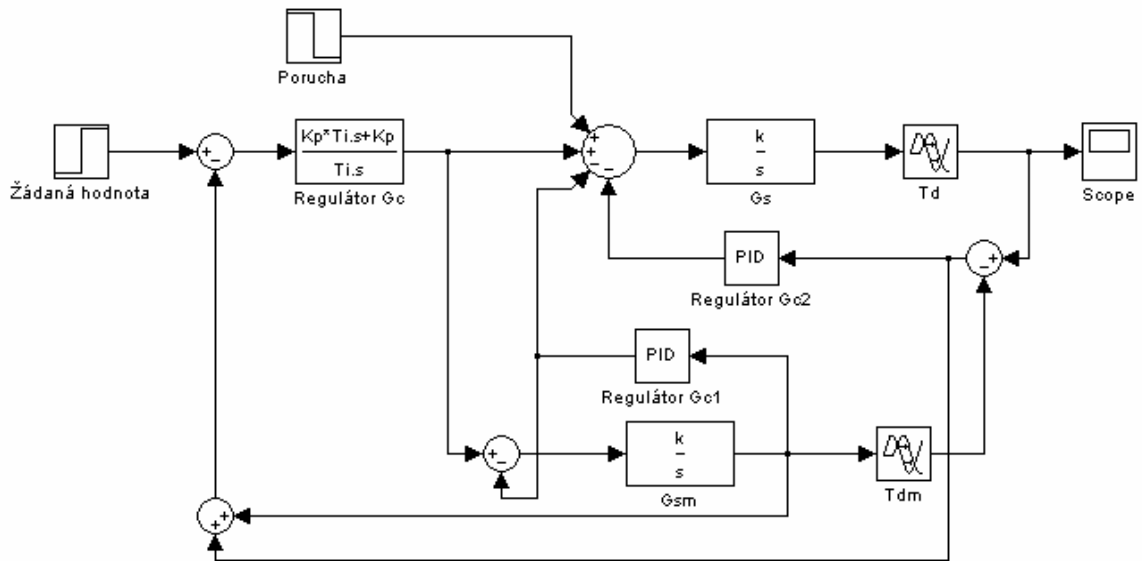
$$K_d = \sqrt{\frac{T_1}{T_d k^2}}. \quad (68)$$

Vylepšení tohoto modifikovaného Smithova prediktoru spočívá především v možnosti použití pro nestabilní a integrační procesy. Pro uspokojivé řízení stabilních procesů postačí nastavení $G_{C1}(s)=0$ a $G_{C2}(s)=0$, čímž, jak již bylo zmíněno, obdržíme standardní Smithův prediktor.

Jak je zřejmé z přenosu $G_{WY}(s)$ z (38), charakteristická rovnice systému neobsahuje prvek s dopravním zpožděním, a proto přenos zajišťuje hladkou odezvu na změnu referenčního signálu. Avšak přenos $G_{VY}(s)$ je poměrně komplikovaný a navíc obsahuje přenosy všech tří regulátorů. Z toho plyne, že pro úplnou kompenzaci vložené poruchy musíme ladit přenosy všech tří regulátorů, čímž zasahujeme i do nastavení regulátoru $G_c(s)$ zajišťujícího požadovanou odezvu na změnu referenčního signálu. Z tohoto důvodu byla navržena následující modifikace Majhiho struktury regulačního obvodu zveřejněna např. v [5]. Ta je podrobněji popsána v kapitole 4.

3.2 Simulační část

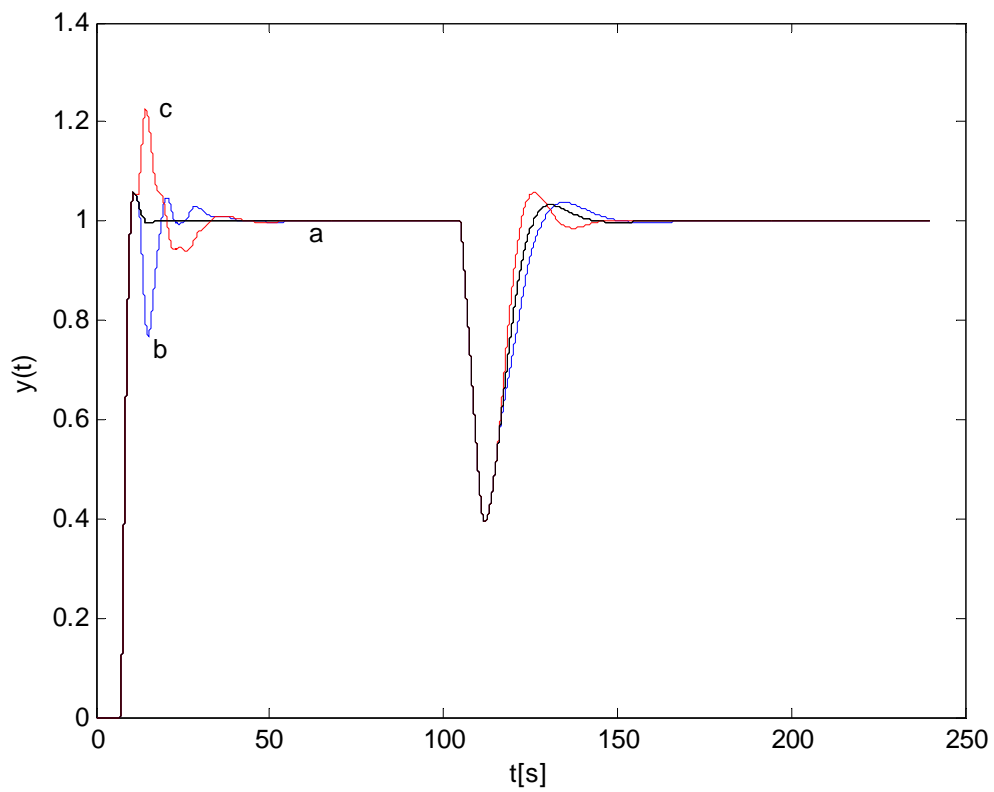
Na základě struktury z Obr. 14 bylo v programovém prostředí MATLAB-Simulink[®], sestaveno schéma modifikovaného Smithova prediktoru podle Majhiho.



Obr. 16. Simulační schéma modifikace Smithova prediktoru podle Majhiho, MATLAB-Simulink®

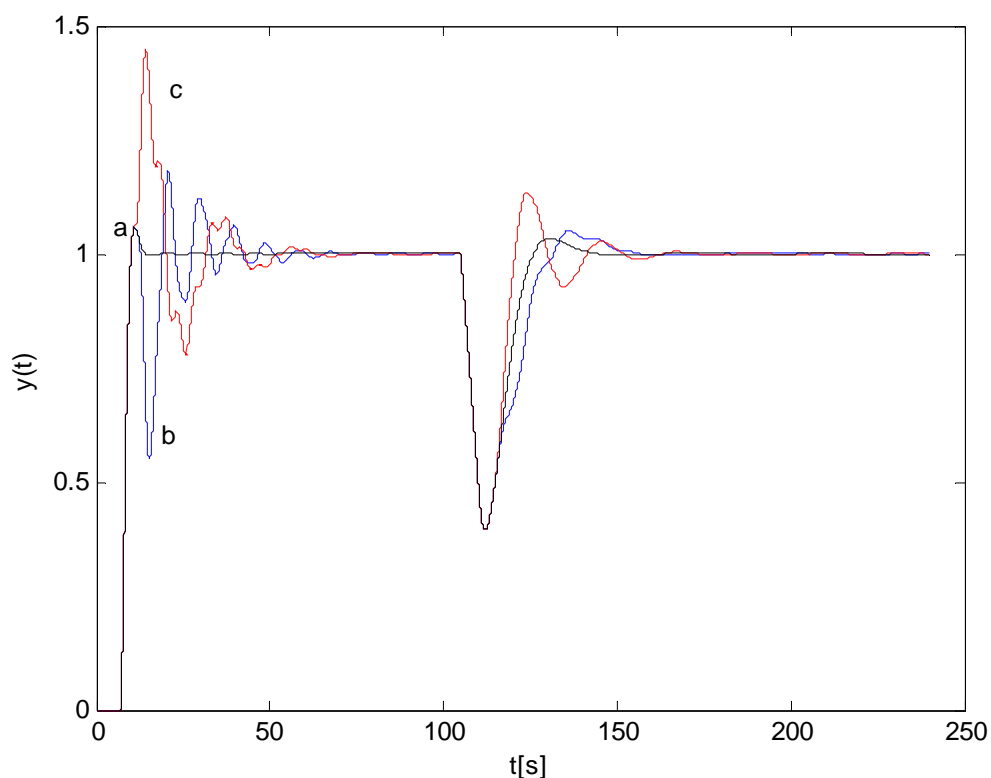
Funkčnost této modifikace je ověřena na integrujícím systému (50), přičemž je $k=1$ a $T_d=5$. Parametry regulátorů byly vypočítány na základě odvozených vztahů, viz teoretická část-oddíl 3.1.2. Jejich hodnoty byly určeny takto: pro $K_p=0,1$ a $T_i=0,1$ je $\alpha=1$ a $c_I=0,1$. Této hodnotě c_I odpovídá $d_I=1,3476$ pro minimum ISTE kritéria. Ze vztahu (56) je $K_f=1,2476$ a z (58) je $K_d=0,1047$. Porucha ve formě skokové změny je umístěna na vstup řízeného systému v čase $100s$ a má velikost $v=-0,1$.

Na následujícím obrázku je také znázorněn průběh regulačního pochodu s odchylkou T_{dM} od skutečné hodnoty T_d v rozmezí $\pm 10\%$ ($T_d=5s \pm 0,5s$). Tím je simulována chyba odhadu této hodnoty.



Obr. 17. Odezva systému na žádanou hodnotu, Majiho modifikace pro odchylku $\pm 10\%$ a) - $T_d = T_{dM} = 5s$, b) $T_{dM} = 5,5s$, c) $T_{dM} = 4,5s$

Odchylce $\pm 20\%$ T_{dM} od T_d odpovídají odezvy výstupního signálu z obrázku 18.



Obr. 18. Odezva systému na žádanou hodnotu, Majhiho modifikace pro odchylku $\pm 20\%$ a) - $T_d = T_{dM} = 5s$, b) $T_{dM} = 6s$, c) $T_{dM} = 4s$

3.3 Diskuze výsledků řízení

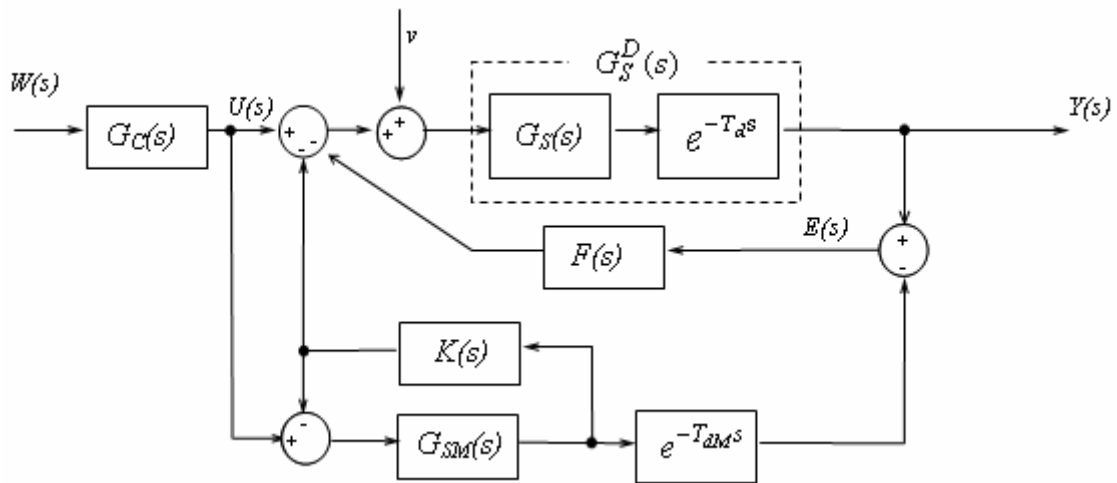
Z obrázku 17,18 je patrné, že navržená modifikace Smithova prediktoru vyhovuje požadavku na sledování referenčního signálu pro integrující systém o přenosu (50). Tento požadavek je splněn i při odchylce $\pm 20\%$ hodnoty T_{dM} od T_d . Tato odchylka má však zřetelný vliv na hladký průběh regulačního pochodu a její nepříznivý vliv je patrný z obrázku 18. Aplikace tohoto zapojení na nestabilní systémy je ověřena a porovnána s následující modifikací Smithova prediktoru podle Liua a to v kapitole 6.

4 MODIFIKACE SMITHOVA PREDIKTORU PODLE LIUA

K eliminaci výše popsaných problémů odstranili Liu a kol. [5] zpětnou vazbu přenášející regulační odchylku e na vstup regulátoru $G_C(s)$. Proto do přenosu poruchy

$$G_{V/Y}(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{G_S^D(s)}{1 + F(s)G_S(s)} \quad (69)$$

vstupuje pouze přenos regulátoru $F(s)$ a jeho ladění neovlivní nastavení ostatních regulátorů.



Obr. 19. Modifikace Smithova prediktoru podle Liua

Popsané změny jsou patrné z obr. 19. Původní regulátor $G_{C1}(s)$ je nahrazen proporcionálním regulátorem $K(s)$, jež má opět za úkol stabilizovat nestabilní póly. Funkce regulátoru $F(s)$ koresponduje s funkcí $G_{C2}(s)$, tedy výstupní signál může být interpretován jako odhad vstupující poruchy. $G_C(s)$ zajišťuje asymptotické sledování referenčního signálu a společně s $F(s)$ i kompenzaci případné poruchy.

4.1 Vztahy pro výpočet parametrů regulátorů

Jelikož obvykle stačí volit regulátor $K(s)$ jako proporcionální ve tvaru $K(s)=k_c$, přenos žádané veličiny na výstup bude ve tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_c G_s e^{-T_d s}}{1 + k_c G_{SM}} \cdot \frac{1 + F G_{SM} e^{-T_{dM} s}}{1 + F G_s e^{-T_d s}} \quad (70)$$

Opět se předpokládá shodnost dynamiky soustavy a modelu, tedy $G_s^D(s) = G_{SM} e^{-T_{dM} s}$.

S využitím tohoto předpokladu může být přenos $G_{W/Y}(s)$ redukován do tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_c G_s e^{-T_d s}}{1 + k_c G_{SM}}, \quad (71)$$

z čehož je patrné, že charakteristická rovnice regulačního obvodu už neobsahuje přenos elementu dopravního zpoždění.

Odvození vztahů pro výpočet parametrů regulátorů je provedeno pro integrující soustavu prvního řádu s dopravním zpožděním o přenosu

$$G_s^D(s) = \frac{k e^{-T_d s}}{s} \Leftrightarrow G_s(s) = \frac{k}{s} \quad (72)$$

také pro integrující soustavu druhého řádu s dopravním zpožděním

$$G_s^D(s) = \frac{k e^{-T_d s}}{s(Ts + 1)} \Leftrightarrow G_s(s) = \frac{k}{s(Ts + 1)} \quad (73)$$

a pro nestabilní systém prvního řádu s dopravním zpožděním

$$G_s^D(s) = \frac{k e^{-T_d s}}{Ts - 1} \Leftrightarrow G_s(s) = \frac{k}{Ts - 1}. \quad (74)$$

4.1.1 Regulátor $K(s)$

Jak již bylo řečeno, pro všechny tři typy soustav (72)-(74) postačuje volit regulátor $K(s)$ pouze jako proporcionální, tedy $K(s) = k_c$.

Charakteristické rovnice regulačního obvodu pro soustavy (72)-(74) lze získat z přenosu žádané veličiny (71) a to ve tvaru:

$$s + k_c k = 0 \dots \text{pro} \dots (72) \quad (75)$$

$$Ts^2 + s + k_c k = 0 \dots \text{pro} \dots (73) \quad (76)$$

$$Ts + k_c k - 1 = 0 \dots \text{pro} \dots (74) \quad (77)$$

Aplikací Routh-Hurwitzova kritéria na (75), (76) a splněním nerovnosti $k_c > 0$, zajistíme stabilitu těchto dvou charakteristických polynomů. Stabilita charakteristické rovnice (77) bude zajištěna položením $k_c > 1/k$.

Zjednodušeně mohu říci, že k zajištění stability postačí, položíme-li $k_c = 1$.

4.1.2 Regulátor $G_C(s)$

Pro soustavu (72), byla odvozena struktura regulátoru $G_C(s)$ v souladu s normou návrhu H_2 např. v [5] následovně

$$G_C = \frac{s + k_c k}{k(\lambda_c s + 1)}, \quad (78)$$

kde λ_c je ladící parametr. Volba hodnoty tohoto parametru je doporučena v intervalu $0,5T_d - 3T_d$.

Integroující soustavě (73) odpovídá regulátor tvaru

$$G_C = \frac{T s^2 + s + k_c k}{k(\lambda_c s + 1)^2}. \quad (79)$$

a pro nestabilní systém (74) je navržen regulátor $G_C(s)$ takto

$$G_C = \frac{T s + k_c k - 1}{k(\lambda_c s + 1)}. \quad (80)$$

Nyní můžeme říci, že regulátor $G_C(s)$ je navržen pro jednotlivé systémy (72)-(74) tak, že řízení s otevřenou smyčkou splňuje požadavek na asymptotické sledování referenčního signálu.

4.1.3 Regulátor $F(s)$

Pro vybrané systémy (72)-(74) byly odvozeny vztahy pro určení parametrů regulátoru $F(s)$ a publikovány např. v [5].

Pro integroující soustavu (72) je regulátor $F(s)$ navržen tímto způsobem

$$F(s) = \frac{s(a_1 s + 1)}{k[(\lambda_f s + 1)^2 - (a_1 s + 1)e^{-T_d s}]} \quad (81)$$

kde je $a_1 = 2\lambda_f + T_d$ a λ_f je ladící parametr a jeho hodnotu je doporučeno umístit v intervalu $0,4T_d - 2T_d$.

Položíme-li $F(s) = M(s)/s$, je možné interpretovat regulátor $F(s)$ také ve tvaru

$$F(s) = \frac{1}{s} \left[M(0) + M'(0)s + \frac{M''(0)}{2!} s^2 + \dots \right], \quad (82)$$

přičemž jednotlivé derivace obsažené ve výše uvedeném vztahu odpovídají parametrům standardního PID regulátoru

$$F(s) = k_f + \frac{1}{T_I s} + T_D s \quad (83)$$

kde

$$\begin{aligned} k_f &= M'(0) \\ T_I &= \frac{1}{M(0)} \\ T_D &= \frac{M''(0)}{2} \end{aligned} \quad (84)$$

Pro integrující soustavu druhého řádu (73) je navržen regulátor $F(s)$ takto

$$F(s) = \frac{s(Ts+1)(a_1s+1)}{k[(\lambda_f s+1)^3 - (a_1s+1)e^{-T_d s}]} \quad (85)$$

kde $a_1 = 3\lambda_f + T_d$ a λ_f volíme v rozsahu $0,5T_d - 3T_d$

Analogickým postupem je možné získat standardní PID regulátor pro nestabilní systém (74), ze vztahu

$$F(s) = \frac{(Ts-1)(a_1s+1)}{k[(\lambda_f s+1)^2 - (a_1s+1)e^{-T_d s}]} \quad (86)$$

kde $a_1 = T[(\lambda_f/T + 1)^2]e^{T_d/T} - 1$ a λ_f volíme v intervalu $0,8T_d - 3T_d$.

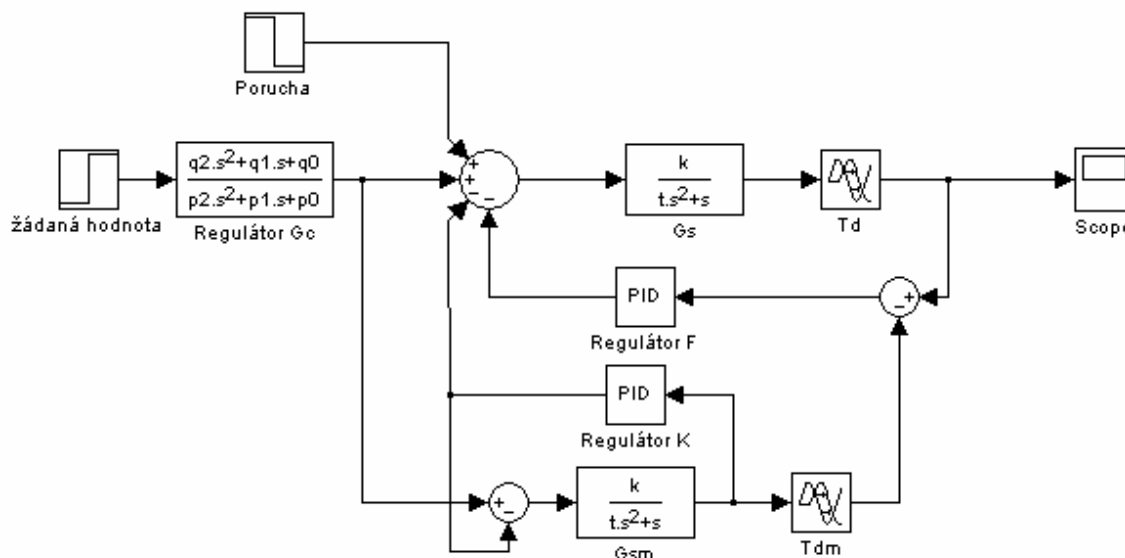
Vyřešením rovnic (84) získáme parametry standardního PID regulátoru. Výsledné vztahy pro soustavy (72)-(74) jsou uvedeny v Tab. 2.

Tab. 2. Parametry regulátoru konfigurace 1DOF

REGULOVANÁ SOUSTAVA (přenos)	REGULÁTOR $F(s)$	
$\frac{k}{s} e^{-T_d s}$	k_f	$\frac{2(5T_d^3 + 24T_d^2\lambda_f + 30T_d\lambda_f^2 + 12\lambda_f^3)}{3k(T_d^2 + 4T_d\lambda_f + 2\lambda_f^2)^2}$
	T_I	$\frac{k(T_d^2 + 4T_d\lambda_f + 2\lambda_f^2)}{2}$
	T_D	$\frac{T_d^2(31T_d^4 + 252T_d^3\lambda_f + 702T_d^2\lambda_f^2 + 768T_d\lambda_f^3 + 288\lambda_f^4)}{18k(T_d^2 + 4T_d\lambda_f + 2\lambda_f^2)^3}$
$\frac{k}{s(T_s+1)} e^{-T_d s}$	k_f	$\frac{2(5T_d^3 + 36T_d^2\lambda_f + 72T_d\lambda_f^2 + 48\lambda_f^3 + 3T_d(T_d^2 + 6T_d\lambda_f + 6\lambda_f^2))}{3k(T_d^2 + 6T_d\lambda_f + 6\lambda_f^2)^2}$
	T_I	$\frac{k(T_d^2 + 6T_d\lambda_f + 6\lambda_f^2)}{2}$
	T_D	$\frac{(31T_d^6 + 378T_d^5\lambda_f + 1602T_d^4\lambda_f^2 + 2640T_d^3\lambda_f^3 + 864T_d^2\lambda_f^4 - 1728T_d\lambda_f^5 - 1152\lambda_f^6)}{18k(T_d^2 + 6T_d\lambda_f + 6\lambda_f^2)^3} + \frac{12T(5T_d^5 + 66T_d^4\lambda_f + 318T_d^3\lambda_f^2 + 696T_d^2\lambda_f^3 + 720T_d\lambda_f^4 + 288\lambda_f^5)}{18k(T_d^2 + 6T_d\lambda_f + 6\lambda_f^2)^3}$
$\frac{k}{T_s-1} e^{-T_d s}$	k_f	$\frac{2(2-3A+A^2)T^4 + 4A(2A-1)T\lambda_f^3 + 2A^2\lambda_f^4 + 2T^3(T_d + 4\lambda_f(A-1)^2) - T^2(T_d^2 - 2(1-7A+6A^2)\lambda_f^2)}{2k(A-1)T^2 + A\lambda_f^2 - T(T_d - 2(A-1)\lambda_f)^2}$ <p style="text-align: center;">kde $A = e^{\frac{T_d}{T}}$</p>
	T_I	$\frac{k(A-1)T^2}{T} + \frac{1}{A\lambda_f^2} - \frac{1}{T(T_d - 2(A-1)\lambda_f)} \quad \text{kde } A = e^{\frac{T_d}{T}}$
	T_D	Výsledný vztah pro výpočet hodnoty konstanty T_D je příliš rozsáhlý, ale je možné jej získat derivací a úpravou vztahu (84). Je také obsažen v příloženém souboru na CD : <i>vypocet_liu_nest.m</i>

4.2 Simulační část

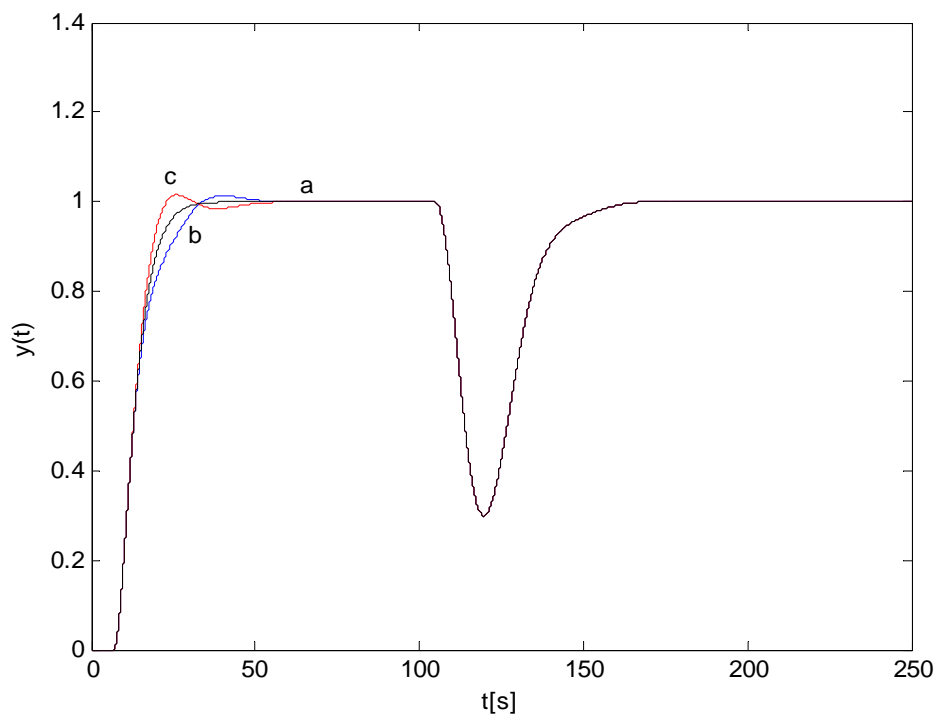
Na základě struktury navržené modifikace podle Liua (Obr.19) bylo opět sestaveno schéma v programovém prostředí MATLAB-Simulink[®]. Toto simulační schéma je uvedeno na obrázku 20.



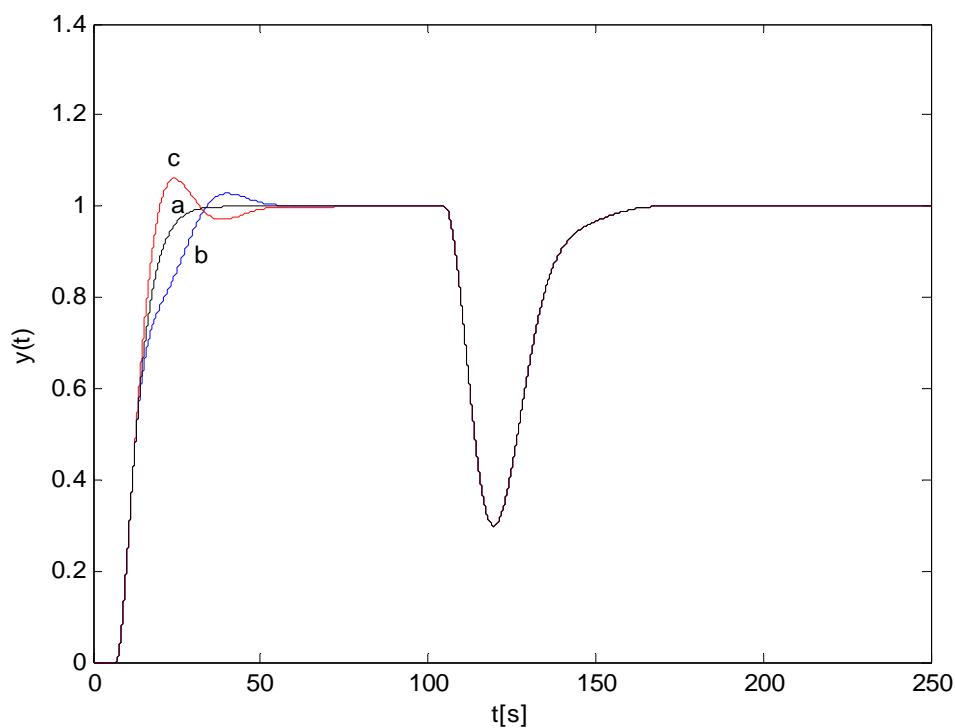
Obr. 20. Simulační schéma Modifikace Smithova prediktoru podle Liua, MATLAB-Simulink[®]

Simulace byly provedeny na integrujícím systému druhého řádu o přenosu (73), kde $k=1$, $T=4$ a $T_d=5$. Proporcionální složka regulátoru K byla zvolena $k_c=1$. Parametry PID regulátoru F byly vypočteny pro $\lambda_f=4,5$ a jejich hodnoty jsou: $k_f=0,1659$, $T_I=140,75$ a $T_D=0,6482$. Položením $\lambda_c=3,5$ získáme hodnoty konstant regulátoru G_C rovny: $q_2=4$, $q_1=1$, $q_0=1$, $p_2=12,25$, $p_1=7$, $p_0=1$.

Na obr.21. je zachycen průběh regulačního pochodu pro shodné hodnoty T_d a T_{dM} a také pro odchylku $\pm 10\%$ časové konstanty dopravního zpoždění T_d . Opět je zde implementována porucha ve formě skokové změny a je umístěna na vstup řízeného systému v čase $100s$ o hodnotě $v=-0,1$.



Obr. 21. Odezva systému na žádanou hodnotu, modifikace podle Liua pro odchylku $\pm 10\%$ a) - $T_d=T_{dM}=5s$, b) $T_{dM}=5,5s$, c) $T_{dM}=4,5s$



Obr. 22. Odezva systému na žádanou hodnotu, modifikace podle Liua pro odchylku $\pm 20\%$ a) - $T_d=T_{dM}=5s$, b) $T_{dM}=6s$, c) $T_{dM}=4s$

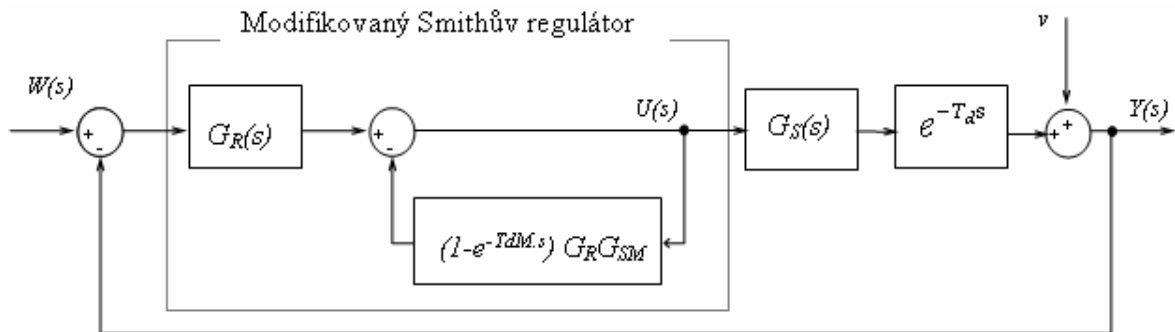
4.3 Diskuze výsledků řízení

Jak vidíme na obrázcích 21, 22 odchylka hodnoty časové konstanty T_{dM} se projevila pouze v prvních 50 sekundách regulačního pochodu. Mimo tento interval jsou již průběhy naprosto shodné a opět můžeme říci, že pomocí navržené struktury Smithova prediktoru podle Liua je možno zajistit sledování referenčního signálu i v případě odchylky $\pm 20\% T_{dM}$ od T_d a to bez větších problémů. Účinnost tohoto zapojení a simulační výsledky pro nestabilní systémy budou uvedeny v kapitole 6 a zároveň porovnány s výsledky regulace pomocí jiných modifikací.

5 MODIFIKACE SMITHOVA PREDIKTORU PODLE VÍTEČKOVÉ

Smithův prediktor z obrázku 13, 14 i jeho modifikace podle Majhiho a Liua, obsahuje ve své struktuře matematický model regulované soustavy, a proto není univerzální.

V této kapitole je popsán modifikovaný Smithův prediktor pro lineární soustavy s dopravním zpožděním, který již ve své struktuře neobsahuje přímo matematický model regulované soustavy. Z tohoto důvodu může být konstruován jako univerzální [6].



Obr. 23. Modifikace Smithova prediktoru podle Vítečkové

Jak již bylo uvedeno v kapitole 2.1 v ideálním případě Smithův prediktor odstraní exponenciální funkci dopravního zpoždění ze jmenovatele přenosové funkce tak, jak je uvedeno v rovnici (34), kterou si přepíšeme do tvaru:

$$G_{W/Y}^*(s) = \frac{G_R^M(s) G_S(s)}{1 + G_R^M(s) G_S(s)} e^{-T_d \cdot s} \quad (87)$$

Z požadovaného přenosu řízení (87) dostaneme přenos modifikovaného Smithova regulátoru

$$G_R^M(s) = \frac{1}{G_S(s) e^{-T_d \cdot s}} \frac{G_{W/Y}^*(s)}{1 - G_{W/Y}^*(s)} \quad (88)$$

V případě ideální shody modelu G_{SM} , T_{dM} s přenosem skutečné regulované soustavy G_S , T_d výraz

$$G_{SM}(s) G_R(s) = G_S(s) G_R(s) = G_o^*(s) \quad (89)$$

vyjadřuje v podstatě požadovaný přenos otevřeného regulačního obvodu bez dopravního zpoždění. Například v nejjednodušším spojitým případě, pro požadovaný přenos otevřeného regulačního obvodu platí

$$G_o^* = \frac{1}{T_w s} \Rightarrow G_{w/y}(s) = \frac{1}{T_w s + 1} e^{-T_d s} \quad (90)$$

pak je tedy možno rovnici (87) přepsat do tvaru

$$G_{w/y}^*(s) = \frac{G_o^*(s)}{1 + G_o^*(s)} e^{-T_d \cdot s} \quad (91)$$

a po dosažení přenosu z rovnice (91) do vztahu (88) v souladu s obr.23 obdržíme přenos modifikovaného Smithova prediktoru ve tvaru:

$$G_R^M(s) = \frac{G_R(s)}{1 + \frac{1}{T_w s} (1 - e^{-T_d s})}, \quad (92)$$

kde G_R je přenos konvenčního regulátoru doporučeného pro danou regulovanou soustavu v souladu s Tab.3, T_w – je časová konstanta uzavřeného regulačního obvodu, T_d – je dopravní zpoždění, stejné jako u přenosu dané regulované soustavy. Vztahy pro výpočet stavitelných parametrů budou odvozeny v následující kapitole 5.1 a přehledně sestaveny do tabulky 3 a 4.

Ze vztahu (92) je zřejmé, že modifikovaný Smithův regulátor se skládá z konvenčního regulátoru a nekonvenční části se dvěma dalšími stavitelnými parametry T_d a T_w a že skutečně může být realizován jako univerzální regulátor tak, jak je uvedeno např. v [6].

Postup při seřízení rozvětveného regulačního obvodu s modifikovaným Smithovým regulátorem

1. Upravit přenos regulované soustavy na tvar v souladu s Tab.3 případně v souladu s Tab.4.
2. Použít doporučený konvenční regulátor a seřídit ho v souladu s Tab.3 případně v souladu s Tab.4.

3. Sériově s konvenčním regulátorem použít nekonveční část, nastavit u ní dopravní zpoždění T_d stejné jako u regulované soustavy a časovou konstantu T_w s ohledem na omezení akční veličiny a maximální nastavitelnou hodnotu zesílení konvenčního regulátoru k_{pmax} .

5.1 Odvození vztahů pro výpočet parametrů modifikovaného Smithova regulátoru pro nekmitavý regulační pochod

Ze vztahu (92) je zřejmé, že pro výpočet přenosu regulátoru a jeho parametrů postačí pouze proporcionální invertovatelná část regulované soustavy G_S . Při odvození vztahů pro určení stavitelných parametrů regulátorů je uvažováno, že přenos otevřeného regulačního obvodu G_o má tvar:

$$G_o^*(s) = \frac{1}{T_w s} \quad (93)$$

Pro regulovanou soustavu popsanou přenosem

$$G_S^D(s) = \frac{k_1}{s} e^{-T_d s} \Leftrightarrow G_S(s) = \frac{k_1}{s} \quad (94)$$

je třeba navrhnout parametry regulátoru tak, aby přenos uzavřeného regulačního obvodu $G_{w/y}$ byl

$$G_{w/y}^*(s) = \frac{1}{T_w s + 1} e^{-T_d s} \quad (95)$$

Přenos regulátoru bude získán z rovnice

$$G_o = G_R G_S \Rightarrow G_R = \frac{G_o^*}{G_S} \quad (96)$$

Po dosazení (93) a $G_S(s)$ z (94) do (96) vyjde přenos regulátoru

$$G_R(s) = \frac{1}{\frac{T_w s}{k_1}} = \frac{1}{k_1 T_w s} \quad (97)$$

Tento přenos odpovídá přenosu regulátoru typu P se zesílením, viz Tab. 3.

$$k_p^* = \frac{1}{k_1 T_w} \quad (98)$$

Pro regulovanou soustavu popsanou přenosem

$$G_S^D(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)} e^{-T_d s} \Leftrightarrow G_S(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)} \quad (99)$$

je třeba navrhnout parametry regulátoru tak, aby přenos uzavřeného regulačního obvodu $G_{w/y}$ byl (95) a přenos otevřeného regulačního obvodu G_0 byl (93).

Přenos regulátoru bude získán z rovnice (96). Dosazením (93) a $G_S(s)$ ze (99) do (96) vyjde přenos regulátoru

$$G_R(s) = \frac{1}{\frac{T_w s}{k_1} \frac{1}{T_1 s + 1}} = \frac{T_1 s + 1}{k_1 T_w s} = \frac{T_1}{k_1 T_w} \left(\frac{1}{T_1 s} + 1 \right) \quad (100)$$

Tento přenos odpovídá přenosu regulátoru typu PI s přenosem

$$G_R(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (101)$$

Porovnáním přenosu regulátoru (101) s přenosem regulátoru (100)

$$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) = \frac{T_1}{k_1 T_w} \left(\frac{1}{T_1 s} + 1 \right) \quad (102)$$

získáme optimální integrační časovou konstantu regulátoru a optimální hodnotu zesílení regulátoru, viz Tab. 3.

$$\begin{aligned} k_p^* &= \frac{T_I^*}{k_1 T_w} \\ T_I &= T_1 \end{aligned} \quad (103)$$

Stejným postupem jako u předchozích dvou případů řízených soustav (94) a (99), lze odvodit vztahy pro výpočet stavitelných parametrů regulátorů pro zbývající soustavy jak je uvedeno v tabulce 3.

Tab. 3. Doporučené typy konvenčních regulátorů a hodnoty jejich stavitelných parametrů pro modifikovaný Smithův regulátor a přenos řízení ve tvaru (95)

REGULOVANÁ SOSTAVA (přenos)	REGULÁTOR			
	TYP	k_p^*	T_I^*	T_D^*
$k_1 e^{-T_d s}$	I	-	$k_1 T_w$	-
$\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$	P	$\frac{1}{k_1 T_w}$	-	-
$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{T_I^*}{k_1 T_w}$	T_1	-
$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{1}{k_1 T_w}$	-	T_1
$\frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$	PID	$\frac{T_1 + T_2}{k_1 T_w}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}$
$T_1 \geq T_2$	PIDi	$\frac{T_1}{k_1 T_w}$	T_1	T_2
$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s}$ $0,5 < \xi_0 \leq 1$	PID	$\frac{2\xi_0 T_0}{k_1 T_w}$	$2\xi_0 T_0$	$\frac{T_0}{2\xi_0}$

5.2 Odvození vztahů pro výpočet parametrů modifikovaného Smithova regulátoru pro kmitavý regulační pochod

Pro odvození vztahů k výpočtu stavitelných parametrů regulátorů je uvažováno, že přenos otevřeného regulačního obvodu G_0 má tvar

$$G_o^*(s) = \frac{1}{T_w^2 s^2 + 2\xi_w T_w s} \quad (104)$$

Požadovaný přenos uzavřeného regulačního obvodu G_{wY} je ve tvaru

$$G_{W/Y}^*(s) = \frac{1}{T_w^2 s^2 + 2\xi_w T_w s + 1} e^{-T_d s} \quad (105)$$

Pro regulovanou soustavu popsanou přenosem

$$G_S^D(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s} \Leftrightarrow G_S(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} \quad (106)$$

je třeba navrhnout parametry regulátoru tak, aby přenos uzavřeného regulačního obvodu $G_{W/Y}$ byl (105).

Přenos regulátoru bude získán opět z rovnice (96). Dosazením (104) a $G_S(s)$ ze (106) do (96) vyjde přenos regulátoru

$$G_R(s) = \frac{1}{\frac{T_w^2 s^2 + 2\xi_w T_w s}{k_1} \frac{T_1 s + 1}{2k_1 \xi_w T_w s \left(\frac{T_w}{2\xi_w} s + 1 \right)}} = \frac{T_1 s + 1}{2k_1 \xi_w T_w s \left(\frac{T_w}{2\xi_w} s + 1 \right)} \quad (107)$$

Tentokrát je volitelným parametrem koeficient tlumení ξ_w a setrvačná časová konstanta T_w se dopočítá ze vztahu

$$T_w = 2\xi_w T_1 \quad (108)$$

Dosazením (108) do (107) získáme přenos regulátoru ve tvaru:

$$G_R(s) = \frac{1}{4\xi_w^2 k_1 T_1 s} \quad (109)$$

Tento přenos odpovídá přenosu regulátoru typu I s přenosem

$$G_R(s) = \frac{1}{T_I s}, \quad (110)$$

kde T_I je integrační časová konstanta regulátoru, jejíž optimální hodnota je

$$T_I = 4\xi_w^2 k_1 T_1 \quad (111)$$

, viz Tab.4.

Pro regulovanou soustavu popsanou přenosem

$$G_S^D(s) = \frac{k_1}{s(T_1s + 1)} e^{-T_d s} \Leftrightarrow G_S(s) = \frac{k_1}{s(T_1s + 1)} \quad (112)$$

je třeba navrhnout parametry regulátoru tak, aby přenos uzavřeného regulačního obvodu G_{WY} byl (105).

Přenos regulátoru bude získán z rovnice (96). Dosazením (104) a $G_S(s)$ ze (112) do (96) vyjde přenos regulátoru

$$G_R(s) = \frac{1}{\frac{T_w^2 s^2 + 2\xi_w T_w s}{k_1}} = \frac{s(T_1s + 1)}{2k_1 \xi_w T_w s \left(\frac{T_w}{2\xi_w} s + 1 \right)} \quad (113)$$

Při rovnosti časových konstant ze vztahu (108) vede vztah (113) na přenos regulátoru ve tvaru

$$G_R(s) = \frac{1}{4k_1 \xi_w^2 T_1} \quad (114)$$

Přenos regulátoru (114) odpovídá přenosu regulátoru typu P s optimální hodnotou zesílení regulátoru

$$k_p^* = \frac{1}{4k_1 \xi_w^2 T_1} \quad (115)$$

, viz Tab. 4.

Analogicky lze pak odvodit vztahy pro výpočet stavitelných parametrů regulátorů pro zbývající přenosy řízených soustav jak je uvedeno v tabulce 4.

Tab. 4. Doporučené typy konvenčních regulátorů a hodnoty jejich stavitelných parametrů pro modifikovaný Smithův regulátor a přenos otevřeného regulačního obvodu G_0 (57). $T_w^* = 2\xi_w T_1$, $0 < \xi_w \leq 1$

REGULOVANÁ SOUSTAVA (přenos)	REGULÁTOR			
	TYP	k_p^*	T_I^*	T_D^*
$\frac{k_1}{T_1s+1} e^{-T_d s}$	I	-	$4k_1\xi_w^2 T_1$	-
$\frac{k_1}{s(T_1s+1)} e^{-T_d s}$	P	$\frac{1}{4k_1\xi_w^2 T_1}$	-	-
$\frac{k_1}{(T_1s+1)(T_2s+1)} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{T_I^*}{4k_1\xi_w^2 T_1}$	T_2	-
$\frac{k_1}{s(T_1s+1)(T_2s+1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{1}{4k_1\xi_w^2 T_1}$	-	T_2
$\frac{k_1}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)} e^{-T_d s}$	PID	$\frac{T_I^*}{4k_1\xi_w^2 T_1}$	$T_2 + T_3$	$\frac{T_2 T_3}{T_2 + T_3}$
	PIDi	$\frac{T_I^*}{4k_1\xi_w^2 T_1}$	T_2	T_3
$\frac{k_1}{(T_1s+1)(T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1)} e^{-T_d s}$ $0,5 < \xi_0 \leq 1$	PID	$\frac{T_I^*}{4k_1\xi_w^2 T_1}$	$2\xi_0 T_0$	$\frac{T_0}{2\xi_0}$

Tab. 5. Konvenční typy regulátorů a jejich přenosy

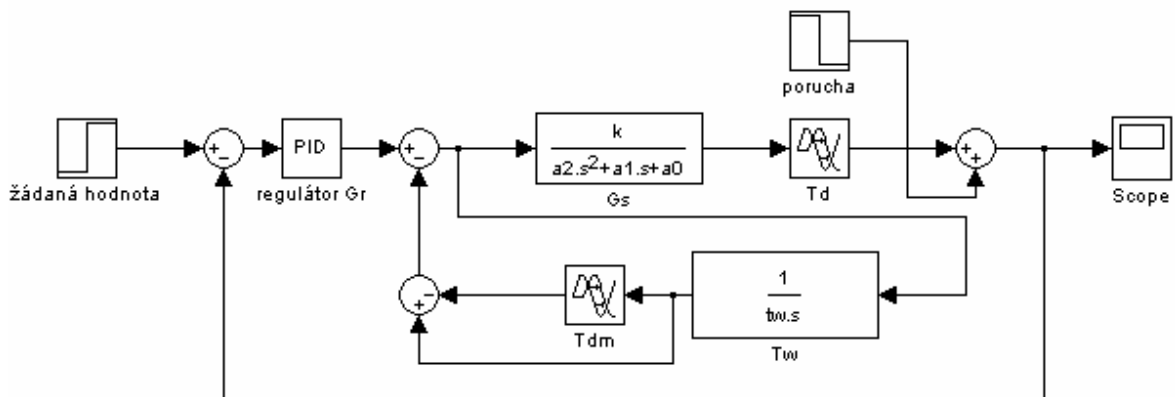
Typ regulátoru	Přenos regulátoru
----------------	-------------------

P	k_p
I	$\frac{1}{T_I s}$
PI	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$
PD	$k_p (1 + T_D s)$
PID	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$
PIDi	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) (1 + T_D s)$

5.3 Simulační část

Na obrázku 22 vidíme zapojení modifikovaného Smithova prediktoru podle Vítečkové. Simulace byly provedeny pro soustavu 2. řádu o přenosu

$$G_S(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s} \quad (116)$$



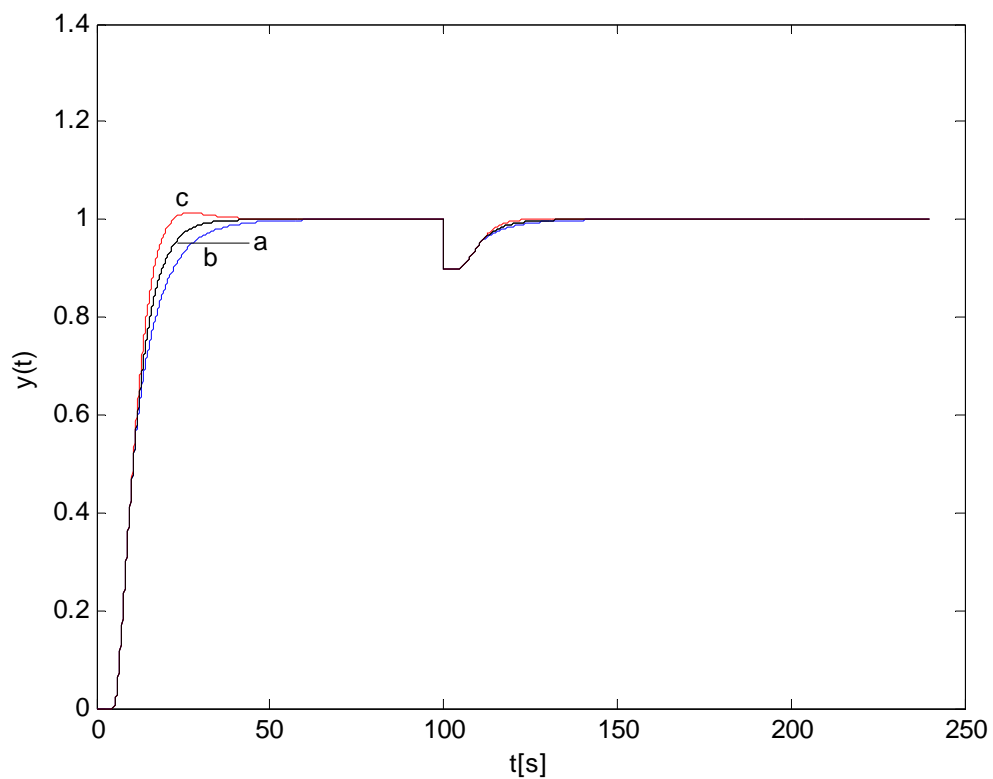
Obr. 24. Simulační schéma modifikace Smithova prediktoru podle Vítečkové, MatLab-Simulink®

Poznámka: Pro koeficienty řízené soustavy z obrázku 24 platí, že $a_2 = T_1 T_2$, $a_1 = T_1 + T_2$, $a_0 = 1$

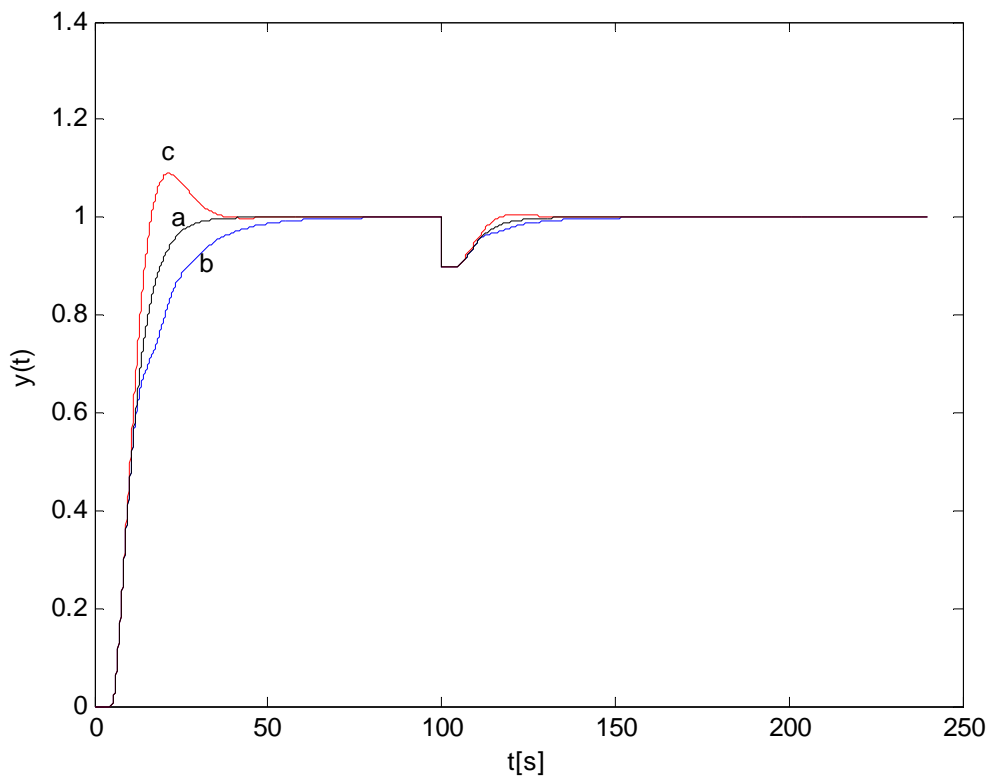
Parametry soustavy byly zvoleny jako $k=1$, $T_1=5$, $T_2=2$ a $T_d=7$. Na základě tabulky III byly vypočítány parametry PID regulátoru pro $T_w=7$, kde $k_p=1$, $T_I=7$, $T_D=1,4286$.

Opět je zde implementována porucha ve formě skokové změny o velikosti $v=-0,1$ (v kroku 100s), ale tentokrát je umístěna na výstup řízené soustavy jak je uvedeno např v [6].

Výsledky řízení jsou uvedeny na obrázku 25, 26 a to pro odchylku $\pm 20\%$ a $\pm 50\%$ hodnoty T_{dM} od T_d .



Obr. 25. Odezva systému na žádanou hodnotu, modifikace podle Vítečkové pro odchylku $\pm 20\%$ a) - $T_d=T_{dM}=5s$, b) $T_{dM}=6s$, c) $T_{dM}=4s$



Obr. 26. Odezva systému na žádanou hodnotu, modifikace podle Vítečkové pro odchylku $\pm 50\%$ a) - $T_d = T_{dM} = 5s$, b) $T_{dM} = 7,5s$, c) $T_{dM} = 2,5s$

5.4 Diskuze výsledků řízení

Jak můžeme vidět na Obr.25, při odchylce $\pm 20\%$ T_{dM} od T_d se průběhy výstupních signálů liší jen minimálně. Obr.26 dokazuje, že dokonce i při odchylce $\pm 50\%$ T_{dM} od T_d není problém, aby signál výstupní veličiny opět dosáhl žádané hodnoty. Můžeme říci, že tato modifikace Smithova prediktoru je dostatečně robustní ke změnám dopravního zpoždění regulované soustavy i pro vysoké hodnoty odchylky časové konstanty dopravního zpoždění modelu T_{dM} .

6 OVĚŘENÍ A POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ ŘÍZENÍ

Modifikace Smithova prediktoru podle Majhiho a z ní vycházející struktura modifikovaného prediktoru podle Liua jsou určeny především pro řízení nestabilních a integrujících systémů. Vzhledem k tomuto faktu je možné obě tyto metody společně porovnat na témže nestabilním systému prvního řádu. U poslední uvedené metody (podle Vítečkové) to však možné není, neboť parametry regulátoru u této modifikace nejsou odvozeny pro řízení nestabilních systémů. Porovnání výsledků regulačních pochodů všech tří modifikací je možné pro integrující systém. Z těchto důvodů bude porovnání výsledků rozděleno do dvou následujících podkapitol.

6.1 Řízení nestabilního systému

Porovnání výsledků řízení za pomoci Majhiho modifikace a z ní vyplývají modifikace podle Liua je provedeno na nestabilním systému prvního řádu o přenosové funkci

$$G_S(s) = \frac{1}{(10s-1)} e^{-5s} \quad (117)$$

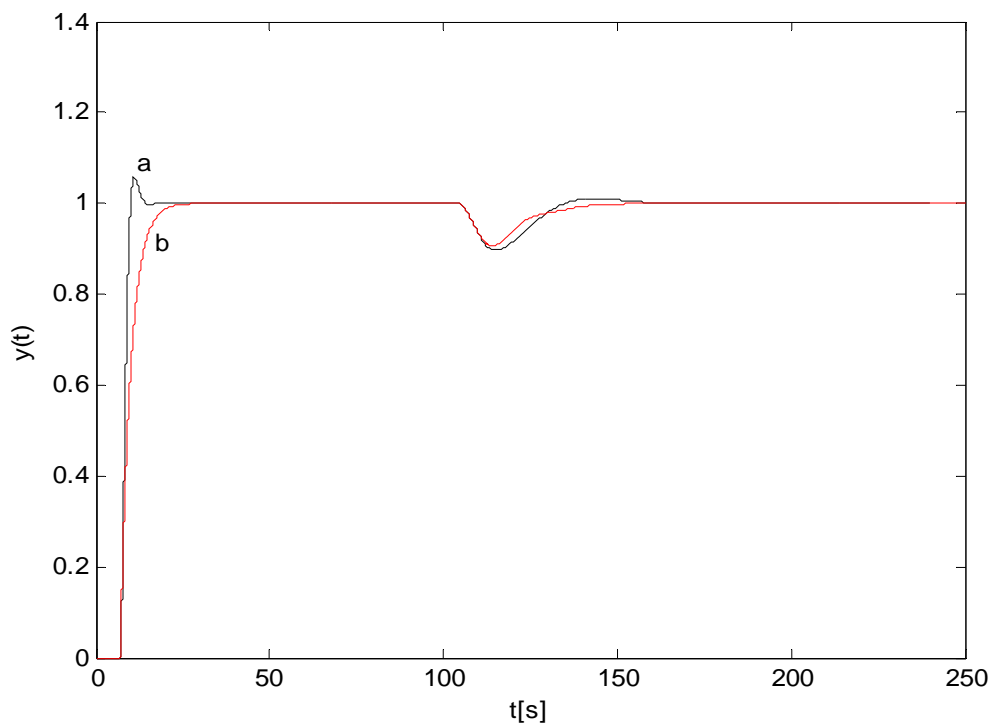
Pro tento konkrétní systém byly určeny parametry regulátorů obou modifikací takto:

Liu: Proporcionální složka regulátoru K byla zvolena $k_c=1$. Parametry PID regulátoru F byly vypočteny pro $\lambda_f=6$ a jejich hodnoty jsou: $k_f=2,2583$, $T_I=15,2073$ a $T_D=4,5738$. Položením $\lambda_c=3$ získáme hodnoty konstant regulátoru G_C rovny: $q_1=10$, $q_0=0$, $p_1=3$, $p_0=1$.

Majhi: : pro $K_p=1$ a $T_i=0,1$ je $\alpha=1$ a $c_1=0,1$. Pro tuto hodnotu c_1 je $d_1=1,3468$ v souladu ISTE kritériem. Ze vztahu (56) je $K_f=13,468$ a z (58) je $K_d=2,2361$.

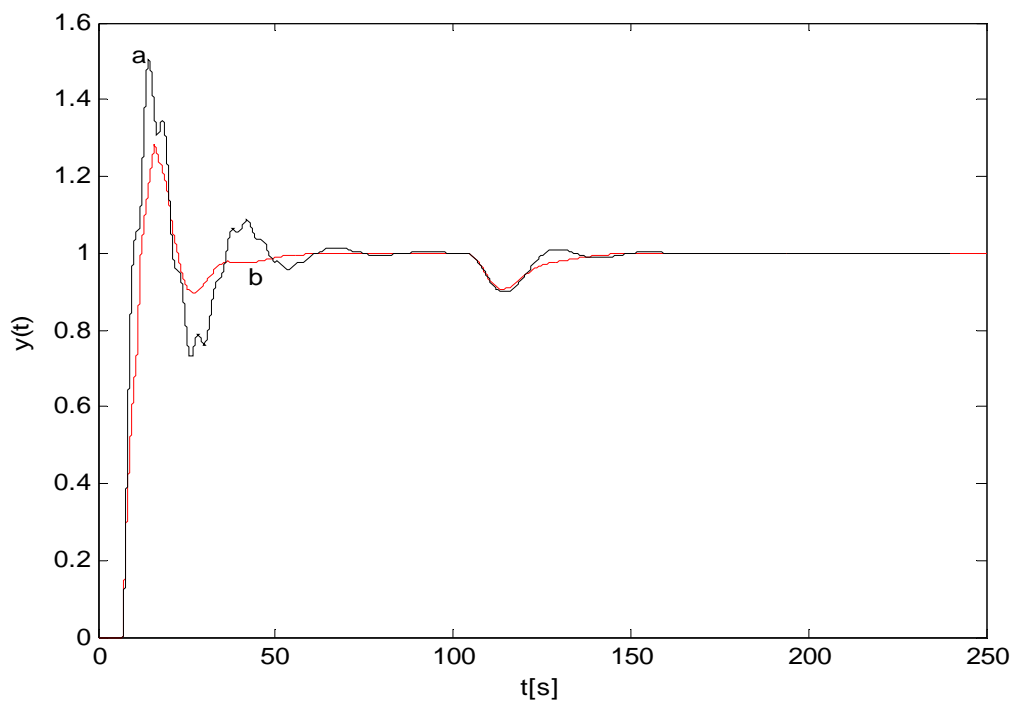
Porucha ve formě skokové změny je umístěna na vstup řízeného systému v čase $100s$ a má velikost $v=-0,1$.

K simulačnímu ověření byly využity struktury modifikací Smithova prediktoru uvedené na obrázcích 16 a 20.

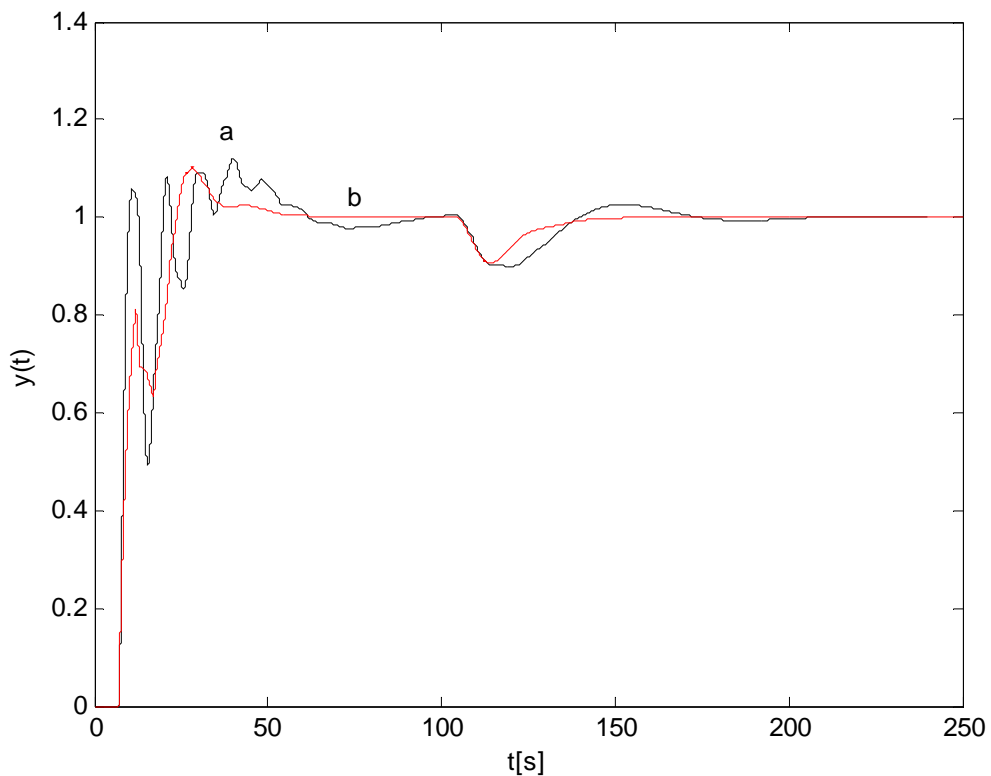


Obr. 27. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu pro $T_d = T_{dm}$

a) Majhiho metoda, b) Liuova metoda



Obr. 28. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu pro odchylku -20%,
 $T_d = 5$, $T_{dm} = 4$ a) Majhiho metoda, b) Liuova metoda



Obr. 29. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu pro odchylku +20%,
 $T_d=5$, $T_{dM}=6$ a) Majhiho metoda , b) Liuova metoda

6.1.1 Diskuze výsledků řízení

Předchozí tři obrázky 27, 28, 29 jednoznačně ukazují výhody modifikace Smithova prediktoru podle Liua, jehož struktura má odstraněnu zpětnou vazbu. Díky nižší citlivosti tohoto zapojení vůči odchylkám časové konstanty dopravního zpoždění modelu je dosaženo ustálení signálu výstupní veličiny na žádanou hodnotu mnohem rychleji. Také nedochází k tak silnému rozkmitání jako je tomu u Majhiho modifikace.

6.2 Řízení integrujícího systému

Uvedené tři modifikace Smithova prediktoru byly použity pro řízení integrujícího systému prvního řádu o přenosu

$$G_S(s) = \frac{1}{s} e^{-5s} \quad (118)$$

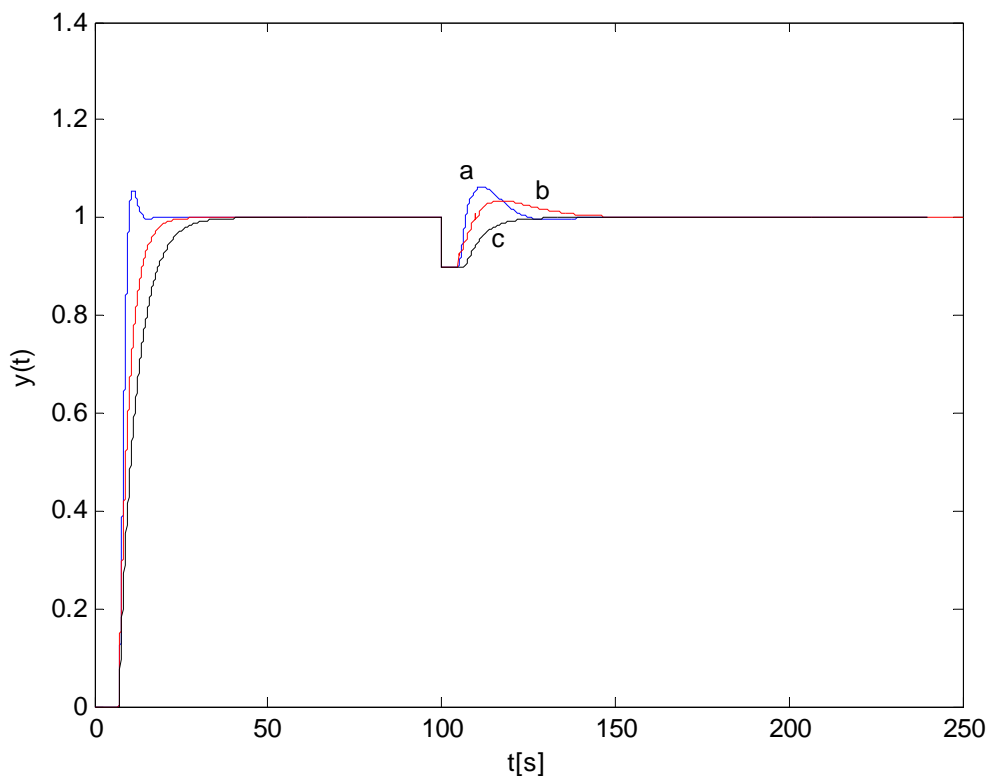
Hodnoty parametrů regulátorů jednotlivých modifikací byly vypočteny následovně:

Majhi: Pro $K_p=0,1$ a $T_i=0,1$ je $\alpha=1$ a $c_1=0,1$. Pro tuto hodnotu c_1 je $d_1=1,3476$ v souladu s ISTE kritériem. Ze vztahu (56) je $K_f=1,2476$ a z (58) je $K_d=0,1047$.

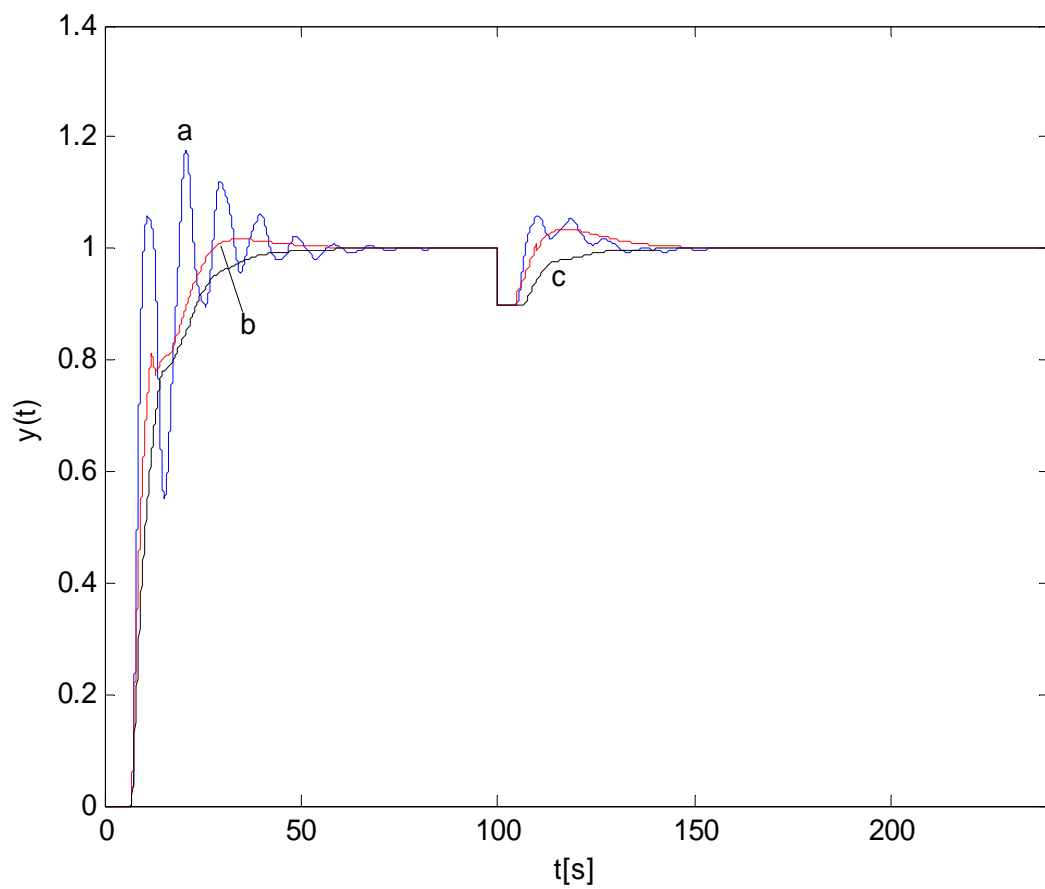
Liu: Proporcionální složka regulátoru K byla zvolena $k_c=1$. Parametry PID regulátoru F byly vypočteny pro $\lambda_f=7$ a jejich hodnoty jsou: $k_f=0,1570$, $T_I=131,5$ a $T_D=0,2373$. Položením $\lambda_C=3$ získáme hodnoty konstant regulátoru G_C rovny: $q_1=1$, $q_0=1$, $p_1=3$, $p_0=1$.

Vítečková: Volím $T_w=5$, pak je tedy $k_p=0,2$

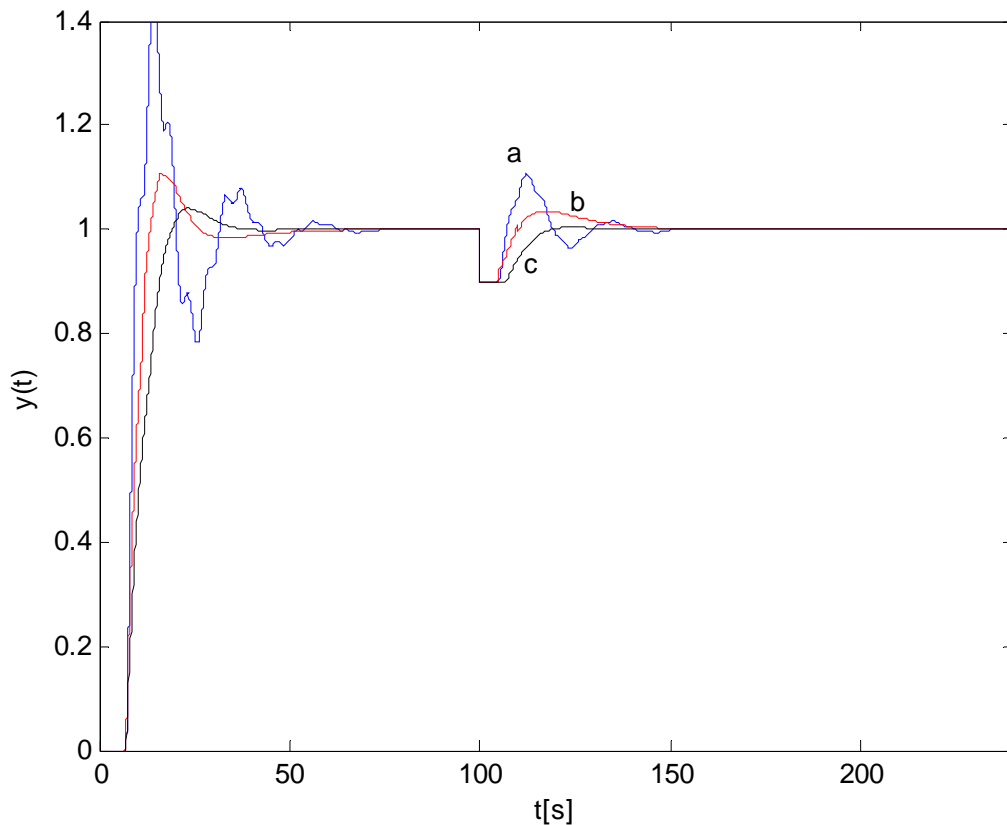
Porucha ve formě skokové změny je tentokrát umístěna na výstup řízeného systému v čase $100s$ a má velikost $v=-0,1$.



Obr. 30. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu, Vítečková pro $T_d=T_{dM}$ a) Majhiho metoda, b) Liuova metoda, c) modifikace podle Vítečkové



Obr. 31. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu, Vítěčková pro odchylku +20%, $T_d=5$, $T_{dM}=6$ a) Majhiho metoda, b) Liuova metoda, c) modifikace podle Vítěčkové



Obr. 32. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu, Vítečková pro odchylku -20%, $T_d=5$, $T_{dM}=4$ a) Majhiho metoda, b) Liuova metoda, c) modifikace podle Vítečkové

6.2.1 Diskuze výsledků řízení

Pro řízení integrujícího systému (118) byly použity všechny tři modifikace Smithova prediktoru. Z výsledků řízení je opět naprosto zřejmá vyšší robustnost vůči změnám konstanty dopravního zpoždění regulované soustavy a to při řízení modifikací podle Liu. K nejsilnějšímu rozkmitání výstupního signálu dochází při řízení za pomoci Majhiho modifikace. Naproti tomu, modifikace Smithova prediktoru podle Vítečkové, je schopna uregulovat daný systém bez jakýchkoliv větších oscilací a hladkost průběhu výstupní veličiny není narušena ani při zavedení poruchy na výstup regulované soustavy.

7 KRITICKÉ ZHODNOCENÍ EXPERIMENTŮ

Regulátor (s parametry viz Tabulka I) navržený v oddílu 2.1 je schopen kvalitně řídit daný systém (17) jen do okamžiku zavedení dopravního zpoždění $e^{-T_d s}$. Se zvyšováním časové konstanty T_d se kvalita řízení snižuje, a při překročení hodnoty $T_{DKR}=28,5s$ už systém nelze navrženým regulátorem uřídit na žádanou hodnotu.

Z důvodu neuřiditelnosti systému při vyšších hodnotách dopravního zpoždění tímto regulátorem je nutno zavést kompenzaci, např. ve formě Smithova prediktoru.

Pro řízení integrujícího systému (50) byla jako první použita modifikace Smithova prediktoru podle Majhiho (Obr.15). Výsledky regulačních pochodů jsou uvedeny na Obr.17, 18. Zde byly provedeny simulace pro různé hodnoty časové konstanty dopravního zpoždění modelu ($\pm 10\%$, $\pm 20\%$), přičemž rostoucí hodnota rozdílu $|T_d - T_{dM}|$ zapříčinila znatelné rozkmitání signálu výstupní veličiny. Tento negativní vliv byl částečně odstraněn další modifikovanou verzí Smithova prediktoru podle Liua (Obr.19), která má na rozdíl od Majhiho modifikace odstraněnou zpětnou vazbu přenášejíci regulační odchylku e na vstup regulátoru $G_C(s)$. Obě výše jmenované varianty nemají problém zajistit sledování referenčního signálu ani po zavedení poruchy ($v=-0,1$) na vstup do řízeného systému. Porovnání obou metod je znázorněno na obrázcích 27, 28 a 29.

Pro řízení soustavy 2.řádu (116) byla použita další uvedená modifikace Smithova prediktoru podle Vítečkové (Obr.23). Víc než jen dostatečná robustnost této modifikace vůči změnám konstanty dopravního zpoždění ($\pm 20\%$, $\pm 50\%$ T_{dM} od T_d) je patrná z výsledků řízení uvedených na Obr.25 a Obr.26, bez problémů je splněn požadavek na asymptotické sledování referenčního signálu. K narušení hladkosti průběhu výstupní veličiny nedochází ani po zavedení poruchy $v=-0,1$ na výstup řízeného systému. Dále je tato metoda porovnávána s Majhiho a Liuovou modifikací (viz Obr.30, Obr.31 a Obr.32), kde je opět dokázána vhodnost nasazení této modifikace, tentokrát však pro integrující systém (118). Jednoduchost nastavení parametrů konvenčního PID regulátoru je nespornou výhodou této metody a je také jasné, že volba konstanty T_W má značný vliv na průběh regulačního pochodu.

ZÁVĚR

Jak jsem uvedl v první kapitole, přítomnost dopravního zpoždění v charakteristickém polynomu URO má nezanedbatelný vliv na správnou funkci regulačního obvodu a ohrožuje stabilitu systému. Vliv dopravního zpoždění na přechodovou a na amplitudově fázovou frekvenční charakteristiku systému 2.řádu je např. znázorněn na obr.4 a 6.

Regulátor navržený metodou polynomiální syntézy zajišťuje řízení systému bez problémů, avšak při zavedení členu dopravního zpoždění – viz. obr.10. dochází při jeho vyšších hodnotách k oscilaci okolo žádané hodnoty (obr. 11.) a při překročení určité hodnoty časové konstanty dopravního zpoždění se systém stane nestabilním - obr.12., což je pro praktické aplikace zcela nepřijatelné. Stabilita je stěžejním kritériem pro uplatnění systému řízení v praxi, a proto bývá kompenzace dopravního zpoždění častým problémem.

K odstranění dopravního zpoždění je v této práci použit Smithův prediktor jakožto účinný kompenzátor. Míra této účinnosti je závislá na tom, jak dokonale dokážeme systém popsat (např. matematicky, znalost G_S, T_D) a je obecně popsána ve 2. kapitole.. Dokonalá znalost systému samozřejmě není možná, a proto jsou zavedeny výrazy G_{SM}, T_{DM} , což jsou pouze přibližné hodnoty G_S, T_D .

Protože hodnota rozdílu mezi časovými konstantami T_D, T_{DM} ovlivňuje průběh regulačního pochodu více, z důvodu umístění v exponentu, zabýval jsem se proto simulacemi pro odlišné hodnoty výrazu $|T_D - T_{DM}|$, přičemž proměnou hodnotou bylo T_{DM} a T_D bylo konstantou. Na obr.11. a obr.12. můžeme vidět, jakým způsobem je tímto rozdílem ovlivňován průběh regulačního pochodu. Je patrné, že čím více je hodnota poměru časových konstant dopravního zpoždění T_D/T_{DM} odlišná od hodnoty 1, tím více má systém sklon k nestabilitě. To se projevuje rozkmitáním charakteristiky, jak je znázorněno na těchto obrázcích.

Předložená práce se dále zabývá především trojicí modifikací Smithova prediktoru a to podle Majhiho, Liua a Vítečkové. Modifikace podle Majhiho (obr.15) je určena zejména pro řízení nestabilních a integrujících systémů a výsledky regulace jsou uvedeny na obrá-

cích 17 a 18. Kvalitnějších výsledků řízení je však dosaženo pomocí Liuovy modifikace (obr.19) vycházející z Majhiho metody návrhu. Výsledky řízení jsou znázorněny na obrázcích 21, 22 a porovnány na obrázcích 27, 28 a 29, odkud je patrná vyšší robustnost řízení za pomoci Liuovy modifikace pro různé hodnoty odchylek T_d a T_{dM} . Poslední uvedená modifikace podle Vítečkové (obr.23) je určena pro řízení lineárních systémů s dopravním zpožděním a jako jediná neobsahuje ve své struktuře matematický model řízeného systému, což zajišťuje této modifikaci jistou univerzálnost použití. Výsledky regulačních pochodů jsou znázorněny na obrázku 25 a 26, odkud je zřejmé, že za pomoci této modifikace je dosaženo velmi kvalitní regulace i pro odchylku $\pm 50\% T_{dM}$ od T_d . Dále byla tato metoda návrhu porovnána s Majhiho modifikací a modifikací podle Liua a to pro řízení integrujícího systému (118), kde se ukázala vhodnost nasazení této struktury řízení. Porovnání výsledků řízení je znázorněno na Obr.30, 31 a 32.

Předchozí slova jen potvrzují obecně známý fakt, že Smithův prediktor je účinný kompenzátor dopravního zpoždění, avšak s ohledem na jeho nedostatky je aplikace různých modifikací tohoto kompenzátoru podmíněna vlastnostmi řízených systémů, na které je třeba brát ohled. Úspěšnost nasazení modifikací Smithova prediktoru, obsahujících ve své struktuře matematický model řízeného systému, závisí především také na tom, do jaké míry se model řízené soustavy blíží skutečnosti.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] MIKLEŠ, J., DOSTÁL, P., MÉSZÁROS, A.: Riadenie technologických procesov. STU, Bratislava, 1994.
- [2] BALÁTEĚ, J.: Automatické řízení. 1. vyd. Praha: BEN, 2003. 664 s. ISBN 80-7300-020-2.
- [3] MAJHI, S., ATHERTON, D.P.: Modified Smith predictor and controller for processes with time delay. IEE Proceedings Control Theory & Applications., 146, 1999, 359-366.
- [4] De PAOR, A.M., O'MALLEY, M.: Controllers of Ziegler Nichols type for unstable processes. Int. J. Kontrol, Vol.49, pp. 1273-1284, 1989.
- [5] LIU, T., CAI, Y.Z., GU, D.Y., ZHANG, W.D.: New modified Smith predictor scheme for integrating and unstable processes with time delay. IEE Proceedings Control Theory & Applications, 152, No.2, 2005, 238-246.
- [6] ŠULC, B., VÍTEČKOVÁ, M.: Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů. Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004. ISBN 80-01-03007-5.
- [7] VÍTEČKOVÁ, M.: Application of modified Smith controller for processes with dead time. Sborník vědeckých prací VŠB-TU Ostrava, č.2, řada strojní, 1999, 95-101.
- [8] KAYA, I.: Obtaining controller parameters for a new PI-PD Smith predictor using autotuning. J. Process Control, 2003, 465-472.
- [9] VÍTEČKOVÁ, M.: Seřízení regulátoru metodou inverze dynamiky. Skripta FS, VŠB-TU Ostrava, Ostrava, 1998, ISBN 80-7078-628-0
- [10] HUSÁK, F.: Vliv poměru dopravního zpoždění a časové konstanty řízeného systému na kvalitu řízení. Bakalářská práce, UTB ve Zlíně 2004
- [11] Modifikace Smithova regulátoru [on line].VŠB-TU Ostrava, katedra ATR [citace 2006-05-10] Dostupné z WWW:
<<http://www.fs.vsb.cz/akce/1998/asr98/Sbornik/viteckov/viteckov.htm>>

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

$G_S(s)$	obrazový přenos řízeného systému
$a(s), b(s)$	polynomy přenosové funkce systému
m	stupeň polynomu v čitateli přenosu regulované soustavy
n	stupeň charakteristického polynomu, stupeň polynomu ve jmenovateli přenosu regulované soustavy a regulačního obvodu
$G_{w/y}(s)$	přenos řízení (žádané hodnoty na výstup)
$G_{v/y}(s)$	přenos poruchy na výstup
$G_R(s)$	obrazový přenos regulátoru
$G_S^D(s)$	obrazový přenos řízeného systému s dopravním zpožděním
$G_{T_d}(s)$	obrazový přenos bloku dopravního zpoždění
$q(s), p(s)$	polynomy přenosové funkce regulátoru
$G(j\omega)$	frekvenční přenos řízeného systému
T_{DKR}	kritická hodnota časové konstanty dopravního zpoždění
T_d	časová konstanta dopravního zpoždění
$Y(s)$	výstupní veličina
$U(s)$	obraz akční veličiny
$E(s)$	regulační odchylka
$W(s)$	obraz žádané veličiny
$V(s)$	obraz poruchové veličiny
$G_{SM}(s)$	obrazový přenos modelu systému
T_{dM}	časová konstanta modelu dopravního zpoždění
φ_{1S}	fázový úhel přenosu bez dopravního zpoždění
φ_{Td}	fázový úhel vlastního dopravního zpoždění
ω	úhlová rychlost

t	čas
s	komplexní proměnná, nezávisle proměnná u obrazu v L transformaci [čas^{-1}]
T_D	derivační časová konstanta
T_I	integrační časová konstanta
Zkratky	
1DOF (FB)	zpětnovazební konfigurace systému řízení
URO	uzavřený regulační pochod
AFFCH	amplitudová fázově-frekvenční charakteristika
DZ	dopravní zpoždění

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Systém s dopravním zpožděním	11
Obr. 2. Jednotkový (Heavisideův) skok	12
Obr. 3. Posunutí vstupního signálu	13
Obr. 4. Vliv dopravního zpoždění na přechodovou charakteristiku	14
Obr. 5. AFFCH systému 2. řádu bez dopravního zpoždění	16
Obr. 6. AFFCH systému 2. řádu s dopravním zpožděním	17
Obr. 7. Klasický zpětnovazební regulační obvod	17
Obr. 8. Zapojení URO s regulátorem navrženým polynomiální syntézou	21
Obr. 9. Odezva URO bez dopravního zpoždění na jednotkový skok	21
Obr. 10. Zapojení URO s blokem dopravního zpoždění	22
Obr. 11. Vliv různých hodnot dopravního zpoždění na odezvu URO	23
Obr. 12. Nestabilní URO s vyšší hodnotou dopravního zpoždění než T_{DKR}	23
Obr. 13. Smithův prediktor - ideální případ	25
Obr. 14. Smithův prediktor - reálný případ	27
Obr. 15. Modifikace Smithova prediktoru podle Majhiho	29
Obr. 16. Simulační schéma modifikace Smithova prediktoru podle Majhiho, MATLAB-Simulink®	36
Obr. 17. Odezva systému na žádanou hodnotu, Majhiho modifikace pro odchylku $\pm 10\%$ a) - $T_d=T_{dM}=5s$, b) $T_{dM}=5,5s$, c) $T_{dM}=4,5s$	37
Obr. 18. Odezva systému na žádanou hodnotu, Majhiho modifikace pro odchylku $\pm 20\%$ a) - $T_d=T_{dM}=5s$, b) $T_{dM}=6s$, c) $T_{dM}=4s$	38
Obr. 19. Modifikace Smithova prediktoru podle Liua	39
Obr. 20. Simulační schéma Modifikace Smithova prediktoru podle Liua, MATLAB- Simulink®	44
Obr. 21. Odezva systému na žádanou hodnotu, modifikace podle Liua pro odchylku $\pm 10\%$ a) - $T_d=T_{dM}=5s$, b) $T_{dM}=5,5s$, c) $T_{dM}=4,5s$	45
Obr. 22. Odezva systému na žádanou hodnotu, modifikace podle Liua pro odchylku $\pm 20\%$ a) - $T_d=T_{dM}=5s$, b) $T_{dM}=6s$, c) $T_{dM}=4s$	45
Obr. 23. Modifikace Smithova prediktoru podle Vítečkové	47
Obr. 24. Simulační schéma modifikace Smithova prediktoru podle Vítečkové, MatLab-Simulink®	55

- Obr. 25. Odezva systému na žádanou hodnotu, modifikace podle Vítečkové pro odchylku $\pm 20\%$ a) - $T_d=T_{dM}=5s$, b) $T_{dM}=6s$, c) $T_{dM}=4s$ 56
- Obr. 26. Odezva systému na žádanou hodnotu, modifikace podle Vítečkové pro odchylku $\pm 50\%$ a) - $T_d=T_{dM}=5s$, b) $T_{dM}=7,5s$, c) $T_{dM}=2,5s$ 57
- Obr. 27. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu pro $T_d=T_{dm}$ 59
- Obr. 28. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu pro odchylku -20% , $T_d=5$, $T_{dM}=4$ a) Majhiho metoda, b) Liuova metoda..... 59
- Obr. 29. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu pro odchylku $+20\%$, $T_d=5$, $T_{dM}=6$ a) Majhiho metoda, b) Liuova metoda..... 60
- Obr. 30. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu, Vítečková pro $T_d=T_{dM}$ a) Majhiho metoda, b) Liuova metoda, c) modifikace podle Vítečkové 61
- Obr. 31. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu, Vítečková pro odchylku $+20\%$, $T_d=5$, $T_{dM}=6$ a) Majhiho metoda, b) Liuova metoda, c) modifikace podle Vítečkové 62
- Obr. 32. Porovnání výsledků řízení Majhi, Liu, Vítečková pro odchylku -20% , $T_d=5$, $T_{dM}=4$ a) Majhiho metoda, b) Liuova metoda, c) modifikace podle Vítečkové..... 63

SEZNAM TABULEK

Tab. 1. Parametry regulátoru konfigurace 1DOF	21
Tab. 2. Parametry regulátoru konfigurace 1DOF	43
Tab. 3. Doporučené typy konvenčních regulátorů a hodnoty jejich stavitelných parametrů pro modifikovaný Smithův regulátor a přenos řízení ve tvaru (95).....	51
Tab. 4. Doporučené typy konvenčních regulátorů a hodnoty jejich stavitelných parametrů pro modifikovaný Smithův regulátor a přenos otevřeného regulačního obvodu G_0 (57). $T_w^* = 2\xi_w T_1$, $0 < \xi_w \leq 1$	53
Tab. 5. Konvenční typy regulátorů a jejich přenosy.....	54

SEZNAM PŘÍLOH

PI: Obsah CD

PŘÍLOHA P I: OBSAH CD

Seznam souborů typu m.file

- vypocet_Liu_int1r
- vypocet_Liu_int2r
- vypocet_Liu_nest
- vypocet_majhi_int
- vypocet_majhi_nest
- vypocet_pol_synteza
- vypocet_viteckova_int_1r
- vypocet_viteckova_int_2r
- vypocet_viteckova_stab_2r

Simulační schémata – MATLAB-SIMULINK

- Liu_int_1r
- Liu_int_2r
- Liu_nest
- Majhi_int
- Majhi_nest
- pol_synteza
- Viteckova_int_1r
- Viteckova_int_2r
- Viteckova_stab_2r

+ elektronická podoba diplomové práce.