



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

NÁVRH REGULÁTORŮ PRO REGULOVANÉ SOUSTAVY S MALÝMI ČASOVÝMI KONSTANTAMI

CONTROLLERS DESIGN FOR PLANTS WITH SMALL TIME CONSTANTS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

IVAN ROZMAHEL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. OLGA DAVIDOVÁ, Ph.D.

BRNO 2010

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství

Ústav automatizace a informatiky

Akademický rok: 2009/10

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

student(ka): Rozmahel Ivan

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:

Návrh regulátorů pro regulované soustavy s malými časovými konstantami

v anglickém jazyce:

Controllers design for plants with small time constants

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Některé regulované soustavy jsou charakteristické svými malými časovými konstantami. Jedná se o tzv. rychlé děje. Pro tento typ regulovaných soustav budou navrženy vhodné regulátory.

Cíle bakalářské práce:

- Vyberte metody, které budou použity pro návrh regulátorů
- Popište tyto metody
- Pro regulované soustavy s různými velikostmi malých časových konstant navrhnete vhodné typy regulátorů a jejich parametry
- S použitím Simulinku namodelujte regulační průběhy
- Proveďte vyhodnocení regulačních průběhů 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, Fakulta strojního inženýrství, 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 2009/10.

V Brně, dne 19.11.2009

L.S.



prof. 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 návrhem a nastavením spojitých regulátorů pro regulované soustavy s malými časovými konstantami. Byly navrženy regulované obvody s různými typy regulátorů a s různým nastavením jejich parametrů. Nastavení parametrů bylo provedeno pomocí metod syntézy regulačního obvodu. Tyto vypočtené parametry byly porovnány a vyhodnoceny z hlediska přesnosti a kvality regulace.

ABSTRACT

The main reason of this project is to set up and to propose continuous controllers for process with small time responses. The regulated circuits with different type of regulators and its different settings were proposed in this project. These parameters were set up with method synthesis. These calculation were compared and evaluated as regards to control accuracy and quality.

KLÍČOVÁ SLOVA

Regulovaná soustava, regulátor, časová konstanta

KEYWORDS

Plant, controller, time response

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych touto cestou poděkoval vedoucí své práce Ing. Olze Davidovové 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. Spojité řízení.....	14
2.1 Regulační obvod	14
2.2 Regulovaná soustava.....	14
2.3 Regulátor.....	14
2.4 Diferenciální rovnice a přenos systému.....	15
2.5 Přenosy regulačního obvodu.....	15
2.6 Typy regulátorů.....	16
2.7 Přenosy regulátorů (ústředních členů).....	16
2.8 Typy regulovaných soustav	17
2.9 Charakteristická rovnice regulačního obvodu	18
2.10 Stabilita regulačního obvodu	18
2.11 Přesnost regulace	18
2.12 Kvalita regulace	19
3. Syntéza	20
3.1 Struktura regulátoru	20
3.2 Metody seřízení analogových regulátorů.....	20
3.2.1 Metoda kritického zesílení regulátoru (Ziegler-Nicholsova).....	20
3.2.2 Seřízení regulátoru podle optimálního modulu	21
4. Praktická část.....	24
4.1 Proporcionální soustava se setrvačností 2. řádu – soustava 1.....	24
4.1.1 Metoda optimálního modulu – soustava 1	24
4.2 Proporcionální soustava se setrvačností 3. řádu – soustava 2.....	26
4.2.1 Metoda Ziegler-Nicholsova – soustava 2	27
4.2.2 Metoda optimálního modulu – soustava 2.....	30
4.3 Integrovaná se setrvačností 2. řádu – soustava 3.....	32
4.3.1 Metoda Ziegler-Nicholsova – soustava 3	33
4.3.2 Metoda optimálního modulu – soustava 3.....	35
4.4 Porovnání metod	36
5. Závěr	38
Seznam použité literatury	39
Přílohy.....	41

Seznam použitých zkratk a symbolů

$A(\omega)$	modul (amplituda) kmitočtového přenosu
a_i	koeficienty levé strany lineární diferenciální rovnice, koeficienty mnohočlenu ve jmenovateli přenosu
b_i	koeficienty pravé strany lineární diferenciální rovnice, koeficienty mnohočlenu v čitateli přenosu
e	regulační odchylka
$e_v(\infty)$	trvalá regulační odchylka způsobená poruchovou veličinou
$e_w(\infty)$	trvalá regulační odchylka způsobená žádanou veličinou
E	obraz regulační odchylky
$G(j\omega)$	frekvenční přenos
G_O	přenos otevřeného regulačního obvodu
$G(s)$	Laplaceův přenos
G_S	přenos regulované soustavy
G_R	přenos regulátoru
G_{vy}	přenos poruchy
G_{wy}, G_w	přenos řízení
L	operátor Laplaceovy transformace
m	řád derivace levé strany diferenciální rovnice
M	stupeň polynomu v čitateli přenosu regulované soustavy,
M_O	polynom čitatele otevřeného obvodu
n	stupeň polynomu ve jmenovateli přenosu regulované soustavy, řád derivace levé strany diferenciální rovnice
N_O	polynom jmenovatele otevřeného obvodu
r_0, k_P	proporcionální konstanta
r_{-1}, k_I	integrační konstanta
r_1, k_D	derivační konstanta
R	regulátor
S	regulovaná soustava
s	komplexní proměnná
T_D	derivační časová konstanta
T_I	integrační časová konstanta
T_k	kritická perioda
T_m, τ_n	časové konstanty přenosu
y	regulovaná veličina
Y	obraz regulované veličiny
u	akční veličina
U	obraz akční veličiny
v	poruchová veličina
V	obraz poruchové veličiny
w	žádaná (řídící) veličina
W	obraz žádané (řídící) hodnoty
κ	relativní překmit

1. Úvod

V regulovaných soustavách jsou používány různé typy regulátoru s možností nastavení jejich stavitelných parametrů podle konkrétní regulované soustavy. V této práci byly navrhovány regulátory pro soustavy s malou časovou konstantou. V praxi jsou to hlavně regulované elektrické obvody. Ke stanovování typů a parametrů regulátorů používáme tzv. syntézu regulačního obvodu. Požadavek regulace bývá nejkratší možná doba regulačního pochodu s co nejmenším přeregulováním, toto jsou však protichůdné požadavky a úkolem syntézy je nalézt mezi těmito požadavky kompromis. K tomuto je popsáno mnoho metod nastavení regulátorů.

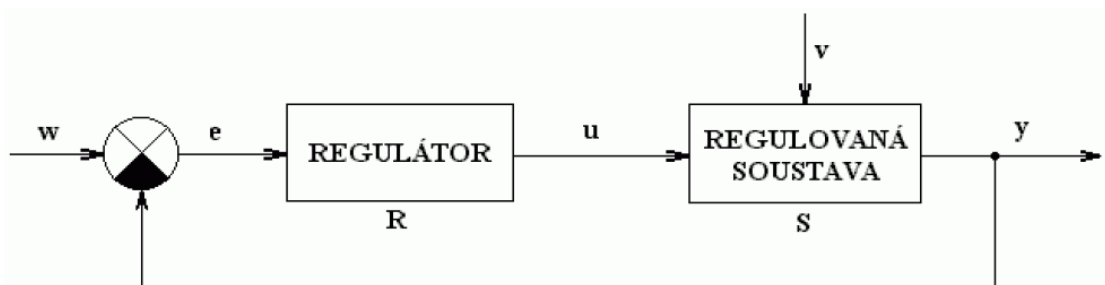
Tato práce je rozdělena do několika hlavních kapitol. První kapitola je samotný úvod, ve druhé kapitole je popsáno nezbytné teoretické minimum pro teorii spojitého řízení. Třetí kapitola se zabývá syntézou regulačního obvodu a jejími dvěma metodami, Ziegler-Nicholsovou metodou kritického zesílení a metodou nastavení podle optimálního modulu. Tyto metody budou popsány a podle nich nastaveny parametry u vybraných regulátorů pro zvolené regulované soustavy s malou časovou konstantou. Tyto regulované soustavy pak budou namodelovány v programu Matlab-Simulink a výsledky průběhů regulačních pochodů budou vyhodnoceny z hlediska kvality a přesnosti regulace v kapitole číslo pět (závěr).

2. Spojité řízení

Řízení se zpětnou vazbou se nazývá regulace. Slouží pro nastavení a udržení technických veličin na požadované hodnotě. V teorii spojitého lineárního řízení se popisuje Laplaceova transformace jako matematický nástroj k řešení lineárních regulačních obvodů. Jsou zde obsaženy způsoby popisu statických i dynamických vlastností členů regulačního obvodu, bloková algebra, metody určování stability regulačních obvodů, některé metody syntézy lineárních regulačních obvodů a způsoby určování kvality regulace a seřizování regulátorů.

2.1 Regulační obvod

Regulační obvod tvoří spojení dvou základních částí: regulované soustavy a regulátoru.



Obr. 1. Blokové schéma uzavřeného regulačního obvodu.

2.2 Regulovaná soustava

Je v systémové interpretaci obvykle zjednodušená, abstrahovaná (modelová) představa o řízeném objektu a v něm probíhajících procesech významných k regulaci. [Šulc, Vítečková, 2004] K vyjádření regulované soustavy se používají vztahy mezi proměnnými reprezentující konkrétní fyzikální veličiny, které mají z hlediska regulace jednoznačnou úlohu: regulovaná veličina y , akční veličina u a poruchové veličiny v . *Regulovaná veličina* y odráží stav regulovaného procesu a na její hodnoty jsou v čase kladeny požadavky. Na požadované hodnotě se regulovaná veličina udržuje změnami *akční veličiny* u . Akční veličina je výstupní veličinou regulátoru, který ji přiřadí hodnotu dle své struktury a nastavení. *Poruchové veličiny* v nežádoucím a nepředvídatelným způsobem ovlivňují regulovanou veličinu, způsobují tzv. poruchy, které lze odstranit změnami akční veličiny.

2.3 Regulátor

Regulátor si můžeme představit jako systém, jehož výstupem jsou takové změny akční veličiny (akční zásahy), které vedou k odstraňování regulační odchylky e vytvářené jako rozdíl požadované (řídící) veličiny w a regulované veličiny y . V rozdílu $e = w - y$ se odráží jak změna požadované hodnoty regulované veličiny, tak i změna regulované veličiny. To znamená, že regulátor může plnit dva úkoly současně. Jednou úlohou regulátoru je potlačení škodlivého působení poruch a druhou úlohou je sledování a úprava změn nastavení požadované hodnoty regulované veličiny.

2.4 Diferenciální rovnice a přenos systému

Chování spojitého systému s jednou vstupní veličinou $u(t)$ a výstupní veličinou $y(t)$ lze popsat *lineární diferenciální rovnicí* s konstantními koeficienty ve tvaru [Balátě, 2009]

$$a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \dots + a_1 y' + a_0 y = b_m u^{(m)} + \dots + b_1 u' + b_0 u \quad (2.1)$$

$$(m \leq n)$$

Přenos je definován jako poměr Laplaceova obrazu výstupní veličiny ku Laplaceovu obrazu vstupní veličiny při nulových počátečních podmínkách [Švarc, Šeda, Vítečková, 2007].

$$G(s) = \frac{L\{y(t)\}}{L\{u(t)\}} = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (2.2)$$

$$G(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (2.3)$$

Pro jeho realizovatelnost je nutné, aby stupeň polynomu v čitateli byl menší nebo roven stupni polynomu ve jmenovateli přenosu $G(s)$. ($m \leq n$). Je vhodné se zmínit, že vzorec (2.3) má na rozdíl od definice přenosu (2.2) v čitateli polynom utvořený z koeficientů vstupní funkce v diferenciální rovnici a ve jmenovateli polynom utvořený z koeficientů výstupní funkce, je to důsledek matematické úpravy. Příslušná derivace v diferenciální rovnici odpovídá příslušné mocnině komplexní proměnné s . Vedle základního tvaru (2.2) můžeme přenos upravit ještě do dvou běžně používaných tvarů a to přenos s vyjádřenými nulami a póly, který se v této práci nevyskytuje, ale uvádíme přenos s časovými konstantami. V tomto přenosu jsou zvolené soustavy, se kterými je dále experimentováno, uvedeny.

$$G(s) = k \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1) \dots (\tau_m s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \dots (T_n s + 1)} \quad (2.4)$$

2.5 Přenosy regulačního obvodu

Máme-li jednoduchý regulační obvod, ve kterém je regulovaná soustava zadána svým přenosem $G_S(s)$ a regulátor také svým přenosem $G_R(s)$, můžeme spočítat jeho přenosy. Nejprve spočítáme přenos regulačního obvodu za předpokladu, že vstupním signálem je žádaná hodnota a do obvodu nevstupují žádné poruchové veličiny.

$$G_{wy} = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_S(s)G_R(s)}{1 + G_S(s)G_R(s)} = \frac{G_O(s)}{1 + G_O(s)} \quad (2.5)$$

Tento přenos se nazývá *přenos řízení* a vyjadřuje závislost regulované veličiny na žádané hodnotě, když neuvažujeme poruchové veličiny [Švarc, Šeda, Vítečková, 2007]. V tomto přenosu vidíme, že jsme součin přenosu regulované soustavy a přenosu regulátoru označili ve výše uvedeném vztahu (2.5) jako $G_O(s)$. Tento přenos nazýváme *přenosem rozpojeného obvodu*.

Závislost regulované veličiny na poruchové veličině, když nepůsobí žádaná hodnota vyjadřujeme *přenosem poruchy* (2.6) [Švarc, Šeda, Vítečková, 2007].

$$G_{vy} = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{G_S(s)}{1 + G_S(s)G_R(s)} = \frac{G_S(s)}{1 + G_O(s)} \quad (2.6)$$

2.6 Typy regulátorů

Regulátor může regulační odchylku zesilovat, integrovat nebo derivovat. V nejjednodušším případě plní regulátor funkci zesilovače. V tomto případě je akční veličina úměrná regulační odchylce. Regulátor, který pouze úměrně zesiluje regulační odchylku se nazývá *proporcionální regulátor* často se označuje jako P regulátor. Pracuje s trvalou regulační odchylkou při regulaci proporcionálních regulovaných soustav. Má dobré stabilitní vlastnosti.

Dalším příkladem regulátoru je takový, kdy akční veličina je úměrná integrálu regulační odchylky. Okamžitá rychlost změny akční veličiny závisí přímo na velikosti regulační odchylky. V tomto případě se jedná o *integrační regulátor*, který se často označuje jako I regulátor. Regulační pochod se ustálí jedině tehdy, kdy je regulační odchylka rovna nule.

Posledním typem jednoduchého regulátoru je *derivační regulátor*. Jak napovídá název je změna akční veličiny úměrná hodnotě derivace regulační odchylky. To znamená, že hodnota akční veličiny odpovídá okamžité hodnotě rychlosti změny rozdílu mezi žádanou a skutečnou hodnotou regulované veličiny, neví tedy nic o velikosti odchylky. Připustí libovolně velkou ustálenou regulační odchylku a mají schopnost zesilovat derivací šumové napětí. Vzhledem k výše uvedeným vlastnostem není možná jeho technická realizace, používá se v kombinaci s P a I regulátory.

Kombinované regulátory se realizují kombinací výše uvedených regulátorů.

2.7 Přenosy regulátorů (ústředních členů)

Přenos ideálního regulátoru spočítáme opět jako podíl výstupu ke vstupu:

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} \quad (2.7)$$

Rovnice a přenosy pro jednotlivé typy spojitých regulátorů jsou uvedeny v následující tabulce:

typ	diferenciální rovnice	Přenos $G_R(s)$	
P	$u(t) = r_0 e(t)$	r_0	r_0
I	$u(t) = r_{-1} \int e(t) dt$	$\frac{r_{-1}}{s}$	$\frac{1}{T_I s}$
D	$u(t) = r_1 e'(t)$	$r_1 s$	$T_D s$
PI	$u(t) = r_0 e(t) + r_{-1} \int e(t) dt$	$r_0 + \frac{r_{-1}}{s}$	$r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right)$
PD	$u(t) = r_0 e(t) + r_1 e'(t)$	$r_0 + r_1 s$	$r_0 (1 + T_D s)$
PID	$u(t) = r_0 e(t) + r_{-1} \int e(t) dt + r_1 e'(t)$	$r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s$	$r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)$

Tab. 1 Dynamické vlastnosti spojitých regulátorů

V tab. 1 jsou přenosy uvedeny ve dvou tvarech, v prvním sloupci, který se týká přenosů jsou uvedeny pomocí konstant r_0 , r_{-1} a r_1 a ve druhém sloupci pomocí konstant r_0 (zesílení je stejná konstanta jako u prvního přenosu), T_I a T_D . V regulátorech je možné hodnoty konstant nastavit tak, aby výsledek regulace splňoval to, co od ní očekáváme, tedy vliv jednotlivé složky na tvorbu výsledné akční veličiny. Následující dva vzorce nám ukazují vztahy, které mezi sebou tyto konstanty mají.

$$T_I = \frac{r_0}{r_{-1}} \quad (2.8)$$

$$T_D = \frac{r_1}{r_0} \quad (2.9)$$

2.8 Typy regulovaných soustav

Ve skutečnosti regulátor řídí určitý technologický proces, který probíhá v regulované soustavě.

Proporcionální regulované soustavy mají tu vlastnost, že po vychýlení z rovnovážného stavu jsou schopny teoreticky vždy dosáhnout nového rovnovážného stavu bez připojení regulátoru.

$$G_S(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (2.11)$$

Integrační regulované soustavy nemají, na rozdíl od soustav proporcionálních, samoregulační schopnost. Vyplývá to např. ze skutečnosti, že $a_0 = 0$. Po vyvedení soustavy z rovnovážného stavu se výstupní signál po odeznění přechodového děje mění konstantní rychlostí.

$$G_S(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^q (a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0)} \quad (2.12)$$

2.9 Charakteristická rovnice regulačního obvodu

Vrátíme-li se k přenosu řízení (2.5.) a k přenosu poruchy (2.6.) a tyto dva přenosy si prohlédneme zjistíme, že jejich jmenovatel je stejný, je to charakteristický polynom regulačního obvodu. Charakterizuje nejdůležitější vlastnosti regulačního obvodu (stabilita), charakteristickou rovnicí můžeme tedy psát ve tvaru

$$1 + G_0(s) = 0 \quad (2.14)$$

Charakteristickou rovnicí můžeme získat také takto: Přenos rozpojeného obvodu si vyjádříme ve tvaru podílu polynomů

$$G_0(s) = \frac{M_0(s)}{N_0(s)} \quad (2.15)$$

a charakteristickou rovnicí je možno psát jako součet polynomů čitatele a jmenovatele rozpojeného obvodu $G_0(s)$.

$$M_0(s) + N_0(s) = 0 \quad (2.16)$$

2.10 Stabilita regulačního obvodu

Stabilita je základní vlastností, kterou od regulačního obvodu očekáváme. Regulační obvod je stabilní, jestliže po svém vychýlení z rovnovážného stavu a odstranění vzruchu, který vychýlení způsobil, je schopen se ustálit v rovnovážném stavu [Švarc, Šeda, Vítečková, 2007]. Ustálený stav nemusí být s původním stavem shodný. Vlastnosti regulované soustavy jsou dané její konstrukcí a nemůžeme je měnit, můžeme však měnit nastavení regulátorů, nebo zvolit jiný typ regulátoru tak aby byla zaručena stabilita regulačního obvodu. Stabilitu řešíme pomocí kritérií stabilit. Rozlišujeme algebraická kritéria stability (Routho-Shurovo kr., Hurwitzovo kr.) a frekvenční kritéria stability (Michajlov-Leonhardovo kr., Nyquistovo kr.).

2.11 Přesnost regulace

Přesnost regulace se zjišťuje v ustáleném režimu regulačního obvodu v čase $t \rightarrow \infty$, označuje se jako statická přesnost regulace. Regulační obvod má splňovat dva úkoly, jednak eliminovat vliv poruchových veličin a změnou řídicí (žádané) veličiny umožnit změnu požadované hodnoty regulované veličiny. Požadavek na přesnost regulace lze popsat:

- při změně hodnoty regulované veličiny vlivem poruchy, aby tato změna byla celá vykompenzována

$$y(\infty) = y(0) \quad \text{a regulační odchylka by měla být} \quad e_v(\infty) = 0$$

- při změně řídicí (žádané) hodnoty, aby se regulovaná veličina přizpůsobila nové hodnotě řídicí veličiny

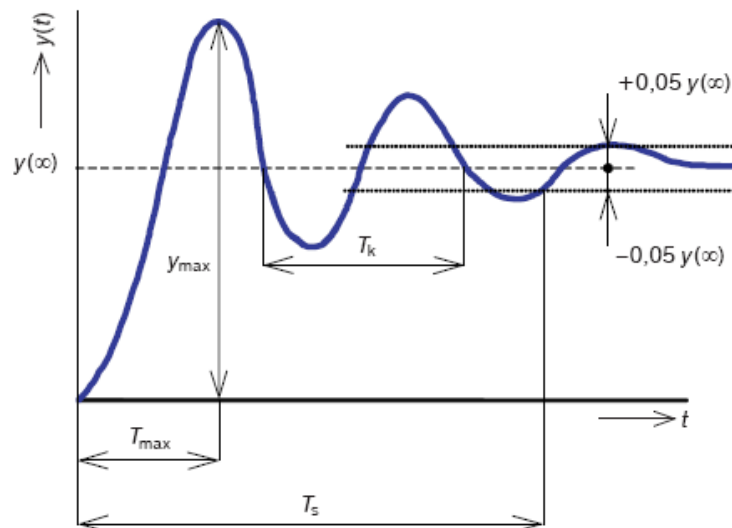
$$y(\infty) = w \quad \text{a regulační odchylka by měla být} \quad e_w(\infty) = 0$$

Uvedené požadavky nejsou vždy splněny, to záleží na typu regulované soustavy a typu použitého regulátoru. Může dojít k vzniku trvalé regulační odchylky. Regulovaná veličina se ustálí na jiné hodnotě, než byla původní hodnota regulované veličiny.

2.12 Kvalita regulace

Pod pojmem kvalita regulace je chápán způsob, jakým regulovaná veličina přechází z jednoho ustáleného stavu do druhého. K posouzení kvality regulace se používají kvantitativní ukazatele. Tyto ukazatele se dají zobrazit v časové, obrazové nebo frekvenční rovině. V časové oblasti, se stanovuje kvalita regulace na základě odezvy regulačního obvodu na skokovou změnu signálu, tedy podle průběhu přechodové charakteristiky. Na obr. 2 je znázorněna typická přechodová charakteristika (kmitavý tlumený regulační děj probíhající v závislosti na čase). K hodnocení chování regulačního obvodu se na ní zavádějí kvantitativní ukazatele: *maximální hodnota* y_{max} , což je maximální hodnota, které během regulačního pochodu dosáhne regulovaná veličina $y(t)$. *Doba ustálení* T_S rovnající se době potřebné k dosažení konstantní hodnoty $y(t)$ v rámci požadované přesnosti regulace (zde je uvažovaná odchylka regulované veličiny v rozsahu $\pm 5\%$ ustálené hodnoty $y(\infty)$). *Perioda* T_k kmitů přechodové charakteristiky. Z hodnot y_{max} a $y(\infty)$ můžeme také určit maximální relativní překmit κ .

$$\kappa = \frac{y_{max} - y(\infty)}{y(\infty)} \quad (2.17)$$



Obr. 2. Ukazatele kvality regulace na typické přechodové charakteristice

3. Syntéza regulačního obvodu

Syntéza regulačního obvodu spočívá ve výběru vhodného regulátoru k dané regulované soustavě. Jde o vhodnou volbu *struktury regulátoru* a vlastní nastavení hodnot jednotlivých konstant přenosu regulátoru pomocí *metod* s cílem dosáhnout předepsanou přesnost regulace v ustáleném stavu a dosáhnout předepsanou kvalitu regulačního pochodu. Obecným požadavkem pro optimální seřízení regulačního obvodu bývá co nejkratší doba regulace a nejmenší přeregulování. Jsou to však protichůdné požadavky a proto je optimální seřízení regulátoru obvykle kompromisem mezi nimi.

3.1 Struktura regulátoru

Struktura regulátoru je z části určena vlastnostmi regulované soustavy. Důležité jsou také požadavky na přesnost regulace (přípustnost regulační odchylky). Strukturou regulátoru rozumíme různé řešení členů s přenosem P, I a D.

3.2 Metody seřízení analogových regulátorů

K nastavení stavitelných parametrů regulátorů využíváme metody. V této práci jsou parametry nastavované Ziegler-Nicholsovou metodou kritického zesílení a metodou nastavení podle optimálního modulu. Existuje ještě mnoho dalších metod ze kterých jmenujme například metody podle lineární a kvadratické plochy a metodu požadovaného modulu.

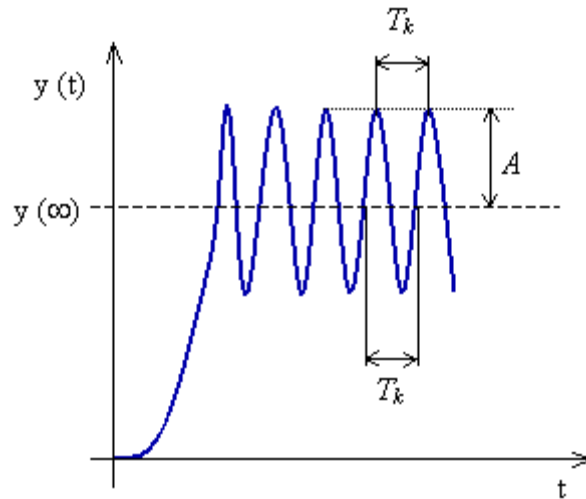
3.2.1 Metoda kritického zesílení regulátoru (metoda Ziegler-Nicholsova)

Metoda je založena na přivedení regulačního obvodu do tzv. kritického stavu, tj. na hranici stability, přičemž regulátor pracuje pouze s proporcionalní složkou. To znamená že je nutné vyřadit integrační a derivační složku. To je možné provést vhodným nastavením konstant regulátoru. $T_I = \infty$ a $T_D = 0$, resp. $r_{-1} = 0$ a $r_1 = 0$.

Do kritického stavu obvod přivedeme postupným zvyšováním zesílení regulátoru k_R , resp. r_0 , až obvod začne kmitat s konstantní amplitudou. Zesílení regulátoru, při kterém k tomu došlo, nazýváme kritickým zesílením $k_R = k_{Rk}$, resp. $r_0 = r_{0k}$. Při výpočtu tohoto kritického zesílení položíme charakteristickou rovnici regulačního obvodu rovnu nule a vyčíslíme parametr, v našem případě r_0 . K výpočtu periody kritických kmitů musíme znát kritickou úhlovou frekvenci, tu určíme z frekvenčního tvaru charakteristické rovnice, kterou opět položíme rovnu nule a dále s podmínky, že reálná část rovnice je rovna nule.

$$T_k = \frac{2\pi}{\omega_k} \quad (3.1)$$

Tyto tzv. kritické hodnoty dosadíme do vzorců (viz *tab. 2*) pro použitý typ regulátoru a vypočítáme doporučené seřízení.



Obr. 3 Určení kritické periody kmitů

Typ regulátoru	$G_R(s) = k_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s\right)$	$G_R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s$				
a) kmitavý proces, tj. pro překmit $\kappa \approx (20 + 40)\%$						
	$k_R^* \equiv k_P^*$	T_I^*	T_D^*	r_0^*	r_{-1}^*	r_1^*
P	$0,5k_{PK}$	--	--	$0,5r_{0k}$	--	--
PI	$0,45k_{PK}$	$\frac{T_k}{1,2}$	--	$0,45r_{0k}$	$\frac{0,54r_{0k}}{T_k}$	--
PD	$0,5k_{PK}$	--	$0,05T_k$	$0,5r_{0k}$	--	$0,02r_{0k}T_k$
PID	$0,6rk_{PK}$	$0,5T_k$	$0,12T_k$	$0,6r_{0k}$	$1,2\frac{r_{0k}}{T_k}$	$0,075r_{0k}T_k$

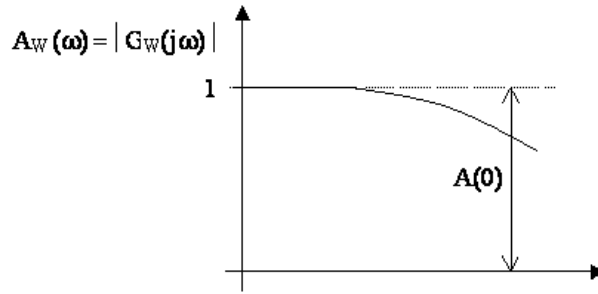
Tab. 2 Seřízení spojitého regulátoru z kritických hodnot regulátoru

3.2.2 Seřízení regulátoru podle optimálního modulu

Tato metoda pro nastavení parametrů regulátoru, vychází z přenosu řízení uzavřeného regulačního obvodu. V ideálním případě by měl být splněn požadavek $G_w(s) = 1$, tuto podmínku ve frekvenční oblasti můžeme vyjádřit ve tvaru

$$G_{wy}(j\omega) = 1 \quad \Rightarrow \quad |G_{wy}(j\omega)| = A_w(\omega) = 1 \quad (3.2)$$

Tato podmínka je v praxi nesplnitelná, regulační děj však nejrychleji odezní, když amplitudová charakteristika $A_w(j\omega)$ bude v počátku plochá a jinak bude mít monotónně klesající průběh podle obr. 4.



Obr. 4 Průběh modulu přenosu řízení uzavřeného regulačního obvodu

Amplitudová charakteristika vychází z frekvenční charakteristiky. Z jednoho bodu této charakteristiky můžeme pro danou frekvenci odečíst amplitudu A (i fázi φ) frekvenčního přenosu. Amplitudová charakteristika má na vodorovné vynesenu frekvenci ω a na svislé ose je vynášena amplituda frekvenčního přenosu $G(j\omega)$.

$$A(\omega) = |G(j\omega)| = \left| \frac{y_0}{u_0} e^{j\varphi} \right| = \frac{y_0}{u_0} \quad (3.3)$$

Máme-li frekvenční přenos řízení ve tvaru

$$G_{wy}(j\omega) = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + b_4(j\omega)^4 + b_3(j\omega)^3 + b_2(j\omega)^2 + b_1(j\omega) + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_4(j\omega)^4 + a_3(j\omega)^3 + a_2(j\omega)^2 + a_1(j\omega) + a_0}$$

tento tvar lze přepsat dle (3.3) na

$$A(\omega) = |G_{wy}(j\omega)| = \frac{|\text{čitatel } G_{wy}(j\omega)|}{|\text{jmenovatel } G_{wy}(j\omega)|} = \frac{\sqrt{\text{Re}^2_{\text{čitatele}} + \text{Im}^2_{\text{čitatele}}}}{\sqrt{\text{Re}^2_{\text{jmenovatele}} + \text{Im}^2_{\text{jmenovatele}}}}$$

obvykle se pracuje s druhou mocninou

$$\begin{aligned} A^2(\omega) &= \frac{\text{Re}^2_{\text{čitatele}} + \text{Im}^2_{\text{čitatele}}}{\text{Re}^2_{\text{jmenovatele}} + \text{Im}^2_{\text{jmenovatele}}} = \frac{(\dots + b_4\omega^4 - b_2\omega^2 + b_0)^2 + (\dots - b_3\omega^3 + b_1\omega)^2}{(\dots + a_4\omega^4 - a_2\omega^2 + a_0)^2 + (\dots - a_3\omega^3 + a_1\omega)^2} = \\ &= \frac{B_m\omega^{2m} + B_{m-1}\omega^{2(m-1)} + \dots + B_2\omega^4 + B_1\omega^2 + B_0}{A_n\omega^{2n} + A_{n-1}\omega^{2(n-1)} + \dots + A_2\omega^4 + A_1\omega^2 + A_0} \end{aligned} \quad (3.4)$$

kde

$$B_0 = b_0^2$$

$$A_0 = a_0^2$$

$$B_1 = b_1^2 - 2b_0b_2$$

$$A_1 = a_1^2 - 2a_0a_2$$

$$B_2 = b_2^2 - 2b_1b_3 + 2b_0b_4$$

$$A_2 = A_2^2 - 2a_1a_3 + 2a_0a_4$$

$$B_3 = b_3^2 - 2b_2b_4 + 2b_1b_5 - 2b_0b_6$$

$$A_3 = A_3^3 - 2a_2a_4 + 2a_1a_5 - 2a_0a_6$$

Regulační pochod bude vyhovující, bude-li průběh amplitudové frekvenční charakteristiky s rostoucí frekvencí monotónně klesající, to je splněno jestliže platí:

Je-li počet stavitelných parametrů roven jedné (P,I) pak

$$A_1B_0 = A_0B_1 \quad (3.5)$$

Je-li počet stavitelných regulátorů roven dvěma (PI, PD) máme rovnice dvě

$$A_1B_0 = A_0B_1 \quad A_2B_0 = A_0B_2 \quad (3.6)$$

Je-li počet stavitelných regulátorů roven třem (PID) máme rovnice tři

$$A_1B_0 = A_0B_1 \quad A_2B_0 = A_0B_2 \quad A_3B_0 = A_0B_3 \quad (3.7)$$

Metoda optimálního modulu nezaručuje stabilitu, a proto ji musíme vždy následně kontrolovat. V této práci stabilita nebyla kontrolována výpočtem, ale přímo na matematických modelech.

4. Praktická část

Byly zvoleny tři regulované soustavy, pro které je třeba navrhnout vhodné typy regulátorů a jejich parametry. Pro každou regulovanou soustavu jsou zvoleny tři různé velikosti malých časových konstant, které budou porovnány. Parametry regulátorů jsou navrženy výše popsanými metodami (metoda Ziegler-Nicholsova a metoda optimálního modulu). K vyhodnocení regulačních průběhů je měřena doba ustálení ($\pm 5\%$), relativní překmit a existence trvalé regulační odchylky.

4.1. Proporcionální soustava se setrvačností 2. řádu - soustava 1

Pro zadanou proporcionální soustavu se setrvačností 2. řádu (pracovně označenou jako soustava 1), byly navrženy dva typy regulátorů. Regulátor P a PI. Jejich parametry byly nastaveny metodou optimálního modulu. Metoda Ziegler-Nicholsova nemohla být použita, protože proporcionální soustavy 2. řádu jsou obecně stabilní a nelze je změnou zesílení r_0 přivést na hranici stability.

$$G_S(s) = \frac{1}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

4.1.1 Metoda optimálního modulu

P regulátor

Nejprve spočítáme přenos řízení pro časové konstanty $T_1=0,005$ s; $T_2=1$ s:

$$G_{wy} = \frac{G_S(s)G_R(s)}{1 + G_S(s)G_R(s)} = \frac{\frac{r_0}{0,005s^2 + 1,005s + 1}}{\frac{0,005s^2 + 1,005s + 1 + r_0}{0,005s^2 + 1,005s + 1}} = \frac{r_0}{0,005s^2 + 1,005s + (1 + r_0)}$$

jeho koeficienty potom jsou:

$$\begin{aligned} a_0 &= r_0 + 1 & b_0 &= r_0 \\ a_1 &= 1,005 & b_1 &= 0 \\ a_2 &= r_0 + 1 & b_2 &= 0 \end{aligned}$$

$$A_0 = a_0^2 = (r_0 + 1)^2$$

$$A_1 = a_1^2 - 2a_0a_2 = 1,005^2 - 2(r_0 + 1)0,005 = 1,000025 - 0,01r_0$$

$$B_0 = b_0^2 = r_0^2$$

$$B_1 = b_1^2 - 2b_0b_2 = 0^2 + 2 \cdot r_0 \cdot 0 = 0$$

a na závěr dosadíme do rovnice:

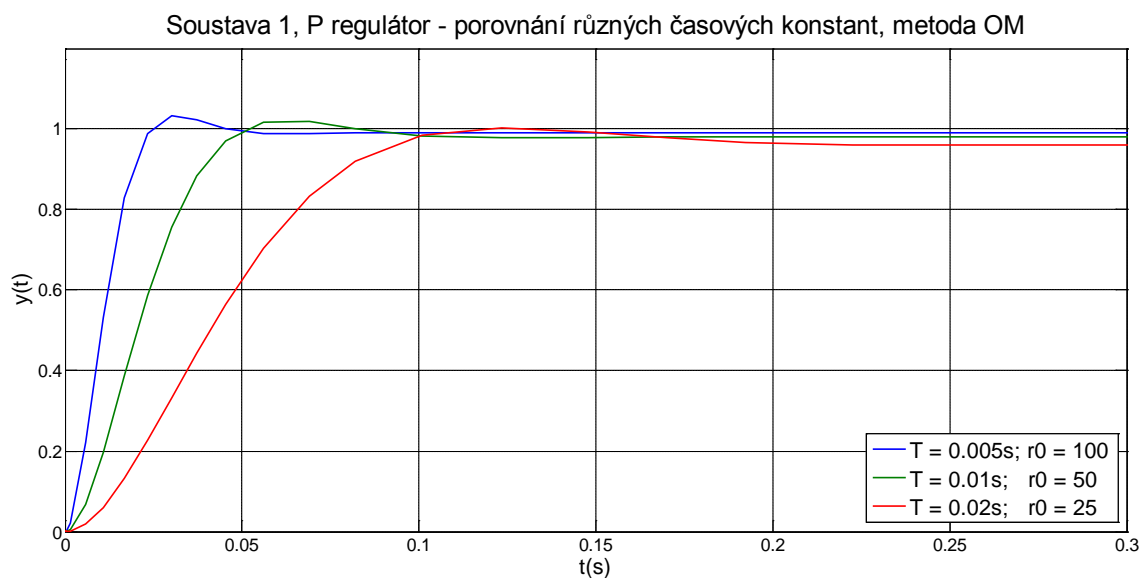
$$A_1 B_0 = A_0 B_1$$

$$(1,000025 - 0,01r_0)r_0^2 = (1 + r_0)^2 \cdot 0$$

$$1,000025 - 0,01r_0 = 0$$

$$r_0 = 100,025$$

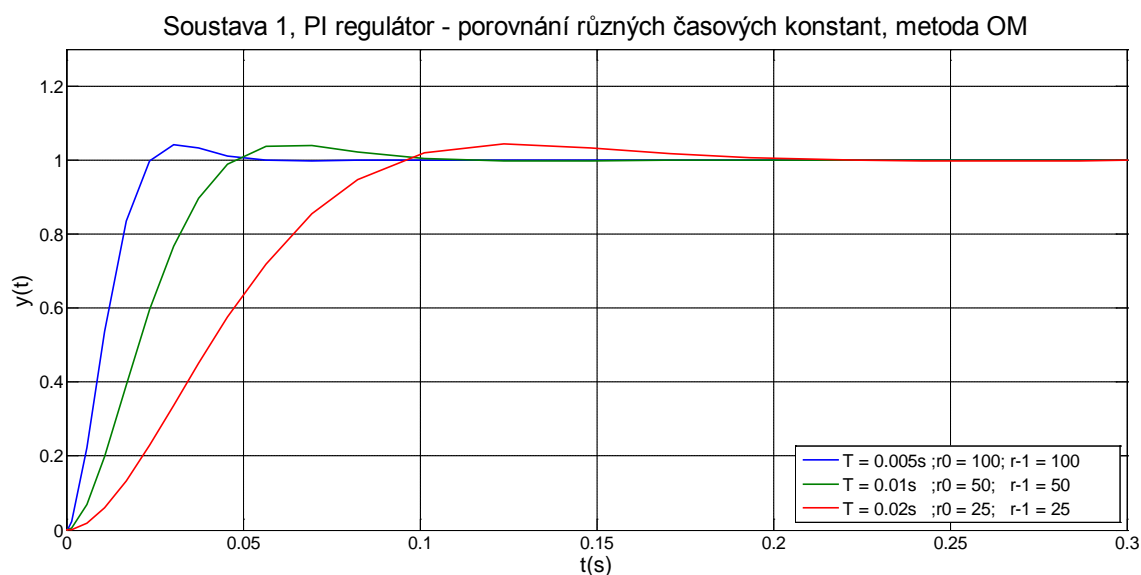
Podobně byly vypočítány parametry regulátorů pro zbývající časové konstanty, výpočty jsou podobné, proto jejich postup není uveden. Výsledky vypočtených nastavení jsou vždy uvedeny v závěrečné tabulce a přímo v dolním rohu grafu. Porovnání regulačních průběhů u různých časových konstant vidíme na obr. 5.



Obr. 5

PI regulátor

Postup výpočtu je stejný jako u P regulátoru, pouze je třeba vyčíslit dva parametry r_0 a r_{-1} máme tedy rovnice dvě: $A_1 B_0 = A_0 B_1$ a $A_2 B_0 = A_0 B_2$. Porovnání regulačních průběhů na obr. 6.



Tabulka s odečtenými výsledky z přechodových charakteristik:

R.	časové konstanty	vypočtené parametry	trvalá odchylka	doba ustálení	relativní překmit
P	$T_1=0,005 \text{ s}; T_2=1 \text{ s}$	$r_0 = 100$	Ano	0,0208 s	3,8 %
	$T_1=0,01 \text{ s}; T_2=1 \text{ s}$	$r_0 = 50$	Ano	0,0414 s	4,2 %
	$T_1=0,02 \text{ s}; T_2=1 \text{ s}$	$r_0 = 25$	Ano	0,0819 s	4,3 %
P I	$T_1=0,005 \text{ s}; T_2=1 \text{ s}$	$r_0 = 100; r_{-1} = 100$	0	0,0215 s	4,3 %
	$T_1=0,01 \text{ s}; T_2=1 \text{ s}$	$r_0 = 50; r_{-1} = 50$	0	0,0421 s	4,0 %
	$T_1=0,02 \text{ s}; T_2=1 \text{ s}$	$r_0 = 25; r_{-1} = 25$	0	0,0830 s	4,3 %

Tab. 3

V tab. 3 odečtených hodnot vidíme, že se zvyšující se časovou konstantou, při poměrně velkém snižování zesílení r_0 se relativní překmit u P regulátoru nesnižuje, ale naopak má snahu se zvyšovat. U PI regulátoru je to podobné. Dále vidíme eliminaci trvalé regulační odchylky integrační složkou regulátoru.

4.2. Proporcionální soustava se setrvačností 3. řádu - soustava 2

Pro zadanou proporcionální soustavu se setrvačností 3. řádu (pracovně označenou jako soustava 2), byly pro nastavení parametrů regulátorů použity obě výše popsané metody. Metodou Ziegler-Nicholsovou byly nastaveny regulátory P, PD a PID. Metodou optimálního modulu byly nastaveny regulátory P, PI, PD a PID.

$$G_S(s) = \frac{1}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)(T_3s + 1)}$$

4.2.1 Metoda Ziegler-Nicholsova

Následující postup je pro konstanty $T_1=0,005$ s; $T_2=0,05$ s; $T_3=1$ s. Charakteristický polynom regulačního obvodu:

$$0,00025s^3 + 0,05525s^2 + 1,055s + (1 + r_0) = 0$$

Pro určení kritického zesílení regulátoru r_{0k} použijeme Hurwitzova kritéria

$$H_{3-1} = H_2 = \begin{vmatrix} 0,05525 & 1 + r_0 \\ 0,00025 & 1,055 \end{vmatrix} = 1,055 \cdot 0,05525 + (1 + r_0) \cdot 0,00025$$

$$0,058 + 0,00025r_{0k} = 0$$

$$r_{0k} = 232$$

Pro určení kritické periody kmitů potřebujeme znát kritickou úhlovou frekvenci ω_k . Tu určíme opět z charakteristického polynomu.

$$0,00025s^3 + 0,05525s^2 + 1,055s + (1 + r_0) = 0$$

dosadíme za $s = j\omega_k$ a $r_0 = r_{0k}$:

$$0,00025(j\omega)^3 + 0,05525(j\omega)^2 + 1,055(j\omega) + (1 + 232) = 0$$

a v dalším kroku položíme reálnou část rovnice rovnu nule:

$$233 - 0,05525\omega^2 = 0$$

$$\omega = \pm 64,938s^{-1}$$

Praktický význam má řešení s kladným znaménkem, které použijeme pro výpočet periody kmitů T_k .

$$T_k = \frac{2\pi}{64,938} = 0,0967$$

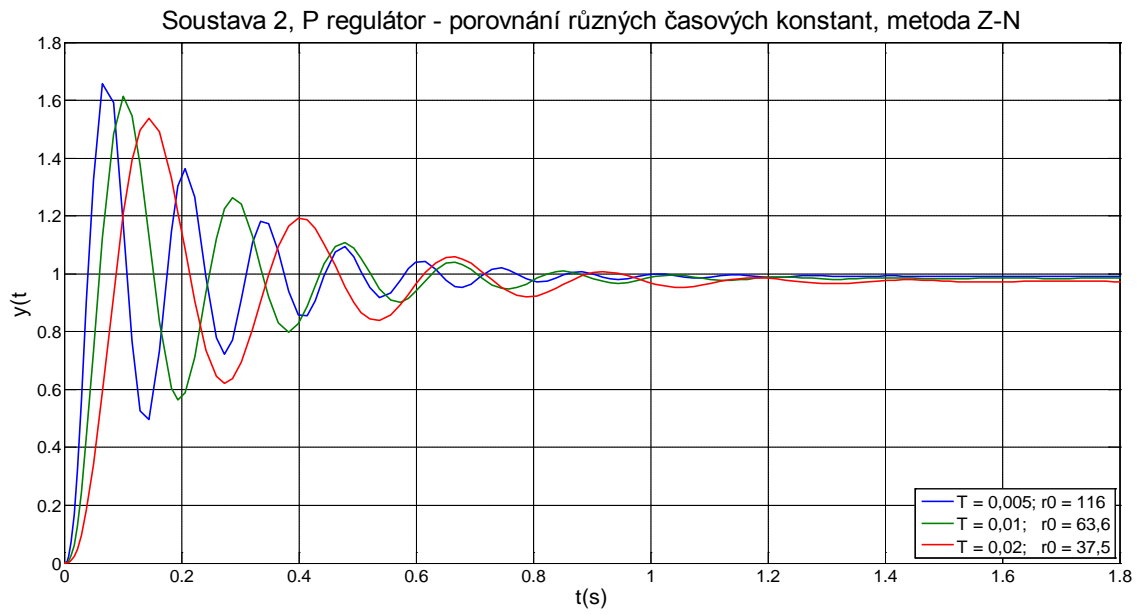
Tyto kritické parametry dosadíme do vzorců z tab. 2 a vypočítáme doporučené nastavení. Bude uveden pouze výpočet pro PID regulátor u ostatních regulátorů je postup výpočtu obdobný.

$$r_0 = 0,6 \cdot r_{0k} = 0,6 \cdot 232 = 139,2$$

$$r_{-1} = 1,2 \frac{r_{0k}}{T_k} = 1,2 \frac{232}{0,0967} = 2879$$

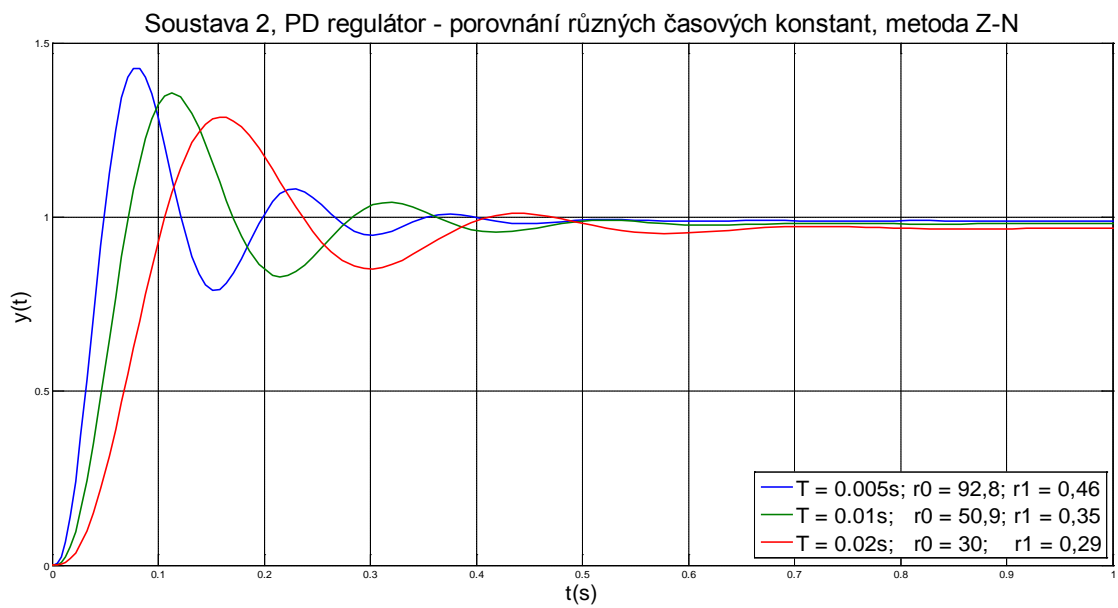
$$r_1 = 0,075 r_{0k} \cdot T_k = 0,075 \cdot 232 \cdot 0,0967 = 1,68$$

P regulátor



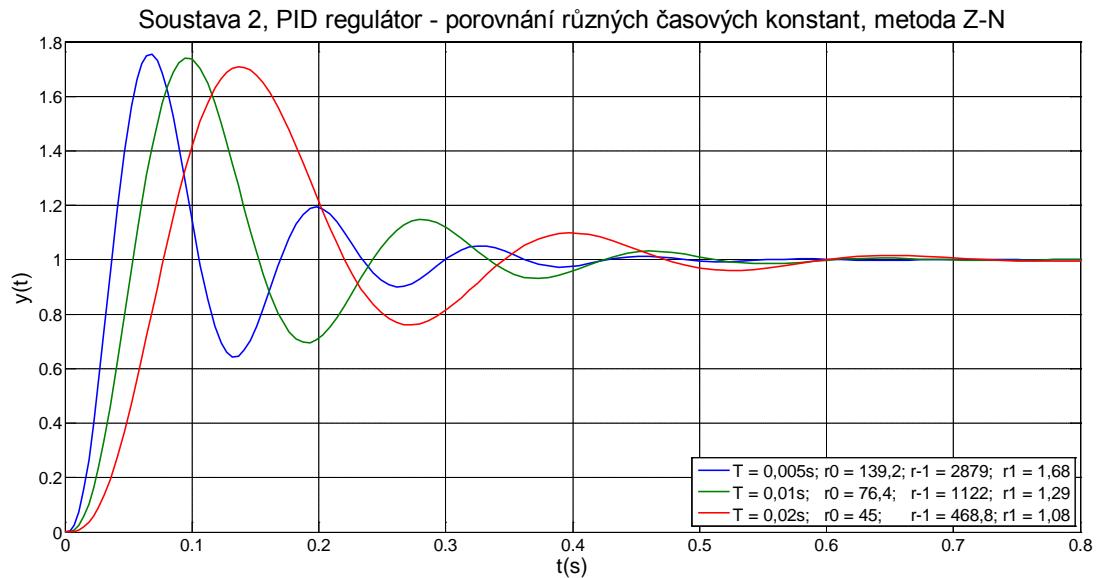
Obr. 7

PD regulátor



Obr. 8

PID regulátor



Obr. 9

Tabulka s odečtenými výsledky z přechodových charakteristik:

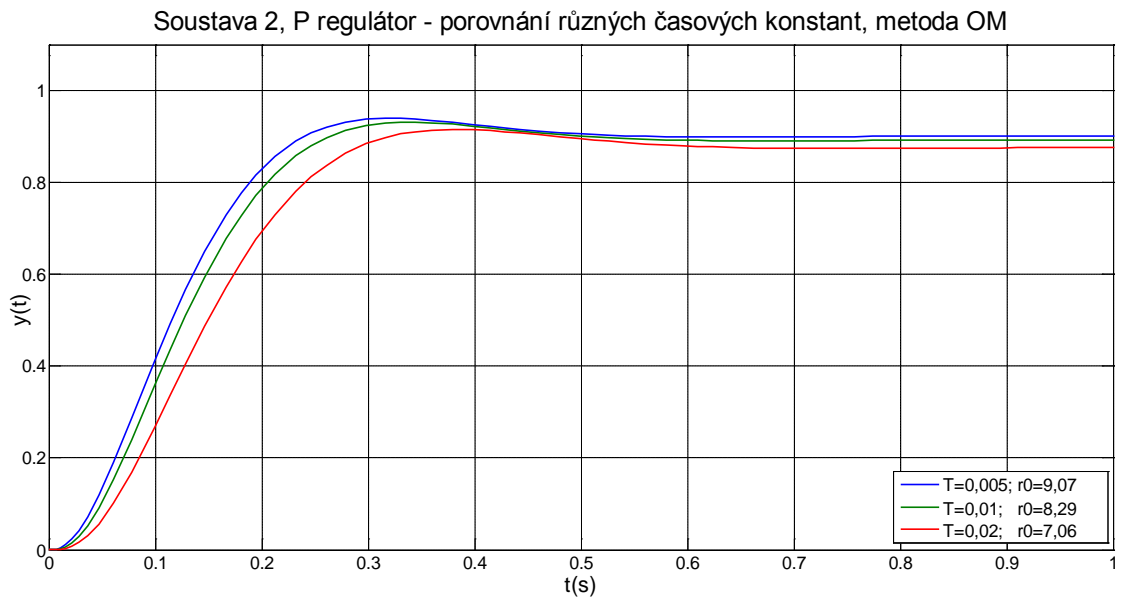
R	časové konstanty	vypočtené parametry	trvalá odch.	doba ustál.	rel. překm.
P	$T_1=0,005s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 116$	ano	0,6172	67,3%
	$T_1=0,01s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 63,6$	ano	0,6770	63,8%
	$T_1=0,02s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 37,5$	ano	0,8077	57,9%
P D	$T_1=0,005s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 92,8; r_1=0,45$	ano	0,2524	44,2%
	$T_1=0,01s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 50,9; r_1=0,35$	ano	0,389	38,4%
	$T_1=0,02s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 30; r_1=0,29$	ano	0,3553	33,0%
P I D	$T_1=0,005s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 139,2; r_{-1}=2879$ $r_1 = 1,68$	0	0,3320	75,6%
	$T_1=0,01s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0=76,36; r_{-1}=1122;$ $r_1 = 1,29$	0	0,3943	74,0%
	$T_1=0,02s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 45; r_{-1}=468,75$ $r_1 = 1,08$	0	0,4435	70,9%

Tab. 4

V tab. 4 vidíme větší relativní překmit u této metody. V tomto případě se jedná o proporcionální soustavu se setrvačností 3. řádu. U P regulátoru se relativní překmit o něco snižuje se snížením zesílení r_0 a zvýšením časové konstanty, na rozdíl od soustavy se setrvačností 2. řádu.

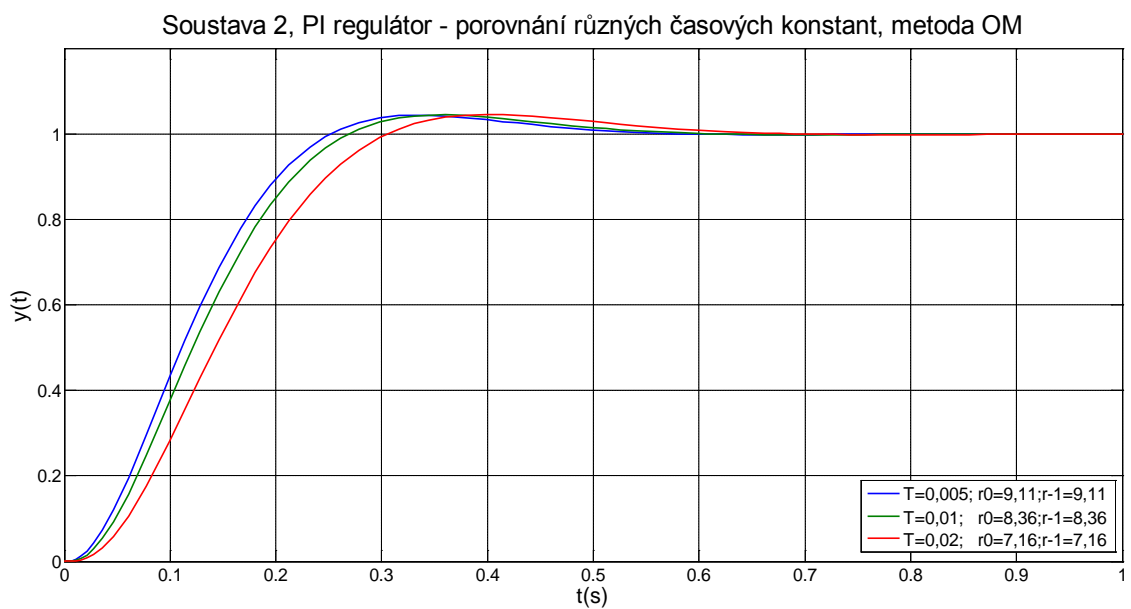
4.2.2 Metoda optimálního modulu

P regulátor



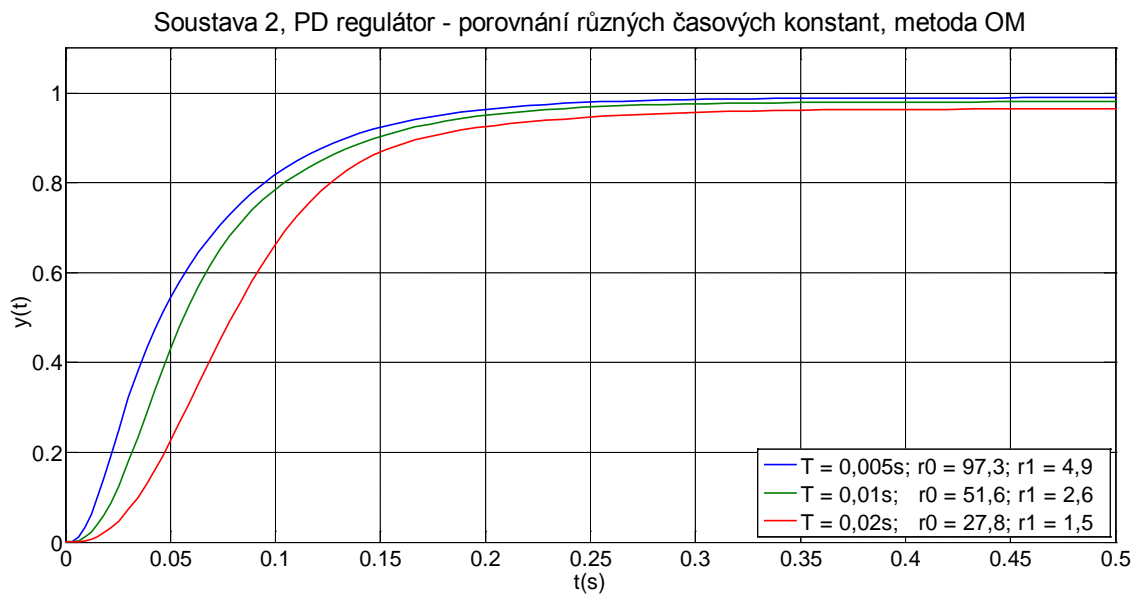
Obr. 10

PI regulátor



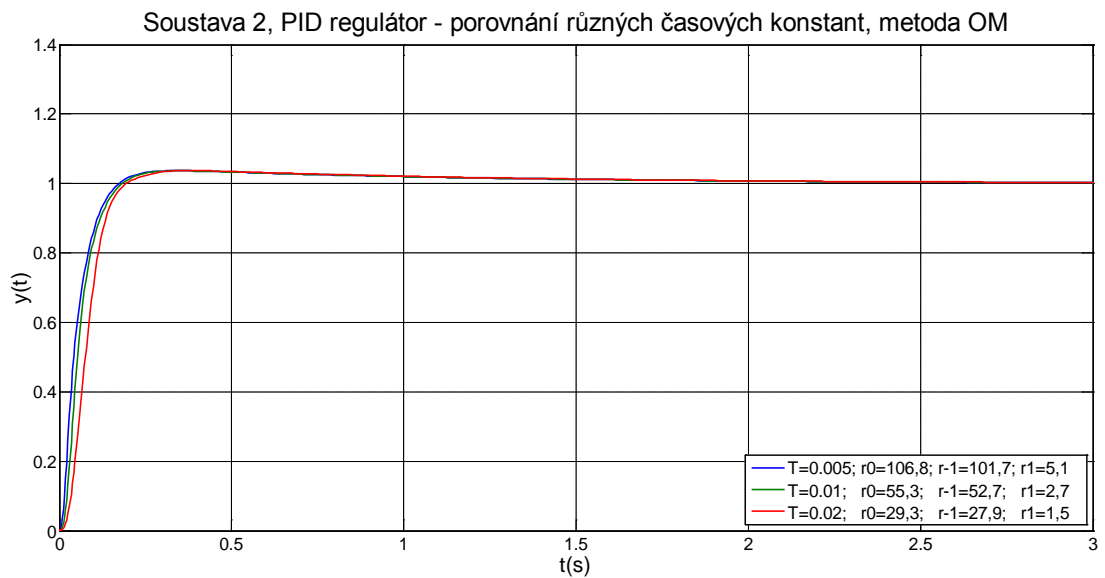
Obr. 11

PD regulátor



Obr. 12

PID regulátor



Obr. 13

Tabulka s odečtenými výsledky z přechodových charakteristik:

R	časové konstanty	vypočtené parametry	trvalá odch.	doba ustál.	rel. přek.
P	$T_1=0,005s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 9,07$	ano	0,2127	4,3%
	$T_1=0,01s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 8,29$	ano	0,2272	4,4%
	$T_1=0,02s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 7,06$	ano	0,2577	4,5%
P I	$T_1=0,005s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 9,11; r_{-1}=9,11$	0	0,223	4,3%
	$T_1=0,01s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 8,36; r_{-1}=8,36$	0	0,2383	4,4%
	$T_1=0,02s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 7,16; r_{-1}=7,16$	0	0,2721	4,6%
P D	$T_1=0,005s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 97,30; r_{-1}= 4,91$	ano	0,1651	-
	$T_1=0,01s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0=51,62; r_{-1}= 2,6$	ano	0,1741	-
	$T_1=0,02s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 27,83; r_{-1}= 1,45$	ano	0,187	-
P I D	$T_1=0,005s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 106,8; r_{-1}=101,7$ $r_{-1} = 5,14$	0	0,133	3,7%
	$T_1=0,01s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0=55,3; r_{-1}=52,67$ $r_{-1} = 2,66$	0	0,1421	3,7%
	$T_1=0,02s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0 = 29,29; r_{-1}=25,85$ $r_{-1} = 1,45$	0	0,1535	3,7%

Tab. 5

V tab. 5 vidíme malý a poměrně vyrovnaný překmit u jednotlivých časových konstant (u PD reg. aperiodický průběh). U regulátorů bez derivační složky je zesílení r_0 mnohem menší než u regulátorů s derivační složkou.

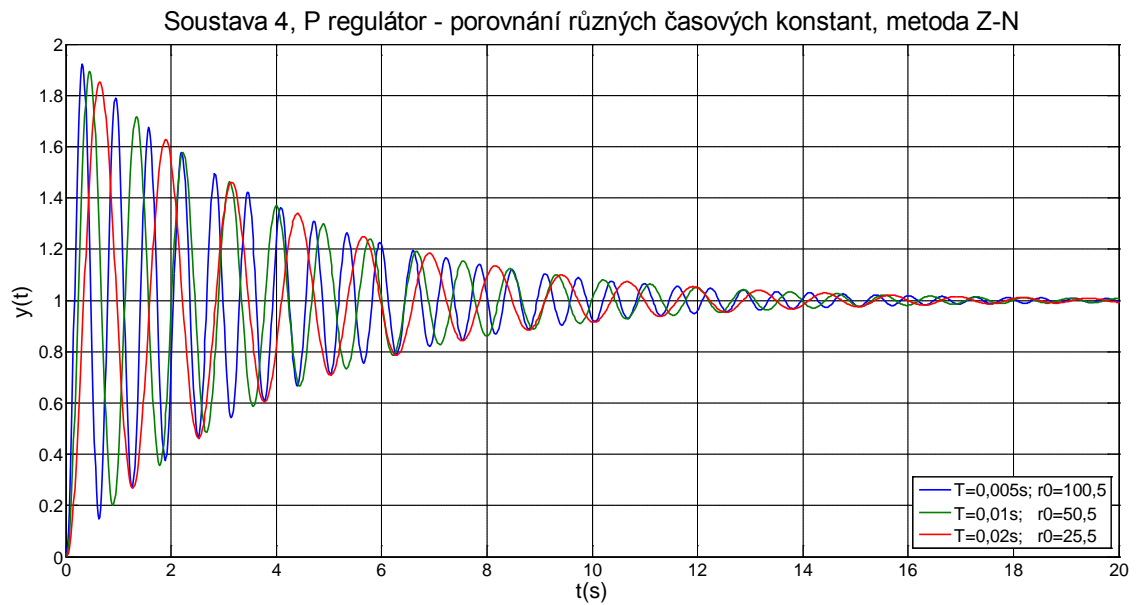
4.3. Integrovní soustava se setrvačností 2. řádu – soustava 3

Pro zadanou integrovní soustavu se setrvačností 3. řádu (pracovně označenou jako soustava 3), byly pro nastavení parametrů regulátorů použity opět obě metody. Metodou Ziegler-Nicholsovou byly nastaveny regulátory P, PD a PID. Metodou optimálního modulu byly nastaveny regulátory P a PD.

$$G_S(s) = \frac{1}{s(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

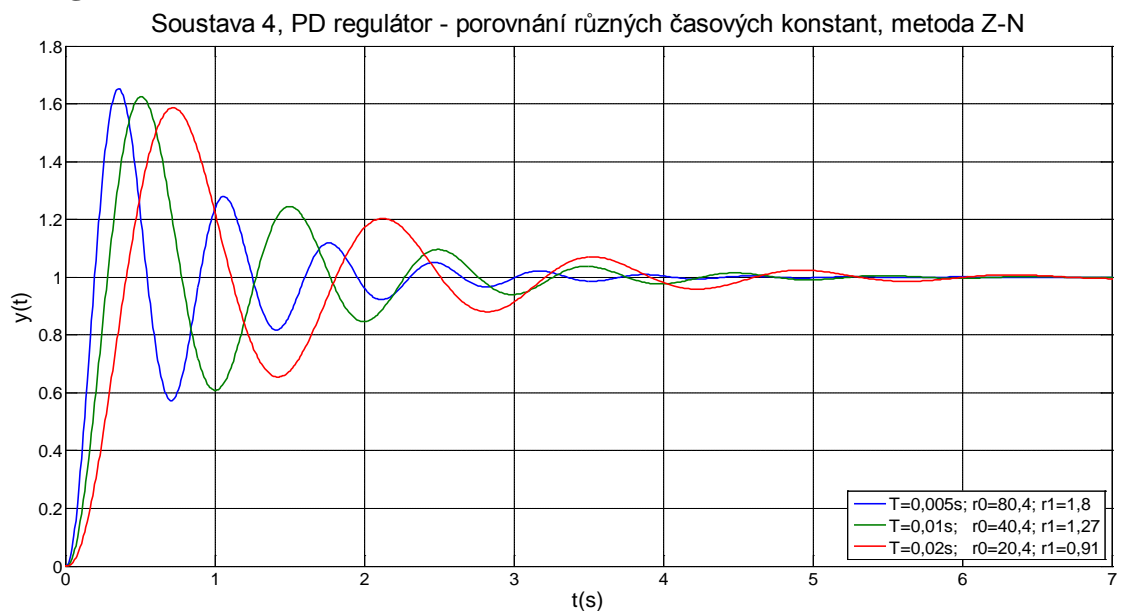
4.3.1 Metoda Ziegler-Nicholsova

P regulátor



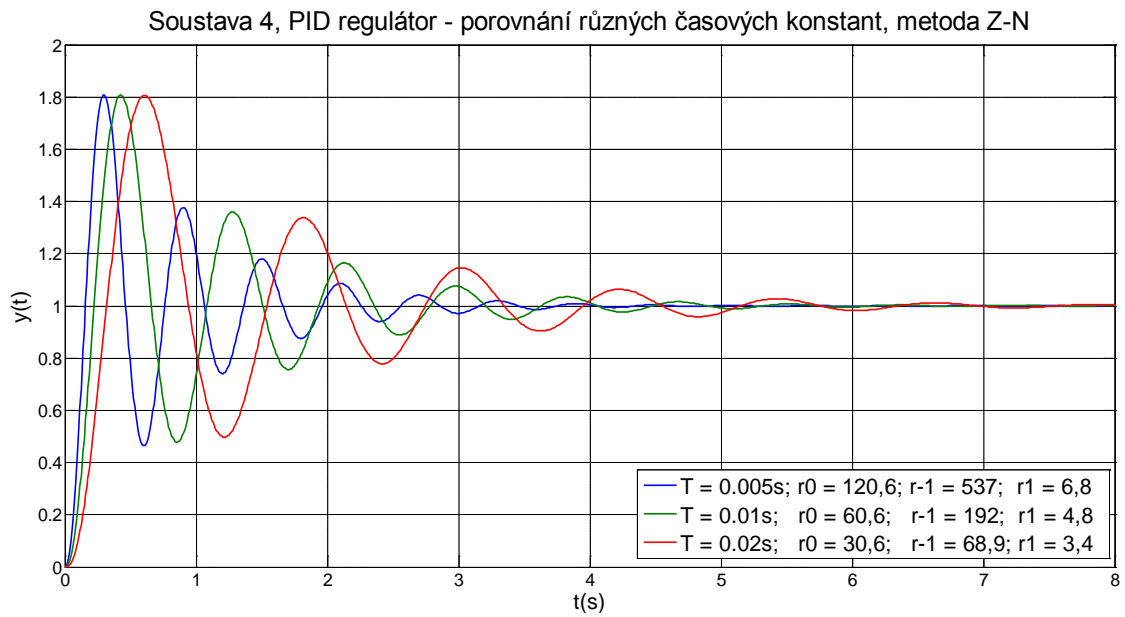
Obr. 14

PD regulátor



Obr. 15

PID regulátor



Obr. 16

Tabulka s odečtenými výsledky z přechodových charakteristik:

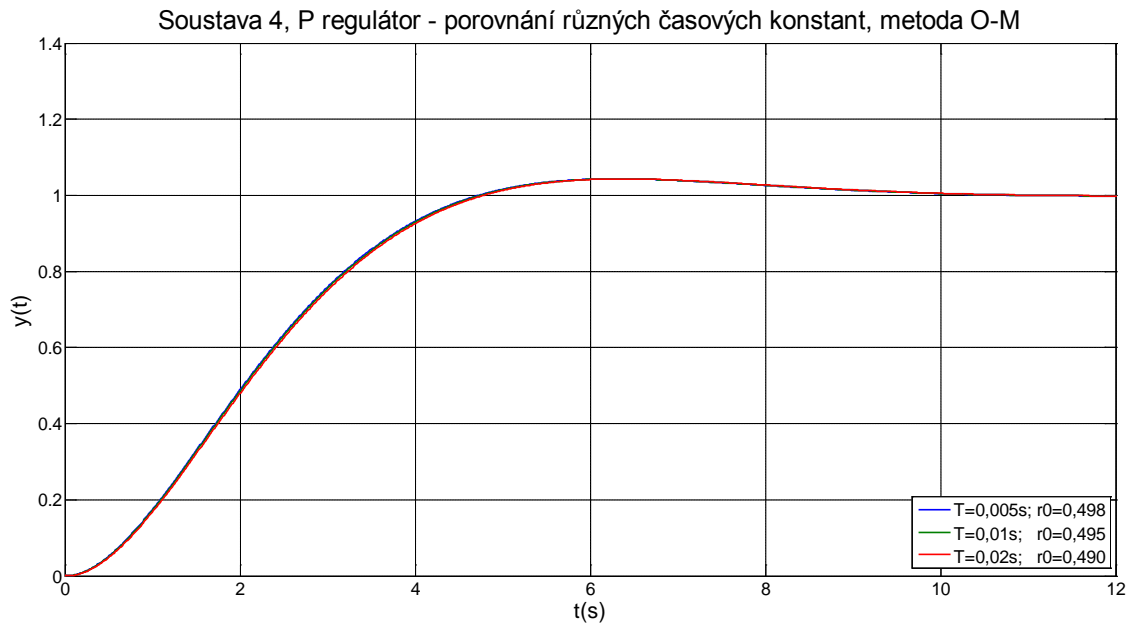
R	časové konstanty	vypočtené parametry	trvalá odch.	doba ustál.	rel. překm.
P	$T_1=0,005s; T_2=1s;$	$r_0 = 100,5$	0	11,95	92,4%
	$T_1=0,01s; T_2=1s;$	$r_0 = 50,5$	0	12,01	89,3%
	$T_1=0,02s; T_2=1s;$	$r_0 = 25,5$	0	11,99	85,3%
P D	$T_1=0,005s; T_2=1s;$	$r_0 = 80,4; r_1=1,8$	0	2,484	65,3%
	$T_1=0,01s; T_2=1s;$	$r_0 = 40,4; r_1=1,27$	0	3,085	62,5%
	$T_1=0,02s; T_2=1s;$	$r_0 = 20,4; r_1=0,91$	0	3,705	58,6%
P I D	$T_1=0,005s; T_2=1s;$	$r_0 = 120,6; r_{-1}=537$ $r_1 = 6,8$	0	2,454	80,7%
	$T_1=0,01s; T_2=1s;$	$r_0 = 60,6; r_{-1}=192;$ $r_1 = 4,8$	0	3,453	81,1%
	$T_1=0,02s; T_2=1s;$	$r_0 = 30,6; r_{-1}=68,9$ $r_1 = 3,4$	0	4,354	80,6%

Tab. 6

V tab. 6 pro integrační soustavu se setrvačností 2. řádu vidíme největší relativní překmit ze všech soustav. (metoda Ziegler-Nicholsova). Trvalá regulační odchylka nebyla naměřena ani u regulátorů, které nemají integrační složku.

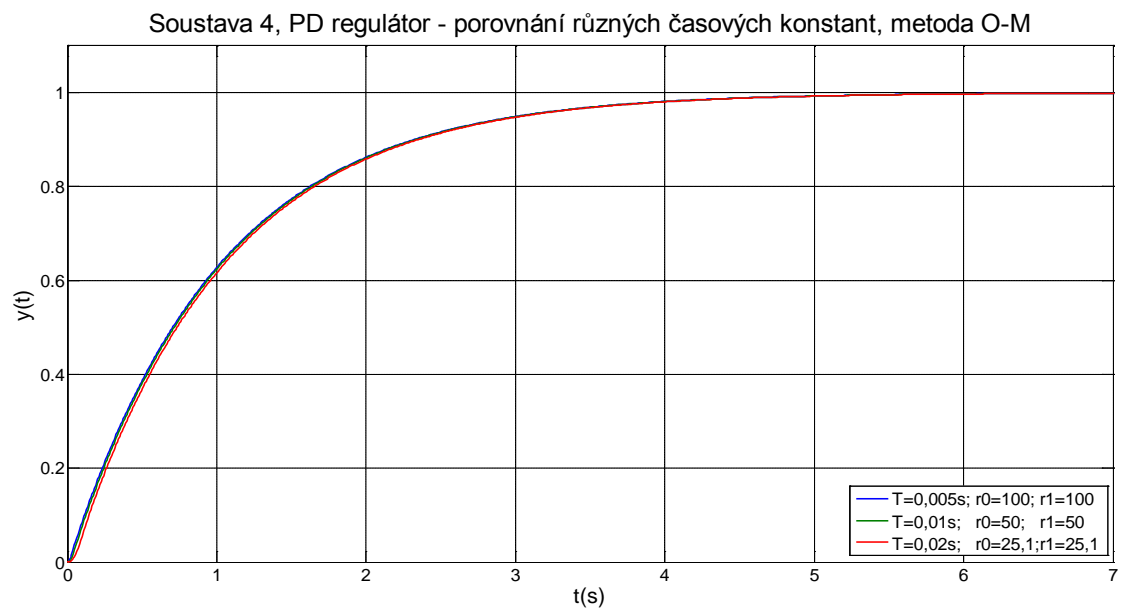
4.3.2 Metoda optimálního modulu

P regulátor



Obr. 17

PD regulátor



Obr. 18

Tabulka s odečtenými výsledky z přechodových charakteristik:

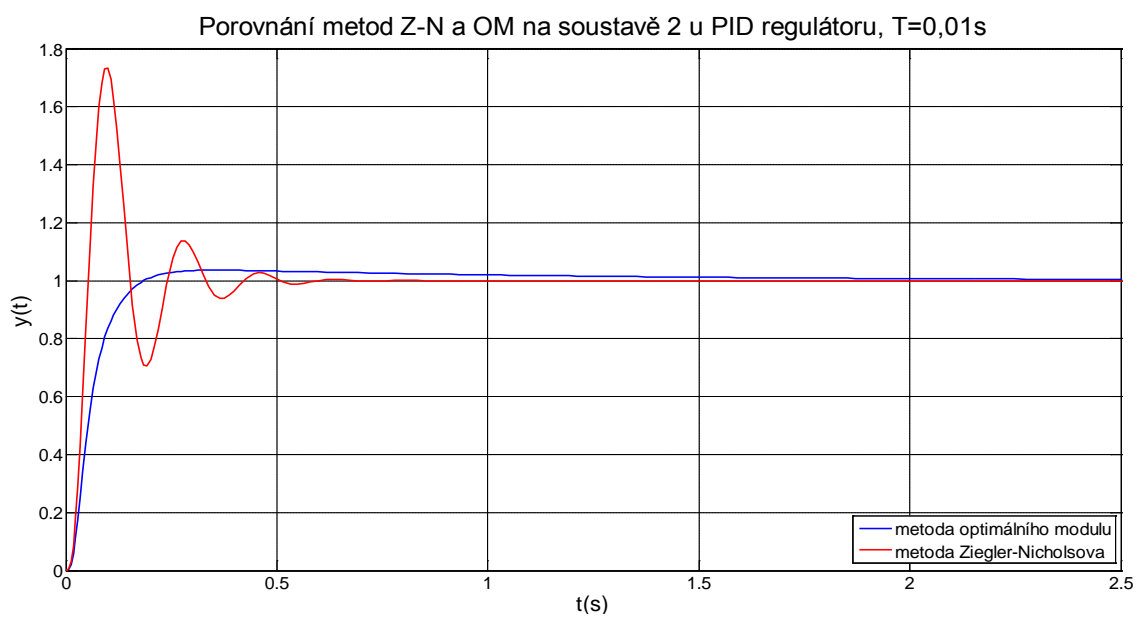
R	časové konstanty	vypočtené parametry	trvalá odch.	doba ustál.	rel. přek.
P	$T_1=0,005s; T_2=1s;$	$r_0 = 0,498$	0	4,155	4,3%
	$T_1=0,01s; T_2=1s;$	$r_0 = 0,495$	0	4,174	4,3%
	$T_1=0,02s; T_2=1s;$	$r_0 = 0,490$	0	4,207	4,3%
P D	$T_1=0,005s; T_2=1s;$	$r_0 = 100; r_1=100$	0	3,012	0%
	$T_1=0,01s; T_2=1s;$	$r_0 = 50; r_1=50$	0	3,023	0%
	$T_1=0,02s; T_2=1s;$	$r_0 = 25,1; r_1=25,1$	0	3,042	0%

Tab.7

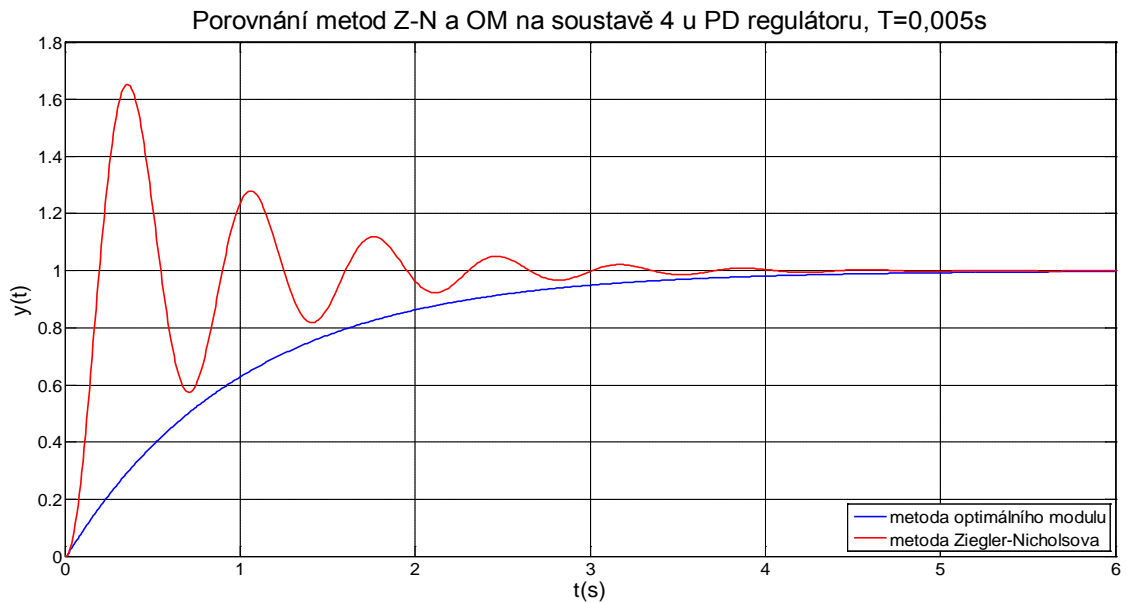
V tab. 7 (metoda optimálního modulu) vidíme mnohem menší relativní překmit než u metody Ziegler-Nicholsovy).

4.4. Porovnání metod

Z mnoha možných variant k porovnání obou metod byl vybrán regulační obvod soustavy 2 (PID regulátor, $T = 0,01$) a regulační obvod soustavy 4 (PD regulátor, $T = 0,01$).



Obr. 19



Tabulka s odečtenými výsledky při porovnávání obou metod:

M	časové konstanty	vypočtené parametry	trvalá odch.	doba ustál.	rel. přek.
Porovnání metod Z-N a OM na soustavě 2 u PID regulátoru, $T=0,01s$					
Z-N	$T_1=0,01s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0=76,36; r_1=1122; r_1=1,29$	0	0,3943	74,0%
O-M	$T_1=0,01s; T_2=0,05s; T_3=1s$	$r_0=55,3; r_1=52,67; r_1=2,66$	0	0,1421	3,7%
Porovnání metod Z-N a OM na soustavě 4 u PD regulátoru, $T=0,005s$					
Z-N	$T_1=0,005s; T_2=1s;$	$r_0=80,4; r_1=1,8$	0	2,484	65,3%
O-M	$T_1=0,005s; T_2=1s;$	$r_0=100; r_1=100$	0	3,012	0%

Tab. 8

V tab. 8 vidíme názorně rozdíl v nastavení regulátorů při použití obou metod.

5. Závěr

V bakalářské práci byl popsán postup při nastavení volitelných parametrů regulátorů pro vybrané regulované soustavy s malou časovou konstantou.

V teoretické části práce (kapitoly 2 a 3) bylo stručně popsáno teoretické minimum, které se zabývá spojitým řízením a syntézou regulačního obvodu a je potřebné k problematice nastavení regulátorů.

V praktické části (kapitola 4) byly nejprve provedeny výpočty nastavení parametrů regulátoru, dle použitých metod. Poté byly v programu Matlab – Simulink vytvořeny modely regulovaných obvodů. Výsledkem simulace jsou přechodové charakteristiky, ze kterých byly odečteny kvantitativní ukazatele regulačních průběhů a hodnoty byly zapsány do tabulek.

U soustavy 1. (proporcionální se setrvačností 2. řádu) bylo nastavení provedeno metodou optimálního modulu. Byly zvoleny dva typy regulátorů P a PI. Jejich doba ustálení i relativní překmit jsou podobné. PI regulátor navíc odstraňuje trvalou regulační odchylku (tab. 3).

U soustavy 2. (proporcionální se setrvačností 3. řádu) bylo použito obou metod. Nastavení Ziegler-Nicholovou metodou bylo provedeno u P, PD a PID regulátoru. Potvrdily se teoretické předpoklady o větším překmitu u této metody. Doba ustálení byla výrazně delší u P regulátoru. Nejlépe se jevil regulátor PD, měl nejkratší dobu ustálení i nejmenší překmit ovšem za vzniku trvalé regulační odchylky, kterou nám odstranil PID regulátor (tab. 4). Metodou podle optimálního modulu byly nastaveny regulátory P, PI, PD, PID. Relativní překmit všech regulátorů byl velmi malý (do 5%). PD regulátor měl aperiodický průběh přechodové charakteristiky. Nejlépe se po všech stránkách hodnocení jevil regulátor PID (tab. 5).

U soustavy 3. (integrační se setrvačností 2. řádu) bylo nastavení provedeno opět oběma metodami. Nastavení Ziegler-Nicholovou metodou bylo provedeno u P, PD a PID regulátoru. P regulátor byl vyhodnocen jako nevyhovující pro velmi dlouhou dobu ustálení. Mnohem lépe regulovaly PD a PID regulátory z nichž o něco lepší hodnoty kvality regulace vykazoval PD regulátor (tab. 6). Metodou optimálního modulu byly nastaveny regulátory P a PD. Nastavení u P regulátoru vykazovalo u této metody lepší výsledky regulace než u metody Ziegler-Nicholovy. U PD regulátoru byla doba ustálení podobná jako u metody Ziegler-Nicholovy, relativní překmit byl však mnohem menší (tab. 7). Z hlediska přesnosti regulace nebyla trvalá regulační odchylka zaznamenána u žádného regulačního obvodu s integrační regulovanou soustavou.

Na závěr bylo provedeno srovnání obou metod. K porovnání byl vybrán regulační obvod soustavy 2 s PID regulátorem a časovou konstantou $T = 0,01$ s a regulační obvod soustavy 3 s PD regulátorem a časovou konstantou $T = 0,005$ s. U obou obvodů je zřejmé že nastavení metodou optimálního modulu ukazuje na kvalitnější výsledky regulace (tab. 8).

Závěrem, po provedení vyhodnocení mohu konstatovat, že obecně se dá říci, že se snižováním časové konstanty zesilujeme nastavení r_0 , zvyšujeme také hodnotu integrační konstanty r_1 a derivační konstanty r_2 . Metoda optimálního modulu nastaví regulátor tak aby regulační pochod probíhal s menším překmitem regulované veličiny a i doba jejího ustálení je ve většině případů kratší při srovnání s Ziegler-Nicholovou metodou. Z tohoto důvodu bych ji z hlediska výpočtů a simulací, které byly provedeny v této bakalářské práci hodnotil lépe.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BALÁTĚ, Jaroslav. *Automatické řízení*. 2. vyd. Praha: Nakladatelství BEN – technická literatura, 2009. 664 s. ISBN 80-7300-148-9.
- [2] ŠVARC, Ivan. *Automatizace-automatické řízení*. 1. vyd. Brno: CERM, 2002. 262 s. ISBN 80-214-2087-1.
- [3] ŠVARC, Ivan; ŠEDA, Miloš; VÍTEČKOVÁ, Miluše. *Automatické řízení*. 1.vyd. Brno: CERM, 2007. 324 s. ISBN 978-80-214-3491-2
- [4] ŠULC, Bohumil; VÍTEČKOVÁ, Miluše. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. 333 s. ISBN 80-01-03007-5
- [5] VÍTEČKOVÁ, Miluše; VÍTEČEK, Antonín. *Základy automatické regulace*. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2006. 198 s. ISBN 80-248-1068-9.
- [6] BRÝDL, Zdeněk; VORÁČEK, Rudolf; ŠMEJKAL, Vladislav; KOHOUT, Luděk. *Automatizace a automatizační technika II*. Brno: Computer Press, 2005. 234 s. ISBN 80-251-0796-5.
- [7] DAVIDOVÁ, Olga. Ukazatele kvality regulace při návrhu diskrétního regulačního obvodu. *Automa* [online]. 2006, říjen [cit. 20.4.2010]. Dostupné na WWW: <http://www.odbornecasopisy.cz/download/au100644.pdf>
- [8] DRLÍK, Martin. *Simulink* [online].[cit. 1.4.2010]. Dostupné z http://www.fs.vsb.cz/fakulta/kat/352/uc_texty/RealCasMatlab/telo/simulink.htm
- [9] SLOVÁK, Tomáš; RIEDL, Zdeněk. *Identifikace a syntéza řízení technologických procesů* [online].[cit. 12.4.2010]. Dostupné z http://www.fs.vsb.cz/fakulta/kat/352/uc_texty/Identifikace/

PŘÍLOHY

Součástí této práce je CD obsahující:

- Bakalářská práce ve formátu Adobe Acrobat (PDF)