

OBSAH

ÚVOD.....	6
1 VLIV DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ NA VLASTNOSTI ŘÍZENÉHO PROCESU	8
1.1 POJEM DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ.....	8
1.2 PŘECHODOVÁ FUNKCE A PŘECHODOVÁ CHARAKTERISTIKA SYSTÉMU	10
1.3 IMPULSNÍ FUNKCE A IMPULSNÍ CHARAKTERISTIKA SYSTÉMU	11
1.4 KMITOČTOVÝ PŘENOS	12
2 ROBUSTNOST SYSTÉMŮ.....	15
2.1 NEURČITOST MODELU.....	15
2.2 ROBUSTNOST.....	15
3 ŘÍZENÍ SYSTÉMU POMOCÍ REALNÉHO SMITHOVA PREDIKTORU.....	17
3.1 IDEÁLNÍ MODEL KOMPENZÁTORU	17
3.2 REÁLNÁ SITUACE.....	18
4 MODIFIKACE SMITHOVA PREDIKTORU PODLE MAJHIHO	20
4.1 ODVOZENÍ VZTAHŮ PRO VÝPOČET PARAMETRŮ REGULÁTORŮ G_c, G_{cl}, G_{c2}	21
4.1.1 Příklad nestabilního systému prvního řádu s dopravním zpožděním	22
4.1.2 Příklad integrujícího systému s dopravním zpožděním.....	23
4.1.3 Příklad nestabilního systému druhého řádu s dopravním zpožděním	24
5. MODIFIKACE SMITHOVA PREDIKTORU PODLE KAYI	27
5.1 ODVOZENÍ VZTAHŮ PRO VÝPOČET PARAMETRŮ REGULÁTORŮ G_{cl}, G_{c2}	28
5.1.1 Příklad stabilního systému prvního řádu s dopravním zpožděním.....	28
5.1.2 Příklad systému druhého řádu s komplexními póly a dopravním zpožděním	29
5.1.3 Příklad integrujícího systému s dopravním zpožděním.....	30
6 MODIFIKOVANÝ SMITHŮV PREDIKTOR S NÁVRHEM REGULÁTORŮ POMOCÍ CDM.....	32
6.1 PRINCIPY NÁVRHŮ.....	32
6.2 METODY NÁVRHU REGULÁTORŮ	34
7. SIMULAČNÍ ČÁST	39

7.1 TVORBA PROGRAMŮ PRO SIMULAČNÍ EXPERIMENTY.....	39
7.2 STABILNÍ SOUSTAVA PRVNÍHO ŘÁDU S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM	41
7.3 INTEGRAČNÍ SOUSTAVA S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM	45
7.4 NESTABILNÍ SOUSTAVA PRVNÍHO ŘÁDU S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.....	48
7.5 SOUSTAVA DRUHÉHO ŘÁDU S KOMPLEXNÍMI PÓLY A DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.....	52
7.6 NESTABILNÍ SOUSTAVA DRUHÉHO ŘÁDU S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.....	56
ZÁVĚR	60
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....	62
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	63
SEZNAM OBRÁZKŮ	65
SEZNAM PŘÍLOH.....	67

ÚVOD

Systémy reagující na změnu vstupního signálu s určitou časovou prodlevou se nazývají systémy s dopravním zpožděním. Dopravní zpoždění lze definovat jako dobu, která uplynula od chvíle, kdy do soustavy vstoupil vstupní signál, až do okamžiku kdy lze na výstupu ze soustavy poprvé zaznamenat reakci výstupní veličiny na tento vstupní signál. Dopravní zpoždění nejčastěji vzniká působením transportních jevů. V důsledku tedy dopravní zpoždění způsobuje negativní vlastnosti řízeného systému. Velikost dopravního zpoždění má pak vliv na větším sklonu k nestabilitě. Proto musíme řízený systém určitým způsobem kompenzovat. Pro řízený systém je základní podmínkou jeho stabilita a stabilitu zajišťující regulátory, které nazýváme stabilizující regulátory.

Velmi dobrým způsobem kompenzace dopravního zpoždění, kde uvažujeme i systémy s vysokou hodnotou dopravního zpoždění, nacházíme v Smithově prediktoru a jeho modifikovaných verzí.

Hlavním tématem této práce je tudíž popis chování dopravního zpoždění a jeho vliv na kvalitu řízení, kdy pro jeho kompenzaci slouží Smithův prediktor. V práci jsou popsány jeho tři modifikované verze, uvádím je jako modifikaci Majhiho, Kayi a návrh pomocí CDM, jež byly publikovány jednotlivě. Proto jsem vytvořil ucelenou studii, do které jsem tyto modifikace shrnul.

V první kapitole se zabývám rozбором vlivu dopravního zpoždění na řízený systém. Rozbor je podroben i vlivu dopravního zpoždění na přechodovou, impulsovou a kmitočtovou charakteristiku řízeného systému. V druhé kapitole je čtenář seznámen s definicí základních pojmů související s robustností systému. Proto jsou zde uvedeny pojmy jako je neurčitost modelu a robustnost samotná.

Ve třetí kapitole je čtenář seznámen s provedením Smithova prediktoru v reálném a ideálním případě. V následných třech kapitolách budou popsány jednotlivé modifikované ver-

ze Smithova prediktoru a to podle autorů Majhiho, Atherton, dále podle Kayi a Athertona a nakonec návrh pomocí CDM autorů Hamamci, Kaya a Atherton.

Sedmá kapitola pak patří simulační části, kde bylo třeba vytvořit programy, pro zhodnocení výsledků. Tyto programy jsou také součástí diplomové práce. Pro vytvoření programů a následné simulace jsem použil programové prostředí MATLAB a jeho součást Simulink.

1 VLIV DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ NA VLASTNOSTI ŘÍZENÉHO PROCESU

1.1 Pojem dopravního zpoždění

Dopravní zpoždění regulované soustavy se projeví zpožděním výstupního signálu vzhledem k časovému působení vstupního signálu a to právě o hodnotu T_d . Dopravní zpoždění v technologickém procesu bývá způsobeno tokem materiálu, prodlevou v měření, dobou potřebnou k analýzám, k výpočtům. Přítomnost zpoždění v řízených objektech mívá dva důležité důsledky: významně komplikuje analýzu a návrh zpětnovazebního regulátoru a taktéž je obecně obtížné dosažení uspokojivých regulačních odezev (Balátě, 1996), (Levine, 1995).

Přenos dopravního zpoždění v systému je definován pomocí vztahu (1)

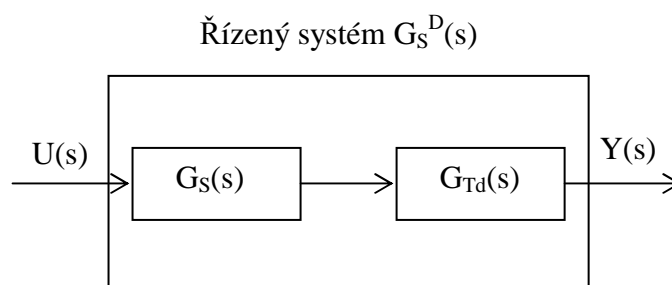
$$G_s^D = e^{-T_d s} \quad (1)$$

, kde je: T_d - dopravní zpoždění [s], $T_d \geq 0$

s - komplexní proměnná v L-transformaci [s^{-1}]

Dopravní zpoždění posunuje přechodovou charakteristiku (výstupní signál) o hodnotu T_d a tvar přechodové charakteristiky systému zůstává stejný jako v případě bez dopravního zpoždění.

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

Chování systému s jednou vstupní a jednou výstupní veličinou lze popsat lineární diferenciální rovnicí s konstantními součiniteli ve tvaru

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_1 y'(t) + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t - T_d) + \dots + b_1 u'(t - T_d) + b_0 u(t - T_d) \quad (2)$$

kde a_i, b_j jsou konstantní koeficienty

T_d – dopravní zpoždění

$u(t - T_d)$ – vstupní veličina,

$y(t)$ – výstupní veličina systému.

Z podmínky fyzikální realizovatelnosti systému musí platit nerovnost $m \leq n$, tzn. že stupeň nejvyšší derivace výstupní veličiny musí být větší nebo roven derivaci vstupní veličiny. Řád diferenciální rovnice n určuje řád systému.

Základním popisem každého lineárního dynamického systému je jeho přenos. Přenos systému je definován jako poměr Laplaceova obrazu výstupní veličiny k Laplaceově obrazu vstupní veličiny při nulových počátečních podmínkách systému $y(0) = y'(0) = \dots = y^{(n-1)}(0) = 0$ a vstupního signálu $u(0) = u'(0) = \dots = u^{(m-1)}(0) = 0$.

Lineární diferenciální rovnici s konstantními součiniteli (2) můžeme transformovat použitím pravidel Laplaceovy transformace a splnění výše uvedených podmínek:

$$[a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0] Y(s) = [b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0] U(s) \quad (3)$$

Z této rovnice podle výše uvedené definice má přenos systému tvar:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (4)$$

Přenos $G(s)$ je racionální lomenou funkcí v komplexní proměnné s . Ryzost přenosové funkce vyjadřujeme pomocí stupňů polynomů $a(s)$ a $b(s)$. Platí-li $\deg b \leq \deg a$, mluvíme o **ryzí přenosové funkci**. Pokud platí pouze nerovnost $\deg b < \deg a$, je **přenosová funkce striktně ryzí**. Zkratka \deg znamená stupeň polynomu.

Póly přenosu jsou kořeny charakteristického polynomu $a(s)$, tedy kořeny charakteristické rovnice $a(s) = 0$.

Nulami přenosu rozumíme kořeny polynomu čitatele přenosu $b(s)$, tj. kořeny rovnice $b(s) = 0$.

Řád přenosu určuje stupeň polynomu jmenovatele přenosu, tudíž stupeň polynomu $a(s)$.

Tedy systém 2. řádu bude mít ve jmenovateli přenosu polynom 2. stupně.

Relativní řád systému je rozdíl mezi stupni polynomu jmenovatele a polynomu čitatele přenosu:

$$\deg a - \deg b \quad (5)$$

Stabilita systému je jednou z nejdůležitějších vlastností systémů. Klasickým přístupem bylo sledování stability na základě volné odezvy systému na nenulový počáteční stav. V poslední době se uplatňuje obecnější pohled na stabilitu systému, tzv. BIBO stabilita (Bounded Input, Bounded Output). Stablním systémem ve smyslu BIBO stability se rozumí systém, jehož odezvou na omezený vstup je omezený výstup. Dalším pohledem na stabilitu systému je **silná stabilita**. Systém je stabilní ve smyslu silné stability, jestliže mimo stability systému řízení je vyžadována i stabilita regulátoru (mimo přítomnosti integrační složky).

1.2 Přejchodová funkce a přechodová charakteristika systému

Přejchodová funkce, označujeme ji $h(t)$, je odezva na jednotkový skok při nulových počátečních podmínkách systému. Přejchodová charakteristika je grafické znázornění přechodové funkce.

Jednotkový – Heavisideův skok – (vstupní signál, obr. 2) je definován vztahem

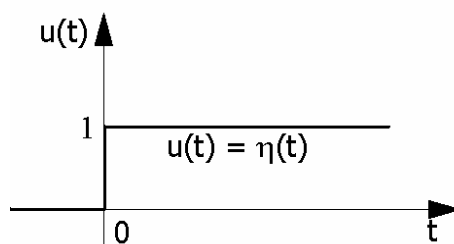
$$u(t) = \eta(t) \begin{cases} 1 & \text{pro } t \geq 0 \\ 0 & \text{pro } t < 0 \end{cases} \quad (6)$$

Laplaceův obraz jednotkového skoku je

$$L\{\eta(t)\} = L\{1(t)\} = U(s) = \frac{1}{s} \quad (7)$$

Obraz přechodové funkce je

$$L\{h(t)\} = H(s) = G(s)U(s) = \frac{G(s)}{s} \quad (8)$$



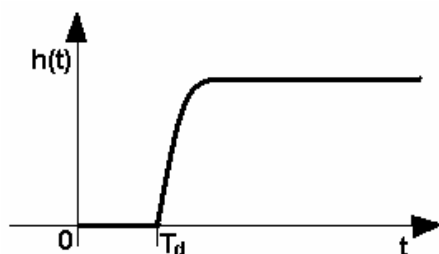
Obr. 2. Jednotkový (Heavisideův) skok

Hodnota přechodové funkce v čase $t = 0$ je $h(0) = 0$ je-li stupeň jmenovatele přenosu (4) systému alespoň o jednotku vyšší než stupeň čitatele (jde o silnou podmínku fyzikální realizovatelnosti).

Hodnota přechodové funkce v čase $t = \infty$, je rovna

$$h(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sH(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{G(s)}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) \quad (9)$$

U systémů s dopravním zpožděním je přechodová funkce posunuta o čas T_d doprava ve smyslu nárůstu času jak je zřejmé z obr. 3.



Obr. 3. Přechodová charakteristika systému s dopravním zpožděním

1.3 Impulsní funkce a impulsní charakteristika systému

Impulsní funkce, označujeme ji $g(t)$, je odezva systému na jednotkový impuls při nulových počátečních podmínkách systému. Impulsní charakteristika je grafické znázornění impulsní funkce.

Jednotkový – Diracův – impuls je idealizovaná funkce, fyzikálně nerealizovatelná, definována vztahy:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1; \quad \delta(t) = 0 \text{ pro } t \neq 0 \quad (10)$$

Laplaceův obraz Diracova impulsu je

$$L\{\delta(t)\}=1 \quad (11)$$

Obraz impulsní funkce je

$$L\{g(t)\}=G(s)L\{\delta(t)\}=G(s) \quad (12)$$

,což je přenos systému.

Hodnotu impulsní funkce v čase $t=0$, tj. $g(0)$, je-li stupeň polynomu jmenovatele i čitatele přenosu (4) systému stejný, tj. $n=m$ (tzn. slabá podmínka fyzikální realizovatelnosti), můžeme určit ze vztahu

$$g(0)=\lim_{s \rightarrow \infty} sG(s)=\frac{b_{n-1}}{a_n} \begin{cases} \infty & \text{pro } b_n \neq 0 \rightarrow (m=n), \\ \text{pro } b_n = 0 \rightarrow (m=n-1) \\ 0 & \text{pro } b_n = b_{n-1} = 0 \rightarrow (m=n-2). \end{cases} \quad (13)$$

U systému s dopravním zpožděním je impulsní funkce posunuta o čas T_d doprava (ve smyslu nárůstu času).

1.4 Kmitočtový přenos

Definice kmitočtového přenosu $G(j\omega)$ říká, že kmitočtový přenos je roven podílu Fourierova obrazu výstupní veličiny systému a Fourierova obrazu vstupní veličiny systému, jestli jsou splněny nulové počáteční podmínky systému i vstupního signálu

$$G(j\omega)=\frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} \quad (14)$$

Aby funkce $f(t)$ měla Fourierův obraz, musí být absolutně integrovatelná, tj.

$$\int_0^{\infty} |f(t)| dt < \infty \quad (15)$$

Kmitočtový přenos systému získáme z přenosu v Laplaceově transformaci formální změnou proměnných

$$s \rightarrow j\omega \quad (16)$$

,takže z přenosu systému (4) získáme kmitočtový přenos systému

$$G(j\omega) = G(s)|_{s=j\omega} = \frac{b_m(j\omega)^m + \dots + b_1j\omega + b_0}{a_n(j\omega)^n + \dots + a_1j\omega + a_0} \quad (17)$$

Přenos systému s dopravním zpožděním tedy

$$G_S^D(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = G_S(s)G_{T_d}(s) \quad (18)$$

Pro nakreslení kmitočtové charakteristiky si z přenosu (18) vyjádříme kmitočtový přenos a použijeme exponenciální tvar komplexního čísla dílčích přenosů

$$\begin{aligned} G_S^D(j\omega) &= \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} = G_S(j\omega)G_{T_d}(j\omega) = \\ &|G_S(j\omega)|e^{+j\varphi_S(\omega)}|G_{T_d}(j\omega)|e^{+j\varphi_{T_d}(\omega)} = |G_S(j\omega)| \cdot 1 \cdot e^{+j[\varphi_S(\omega) + \varphi_{T_d}(\omega)]}. \end{aligned} \quad (19)$$

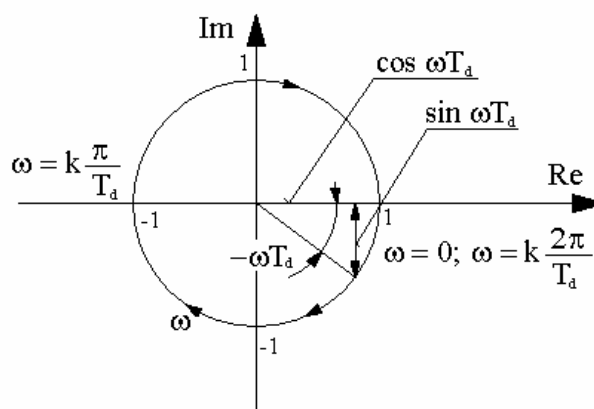
Exponenciální tvar výsledného kmitočtového přenosu regulované soustavy s dopravním zpožděním (19) nám ukazuje praktický důsledek dopravního zpoždění, tj. modul výsledného přenosu se nezmění a fázový úhel se natočí o úhel $-T_d\omega$ (o záporný úhel):

$$|G_S^D(j\omega)| = |G_S(j\omega)| \quad (20)$$

$$\varphi_{SD}(\omega) = \varphi_S(\omega) + \varphi_{T_d}(\omega) \quad (21)$$

Kmitočtový přenos dopravního zpoždění je

$$G_{T_d}(j\omega) = e^{-jT_d\omega} \quad (22)$$



Obr. 4. Kmitočtová charakteristika dopravního zpoždění s přenosem (22)

Kmitočtová charakteristika dopravního zpoždění je jednotková kružnice (Obr. 4), kterou koncový bod jednotkového vektoru proběhne ∞ krát při změně úhlového kmitočtu ω v rozmezí 0 až ∞ , jak vyplývá z goniometrického tvaru komplexního čísla kmitočtového přenosu dopravního zpoždění

$$G_{T_d}(j\omega) = \cos \omega T_d - j \sin \omega T_d \quad (23)$$

Začátek je pro $\omega = 0$ v bodě (1, j0). Tímto bodem kmitočtová charakteristika prochází pro úhlové kmitočty

$$\omega = k \frac{2\pi}{T_d} \quad (24)$$

pro $k = 0, 1, 2, 3, \dots$

2 ROBUSTNOST SYSTÉMŮ

2.1 Neurčitost modelu

Modelovat procesy lze jako lineární s konstantními koeficienty a využít tedy způsobu přenosových funkcí. Neurčitost takového nominálního modelu může pocházet ze změny parametrů v regulované soustavě, její nelinearity, ale také např. aproximací DZ. Přítomnost neurčitosti však nelze vyloučit ani u v podstatě lineárních procesů. Fyzikální parametry nejsou nikdy přesně známy a rychlé dynamické jevy se obvykle zanedbávají ve snaze vytvořit model dostatečně jednoduchý. Takže při velkých frekvencích není přesně znám ani řád systému.

Neurčitost modelu regulované soustavy se zohlední tak, že vedle nominálního modelu soustavy, existuje soustava odlišná či jistým způsobem porušená a nazývá se perturbovaná. Velikost a vzdálenost okolí je pak možné popsat dvěma hlavními způsoby:

Parametrický popis neurčitosti – popsán mezními hodnotami parametrů nominálního modelu, lze použít při známé struktuře, ale při nepřesné znalosti konkrétních parametrů modelu

Neparametrický popis neurčitosti – popsán prostřednictvím omezení rozptylu frekvenčních charakteristik, je vhodný při zanedbání rychlé dynamiky systému.

2.2 Robustnost

Robustnost regulátoru znamená, že regulační obvod si určitou vlastnost zachovává nejen pro nominální soustavu, ale zajistí ji rovněž pro celou třídu soustav S . Tzn. regulační obvod je navržen pro nominální soustavu. Skutečná soustava pak není známá, ale je možné zajistit, aby požadavky na kladené na regulační obvod byly splněny pro každou soustavu z okolí S nominální soustavy, čímž jsou splněny i požadavky pro skutečnou soustavu, za předpokladu, že z množiny S nevybočuje.

V regulačním obvodu vztahujeme robustnost na jednu konkrétní vlastnost, tudíž jde o vlastnost kvalitativní než-li kvantitativní. Jeden regulátor nám může zajistit nulovou ustálenou regulační odchylku, zachovat stabilitu anebo udržet hodnotu kritéria optimality pod danou mezí.

Existují i jiné způsoby, jak se vyrovnat s neurčitostí modelu. Jednou z možností je modelovat neurčitost pravděpodobnostně. Takový přístup však zajistí požadovanou vlastnost jen s určitou pravděpodobností, tedy bez jistoty, že specifikace bude splněna pro každou konkrétní soustavu z třídy S . Praxe zřetelně dává přednost jednomu pevně nastavenému robustnímu regulátoru.

3 ŘÍZENÍ SYSTÉMU POMOCÍ REALNÉHO SMITHOVA PREDIKTORU

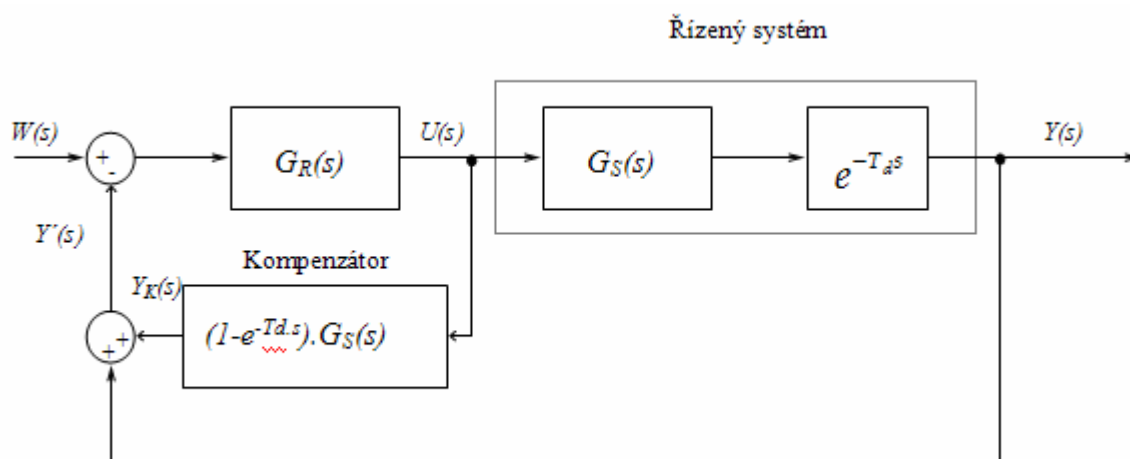
Smithův prediktor je velmi dobře znám jako efektivní kompenzátor dopravního zpoždění, obzvláště pro systémy s vysokou hodnotou T_d , ovšem pouze pro systémy stabilní.

Použil jsem jej pro kompenzaci dopravního zpoždění u klasického zpětnovazebního regulačního obvodu.

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

3.1 Ideální model kompenzátoru

Po zavedení kompenzátoru do klasického zpětnovazebního regulačního obvodu vypadá schéma URO následovně:



Obr. 5. Smithův prediktor - ideální případ

Obraz výstupního signálu z řízeného systému (Obr.6) bude:

$$Y(s) = G_S(s)e^{-T_d s}U(s) \quad (25)$$

Obraz vstupní veličiny do systému:

$$U(s) = G_R(s)[W(s) - Y(s)] \quad (26)$$

Obraz signálu který je v konečném důsledku přiveden do zpětné vazby

$$Y'(s) = Y(s) + Y_K(s) = G_S(s)e^{-T_D \cdot s}U(s) + (1 - e^{-T_D \cdot s})G_S(s)U(s) \quad (27)$$

Po úpravě

$$Y'(s) = G_S(s)U(s) \quad (28)$$

Signál $Y'(s)$ je tak zbaven dopravního zpoždění a po dosazení do (26) dostaneme

$$U(s) = G_R(s)[W(s) - G_S(s)U(s)] = G_R(s)W(s) - G_R(s)G_S(s)U(s) \quad (29)$$

Vyjádřením $U(s)$ nám vyjde

$$U(s)(1 + G_R(s)G_S(s)) = G_R(s)W(s)$$

$$U(s) = \frac{G_R(s)W(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} \quad (30)$$

Dosazením rovnice (30) do vztahu (25) získáme:

$$Y(s) = G_S(s)e^{-T_D \cdot s} \frac{G_R(s)W(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} \quad (31)$$

a podělením obou stran rovnice (31) žádanou veličinou $W(s)$ dostaneme přenos žádané hodnoty na výstup celého obvodu ve tvaru:

$$G_{W/Y}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)e^{-T_D \cdot s}}{1 + G_R(s)G_S(s)} \quad (32)$$

Vyjádření přenosu podle vztahu (32) už neobsahuje v jeho charakteristickém polynomu dopravní zpoždění, tedy nemá vliv na stabilitu tohoto systému – podařilo se docílit **úplné kompenzace dopravního zpoždění**.

3.2 Reálná situace

Odvození vztahů v předchozím oddílu 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 zpožděním 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 (27) potom přechází na tvar

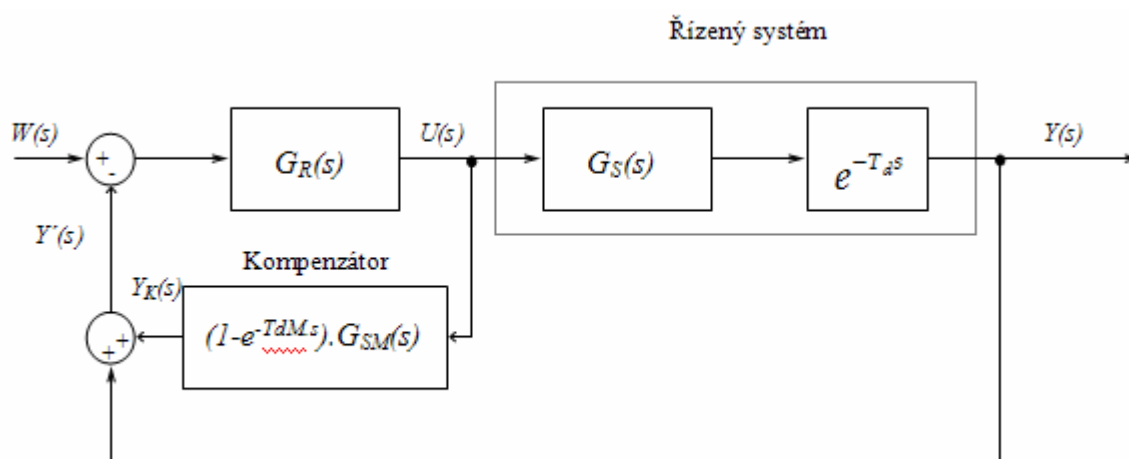
$$Y'(s) = Y(s) + Y_K(s) = G_S(s)e^{-T_D \cdot s}U(s) + (1 - e^{-T_{dM} \cdot s})G_{SM}(s)U(s)$$

$$Y'(s) = [G_S(s)e^{-T_D \cdot s} + G_{SM}(s) - G_{SM}(s)e^{-T_{dM} \cdot s}]U(s) \quad (33)$$

a přenos žádané veličiny se změní na

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

Schéma (obr. 6) pak přejde do následující podoby reálného Smithova prediktoru:



Obr. 6. 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.

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

$$Y(s) = Y_w(s)W(s) + Y_v(s)V(s) \quad (35)$$

,kde přenos žádané veličiny na výstup je

$$G_{W/Y}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_c G_S e^{-T_d s}}{1 + G_S (G_c + G_{c1})} \quad (36)$$

a přenos poruchy na výstup je

$$G_{V/Y}(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{G_S e^{-T_d s}}{1 + G_S (G_c + G_{c1})} \cdot \frac{1 + G_S (G_c + G_{c1}) - G_c G_S e^{-T_d s}}{1 + G_S G_{c2} e^{-T_d s}} \quad (37)$$

Z rovnic (36) a (37) je zřejmé, že modifikovaný Smithův prediktor má odděleny vazby mezi odezvou na vstupující poruchu a odezvou na žádanou veličinu. Z rovnice (37) 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 (36) a (37) také vyplývá, že stabilita modifikovaného Smithova prediktoru závisí na kořenech charakteristické rovnice:

$$[1 + G_S (G_c + G_{c1})][1 + G_S G_{c2} e^{-T_d s}] \quad (38)$$

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 (38), je použito Nyquistovo kritérium stability popsanou De Paorem [5].

4.1 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).

4.1.1 Příklad nestabilního systému prvního řádu s dopravním zpožděním

Pro odvození parametrů regulátoru je uvažován systém o přenosu

$$G_S(s) = \frac{K \cdot e^{-T_d s}}{(T_s - 1)} \quad (39)$$

Přenosy regulátorů pro systém (39) jsou zvoleny ve tvaru:

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

$$G_{c1} = K_f \quad (40)$$

$$G_{c2} = K_d$$

Dosazením (39) a (40) do (36) se přenos žádané veličiny na výstup $G_{W/Y}(s)$, neobsahující dopravní zpoždění ve jmenovateli, změní v

$$G_{W/Y}(s) = \frac{KK_p (T_i s + 1)}{T_i T s^2 + T_i (KK_p + KK_f - 1)s + KK_p} \quad (41)$$

a při zavedení

$$\alpha = \sqrt{\frac{KK_p}{T_i T}} \quad (42)$$

lze rovnici (41) přepsat do normalizovaného tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (43)$$

,kde

$$c_1 = \alpha T_i \quad (44)$$

a

$$d_1 = (KK_p + KK_f - 1)(T\alpha)^{-1} \quad (45)$$

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 (45). Tím jsou tedy navrženy parametry pro regulátory G_c a G_{c1} .

Charakteristická rovnice vyplývající z přenosové funkce poruchy (37) pro systém (39) vypadá takto:

$$1 + G_s G_{c2} e^{-T_d s} = 1 + \frac{KK_d e^{-T_d s}}{Ts - 1} = 0 \quad (46)$$

Optimální hodnota K_d , což je parametr G_{c2} , je dána Nyquistovým kritériem stability [5] jako

$$K_d = \sqrt{\frac{T}{T_d k^2}} \quad (47)$$

s omezením $T_d/T < 1$.

4.1.2 Příklad integrujícího systému s dopravním zpožděním

Pro odvození parametrů regulátoru je uvažován systém o přenosu

$$G_s(s) = \frac{K}{s} e^{-T_d s} \quad (48)$$

Přenosy regulátorů pro systém (48) jsou zvoleny ve tvaru:

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

$$G_{c1} = K_f \quad (49)$$

$$G_{c2} = K_d$$

Dosazením (48) a (49) do (36) se přenos žádané veličiny na výstup $G_{W/Y}(s)$, neobsahující dopravní zpoždění ve jmenovateli, změní v

$$G_{W/Y}(s) = \frac{KK_p(T_i s + 1)}{T_i T s^2 + K T_i (K_p + K_f) s + KK_p} \quad (50)$$

a při zavedení

$$\alpha = \sqrt{\frac{KK_p}{T_i}} \quad (51)$$

lze rovnici (50) přepsat do normalizovaného tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (52)$$

,kde

$$c_1 = \alpha T_i \quad (53)$$

a

$$d_1 = K(K_p + K_f)\alpha^{-1} \quad (54)$$

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 (54). Tím jsou tedy navrženy parametry pro regulátory G_c a G_{c1} .

Část charakteristické rovnice vyplývající z přenosové funkce poruchy (37) pro systém (48) vypadá takto:

$$1 + G_s G_{c2} e^{-T_d s} = 1 + \frac{K K_d e^{-T_d s}}{s} = 0 \quad (55)$$

přičemž z Nyquistova kritéria stability [5] pro (55) vyplývá, že výraz pro K_d může být napsán ve tvaru:

$$K_d = \frac{\pi - 2\Phi_m}{2KT_d} \quad (56)$$

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

4.1.3 Příklad nestabilního systému druhého řádu s dopravním zpožděním

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

$$G_s(s) = \frac{K \cdot e^{-T_d s}}{(T_1 s - 1)(T_2 s + 1)} \quad (57)$$

Obrazy přenosových funkcí regulátorů pro systém (57) jsou zvoleny ve tvaru:

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

$$G_{c1} = T_f s + K_f \quad (58)$$

$$G_{c2} = K_d (T_d s + 1)$$

Dosazením (57) a (58) do (36) se přenos žádané veličiny na výstup $G_{W/Y}(s)$ změní v

$$G_{W/Y}(s) = \frac{T_i s + 1}{\frac{T_i T_1 T_2}{K K_p} s^3 + \frac{T_i}{K K_p} (T_1 - T_2 + K K_f) s^2 + \frac{T_i}{K K_p} (K K_p + K K_f - 1) s + 1} \quad (59)$$

zavedením

$$\alpha = \left(\frac{K K_p}{T_i T_1 T_2} \right)^{1/3} \quad (60)$$

lze rovnicí (60) přepsat do normalizovaného tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^3 + d_2 s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (61)$$

kde

$$c_1 = \alpha T_i \quad (62)$$

a

$$d_1 = \frac{(T_1 - T_2 + K T_f)}{T_1 T_2 \alpha^2} \quad (63)$$

$$d_2 = \frac{(k K_p + k K_f - 1)}{T_1 T_2 \alpha} \quad (64)$$

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 (64) a T_f z (63). Tím jsou tedy navrženy parametry pro regulátory G_c a G_{c1} .

Část charakteristické rovnice vyplývající z přenosové funkce poruchy (37) pro systém (57) vypadá takto:

$$1 + G_s G_{c2} e^{-T_d s} = 1 + \frac{K K_d (T_d s + 1) e^{-T_d s}}{(T_1 s - 1)(T_2 s + 1)} = 0 \quad (65)$$

Položíme-li $T_d=T_2$ dojde ke zjednodušení charakteristické rovnice z (65) na tvar jako v případě nestabilní soustavy prvního řádu s dopravním zpožděním. Opět je optimální hodnota K_d jako

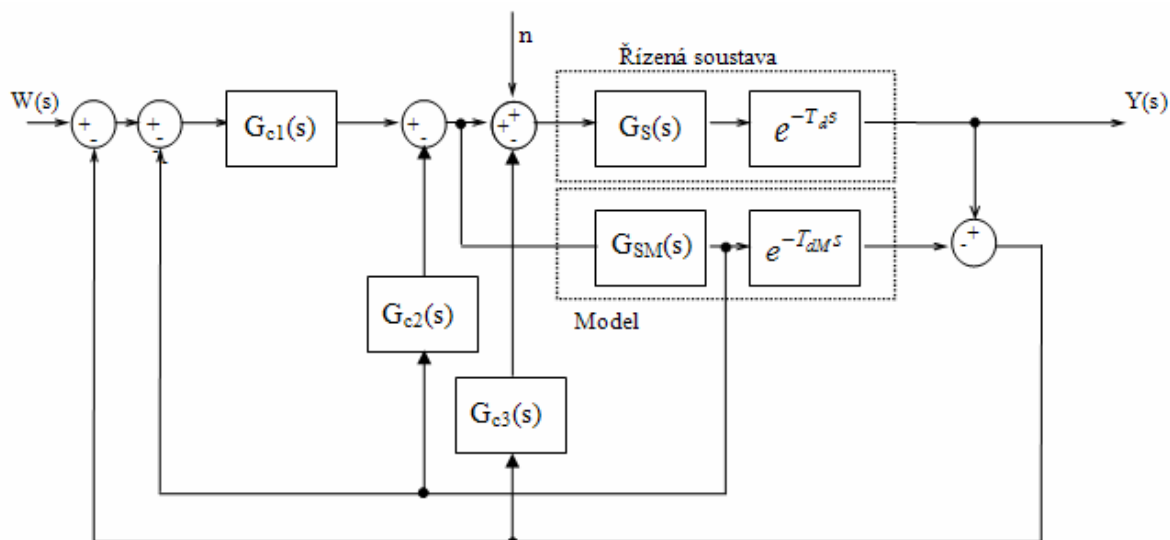
$$K_d = \sqrt{\frac{T_1}{T_d K^2}} \quad (66)$$

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 získáme standardní Smithův prediktor.

Jak je zřejmé z přenosu $G_{W/Y}(s)$ z (36), charakteristická rovnice systému neobsahuje prvek s dopravním zpožděním, a proto přenos zajišťuje hladkou odezvu na změnu referenčního signálu. Avšak přenos $G_{V/Y}(s)$ 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.

5. MODIFIKACE SMITHOVA PREDIKTORU PODLE KAYI

Tahle modifikace Smithova prediktoru byla navržena autory Kaya a Atherton, je popsána např. [3] a vychází ze struktury na (Obr. 9). Regulátor $G_{c1}(s)$ je PI, $G_{c2}(s)$ je PD případně P regulátor a K_o je regulátor ke kompenzaci chyb představených v [9].



Obr. 8. Modifikace Smithova prediktoru podle Kayi

V této modifikaci Smithova prediktoru je odvození vztahů 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 odezvu na žádanou veličinu a vstupující poruchu platí:

$$Y(s) = Y_w(s)W(s) + Y_v(s)V(s) \quad (67)$$

,kde přenos žádané veličiny na výstup je

$$G_{W/Y}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_{c1}G_S e^{-T_d s}}{1 + G_S(G_{c1} + G_{c2})} \quad (68)$$

a přenos poruchy na výstup je

$$G_{V/Y}(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{G_S e^{-T_d s}}{1 + G_S(G_c + G_{c1})} \cdot \frac{G_S [1 + G_S(G_{c2} + G_{c1} - G_{c1}G_S e^{-T_d s})] e^{-T_d s}}{[1 + G_S(G_{c1} + G_{c2})](1 + K_o G_S e^{-T_d s})} \quad (69)$$

Přenosová funkce odezvy na žádanou veličinou je zřejmá z rovnice (68) a stejně jako u modifikace předešlé je uvažována bez DZ. Pak je porovnávána se standardním tvarem uza-

vřenoého regulačního obvodu pro minimum ISTE kritéria, čímž lze stanovit parametry hlavních regulátorů G_{c1} a G_{c2} . Regulátor K_o pak ovlivňuje pouze odezvu na vstupující poruchu. V [7] bylo ukázáno, že původní Smithův prediktor zanechává při řízení integračních procesů a při působení poruchy trvalou regulační odchylku. Ke zvýšení schopnosti kompenzace při řízení integračních soustav byl navržen regulátor K_o [9].

Tahle modifikace Smithova prediktoru využívá k nalezení parametrů regulátorů standardních tvarů ISTE kritéria a její předností je zejména možnost použití pro řízení soustav s velkým DZ.

5.1 Odvození vztahů pro výpočet parametrů regulátorů G_{c1} , G_{c2}

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

5.1.1 Příklad stabilního systému prvního řádu s dopravním zpožděním

Pro odvození parametrů regulátoru je uvažován systém o přenosu

$$G_S(s) = \frac{K \cdot e^{-T_d s}}{s + a} \quad (70)$$

Přenosy regulátorů pro systém (70) jsou zvoleny ve tvaru:

$$\begin{aligned} G_{c1} &= K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \\ G_{c2} &= K_f \\ G_{c3} &= K_o \end{aligned} \quad (71)$$

Dosazením (70) a (71) do (68) se přenos žádané veličiny na výstup $G_{W/Y}(s)$ změní v

$$G_{W/Y}(s) = \frac{K_m K_c (T_i s + 1)}{T_i s^2 + (a + K_m K_c + K_m K_f) T_i s + K_m K_c} \quad (72)$$

Rovnici (72) lze přepsat do normalizovaného tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (73)$$

, kde normalizovaná Laplaceova komplexní proměnná

$$s_n = s \left(\frac{T_i}{KK_c} \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{s}{\alpha} \quad (74)$$

, dále

$$\alpha = \left(\frac{K_m K_c}{T_i} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (75)$$

$$c_1 = \alpha T_i \quad (76)$$

$$d_1 = \frac{a + (K_c + K_f) K_m}{\alpha^2} \quad (77)$$

5.1.2 Příklad systému druhého řádu s komplexními póly a dopravním zpožděním

Pro odvození parametrů regulátoru je uvažován systém o přenosu

$$G_S(s) = \frac{K.e^{-T_d s}}{s^2 + as + b} \quad (78)$$

Přenosy regulátorů pro systém (78) jsou zvoleny ve tvaru:

$$\begin{aligned} G_{c1} &= K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \\ G_{c2} &= T_d s + K_f \\ G_{c3} &= K_o \end{aligned} \quad (79)$$

Dosazením (78) a (79) do (68) se přenos žádané veličiny na výstup $G_{W/Y}(s)$ změní v

$$G_{W/Y}(s) = \frac{K_m K_c (T_i s + 1)}{T_i s^2 + (a + K_c K_m + K_f K_m) T_i s + K_c K_m} \quad (80)$$

Rovnici (80) lze přepsat do normalizovaného tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s^3 + d_2 s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (81)$$

, kde

$$\alpha = \left(\frac{K_m K_c}{T_i} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (82)$$

$$c_1 = \alpha T_i \quad (83)$$

$$d_1 = \frac{b + (K_c + K_f) K_m}{\alpha^2} \quad (84)$$

$$d_2 = \frac{a + K_m T_d}{\alpha} \quad (85)$$

5.1.3 Příklad integrujícího systému s dopravním zpožděním

Pro odvození parametrů regulátoru je uvažován systém o přenosu

$$G_S(s) = \frac{K \cdot e^{-T_d s}}{s} \quad (86)$$

Přenosy regulátorů pro systém (86) jsou zvoleny ve tvaru:

$$G_{c1} = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

$$G_{c2} = K_f$$

$$G_{c3} = K_o \quad (87)$$

Dosazením (86) a (87) do (68) se přenos žádané veličiny na výstup $G_{W/Y}(s)$ změní v

$$G_{W/Y}(s) = \frac{K_m K_c (T_i s + 1)}{T_i s^2 + (a + K_c K_m + K_f K_m) T_i s + K_c K_m} \quad (88)$$

Rovnici (88) lze přepsat do normalizovaného tvaru

$$G_{W/Y}(s) = \frac{c_1 s_n + 1}{s^3 + d_2 s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (89)$$

, kde

$$\alpha = \left(\frac{K_m K_c}{T_i} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (90)$$

$$c_1 = \alpha T_i \quad (91)$$

$$d_1 = \frac{K_m (K_c + K_f)}{\alpha} \quad (92)$$

Stejně jako u předchozího modifikovaného Smithova prediktoru je výhodou možnost použití pro nestabilní a integrační procesy.

6 MODIFIKOVANÝ SMITHŮV PREDIKTOR S NÁVRHEM REGULÁTORŮ POMOCÍ CDM

Další metodou využívající modifikované struktury SP od autorů Hamamci, Kaya, Atherton (obr. 10). Pro získání parametrů regulátorů $G_{c1}(s)$, $G_{c2}(s)$ a $G_{c3}(s)$ slouží metoda diagramu koeficientů (Coefficient Diagram Method – CDM). Přestože CDM je novou metodou, její hlavní principy jsou v průmyslové praxi používány přes 40 let.

6.1 Principy návrhů

Návrh regulátorů pomocí CDM spočívá ve využití 4 hlavních principů, jejichž popis je převzán z [4].

Diagram koeficientů charakteristického polynomu

Diagram koeficientů je semilogaritmický diagram, sloužící k vyšetření stability a odezev systémů, a to především systémů s charakteristickým polynomem (zpětnovazebního obvodu) vysokého stupně. V diagramu jsou na vertikální ose semilogaritmicky znázorněny koeficienty charakteristického polynomu a_i , indexy stability γ_i , hranice stability γ_i^* a ekvivalentní časová konstanta τ , přičemž na horizontální ose jsou vyneseny hodnoty stupně příslušného charakteristického polynomu, se kterým koeficienty korespondují.

Modifikace Kesslerových standardních vzorců

Studie o nalezení vzájemných relací mezi koeficienty charakteristického polynomu a přechodovou odezvou systému se poprvé pokusil Graham navržením standardních vzorců (Integral Time Absolute Error – ITAE). Zdokonalení v podobě snížení překmitů přinesly Kesslerovy vzorce z roku 1960. Pro CDM byl vytvořen nový, tzv. standardní Manabeho vzorec, v němž jsou vybrány indexy stability $\gamma_i = [2,5 \ 2 \ 2 \ \dots]$ tak, aby bylo docíleno odezvy bez překmitu. Tímto způsobem navržený regulátor by měl být stabilní a robustní. Čas dosažení žádané hodnoty se pohybuje v rozmezí 2,5 až 3-násobku ekvivalentní časové konstanty τ , čímž se stává CDM v tomto směru mnohem lepší než ostatní metody návrhu regulátorů.

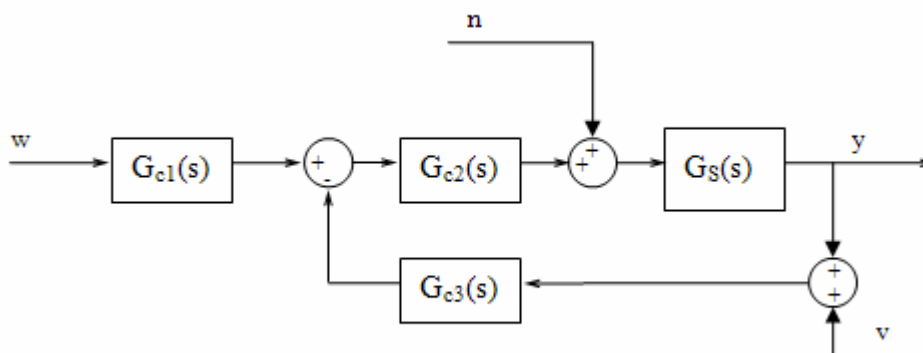
Lipatovovy studie stability

U systémů třetího nebo čtvrtého řádu nelze jednoduše určit vlivy změn koeficientů na stabilitu systému. Nutné podmínky pro stabilitu či nestabilitu systémů s vyššími řády lze nalézt v práci Lipatova. Tyto podmínky jsou díky své poměrné praktičnosti také zařazeny do návrhů pomocí CDM.

Získání charakteristického polynomu

V CDM se k nalezení příhodného charakteristického polynomu používá metoda podobná jako umístění pólů. Zde jsou odlišnosti díky použití Manabeho vzorce.

Rozšířenější rozbor a odkazy na související literaturu lze nalézt přímo v [4]. Schéma uzavřeného regulačního obvodu (obr. 9), který navrhl Manabe a z něhož se vychází při návrhu regulátorů pomocí CDM.



Obr. 9 Schéma uzavřeného regulačního obvodu pro CDM

Na obr. 9 se předpokládají přenosy jednotlivých regulátorů ve tvaru

$$\begin{aligned} G_{c1}(s) &= R(s) \\ G_{c2}(s) &= \frac{1}{P(s)} \\ G_{c3}(s) &= Q(s) \end{aligned} \quad (93)$$

a přenos regulované soustavy $G(s) = \frac{B(s)}{A(s)}$.

Výstup tohoto uzavřeného regulačního obvodu je pak:

$$y = \frac{B(s)R(s)}{C(s)}w + \frac{P(s)B(s)}{C(s)} - \frac{B(s)Q(s)}{C(s)}v \quad (94)$$

, kde $C(s)$ je charakteristický polynom, který je dán:

$$C(s) = A(s)P(s) + B(s)Q(s) = \sum_{i=0}^n c_i s^i \quad (95)$$

6.2 Metody návrhu regulátorů

Volbu vhodných stupňů polynomů regulátorů

Neboť platí $P(s) = \sum_{i=0}^m l_i s^i$ a $Q(s) = \sum_{i=0}^m k_i s^i$.

Jestliže na vstupu do regulované soustavy nebude působit žádná porucha n , pak jsou stupně polynomů zvoleny $\deg[P(s)] = \deg[Q(s)] = \deg[A(s)] - 1$.

Jestliže porucha vstupovat bude, jsou polynomy regulátorů zvoleny tak, aby ji byly schopny odstranit. Toho bude docíleno volbou $l_0 = 0$ a $\deg[Q(s)] = \deg[A(s)]$. V tomto případě bude $P(s)$ obsahovat integrátor ke kompenzaci poruchy.

Jestliže je polynom $R(s)$ zvolen jako $[C(s)|_{s=0} / B(s)]$, lze dosáhnout dobré odezvy uzavřeného regulačního obvodu.

Stanovení ekvivalentní časové konstanty

Ekvivalentní časová konstanta τ je v CDM stanovena jako $\tau = t_s / (2,5 \sim 3)$, kde t_s je uživatelem zvolený čas dosažení žádané hodnoty.

Výběr indexů stability

Indexy stability jsou pro Manebeho vzorec dány:

$$\gamma_i = [2,5 \ 2 \ 2 \ \dots \ 2]; \ i=1, \dots, n-1; \ \gamma_0 = \gamma_\infty = 0 \quad (96)$$

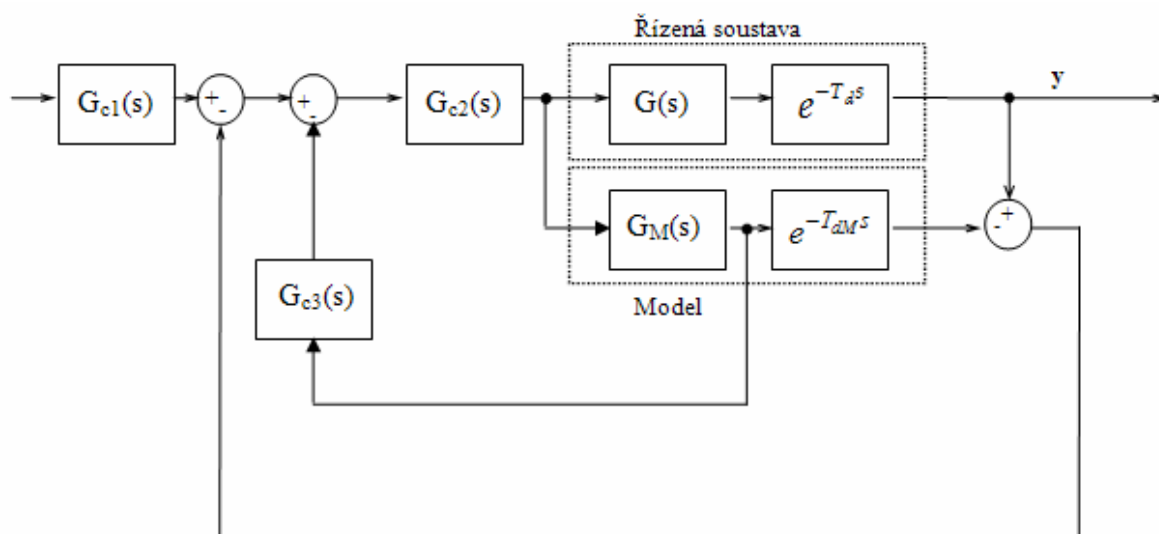
Určení koeficientů charakteristického polynomu

Pro koeficienty v charakteristickém polynomu (95) platí:

$$c_i = \frac{c_0 \tau^i}{\gamma_{i-1} \gamma_{i-2}^2 \cdots \gamma_1^{i-1}} \quad (97)$$

Nyní lze získat parametry k_i a l_i pomocí rovnice (95). Parametr k_0 je zvolen 1.

Na obr. 10 je znázorněná struktura modifikovaného SP, který je v této metodě používán.



Obr. 10 Struktura modifikovaného SP (Hamamci, Kaya, Atherton)

Předpoklad, že model $G_{SM}(s)$ přesně odpovídá dynamice regulované soustavy, tedy $G_{SM}(s) = G_S(s)$, a $T_d = T_{dM}$, pak bude přenosová funkce uzavřeného regulačního obvodu modifikovaného SP dána vztahem:

$$G_{W/Y}(s) = \frac{G_{c1}(s)G_{c2}(s)G(s)e^{-T_d s}}{1 + G_{c2}(s)G_{c3}(s)G(s)} \quad (98)$$

, kde přenosy jednotlivých regulátorů (93). Jak je vidět z přenosů řízení (96), charakteristická rovnice uzavřeného regulačního obvodu neobsahuje člen DZ. Proto také mohou být parametry regulátorů $G_{c1}(s)$, $G_{c2}(s)$ a $G_{c3}(s)$ nalezeny pouze na základě přenosové funkce řízené soustavy bez DZ.

Výše popsaným způsobem lze tedy odvodit, že tvary regulátorů pro řízení soustavy prvního řádu s DZ dané přenosem:

$$G_s(s) = \frac{Ke^{-T_d s}}{Ts + 1} \quad (99)$$

Přenosy regulátorů pro systém (99) jsou zvoleny ve tvaru:

$$G_{c1}(s) = 1 + \frac{l_o}{K} \quad (100)$$

$$G_{c2}(s) = \frac{1}{l_0} \quad (101)$$

$$G_{c3}(s) = k_0 \quad (102)$$

, kde

$$l_0 = \frac{\tau K}{T - \tau} \quad (103)$$

a

$$k_0 = 1 \quad (104)$$

Pro soustavu druhého řádu s DZ popsanou přenosem:

$$G_s(s) = \frac{Ke^{-T_d s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} = \frac{Ke^{-T_d s}}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad (105)$$

Přenosy regulátorů pro systém (105) jsou zvoleny ve tvaru:

$$G_{c1}(s) = 1 + \frac{l_o}{K} \quad (106)$$

$$G_{c2}(s) = \frac{1}{l_1 s + l_0} \quad (107)$$

$$G_{c3}(s) = k_1 s + k_0 \quad (108)$$

, kde

$$l_1 = \frac{\tau^3}{a_2 \lambda_1^2 \lambda_2} (l_0 + K) \quad (109)$$

$$l_0 = \frac{\tau^2}{\lambda_1} \frac{a_2 - \frac{a_1 \tau}{\lambda_1 \lambda_2}}{a_2^2 - \frac{a_2 \tau^2}{\lambda_1} + \frac{a_1 \tau^3}{\lambda_1^2 \lambda_2}} \quad (110)$$

$$k_1 = \tau - \frac{l_1 + (a_1 - \tau)l_0}{K} \quad (111)$$

a opět

$$k_0 = 1 \quad (112)$$

Takto získané regulátory však nejsou navrženy pro kompenzaci poruchy, působící na vstupu do regulované soustavy. Jak již bylo zmíněno, tento nedostatek by se odstranil zvýšením stupně polynomů $P(s)$ a $Q(s)$ u regulátorů $G_{c2}(s)$ a $G_{c3}(s)$ a přidáním integrátoru do regulátoru $G_{c2}(s)$. Následným odvozením je možné obdržet nové vzorce pro parametry regulátorů, které již nebudou po vstupu poruchy zanechávat trvalou regulační odchylku, ale budou schopny tuto poruchu kompenzovat.

Pro soustavu prvního řádu s DZ danou přenosem (99) mají přenosy regulátorů tvary (104), (105) a (106). Jejich parametry jsou však nyní dány:

$$l_1 = \frac{K \tau^2}{\gamma_1 T} \quad (113)$$

$$l_0 = 0 \quad (114)$$

$$k_1 = \tau - \frac{\tau^2}{\gamma_1 T} \quad (115)$$

$$k_0 = 1 \quad (116)$$

V případě soustavy druhého řádu s DZ (105) je regulátor $G_{c1}(s)$ opět popsán přenosem (106). Pro zbývající dva regulátory platí:

$$G_{c2}(s) = \frac{1}{l_2 s^2 + l_1 s + l_0} \quad (117)$$

$$G_{c3}(s) = k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (118)$$

Jednotlivé parametry lze určit pomocí vztahů:

$$l_2 = \frac{K\tau^4}{\gamma_3\gamma_2^2\gamma_1^3 a_2} \quad (119)$$

$$l_1 = \frac{\frac{K\tau^3}{\gamma_2\gamma_1^2} - l_2 a_1}{a_2} \quad (120)$$

$$l_0 = 0 \quad (121)$$

$$k_2 = \frac{\frac{K\tau^2}{\gamma_1} - l_1 a_1 - l_2}{K} \quad (122)$$

$$k_1 = \frac{K\tau - l_1}{K} \quad (123)$$

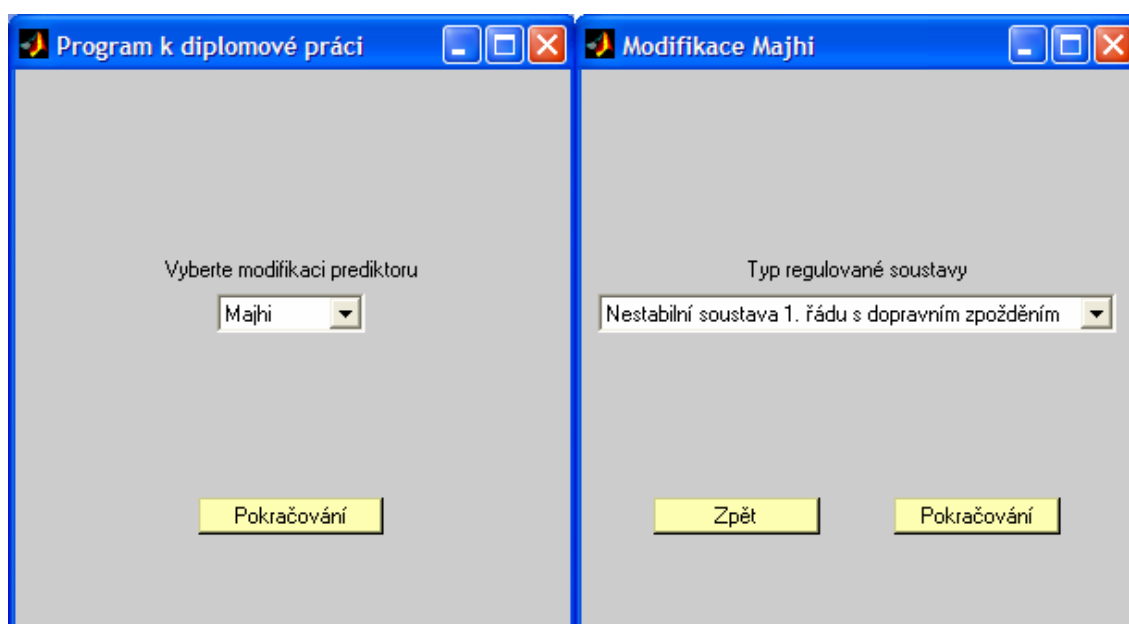
$$k_0 = 0 \quad (124)$$

Analogickým způsobem je možno stanovit tvary a parametry regulátorů i pro další typy soustav.

7. SIMULAČNÍ ČÁST

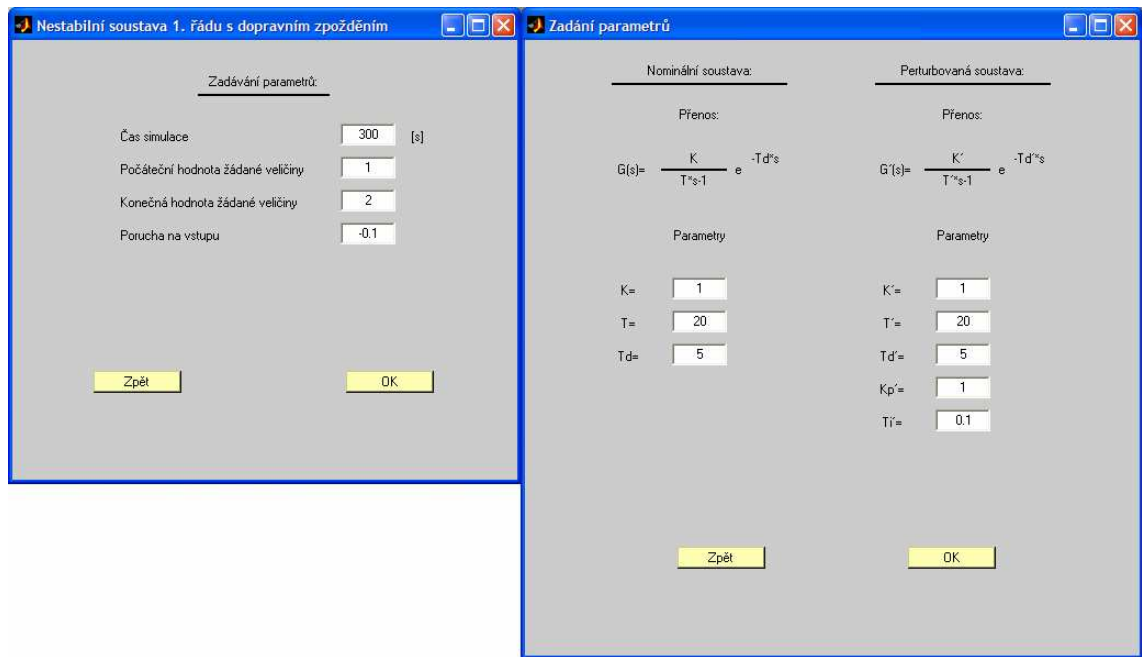
7.1 Tvorba programů pro simulační experimenty

V této kapitole ověřuji jednotlivé metody řízení systémů s DZ. Metody jsou navzájem porovnávány a vykreslovány do společných grafů. Jako základ bylo použito programové prostředí MATLAB 6.0. Výchozím krokem při provádění simulací bylo dialogové okno (soubor zacatek.m), které je zobrazeno na obr. 11 kde se nachází i dialogové okno s výběrem soustavy.

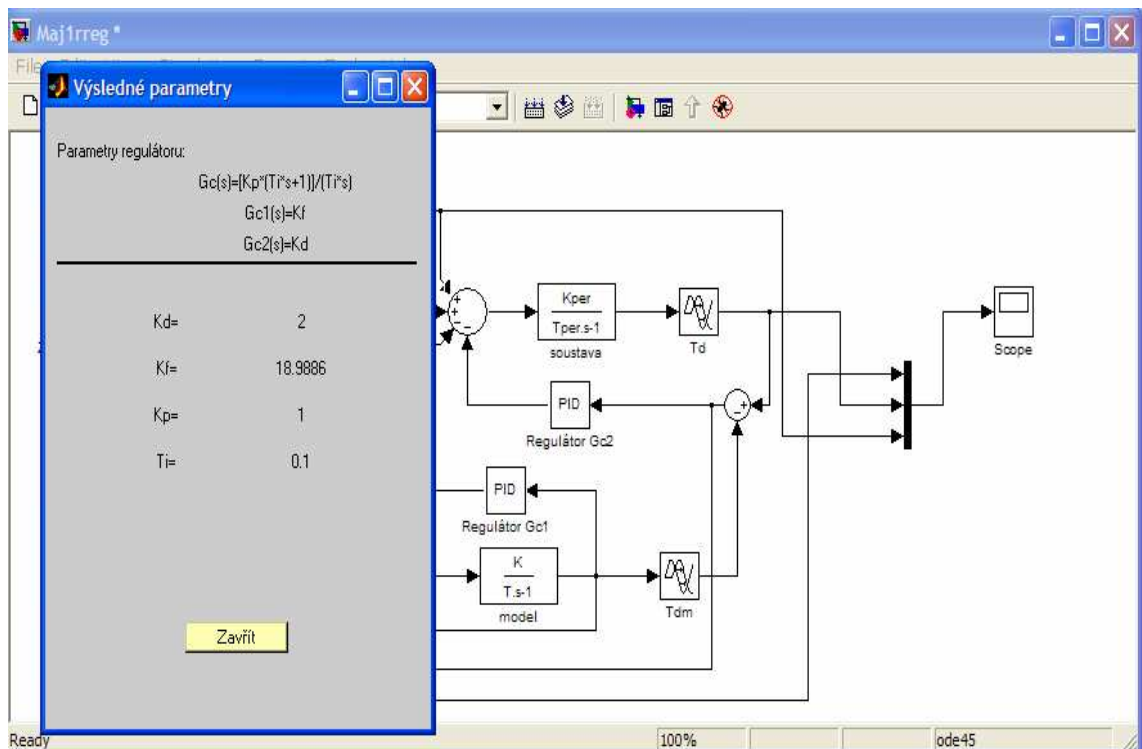


Obr. 11 Ukázky dialog. oken pro volbu modifikací a typu regulované soustavy

Po těchto volbách dochází k zadávání volitelných parametrů (Obr. 12) pro každou soustavu. Pomocí tlačítek jsou pak následně provedeny výpočty regulátorů a vlastní simulace na modelech (Obr. 13). Ke každé soustavě bylo vytvořeno samostatné okno, aby mohly být měněny specifické parametry každé soustavy a zobrazeny konkrétní podmínky pro zadávání parametrů. Na začátku simulace je velikost žádané veličiny, která je v grafech znázorněna černou barvou. V jedné třetině simulačního času dochází ke skokové změně. Ve dvou třetinách času pak dochází k působení skokové poruchy na vstup soustavy. U každého modelu se nachází nominální a perturbovaná soustava, kdy se stanovují nominální regulátory, které jsou pak testovány na řízení soustavy určitým způsobem perturbovanou.



Obr. 12 Ukázky dialogových oken pro zadávání volitelných parametrů



Obr. 13 Ukázky dialogových oken s výslednými parametry a modelem soustavy

V simulacích je pak použito barevné rozlišení jednotlivých modifikací. Modifikace SP pro nestabilní a integrační systémy s DZ (Majhi, Atherton) je vykreslována červenou bar-

vou. U PI-PD modifikace SP pro řízení procesů s velkým DZ (Kaya, Atherton) je označena modrou barvou. Průběh výstupní veličiny u modifikace SP s návrhem regulátorů pomocí CDM (Hamamci, Kaya, Atherton) je znázorněn zeleně. Poslední modifikace SP s návrhem regulátorů pomocí CDM s kompenzací poruchy je označena fialově.

7.2 Stabilní soustava prvního řádu s dopravním zpožděním

Nechť je regulovaná soustava popsána přenosem:

$$G_s = \frac{1}{5s+1} e^{-5s} \quad (125)$$

Řízení nominální soustavy

Nominální regulátory pro jednotlivé metody mají nastavení:

PI-PD modifikace SP pro řízení procesů s velkým DZ (Kaya, Atherton):

$$G_{c1}(s) = \frac{s+10}{s}; G_{c2}=7,58; G_{c3}=0 \quad (126)$$

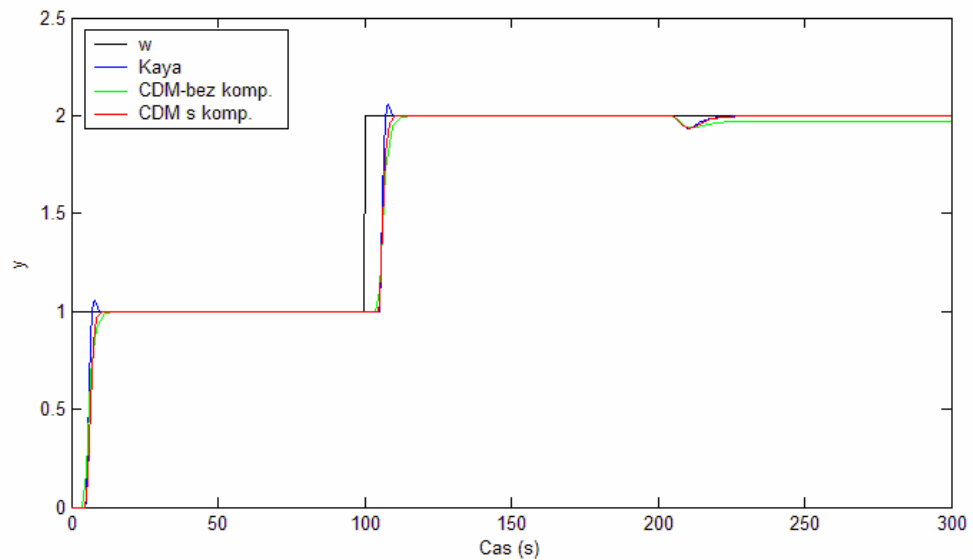
Modifikovaný SP s návrhem regulátorů pomocí CDM (Hamamci, Kaya, Atherton):

$$G_{c1}(s) = 1,386; G_{c2}=2,590; G_{c3}=1 \quad (127)$$

Modifikovaný SP s návrhem regulátorů pomocí CDM (s kompenzací poruchy):

$$G_{c1}(s) = 1; G_{c2}(s) = \frac{1}{0,155s}; G_{c3}=1,238s+1 \quad (128)$$

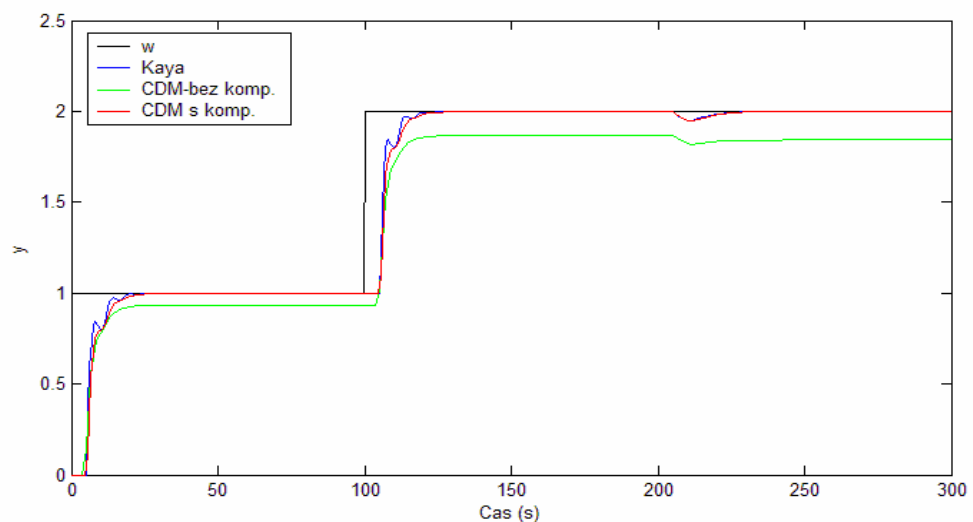
Řízení nominální soustavy



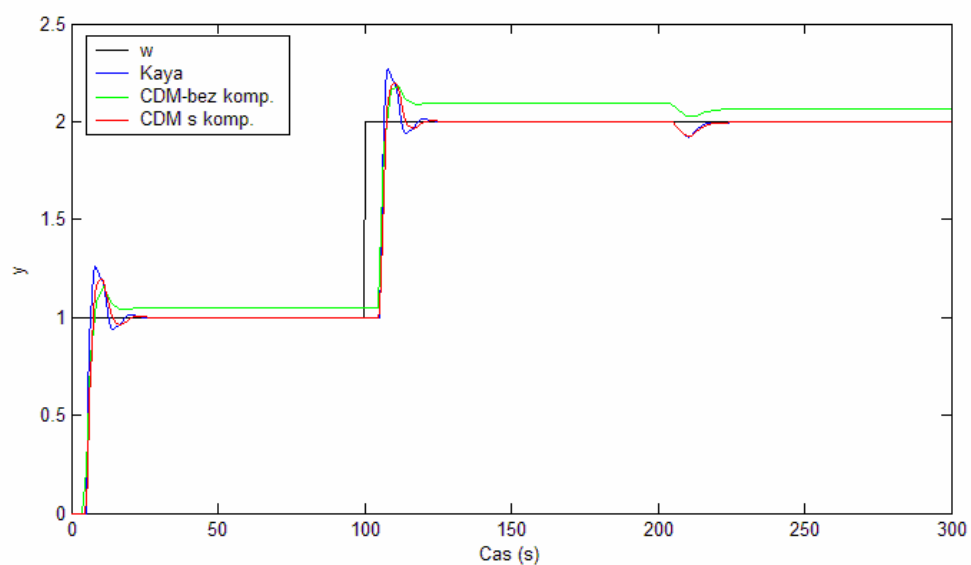
Obr. 14 Regulační pochody při řízení nominální soustavy (125)

Na uvedené simulaci (Obr. 14) lze vyčíst, že PI-PD modifikace SP reguluje soustavu velmi dobře a to jen s minimálním překmitem. Průběhy výstupních veličin modifikovaných SP jsou brzy ustáleny a nemají dokonce žádný překmit.

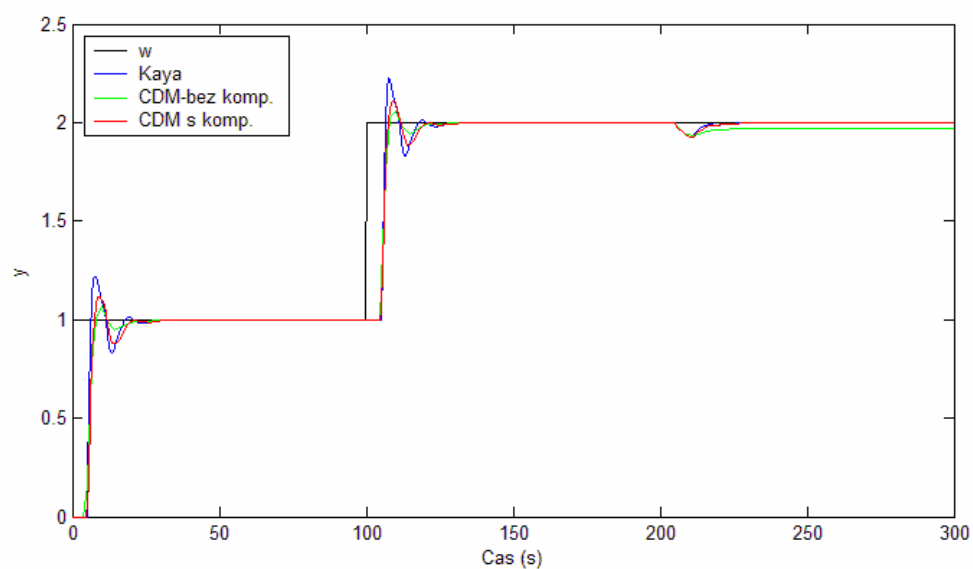
Řízení perturbovaných soustav



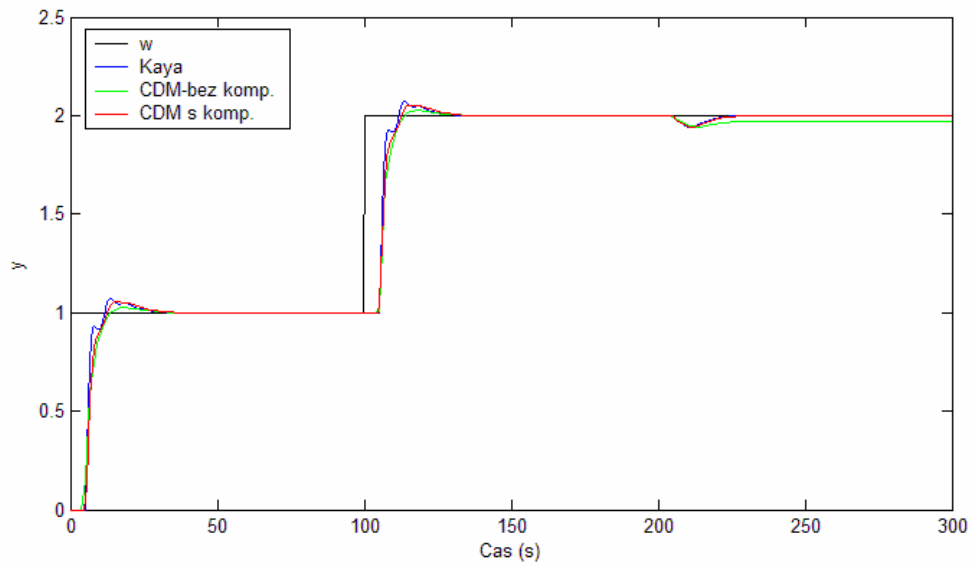
Obr. 15 Řízení soustavy (125) s perturbací -20% v zesílení (tj. $K=0,8$)



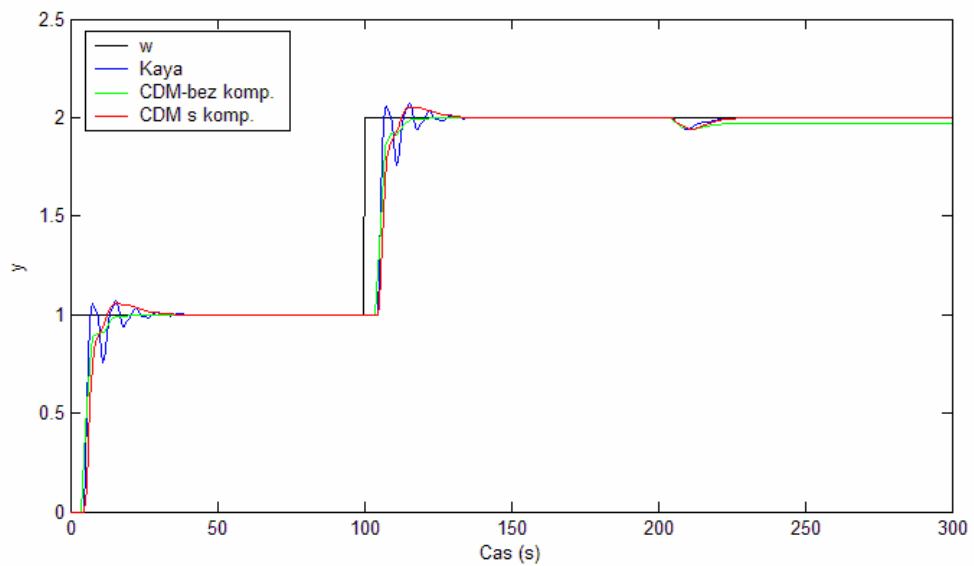
Obr. 16 Řízení soustavy (125) s perturbací +20% v zesílení (tj. $K=1,2$)



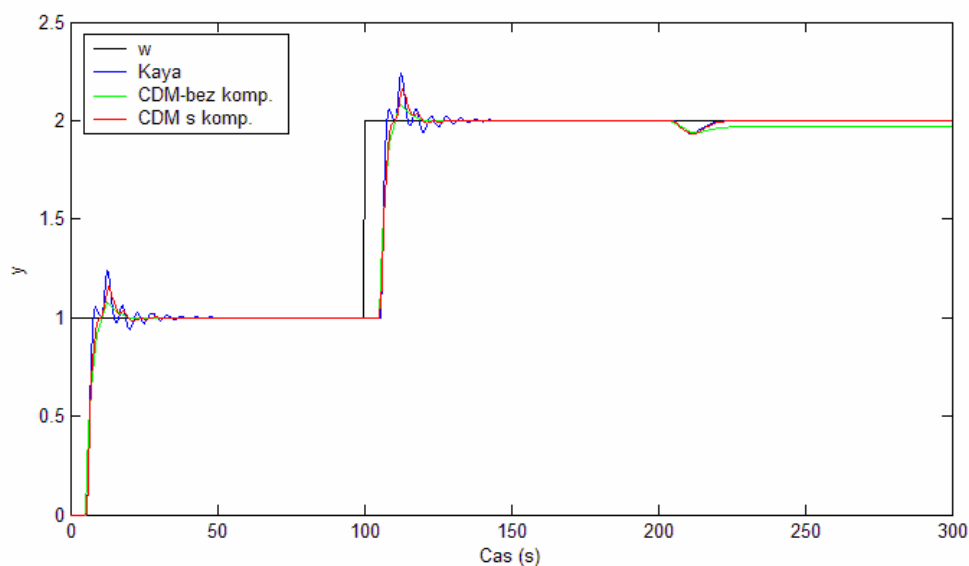
Obr. 17 Řízení soustavy (125) s perturbací -20% v časové konstantě (tj. $T=4s$)



Obr. 18 Řízení soustavy (125) s perturbací +20% v časové konstantě (tj. $T=6s$)



Obr. 19 Řízení soustavy (125) s perturbací -5% v DZ (tj. $T_d=4,5s$)



Obr. 20 Řízení soustavy (125) s perturbací +5% v DZ (tj. $T_d=5,5s$)

Na obr. 15-20 jsou znázorněny průběhy výstupních veličin. Tyto průběhy jsou navzájem srovnatelné, u PI-PD modifikací jsou však větší překmity než u modifikovaných SP s návrhem regulátorů pomocí CDM.

7.3 Integrační soustava s dopravním zpožděním

Nechť je regulovaná soustava popsána přenosem:

$$G_S = \frac{1}{s} e^{-5s} \quad (129)$$

Řízení nominální soustavy

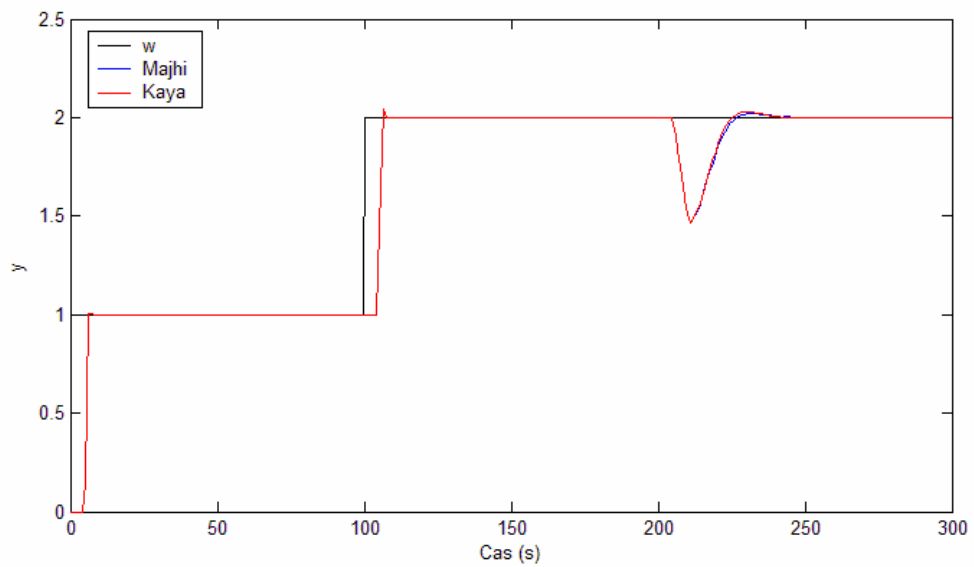
Nominální regulátory pro jednotlivé metody mají nastavení:

Modifikovaný SP pro nestabilní a integrační systémy s DZ (Majhi, Atherton)

$$G_c(s) = \frac{s+10}{s}; G_{c1}(s)=3,405; G_{c2}(s)=0,105 \quad (130)$$

PI-PD modifikace SP pro řízení procesů s velkým DZ (Kaya, Atherton):

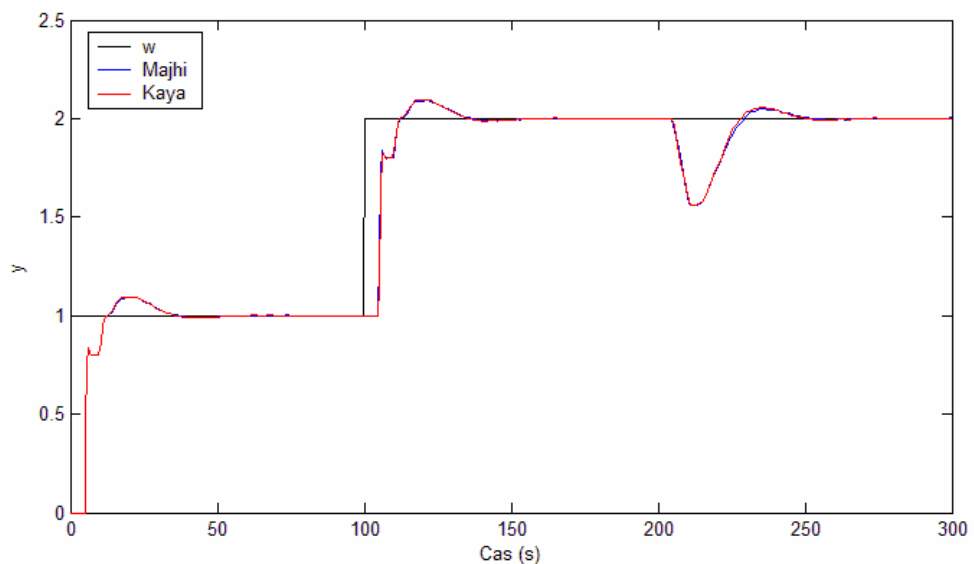
$$G_{c1}(s) = \frac{s+10}{s}; G_{c2}=3,405; G_{c3}=0,1 \quad (131)$$

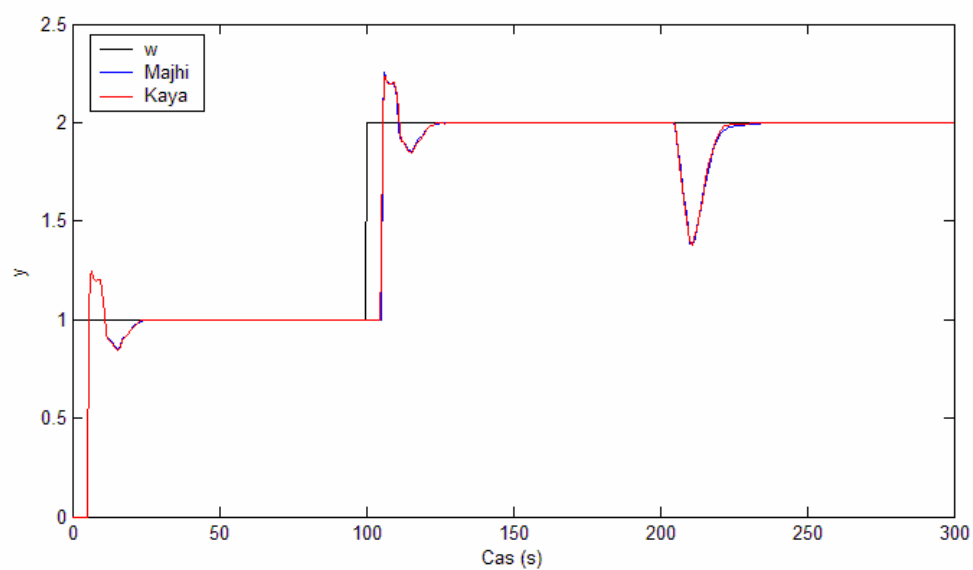


Obr. 21 Regulační pochody při řízení nominální soustavy (129)

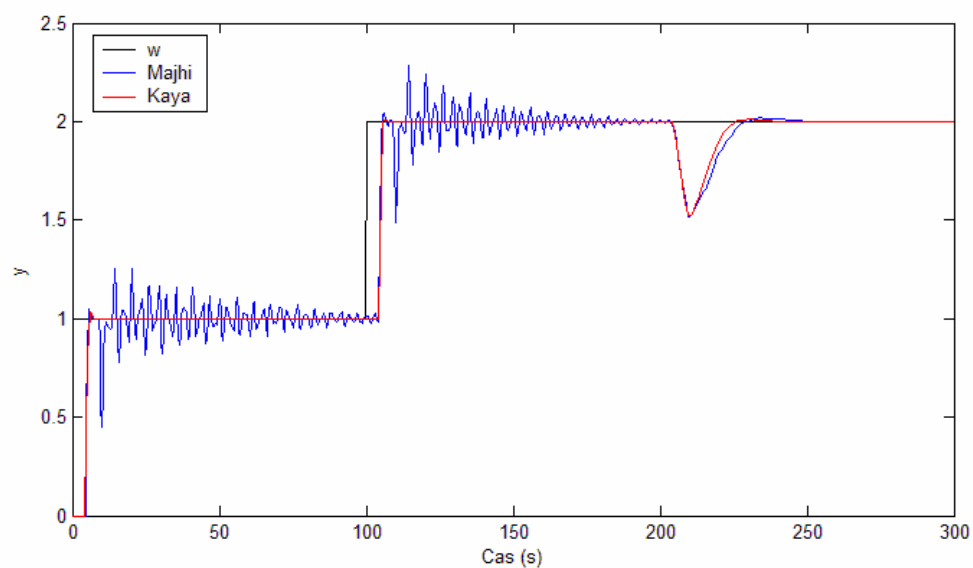
Na obr.21 se chovají výstupní průběhy obou modifikací totožně. Jejich průběhy jsou brzy ustáleny a bez překmitu. Rychle reagují na vstupující poruchu.

Řízení perturbovaných soustav

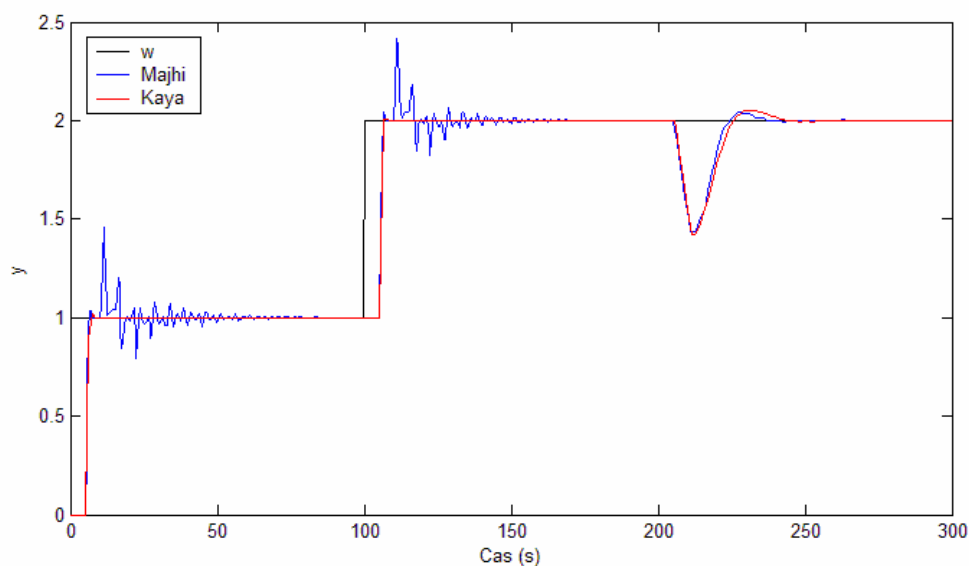
Obr. 22 Řízení soustavy (129) s perturbací -20% v zesílení (tj. $K=0,8$)



Obr. 23 Řízení soustavy (129) s perturbací +20% v zesílení (tj. $K=1,2$)



Obr. 24 Řízení soustavy (129) s perturbací -10% v DZ (tj. $T_d=4,5s$)

Obr. 25 Řízení soustavy (129) s perturbací +8% v DZ (tj. $T_d=5,4s$)

Z obrázků 20-25 je zřejmé, že PI-PD modifikace dosahuje značných kmitů a to především při perturbaci v DZ. Modifikace pro nestabilní a integrační systémy s DZ se rychle ustálí na žádané veličině, avšak má překmit u soustav s perturbací v zesílení.

7.4 Nestabilní soustava prvního řádu s dopravním zpožděním

Nechť je regulovaná soustava popsána přenosem:

$$G_s = \frac{1}{20s-1} e^{-5s} \quad (132)$$

Řízení nominální soustavy

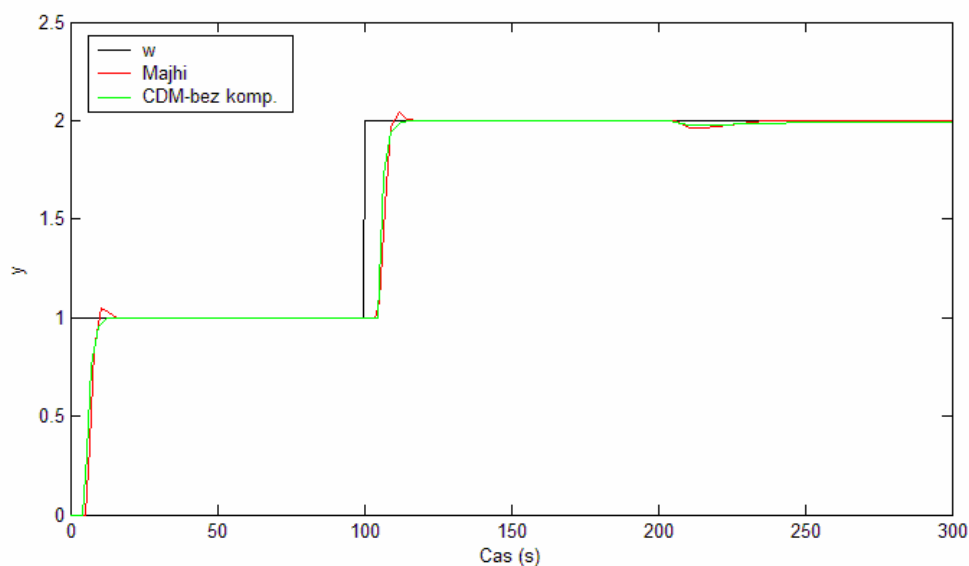
Nominální regulátory pro jednotlivé metody mají nastavení:

Modifikovaný SP pro nestabilní a integrační systémy s DZ (Majhi, Atherton)

$$G_c(s) = \frac{s+10}{s}; G_{c1}(s)=18,989; G_{c2}(s)=2 \quad (133)$$

Modifikovaný SP s návrhem regulátorů pomocí CDM (Hamamci, Kaya, Atherton):

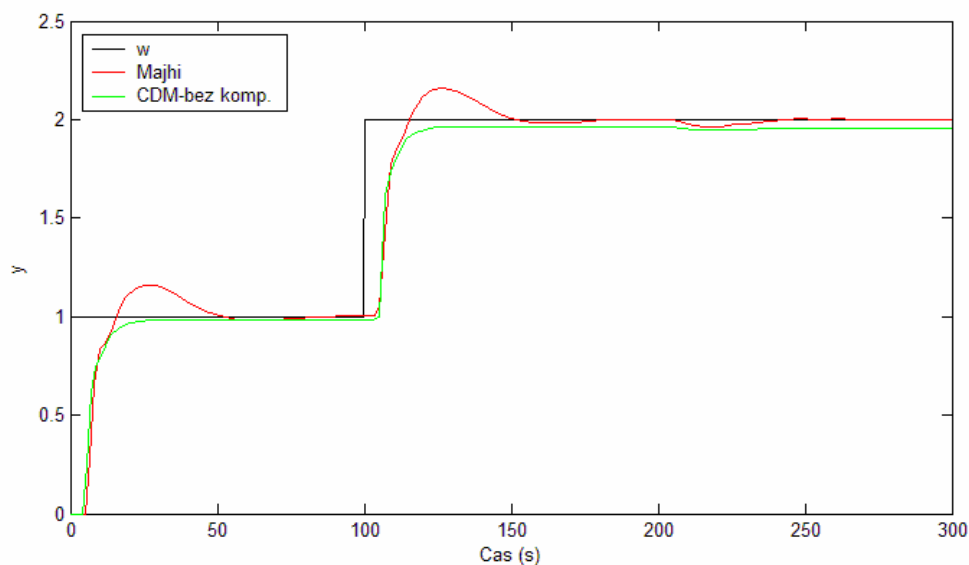
$$G_{c1}=1,075; G_{c2}=13,359; G_{c3}=1 \quad (134)$$

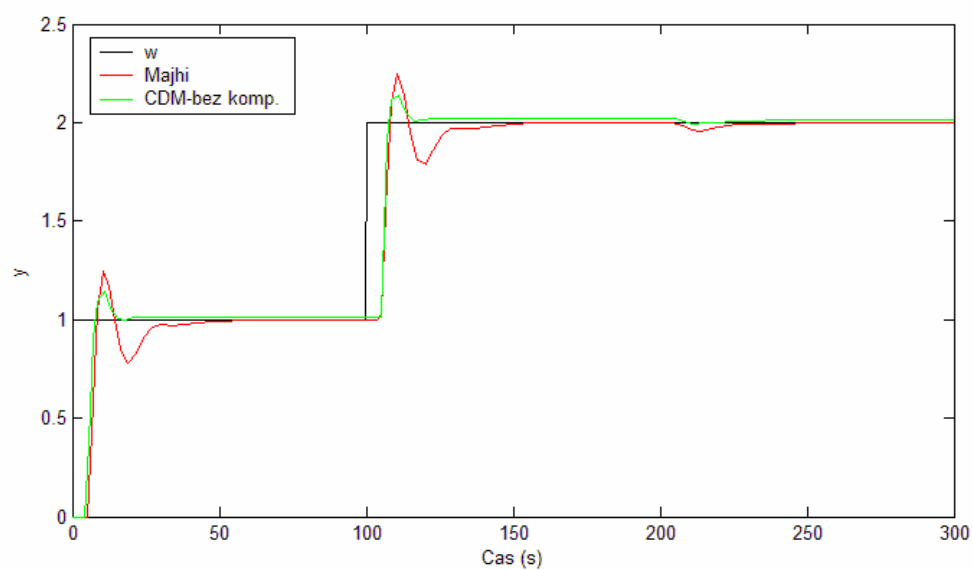


Obr. 26 Regulační pochody při řízení nominální soustavy (132)

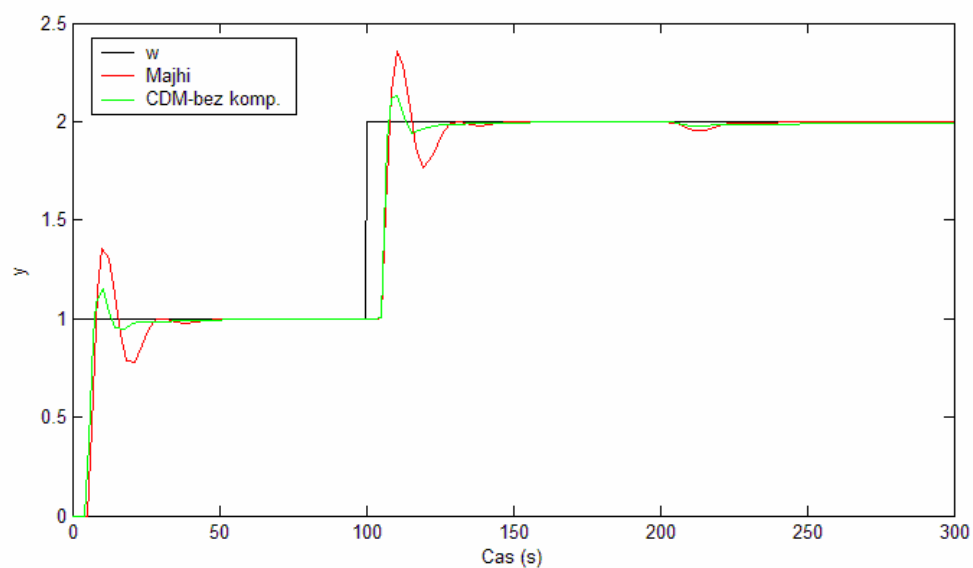
Výstupní průběhy na obr. 26 jsou téměř ideální. S velmi rychlým ustálením a minimálním překmitem. Zatímco modifikace SP s návrhem regulátorů pomocí CDM nebyla schopna kompenzovat vstupující poruchu. Proto u perturbovaných soustav nebyla tato metoda ani použita.

Řízení perturbovaných soustav

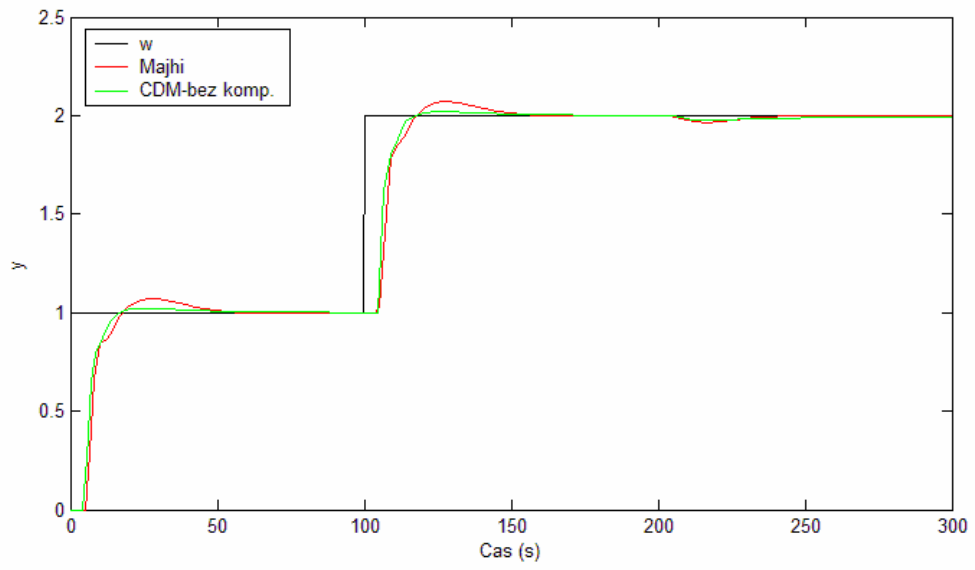
Obr. 27 Řízení soustavy (132) s perturbací -20% v zesílení (tj. $K=0,8$)



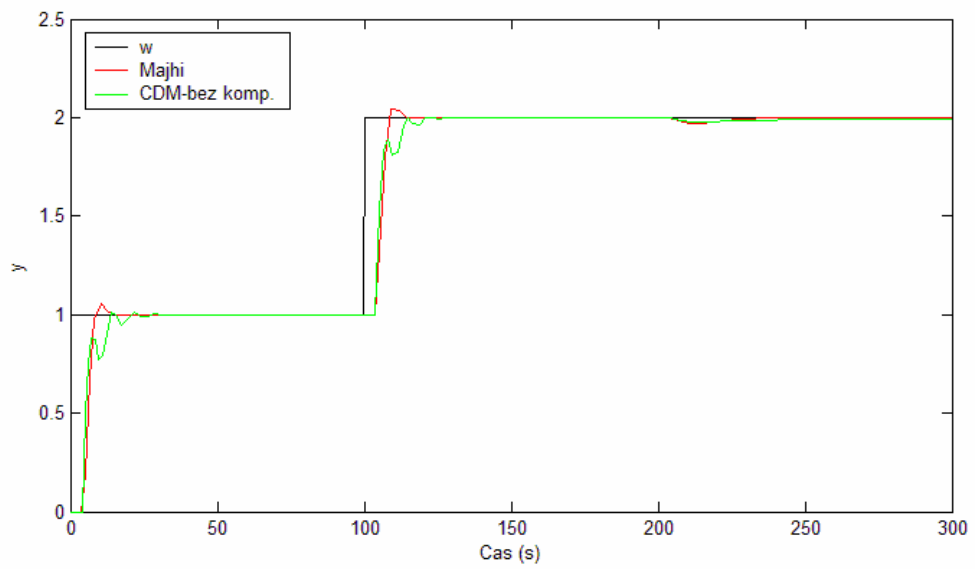
Obr. 28 Řízení soustavy (132) s perturbací +20% v zesílení (tj. $K=1,2$)



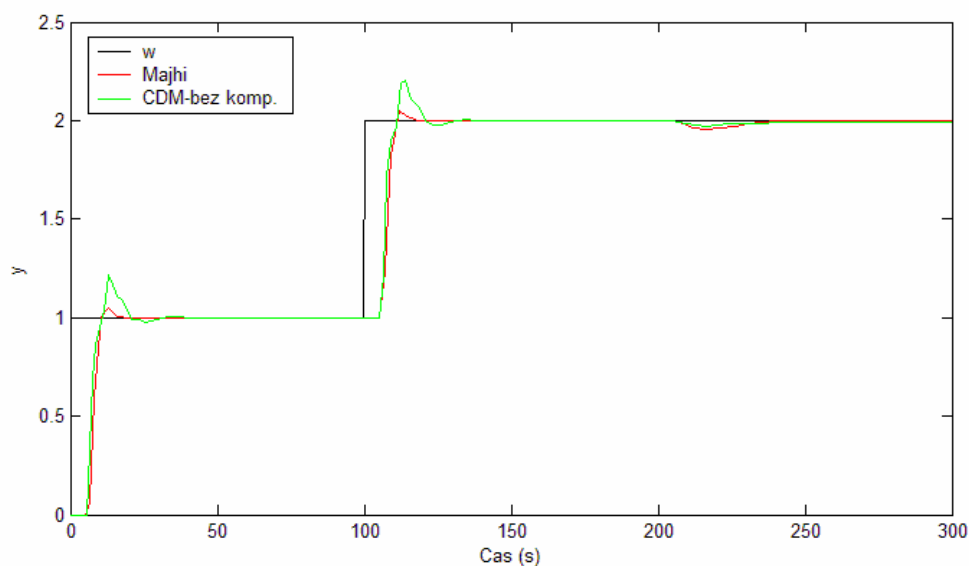
Obr. 29 Řízení soustavy (132) s perturbací -20% v časové konstantě (tj. $K=16$)



Obr. 30 Řízení soustavy (132) s perturbací +20% v časové konstantě (tj. $K=24$)



Obr. 31 Řízení soustavy (132) s perturbací -20% v DZ (tj. $T_d=4s$)

Obr. 32 Řízení soustavy (132) s perturbací +20% v DZ (tj. $T_d=6s$)

Na obr. 27-32 je patrné, že obě modifikace mají překmitý a tudíž i delší dobu ustálení. Avšak na vstupující poruchu reagují velmi dobře.

7.5 Soustava druhého řádu s komplexními póly a dopravním zpožděním

Nechť je regulovaná soustava popsána přenosem:

$$G_s = \frac{1}{s^2 + 0,5s + 1} e^{-10s} \quad (135)$$

Řízení nominální soustavy

Nominální regulátory pro jednotlivé metody mají nastavení:

PI-PD modifikace SP pro řízení procesů s velkým DZ (Kaya, Atherton):

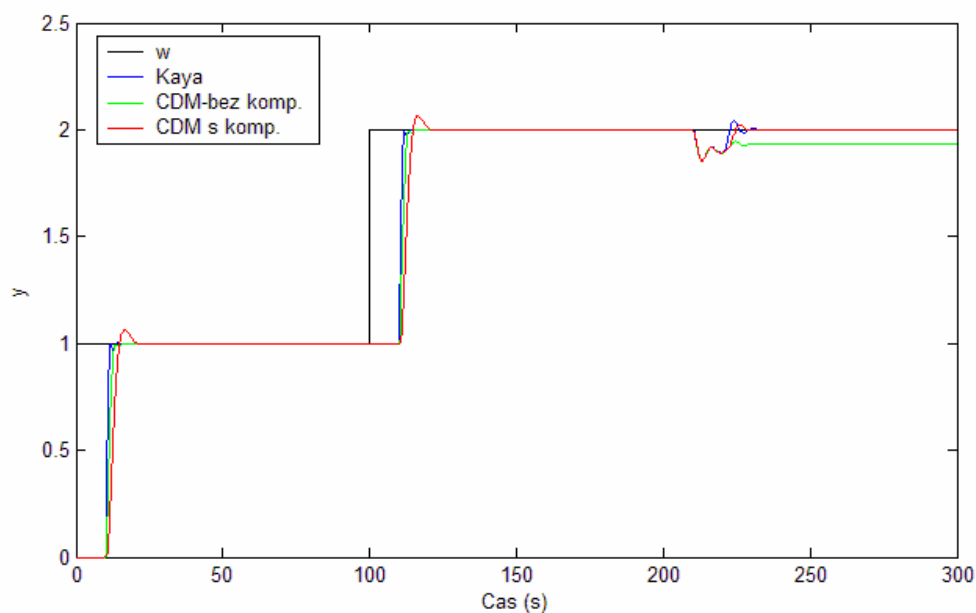
$$G_{c1}(s) = \frac{s+10}{s}; G_{c2}=2,749; G_{c3}=0 \quad (136)$$

Modifikovaný SP s návrhem regulátorů pomocí CDM (Hamamci, Kaya, Atherton):

$$G_{c1}=-1,528; G_{c2}=\frac{1}{-1,528s - 2,526}; G_{c3}=-0,752s-1 \quad (137)$$

Modifikovaný SP s návrhem regulátorů pomocí CDM (s kompenzací poruchy):

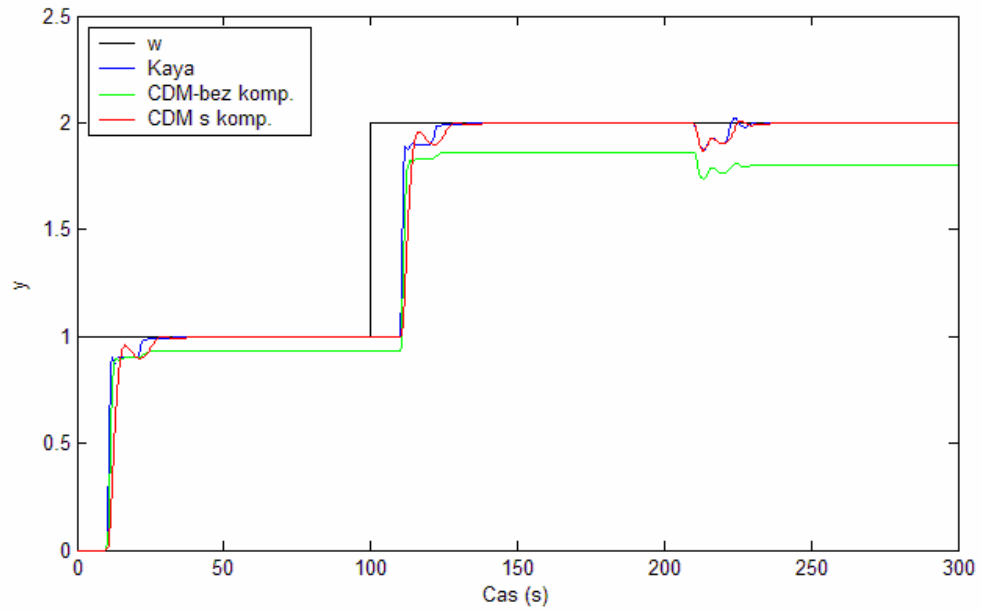
$$G_{c1}(s) = 1; G_{c2}(s) = \frac{1}{0,232s^2 + 0,885s}; G_{c3} = 1,481s^2 + 1,437s + 1 \quad (138)$$



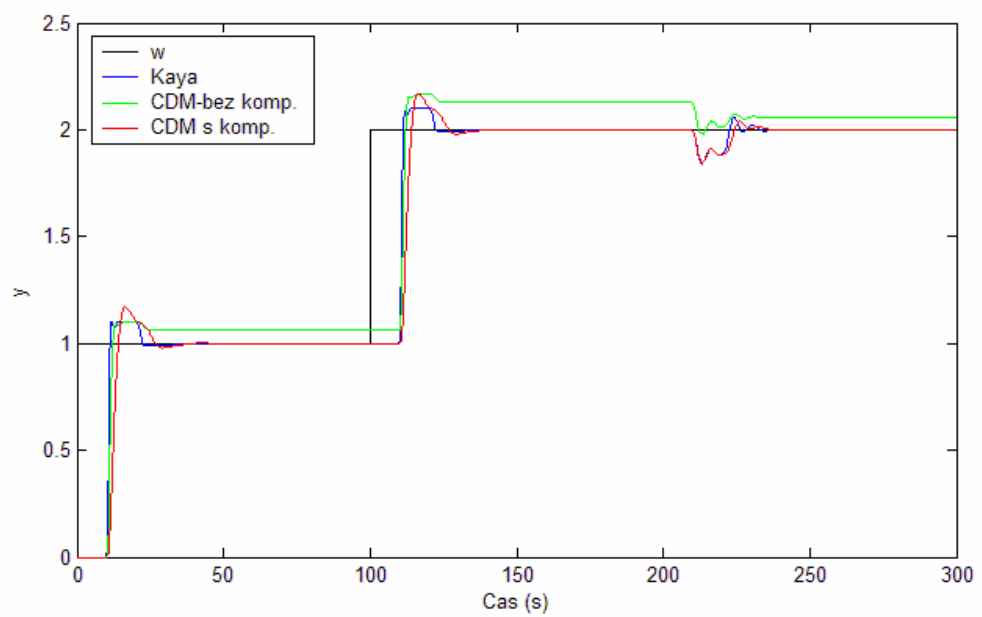
Obr. 33 Regulační pochody při řízení nominální soustavy (135)

Všechny tři výstupní veličiny mají podobný průběh. Brzy se dostanou na hodnotu žádané veličiny a to s žádným, nebo s minimálním překmitem. Po vstupu poruchy zanechává modifikovaný SP s návrhem regulátorů pomocí CDM bez kompenzace trvalou regulační odchylku.

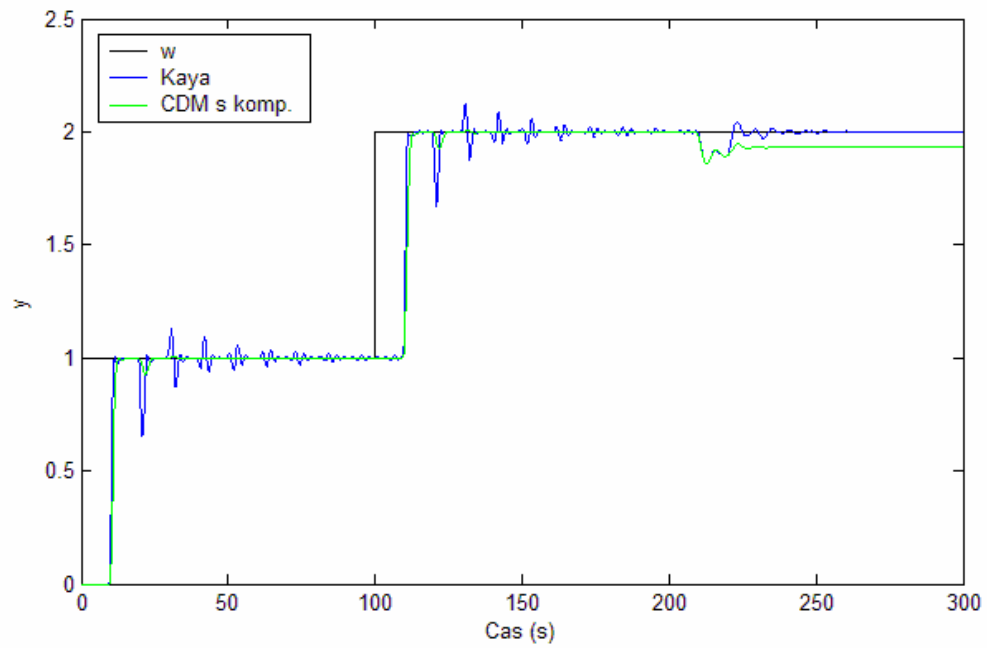
Řízení perturbovaných soustav



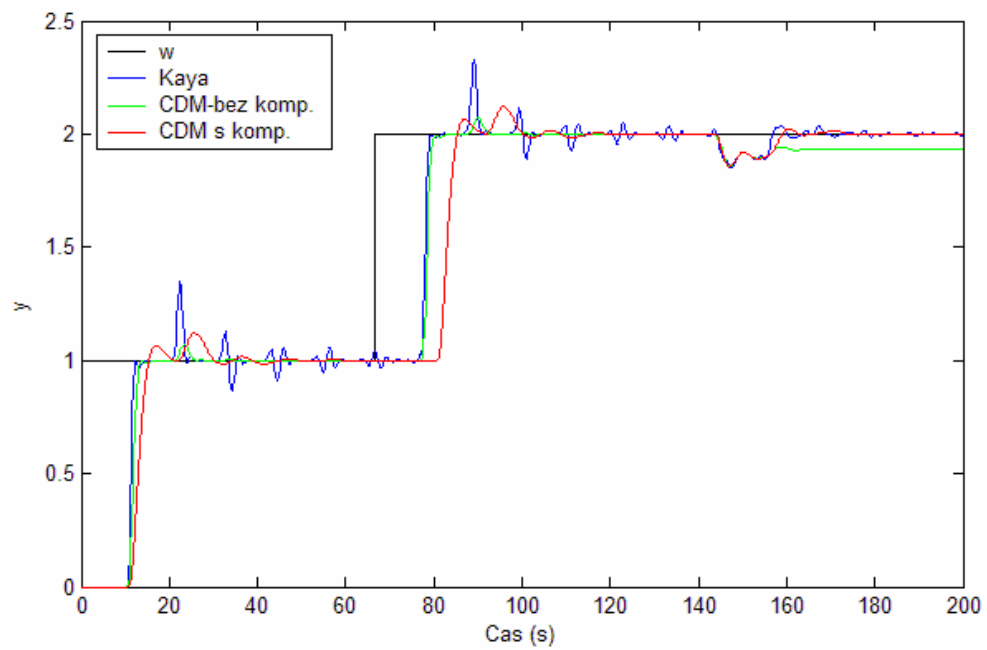
Obr. 34 Řízení soustavy (135) s perturbací -20% v zesílení (tj. $K=0,8$)



Obr. 35 Řízení soustavy (135) s perturbací +20% v zesílení (tj. $K=1,2$)



Obr. 36 Řízení soustavy (135) s perturbací -5% v DZ (tj. $T_d = 9,5$)



Obr. 37 Řízení soustavy (135) s perturbací +5% v DZ (tj. $T_d = 10,5$)

Z obr. 34 – 37 je patrné, že PI-PD modifikace i modifikace s návrhem regulátorů pomocí CDM jsou hodně citlivé. Jsou velmi rozkmitané a mají problémy s dosažením žádané hodnoty. Modifikace s návrhem regulátorů pomocí CDM zanechává trvalou regulační odchylku.

7.6 Nestabilní soustava druhého řádu s dopravním zpožděním

Nechť je regulovaná soustava popsána přenosem:

$$G_s = \frac{1}{20s^2 + 8s - 1} e^{-5s} \quad (139)$$

Řízení nominální soustavy

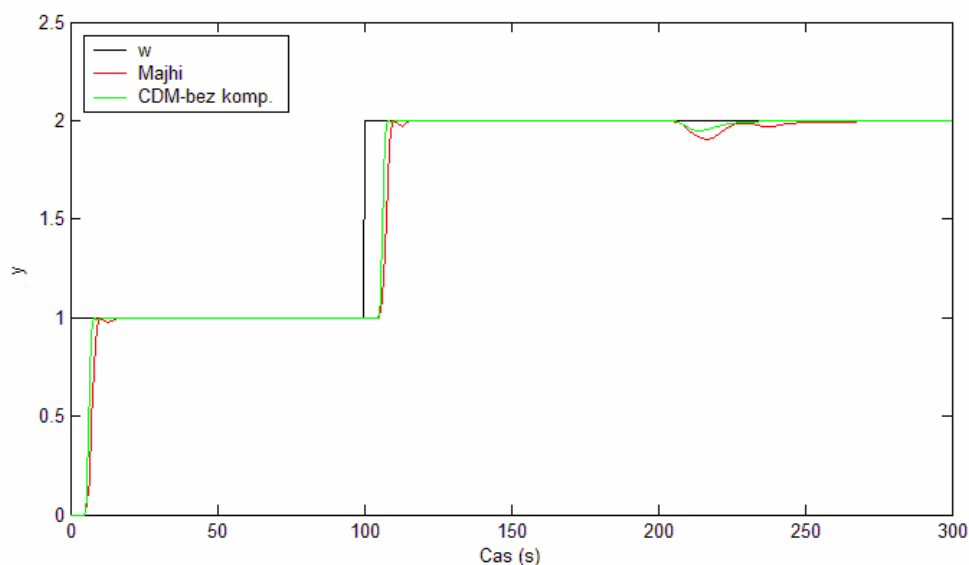
Nominální regulátory pro jednotlivé metody mají nastavení:

Modifikovaný SP pro nestabilní a integrační systémy s DZ (Majhi, Atherton)

$$G_c(s) = \frac{s+10}{s}; G_{c1}(s)=15,559s+25,706; G_{c2}(s)=2,828+1,4142 \quad (140)$$

Modifikovaný SP s návrhem regulátorů pomocí CDM (Hamamci, Kaya, Atherton):

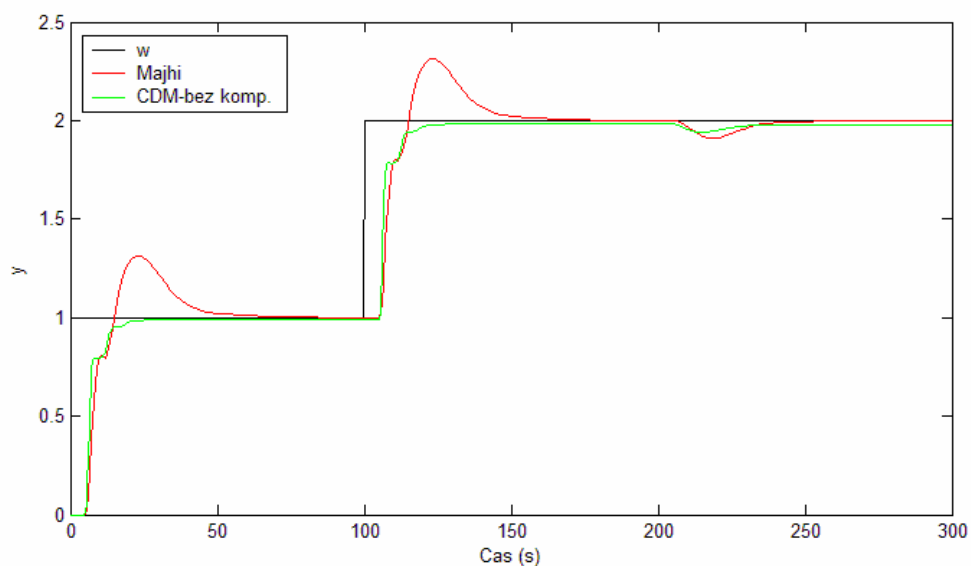
$$G_{c1}=1,036; G_{c2}=\frac{1}{0,011s+0,036}; G_{c3}=1,1458s+1 \quad (141)$$



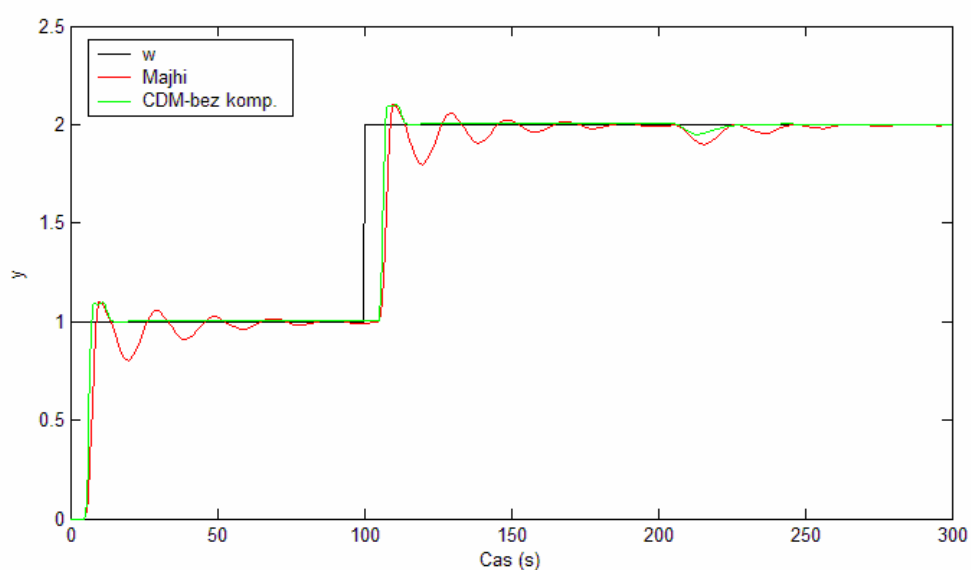
Obr. 38 Regulační pochody při řízení nominální soustavy (139)

Modifikace pro nestabilní a integrační systémy a modifikace s návrhem regulátorů pomocí CDM mají totožný a to velmi dobrý průběh, kdy se velmi brzy ustálí na žádané hodnotě a bez překmitu, problémy zde nejsou ani se vstupující poruchou.

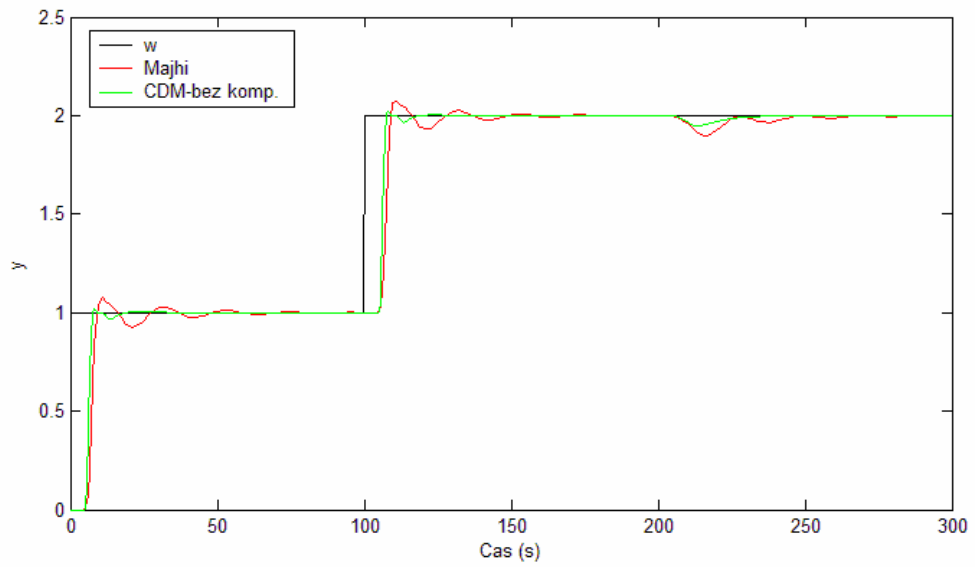
Řízení perturbovaných soustav



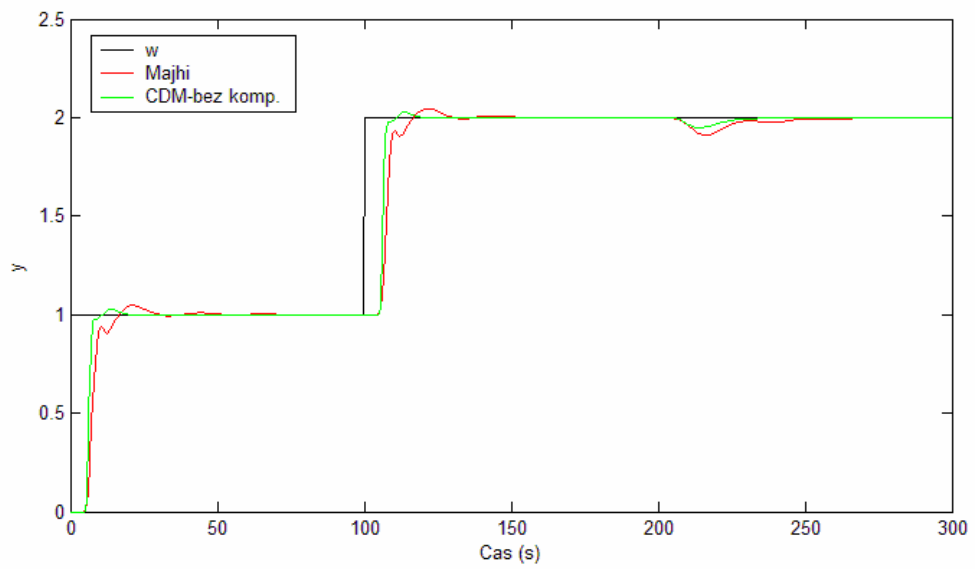
Obr. 39 Řízení soustavy (139) s perturbací -20% v zesílení (tj. $K=0,8$)



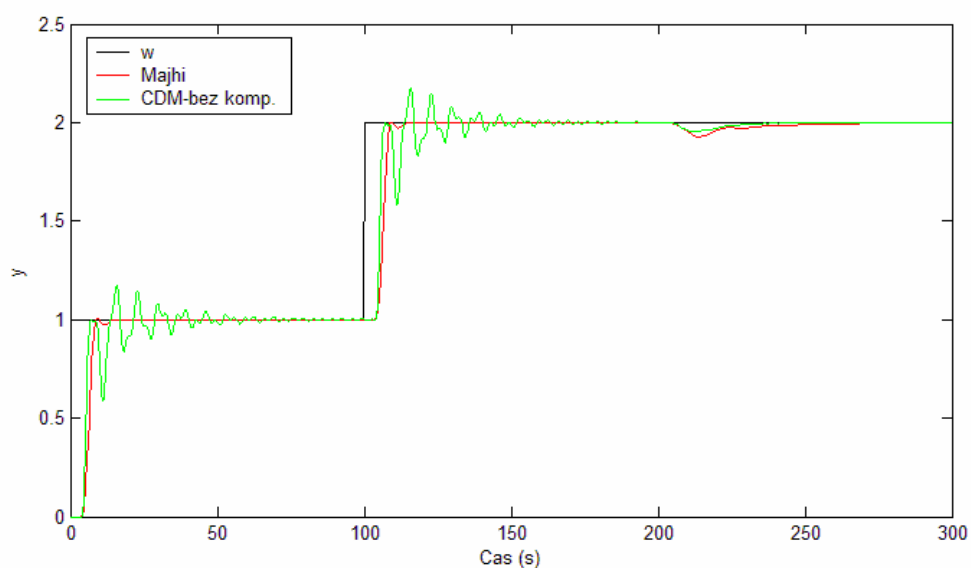
Obr. 40 Řízení soustavy (139) s perturbací +10% v zesílení (tj. $K=1,1$)



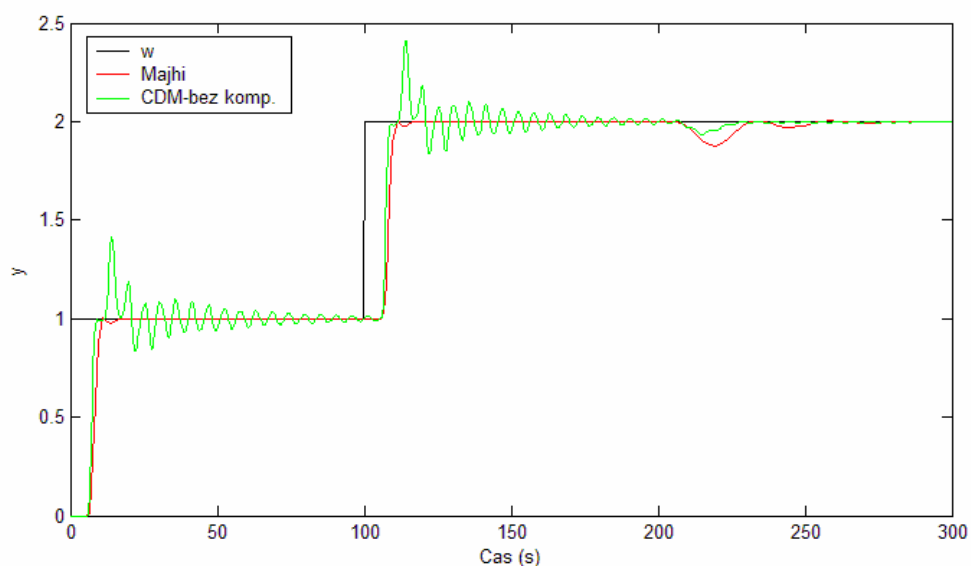
Obr. 41 Řízení soustavy (139) s perturbací -5% v čas. konstantě T_1 (tj. $T_1=9,5s$)



Obr. 42 Řízení soustavy (139) s perturbací +5% v čas. konstantě T_1 (tj. $T_1=10,5s$)



Obr. 43 Řízení soustavy (139) s perturbací -20% v DZ (tj. $T_d=4s$)



Obr. 44 Řízení soustavy (139) s perturbací +10% v DZ (tj. $T_d=4,5s$)

Na obr. 39 – 44 kdy dochází k poměrně stabilním průběhům u modifikace s návrhem regulátorů pomocí CDM vyjma řízení soustav s perturbací v DZ, avšak u modifikace pro nestabilní a integrační soustavy jsou průběhy značně kmitavé, zejména při změně zesílení.

ZÁVĚR

V téhle diplomové práci jsem se zabýval vlivem dopravního zpoždění na správnou funkci regulačního obvodu, čímž ohrožuje stabilitu systému. Uvedl jsem zde vliv tohoto zpoždění na přechodovou, impulsovou charakteristiku a kmitočtový přenos. 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 3. 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 .

Největší pozornost mé práce se točí kolem modifikovaných Smithových prediktorů a to modifikace pro nestabilní a integrační systémy, PI-PD modifikace SP pro řízení procesů s velkým DZ a nakonec návrh regulátorů pomocí CDM. Tyto modifikace jsem použil pro řízení pěti různých regulovaných soustav prvního a druhého řádu s dopravním zpožděním, včetně nestabilních a integračních soustav. U každé soustavy jsem ověřoval schopnost nominálních regulátorů řídit soustavy nějakým způsobem perturbované. Při porovnávání daných modifikací sloužící pro nestabilní a integrující systémy uvedené v [2, 3] jsem došel k závěru, že tyto modifikace jsou pro svůj účel velmi vhodné, protože dosahují při regulacích výborných výsledků. Modifikace Smithova prediktoru popsaný v [4] pak dosahoval velmi rychlé doby ustálení a jen s minimálním překmitem. Není však už tak vhodná pro nestabilní a integrující systémy.

Ověřování jsou prováděl díky simulacím, při kterých byly využity předchozí výsledky, tj. vztahy pro výpočet parametrů regulátorů pro jednotlivé soustavy. Pro ověření bylo třeba vytvořit programy, které by celý proces simulování zjednodušily a urychlily. Tyto programy jsou také součástí diplomové práce. Pro vytvoření programů a ověření funkčnosti získaných algoritmů jsem použil programové prostředí MATLAB a jeho součást Simulink.

Závěrem bych souhlasil se známým faktem, 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] BALÁTĚ, J.: Automatické řízení. 1. vyd. Praha: BEN, 2003. 664 s. ISBN 80-7300-020-2.
- [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., ATHERTON, D. P.: A new PI-PD Smith predictor for control of processes with long dead time. In: Proceedings of 14th World Congress of IFAC, 1999, pp. 282-288.
- [4] HAMAMCI, S. E., KAYA, I., ATHERTON, D. P.: Smith predictor design by CDM. In: Proceedings of the European Control Conference, 2001, pp. 2364-2369.
- [5] De PAOR, A.M., O'MALLEY, M.: Controllers of Ziegler Nichols type for unstable processes. Int. J. Control, Vol.49, pp. 1273-1284, 1989.
- [6] De PAOR, A.M.: A modified Smith prediktor and controller for unstable processes with time delay. Int J. Control, Vol.41, No.4, pp. 1025-1036, 2001.
- [7] WATANABE, K. and M. ITO: A process – model kontrol for linear systéme with delay. IEEE Trans. Automat. Contr., AC – 26, pp. 1261 – 1266, 1981.
- [8] ZÍTEK, P. a A. VÍTEČEK: Návrh řízení podsystémů se zpožděními a nelinearitami. Vydavatelství ČVUT, Praha, 1999.
- [9] MATAUŠEK, M.R. and A.D. Micić: A modified Smith pedictor for controlling a process with an integrator and long dead – time, ISEE Trans. Automat. Contr., 41 pp 1199 – 1203
- [10] HUSTÁK, P: Systémy s dopravním zpožděním a návrh robustních regulátorů pro jejich řízení. Disertační práce, FT UTB ve Zlíně, 2003.
- [11] MATUŠŮ, R.: Řízení systémů s dopravním zpožděním. Diplomová práce, FT UTB ve Zlíně, 2002.
- [12] HUSÁK, F.: Řízení systémů s dopravním zpožděním s využitím modifikovaných Smithových prediktorů. Diplomová práce, UTB ve Zlíně 2006
- [13] KUČERA, V.: Robustní regulátory. Článek z příspěvku předneseného na konferenci Automatizované systémy, Praha, 2001

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_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 dopr. zpoždění
φ_{IS}	fázový úhel přenosu bez dopr. 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
τ	ekvivalentní časová konstanta
γ_i	indexy stability
ξ	koeficient tlumení
Zkratky	
URO	uzavřený regulační pochod
AFFCH	amplitudová fázově-frekvenční charakt.
DZ	dopravní zpoždění
$M-A$	modifikace SP(Majhi, Atherton)
$K-A$	modifikace SP(Kaya, Atherton)
$H-K-A$	modifikace SP(Hamamci, Kaya, Atherton)

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Systém s dopravním zpožděním	8
Obr. 2. Jednotkový (Heavisideův) skok.....	11
Obr. 3. Přechodová charakteristika systému s dopravním zpožděním.....	11
Obr. 4. Kmitočtová charakteristika dopravního zpoždění s přenosem (22).....	13
Obr. 5. Smithův prediktor - ideální případ.....	17
Obr. 6. Smithův prediktor - reálný případ.....	19
Obr. 7. Modifikace Smithova prediktoru podle Majhiho.....	20
Obr. 8. Modifikace Smithova prediktoru podle Kayi	27
Obr. 9 Schéma uzavřeného regulačního obvodu pro CDM	33
Obr. 10 Struktura modifikovaného SP (Hamamci, Kaya, Atherton)	35
Obr. 11 Ukázky dialog. oken pro volbu modifikací a typu regulované soustavy	39
Obr. 12 Ukázky dialogových oken pro zadávání volitelných parametrů	40
Obr. 13 Ukázky dialogových oken s výslednými parametry a modelem soustavy	40
Obr. 14 Regulační pochody při řízení nominální soustavy (125)	42
Obr. 15 Řízení soustavy (125) s perturbací -20% v zesílení (tj. $K=0,8$).....	42
Obr. 16 Řízení soustavy (125) s perturbací +20% v zesílení (tj. $K=1,2$).....	43
Obr. 17 Řízení soustavy (125) s perturbací -20% v časové konstantě (tj. $T=4s$).....	43
Obr. 18 Řízení soustavy (125) s perturbací +20% v časové konstantě (tj. $T=6s$).....	44
Obr. 19 Řízení soustavy (125) s perturbací -5% v DZ (tj. $T_d=4,5s$)	44
Obr. 20 Řízení soustavy (125) s perturbací +5% v DZ (tj. $T_d=5,5s$)	45
Obr. 21 Regulační pochody při řízení nominální soustavy (129)	46
Obr. 22 Řízení soustavy (129) s perturbací -20% v zesílení (tj. $K=0,8$).....	46
Obr. 23 Řízení soustavy (129) s perturbací +20% v zesílení (tj. $K=1,2$).....	47
Obr. 24 Řízení soustavy (129) s perturbací -10% v DZ (tj. $T_d=4,5s$)	47
Obr. 25 Řízení soustavy (129) s perturbací +8% v DZ (tj. $T_d=5,4s$)	48
Obr. 26 Regulační pochody při řízení nominální soustavy (132)	49
Obr. 27 Řízení soustavy (132) s perturbací -20% v zesílení (tj. $K=0,8$).....	49
Obr. 28 Řízení soustavy (132) s perturbací +20% v zesílení (tj. $K=1,2$).....	50
Obr. 29 Řízení soustavy (132) s perturbací -20% v časové konstantě (tj. $K=16$).....	50
Obr. 30 Řízení soustavy (132) s perturbací +20% v časové konstantě (tj. $K=24$).....	51
Obr. 31 Řízení soustavy (132) s perturbací -20% v DZ (tj. $T_d=4s$)	51

Obr. 32 Řízení soustavy (132) s perturbací +20% v DZ (tj. $T_d=6s$)	52
Obr. 33 Regulační pochody při řízení nominální soustavy (135)	53
Obr. 34 Řízení soustavy (135) s perturbací -20% v zesílení (tj. $K=0,8$).....	54
Obr. 35 Řízení soustavy (135) s perturbací +20% v zesílení (tj. $K=1,2$).....	54
Obr. 36 Řízení soustavy (135) s perturbací -5% v DZ (tj. $T_d =9,5$).....	55
Obr. 37 Řízení soustavy (135) s perturbací +5% v DZ (tj. $T_d =10,5$).....	55
Obr. 38 Regulační pochody při řízení nominální soustavy (139)	56
Obr. 39 Řízení soustavy (139) s perturbací -20% v zesílení (tj. $K=0,8$).....	57
Obr. 40 Řízení soustavy (139) s perturbací +10% v zesílení (tj. $K=1,1$).....	57
Obr. 41 Řízení soustavy (139) s perturbací -5% v čas. konstantě T_1 (tj. $T_1=9,5s$)	58
Obr. 42 Řízení soustavy (139) s perturbací +5% v čas. konstantě T_1 (tj. $T_1=10,5s$)	58
Obr. 43 Řízení soustavy (139) s perturbací -20% v DZ (tj. $T_d=4s$)	59
Obr. 44 Řízení soustavy (139) s perturbací +10% v DZ (tj. $T_d=4,5s$)	59

SEZNAM PŘÍLOH

PI: Obsah CD