

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 NEKMITAVÝCH REGULOVANÝCH SOUSTAV S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM

NON-OSCILLATING PLANTS CONTROL WITH DEAD TIME

DIPLOMOVÁ PRÁCE
DIPLOMA THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

František Plíšek

VEDOUcí PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Olga Davidová, Ph.D.

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství

Ústav automatizace a informatiky

Akademický rok: 2008/09

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

student(ka): Plíšek František

který/která studuje v **bakalářském studijním programu**

obor: **Aplikovaná informatika a řízení (3902R001)**

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma bakalářské práce:

Řízení nekmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním

v anglickém jazyce:

Non-oscillating plants control with dead time

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Pro návrh parametrů spojitých i číslicových regulátorů existuje celá řada metod. Pouze některé je však možné použít, je-li v regulačním obvodu řízena nekmitavá regulovaná soustava s dopravním zpožděním. Tyto metody budou aplikovány na návrh vhodných typů regulátorů.

Cíle bakalářské práce:

- Vyberte vhodné metody pro určení parametrů spojitých i číslicových regulátorů, je-li řízena nekmitavá regulovaná soustava s dopravním zpožděním
- Popište tyto metody
- Metody aplikujte na návrh spojitého i diskrétního regulačního obvodu
- Proveďte grafické vyhodnocení výsledků na základě regulačního průběhu
- Proveďte vyhodnocení z hlediska přesnosti a kvality regulace

Seznam odborné literatury:

BALÁTĚ,J. Automatické řízení. Praha : Nakladatelství BEN–technická literatura, 2003. 664s. ISBN 80-7300-020-2.

ŠULC,B. & VÍTEČKOVÁ,M. Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů. Praha : Vydavatelství ČVUT, 2004. 333s. ISBN 80-01-03007-5.

ŠVARC,I. & ŠEDA,M. & VÍTEČKOVÁ,M. Automatické řízení. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 2007. 324s. ISBN 978-80-214-3491-2.

VÍTEČKOVÁ,M. & VÍTEČEK,A. Základy automatické regulace. Ostrava: VŠB-Technická univerzita Ostrava, 2006. 198s. ISBN 80-248-1068-9.

Vedoucí bakalářské práce: Ing. Olga Davidová, Ph.D.

Termín odevzdání bakalářské práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2008/09.

V Brně, dne 27. 11. 2008

L.S.



doc. RNDr. Ing. Miloš Šeda, Ph.D.
Ředitel ústavu



doc. RNDr. Miroslav Doupovec, CSc.
Děkan fakulty

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení:

Bytem:

Narozen/a (datum a místo):

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta strojního inženýrství

se sídlem Technická 2896/2, 616 69 Brno

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

.....

(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
 - ☐ diplomová práce
 - ☐ bakalářská práce
 - ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP:

Vedoucí/ školitel VŠKP:

Ústav:

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v * :

- ☐ tištěné formě – počet exemplářů
- ☐ elektronické formě – počet exemplářů

* hodící se zaškrtněte

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☐ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

.....
Nabyvatel

.....
Autor

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá výběrem vhodných metod pro určení parametrů spojitých i číslicových regulátorů, je-li řízena nekmitavá regulovaná soustava s dopravním zpožděním, popisem těchto metod, aplikací jich na návrh spojitého i diskrétního regulačního obvodu.

Na závěr je provedeno grafické vyhodnocení výsledků na základě regulačního průběhu a vyhodnocení z hlediska přesnosti a kvality regulace.

ABSTRACT

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

In conclusion, the graphic evaluation of the results is done on the basis of the control process and evaluation in terms of accuracy and control quality.

KLÍČOVÁ SLOVA

Regulovaná soustava, regulátor, dopravní zpoždění.

KEYWORDS

Plant, controller, dead time.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych touto cestou poděkoval vedoucí své práce Ing. Olze Davidové, Ph.D. za pomoc a cenné rady, které mi poskytla v průběhu tvorby této práce.

OBSAH:

Zadání závěrečné práce.....	3
Licenční smlouva.....	5
Abstrakt.....	7
Seznam použitých zkratk a symbolů.....	12
1 Úvod.....	13
2 Teorie regulovaných soustav.....	15
2.1 Regulované soustavy.....	15
2.2 Dopravní zpoždění.....	16
2.3 Úprava přenosů regulovaných soustav.....	17
3 Metody pro určení parametrů.....	19
3.1 Metoda požadovaného modelu.....	19
3.2 Metoda násobného dominantního pólu.....	23
3.3 „Univerzální“ experimentální metoda.....	27
4 Programové vybavení.....	31
4.1 Vytvoření modelu v programu Matlab Simulink.....	31
5 Vyhodnocení výsledků.....	35
5.1 Vhodnost metod pro daný typ soustav.....	35
5.2 Výpočet parametrů PI regulátoru.....	36
5.3 Grafické vyhodnocení parametrů PI regulátoru.....	38
5.3.1 PI regulátor s relativním překmitem 0%.....	38
5.3.2 PI regulátor s relativním překmitem 20%.....	42
5.4 Výpočet parametrů PID/PSD regulátorů.....	45
5.5 Grafické vyhodnocení parametrů PID/PSD regulátorů.....	46
5.5.1 PID/PSD regulátory s relativním překmitem 0%.....	46
5.5.2 PID/PSD regulátory s relativním překmitem 20%.....	48
6 Závěr.....	51
Seznam použité literatury.....	53
Přílohy.....	55

SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK A SYMBOLŮ

T	vzorkovací perioda
T_d	dopravní zpoždění
r_0	zesílení regulátoru, proporcionální konstanta regulátoru
T_D	derivační časová konstanta
T_I	integrační časová konstanta
G_o	přenos otevřeného regulačního obvodu
G_{wy}	přenos řízení
G_R	přenos regulátoru
G_S	přenos řízení
h	přechodová funkce, přechodová odezva
$h(t)$	spojitá přechodová funkce, spojitá přechodová charakteristika
t	čas (spojitý)
u	akční veličina, vstupní veličina (vstup)
e	regulační odchylka
v, d	poruchové veličiny
w	žádaná veličina
y	regulovaná veličina, výstupní veličina (výstup)
κ	překmit (přeregulování)
ξ_i	bezrozměrný koeficient tlumení
a	zesílení otevřeného regulačního obvodu
t_u	doba ustálení (doba regulace)

Horní index

* doporučená, optimální hodnota

1 ÚVOD

Regulace strojů je historicky nejstarším a nejmasovějším uplatněním principů, které byly popsány a formulovány poměrně nedávno, výrazněji se začal tento obor rozvíjet až v polovině minulého století.

Podstatou regulátoru je převedení regulační odchylky na akční veličinu, obecněji řečeno regulátor upravuje vstupní hodnoty tak, aby v co nejkratším čase převedl výstup na požadovanou hodnotu.

Tato práce pojednává o metodách určení parametrů regulátorů, je-li použita nekmitavá regulovaná soustava s dopravním zpožděním. Pro návrh parametrů spojitých i číslicových regulátorů existuje celá řada metod, pouze některé je však možné použít v tomto případě.

Práce je členěna logicky do kapitol tak, aby čtenář získal v prvních dvou kapitolách potřebné teoretické znalosti z oboru regulovaných soustav, které je třeba si osvojit před dalšími kapitolami. Ve třetí kapitole budou vyjmenovány metody, které přicházejí v úvahu při řešení této práce, tj. metody, které lze použít při určení parametrů spojitých i číslicových regulátorů, je-li řízena nekmitavá regulovaná soustava s dopravním zpožděním, a v téže kapitole budou tyto metody i popsány. Čtvrtá kapitola bude věnována programovému vybavení, které bylo při řešení této práce použito. Jedná se o program Matlab – Simulink. Pátá kapitola bude věnována vyhodnocení výsledků.

2 TEORIE REGULOVANÝCH SOUSTAV

Tato kapitola obsahuje teorii regulovaných soustav. První část se zabývá samotnými regulovanými soustavami, druhá část dopravním zpožděním a poslední část úpravou tvaru předpisů přenosů regulovaných soustav.

2.1 Regulovaná soustava

Regulovaná soustava je v systémové interpretaci většinou zjednodušená modelová představa o řízeném objektu a v něm probíhajících procesech významných pro regulaci. K jejímu vyjádření se používá určitá forma prezentace vztahu mezi proměnnými reprezentujícími konkrétní fyzikální veličiny, které mají z hlediska regulace jednoznačně definovanou úlohu: veličinou regulovanou y , akční u , poruchovou v . Regulovaná veličina y odráží stav procesu a na její hodnoty v čase jsou kladeny určité požadavky. Na požadované hodnotě se regulovaná veličina udržuje změnami akční veličiny u generovanými regulátorem podle určitého algoritmu. Tento tok ovlivňuje poruchová veličina v svými poruchami. Toto se projevuje nežádoucími změnami regulované veličiny, které lze omezit pouze změnami akční veličiny.

Regulátor je systém, jehož výstup reprezentují takové změny akční veličiny, které vedou k odstraňování regulační odchylky e vytvářené jako rozdíl požadované veličiny w a regulované veličiny y . Základní úlohou regulátoru je potlačení škodlivého působení poruch.

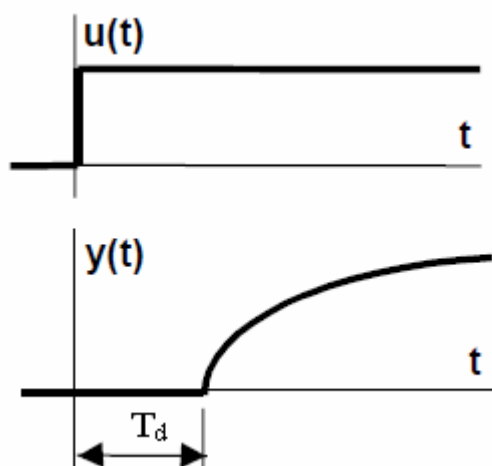
Zda se jedná o nekmitavou regulovanou soustavu, určíme z obecného předpisu (2.1), pokud $\xi \notin \langle 0;1 \rangle$, tudíž se dá jmenovatel rozložit na dva kořeny (2.2) a daná soustava je nekmitavá.

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

$$G_s(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s} \quad (2.2)$$

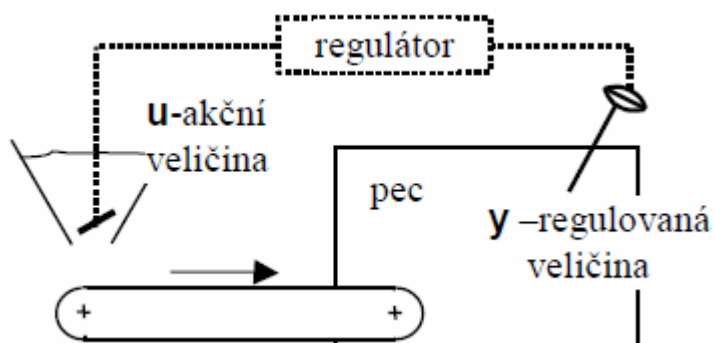
2.2 Dopravní zpoždění

Při provedení změny na vstupu se dopravní zpoždění T_d (obr. 2.1) u soustav projevuje tak, že na výstupu není žádná odezva. Teprve po uplynutí určitého časového úseku se začne měnit výstupní veličina. Tento časový úsek je doba dopravního zpoždění, které se nejčastěji nachází v regulovaných soustavách, kde se vyskytuje doprava určitou rychlostí po určité dráze.



Obr. 2.1 Soustava s dopravním zpožděním.

Jako příklad je možno uvést pec na spalování uhlí (obr. 2.2), jejíž součástí je pásový dopravník určený pro přívod paliva. Akční veličinou u je otevření výpustě násypky, ze které padá uhlí na pásový dopravník, a ten je dál dopravuje do pece. Pokud regulátor změní hodnotu akční veličiny u (to je vstupní veličina regulované soustavy, u níž se dopravní zpoždění projevuje), bude se výstupní veličina regulované soustavy, což je regulovaná veličina y (teplota v peci), měnit až po uplynutí určité doby. Tato doba je právě doba, než projde uhlí pásovým dopravníkem ze zásobníku až do pece. Tuto dobu nazýváme dopravním zpožděním a označujeme T_d .



Obr. 2.2 Pec – soustava s dopravním zpožděním.

Z příkladu je zřejmé, že dopravní zpoždění T_d u regulovaných soustav je zpožděná reakce výstupní veličiny (regulované soustavy y) na změnu vstupní veličiny (akční veličinu u).

2.3 Úprava přenosů regulovaných soustav

Někdy je třeba upravit přenosy přímo na požadované jednodušší tvary, jaké vyžaduje syntéza regulačního obvodu, která se provádí metodou požadovaného modelu (tab. 3-3), metodou násobného dominantního pólu i „univerzální“ experimentální metodou (tab. 3-4 a tab. 3-5). Úpravu lze provést přímo, bez znalosti přechodových charakteristik a složitějších výpočtů.

$$G_s(s) = \frac{k}{(T_i s + 1)^i} e^{-T_{di}s} \quad (2.3)$$

Rychlé převedení přenosů soustavy (2.3) na přenosy jednoduššího řádu prvního nebo druhého s dopravním zpožděním (2.4 a 2.5) uvedené v [2] lze provést přímo pomocí tab. 2-1,

$$\begin{aligned} T_1 &= 1,245(t_{0,7} - t_{0,33}) \\ T_{d1} &= 1,498t_{0,33} - 0,498t_{0,7} \end{aligned} \Rightarrow G_s(s) = \frac{k}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s} \quad (2.4)$$

případně

$$\begin{aligned} T_2 &= 0,794(t_{0,7} - t_{0,33}) \\ T_{d2} &= 1,937t_{0,33} - 0,937t_{0,7} \end{aligned} \Rightarrow G_s(s) = \frac{k}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2}s} \quad (2.5)$$

$\frac{k}{(T_i s + 1)^i} e^{-T_{di}s}$	i	1	2	3	4	5	6
$\frac{1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s}$	$\frac{T_1}{T_i}$	1	1,568	1,980	2,320	2,615	2,881
	$\frac{T_{d1} - T_{di}}{T_i}$	0	0,552	1,232	1,969	2,741	3,537
$\frac{T_{d2} - T_{di}}{T_i} e^{-T_{d2}s}$	$\frac{T_2}{T_i}$	0,638	1	1,263	1,480	1,668	1,838
	$\frac{T_{d2} - T_{di}}{T_i}$	-0,352*	0	0,535	1,153	1,821	2,523

* použitelné pro $T_{d1} > 0,352T_1$

Tab. 2-1 Tabulka pro úpravu přenosů regulovaných soustav.

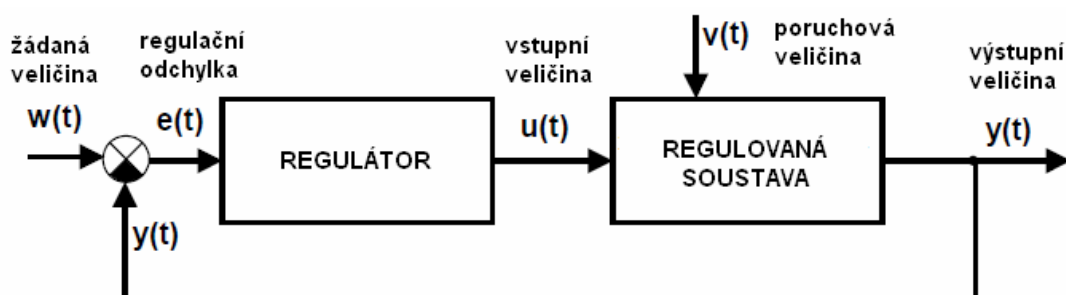
Tab. 2-1 uvedená v [1] byla odvozena z numerické shody přechodových funkcí příslušných původnímu a zjednodušenému přenosu v hodnotách pro časové okamžiky, kdy dosahují 0%, 33%, 70% a 100% hodnoty nového ustáleného stavu.

3 METODY PRO URČENÍ PARAMETRŮ REGULÁTORŮ

Tato kapitola se zabývá metodami pro výpočet parametrů spojité i číslicové regulátory a jejich popisem.

3.1 Metoda požadovaného modelu

Metoda požadovaného modelu, uvedená v [4], jiným názvem také metoda inverze dynamiky, je velice účinná a jednoduchá. Pomocí ní lze seřizovat jak analogové, tak i číslicové konvenční regulátory při dodržení nulové trvalé regulační odchylky na skok polohy žádané veličiny w nebo poruchové veličiny v , které působí na výstupu regulované soustavy (obr. 3.1). Tato metoda umožňuje seřízení pro danou soustavu doporučeného konvenčního regulátoru takovým způsobem, aby bylo zaručeno požadovaného relativního přechmitu přechodové charakteristiky regulačního obvodu κ zvoleného v mezi od 0 do 0,5 (tj. 0 – 50 %), což pro praktické účely zcela postačí.



Obr. 3.1 Schéma regulačního obvodu.

Metoda požadovaného modelu navazuje na obecné principy inverze dynamiky a v tomto případě se omezuje na nalezení takového regulátoru s přenosem G_R z tab. 3-1, který zajistí požadované vlastnosti regulačního obvodu vyjádřené jeho matematickým modelem ve tvaru přenosu řízení G_{wY} (odtud název metody).

$$G_R = \frac{1}{G_S} \frac{G_{wY}}{1 - G_{wY}} \quad (3.1)$$

U spojité regulace s analogovým regulátorem je třeba uvažovat L přenosy a obrazy s komplexní proměnnou s a u diskrétní regulace s číslicovým regulátorem pak Z přenosy a obrazy s komplexní proměnnou z . U obrazů veličin a přenosů na obr. 3.1 a ve vztahu (3.1) nejsou uváděny kvůli obecnosti nezávislé proměnné.

$$G_{wY}(z) = \frac{aT}{z - 1 + aTz^{-\frac{T_d}{T}}} z^{\frac{T_d}{T}}, \quad G_{wY}(s) = \frac{a}{s + ae^{-T_d s}} e^{-T_d s} \quad (3.2)$$

Tato metoda předpokládající požadovaný přenos řízení má pro spojitý či diskrétní regulační obvody tvar (3.2), ve kterém a je zesílení otevřeného regulačního obvodu, T_d je

dopravní zpoždění, stejné jako u regulované soustavy, a T je vzorkovací perioda, jejíž velikost je doporučena vztahem $T < 0,32T_d$.

Předpokládá se, že dopravní zpoždění T_d je celočíselným násobkem vzorkovací periody T .

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

Tab. 3-1 Přenosy regulátorů.

Zesílení otevřeného regulačního obvodu a lze určit pro praxi s dostatečnou přesností na základě vztahu

$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d} \quad (3.3)$$

v němž hodnoty koeficientů α a β se pro daný relativní překmit κ získaly pomocí číslicové simulace. Jsou uvedeny v tab. 3-2.

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. 3-2 Závislost koeficientů α a β na relativním překmitu.

Požadované přenosy řízení (3.2) je možné též interpretovat takovým způsobem, že odpovídají nejjednodušším přenosům otevřeného regulačního obvodu G_o ve tvaru

$$G_o(z) = \frac{aT}{z-1} z^{-\frac{T_d}{T}}, \quad G_o(s) = \frac{a}{s} e^{-T_d s} \quad (3.4)$$

jež zajišťují nulovou trvalou regulační odchylku na skok polohy žádané veličiny w anebo poruchové veličiny v , která působí na výstupu regulované soustavy.

K přenosu otevřeného obvodu, pro který také platí, že $G_o = G_R G_S$, je potřebné se dostat optimální volbou typu regulátoru do daného přenosu soustavy. Např. pro regulovanou soustavu s přenosem

$$G_S(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}, \quad T_1 > T_2 \quad (3.5)$$

je možno ve spojení s PID regulátorem docílit shody s požadovaným tvarem G_o

$$\begin{aligned} G_R(s)G_S(s) &= r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right) \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s} \\ &= \frac{r_0 (T_I T_D s^2 + T_I s + 1)}{T_I s} \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s} = \frac{r_0}{(T_1 + T_2) s} e^{-T_d s} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Optimální hodnoty parametrů jsou dány vztahy

$$r_0^* = \frac{a T_I^*}{k}, \quad T_I^* = T_1 + T_2, \quad T_D^* = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}. \quad (3.7)$$

Existuje možnost předvést, že shodných výsledků lze dosáhnout i v případě násobné časové konstanty $T_1 = T_2$. Ostatní v úvahu přicházející kombinace uvádí tab. 3-3. Hodnota vzorkovací periody se pro číslicovou ($T > 0$) a analogovou ($T = 0$) variantu liší. Způsob odvození varianty s číslicovým regulátorem je podobný, ale složitější. V případě odlišných tvarů přenosů regulovaných soustav je nutnost upravit je na základní tvary, jež jsou uvedeny v tab. 3-3 pomocí postupů, které se nacházejí v kapitole 2.3.

Regulovaná soustava přenos	Regulátor			
	analogový $T = 0$	číslicový $T > 0$		
	TYP	r_0^*	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)	$\frac{a T_I^*}{k}$	$T_1 - \frac{T}{2}$	-
$\frac{k}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{a}{k}$	-	$T_1 - \frac{T}{2}$
$\frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$ $T_1 \geq T_2$	PID (PSD)	$\frac{a T_I^*}{k}$	$T_1 + T_2 - T$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4}$

Tab. 3-3 Hodnoty stavitelných parametrů pro doporučené typy regulátorů.

Postup při seřizování regulátorů metodou požadovaného modelu:

1. Pokud přenos regulované soustavy neodpovídá některému ze základních tvarů uvedených v tab. 3-3, upravíme jej na některý z těchto tvarů (kapitola 2.3).
2. V případě analogového regulátoru je dána vzorkovací perioda $T = 0$, u číslicového regulátoru volíme vhodně vzorkovací periodu T ($T < 0,32 T_d$).
3. Pro daný relativní překmit κ na základě tab. 3-2 a vztahu (3.3) určíme velikost zesílení otevřeného regulačního obvodu a z tab. 3-3 pro doporučený regulátor vypočítáme hodnoty jeho parametrů.

Příklad 1

Pro regulovanou soustavu s přenosem

$$G_s(s) = \frac{3}{2s+1} e^{-7s}$$

navrhne analogový regulátor PI a číslicový regulátor PS. Regulátory seřídíme metodou požadovaného modelu tak, aby byl zajištěn relativní překmit přechodové charakteristiky regulačního obvodu $\kappa = 0,05$ (5%).

Řešení:

Tvar přenosu soustavy odpovídá základnímu přenosu v tab. 3-3 (druhý řádek), a proto $k = 3$, $T_1 = 2s$, $T_d = 7s$ a lze použít pro optimální hodnoty parametrů (označeny hvězdičkou):

a) spojitého regulátoru, $T = 0s$

$$T_I^* = T_1 = 2s; r_0^* = \frac{aT_I^*}{k} = \frac{0,073 \cdot 2}{3} = 0,049$$

$$a = \frac{1}{\beta T_d} = \frac{1}{1,944 \cdot 7} = 0,073$$

b) číslicového regulátoru, na základě vztahu $T < 0,32T_d$ se určí vzorkovací perioda $T = 2s$

$$T_I^* = T_1 - \frac{T}{2} = 1s; r_0^* = \frac{aT_I^*}{k} = \frac{0,064 \cdot 1}{3} = 0,021$$

$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d} = \frac{1}{0,984 \cdot 2 + 1,944 \cdot 7} = 0,064$$

Příklad 2

Pro regulovanou soustavu s přenosem

$$G_s(s) = \frac{4}{(7s+1)(3s+1)} e^{-8s}$$

navrhne analogový regulátor PID a číslicový regulátor PSD. Regulátory seřídíme metodou požadovaného modelu tak, aby byl zajištěn relativní překmit přechodové charakteristiky regulačního obvodu $\kappa = 0,05$ (5%).

Řešení:

Tvar přenosu soustavy odpovídá základnímu přenosu v tab. 3-3 (poslední řádek), a proto $k = 4$, $T_1 = 7s$, $T_2 = 3s$, $T_d = 8s$ a lze použít pro optimální hodnoty parametrů (označeny hvězdičkou):

a) spojitého regulátoru, $T = 0s$

$$T_I^* = T_1 + T_2 = 7 + 3 = 10s; T_D^* = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} = \frac{7 \cdot 3}{7 + 3} = 2,1s; r_0^* = \frac{aT_I^*}{k} = \frac{0,064 \cdot 10}{4} = 0,16$$

$$a = \frac{1}{\beta T_d} = \frac{1}{1,944 \cdot 8} = 0,064$$

b) číslicového regulátoru, na základě vztahu $T < 0,32T_d$ se určí vzorkovací perioda $T = 2s$

$$T_I^* = T_1 + T_2 - T = 7 + 3 - 2 = 8s; \quad T_D^* = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4} = \frac{7 \cdot 3}{7 + 3} - \frac{2}{4} = 1,6s;$$

$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d} = \frac{1}{0,984 \cdot 2 + 1,944 \cdot 8} = 0,057; \quad r_0^* = \frac{a T_I^*}{k} = \frac{0,057 \cdot 8}{4} = 0,114$$

3.2 Metoda násobného dominantního pólu

Metoda násobného dominantního pólu uvedená v [1] je vhodná, je-li požadován nekmitavý regulační průběh.

Je předpoklad, že pro konvenční analogové regulátory obsahující integrační složku (I, PI, PID) má přenos regulované soustavy tvar

$$G_s(s) = \frac{k}{T_1 s + 1} e^{-T_d s} \quad (3.8)$$

a pro konvenční analogové regulátory neobsahující integrační složku (P, PD) tvar následující

$$G_s(s) = \frac{k}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}. \quad (3.9)$$

Tato metoda je též velice vhodná pro regulované soustavy s přenosem

$$G_s(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)^i} e^{-T_d s}, \quad (3.10)$$

který může být na základě tab. 2.1, kapitola 2.3, snadno upraven přenosem ve tvaru (3.8).

V úvahu připadají jen takové kombinace modelů regulátor – regulovaná soustava, jež zajišťují nulovou trvalou regulační odchylku při skokové změně žádané veličiny w nebo poruchové veličiny v působící na výstupu regulované soustavy, viz obr. 3.1.

Tato metoda předpokládá, že dominantní pól regulačního obvodu je násobný reálný, zajišťuje stabilní nekmitavý regulační pochod blízký k meznímu nekmitavému regulačnímu procesu. Zároveň je předpoklad zanedbání vlivu nul a dominantních pólů. Násobnost dominantního pólu je dána počtem stavitelných parametrů zvoleného typu regulátoru m zvětšeným o jedničku. Níže uvedené vztahy pro výpočet stavitelných parametrů se získaly řešením soustavy rovnic

$$\frac{d^i M(s)}{ds^i} = 0, \quad i = 0, 1, \dots, m,$$

kde $M(s)$ je charakteristickým kvazipolynomem (není to polynom, protože obsahuje exponenciální funkci reprezentující dopravní zpoždění a má obecně nekonečně mnoho pólů) regulačního obvodu. Z toho plyne, že charakteristický kvazipolynom bude mít $m + 1$ -násobný záporný reálný dominantní pól.

Regulátor PID (pro regulovanou soustavu s přenosem (3.8))

$$\text{čtyřnásobný dominantní pól: } s_4^* = -\frac{3}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{3}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} < 0 \quad (3.11)$$

$$r_0^* = \frac{1}{k} [T_d^2 T_1 s_4^{*3} + (3T_d T_1 + T_d^2) s_4^{*2} + T_d s_4^* - 1] e^{T_d s_4^*} \quad (3.12)$$

$$T_I^* = -2 \frac{T_d^2 T_1 s_4^{*3} + (3T_d T_1 + T_d^2) s_4^{*2} + T_d s_4^* - 1}{(T_d^2 T_1 s_4^* + 2T_d T_1 + T_d^2) s_4^{*3}} \quad (3.13)$$

$$T_D^* = -\frac{1}{2} \frac{T_d^2 T_1 s_4^{*2} + (4T_d T_1 + T_d^2) s_4^* + 2T_1 + 2T_d}{T_d^2 T_1 s_4^{*3} + (3T_d T_1 + T_d^2) s_4^{*2} + T_d s_4^* - 1} \quad (3.14)$$

Regulátor PI (pro regulovanou soustavu s přenosem (3.8))

$$\text{trojnásobný dominantní pól: } s_3^* = -\frac{2}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{2}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} < 0 \quad (3.15)$$

$$r_0^* = \frac{1}{k} [T_d T_1 s_3^{*2} + (2T_1 + T_d) s_3^* + 1] e^{T_d s_3^*} \quad (3.16)$$

$$T_I^* = -\frac{T_d T_1 s_3^{*2} + (2T_1 + T_d) s_3^* + 1}{(T_d T_1 s_3^* + T_1 + T_d) s_3^{*2}} \quad (3.17)$$

Regulátor I (pro regulovanou soustavu s přenosem (3.8))

$$\text{dvojnásobný dominantní pól: } s_2^* = -\frac{1}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{2}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} < 0 \quad (3.18)$$

$$T_I^* = -\frac{k}{(T_1 s_2^* + 1) s_2^* e^{T_d s_2^*}} \quad (3.19)$$

Regulátor PD (pro regulovanou soustavu s přenosem (3.9))

$$\text{trojnásobný dominantní pól: } s_3^* = -\frac{2}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{2}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} < 0 \quad (3.20)$$

$$r_0^* = \frac{1}{k} (T_d T_1 s_3^* + T_1 + T_d) s_3^{*2} e^{T_d s_3^*} \quad (3.21)$$

$$T_D^* = -\frac{T_d T_1 s_3^* + (2T_1 + T_d) s_3^* + 1}{(T_d T_1 s_3^* + T_1 + T_d) s_3^{*2}} \quad (3.22)$$

Regulátor P (pro regulovanou soustavu s přenosem (3.9))

$$\text{dvojnásobný dominantní pól: } s_2^* = -\frac{1}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{2}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} < 0 \quad (3.23)$$

$$r_0^* = \frac{1}{k} (T_1 s_2^* + 1) s_2^* e^{T_d s_2^*} \quad (3.24)$$

Protože násobné póly vyhovují nerovnostem $s_4^* < s_3^* < s_2^* < 0$, je zřejmé, že rychlost regulačního procesu závisí na typu použitého regulátoru, tzn. vícesložkový regulátor vede k rychlejšímu regulačnímu pochodu.

Při zadaném regulátoru PI pro regulovanou soustavu o přenosu (3.8) a u regulátoru PD pro regulovanou soustavu o přenosu (3.9) pro $T_d \geq T_1$ je výsledný průběh výstupní veličiny blízký meznímu nekmitavému regulačnímu pochodu. Na rychlost průběhu má stabilní nula v čitateli přenosu řízení velice kladný vliv. Jestliže však $T_d < T_1$, tato stabilní nula způsobí překmit regulované veličiny, prakticky pro $T_d < 0,6T_1$. Zda vznikne nežádoucí překmit, je možné pro integrační nebo derivační časovou konstantu regulátoru použít vztahu

$$T_I^* = T_1, \text{ popř. } T_D^* = T_1 \quad (3.25)$$

a vypočítané zesílení regulátoru ponechat. V tomto případě překmit nebude větší než 2 %. Při vzniku nežádoucího překmitu lze však doladit regulační pochod na nekmitavý vhodným zvýšením hodnoty integrační T_I , popř. derivační T_D časové konstanty regulátoru, ale v žádném případě ne snížením hodnoty zesílení regulátoru r_0 , odezva by byla příliš pomalá.

U regulátoru PID pro $T_d \geq 2T_1$ je překmit nevystupující. Překmit je prakticky malý (do 2 %) pro $T_d > 1,4T_1$. Při vzniku nežádoucího překmitu lze použít pro integrační časovou konstantu vztah

$$T_I^* = 1,2T_1 \quad (3.26)$$

a zesílení ponechat. Překmit nebude vyšší než 2 %.

Také v tomto případě, je-li nutně požadován nekmitavý regulační pochod, je třeba použití odlišné metody seřízení regulátoru, např. metody požadovaného modelu, viz kapitola 3.1.1.

Postup při seřizování metodou násobného dominantního pólu:

1. Pokud je zadaná proporcionální nekmitavá regulovaná soustava, upravíme ji na tvar (3.8), pokud integrační nekmitavá regulovaná soustava, upravíme na tvar (3.9).
2. Zvolíme vhodný typ regulátoru, tj. pro regulovanou soustavu o přenosu (3.8) některý z regulátorů I, PI a PID, a pro regulovanou soustavu o přenosu (3.9) některý z regulátorů P a PD.

3. Podle uvedených vztahů vypočítáme hodnoty stavitelných parametrů pro zvolený typ regulátoru.
4. Případný nežádoucí překmit odstraníme doporučeným způsobem.

Příklad 3

Pro regulovanou soustavu s přenosem

$$G_s(s) = \frac{1}{4s+1} e^{-8s}$$

navrhne analogové regulátory PI a PID. Regulátory seřídíme metodou násobného dominantního pólu, časová konstanta a dopravní zpoždění jsou v sekundách.

Postup:

Z přenosu soustavy vyplývají parametry: $k = 1$, $T_1 = 4s$ a $T_d = 8s$.

a) regulátor PI:

Pro výpočet hodnot parametrů regulátoru se použijí vztahy (3.15) až (3.17) s výsledkem

$$s_3^* = 0,272s^{-1}; r_0^* = 0,182; T_I^* = 2,236s$$

b) regulátor PID:

Pro výpočet hodnot parametrů regulátoru se použijí vztahy (3.11) až (3.14) s výsledkem

$$s_4^* = -0,423s^{-1}; r_0^* = 0,355; T_I^* = 3,26s; T_D^* = 0,77s$$

Příklad 4

Pro regulovanou soustavu s přenosem

$$G_s(s) = \frac{4}{3s+1} e^{-5s}$$

navrhne analogový regulátor PI. Regulátor seřídíme metodou násobného dominantního pólu, časová konstanta a dopravní zpoždění jsou v sekundách.

Postup:

Z přenosu soustavy vyplývají parametry: $k = 4$, $T_1 = 3s$ a $T_d = 5s$.

a) regulátor PI:

Pro výpočet hodnot parametrů regulátoru se použijí vztahy (3.15) až (3.17) s výsledkem

$$s_3^* = -0,37s^{-1}; r_0^* = 0,6; T_I^* = 5,2s$$

3.3 „Univerzální“ experimentální metoda

Tato metoda, uvedená v [1], byla rozpracována v bývalém SSSR, je určena pro regulované soustavy s přenosy

$$G_S(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s} \quad (3.27)$$

a

$$G_S(s) = \frac{k_1}{s} e^{-T_d s}, \quad (3.28)$$

umožňuje seřízení regulátorů z hlediska žádané veličiny w i poruchové veličiny v , která působí na vstupu regulované soustavy. Kritérium kvality regulace může být přitom nejrychlejší odezva bez překmitu, nejrychlejší odezva s maximálním překmitem $\kappa = 0,2$ (20%) a minimální kvadratická regulační plocha. Za nekmitavý regulační pochod je považován ten, u něhož je maximální relativní překmit od 0,02 (2%) do 0,05 (5%).

$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$		Regulační pochod				
		Nejrychlejší odezva bez překmitu		Nejrychlejší odezva s překmitem 20%		Minimální kvadratická regulační plocha ISE
Typ regulátoru		Seřízení z hlediska				
		žádané veličiny w	poruchové veličiny v	žádané veličiny w	poruchové veličiny v	poruchové veličiny v
P	k_P^*	$0,3 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,3 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,7 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,7 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	-
PI	k_P^*	$0,35 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,6 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,6 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,7 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$\frac{T_1}{k_1 T_d}$
	T_I^*	$1,17 T_1$	$0,8 T_d + 0,5 T_1$	T_1	$T_d + 0,3 T_1$	$T_d + 0,35 T_1$
PID	k_P^*	$0,6 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,95 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,95 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$1,2 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$1,4 \frac{T_1}{k_1 T_d}$
	T_I^*	T_1	$2,4 T_d$	$1,36 T_1$	$2 T_d$	$1,3 T_d$
	T_D^*	$0,5 T_d$	$0,4 T_d$	$0,64 T_d$	$0,4 T_d$	$0,5 T_d$

Tab. 3-4 Hodnoty parametrů P-I-D regulátoru pro přenos (3.27).

$\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$		Regulační pochod				
		Nejrychlejší odezva bez překmitu		Nejrychlejší odezva s překmitem 20%		Minimální kvadratická regulační plocha ISE
Typ regulátoru		Seřízení z hlediska				
		žádané veličiny w	poruchové veličiny v	žádané veličiny w	poruchové veličiny v	poruchové veličiny v
P	k_P^*	$0,37 \frac{1}{k_1 T_d}$	$0,37 \frac{1}{k_1 T_d}$	$0,7 \frac{1}{k_1 T_d}$	$0,7 \frac{1}{k_1 T_d}$	-
PI	k_P^*	$0,37 \frac{1}{k_1 T_d}$	$0,46 \frac{1}{k_1 T_d}$	$0,7 \frac{1}{k_1 T_d}$	$0,7 \frac{1}{k_1 T_d}$	$\frac{1}{k_1 T_d}$
	T_I^*	∞	$5,75 T_d$	∞	$3 T_d$	$4,3 T_d$
PID	k_P^*	$0,65 \frac{1}{k_1 T_d}$	$0,65 \frac{1}{k_1 T_d}$	$1,1 \frac{1}{k_1 T_d}$	$1,1 \frac{1}{k_1 T_d}$	$1,36 \frac{1}{k_1 T_d}$
	T_I^*	∞	$5 T_d$	∞	$2 T_d$	$1,6 T_d$
	T_D^*	$0,4 T_d$	$0,23 T_d$	$0,53 T_d$	$0,37 T_d$	$0,5 T_d$

Tab. 3-5 Hodnoty parametrů P-I-D regulátoru pro přenos (3.28).

Postup při seřizování regulátoru „univerzální“ experimentální metodou:

1. Pokud přenos regulované soustavy nemá tvar přenosu (3.27) nebo (3.28), upravíme jej podle některého z postupů uvedených v kapitole 2.3.
2. Dle požadavků na kvalitu regulace zvolíme regulátor a druh regulačního pochodu (bez překmitu, s relativním překmitem $\kappa = 0,2$, s minimální hodnotou integrálního kritéria ISE) a pro daný účel (seřízení z hlediska žádané veličiny w nebo poruchové veličiny v v působící na vstupu regulované soustavy) se na základě tab. 3-4 pro přenos (3.27) a tab. 3-5 pro přenos (3.28) vypočítají jeho stavitelné parametry.

Příklad 5:

Pro regulovanou soustavu s přenosem

$$G_s(s) = \frac{5}{(3s+1)} e^{-16s}$$

seřídíme analogový regulátor PI podle tab. 3-4 (časová konstanta a dopravní zpoždění jsou v sekundách).

Řešení:

Přenos regulované soustavy je třeba nejdříve převést na tvary vhodné pro použití regulátoru PI. Pro úpravu přenosů se použije tab. 2-1, pomocí níž lze psát ($k = 5$, $i = 4$, $T_4 = 4$ min, $T_{D4} = 10$ min):

$$\frac{T_1}{T_4} = 2,320 \Rightarrow T_1 = 9,3 \text{ min}$$

$$\frac{T_{d1} - T_{d4}}{T_4} = 1,969 \Rightarrow T_{d1} = 17,9 \text{ min}$$

$$\Rightarrow G_s(s) \approx \frac{4}{12,7s + 1} e^{-13,8s}$$

Pro $k = 2$, $T_i = 9,3 \text{ min}$ a $T_d = 17,3 \text{ min}$ na základě tab. 3-4 se dostane pro

a) seřízení z hlediska žádané veličiny w :

nekmitavý regulační pochod (0 %): $r_0^* = 0,091$; $T_I^* = 10,88 \text{ min}$

kmitavý regulační pochod (20 %): $r_0^* = 0,156$; $T_I^* = 9,3 \text{ min}$

b) seřízení z hlediska poruchové veličiny v na vstupu regulované soustavy:

nekmitavý regulační pochod (0 %): $r_0^* = 0,156$; $T_I^* = 18,97 \text{ min}$

kmitavý regulační pochod (20 %): $r_0^* = 0,182$; $T_I^* = 20,69 \text{ min}$

kmitavý regulační pochod (ISE): $r_0^* = 0,260$; $T_I^* = 21,16 \text{ min}$

Příklad 6:

Pro regulovanou soustavu s přenosem

$$G_s(s) = \frac{0,5}{s(6s + 1)} e^{-4s}$$

seřídíme analogový regulátor PI podle tab. 3-5 (časová konstanta a dopravní zpoždění jsou v sekundách).

Řešení:

Nejdříve je přenos řízení nutné upravit na tvar (3.28). Použitím nejjednodušší aproximace,

kdy časová konstanta se přidá k dopravnímu zpoždění, se dostane $G_s(s) \approx \frac{1}{2s} e^{-10s}$ tj. $T_1 = 2s$,

$T_d = 10s$. Pro tyto hodnoty se pak na základě tab. 3-5 obdrží:

a) seřízení z hlediska žádané veličiny w :

nekmitavý regulační pochod (0 %): $r_0^* = 0,123$; $T_I^* = \infty$

kmitavý regulační pochod (20 %): $r_0^* = 0,233$; $T_I^* = \infty$

b) seřízení z hlediska poruchové veličiny v na vstupu regulované soustavy:

nekmitavý regulační pochod (0 %): $r_0^* = 0,153$; $T_I^* = 34,5s$

kmitavý regulační pochod (20 %): $r_0^* = 0,233$; $T_I^* = 18s$

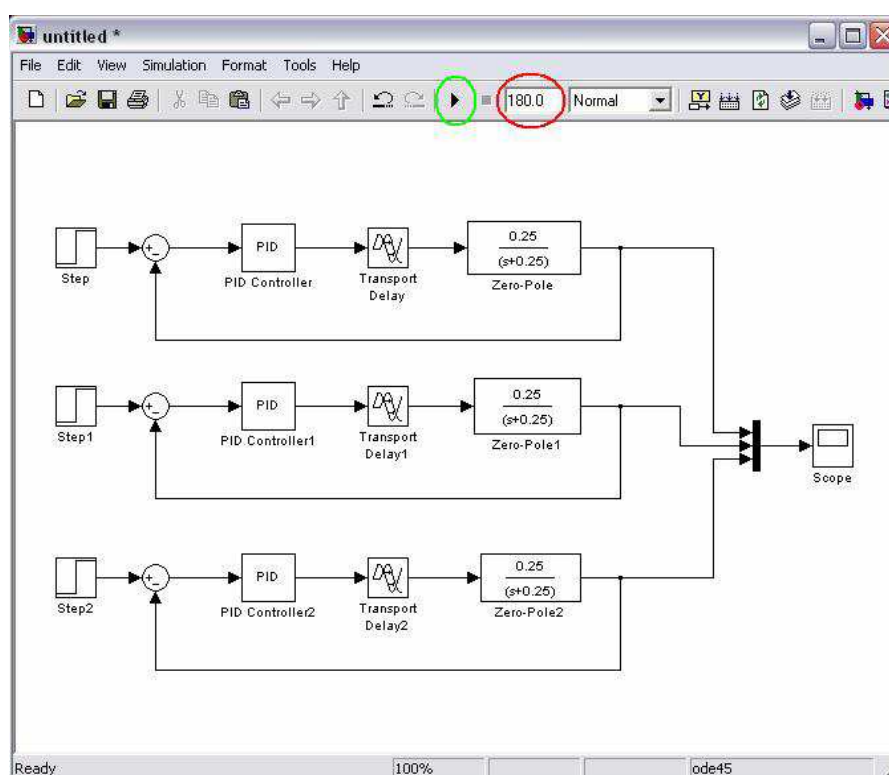
kmitavý regulační pochod (ISE): $r_0^* = 0,333$; $T_I^* = 25,8s$

4 PROGRAMOVÉ VYBAVENÍ

Tato kapitola se zabývá vytvořením modelu v programu Matlab – Simulink, který umožní vykreslení přechodových charakteristik, podle nich bude možno tyto charakteristiky následně porovnávat.

4.1 Vytvoření modelu v programu Matlab – Simulink

V programu Matlab – Simulink byl vytvořen model pro porovnání přechodových charakteristik regulace při výpočtu parametrů regulátorů pomocí daných metod (metoda požadovaného modelu, metoda násobného dominantního pólu a „univerzální“ experimentální metoda) pro danou soustavu obr. 4-1. a porovnání přechodových charakteristik PID a PSD regulátoru pomocí parametrů určených metodou požadovaného modelu obr.4-2

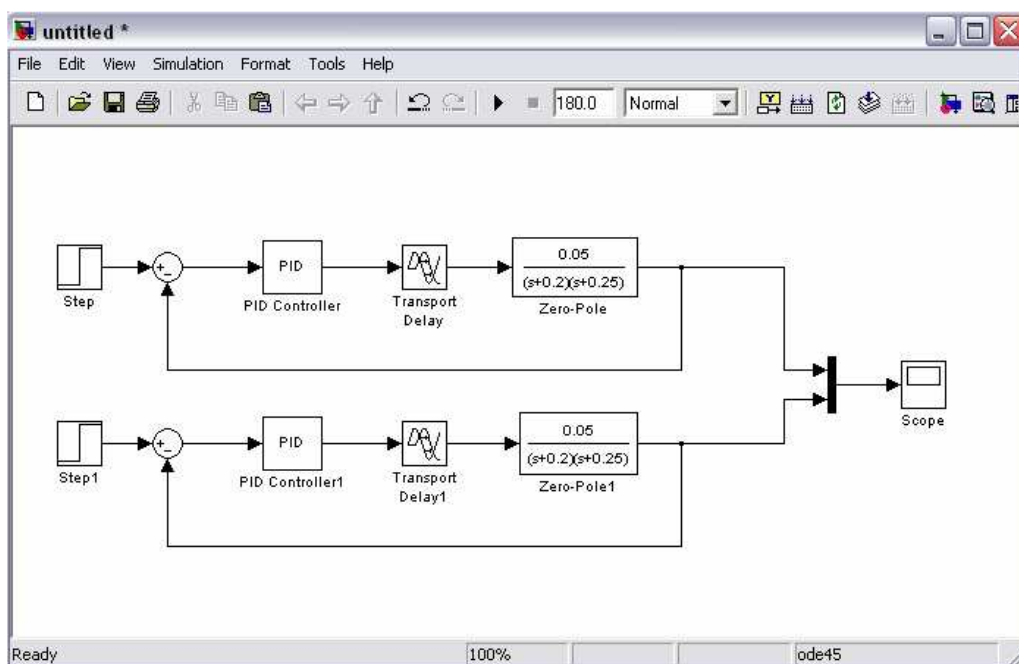


Obr. 4-1 Sestavený model pro porovnání metod.

ve kterých jsou obsaženy tyto funkční bloky:

- 1) Step – generátor vstupních hodnot, realizuje skok, který po zadané době vzroste na zadanou hodnotu
- 2) Sum – sčítá nebo odečítá vstupy, v našem případě zastupuje zpětnou vazbu
- 3) PID Controller – PID regulátor
- 4) Transport Delay – dopravní zpoždění, vstupní signál zpozdí o zadanou hodnotu
- 5) Zero-Pole – blok reprezentující přenos regulované soustavy, zadaný pomocí nul a pólů
- 6) Mux – sloučí daný počet signálů do jednoho
- 7) Scope – slouží pro zobrazení výstupního signálu do grafu, přechodových charakteristik

Doba regulace je různá, určí se postupně podle přechodových charakteristik, zadává se do pole označeného červeně obr. 4-1, start regulace se provede tlačítkem označeném na tomtéž obrázku zeleně.



Obr. 4-2 Sestavený model pro porovnání PID/PSD regulátoru.

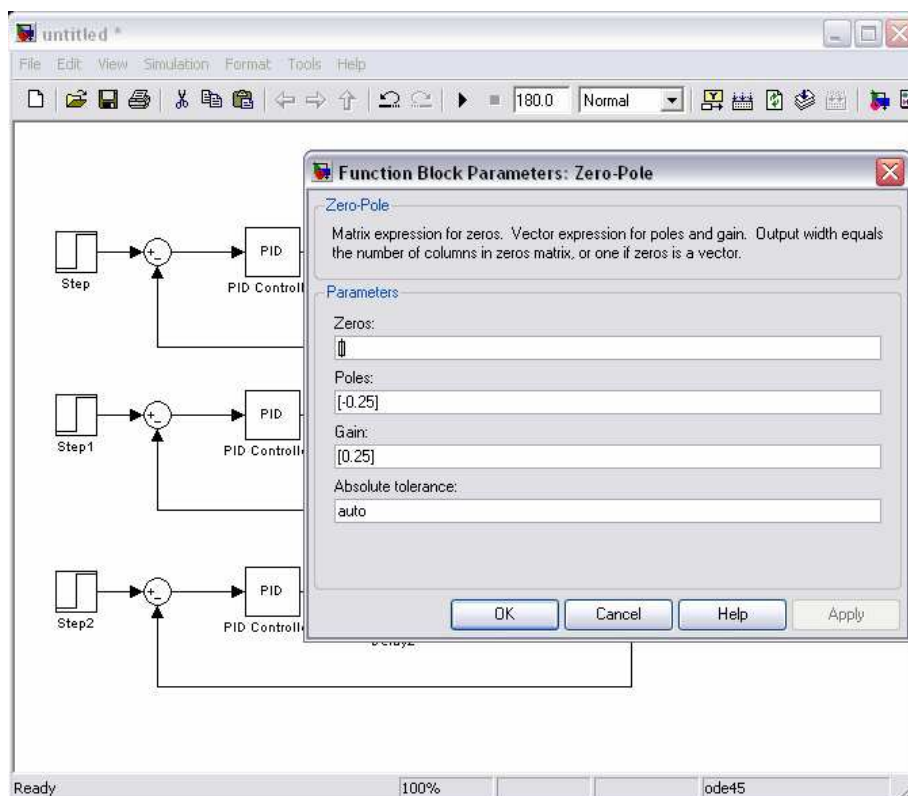
Blok Zero-Pole se používá pro přenosy regulované soustavy, které jsou zadané pomocí nul a pólů obr. 4-3. Do tohoto bloku byl zadaný přenos ve tvaru

$$G_s(s) = \frac{0,25}{s + 0,25} \quad (4.1)$$

Zeros – v čitateli se nevyskytuje s , proto pole zůstane prázdné

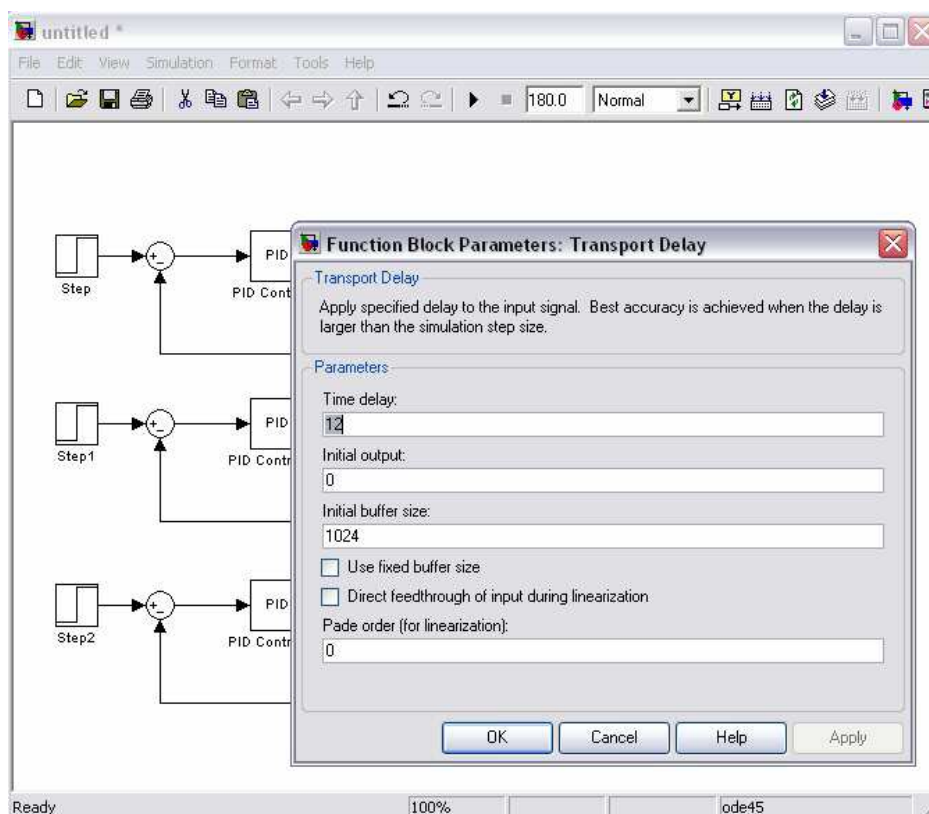
Poles – zde se zadávají koeficienty, které po dosazení za s nulují jmenovatel

Gain – hodnota zlomku násobící celý přenos



Obr. 4-3 Parametry pro funkční blok Zero-Pole.

Blok Transport Delay představuje dopravní zpoždění, jehož hodnota se zadává do pole Time Delay obr.4-4.



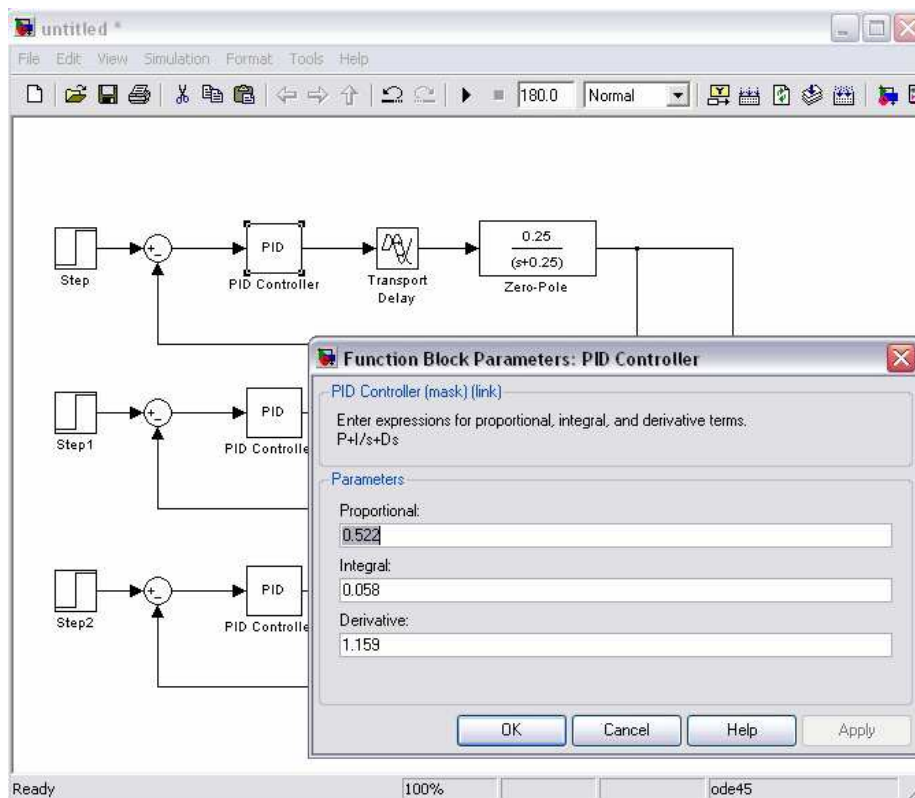
Obr. 4-4 Parametry pro funkční blok Transport Delay.

Blok PID Controller zastupuje PID regulátor, hodnoty parametrů se zadávají ve tvaru (obr. 4-5):

Proportional – zesílení regulátoru, proporcionální konstanta $r_0 = r_0^*$;

Integral – integrační konstanta regulátoru $r_{-1} = r_0^* / T_I^*$;

Derivative – derivační konstanta regulátoru $r_1 = r_0^* * T_D^*$;



Obr. 4-5 Parametry pro funkční blok PID Controller.

5 VYHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ

Tato kapitola pojednává o konečném vyhodnocení výsledků. Nejprve bylo určeno, pro jakou soustavu budou vypočítány parametry regulátorů, bylo vybráno pár ilustrativních typů přenosů, pro které byly vypočítány parametry regulátoru postupně pro všechny metody.

Vypočítané parametry byly zadány do modelu vytvořeného v programu Matlab – Simulink a nakonec porovnání přechodových charakteristik pro stejné přenosy.

5.1 Vhodnost metod pro daný typ soustav

Aby mohly být metody pro výpočet parametrů porovnány na konkrétním typu regulátoru, bylo nutné vytvořit tabulku, která obsahuje vhodnost dané metody pro určitý typ soustavy. U každého vybraného typu soustav jsou dva sloupce. V prvním je určeno, zda je metoda vhodná na výpočet parametrů regulátoru pro tuto soustavu či nikoliv, a v druhém sloupci, pro jaké typy regulátorů je daná metoda použitelná.

Metody	Typ soustavy							
	Integrační		Proporcionální setrv. 1.řádu		Integrační setrv. 1.řádu		Proporcionální setrv. 2.řádu	
	$\frac{k}{T_1 s} e^{-T_d s}$		$\frac{k}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$		$\frac{k}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$		$\frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$	
Metoda požadovaného modelu	Ano	P	Ano	-PI (PS)	Ano	PD	Ano	-PID -(PSD)
Metoda násobného dominantního pólu	Ne		Ano	I -PI PID	Ano	P PD	Ne	
„Univerzální“ experimentální metoda	Ano	P PI PID	Ano	P -PI PID	Ano	P PI PID	Ne	

Tab.5-1 Vhodnost metod pro daný typ soustav.

Z tabulky je patrné, že pro porovnání výstupních charakteristik všech tří metod je optimální použít regulátor PI a proporcionální regulovanou soustavu se setrvačností 1. řádu.

Jelikož pro výpočet parametrů číslicového regulátoru lze použít pouze metodu požadovaného modelu, není možné tuto metodu porovnávat s žádnou jinou. Porovnány tedy budou přechodové charakteristiky analogového PID a číslicového PSD regulátoru pro proporcionální regulovanou soustavu se setrvačností 2. řádu, jejichž parametry byly vypočítány metodou požadovaného modelu.

5.2 Výpočet parametrů PI regulátoru

Pro vybrané přenosy (5.1 až 5.4) byly vypočteny hodnoty stavitelných parametrů PI regulátoru postupně pro všechny tři metody (metoda požadovaného modelu, metoda násobného dominantního pólu a „univerzální“ experimentální metoda) tab. 5-2 a tab. 5-3. Pro metodu požadovaného modelu a „univerzální“ experimentální metodu byly hodnoty vypočteny jak pro relativní překmit $\kappa = 0,0$ (0%), tak pro relativní překmit $\kappa = 0,2$ (20%). Tyto vypočtené parametry budou postupně zadány do modelu vytvořeném v programu Matlab – Simulink, který vykreslí jejich přechodové charakteristiky.

$$G_s(s) = \frac{2}{8s+1} e^{-6s} \quad (5.1)$$

$$G_s(s) = \frac{1}{4s+1} e^{-18s} \quad (5.2)$$

$$G_s(s) = \frac{1}{2s+1} e^{-3s} \quad (5.3)$$

$$G_s(s) = \frac{2}{14s+1} e^{-16s} \quad (5.4)$$

Metody	$\frac{2}{8s+1} e^{-6s}$		$\frac{1}{4s+1} e^{-18s}$	
Metoda požadovaného modelu	$k = 2; T_1 = 8s; T_d = 6s$		$k = 1; T_1 = 4s; T_d = 18s$	
	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$
	$T_I^* = 8s$	$T_I^* = 8s$	$T_I^* = 4s$	$T_I^* = 4s$
	$a = 0,061$	$a = 0,116$	$a = 0,02$	$a = 0,039$
Metoda násobného dominantního pólu	$k = 2; T_1 = 8s; T_d = 6s$		$k = 1; T_1 = 4s; T_d = 18s$	
	$s_3^* = -0,153$		$s_3^* = -0,088$	
	$r_0^* = 0,252$		$r_0^* = 0,15$	
	$T_I^* = 8,24s$		$T_I^* = 6,09s$	
„Univerzální“ experimentální metoda	$k = 2; T_1 = 8s; T_d = 6s$		$k = 1; T_1 = 4s; T_d = 18s$	
	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$
	$r_0^* = 0,233$	$r_0^* = 0,4$	$r_0^* = 0,077$	$r_0^* = 0,133$
	$T_I^* = 9,36s$	$T_I^* = 8,8s$	$T_I^* = 4,68s$	$T_I^* = 4s$

Tab.5-2 Výpočet parametrů PI regulátorů.

Metody	$\frac{1}{2s+1}e^{-3s}$		$\frac{2}{14s+1}e^{-16s}$	
Metoda požadovaného modelu	$k = 1; T_1 = 2s; T_d = 3s$		$k = 2; T_1 = 14s; T_d = 16s$	
	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$
	$T_I^* = 2s$	$T_I^* = 2s$	$T_I^* = 14s$	$T_I^* = 14s$
	$a = 0,123$	$a = 0,232$	$a = 0,023$	$a = 0,043$
	$r_0^* = 0,246$	$r_0^* = 0,464$	$r_0^* = 0,161$	$r_0^* = 0,301$
Metoda násobného dominantního pólu	$k = 1; T_1 = 2s; T_d = 3s$		$k = 2; T_1 = 14s; T_d = 16s$	
	$s_3^* = -0,383$		$s_3^* = -0,066$	
	$r_0^* = 0,253$		$r_0^* = 0,16$	
	$T_I^* = 2,01s$		$T_I^* = 13,7s$	
„Univerzální“ experimentální metoda	$k = 1; T_1 = 2s; T_d = 3s$		$k = 2; T_1 = 14s; T_d = 16s$	
	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$
	$r_0^* = 0,233$	$r_0^* = 0,4$	$r_0^* = 0,153$	$r_0^* = 0,263$
	$T_I^* = 2,34s$	$T_I^* = 2s$	$T_I^* = 16,38s$	$T_I^* = 14s$

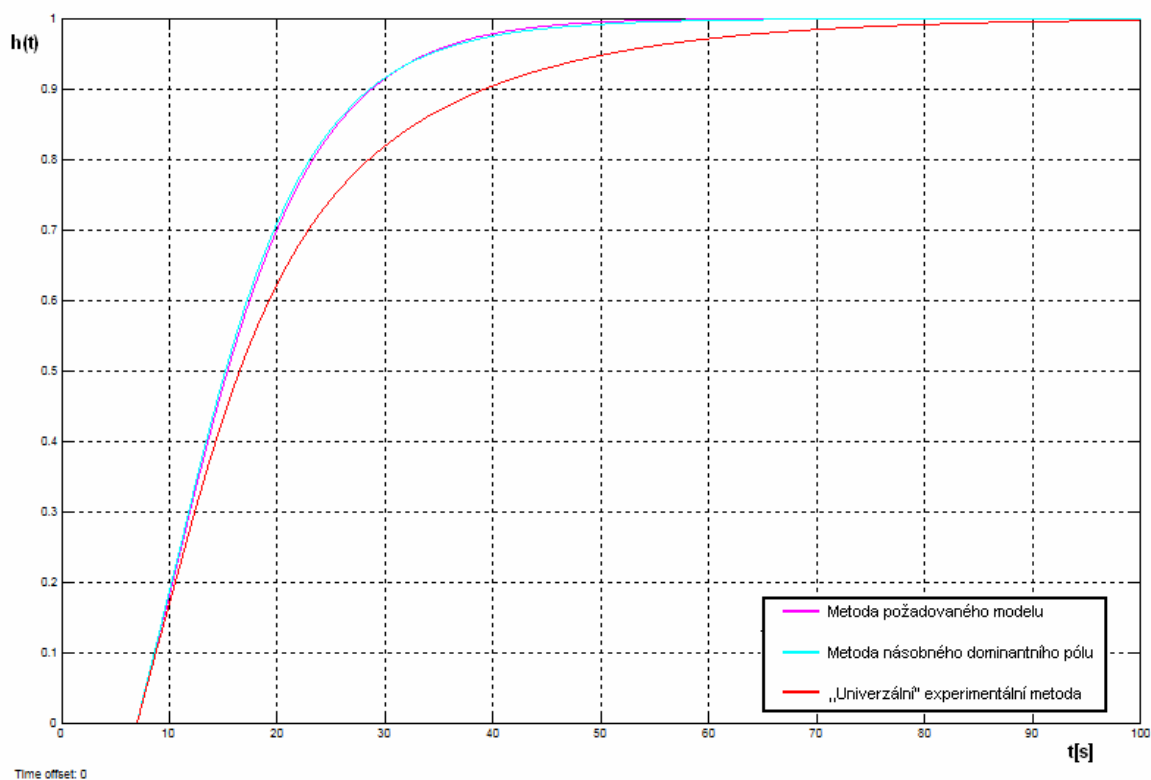
Tab. 5-3 Výpočet parametrů PI regulátorů.

5.3 Grafické vyhodnocení parametrů PI regulátoru

Tato kapitola obsahuje srovnání přechodových charakteristik regulačních obvodů o přenosech (5.1) až (5.4) a PI regulátoru, jehož stavitelné parametry byly vypočteny postupně metodou požadovaného modelu, metodou násobného dominantního pólu a „univerzální“ experimentální metodou.

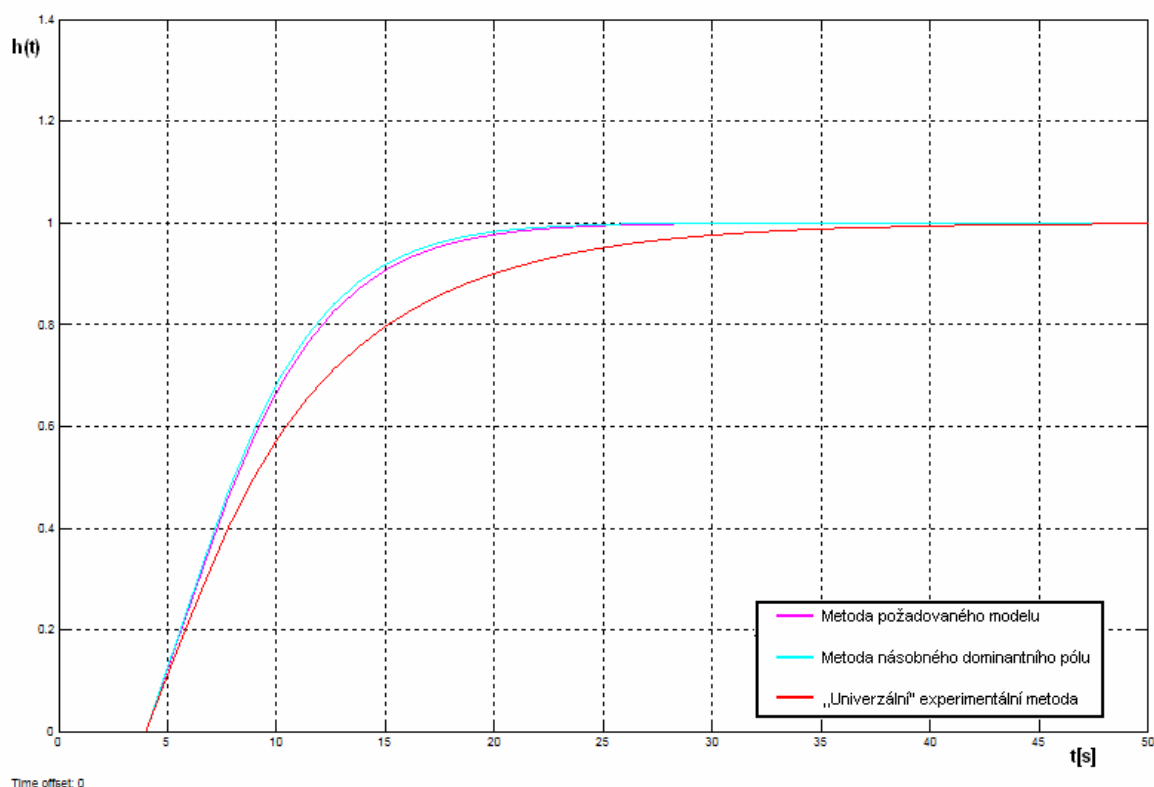
5.3.1 PI regulátor s relativním překmitem 0%

Na obr. 5-1 jsou pro srovnání ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu (5.1) seřízeného metodou požadovaného modelu MPM – fialová, metodou násobného dominantního pólu MNDP – modrá a „univerzální“ experimentální metodou UEM – červená. Z jejich průběhů je zřejmé, že pro přenos (5.1) je průběh přechodových charakteristik pro MPM a MNDP téměř shodný, čas ustálení je u těchto průběhů $t_u \approx 35\text{s}$, kdežto UEM je podstatně nepřesnější, čas ustálení se blíží k $t_u \approx 55\text{s}$. Jsou skutečně bez překmitu, jak bylo požadováno.

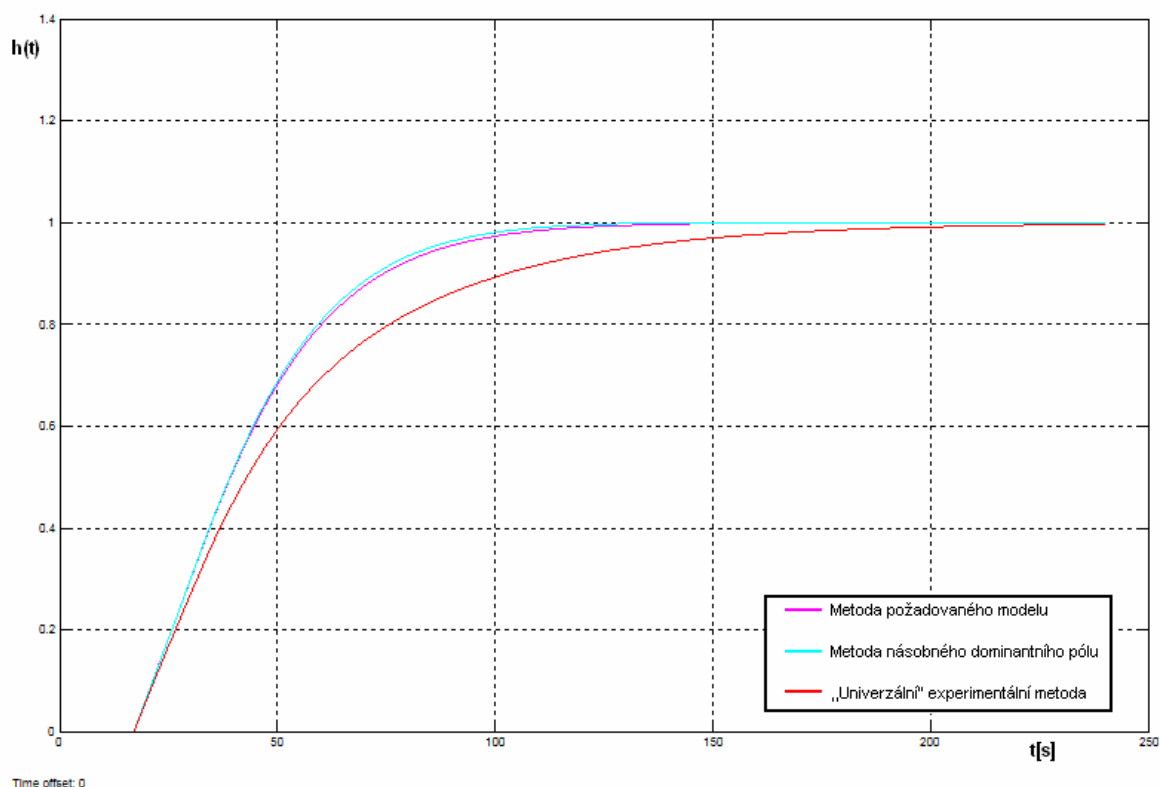


Obr. 5-1 Přechodová charakteristika soustavy o přenosu (5.1).

Na obr. 5-2 jsou pro srovnání ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu (5.2) seřízeného metodou požadovaného modelu MPM – fialová, metodou násobného dominantního pólu MNDP – modrá a „univerzální“ experimentální metoda UEM – červená. Z jejich průběhů je zřejmé, že pro přenos (5.1) je průběh přechodové charakteristiky pro MNDP nejpřesnější, čas ustálení je u tohoto průběhu nejkratší, $t_u \approx 80s$, pro MPM je čas ustálení $t_u \approx 100s$, pro UEM je přechodová charakteristika opět nejnejpřesnější, čas ustálení se blíží k $t_u \approx 140s$. Jsou skutečně bez překmitu, jak bylo požadováno.

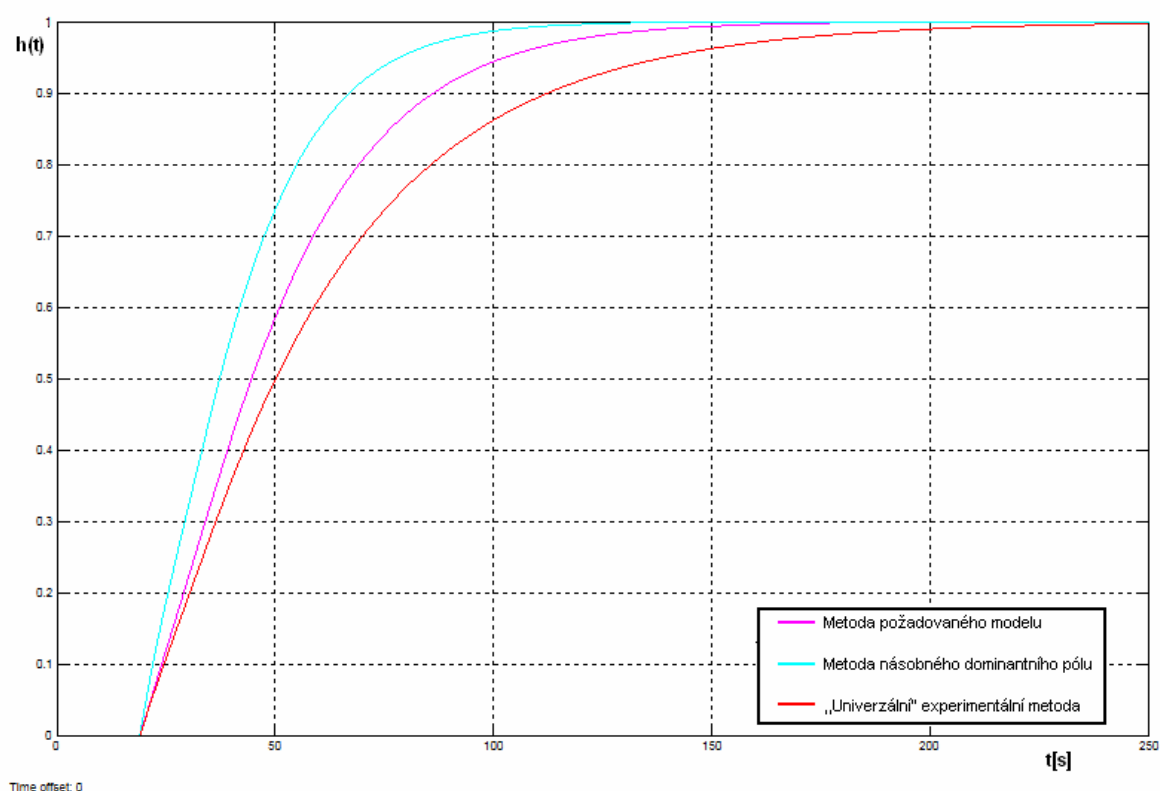


Obr. 5-2 Přechodová charakteristika soustavy o přenosu (5.2).



Obr. 5-3 Přejchodová charakteristika soustavy o přenosu (5.3).

Na obr. 5-3 jsou pro srovnání ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu (5.3) seřazeného metodou požadovaného modelu MPM – fialová, metodou násobného dominantního pólu MNDP – modrá a „univerzální“ experimentální metoda UEM – červená. Z jejich průběhů je zřejmé, že pro přenos (5.3) jsou průběhy přechodových charakteristik obdobné jako u přenosu (5.1). Pro MPM a MNDP je průběh téměř shodný, čas ustálení je u těchto průběhů $t_u \approx 18\text{s}$, kdežto UEM je podstatně nepřesnější, čas ustálení se blíží k $t_u \approx 23\text{s}$. Jsou skutečně bez překmitu, jak bylo požadováno.



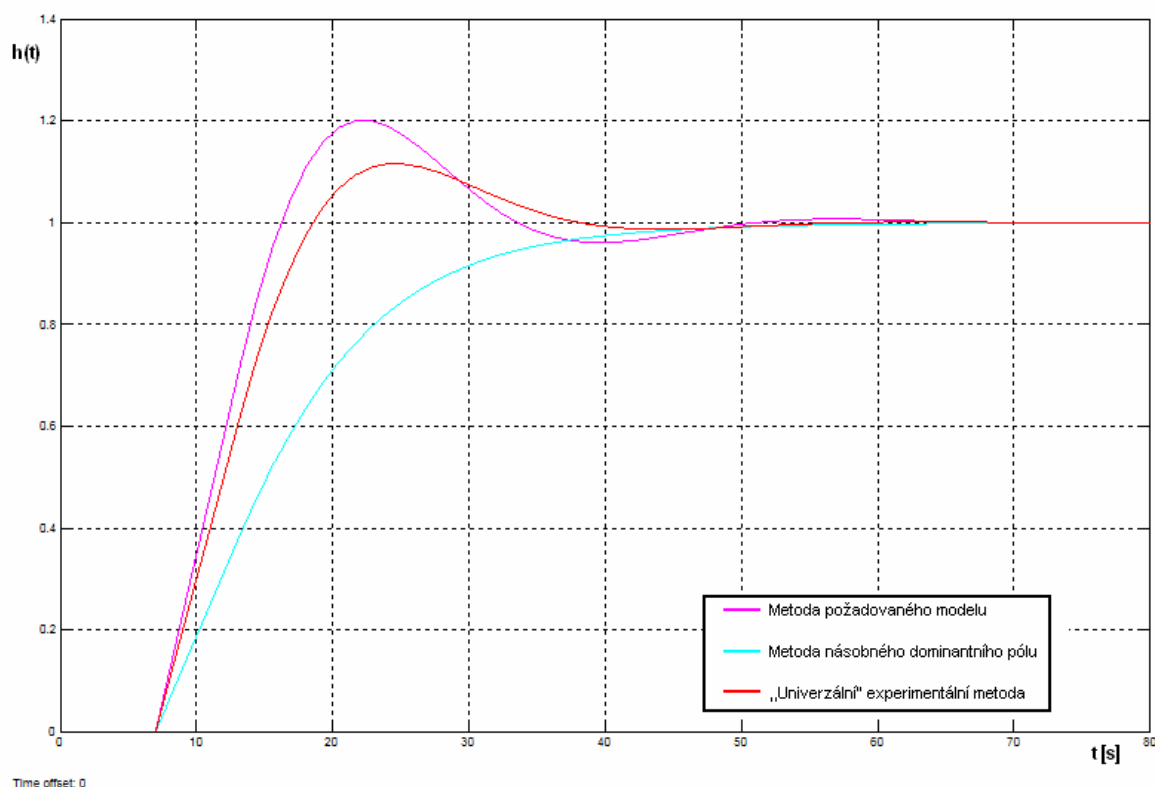
Obr. 5-4 Přechodová charakteristika soustavy o přenosu (5.4).

Na obr. 5-4 jsou pro srovnání ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu (5.4) seřízeného metodou požadovaného modelu MPM – fialová, metodou násobného dominantního pólu MNDP – modrá a „univerzální“ experimentální metoda UEM – červená. Z jejich průběhů je zřejmé, že pro přenos (5.4) jsou průběhy přechodových charakteristik obdobné jako u přenosu (5.1) a (5.3). Pro MPM a MNDP je průběh téměř shodný, ovšem MNDP je u všech průběhů přesnější, čas ustálení je u těchto průběhů $t_u \cong 90s$, kdežto UEM je podstatně nepřesnější, čas ustálení se blíží k $t_u \cong 150s$. Jsou skutečně bez překmitu, jak bylo požadováno.

5.3.2 PI regulátor s relativním překmitem 20%

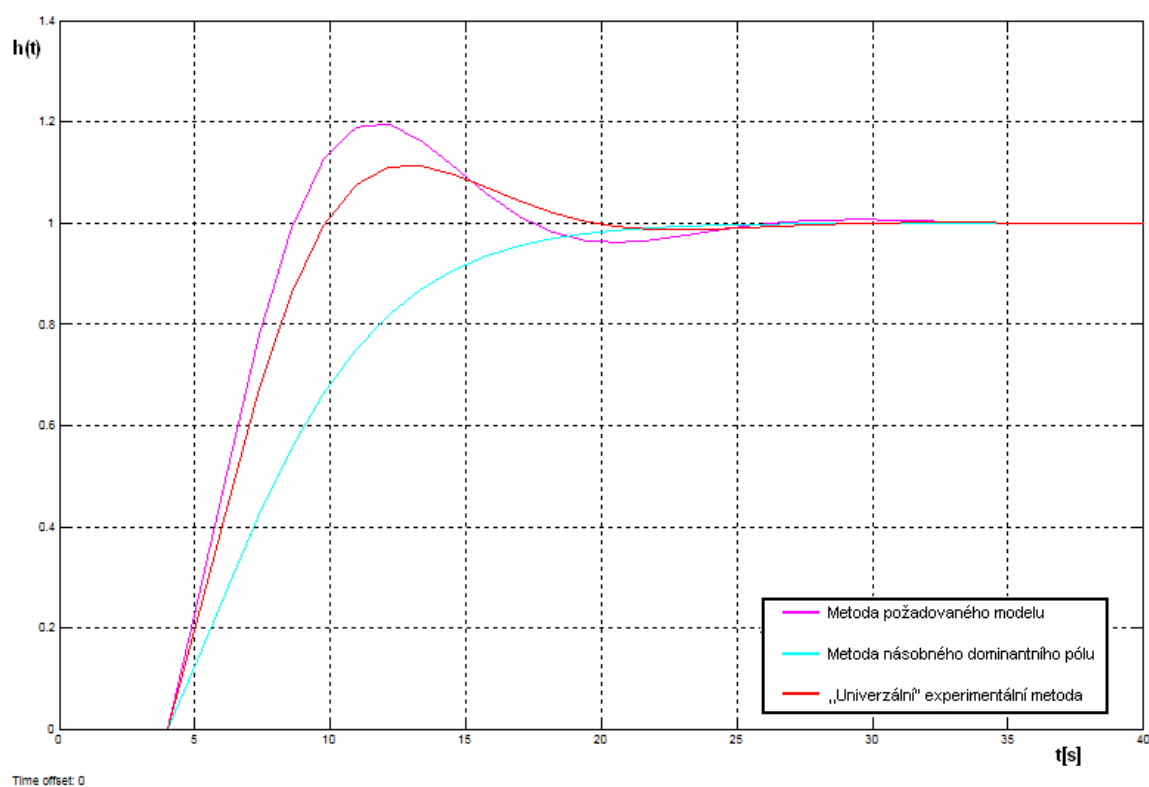
Na obr. 5-5 až obr. 5-8 jsou pro srovnání ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu (5.1) s relativním překmitem $\kappa = 0,2$ (20%) seřízeného metodou požadovaného modelu MPM – fialová a „univerzální“ experimentální metodou UEM – červená. Metoda násobného dominantního pólu MNDP – modrá počítá s nulovým relativním překmitem (avšak může se v přechodové charakteristice objevit), její parametry jsou tudíž zadány obdobně jak v kapitole 5.3.1. Jelikož byla MNDP v této kapitole nejpresnější, je patrný rozdíl v průbězích regulace s relativním překmitem a bez překmitu.

Z obr.5-5 je zřejmé, že průběh přechodové charakteristiky pro MPM je přesnější, relativní překmit v první fázi je $\kappa = 0,2$, tato metoda je přesnější, a zároveň rychlejší, ustálení proběhne v $t_u \cong 31s$, pro UEM je přechodová charakteristika nepřesnější, překmit je sice menší než $\kappa = 0,2$, ale doba ustálení je delší $t_u \cong 33s$.

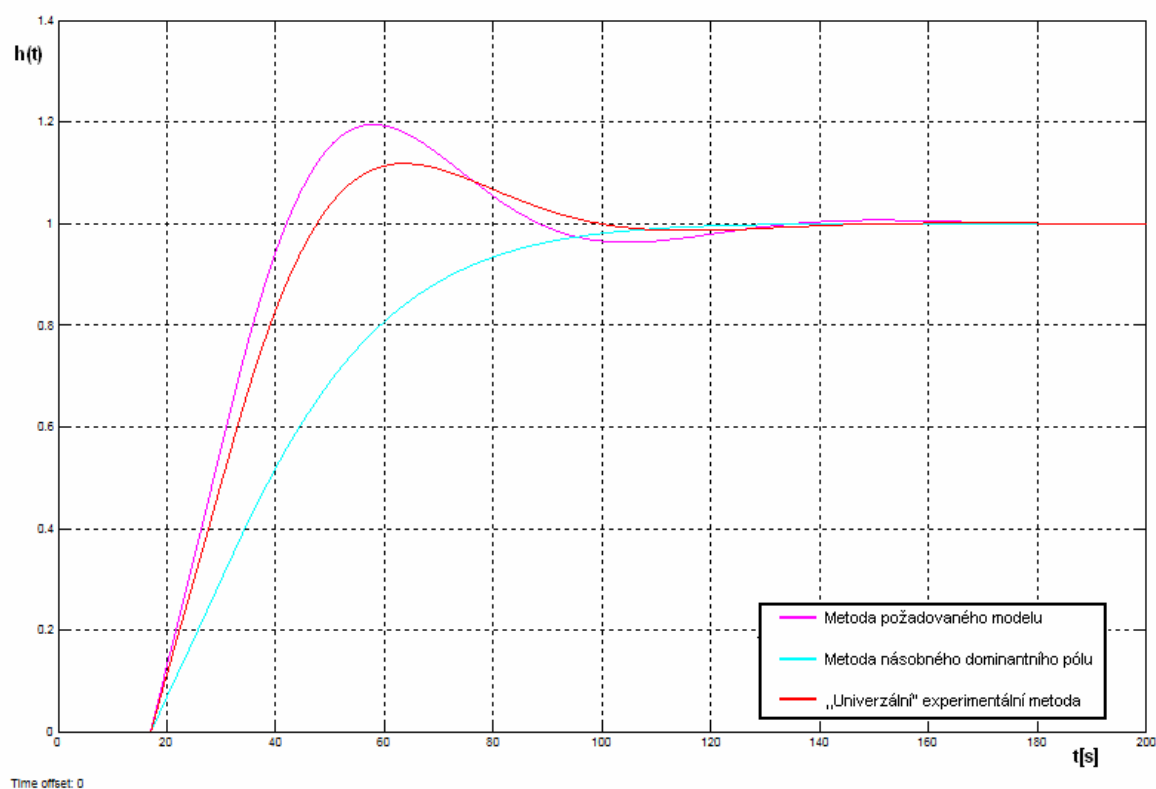


Obr. 5-5 Přechodová charakteristika soustavy o přenosu (5.1) s $\kappa = 20\%$.

Z obr. 5-6 je zřejmé, že průběh přechodové charakteristiky pro MPM je opět přesnější, relativní překmit v první fázi je $\kappa = 0,2$, a zároveň doba ustálení je rychlejší, proběhne v $t_u \cong 16,5s$, pro UEM je přechodová charakteristika nepřesnější, překmit je sice menší než $\kappa = 0,2$, ale doba ustálení je delší $t_u \cong 17,5s$.

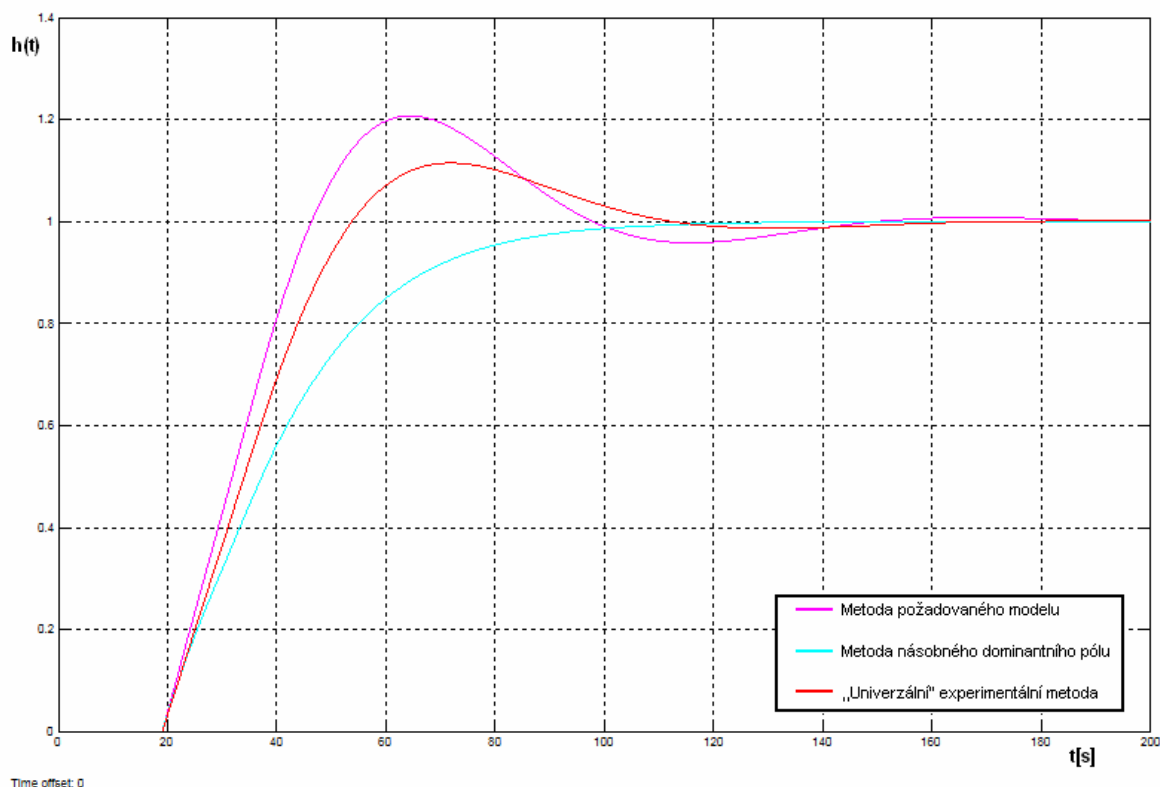


Obr. 5-6 Přechodová charakteristika soustavy o přenosu (5.2) s $\kappa = 20\%$.



Obr. 5-7 Přechodová charakteristika soustavy o přenosu (5.3) s $\kappa = 20\%$.

Z obr. 5-7 je zřejmé, že průběh přechodové charakteristiky pro MPM je opět přesnější, relativní překmit v první fázi je $\kappa = 0,2$, a v tomto případě je doba ustálení delší, proběhne v $t_u \approx 105s$, pro UEM je regulace opět nepřesnější, překmit je menší než $\kappa = 0,2$ a doba ustálení je kratší $t_u \approx 90s$.



Obr. 5-8 Přechodová charakteristika soustavy o přenosu (5.4) s $\kappa = 20\%$.

Z obr. 5-8 je zřejmé, že průběh přechodové charakteristiky pro MPM je opět přesnější, relativní překmit v první fázi lehce překračuje $\kappa = 0,2$, a v tomto případě je doba ustálení stejně jak na obr. 5-7 delší, proběhne v $t_u \approx 116s$, pro UEM je regulace nepřesnější, překmit je menší než $\kappa = 0,2$ avšak doba ustálení je kratší $t_u \approx 95s$.

5.4 Výpočet parametrů PID/PSD regulátoru

Pro vybrané přenosy (5.5 a 5.6) byly vypočteny hodnoty stavitelných parametrů pro analogový regulátor PID a číslicový regulátor PSD metodou požadovaného modelu tab. 5-4. Pro oba typy regulátorů byly parametry vypočteny opět jak pro relativní překmit $\kappa = 0,0$ (0%), tak pro relativní překmit $\kappa = 0,2$ (20%), tyto vypočtené parametry budou postupně zadány do modelu vytvořeném v programu Matlab – Simulink, který vykreslí jejich přechodové charakteristiky.

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

$$G_s(s) = \frac{1}{(5s+1)(4s+1)} e^{-12s} \quad (5.6)$$

Typ regulátoru	$G_s(s) = \frac{2}{(4s+1)(2s+1)} e^{-4s}$		$G_s(s) = \frac{1}{(5s+1)(4s+1)} e^{-12s}$	
PID	$T = 0; T_1 = 4s; T_2 = 2s; T_d = 4s; k = 2$		$T = 0; T_1 = 5s; T_2 = 4s; T_d = 12s; k = 1$	
	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$
	$T_I^* = 6s$	$T_I^* = 6s$	$T_I^* = 9s$	$T_I^* = 9s$
	$a = 0,092$	$a = 0,174$	$a = 0,031$	$a = 0,058$
	$r_0^* = 0,276$	$r_0^* = 0,522$	$r_0^* = 0,279$	$r_0^* = 0,522$
PSD	$T = 1; T_1 = 4s; T_2 = 2s; T_d = 4s; k = 2$		$T = 2; T_1 = 5s; T_2 = 4s; T_d = 12s; k = 1$	
	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$	$\kappa = 0,0$	$\kappa = 0,2$
	$T_I^* = 5s$	$T_I^* = 5s$	$T_I^* = 7s$	$T_I^* = 7s$
	$a = 0,082$	$a = 0,154$	$a = 0,028$	$a = 0,053$
	$r_0^* = 0,205$	$r_0^* = 0,385$	$r_0^* = 0,199$	$r_0^* = 0,373$
	$T_D^* = 1,083s$	$T_D^* = 1,083s$	$T_D^* = 1,722s$	$T_D^* = 1,722s$

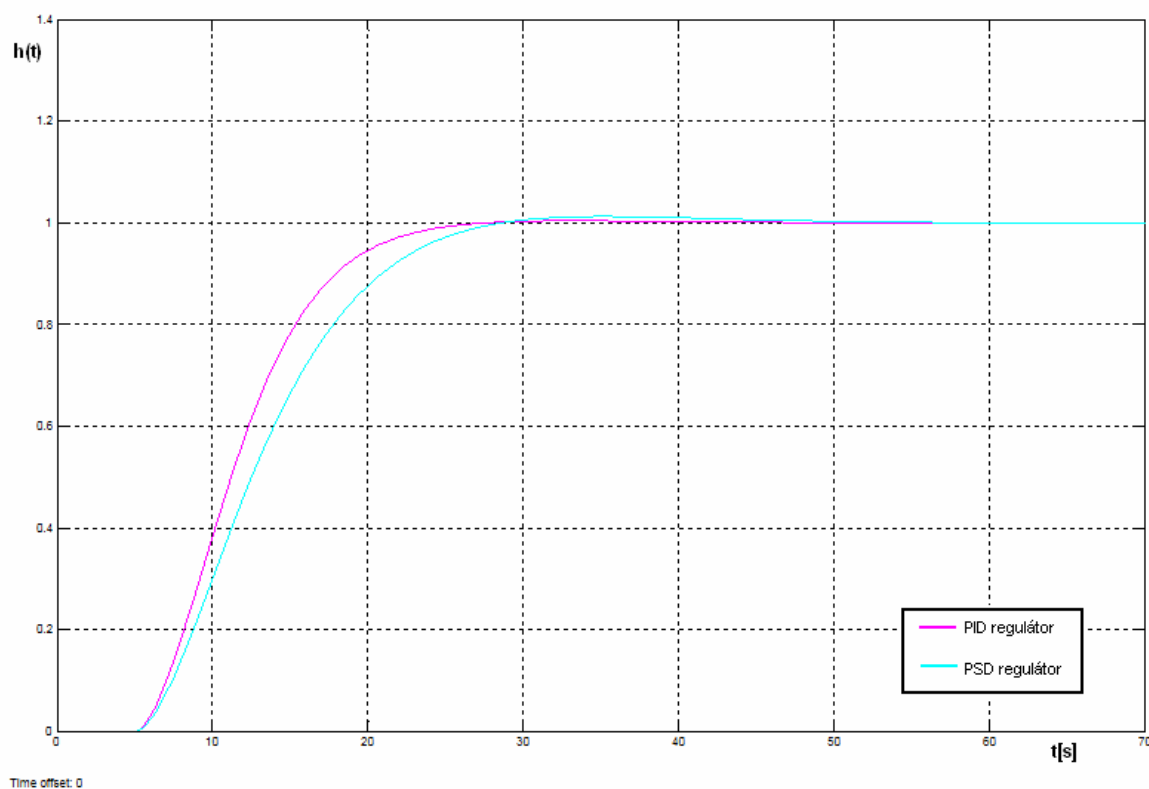
Tab. 5-4 Výpočet parametrů PID a PSD regulátorů.

5.5 Grafické vyhodnocení parametrů PID/PSD regulátorů

Tato kapitola obsahuje srovnání přechodových charakteristik regulačních obvodů o přenosech (5.5) a (5.6). V prvním byl použit PID regulátor a ve druhém PSD regulátor, jehož stavitelné parametry byly vypočteny metodou požadovaného modelu.

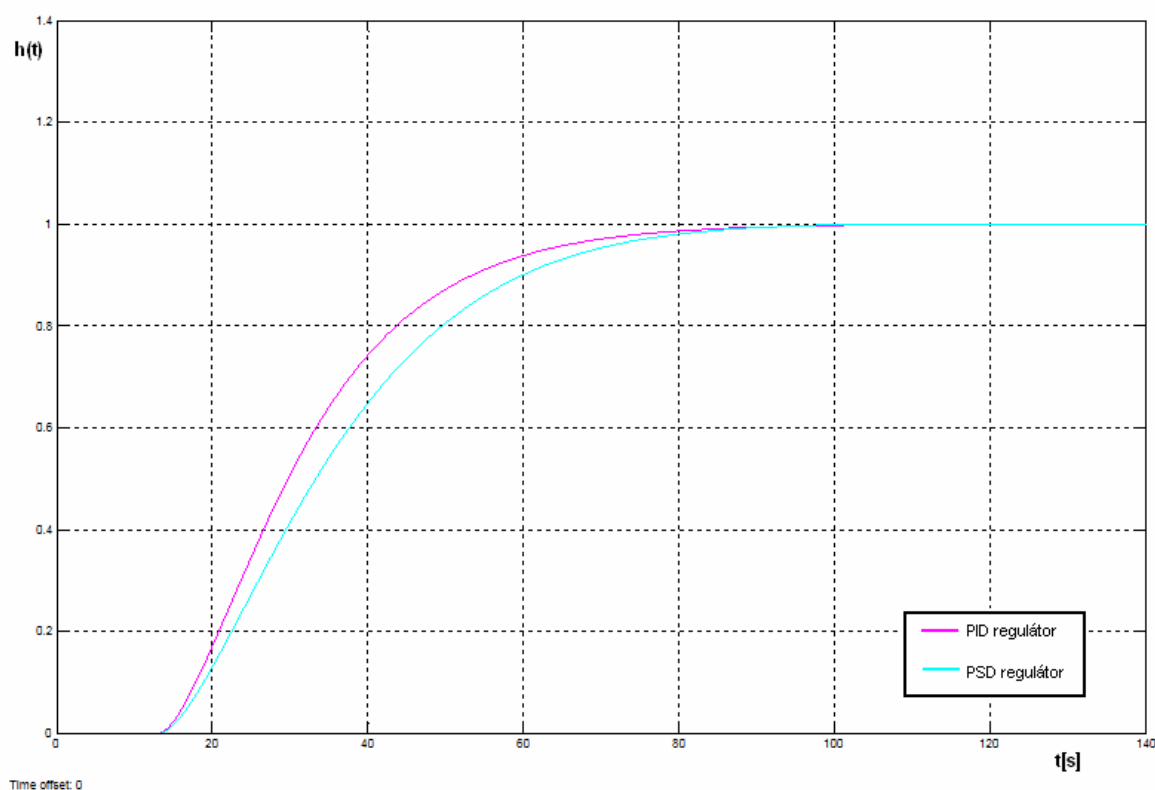
5.5.1 PID/PSD regulátory s relativním překmitem 0%

Na obr. 5-9 jsou pro srovnání ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu (5.5) seřízené metodou požadovaného modelu pro PID regulátor – fialová a PSD regulátor - modrá. Z jejich průběhů je patrné, že průběh přechodové charakteristiky pro analogový PID regulátor je přesnější a bez překmitu, čas ustálení je u tohoto průběhu $t_u \cong 22\text{s}$. Pro číslicový PSD regulátor je čas ustálení téměř dvojnásobný $t_u \cong 25\text{s}$ a objevuje se překmit.



Obr. 5-9 Přechodová charakteristika soustavy o přenosu (5.5).

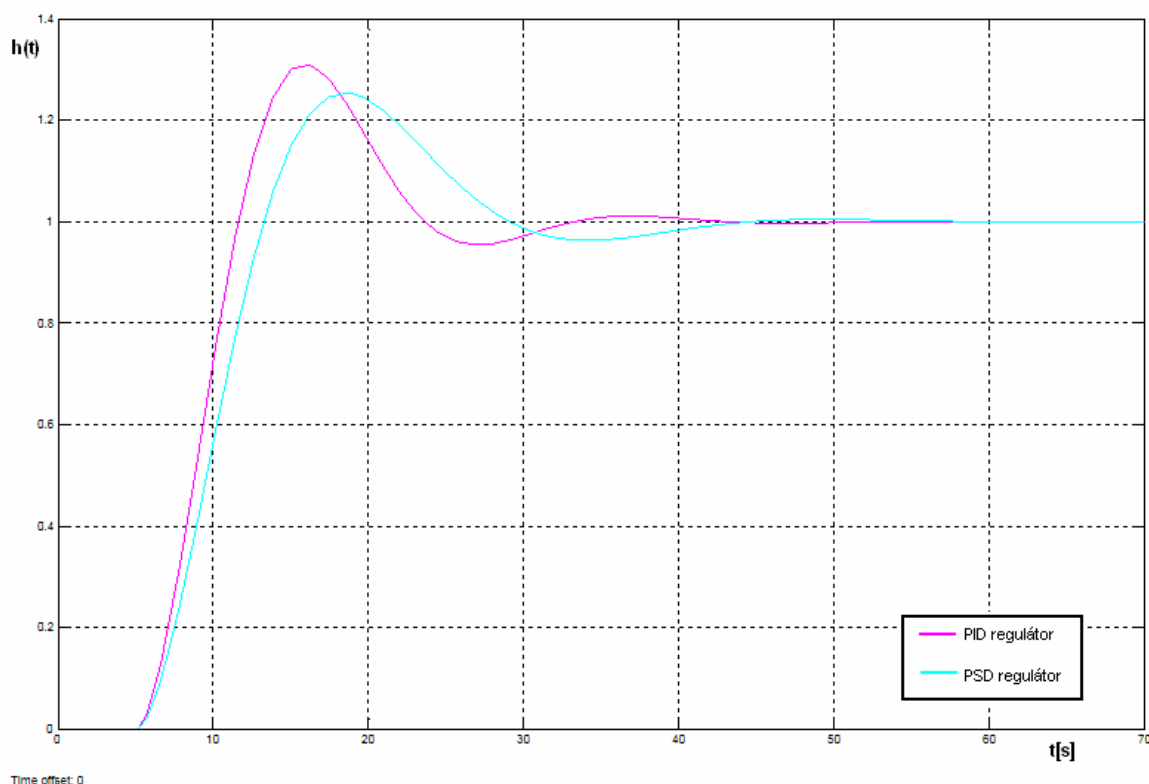
Na obr. 5-10 jsou pro srovnání ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu (5.6) seřízené metodou požadovaného modelu pro PID regulátor – fialová a PSD regulátor - modrá. Z jejich průběhů je patrné, že průběh přechodové charakteristiky pro analogový PID regulátor je přesnější, čas ustálení je u tohoto průběhu téměř shodný $t_u \approx 78\text{s}$. Jsou skutečně bez překmitu, jak bylo požadováno.



Obr. 5-10 Přechodová charakteristika soustavy o přenosu (5.6).

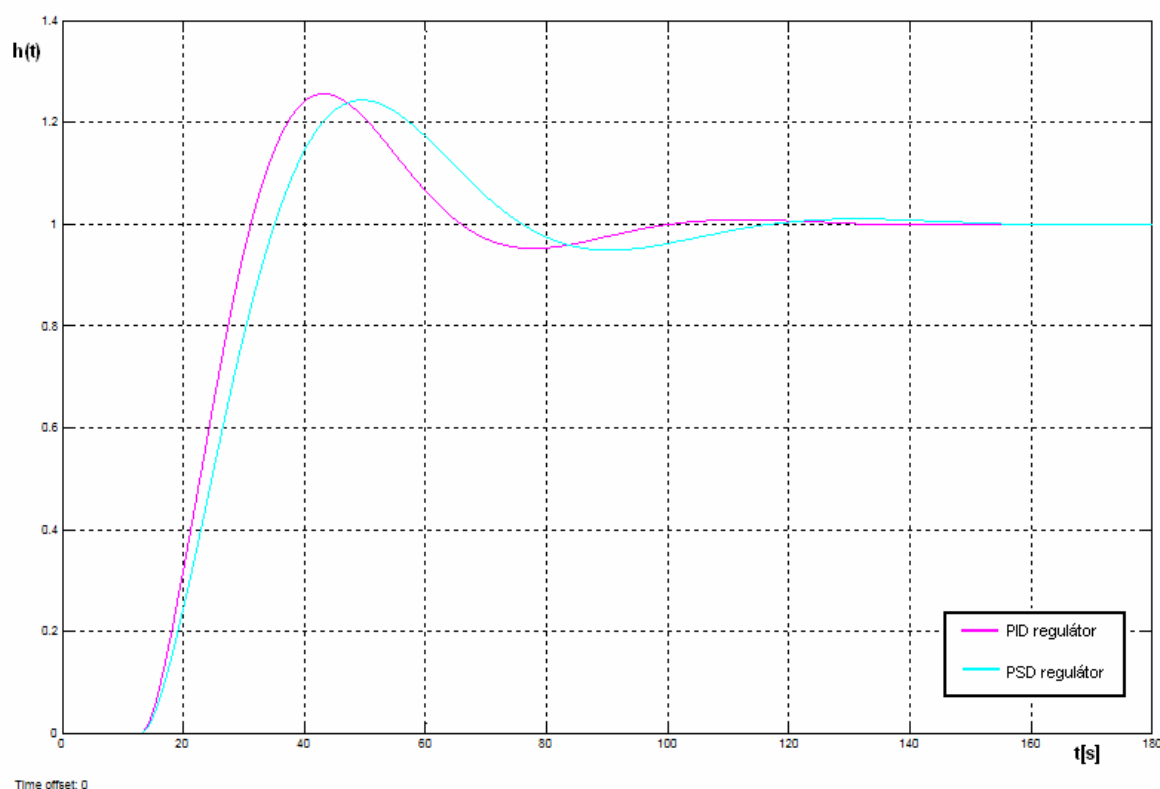
5.5.2 PID/PSD regulátory s relativním překmitem 20%

Na obr. 5-11 jsou pro srovnání ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu (5.5) s relativním překmitem $\kappa = 0,2$ (20%) seřízené metodou požadovaného modelu pro PID regulátor – fialová a PSD regulátor – modrá. Z jejich průběhů je patrné, že pro analogový PID regulátor je relativní překmit větší než $\kappa = 0,2$, čas ustálení je u tohoto průběhu kratší $t_u \cong 23s$. Pro číslicový PSD regulátor je opět relativní překmit větší než $\kappa = 0,2$, čas ustálení je delší $t_u \cong 27s$.



Obr. 5-11 Přechodová charakteristika soustavy o přenosu (5.5) s $\kappa = 20\%$.

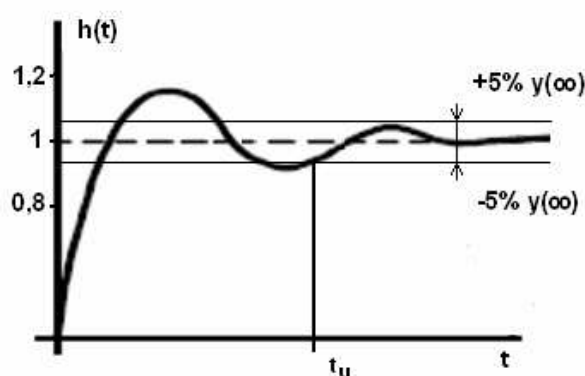
Na obr. 5-12 jsou pro srovnání ukázány průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu o přenosu (5.6) s relativním překmitem $\kappa = 0,2$ (20%) seřízené metodou požadovaného modelu pro PID regulátor – fialová a PSD regulátor – modrá. Z jejich průběhů je patrné, že pro analogový PID regulátor je relativní překmit větší než $\kappa = 0,2$, čas ustálení je u tohoto průběhu kratší $t_u \cong 61s$. Pro číslicový PSD regulátor je opět relativní překmit větší než $\kappa = 0,2$, čas ustálení je delší $t_u \cong 71s$.



Obr. 5-12 Přeběžná charakteristika soustavy o přenosu (5.6) s $\kappa = 20\%$.

Určení doby regulace

Doby regulace byly odečteny z přechodových charakteristik v programu Matlab – Simulink podle obr. 5-13. Je určeno, že regulace, probíhá, dokud se přechodová charakteristika neustálí v pásmu -5% až $+5\%$ od hodnoty ustálení $y(\infty)$ (v našem případě 1). Čas t_u , kde se přechodová charakteristika začne ustalovat. V tomto pásmu regulace končí.



Obr. 5-13 Určení doby regulace.

6 ZÁVĚR

Bakalářská práce pojednává o řízení nekmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním, zabývá se výběrem vhodných metod pro určení parametrů regulátorů, a to jak spojitých, tak i číslicových.

První a druhá kapitola je věnována teorii k regulovaným soustavám, je zde vysvětleno, co jsou regulované soustavy, jaké známe typy regulovaných soustav, co to je dopravní zpoždění a jak se projeví na přechodové charakteristice. Také je zde vysvětlena podstata úpravy vyjádření přenosů řízení, na kterou můžeme narazit.

Třetí kapitola je věnována samotným metodám pro určení parametrů spojitých i číslicových regulátorů, je-li řízena nekmitavá regulovaná soustava s dopravním zpožděním. Metody jsou zde popsány, u každé je uveden postup, jak vypočítat parametry pro daný typ regulátoru a také jsou zde uvedeny vzorové příklady ke každé metodě znázorňující výpočet parametrů regulátorů.

V další kapitole je popsáno programové vybavení, které bylo při práci použito. Jedná se o program Matlab – Simulink, v němž byly vytvořeny modely pro vykreslení přechodových charakteristik, jsou zde popsány funkční bloky, které se v modelu nachází a způsob zadávání vypočtených parametrů do modelu.

Poslední kapitola je určena konečnému vyhodnocení výsledků. V první části byla navržena tabulka vhodnosti daných metod pro určitý typ přenosů a vhodnost typu regulátoru. Pomocí této tabulky bylo určeno, že pro všechny metody výpočtu parametrů je možno použít spojitý PI regulátor při použití proporcionální regulované soustavy se setrvačností prvního řádu. Jelikož lze parametry číslicového regulátoru pro nekmitavou regulovanou soustavu s dopravním zpožděním vypočítat pouze metodou požadovaného modelu, bylo zvoleno, že číslicový PSD regulátor bude porovnán se spojitým PID regulátorem při použití proporcionální regulované soustavy se setrvačností druhého řádu. Byly vybrány vzorové typy přenosů, pro které byly vypočítány parametry regulátorů, a to pro relativní překmit 0% a relativní překmit 20%. Tyto parametry byly zadány do vytvořeného modelu v programu Matlab – Simulink, který ke každému typu přenosu vykreslil přechodovou charakteristiku.

Metodu násobného dominantního pólu bych hodnotil jako nejpřesnější a nejvýhodnější pro řízení nekmitavých regulovaných soustav s dopravním zpožděním, avšak početně je tato metoda nejsložitější. Jako výhodná vychází i metoda násobného dominantního pólu, u níž je regulace méně přesnější, ale početně výhodnější. Nejméně přesná, ale zato nejjednodušší metoda početně, je „univerzální“ experimentální metoda.

Pokud je srovnán průběh přechodových charakteristik pro spojitý PID regulátor a číslicový PSD regulátor, tak regulace při použití PID regulátoru je rychlejší a přesnější, avšak tohle zjištění není až tak důležité, vzhledem k použití těchto typů regulátorů.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] ŠULC, Bohumil; VÍTEČKOVÁ, Miluše. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Praha : Vydavatelství ČVUT, 2004. 333s. ISBN 80-01-03007-5.
- [2] VÍTEČKOVÁ, Miluše; VÍTEČEK, Antonín. *Základy automatické regulace*. Ostrava: VŠB-Technická univerzita Ostrava, 2006. 198s. ISBN 80-248-1068-9.
- [3] ŠVARC, Ivan; ŠEDA, Miloš; VÍTEČKOVÁ, Miluše. *Automatické řízení*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 2007. 324s. ISBN 978-80-214-3491-2.
- [4] VÍTEČKOVÁ, Miluše. *Regulace soustav s dopravním zpožděním*. Praha: Masarykova akademie práce, 2001. str.43. – 46. ISBN 80-902131-6-2.
- [5] VÍTEČKOVÁ, Miluše; VÍTEČEK, Antonín. *Seřizování regulátorů metodou násobných dominantních pólů pro nekmitavé regulované soustavy s dopravním zpožděním*. Pardubice: Technická univerzita, 2001. ISBN 80-227-1542-5.
- [6] VÍTEČKOVÁ, Miluše; VÍTEČEK, Antonín. *Metoda násobných dominantních pólů a její ověření*. Kouty nad Desnou: Univerzita Pardubice, 2002. ISBN 80-7149-452-1.
- [7] VÍTEČKOVÁ, Miluše; VÍTEČEK, Antonín. *Nová analytická metoda seřizování regulátorů pro proporcionální nekmitavé regulované soustavy s dopravním zpožděním*. Academia Centrum, Zlín, 2002. ISBN 80-7318-074-X.
- [8] ŠVARC, Ivan. *Automatizace - automatické řízení*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2005. 262 s. ISBN 80-214-2943-7.
- [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 bakalářské práce je CD obsahující:

- Bakalářská práce ve formátu Adobe Acrobat (PDF)
- Bakalářská práce ve formátu Microsoft Word (DOC)
- Přechodové charakteristiky (BMP)