



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A INFORMATIKY

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING
INSTITUTE OF AUTOMATION AND COMPUTER SCIENCE

ŘÍZENÍ KMITAVÝCH REGULOVANÝCH SOUSTAV S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM

OSCILLATING PLANTS CONTROL WITH DEAD TIME

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Šárka Sítařová

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Olga Davidová, Ph.D.

BRNO 2011

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá vhodným výběrem metod pro určení parametrů spojitých i číslicových regulátorů pro řízení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním, jejich podrobným popisem a návrhem regulátorů pro vybrané metody a jejich porovnáním.

ABSTRACT

This bachelor thesis deals with the selection of methods which are suited for the determination of continuous and numerical controller parameters if an oscillating plant is directed with time delay, description of these methods, their application on the design of a continuous and numerical control system.

KLÍČOVÁ SLOVA

Regulovaná soustava, regulátor, dopravní zpoždění,

KEYWORDS

Plant, controller, dead time

PODĚKOVÁNÍ

Ráda bych touto cestou poděkovala vedoucí své práce Ing. Olze Davidové, Ph.D. za pomoc a cenné rady, které mi poskytla.

OBSAH:

Zadání závěrečné práce.....	3
Abstrakt	5
Poděkování.....	7
Seznam použitých zkratk a symbolů	10
1 Úvod	11
2 Popis činností regulačního obvodu	13
2.1 Regulační obvod	13
2.2 Regulátor	13
2.2.1 Spojité regulátory	13
2.2.2 Číslicové regulátory	14
2.3 Regulovaná soustava	15
2.4 Dopravní zpoždění	16
3 Syntéza regulačního obvodu	17
3.1 Syntéza regulačního obvodu	17
3.2 Kvalita regulace	17
3.2.1 Časová oblast	17
3.3 Metody seřízení regulátorů	20
4 Metody pro řešení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním	21
4.1 Metoda požadovaného modelu (MPM)	21
4.2 Metoda seřízení dle Huang and Jeng	23
4.3 Metoda seřízení dle Gorez and Klán	24
4.4 Metoda seřízení dle Minimum ITAE – Sung	24
4.5 Metoda seřízení dle Bi <i>et. Al</i>	25
4.6 Metoda seřízení dle Chidambaram.....	25
4.7 Obvod se Smithovým prediktorem	26
5 Aplikace použitých metod na příkladech	27
5.1 Vzorový výpočet analogového a číslicového regulátoru pomocí jednotlivých metod ..	27
5.1.1 Metoda požadovaného modelu	27
5.1.2 Metoda seřízení dle Huang and Jeng	28
5.1.3 Metoda seřízení dle Gorez and Klán	29
5.1.4 Metoda seřízení dle Sung	30
5.2 Výpočet parametrů PID/PSD regulátoru	30
5.2.1 PID regulátor	30
5.2.2 PSD regulátor	34
5.3 Grafické vyhodnocení parametrů PID/PSD regulátorů	37
5.3.1 PID regulátor	37
5.3.2 PSD regulátor	39
5.3.3 Srovnání PID/PSD regulátoru	42
6 Závěr	43
Seznam použité literatury	45
Přílohy	47

SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK A SYMBOLŮ

a	zesílení otevřeného regulačního obvodu
$e(t)$	regulační odchylka
$E(t)$	obraz regulační odchylky
$G(t)$	L-obraz impulsní funkce
$G_R(s)$	přenos regulátoru
$G_R(z)$	přenos regulátoru
$G_{wy}(s)$	přenos řízení
$G_{vy}(z)$	přenos poruchy
$h(\infty)$	ustálená hodnota
k	koeficient přenosu (zesílení) proporcionální regulované soustavy
s	komplexní proměnná
T	vzorkovací perioda
T_d	dopravní zpoždění
T_D	derivační časová konstanta
T_I	integrační časová konstanta
t_m	doba dosažení max.hodnoty y_m
T_0	časová konstanta
$u(t)$	akční veličina
$v(t)$	poruchová veličina
$V(s)$	obraz poruchové veličiny
$w(t)$	žádaná hodnota
$W(s)$	obraz žádané veličiny
$y(\infty)$	ustálená hodnota regulované veličiny
$y(t)$	regulační veličina
$Y(s)$	obraz regulované veličiny
y_m	maximální hodnota regulované veličiny při překmitu
α	stupeň stability, sklon, koeficient u MPM
β	sklon, koeficient u MPM
ξ_0	koeficient relativního poměrného tlumení
κ	relativní překmit

1 ÚVOD

Práce popisuje různé metody určení parametrů spojitých i číslicových regulátorů v tomto případě, je-li použita kmitavá regulovaná soustava s dopravním zpožděním. Pro návrh regulátorů existuje mnoho různých metod, ovšem pro tento konkrétní případ je jich velmi málo a jsou velmi složité.

Tato práce je rozčleněna do několika hlavních kapitol. První kapitola je samotný úvod, ve druhé kapitole je snaha objasnit čtenáři potřebné teoretické vědomosti z činnosti spojitého i číslicového regulačního obvodu a jejich jednotlivých částí, ujasnění některých pojmů a dále říká, jakým způsobem se rozpozná kmitavá a nekmitavá soustava. Třetí část práce popisuje syntézu regulačního obvodu, kvalitu regulace a také nám nastíní různé metody pro seřízení regulátorů. Čtvrtá kapitola se již zabývá jednotlivými metodami vhodnými pro řešení této práce, tj. které lze aplikovat, je-li řízena spojitá či číslicová kmitavá regulovaná soustava s dopravním zpožděním. Dle těchto metod navrhne regulátory a také provede jejich simulace v programu Matlab-Simulink. V další kapitole se vyhodnotí a porovná výsledky jednotlivých navržených regulátorů. V závěrečné kapitole této práce se shrnou veškeré výpočty a simulace řešené různými metodami.

2 POPIS ČINNOSTÍ REGULAČNÍHO OBVODU

Tato kapitola se zabývá teoretickým popisem činnosti regulačního obvodu, přibližuje jeho dvě nejdůležitější části - řídicí systém a řízený systém, objasňuje pojem dopravní zpoždění.

2.1 Regulační obvod

Regulační obvod je tvořen propojením dvou základních částí: regulované soustavy a regulátoru. Známe dva typy regulačních obvodů: spojitý a diskrétní.

U spojitých regulačních obvodů se jedná o takové lineární regulační obvody, u nichž jsou všechny signály zpracovávány spojitě, tzn. všechny veličiny jsou funkcemi spojitého času t [1].

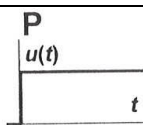
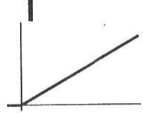
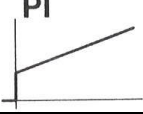
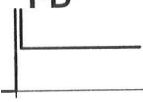
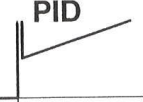
Diskrétní regulační obvod je takový obvod, ve kterém má alespoň jedna veličina tvar diskrétních hodnot vytvářených v pravidelně se opakujících okamžicích, tj. intervalech vzorkování [1].

2.2 Regulátor

Regulátor je zařízení, které provádí regulaci, může plnit dva úkoly současně. První úlohou je potlačit působení poruch, druhou je sledovat a provádět změny nastavení požadované hodnoty regulované veličiny. Podle průběhu výstupního signálu se regulátory dělí na spojitý a číslicové.

2.2.1 Spojité regulátory

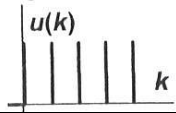
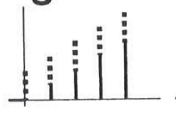
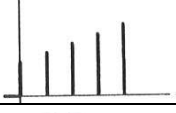


Spojitý regulátory pracují se spojitými signály. Kvalita regulace je velmi dobrá, návrh je poměrně snadný, jsou základem regulační techniky. Regulátor může regulační odchylku zesilovat, integrovat a derivovat. Nejjednodušší je pouhé zesilování, tento regulátor se nazývá proporcionální neboli P regulátor. Dalším případem regulátoru je, kdy se regulační odchylka integruje a tomuto regulátoru se říká integrační neboli I regulátor. Další typ regulátoru je derivační neboli D regulátor (derivační regulátor se ovšem nemůže využít samostatně, musí být vždy v kombinaci). Nebo může také být využito kombinace regulátorů, a to s přenosem PI, PD a PID. Vlastnosti regulátorů uvedeny v tab.2.1.

Typ	Rovnice	Přenos $G_R(s)$	Přechodová charakteristika
P	$u = r_0 e$	r_0	
I	$u = r_{-1} \int e dt$	$\frac{1}{T_I s}$	
PI	$u = r_0 e + r_{-1} \int e dt$	$r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$	
PD	$u = r_0 e + r_1 e'$	$r_0 (1 + T_D s)$	
PID	$u = r_0 e + r_{-1} \int e dt + r_1 e'$	$r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$	

Tab. 2.1

2.2.2 Číslicové regulátory

Diskrétní regulátory využívají nespojitě signály. Dnes se užívají především ty diskrétní regulátory, jejichž výstup je posloupností numerických hodnot – jsou to tedy číslicové počítače ve funkci regulátorů. Od diskrétního regulátoru můžeme očekávat stejnou funkci jako od spojitěho regulátoru. Rovnice, přenosy a charakteristiky jednotlivých typů regulátorů jsou uvedeny v tab.2.2.

typ	rovnice	Přenos $G_R(z)$	Přechodová charakteristika
P	$u(kT) = q_0 e(kT)$	q_0	P 
S	$u(kT) - u[(k-1)T] = q_0 e(kT)$	$\frac{q_0}{1-z^{-1}}$	S 
PS	$u(kT) - u[(k-1)T] = q_0 e(kT) + q_1 e[(k-1)T]$	$\frac{q_0 + q_1 z^{-1}}{1-z^{-1}}$	PS 
PD	$u(kT) = q_0 e(kT) + q_1 e[(k-1)T]$	$q_0 + q_1 z^{-1}$	PD 
PSD	$u(kT) - u[(k-1)T] = q_0 e(kT) + q_1 e[(k-1)T] + q_2 e[(k-2)T]$	$\frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1-z^{-1}}$	PSD 

Tab. 2.2

Ze spojitých regulátorů se mohou pomocí různých typů převodů vytvořit regulátory číslicové. Varianty pro přepočítání parametrů jsou:

- Zpětná - ZOBD
- Dopředná – DOBD
- Lichoběžníková – LICH0

Pro určení číslicových regulátorů ze spojitých se zvolí varianta ZOBD, tedy zpětná obdélníková metoda, varianty přepočtů parametrů jsou uvedeny v tab.2.3 [1].

Varianta	q_0	q_1	q_2
Zpětná - ZOBD	$r_0 \left(1 + \frac{T_D}{T} + \frac{T}{T_I} \right)$	$-r_0 \left(1 + 2 \cdot \frac{T_D}{T} \right)$	$r_0 \left(\frac{T_D}{T} \right)$

Tab 2.3. – Varianty přepočtů parametrů r_0 , T_b , T_D spojitěho PID regulátoru na parametry diskrétního PSD regulátoru

2.3 Regulovaná soustava

Regulovaná soustava se často interpretuje jako zjednodušená modelová představa o řízeném objektu a v něm probíhajících procesech významných pro regulaci. Tato soustava (respektive některá z jejích veličin) je regulována regulátorem [2].

Regulovaná soustava se rozděluje na: proporcionální, integrační a derivační. Na základě zadání bakalářské práce se však bude využívat pouze proporcionální regulované soustavy, a to kmitavý člen 2.řádu. Základní přenosy všech proporcionálních členů jsou uvedeny v tab.2.4.

Proporcionální regulované soustavy

$G(s) = k$	Proporcionální člen bez setrvačnosti (ideální proporcionální člen)
$G(s) = \frac{k}{Ts + 1}$	Proporcionální člen se setrvačností 1.řádu (aperiodický člen 1.řádu)
$G(s) = \frac{k}{T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1}$	Proporcionální člen se setrvačností 2.řádu
$\xi > 1: G(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$	Aperiodický člen 2.řádu
$\xi = 1: G(s) = \frac{k}{(Ts + 1)^2}$	Mezní aperiodický člen 2.řádu
$0 < \xi < 1: G(s) = \frac{k}{T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1}$ <small>jmenovatel nelze rozložit</small>	Kmitavý člen 2.řádu
$\xi = 0: G(s) = \frac{k}{T^2 s^2 + 1}$	Konzervativní člen 2.řádu (bezeztrátový)
$G(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0}, a_0 \neq 0, b_0 \neq 0$	Obecný proporcionální člen se setrvačností n -tého řádu, $n \geq m$

Tab.2.4

Kmitavou regulovanou soustavu rozlišíme díky těmto základním poznatkům:

- pokud $\xi \in \langle 0;1 \rangle$
- jestliže jmenovatel již nelze rozložit (2.1)

$$G(s) = \frac{k}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s} \quad (2.1)$$

2.4 Dopravní zpoždění

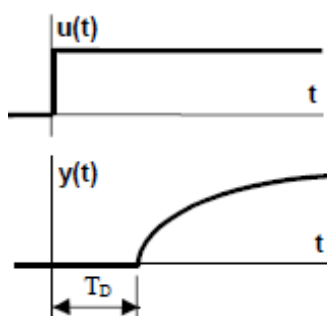
Mezi proporcionální členy patří také člen dopravního zpoždění, který je v oblasti komplexní proměnné popsán přenosem

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = e^{-T_d s} \quad (2.2)$$

a v časové oblasti je dán vztahem

$$y(t) = u(t - T_d), \quad (2.3)$$

kde T_d je dopravní zpoždění (čas). V časové oblasti se člen dopravního zpoždění projevuje tím, že časovou odezvu nezmění, pouze ji zpozdí o určité dopravní zpoždění T_d [3].



Obr.2.4 Přechodová charakteristika dopravním zpožděním

Přenos systému s dopravním zpožděním je tedy dán vztahem

$$G(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} e^{-T_d s}, \quad (2.4)$$

Dá se také říci, že přenos soustavy s dopravním zpožděním je roven přenosu téže soustavy bez dopravního zpoždění, vynásobeného výrazem $e^{-T_d s}$.

Dopravní zpoždění má negativní účinek na ustálení regulačního pochodu, tedy na stabilitu regulačního obvodu.

Nejčastěji se člen dopravního zpoždění vyskytuje v průmyslu a to především tam, kde se užívají např.: dopravníkové pásy, při užívání dávkovacích ventilů atd.

3 SYNTÉZA REGULAČNÍHO OBVODU

3.1 Syntéza regulačního obvodu

Syntézou regulačního obvodu se myslí zvolení struktury a parametrů regulačního obvodu tak, aby byly splněny požadavky, které jsou kladeny na regulační pochod. Při návrhu regulačního obvodu se vychází z provozních podmínek, jež jsou pro správnou funkci regulačního obvodu požadovány např.:

- hmotnost a rozměry zařízení
- pracovní prostředí (vlhkost, agresivita, nevybušnost)
- režim provozu (nepřetržitý, intervalový, dlouhodobý, krátkodobý)
- typizace s ohledem na jednoduchost údržby zařízení
- vlastnosti přístrojové základny

V oblasti syntézy regulačního obvodu je zpracováno mnoho využitelných metod. Podstatné je, aby byly převedeny požadavky na regulační obvod, uvedené provozovatelem, konstruktérem a projektantem regulovaného objektu, na matematický tvar požadavků a cílů vhodných pro další zpracování [1].

3.2 Kvalita regulace

Cíl regulace uvedený ve vzájemně ekvivalentních tvarech, může být plněn s různou kvalitou, avšak to pouze za předpokladu, že daný regulační obvod je stabilní. Díky vhodně zvolenému regulátoru a jeho seřízení se vytvoří taková **akční veličina** $u(t)$, která bez ohledu na negativní působení poruchových veličin zajistí, aby:

- **regulovaná veličina** $y(t)$ byla v každém časovém okamžiku blízká (ideálně, aby se rovnala) **žádané veličině** $w(t)$, totéž platí o jejich obrazech $Y(s)$, $W(s)$.

$$y(t) \rightarrow w(t) \hat{=} Y(s) \rightarrow W(s) \quad (3.1)$$

- **regulační odchylka** $e(t)$ ($e(t) = w(t) - y(t)$) se blížila nule (v ideálním případě, aby byla nulová) a taktéž pro obraz regulační odchylky $E(s)$, což může být určeno vztahem

$$e(t) \rightarrow 0 \hat{=} E(s) \rightarrow 0, \quad (3.2)$$

Kvalitu regulace (regulačního pochodu) se může posuzovat v podstatě ve třech oblastech: časové, kmitočtové a komplexní proměnné. Užívají se k tomu různá kritéria a ukazatele [3]. Pro problematiku řešení kmitavé regulované soustavy s dopravním zpožděním bude přiblížena pouze oblast časovou, která se využije nejvíce.

3.3.1 Časová oblast

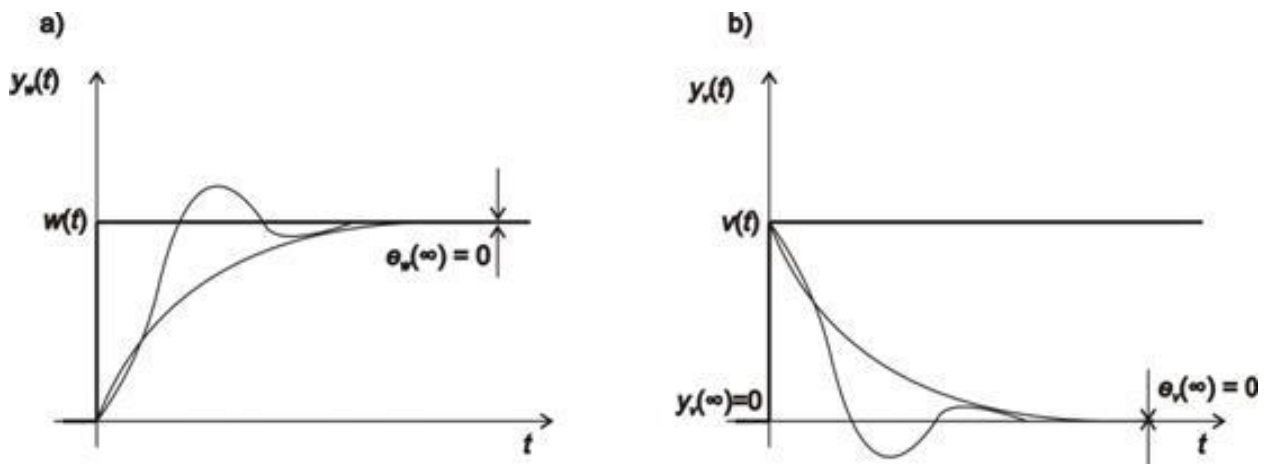
Tato oblast je velice oblíbená u techniků i projektantů, protože dovoluje rychlé a intuitivní zhodnocení kvality regulace na základě průběhu odezvy regulované veličiny $y(t)$ vyvolané skokovou změnou žádané $w(t)$ nebo poruchové $v(t)$ veličiny. Nejčastěji se předpokládá, že vstupní skokové změny jsou jednotkové, a proto odezvy jsou přechodové charakteristiky. Pro současné působení žádané $w(t)$ i poruchové $v(t)$ veličiny na základě linearit platí

$$Y(s) = G_{wy}(s)W(s) + G_{vy}(s)V(s) = Y_w(s) + Y_v(s) \Rightarrow$$

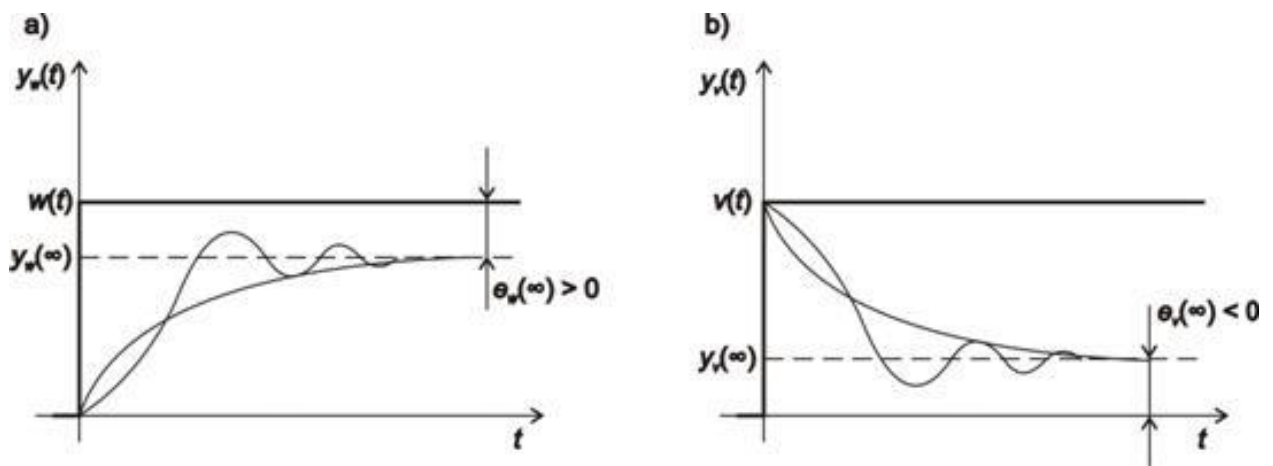
$$y(t) = y_w(t) + y_v(t) \quad (3.3)$$

kde $y_w(t)$ je odezva vyvolaná žádanou veličinou $w(t)$ při $v(t) = 0$, $y_v(t)$ je odezva vyvolaná poruchovou veličinou $v(t)$ při $w(t) = 0$ [3].

Typické kmitavé a nekmitavé odezvy regulačního obvodu jsou ukázány na obr.3.1 a 3.2.



Obr. 3.1 Odezvy regulačního obvodu na skokové změny: a) žádané veličiny, b) poruchové veličiny působící na výstupu regulované soustavy s nulovými trvalými regulačními odchylkami



Obr. 3.2 Odezvy regulačního obvodu na skokové změny: a) žádané veličiny, b) poruchové veličiny působící na výstupu regulované soustavy s nenulovými trvalými regulačními odchylkami

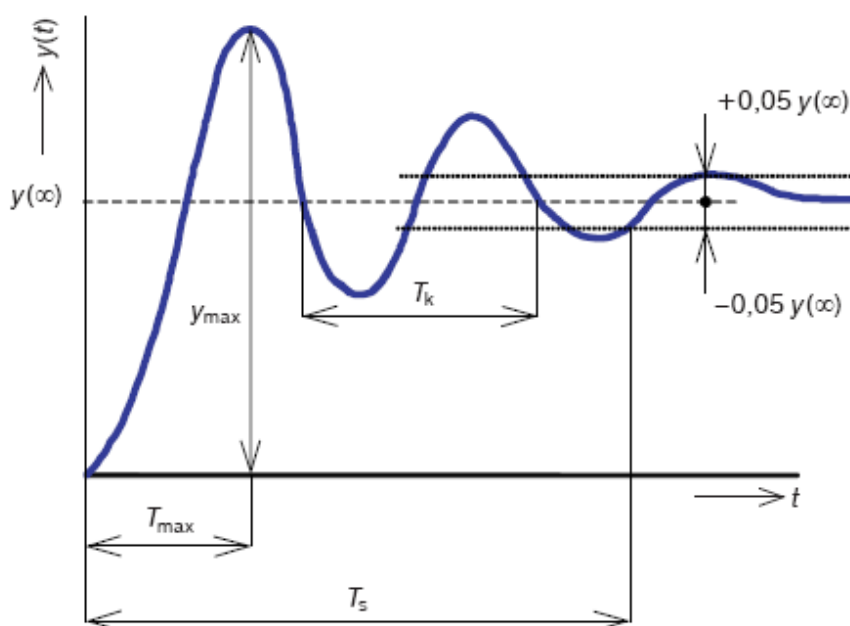
Pokud poruchová veličina $v(t)$ působí na vstupu regulované soustavy, pak je třeba rozlišovat případy, kdy regulovaná soustava je integrační nebo proporcionální.

Jestliže se požaduje, aby trvalá regulační odchylka způsobená poruchovou veličinou $v(t)$ byla nulová, potom přenos poruchy $G_{vy}(s)$, příp. odchylkový přenos poruchy $G_{ve}(s)$ musí mít derivační charakter.

Pro posouzení kvality regulace jsou nejdůležitější dva ukazatele, doba regulace t_r a relativní překmit (přeregulování)

$$\kappa = \frac{y_m(t_m) - y_w(\infty)}{y_w(\infty)} \cdot 100[\%] \quad (3.4)$$

kde y_m je maximální hodnota regulované veličiny při překmitu, t_m je doba dosažení maximální hodnoty y_m , $y(\infty)$ – ustálená hodnota regulované veličiny obr.3.3.



Obr. 3.3 - Ukazatele kvality regulace na typické přechodové charakteristice

Jestliže je $\kappa = 0$ pak jde o nekmitavý (aperiodický průběh) regulačního pochodu. Tento je požadován především u tepelných a chemických procesů a při pohybech robotů. U nekmitavých regulačních pochodů se vyžaduje minimální doba regulace t_r . Také tento pochod můžeme nazývat mezní.

Pro $\kappa > 0$ je regulační pochod kmitavý, má rychlejší odezvy regulované veličiny $y(t)$. Pro většinu technologických procesů je vyhovující regulační pochod s relativním překmitem okolo 0,05 (5%) [3]. Rychlost nárůstu regulované veličiny $y(t)$ se dá ocenit pomocí rychlosti odezvy t_r . Je to čas, za který regulovaná veličina $y(t)$ poprvé dosáhne ustálené hodnoty $y(\infty)$. Rychlost odezvy t_r je též definována jako doba od dosažení hodnoty $0,1 y(\infty)$ do dosažení hodnoty $0,9 y(\infty)$. Tímto způsobem určený ukazatel rychlosti nárůstu regulované veličiny $y(t)$ lze použít jak pro kmitavé, tak i nekmitavé regulační pochody a dokonce pro pochody s dopravním zpožděním [3].

3.3 Metody seřízení regulátorů

Syntéza regulačního obvodu je jedna z nejdůležitějších činností při návrhu regulačního obvodu. Tvoří se z volby vhodného typu regulátoru a dále jeho seřízení z hlediska daných požadavků na kvalitu regulace. Regulátor má za úkol zajištění splnění cíle regulace při žádané kvalitě. Je tedy zřejmé, že volbě a seřízení regulátoru pro danou regulovanou soustavu se musí věnovat odpovídající pozornost [3].

Metody seřizování regulátorů se rozdělují na: experimentální, analytické a kombinované, tj. analyticko-experimentální.

Metod pro řízení regulovaných soustav existuje velké množství např. Ziegler-Nicholsova experimentální metoda, metoda kritických parametrů, metoda násobného dominantního pólu – MNDP, metoda optimálního modulu a symetrického optima, metoda požadovaného modelu – MPM, atd. Avšak pouze velmi málo z nich se dá využít při řešení řízení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním. Jedna z vhodných metod je např. *Metoda požadovaného modelu*, další vhodné metody viz. [kapitola 4].

4 METODY PRO ŘEŠENÍ KMITAVÝCH REGULOVANÝCH SOUSTAV S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM

4.1 Metoda požadovaného modelu (MPM)

Dříve také zvaná metoda inverze dynamiky je analyticko-experimentální metoda, která vychází z modelu uzavřeného regulačního obvodu, je velmi jednoduchá a účinná.

Umožňuje seřídit pro regulovanou soustavu vhodný typ konvenčního regulátoru tak, aby byl dosažen požadovaný relativní překmit regulované veličiny od 0 do 50% [4].

Tato metoda se může použít jak pro nekmitavý regulační pochod, tak i pro regulační pochod kmitavý. Dále umožňuje seřizování jak číslicových regulátorů pro diskrétní regulační obvody, tak i spojitých regulátorů pro spojitě regulační obvody. V případě kmitavé regulované soustavy se tato metoda redukuje na nalezení takového regulátoru s přenosem $G_R(z)$ nebo $G_R(s)$ tab.4.1, který zajistí na základě vztahu

$$G_R(s) = \frac{1}{G_S(s)} \frac{G_{wy}(s)}{1 - G_{wy}(s)} \quad (4.1)$$

pro regulovanou soustavu s přenosem $G_S(s)$ (u diskrétního regulačního obvodu je zapotřebí uvažovat celkový přenos regulované soustavy, tzn. s příslušným vzorkovačem a tvarovačem) požadovaný model uzavřeného regulačního obvodu, tj. požadovaný proces řízení $G_w(s)$ [2].

Typ regulátoru	Analogový regulátor	Číslicový regulátor
P	r_0	r_0
I	$\frac{1}{T_I s}$	$\frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1}$
PI (PS)	$r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$	$r_0 \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} \right)$
PD	$r_0 (1 + T_D s)$	$r_0 \left(1 + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \right)$
PID (PSD)	$r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$	$r_0 \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \right)$

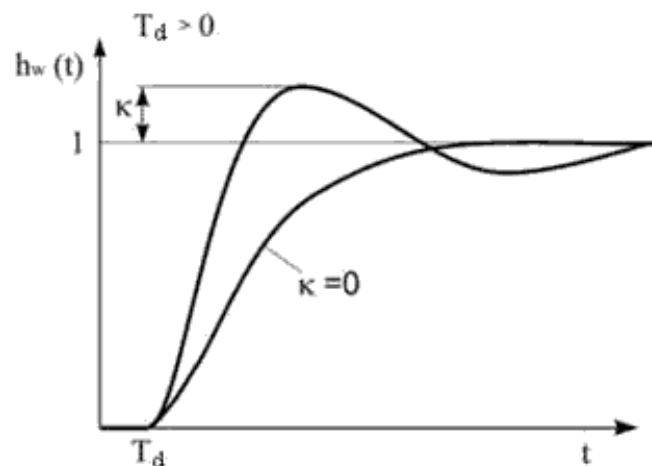
Tab.4.1 – Uvažované přenosy konvenčních regulátorů

Metoda předpokládá, že požadovaný přenos řízení má pro diskrétní, popř. spojitě regulační obvody tvar (pro $T_d > 0$, tedy s dopravním zpožděním) obr.4.1

$$G_{wy}(z) = \frac{aT}{z-1 + aTz^{-\frac{T_d}{T}}} z^{-\frac{T_d}{T}}, \quad (4.2)$$

$$G_{wy}(s) = \frac{a}{s + ae^{-T_d s}} e^{T_d s}, \quad (4.3)$$

kde a – je zesílení otevřeného regulačního obvodu, T_d – dopravní zpoždění, které je stejné jako u regulované soustavy a T – je vzorkovací perioda, pro níž je doporučen vztah $T < 0,32T_d$ a pro zjednodušení se předpokládá, že dopravní zpoždění je celočíselným násobkem vzorkovací periody T [4].



Obr.4.1 – Přechodová charakteristika regulačního obvodu pro $T_d > 0$

Velikost zesílení otevřeného regulačního obvodu a na požadovaném překmitu κ je určena pro diskrétní regulační obvody vztahem

$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d} \quad (4.4)$$

a pro spojité regulační obvody je dána vztahem

$$a = \frac{1}{\beta T_d} \quad (4.5)$$

Pomocí číslicové simulace byly získány hodnoty koeficientů α a β , které jsou uvedeny v tab.4.2.

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

Tab.4.2 – Závislost koeficientů α a β na relativním překmitu

V tab. 4.3 jsou v prvním sloupci uvedeny základní tvary přenosů regulovaných soustav, v dalších sloupcích je vždy uveden doporučený typ regulátoru a zjednodušené vztahy pro určení doporučených hodnot jeho stavitelných parametrů. V případě jiných tvarů přenosů je nutné je upravit na základní tvary uvedené v této tabulce [2].

Regulovaná soustava přenos	Regulátor analogový			Regulátor číslicový		
	typ	r_0 $T_d > 0$	T_I	T_D	T_I	T_D
$\frac{k}{s} e^{-T_d s}$	P	$\frac{a}{k}$	-	-	-	-
$\frac{k}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$	PI (PS)	$\frac{a T_1}{k}$	T_1	-	$T_1 - \frac{T}{2}$	-
$\frac{k}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{a}{k}$	-	T	-	$T_1 - \frac{T}{2}$
$\frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$ $T_1 \geq T_2$	PID (PSD)	$\frac{a T_1}{k}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}$	$T_1 + T_2 - T$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4}$
$\frac{k}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s}$ $0,5 < \xi_0 \leq 1$	PID (PSD)	$\frac{a T_1}{k}$	$2\xi_0 T_0$	$\frac{T_0}{2\xi_0}$	$2\xi_0 T_0 - T$	$\frac{T_0}{2\xi_0} - \frac{T}{4}$

Tab.4.3- Hodnoty stavitelných parametrů pro doporučené typy regulátorů

Postup při seřizování regulátorů je následující:

- Pokud přenos regulované soustavy neodpovídá některému ze základních tvarů regulátorů z tab. 4.3 je nutno jej na tento tvar upravit.
- V případě spojitého regulátoru uvažovat vzorkovací periodu $T = 0$, u číslicového regulátoru zvolit vzorkovací periodu T vhodně ($T < 0,32T_d$).
- U regulovaných soustav s dopravním zpožděním ($T_d > 0$) pro zvolený relativní překmit κ z tab. 4.2 a pomocí vztahu 4.4 určit zesílení otevřeného regulačního obvodu a a z tabulky 4.3 pro doporučený regulátor vypočítat hodnoty jeho stavitelných parametrů.

4.2 Metoda seřízení dle Huang and Jeng

Pro řešení řízení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním existuje několik dalších vhodných metod pro typ regulátoru PID. Tyto metody byly nalezeny v literatuře [5], ve které jsou uvedeny pouze základní informace a to: název metody, výpočet pro zesílení regulátoru r_0 , integrační a derivační časovou konstantu T_I , T_D . První z těchto metod je uvedena v tab. 4.4 [5].

Název	r_0	T_I	T_D	Poznámka
Huang and Jeng (2003)	$^1 r_0$	$2 \cdot \xi_0 \cdot T_0$	$^1 T_D$	$\xi_0 \leq 1,1$

Tab.4.4 – Vztahy pro výpočet parametrů regulátorů dle Metody Huang and Jeng

Podrobný výpočet pro zesílení regulátoru r_0 a pro časovou konstantu T_D je ve tvaru

$$r_0 = \frac{1,2858 T_0 \cdot \xi_0}{k T_d} \left(\frac{T_d}{T_0} \right)^{0,0544}$$

$$T_D = \frac{[(-0,0349 \xi_0 + 1,0064) T_0 + (0,4196 \xi_0 - 0,11) T_d]^2}{2 T_0 \cdot \xi_0}$$

4.3 Metoda seřízení dle Gorez and Klán

Další vhodnou metodou pro řešení řízení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním je Metoda seřízení PID regulátoru dle Gorez and Klán. V tab. 4.5 je uveden název metody, výpočet pro zesílení regulátoru r_0 , integrační a derivační časovou konstantu T_I , T_D [5].

Název	r_0	T_I	T_D	Poznámka
Gorez and Klán (2000)	$\frac{2 \cdot \xi_0 \cdot T_0}{k(2 \cdot \xi_0 \cdot T_0 + T_d)}$	$2 \cdot \xi_0 \cdot T_0$	$\frac{T_0}{2 \cdot \xi_0}$	Nedominantní hodnoty dopravního zpoždění

Tab.4.5 – Vztahy pro výpočet parametrů regulátorů dle Metody Gorez and Klán

4.4 Metoda seřízení dle Minimum ITAE – Sung

V tab. 4.6 je uveden název metody, výpočet pro zesílení regulátoru r_0 , integrační a derivační časovou konstantu T_I , T_D pro seřízení PID regulátoru Metodou dle Sung, která je také vhodná pro řízení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním [5].

Název	r_0	T_I	T_D	Poznámka
Minimum ITAE – Sung (1996)	${}^1 r_0$	${}^1 T_I$	${}^1 T_D$	-

Tab.4.6 – Vztahy pro výpočet parametrů regulátorů dle Metody Minimum ITAE - Sung

Výpočty pro zesílení regulátoru r_0 a časovou složku T_I , T_D jsou dány vztahy

$$r_0 = \frac{1}{k} \left[-0,04 + \left[0,333 + 0,949 \left(\frac{T_d}{T_0} \right)^{-0,983} \right] \xi_0 \right], \quad \text{pro } \xi_0 \leq 0,9$$

nebo

$$r_0 = \frac{1}{k} \left[-0,544 + 0,308 \frac{T_d}{T_0} + 1,408 \left(\frac{T_d}{T_0} \right)^{-0,832} \xi_0 \right], \quad \text{pro } \xi_0 > 0,9$$

$$T_I = T_0 \left[2,055 + 0,072 \left(\frac{T_d}{T_0} \right) \right]^{\xi_0}, \quad \text{pro } \frac{T_d}{T_0} \leq 1$$

nebo

$$T_I = T_0 \left[1,768 + 0,329 \left(\frac{T_d}{T_0} \right) \right]^{\xi_0}, \quad \text{pro } \frac{T_d}{T_0} > 1$$

$$T_D = \frac{k}{\left[1 - e^{-\frac{\left(\frac{T_d}{T_0} \right)^{1,060} \cdot \xi_0}{0,870}} \right] \left[0,55 + 1,683 \left(\frac{T_0}{T_d} \right)^{1,090} \right]}$$

4.5 Metoda seřizení dle Bi *et al.*

Metoda seřizení PID regulátoru dle Bi *et al* je také vhodná pro řízení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním, tab. 4.7 popisuje výpočty jednotlivých stavitelných parametrů [5].

Název	r_0	T_I	T_D	Poznámka
Bi <i>et al.</i> (2000)	$\frac{1,0128 \cdot \xi_0 \cdot T_0}{k \cdot T_d}$	$1,9747 \cdot k \cdot T_d$	$\frac{0,5064 T_0^2}{k \cdot T_d}$	-

Tab.4.7 – Vztahy pro výpočet parametrů regulátorů dle Metody Bi *et. al*

4.6 Metoda seřizení dle Chidambaram

Vztahy pro výpočet parametrů PID regulátoru pro jeho seřizení dle Metody Chirambaram jsou uvedeny v tab.4.8, tato metoda je také vhodná pro řízení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním[5].

Název	r_0	T_I	T_D	Poznámka
Chidambaram (2002)	$\frac{1,333 \cdot \xi_0 \cdot T_0^2}{k \cdot T_d}$	$2 \xi_0 T_0$	$\frac{0,5 T_0}{\xi_0}$	-

Tab.4.8 – Vztahy pro výpočet parametrů regulátorů dle Metody Chidambaram

Pro další řešení návrhu regulátorů se využije pouze 4 metod (Metoda požadovaného modelu, Metoda dle Sung, Metoda dle Huang and Jeng a Metoda dle Gorez and Klán), poněvadž další dvě metody vycházejí prakticky stejně a tudíž by nebyl vidět žádný rozdíl mezi těmito metodami.

Pro výpočet stavitelných parametrů číslicových regulátorů typu PSD bude zvolena varianta ZOBD tedy zpětná obdélková metoda [kapitola 2.2.2].

4.7 Obvod se Smithovým prediktorem

Řízení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním se dále může řešit pomocí struktur rozvětvených regulačních obvodů. Jedním z nejpoužívanějších rozvětvených regulačních obvodů je *Obvod se Smithovým prediktorem*.

Regulátory se složitější strukturou je možné použít namísto jednoduchých regulačních obvodů s konvenčními regulátory (s jednoduchou jednosmyčkovou strukturou), které nemusí pokaždé zajistit požadovanou kvalitu regulačního pochodu.

Toto je ovšem poněkud jiná problematika, poněvadž tato práce se zabývá řešením jednoduchých obvodů nikoliv rozvětvených, tudíž se tímto způsobem řešení nebudeme dále zabývat [4,6,7].

5 APLIKACE POUŽITÝCH METOD NA PŘÍKLADECH

Tato kapitola se zabývá konečným vyhodnocením výsledků. Bylo vybráno několik vzorových typů přenosů, pro které byly dle jednotlivých metod vypočítány parametry regulátoru. Pro řízení kmitavé regulované soustavy s dopravním zpožděním jsou vhodné k využití regulátory typu PID/PSD. Stanovené parametry pro tyto regulátory byly zadány do modelu vytvořeného v programu Matlab-Simulink a poté se provedlo porovnání přechodových charakteristik pro stejné přenosy pro spojitě i číslicové regulátory.

5.1 Vzorový výpočet analogového a číslicového regulátoru pomocí jednotlivých metod

Z celé řady propočítaných regulovaných soustav byla pro ukázkou vybrána následující soustava

$$G_s(s) = \frac{4}{36s^2 + 10,8s + 1} e^{-5s},$$

pro kterou je třeba navrhnout analogový regulátor a číslicový regulátor a seřadit je tak, aby byl zajištěn relativní překmit přechodové charakteristiky regulačního obvodu $\kappa = 0,1(10\%)$.

5.1.1 Metoda požadovaného modelu

Řešení:

Tvar přenosu soustavy odpovídá základnímu přenosu v tab. 4.3, který říká, že se jedná o PID regulátor (jeho přenos je uveden v tab.4.1), potom pro $k = 4; \xi_0 = 0,9; T_d = 5$ lze tedy psát:

- *spojitý regulátor*, $T_0 = 6$, hodnotu β určíme z tab.4.2, dle relativního překmitu 0,1

$$T_I = 2 \cdot \xi_0 \cdot T_0 = 2 \cdot 0,9 \cdot 6 = 10,8 \qquad T_D = \frac{T_0}{2 \cdot \xi_0} = \frac{6}{2 \cdot 0,9} = 3,33$$

$$a = \frac{1}{\beta T_d} = \frac{1}{1,720 \cdot 5} = \frac{1}{8,6} = 0,116$$

$$r_0 = \frac{a T_I}{k} = \frac{0,116 \cdot 10,8}{4} = 0,313$$

Výsledný přenos spojitěho regulátoru je

$$G_R(s) = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I^* s} + T_D s \right) = 0,313 \left(1 + \frac{1}{10,8s} + 3,33s \right)$$

- *číslcový regulátor* na základě vztahu $T \ll 0,32 T_d; T \ll 0,32 \cdot 5; T \ll 1,6$, se zvolí velikost vzorkovací periody $T = 1, T_0 = 6$, hodnoty a a β zvolíme dle tab.4.2.

$$T_I = 2 \cdot \xi_0 \cdot T_0 - T = 2 \cdot 0,9 \cdot 6 - 1 = 9,8 \qquad T_D = \frac{T_0}{2 \cdot \xi_0} - \frac{T}{4} = \frac{6}{2 \cdot 0,9} - \frac{1}{4} = 3,05$$

$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d} = \frac{1}{0,884 \cdot 1 + 1,720 \cdot 5} = \frac{1}{9,484} = 0,105$$

$$r_0 = \frac{a T_I}{k} = \frac{0,105 \cdot 9,8}{4} = 0,257$$

Výsledný přenos číslicového regulátoru je

$$G_R(z) = r_0 \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \right) = \left(1 + \frac{1}{9,8} \cdot \frac{z}{z-1} + \frac{3,05}{1} \cdot \frac{z-1}{z} \right)$$

Popř. je možné užít přepočtu pomocí zpětné obdélníkové metody, kdy se z výsledného přenosu PID regulátoru provede přepočet na PSD regulátor.

$$G_R(s) = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = 0,313 \left(1 + \frac{1}{10,8s} + 3,33s \right)$$

$$q_0 = r_0 \left(1 + \frac{T_D}{T} + \frac{T}{T_I} \right) = 0,313 \left(1 + \frac{3,33}{1} + \frac{1}{10,8} \right) = 0,313 \cdot (1 + 3,33 + 0,093) = 1,384$$

$$q_1 = -r_0 \left(1 + 2 \cdot \frac{T_D}{T} \right) = -0,313 \left(1 + 2 \cdot \frac{3,33}{1} \right) = -0,313 \cdot (1 + 6,66) = -2,398$$

$$q_2 = r_0 \left(\frac{T_D}{T} \right) = 0,313 \left(\frac{3,33}{1} \right) = 1,042$$

Výsledný přenos číslicového regulátoru je:

$$G_R(z) = \frac{1,384 - 2,398z^{-1} + 1,042z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

5.1.2 Metoda seřízení dle Huang and Jeng

Řešení:

Tvar přenosu soustavy odpovídá základnímu přenosu, který nám říká, že se jedná o PID regulátor, potom pro $k = 4$; $\xi_0 = 0,9$; $T_d = 5$; $T_0 = 6$ a lze tedy psát pro optimální hodnoty parametrů:

- *spojitý regulátor*

$$T_I = 2 \cdot \xi_0 \cdot T_0 = 2 \cdot 0,9 \cdot 6 = 10,8$$

$$T_D = \frac{[(-0,0349\xi_0 + 1,0064)T_0 + (0,4196\xi_0 - 0,11)T_d]^2}{2T_0 \cdot \xi_0} = \frac{[(-0,0349 \cdot 0,9 + 1,0064) \cdot 6 + (0,4196 \cdot 0,9 - 0,11) \cdot 5]^2}{2 \cdot 0,9 \cdot 6}$$

$$T_D = \frac{[5,85 + 1,338]^2}{10,8} = \frac{51,667}{10,8} = 4,78$$

$$r_0 = \frac{1,2858 \cdot T_0 \cdot \xi_0}{k \cdot T_d} \cdot \left(\frac{T_d}{T_0} \right)^{0,0544} = \frac{1,2858 \cdot 6 \cdot 0,9}{4,5} \cdot \left(\frac{5}{6} \right)^{0,0544} = 0,3470,9899 = 0,344$$

Výsledný přenos spojitého regulátoru je

$$G_R(s) = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = 0,344 \left(1 + \frac{1}{10,8s} + 4,78s \right)$$

- číslicový regulátor

velikost vzorkovací periody se zvolí $T = 1, T_I = 10,8, T_D = 4,78, r_0 = 0,344$

$$q_0 = r_0 \left(1 + \frac{T_D}{T} + \frac{T}{T_I} \right) = 0,344 \left(1 + \frac{4,78}{1} + \frac{1}{10,8} \right) = 0,313 \cdot (1 + 4,78 + 0,093) = 2,020$$

$$q_1 = -r_0 \left(1 + 2 \cdot \frac{T_D}{T} \right) = -0,344 \left(1 + 2 \cdot \frac{4,78}{1} \right) = -0,344 \cdot (1 + 9,56) = -3,633$$

$$q_2 = r_0 \left(\frac{T_D}{T} \right) = 0,344 \left(\frac{4,78}{1} \right) = 1,644$$

Výsledný přenos číslicového regulátoru je:

$$G_R(z) = \frac{2,020 - 3,633z^{-1} + 1,644z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

5.1.3 Metoda seřizení dle Gorez and Klán

Řešení:

Tvar přenosu soustavy odpovídá základnímu přenosu, který nám říká, že se jedná o PID regulátor, potom pro $k = 4; \xi_0 = 0,9; T_d = 5; T_0 = 6$ a lze tedy psát pro optimální hodnoty parametrů:

- spojité regulátor

$$T_I = 2 \cdot \xi_0 \cdot T_0 = 2 \cdot 0,9 \cdot 6 = 10,8 \qquad T_D = \frac{T_0}{2 \cdot \xi_0} = \frac{6}{2 \cdot 0,9} = 3,33$$

$$r_0 = \frac{2 \cdot \xi_0 \cdot T_0}{k(2 \cdot \xi_0 \cdot T_0 + T_d)} = \frac{2 \cdot 0,9 \cdot 6}{4 \cdot (2 \cdot 0,9 \cdot 6 + 5)} = \frac{10,8}{4 \cdot (10,8 + 5)} = \frac{10,8}{4 \cdot 15,8} = 0,170$$

Výsledný přenos spojitěho regulátoru je

$$G_R(s) = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = 0,170 \left(1 + \frac{1}{10,8s} + 3,33s \right)$$

- číslicový regulátor

velikost vzorkovací periody se zvolí $T = 1, T_I = 10,8, T_D = 3,33, r_0 = 0,170$

$$q_0 = r_0 \left(1 + \frac{T_D}{T} + \frac{T}{T_I} \right) = 0,170 \left(1 + \frac{3,33}{1} + \frac{1}{10,8} \right) = 0,17 \cdot (1 + 3,33 + 0,093) = 0,752$$

$$q_1 = -r_0 \left(1 + 2 \cdot \frac{T_D}{T} \right) = -0,170 \left(1 + 2 \cdot \frac{3,33}{1} \right) = -0,17 \cdot (1 + 6,66) = -1,302$$

$$q_2 = r_0 \left(\frac{T_D}{T} \right) = 0,170 \left(\frac{3,33}{1} \right) = 0,566$$

Výsledný přenos číslicového regulátoru je:

$$G_R(z) = \frac{0,752 - 1,302z^{-1} + 0,566z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

5.1.4 Metoda seřizení dle Sung

Řešení:

Tvar přenosu soustavy odpovídá základnímu přenosu, který nám říká, že se jedná o PID regulátor, potom pro $k = 4; \xi_0 = 0,9; T_d = 5; T_0 = 6$ a lze tedy psát pro optimální hodnoty parametrů:

- spojité regulátor

$$T_I = T_0 \left[2,055 + 0,072 \left(\frac{T_d}{T_0} \right) \right] \xi_0 = 6 \left[2,055 + 0,072 \left(\frac{5}{6} \right) \right] \cdot 0,9 = 6,2,115 \cdot 0,9 = 114,421 \quad \frac{T_d}{T_0} \leq 1$$

$$T_D = \frac{T_0}{\left[1 - e^{-\frac{\left(\frac{T_d}{T_0} \right)^{1,060}}{0,870}} \right] \left[0,55 + 1,683 \left(\frac{T_0}{T_d} \right)^{1,090} \right]} = \frac{6}{[1 - e^{-0,852}] [0,55 + 2,053]} = \frac{6}{1,492} = 4,02$$

$$r_0 = \frac{1}{k} \left[-0,04 + \left[0,333 + 0,949 \left(\frac{T_d}{T_0} \right)^{-0,983} \right] \xi_0 \right] = \frac{1}{4} [-0,04 + [0,333 + 1,135 \cdot 0,9]] = \frac{1}{4} \cdot 1,281 = 0,32$$

Výsledný přenos spojitěho regulátoru je

$$G_R(s) = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = 0,32 \left(1 + \frac{1}{11,421s} + 4,02s \right)$$

- číslicový regulátor

velikost vzorkovací periody se zvolí $T = 1, T_I = 11,421, T_D = 4,02, r_0 = 0,32$

$$q_0 = r_0 \left(1 + \frac{T_D}{T} + \frac{T}{T_I} \right) = 0,32 \left(1 + \frac{4,02}{1} + \frac{1}{11,421} \right) = 0,32 \cdot (1 + 4,02 + 0,088) = 1,634$$

$$q_1 = -r_0 \left(1 + 2 \cdot \frac{T_D}{T} \right) = -0,32 \left(1 + 2 \cdot \frac{4,02}{1} \right) = -0,32 \cdot (1 + 8,04) = -2,893$$

$$q_2 = r_0 \left(\frac{T_D}{T} \right) = 0,32 \left(\frac{4,02}{1} \right) = 1,286$$

Výsledný přenos číslicového regulátoru je:

$$G_R(z) = \frac{1,634 - 2,893z^{-1} + 1,286z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

5.2 Výpočet parametrů PID/PSD regulátorů

5.2.1 PID regulátor

Pro vybrané přenosy v tab.5.1., 5.2 a 5.3 byly vypočteny parametry pro analogový regulátor PID dle zvolených metod, byl vypočten relativní překmit κ [kapitola 3.3]. Také byla určena doba ustálení regulace t_r , která byla počítána od počátku, tedy včetně dopravního zpoždění. Pro MPM byly parametry vypočteny pro relativní překmit $\kappa = 0,1$ (10%). Dále bylo u všech metod postupně měněno tlumení $\xi_0 = 0,3, 0,5, 0,9, 1,5$. Tyto vypočtené parametry budou postupně zadávány do programu Matlab-Simulink, který vykreslí jejich přechodové charakteristiky.

Zvolená metoda	$G_s(s) = \frac{4}{36s^2 + 3,6s + 1} e^{-5s}$					$G_s(s) = \frac{4}{36s^2 + 6s + 1} e^{-5s}$					$G_s(s) = \frac{4}{36s^2 + 10,8s + 1} e^{-5s}$					$G_s(s) = \frac{4}{36s^2 + 18s + 1} e^{-5s}$				
	$T = 0, k = 4, T_d = 5, T_0 = 6$ $\xi_0 = 0,3$					$T = 0, k = 4, T_d = 5, T_0 = 6$ $\xi_0 = 0,5$					$T = 0, k = 4, T_d = 5, T_0 = 6$ $\xi_0 = 0,9$					$T = 0, k = 4, T_d = 5, T_0 = 6$ $\xi_0 = 1,5$				
	r_0	T_I	T_D	t_r	κ	r_0	T_I	T_D	t_r	κ	r_0	T_I	T_D	t_r	κ	r_0	T_I	T_D	t_r	κ
Metoda požadovaného modelu	0,104	3,6	10	42	24,2	0,174	6	6	27	20,4	0,313	10,8	3,33	27	16,06	0,522	18	2	27	13,17
Huang and Jeng	0,115	3,6	10,184	41	32,17	0,191	6	6,897	25	26,35	0,344	10,8	4,78	36	20,17	0,573	18	3,847	38	14,71
Gorez and Klán	0,105	3,6	10	43	24,98	0,136	6	6	23	5,12	0,170	10,8	3,33	35	0	0,196	18	2	57	9,62
Minimum ITAE – Sung	0,100	3,807	9,331	42	18,09	0,174	6,345	6,116	26	17,05	0,320	11,421	4,02	23	13	0,545	19,035	3,036	22	0

Tab.5.1 – Výpočet staviteľných parametrov pro PID regulátory

Zvolená metoda	$G_s(s) = \frac{2}{16s^2 + 2,4s + 1} e^{-10s}$					$G_s(s) = \frac{2}{16s^2 + 4s + 1} e^{-10s}$					$G_s(s) = \frac{2}{16s^2 + 7,2s + 1} e^{-10s}$					$G_s(s) = \frac{2}{16s^2 + 12s + 1} e^{-10s}$				
	$T = 0, k = 2, T_d = 10, T_0 = 4$ $\xi_0 = 0,3$					$T = 0, k = 2, T_d = 10, T_0 = 4$ $\xi_0 = 0,5$					$T = 0, k = 2, T_d = 10, T_0 = 4$ $\xi_0 = 0,9$					$T = 0, k = 2, T_d = 10, T_0 = 4$ $\xi_0 = 1,5$				
	r_0	T_I	T_D	t_r	κ	r_0	T_I	T_D	t_r	κ	r_0	T_I	T_D	t_r	κ	r_0	T_I	T_D	t_r	κ
Metoda požadovaného modelu	0,07	2,4	6,67	53	9,84	0,074	4	4	59	8,63	0,209	7,2	2,22	32	7,08	0,348	12	1,33	52	9,24
Huang and Jeng	0,081	2,4	7,155	50	15,9	0,135	4	6,136	53	13,06	0,243	7,2	6,013	58	11,3	0,405	12	6,759	65	11,5
Gorez and Klán	0,097	2,4	6,67	67	31,8	0,143	4	4	48	21,55	0,209	7,2	2,22	51	9,15	0,273	12	1,33	38	1,2
Minimum ITAE – Sung	0,088	3,109	5,73	28	4,69	0,16	5,182	4,381	23	3,8	0,304	9,328	3,66	32	7,08	0,606	15,546	3,46	44	25,5

Tab.5.2 – Výpočet stavitelných parametrů pro PID regulátory

Zvolená metoda	$G_s(s) = \frac{7}{64s^2 + 4,8s + 1} e^{-2s}$					$G_s(s) = \frac{7}{64s^2 + 8s + 1} e^{-2s}$					$G_s(s) = \frac{7}{64s^2 + 14,4s + 1} e^{-2s}$					$G_s(s) = \frac{7}{64s^2 + 24s + 1} e^{-2s}$				
	$T = 0, k = 7, T_d = 2, T_0 = 8$ $\xi_0 = 0,3$					$T = 0, k = 7, T_d = 2, T_0 = 8$ $\xi_0 = 0,5$					$T = 0, k = 7, T_d = 2, T_0 = 8$ $\xi_0 = 0,9$					$T = 0, k = 7, T_d = 2, T_0 = 8$ $\xi_0 = 1,5$				
	r_0	T_I	T_D	t_r	κ	r_0	T_I	T_D	t_r	κ	r_0	T_I	T_D	t_r	κ	r_0	T_I	T_D	t_r	κ
Metoda požadovaného modelu	0,126	4,8	13,33	48	28,02	0,333	8	8	26	25,8	0,599	14,4	4,44	26	22,29	0,998	24	2,67	22	18,77
Huang and Jeng	0,204	4,8	13,33	48	29	0,341	8	8,226	27	27,5	0,613	14,4	4,82	29	24,35	1,022	24	3,132	31	20,48
Gorez and Klán	0,101	4,8	13,33	24	7,9	0,114	8	8	21	9,8	0,125	14,4	4,44	44	0	0,132	24	2,67	72	0
Minimum ITAE – Sung	0,167	4,975	12,88	45	20,6	0,283	8,292	7,89	25	18	0,514	14,926	4,61	25	14,27	0,889	24,876	2,983	25	11,82

Tab.5.3 – Výpočet stavitelných parametrů pro PID regulátory

5.2.2 PSD regulátor

Byly vypočteny hodnoty stavitelných parametrů pro číslicový regulátor PSD pro vybrané přenosy tab.5.4, 5.5 a 5.6 pomocí zpětné obdélníkové metody [kapitola 2.2.2.]. Tyto vypočtené parametry budou postupně zadávány do programu Matlab-Simulink.

Zvolená metoda	$G_s(s) = \frac{4}{36s^2 + 3,6s + 1} e^{-5s}$					$G_s(s) = \frac{4}{36s^2 + 6s + 1} e^{-5s}$					$G_s(s) = \frac{4}{36s^2 + 10,8s + 1} e^{-5s}$					$G_s(s) = \frac{4}{36s^2 + 18s + 1} e^{-5s}$				
	$T = 1$ $\xi_0 = 0,3$					$T = 1$ $\xi_0 = 0,5$					$T = 1$ $\xi_0 = 0,9$					$T = 1$ $\xi_0 = 1,5$				
	q_0	q_1	q_2	t_r	κ	q_0	q_1	q_2	t_r	κ	q_0	q_1	q_2	t_r	κ	q_0	q_1	q_2	t_r	κ
Metoda požadovaného modelu	1,173	-2,18	1,04	69	36,8	1,247	-2,26	1,044	40	31,9	1,384	-2,39	1,042	36	24,6	1,595	-2,61	1,044	28	21,9
Huang and Jeng	1,318	-2,45	1,171	67	45,2	1,541	-2,83	1,317	56	21,05	2,02	-3,63	1,644	41	29	2,809	-4,98	2,204	37	21,2
Gorez and Klán	1,184	-2,20	1,05	70	36,8	0,975	-1,76	0,816	38	14,6	0,752	-1,30	0,566	28	0	0,599	-0,98	0,392	52	0
Minimum ITAE – Sung	1,059	-1,96	0,933	68	29,4	1,266	-2,30	1,064	39	28,9	1,634	-2,89	1,286	33	20,3	2,228	-3,85	1,655	22	17,1

Tab.5.4 – Výpočet stavitelných parametrů pro PSD regulátory

Zvolená metoda	$G_s(s) = \frac{2}{16s^2 + 2,4s + 1} e^{-10s}$					$G_s(s) = \frac{2}{16s^2 + 4s + 1} e^{-10s}$					$G_s(s) = \frac{2}{16s^2 + 7,2s + 1} e^{-10s}$					$G_s(s) = \frac{2}{16s^2 + 12s + 1} e^{-10s}$				
	$T = 1$ $\xi_0 = 0,3$					$T = 1$ $\xi_0 = 0,5$					$T = 1$ $\xi_0 = 0,9$					$T = 1$ $\xi_0 = 1,5$				
	q_0	q_1	q_2	t_r	κ	q_0	q_1	q_2	t_r	κ	q_0	q_1	q_2	t_r	κ	q_0	q_1	q_2	t_r	κ
Metoda požadovaného modelu	0,566	-1,003	0,467	490	11,55	0,609	-1,044	0,464	47	11,05	0,702	-1,137	0,464	49	13,49	0,84	-1,274	0,463	52	14,6
Huang and Jeng	0,694	-1,24	0,58	47	19,9	0,997	-1,792	0,828	53	9,75	1,738	-3,165	1,461	56	9,38	3,176	-5,88	2,737	56	8,1
Gorez and Klán	0,784	-1,391	0,647	61	38,5	0,751	-1,287	0,572	62	28,75	0,702	-1,137	0,464	49	13,49	0,659	-0,999	0,363	34	3,4
Minimum ITAE – Sung	0,621	-1,096	0,504	34	6,6	0,892	-1,562	0,701	35	10,25	1,449	-2,529	1,113	35	13,47	2,742	-4,8	2,097	48	30,7

Tab.5.5 – Výpočet staviteľných parametrov pro PSD regulátory

Zvolená metoda	$G_s(s) = \frac{7}{64s^2 + 4,8s + 1} e^{-2s}$					$G_s(s) = \frac{7}{64s^2 + 8s + 1} e^{-2s}$					$G_s(s) = \frac{7}{64s^2 + 14,4s + 1} e^{-2s}$					$G_s(s) = \frac{7}{64s^2 + 24s + 1} e^{-2s}$				
	$T = 0,5$ $\xi_0 = 0,3$					$T = 0,5$ $\xi_0 = 0,5$					$T = 0,5$ $\xi_0 = 0,9$					$T = 0,5$ $\xi_0 = 1,5$				
	q_0	q_1	q_2	t_r	κ	q_0	q_1	q_2	t_r	κ	q_0	q_1	q_2	t_r	κ	q_0	q_1	q_2	t_r	κ
Metoda požadovaného modelu	5,553	-10,864	5,332	13	28,7	5,682	-10,989	5,328	13	28,3	2,939	-11,237	5,319	12	26,9	6,348	-11,657	5,329	15	24,45
Huang and Jeng	5,664	-11,081	5,439	13	30,4	5,972	-11,561	5,61	15	30,4	6,551	-12,446	5,917	15	29,9	7,445	-13,826	6,402	14	27,33
Gorez and Klán	2,804	-5,486	2,693	19	5,15	1,945	-3,762	1,824	24	0	1,239	-2,345	1,11	51	0	0,841	-1,542	0,705	43	0
Minimum ITAE – Sung	4,486	-8,772	4,303	15	16,8	4,766	-9,214	1,064	14	18,14	5,274	-10	4,743	12	16,05	6,211	-11,497	5,304	11	16,2

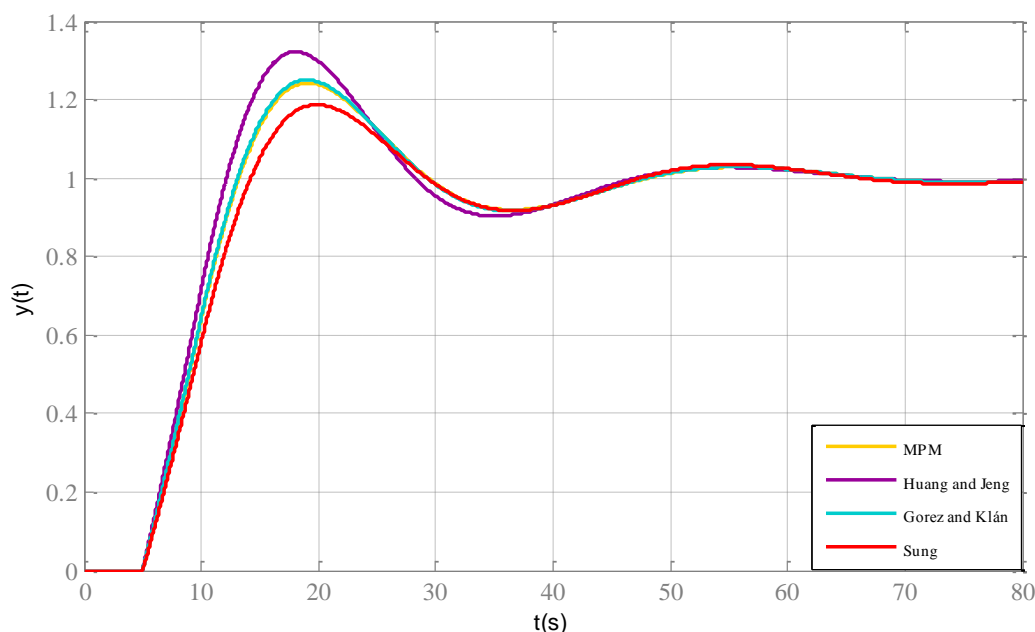
Tab.5.6 – Výpočet staviteľných parametrov pro PSD regulátory

5.3 Grafické vyhodnocení parametrů PID/PSD regulátorů

Tato kapitola obsahuje srovnání některých vybraných přechodových charakteristik regulačních obvodů uvedených v tab. 5.1-5.6, které byly zjištěny dle vybraných metod s různými hodnotami tlumení.

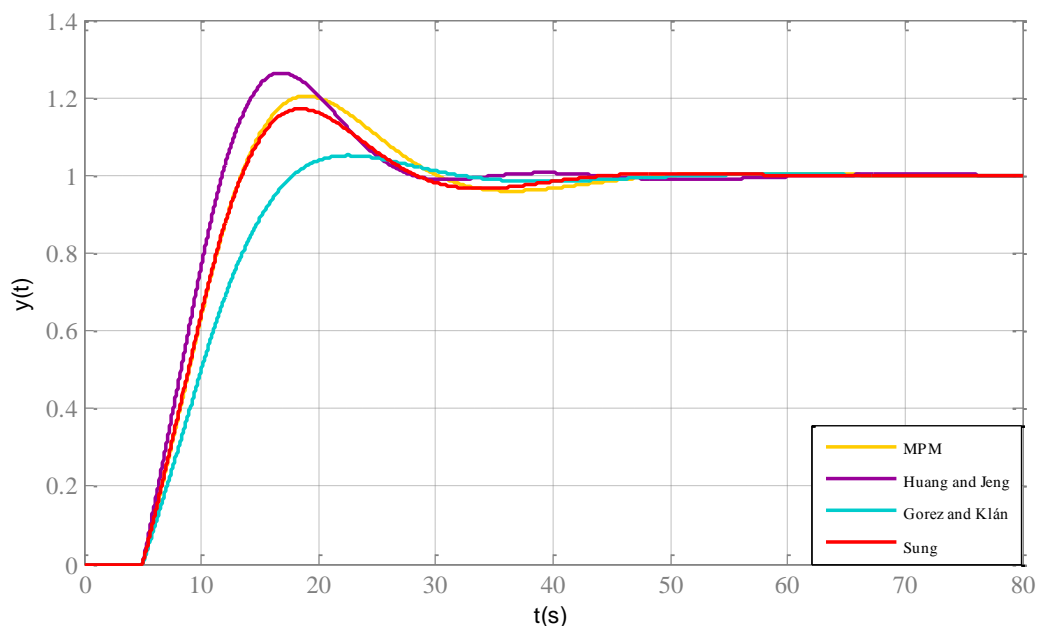
5.3.1 PID regulátor

Na obr.5.1 jsou pro srovnání zobrazeny přechodové charakteristiky regulačního obvodu s přenosem uvedeným v tab.5.1 s hodnotou tlumení $\xi_0 = 0,3$ seřazené vybranými metodami. (Metoda požadovaného modelu – žlutá, metoda Huang and Jeng – fialová, metoda Gorez and Klán – světle modrá, metoda Sung – červená). Některé z vybraných metod musí splňovat určité podmínky, týkající se velikosti tlumení ξ_0 viz. [kapitola 4.1, 4.2]. Pro ukázkou průběhu přechodové charakteristiky byly vybrány i takové hodnoty tlumení, které tyto podmínky nespĺňují, ovšem u zbývajících metod tato podmínka není. Z průběhu je patrné, že nejkratší doba ustálení je pro metodu Huang and Jeng $t_r \cong 41s$, pro metodu Sung $t_r \cong 42s$, doba ustálení pro metodu Gorez and Klán je $t_r \cong 43s$, u Metody požadovaného modelu není splněna podmínka $0,5 < \xi_0 \leq 1$, ale jak můžeme vidět, průběh je přesto kmitavý a doba ustálení nastane v $t_r \cong 42s$.



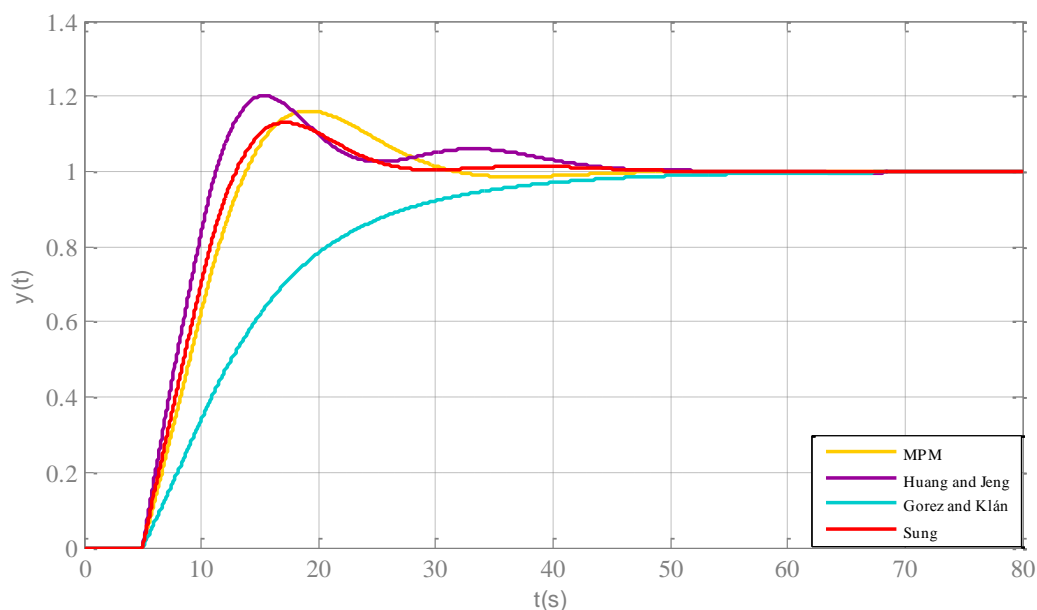
Obr.5.1 - Průběh přechodových charakteristik přenosu s tlumením $\xi_0 = 0,3$

Na obr.5.2 jsou opět zobrazeny průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu s přenosem tab.5.1 tentokrát s hodnotou tlumení $\xi_0 = 0,5$ seřazené vybranými metodami. (Metoda požadovaného modelu – žlutá, metoda Huang and Jeng – fialová, metoda Gorez and Klán – světle modrá, metoda Sung – červená). Z průběhu je patrné, že nejkratší doba ustálení je pro metodu Gorez and Klán $t_r \cong 23s$, čas ustálení pro metodu Huang and Jeng je $t_r \cong 25s$, pro metodu Sung je $t_r \cong 26s$, u Metody požadovaného modelu se doba ustálení pohybuje $t_r \cong 27s$.



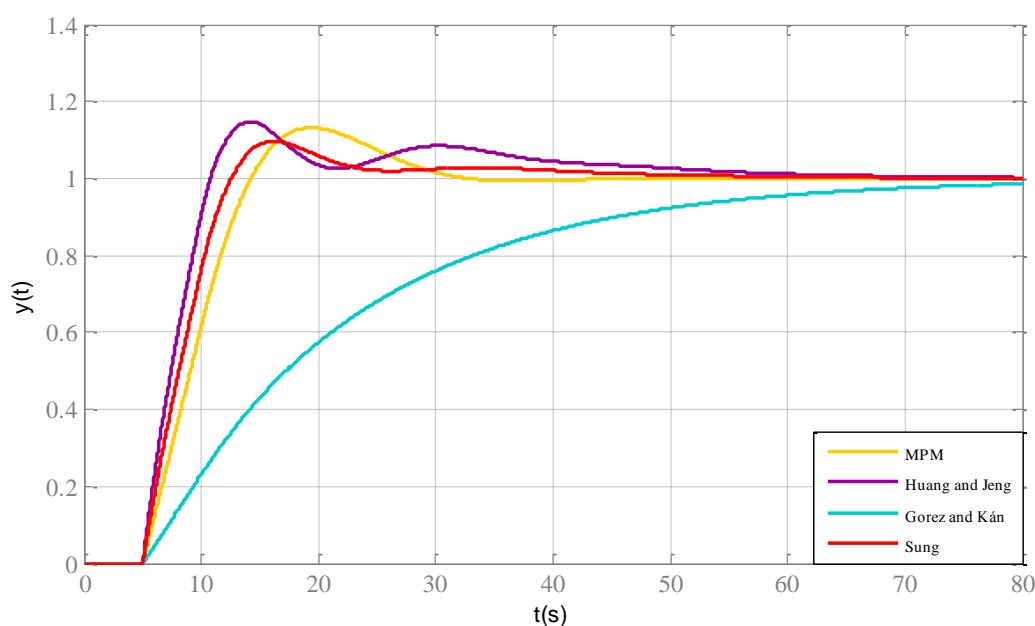
Obr.5.2 - Průběh přechodových charakteristik přenosu s tlumením $\xi_0 = 0,5$

Pro srovnání jsou na obr.5.3 ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu s přenosem tab.5.1 s hodnotou tlumení $\xi_0 = 0,9$ seřizené vybranými metodami. (Metoda požadovaného modelu – žlutá, metoda Huang and Jeng – fialová, metoda Gorez and Klán – světle modrá, metoda Sung – červená). Nejkratší doba ustálení je pro metodu Sung $t_r \cong 23s$, pro Metodu požadovaného modelu $t_r \cong 27s$, metoda Gorez and Klán se ustálí v čase $t_r \cong 35s$, nejdelší doba pro ustálení je u metody Huang and Jeng $t_r \cong 36s$.



Obr.5.3 - Průběh přechodových charakteristik přenosu s tlumením $\xi_0 = 0,9$

Na obr.5.4 jsou opět zobrazeny průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu s přenosem tab.5.1 tentokrát s hodnotou tlumení $\xi_0 = 1,5$ seřízené vybranými metodami. (Metoda požadovaného modelu – žlutá, metoda Huang and Jeng – fialová, metoda Gorez and Klán – světle modrá, metoda Sung – červená). Tato hodnota tlumení opět nesplňuje dané podmínky [kapitola 4.1, 4.2], tentokrát nejenom u Metody požadovaného modelu, ale i u Metody dle Huang and Jeng. Metoda požadovaného modelu se ustálí v čase $t_r \cong 27s$, jak je možné vidět Metoda dle Huang and Jeng i přes nesplnění podmínky o tlumení kmitá a ustálí se v $t_r \cong 38s$, Z průběhu je patrné, že nejkratší doba ustálení je pro metodu Sung $t_r \cong 22s$, metoda Gorez and Klán se ustálí v čase $t_r \cong 57s$.

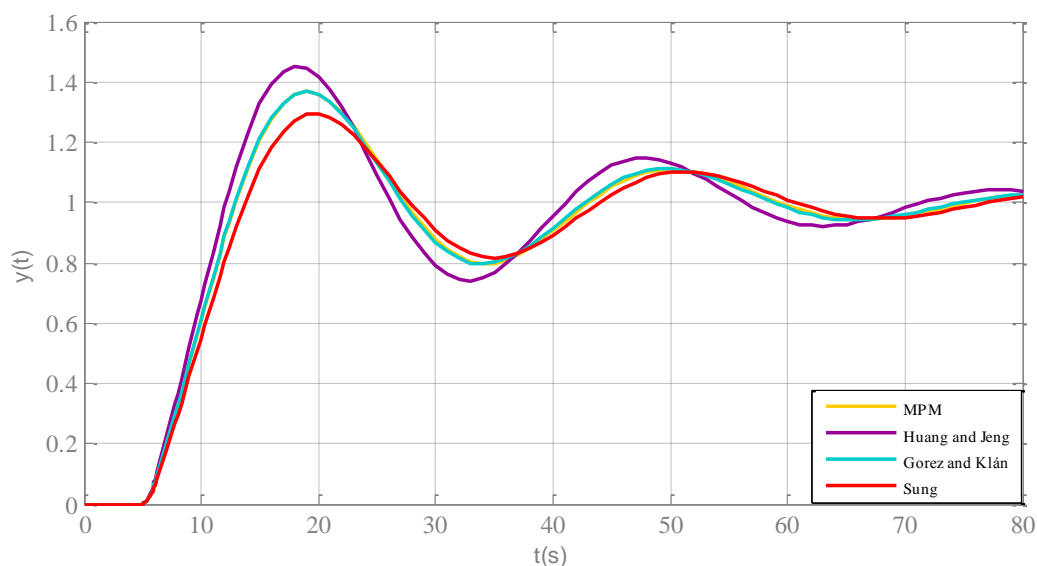


Obr.5.4 - Průběh přechodových charakteristik přenosu s tlumením $\xi_0 = 1,5$

Z uvedených průběhů přechodových charakteristik jasně vyplývá, že čím větší je hodnota tlumení, tím menší je relativní překmit. Jako nejméně kmitavá se regulovaná soustava projevila po seřízení dle Metody Gorez and Klán, naopak nejvíce kmitá soustava po seřízení dle Metody Huang and Jeng.

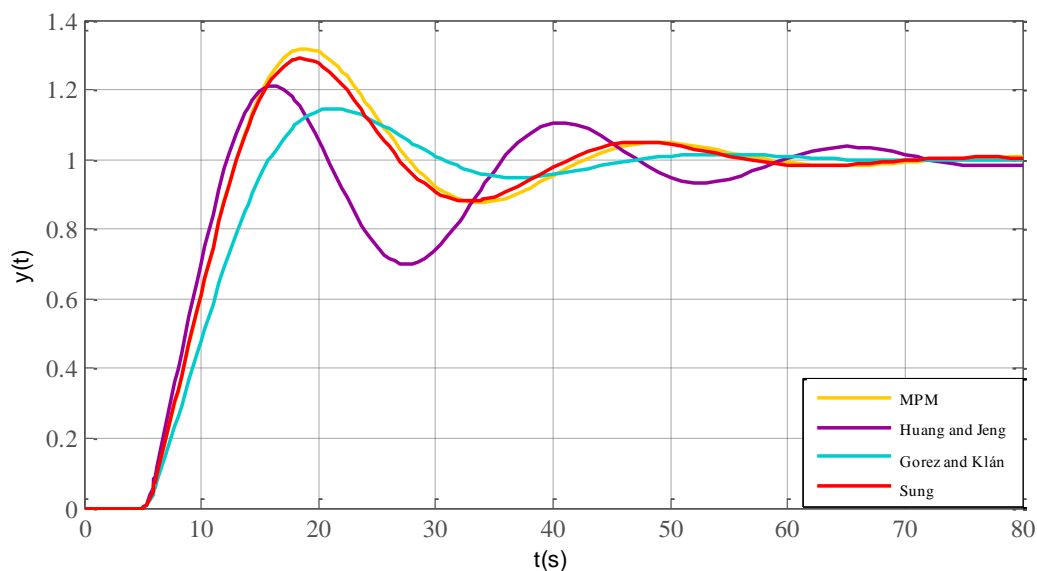
5.3.2 PSD regulátor

Na obr. 5.5 až obr. 5.8 jsou pro srovnání ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu z tab. 5.4 s hodnotou tlumení $\xi_0 = 0,3;0,5;0,9;1,5$ seřízené vybranými metodami (Metoda požadovaného modelu – žlutá, metoda Huang and Jeng – fialová, metoda Gorez and Klán – světle modrá, metoda Sung – červená).



Obr.5.5.-Průběh přechodových charakteristik přenosu s tlumením $\xi_0 = 0,3$

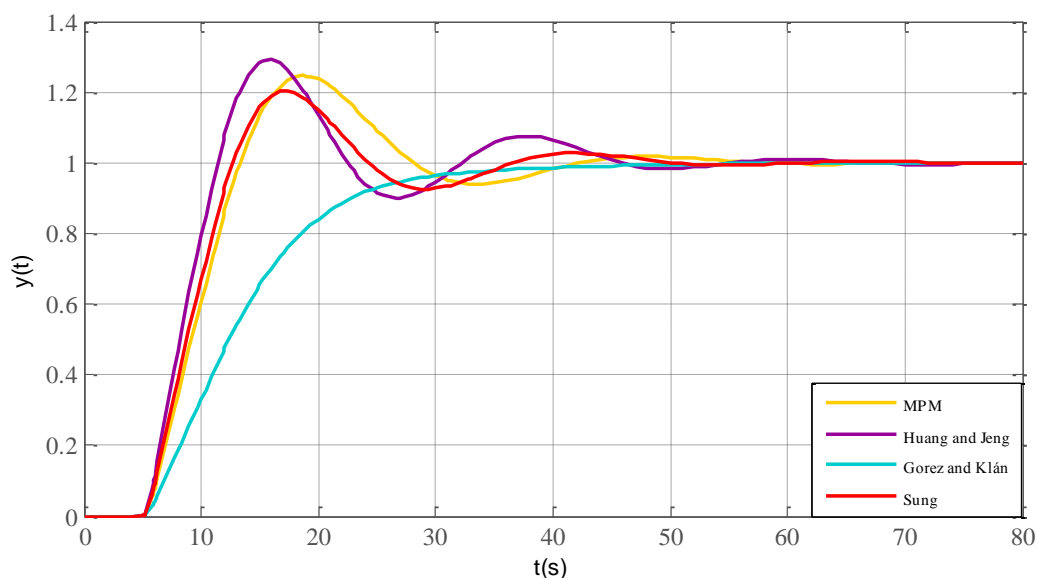
Z průběhu na obr. 5.5 je zřejmé, že nejkratší doba ustálení je pro metodu Huang and Jeng $t_r \cong 67s$, pro metodu Sung ustálení nastane v $t_r \cong 68s$, Metoda požadovaného modelu dojde k ustálení v době $t_r \cong 69s$, poslední metoda Gorez and Klán se ustálí $t_r \cong 70s$.



Obr.5.6.-Průběh přechodových charakteristik přenosu s tlumením $\xi_0 = 0,5$

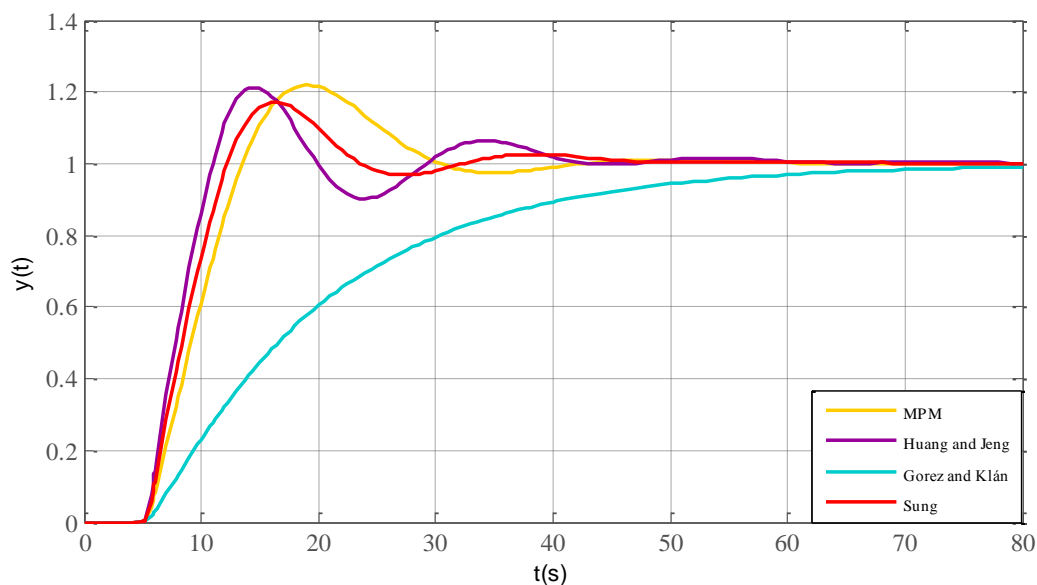
Z obr. 5.6 je patrné, že nejkratší doba ustálení je pro metodu Gorez and Klán $t_r \cong 38s$, pro metodu Sung je $t_r \cong 39s$, Metoda požadovaného modelu dojde k ustálení v době $t_r \cong 40s$, u metody Huang and Jeng je $t_r \cong 56s$.

Průběh přechodové charakteristiky z obr. 5.7 ukazuje, že nejkratší doba ustálení je pro metodu Gorez and Klán $t_r \cong 28s$, metoda Sung se ustálí v čase $t_r \cong 33s$, Metoda požadovaného modelu dojde k ustálení v době $t_r \cong 36s$, pro metodu Huang and Jeng je $t_r \cong 41s$.



Obr.5.7.-Průběh přechodových charakteristik přenosu s tlumením $\xi_0 = 0,9$

Přechodová charakteristika na obr. 5.8 ukazuje, že nejkratší doba ustálení je pro metodu Sung $t_r \cong 22s$, Metoda požadovaného modelu dojde k ustálení v době $t_r \cong 28s$, pro metodu Huang and Jeng je $t_r \cong 37s$, poslední metoda Gorez and Klán se ustálí v době $t_r \cong 52s$.

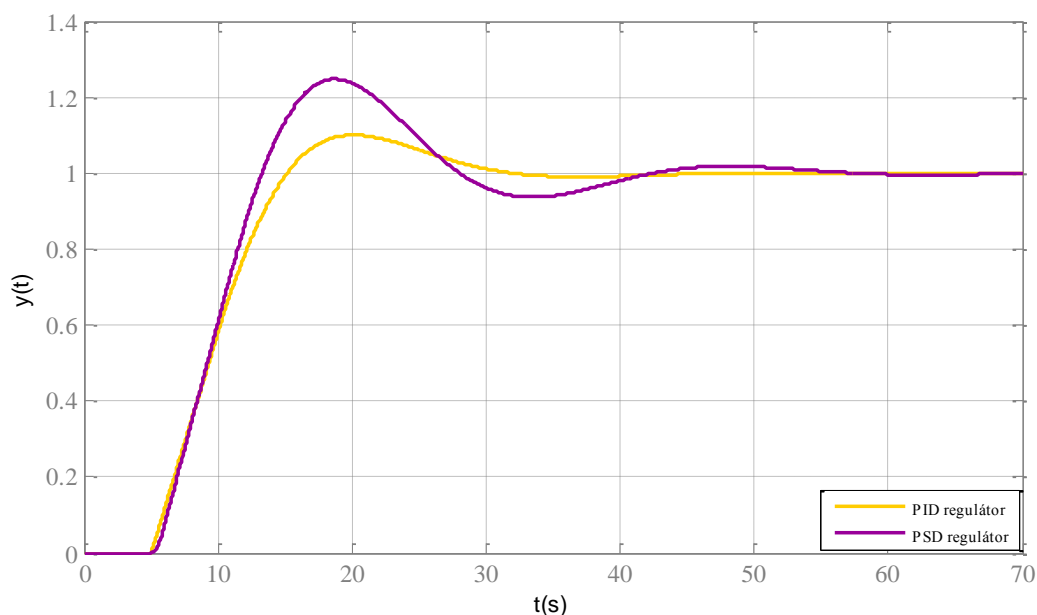


Obr.5.8.-Průběh přechodových charakteristik přenosu s tlumením $\xi_0 = 1,5$

Z uvedených průběhů přechodových charakteristik PSD regulátorů také vyplývá, že čím větší je hodnota tlumení, tím menší je relativní překmit. Jako nejméně kmitavá regulovaná soustava se opět projevila po seřízení dle Metody Gorez and Klán, naopak regulovaná soustava nejvíce kmitá po seřízení dle Metody Huang and Jeng.

5.3.3 Srovnání PID/PSD regulátorů

Pro srovnání jsou na obr. 5.9 ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu tab.5.1 s hodnotou tlumení $\xi_0 = 0,9$ seřízené metodou požadovaného modelu pro PID regulátor – žlutá a PSD regulátor – fialová. Z jejich průběhů je patrné, že pro analogový PID regulátor je čas ustálení u tohoto průběhu kratší $t_r \cong 27s$. Pro číslicový PSD regulátor je čas ustálení delší $t_r \cong 36s$.



Obr.5.9.-Průběh přechodových charakteristik PID a PSD regulátoru s tlumením $\xi_0 = 0,9$

6 ZÁVĚR

Tato bakalářská práce pojednává o řízení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním, věnuje se výběru vhodných metod pro určení stavitelných parametrů regulátorů, a to jak spojitých tak i číslicových.

Po úvodní kapitole je ve druhé části snaha objasnit potřebné teoretické vědomosti z činnosti spojitého i číslicového regulačního obvodu a jeho jednotlivých částí, ujasnění některých pojmů a dále uvádí, jakým způsobem se rozpozná kmitavá a nekmitavá soustava.

Třetí kapitola práce popisuje syntézu regulačního obvodu, kvalitu regulace a také nám nastíní různé metody pro seřízení regulátorů.

Čtvrtá kapitola se již zabývá jednotlivými metodami vhodnými pro řešení řízení kmitavé regulované soustavy s dopravním zpožděním, tj. které lze na tuto soustavu aplikovat. Metody jsou zde popsány, je zde také uveden postup jak dle těchto metod vypočítat stavitelné parametry regulátoru.

Poslední kapitola je věnována konečnému vyhodnocení výsledků. V první části této kapitoly je uveden ke každé metodě výpočet vzorového příkladu. Dále byly vybrány vzorové typy přenosů s různými hodnotami tlumení a provedly se výpočty stavitelných parametrů regulátoru pomocí jednotlivých metod jak pro spojitý regulátor, tak i pro číslicový regulátor. Pro metodu požadovaného modelu byl řešen relativní překmit 10%.

Získané parametry byly zadány do programu Matlab-Simulink, ve kterém se ke každému přenosu vytvořila přechodová charakteristika. Na základě průběhu této přechodové charakteristiky byla určena doba regulace pro jednotlivé metody a také relativní překmit.

Jako nejpřesnější metodu pro řízení kmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním bych hodnotila Metodu seřízení dle Minimum ITAE - Sung, avšak početně je tato metoda nejsložitější ze všech zvolených metod. Jako druhou nejpřesnější bych označila Metodu požadovaného modelu, která je také početně mnohem jednodušší než metoda dle Minimum ITAE - Sung. Následuje metoda seřízení dle Gorez and Klán, která není tak přesná jako první dvě metody, výpočet je však jednodušší než například u Metody Minimum ITAE - Sung. Tato metoda se ovšem nedoporučuje pro seřizování regulátorů s dominantním dopravním zpožděním. Jako nejméně přesná se z těchto vybraných metod projevila Metoda seřízení dle Huang and Jeng, také výpočet stavitelných parametrů regulátoru dle této metody je velmi složitý a zdlouhavý.

Při srovnání průběhů přechodových charakteristik pro spojitý PID regulátor a číslicový PSD regulátor se ukázalo, že regulace při použití PID regulátoru je rychlejší a přesnější.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BALÁTĚ, Jaroslav. *Automatické řízení*. Praha: BEN –technická literatura, Praha 2004. 664s. ISBN 80-7300-148-9.
- [2] ŠVARC, Ivan; ŠEDA, Miloš; VÍTEČKOVÁ, Miluše. *Automatické řízení*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 2007. 324s. ISBN 978-80-214-3491-2.
- [3] VÍTEČKOVÁ, Miluše; VÍTEČEK, Antonín. *Základy automatické regulace*. Ostrava: VŠB-Technická univerzita Ostrava, 2008. 244s. ISBN 978-80-248-1924-2.
- [4] ŠULC, Bohumil; VÍTEČKOVÁ, Miluše. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Praha : Vydavatelství ČVUT, 2004. 333s. ISBN 80-01-03007-5.
- [5] O'DWYER, Aidan. *Handbook of PI and PID controller tuning rules*. Londýn: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2009.623s. ISBN-13 978-1-84816-242-6.
- [6] ŠVARC, Ivan. *Teorie automatického řízení*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 1992. 210 s.
- [7] KUČERA, Milan; SCHLEGEL, Miloš. *Regulátor systémů s dopravním zpožděním*. Automatizace. 2009, únor.
- [8] KUČERA, Milan. *Regulátory a autotunery*. Automatizace 2007, prosinec.
- [9] DRLÍK, Martin. *Simulink* [online]. [cit. 24.4.2009]. Dostupné z: http://www.fs.vsb.cz/fakulta/kat/352/uc_texty/RealCasMatlab/telo/simulink.htm.

PŘÍLOHY

Součástí této práce je CD obsahující:

- Bakalářská práce ve formátu Adobe Acrobat (PDF)

