

Ověření klasických metod návrhu regulátorů

Verification of classical control
design methods

Jindřich Popelka

Bakalářská práce
2005

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta technologická



Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Radkovi Matušů za odborné vedení, rady a připomínky.

Prohlašuji, že jsem na celé diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval.

Ve Zlíně, 30. 05. 2005

.....

jméno diplomanta

Resumé

Hlavní význam této práce spočívá ve vytvoření simulačních obvodů v prostředí programu Matlab-Simulink a v ověření chování spojitých jednorozměrových regulátorů typu PI a PID podle vybraných klasických metod (Cohen-Coon, Metoda vyváženého nastavení, CHR metoda, Naslinova metoda a Whiteleyho standardní tvary). Nominální ukazatele kvality regulace obsažené v tabulkách pro jednotlivé metody (doba regulace, maximální přeregulování, atd.) byly srovnány s těmi, které byly získány ze simulací. V závěrečných experimentech je pro několik řízených soustav navržen regulátor všemi metodami a následně je srovnána schopnost těchto regulátorů danou soustavu řídit.

Summary

The main point of this work consists in formation of the simulation control loops in program environment Matlab-Simulink and in verification of selected classical control design methods for continuous-time SISO systems. The analyzed methods are Cohen-Coon, Balanced tuning, Chin-Hrones-Reswick, Naslin and Whiteley standard forms. Nominal indices of regulation quality tabulated for every single method (regulation time, maximum overshooting, etc.) were compared with those which were gained from simulations. In final experiments, controllers designed by all studied methods were confronted for several controlled systems.

OBSAH

ÚVOD	5
I. TEORETICKÁ ČÁST	6
1 REGULAČNÍ OBVODY	7
1.1 ZÁKLADNÍ POJMY	7
1.2 STABILITA REGULAČNÍHO OBVODU	10
1.3 ROZDĚLENÍ JEDNOROZMĚROVÝCH REGULAČNÍCH OBVODŮ	11
1.4 PÓLY A NULY	12
2 REGULÁTORY	13
2.1 ROZDĚLENÍ REGULÁTORŮ	13
2.2 VÝZNAM ZPĚTNÉ VAZBY U SPOJITÝCH REGULÁTORŮ	16
2.3 NESPOJITÉ REGULÁTORY	18
2.4 KVALITA REGULACE	18
3 METODY NASTAVENÍ PARAMETRŮ REGULÁTORŮ	20
3.1 WHITELEYOVY STANDARDNÍ TVARY	20
3.2 NASLINOVA METODA	23
3.3 COHEN – COONOVA METODA	24
3.4 CHIEN, HRONES A RESWICKOVA METODA	25
3.5 METODA VYVÁŽENÉHO NASTAVENÍ	26
3.6 METODA ZIEGLER – NICHOLS	26
II. PRAKTICKÁ ČÁST	28
4 SIMULAČNÍ PROCESY	29
4.1 WHITELEYOVY STANDARDNÍ TVARY	31
4.2 NASLINOVA METODA	35
4.3 COHEN-COONOVA METODA	41
4.4 CHIEN, HRONES, RESWICKOVA METODA	45
4.5 METODA VYVÁŽENÉHO NASTAVENÍ	49
4.6 SROVNÁVACÍ GRAFY	53
ZÁVĚR	61
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	63
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	64
SEZNAM OBRÁZKŮ	66
SEZNAM TABULEK	68

ÚVOD

Vytvořit práci na dané téma pro mne jako studenta kombinovaného studia nebylo jednoduché už z toho hlediska, že studenti kombinovaného studia nemají praktická cvičení a program v kterém byla bakalářská práce zadána, tj. Matlab-Simulink se bohužel u kombinovaného studia nevyučuje. Tudíž jsem byl postaven před nelehký úkol vytvořit v prostředí programu Matlab-Simulink svoji bakalářskou práci. V první řadě pro moji práci bylo nutné abych tento program zvládl tak, abych s ním uměl pracovat a poskytl dalším uživatelům, kteří by na daném tématu v budoucnu pracovali studijní pomůcku.

Tato práce si klade za cíl vysvětlit principy metod jednoduchého nastavení PI a PID regulátorů a ověření těchto metod v praktické části.

První část práce se věnuje teoretickému vysvětlení pojmů regulace, regulačních obvodů, zpoždění, popisu regulátorů a jejich kombinací. Dále je zde použito matematických výpočtů, kterými se řídí regulační obvody, regulátory, atd. V druhé polovině teoretické části jsou popsány jednotlivé metody nastavení regulátoru, které jsem zpracovával.

V praktické části je podrobně zpracováno jak matematické zadání přenosů, tak vykreslení použitého regulačního obvodu a jeho nastavení u jednotlivých metod a druhu regulátoru, jestli se jedná o PI nebo PID regulátor tak, aby uživatel měl představu, jak jsem k daným výsledkům dospěl. Hodnoty, s kterými jsem pracoval byly voleny experimentálně tak, abych zjistil jak se jednotlivé regulační obvody a regulátory budou chovat pro danou metodu. Nejdříve jsou znázorněny jednotlivě, dále jsou vykresleny regulační odezvy u jednotlivých metod do jednoho grafu vždy pro stejnou přenosovou funkci regulované soustavy tak, aby bylo patrné srovnání schopností regulátorů danou soustavu řídit.

Vše je provedeno v prostředí programu Matlab-Simulink verze 6. 5. 0. a vše je doplněno doprovodným textem.

I. TEORETICKÁ ČÁST

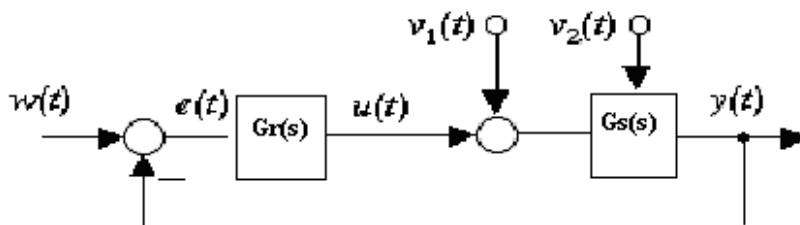
1 REGULAČNÍ OBVODY

1.1 Základní pojmy

Automatické řízení se uskutečňuje samostatně pracujícími stroji a přístroji, které často představují komplexní zařízení. Základem automatizovaných procesů nebo lépe automatizační techniky jsou regulátory a ovladače, stejně jako procesory pracující s daty.

Regulování je pochod, při kterém je jedna veličina (regulovaná veličina) stále měřena a porovnávána s jinou veličinou (řídící veličinou) a v závislosti na výsledku porovnání ve smyslu přizpůsobení se řídící veličině ovlivňována. Takto působící proces probíhá v uzavřeném obvodu, tj. regulačním obvodu, který vzniká připojením regulátoru k regulované soustavě.

Uvažujme lineární spojitý jednorozměrový t-invariantní regulační obvod. Cílem řízení nebo regulace je generovat akční veličinu $u(t)$ tak, aby se regulovaná veličina $y(t)$ chovala podle předem zadaného cíle, jež je charakterizován žádanou veličinou $w(t)$. Nejúčinnějším způsobem, jak tohoto cíle dosáhnout, je použití záporné zpětné vazby. Ke známému přenosu regulovaného systému $G_S(s)$ je nutné nalézt přenos regulátoru $G_R(s)$ tak, aby regulační odchylka $e(t)$ byla co nejmenší (nejčastěji samozřejmě nulová).



Obr. 1 Základní blokové schéma
regulačního obvodu

- $G_R(s)$ regulátor
- $G_S(s)$ soustava
- $w(t)$ řídící veličina
- $y(t)$ regulovaná veličina
- $e(t)$ regulační odchylka
- $u(t)$ akční veličina
- $v_{1,2}(t)$ poruchové veličiny

Výstupní veličinou regulačního obvodu je regulovaná veličina $y(t)$, vstupními veličinami jsou poruchové veličiny, např. $V_1(t)$, která působí na vstupu regulované soustavy a $V_2(t)$, která vstupuje do regulované soustavy v průběhu řízeného technologického procesu (poruchové veličiny mohou být kladné nebo záporné, podle toho, jak se při jejich působení mění regulovaná veličina) a žádaná veličina $w(t)$, jejíž rozdíl k regulované veličině vytváří regulační odchylku $e(t)$ jako vstupní signál regulátoru.

$$e(t) = w(t) - y(t) \quad (1)$$

Je zřejmé, že regulátor pracuje tak, aby zmenšoval, případně odstranil regulační odchylku, proto jeho výstupní signál má opačné znaménko než vstupní signál. Budou nás zajímat přenosy mezi jednotlivými vstupními veličinami a výstupem $y(t)$ regulované soustavy $G_s(s)$ nebo regulační odchylkou $e(t)$ na výstupu regulátoru $G_R(s)$. Přenos sériové kombinace regulátoru $G_R(s)$ a regulované soustavy $G_s(s)$ na obr. 1 nazýváme **přenosem otevřené smyčky $G(s)$** a v jednorozměrovém případě jej můžeme psát jako podíl polynomů čitatele $B(s)$ a jmenovatele přenosu $A(s)$ s případným dopravním zpožděním T_d jako

$$G(s) = G_s(s) * G_R(s) = e^{-sT_d} * \frac{B(s)}{A(s)} = e^{-sT_d} * \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (2)$$

Přenos žádaná hodnota $w(t) \rightarrow$ regulovaná veličina $y(t)$ nazýváme **přenosem řízení $G_w(s)$**

$$G_w(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{e^{-sT_d} * B(s)}{A(s) + e^{-sT_d} * B(s)} \quad (3)$$

Čítec přenosu řízení je tedy v jednoduchém regulačním obvodu stejný jako čítec přenosu otevřené smyčky a jmenovatel (přesněji charakteristický polynom $C(s)$) je dán součtem

$$C(s) = A(s) + e^{-sT_d} * B(s) \quad (4)$$

Účelem regulace je, aby řídicí a regulovaná veličina byly co nejvíce shodné. Přenos otevřeného regulačního obvodu má kladný smysl, jako v sérii řazené dva kladné členy tj. regulátor a regulovaná soustava.

$$G_0(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = G_R(s)G_S(s) = \frac{M(s)}{N(s)} \quad (5)$$

$M(s)$ – polynom čitatele přenosu,

$N(s)$ – polynom jmenovatele přenosu.

Pro uzavřený regulační obvod za předpokladu, že vstupní signály budou

$$v_1(t) = v_2(t) = 0 \quad \text{a} \quad w(t) = 0 \quad (6)$$

tj., že na obvod nebude působit žádaná veličina ani poruchy, bude platit

$$e(t) = -y(t) \quad (7)$$

a z toho plyne

$$G_R(s)G_S(s) = -\frac{Y(s)}{E(s)} = -1 \quad (8)$$

dostáváme

$$1 + G_R(s)G_S(s) = 0 \quad (9)$$

což je po úpravě tvar charakteristické rovnice k diferenciální rovnici uzavřeného regulačního obvodu bez působení poruch a žádané veličiny ve tvaru

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_2 y''(t) + a_1 y'(t) + a_0 y(t) = 0 \quad (20)$$

Vyloučením všech veličin kromě vstupních a výstupních, obdržíme Laplaceův obraz rovnice uzavřeného regulačního obvodu při působení poruchy řízení

$$Y(s)[1 + G_R(s)G_S(s)] = G_S(s)V(s) + G_R(s)G_S(s)W(s) \quad (31)$$

z které pro $v(t) = 0$ určíme

1. přenos řízení

$$G_W(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} \quad (42)$$

a pro $w(t) = 0$ určíme

2. přenos poruchy

$$G_V(s) = \frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} \quad (53)$$

1.2 Stabilita regulačního obvodu

Nutnou a postačující podmínkou pro stabilitu uzavřeného regulačního obvodu je, aby všechny kořeny charakteristické rovnice obvodu ležely v levé polorovině komplexní roviny „s“.

Regulační obvod je stabilní, jestliže se obecné řešení $y_{\text{hom}}(t)$ s rostoucím časem blíží k nule tj., když se obvod ustálí.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_{\text{hom}}(t) = 0 \quad (64)$$

Z toho vyplývá, že rozhodující pro posouzení stability uzavřeného regulačního obvodu je homogenní lineární diferenciální rovnice

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_1 y'(t) + a_0 y(t) = 0 \quad (75)$$

jejíž řešení je

$$y_{\text{hom}}(t) = \sum_{i=1}^n C_i e^{S_i t} \quad (i=1,2,\dots,n) \quad (16)$$

S_i - jsou násobné kořeny charakteristické rovnice uzavřeného lineárního regulačního obvodu, které získáme zavedením partikulárního řešení

$$y = e^{st} \quad (87)$$

která má potom tvar

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (98)$$

Závěry, které lze provést z rovnice (18).

1. Nutnou, ale postačující podmínkou stability je, aby všechny koeficienty $a_0, a_1, \dots$ charakteristické rovnice měly stejné znaménko a žádný z nich nesmí být roven nule. Počet koeficientů je $n + 1$, je-li n stupeň charakteristické rovnice.
2. Je-li charakteristická rovnice 2. stupně a všechny tři koeficienty jsou stejného znaménka, je regulační obvod vždy stabilní bez ohledu na velikost koeficientů a_0, a_1, a_2 .
3. Je-li charakteristická rovnice třetího a vyššího stupně a všechny koeficienty mají stejné znaménko a jsou různé od nuly, stabilita regulačního obvodu je závislá na velikosti jednotlivých koeficientů a je nutné ji řešit, např. pomocí kritérií stability.

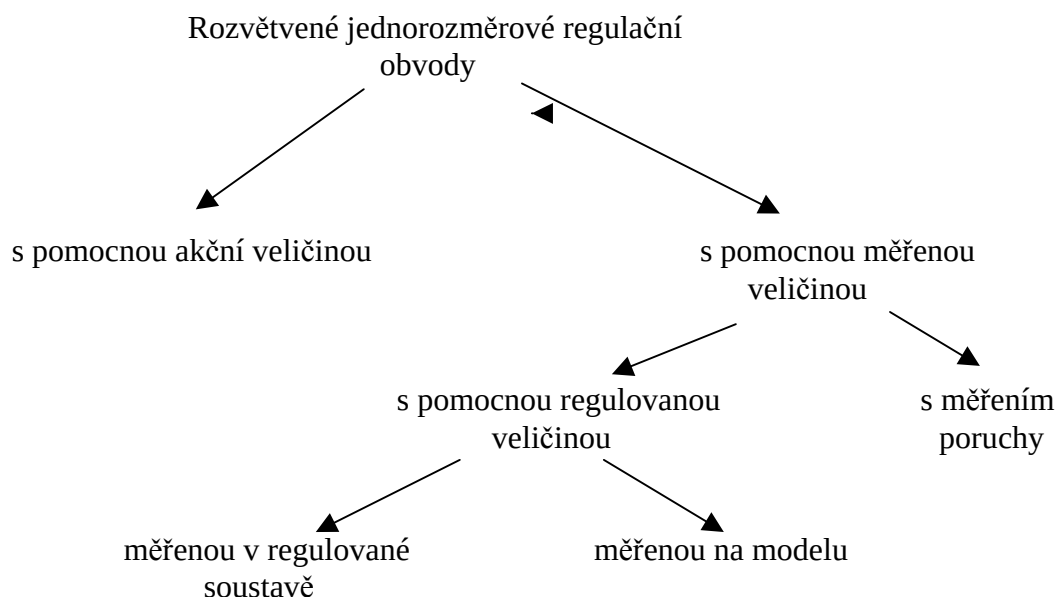
1.3 Rozdělení jednorozměrových regulačních obvodů

Většina regulačních obvodů je realizována jako obvody jednorozměrové, tj. mají jednu žádanou, jednu regulovanou a jednu akční veličinu, popřípadě jednu měřitelnou poruchu. Jednorozměrové regulační obvody jsou jednoduché a teoreticky i prakticky dobře zvládnutelné a mohou splnit většinu běžných regulačních úkolů.

Jednorozměrových regulačních obvodů se používá ve velké míře při řízení technologických procesů.

U jednorozměrových regulačních obvodech se s rostoucí složitostí regulované soustavy zvyšuje i sklon k nestabilitě regulačního obvodu při rostoucím zesílení a při zkracování integrační časové konstanty a zhoršuje se i jakost regulačního pochodu. Zavedením dalších proměnných do regulačního obvodu, získáme výhodnější dynamické i statické vlastnosti celého systému.

U velkého počtu regulovaných objektů je však třeba regulovat několik veličin současně. Nejde přitom o větší počet nezávislých jednorozměrových obvodů, ale obvody jsou navzájem vázány kde změna jedné řídicí veličiny působí pak vlivem vzájemných vazeb mezi obvody na všechny regulované veličiny.

Způsoby rozvětvení lze schématicky vyjádřit.**1.4 Póly a nuly**

Jejich poloha vychází z tvaru přenosu, kde polynomy čitatele i jmenovatele jsou rozloženy v součin kořenových činitelů. Nuly a póly mohou být buď reálné nebo komplexně sdružené nebo ryze imaginární. Reálné póly způsobují aperiodický děj, póly komplexně sdružené zapříčiňují kmitavou složku přechodového děje. Póly v počátku vyjadřují integrační charakter přechodového děje systému. Nuly představují derivační charakter. U pólů a nul je rozhodující jejich poloha vzhledem k imaginární ose (mez stability). V levé komplexní polorovině jsou stabilní póly a nuly (mají zápornou reálnou část), v pravé polorovině jsou nestabilní póly a nuly (mají kladnou reálnou část). Nuly v počátku představují derivační charakter systému, póly v počátku naopak představují integrační charakter. Příčinou záporných reálných pólů je aperiodický přechodový jev. Komplexně sdružené póly způsobují kmitavý charakter přechodového děje. Čím jsou stabilní póly dále od imaginární osy, tím je přechodový děj více tlumen. Jsou-li nuly blíže imaginární ose než póly, bude převládat derivační charakter. Poloha pólů a nul vychází z tvaru přenosu, kde polynomy čitatele i jmenovatele jsou rozloženy v součinu kořenových činitelů.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} = \frac{b_m (s - s_1) \dots (s - s_m)}{a_n (s - s_1) \dots (s - s_n)} \quad (109)$$

2 REGULÁTORY

2.1 Rozdělení regulátorů

Regulátorem je nazýváno zařízení v regulačním obvodu, kterým se uskutečňuje proces automatické regulace. Do regulátoru zahrnujeme obvykle (kromě regulované soustavy) všechny členy regulačního obvodu. Podstata činnosti spočívá ve vyhodnocení regulační odchylky jako vstupního signálu.

$$e(t) = w(t) - y(t) \quad (20)$$

Regulátory třídíme podle přívodu energie na přímé a nepřímé.

1. Přímé regulátory: nepotřebují ke své činnosti vnější přívod energie, energie snímače stačí k ovládní polohy akční veličiny. Patří mezi ně první v praxi používané regulátory: automatický regulátor hladiny I. V. Polzunova z roku 1765 a regulátor otáček parního stroje J. Watta z roku 1784.

2. Nepřímé regulátory: potřebují vnější přívod energie. Tento druh regulátoru dnes převažuje.

Podle nositele signálu v regulátoru rozlišujeme regulátory:

1. elektrické

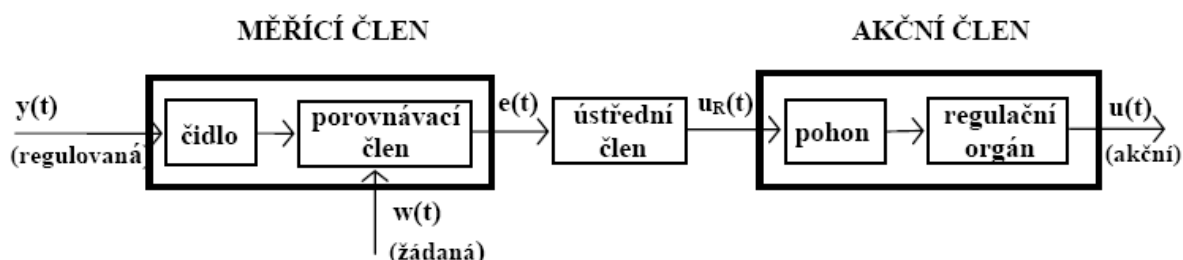
2. hydraulické

3. pneumatické atd.

Podle průběhu výstupní veličiny můžeme regulátory dělit na:

1. spojitě kde jsou všechny veličiny spojitě v čase.

2. nespojitě kde některý člen pracuje nespojitě.



Obr. 2 Schéma nepřímých regulátorů

Nepřímý regulátor můžeme zobrazit blokovým schématem na obr. 2. Měřícím členem zajišťujeme regulační odchylku $e(t)$, tj. snímačem měříme skutečnou hodnotu regulované veličiny a v porovnávacím členu se počítá její rozdíl od žádané hodnoty. Ústřední člen regulátoru zpracovává regulační odchylku podle matematického zákona, který mu je určen (např. P, PI, PD, PID).

Akční člen se skládá z pohonu a regulačního orgánu. Regulační orgán řídí průtok energie řízeným systémem. Pohon dodává energii regulačnímu orgánu. Protože mnoho regulačních orgánů má polohový vstup, konstruuje se pohon často jako polohový servomechanismus. Pokud pohon nemá zpětnou vazbu má integrační charakter a pohybuje se konstantní rychlostí. Při řízení technologických procesů se osvědčily lineární spojitě regulátory typu PID.

Tento regulátor se skládá ze tří členů.

P – proporcionální

I – integrační

D – derivační

P - proporcionální člen

Je popsán jednoduchou rovnicí:

$$u_R(t) = r_0 e(t) \qquad R_p(s) = r_0 \qquad (211)$$

Pásmo proporcionality je definováno :

$$P = \frac{1}{r_0} * 100 [\%] \qquad (22)$$

kde $r_0 = k_r$ je zesílení regulátoru.

a odpovídá počtu procent změny vstupní veličiny, která změní 100% výstupní veličiny z jedné krajní polohy do druhé.

I – integrační člen

Je popsán vztahem:

$$u_R(t) = \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau R_I(s) = \frac{1}{T_I s} \quad (23)$$

T_I - integrační časová konstanta je popsána vztahem:

$$T_i = \frac{r_0}{r_{-1}} [s] \quad (24)$$

Integrační časovou konstantu určíme z přechodové charakteristiky PI regulátoru, tj. pro vstupní signál jednotkového skoku.

T_I znamená čas, za který při 100% změně na vstupu naroste 100% na výstupu. Tzn. T_I je čas, který by potřeboval čistě integrační regulátor, aby přestavil akční člen (výstupní signál) do polohy, které dosáhne PI regulátor v čase $t = 0$ vlivem své proporcionální složky.

D – derivační člen

T_D - derivační časová konstanta je popsána vztahem:

$$T_d = \frac{r_1}{r_0} [s] \quad (25)$$

Derivační časovou konstantu určíme z přechodové charakteristiky PD regulátoru, tj. pro vstupní signál jednotkového rychlosti.

Je popsán diferenciálním tvarem. T_D je čas, který by potřeboval čistě proporcionální regulátor, aby přestavil akční člen (výstupní signál) do polohy, které dosáhne PD regulátor v čase $t = 0$ vlivem své derivační složky.

Ideální D člen nelze použít samostatně, protože způsobuje šumy. Proto se používá realistický D – člen se setrvačností prvního řádu.

Tento člen popisuje přenos:

$$R_D(s) = \frac{T_D s}{\tau_p s + 1} = \frac{T_D s}{\frac{T_D}{N} s + 1} \quad N \in \langle 3; 10 \rangle \quad (26)$$

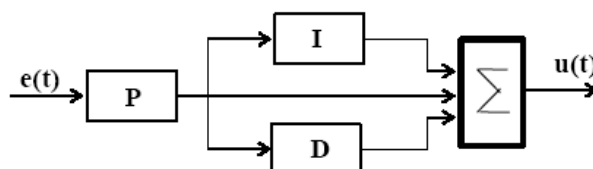
nebo diferenciální rovnice:

$$\tau_p u_R'(t) + u_R(t) = T_D e_R'(t) \quad (27)$$

Prakticky užitečné regulátory vznikají paralelní kombinací uvedených P, I a D členů.

Ideální PID regulátor je popsán přenosem:

$$G_R(s) = k_r \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s \quad (28)$$



Obr. 3 Ideální PID regulátor

P – proporcionální člen

I – integrační člen

D – derivační člen

$e(t)$ – regulační odchylka

$u(t)$ – akční veličina

Velmi důležitým úkolem je nastavení parametru regulátoru tak, aby regulační obvod fungoval správně, tedy, aby celý obvod byl stabilní a aby regulační odchylka konvergovala k nule.

2.2 Význam zpětné vazby u spojitých regulátorů

Ústřední člen regulátoru se nejčastěji konstruuje jako zesilovač se zpětnými vazbami.

Pro přenos regulátoru platí.

$$G_R(s) = \frac{U_R(s)}{E(s)} = \frac{G_{ZES}(s)}{1 + G_{ZES}(s)G_{ZV}(s)} = \frac{1}{\frac{1}{G_{ZES}(s)} + G_{ZV}(s)} \quad (29)$$

Pro velké zesílení zesilovače $G_{ZES}(s) \approx \infty$ platí

$$G_R(s) \approx \frac{1}{G_{ZV}(s)} \quad (30)$$

Z toho plyne, že dynamické vlastnosti regulátoru jsou určovány dynamickými vlastnostmi zpětné vazby.

2.4 Charakteristika činnosti spojitých regulátorů

P regulátor – v uzavřeném regulačním obvodu pracuje s trvalou regulační odchylkou při regulaci proporcionálních regulovaných soustav. Má dobré stabilitní vlastnosti.

I regulátor – v uzavřeném regulačním obvodu pracuje s přechodnou regulační odchylkou. Regulační pochod se ustálí tehdy, kdy regulační odchylka $e(t) = 0$. Při regulaci integrační regulované soustavy nevyhovuje podmínkám stability regulačního obvodu.

D člen – není schopen samostatně fungovat jako regulátor připojený k regulované soustavě, protože vstupním signálem je derivace regulační odchylky a neví tedy nic o velikosti odchylky $e(t)$. Připustí libovolně velkou ustálenou regulační odchylku. Jako člen v kombinovaném regulátoru zlepšuje stabilní vlastnosti regulačního obvodu. Informuje regulátor o změně regulační odchylky.

PI regulátor – v uzavřeném regulačním obvodu odstraňuje trvalou regulační odchylku, kterou bychom měli při použití P regulátoru. Zlepšuje stabilní vlastnosti vzhledem k použití čistě I regulátoru. Pro určité nastavení stavitelných parametrů regulátoru vyhovuje z hlediska stability i pro integrační regulované soustavy. V počátku regulačního pochodu převládá vliv proporcionální složky, s narůstajícím časem převládá vliv integrační složky.

PD regulátor – zlepšuje stabilní vlastnosti regulačního obvodu ve srovnání s použitím čistě P regulátoru. Je tedy možné pracovat s vyšším zesílením regulátoru a tedy menší trvalou regulační odchylkou vzhledem k použití čistě P regulátoru při regulaci proporcionálních regulovaných soustav. V počátku regulačního pochodu převládá vliv derivační složky, s narůstajícím časem převládá vliv proporcionální složky, regulátor pracuje s přechodným zvýšeným zesílením.

PID regulátor – v uzavřeném regulačním obvodu odstraňuje vlivem I složky trvalou regulační odchylku a vlivem D složky zlepšuje stabilní vlastnosti regulačního obvodu.

V počátku přechodového děje převládá derivační složka regulátoru, v narůstajícím čase převládá integrační složka regulátoru.

2.3 Nespojité regulátory

Jako nespojité jsou definovány regulátory, jejichž některý člen má nespojitou, obvykle reléovou charakteristiku. Rozvod energie u nepřímých elektrických regulátorů je zpravidla vytvořen nějakým kontaktním zařízením (spínač, stykač), takže po konstrukční stránce jsou nespojité regulátory obvykle jednodušší než regulátory spojitě. Neužívanější a nejjednodušší jsou **dvoupolohové** regulátory. Přenášejí jen dva povely (zap. – 1, vyp. – 0), takže zaujme jen jednu nebo druhou krajní polohu.

Funkčně jde o vyrovnání působení momentů od silového účinku snímače regulované veličiny y a direktivní pružiny žádané hodnoty regulované veličiny na otočné páce dvoupolohového regulátoru. Dvoupolohový regulátor se v podstatě chová jako proporcionální regulátor.

Podle konstrukce pohonu se regulační orgán přístroje řídí :

1. skokem

2. konstantní rychlostí

3. proměnlivou rychlostí v závislosti na regulační odchylce $e(t)$

Dále existují regulátory s mezípolohou - **třípolohové**, a polohami otevírá – klid – zavírá, které využívají elektrických servopohonů s konstantní rychlostí.

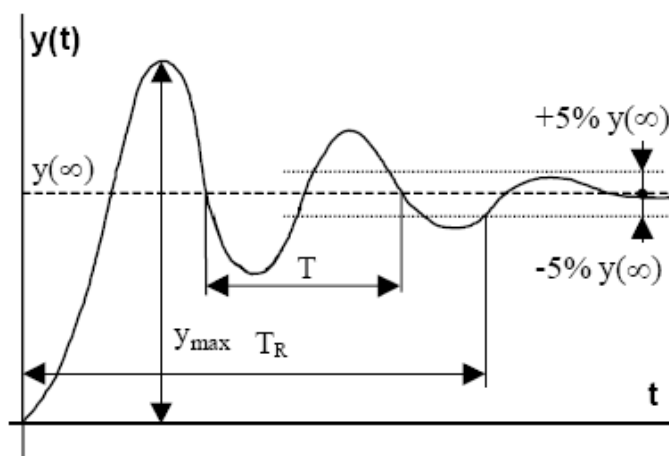
Dvoupolohový i třípolohový regulátor může mít teoreticky také pevnou nebo proměnnou zpětnou vazbu, která mu dodá vlastnosti podobné spojitým regulátorům.

2.4 Kvalita regulace

Kvalita regulace je relativní pojem. Jde o to, do jaké míry se výsledný regulační proces přiblížil požadovanému průběhu. Kvalita úzce souvisí s požadavky kladenými na regulační obvod. Kvalitně nastavený regulátor musí dobře sledovat žádanou veličinu, respektovat povolenou míru přeregulování a potlačit vliv poruch. Aby mohla být kvalita regulace objektivně určena, používají se k tomu následující kritéria. Kritérií existuje více a je přínosné jich také více aplikovat. Tak lze získat přesnější představu o skutečném průběhu regulace.

Ukazatel kvality regulace

Z přechodové charakteristiky regulačního obvodu (tj. odezva systému na jednotkový skok) vychází následující grafické kritérium obr.4. Z přechodové charakteristiky můžeme zjistit.



Obr. 4 Ukazatel kvality regulace

$y_{\max}$ - maximální přeregulování regulační veličiny.

T_R - doba regulace, tj. doba, po jejímž uplynutí se systém ustálí natolik, že regulační odchylka bude menší než 5%.

T - perioda kmitu přechodové charakteristiky.

Výhodou je grafická názornost. Nevýhodou je obtížnost použití grafické podoby kritéria při syntéze regulačního obvodu.

Integrační kritérium kvality regulace

$$J = \int_0^{\infty} f_0(y(t), y'(t), \dots, u(t), t) dt \quad (312)$$

f_0 je funkcí regulované veličiny a řídicí veličiny. f_0 je závislé i na stavu systému x_0 . Minimální hodnoty kritéria naznačují vhodné či správné nastavení regulátoru pro daný systém.

Nejčastěji používaným integračním kritériem kvality regulace je tzv. **kvadratická regulační plocha**.

$$J = \int_0^{\infty} f_0 [y(t) - y(\infty)]^2 dt \quad (32)$$

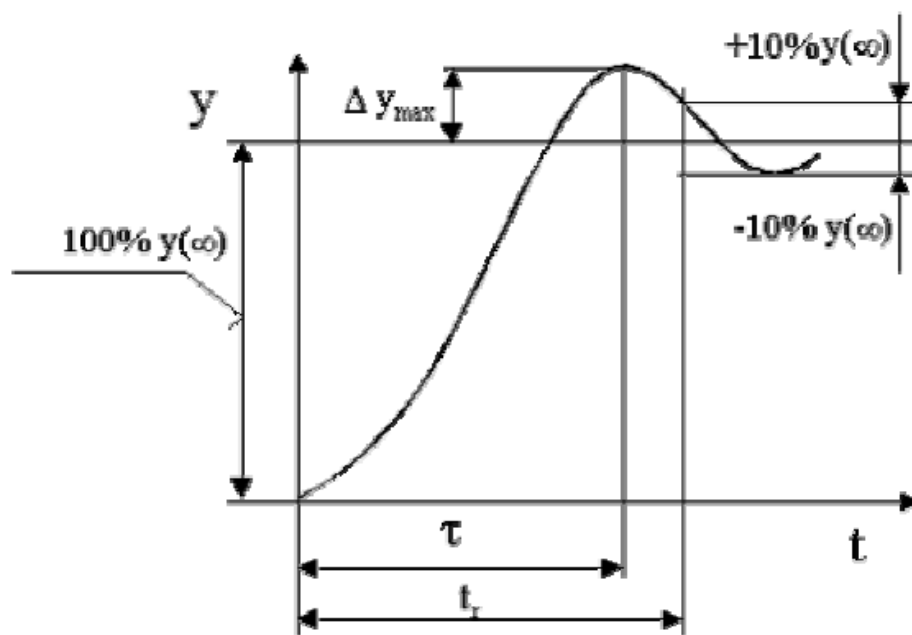
$y(\infty)$ - je ustálená hodnota regulované veličiny.

3 METODY NASTAVENÍ PARAMETRŮ REGULÁTORŮ

3.1 Whiteleyovy standardní tvary

Metoda vychází z určitých vzorových typů přenosových funkcí uzavřeného regulačního obvodu, o kterých víme, že dávají vyhovující regulační pochod a podle nich upravuje seřízení parametrů regulátorů hodnoty koeficientů přenosové funkce v konkrétním případě tak, aby se koeficienty této konkrétní funkce a funkce vzorové navzájem rovnaly.

Whiteleyho standardní tvary přenosové funkce jsou poměrem obrazů výstupní veličiny a vstupní skokové funkce (žádané veličiny nebo poruchy). Standardní tvary zaručují, že při dodržení předepsaných koeficientů charakteristické rovnice pro daný typ přenosu regulačního obvodu se nepřekročí daná hodnota maximálního přeregulování nebo doba ustálení.



Obr. 5. Regulační pochod odpovídající standardnímu tvaru.

Spojité regulátory a metody jejich nastavení:

Předpokládáme přenos řízení:

$$G_{w/y}(s) = \frac{G_R(s)G_s(s)}{1 + G_R(s)G_s(s)} \quad (33)$$

ve tvaru:

$$G_{w/y}(s) = \frac{b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (34)$$

pro který najdeme předepsané koeficienty $\overline{a_i}$ standardního tvaru pro daný stupeň:

$$G(q) = \frac{\overline{b_0}}{\overline{a_n} q^n + \dots + \overline{a_1} q + \overline{a_0}} \quad (35)$$

Přenos (35) má obecně členy $a_n \neq 1, a_0 \neq 1$ proto je nutné jej přetransformovat tak, aby

$$a_n = a_0 = 1 \quad (36)$$

Postup je takový, že nejprve podělíme čitatele i jmenovatele koeficientem a_0 a potom použijeme substituci:

$$s = \left(\frac{a_0}{a_n} \right)^{\frac{1}{n}} q \quad (37)$$

a přenos (35) přejde do transformovaného tvaru:

$$\begin{aligned} G_{w/y}(q) &= \frac{b_0/a_0}{\frac{a_n}{a_0} \left(\frac{a_n}{a_0} \right)^{\frac{n}{n}} q^n + \dots + \frac{a_2}{a_0} \left(\frac{a_0}{a_n} \right)^{\frac{2}{n}} q^2 + \frac{a_1}{a_0} \left(\frac{a_0}{a_n} \right)^{\frac{1}{n}} q + 1} = \\ &= \frac{\beta_0}{\alpha_n q^n + \dots + \alpha_1 q + \alpha_0} \end{aligned} \quad (38)$$

Ke koeficientům α_i přiřadíme tabelované hodnoty $\overline{a_i}$ příslušného standardního tvaru dle tabulky 1 pro daný stupeň a tím získáme vztahy, ze kterých pak vypočítáme vyšetřované hodnoty stavitelných parametrů regulátoru, které jsou zahrnuty v koeficientech α_i .

Tab. 1 pro standardní tvary přenosové funkce (35).

Stupeň n	Koeficienty							charakteristické hodnoty regulovaného pochodu		
	$\overline{a_6}$	$\overline{a_5}$	$\overline{a_4}$	$\overline{a_3}$	$\overline{a_2}$	$\overline{a_1}$	$\overline{a_0}$	$\tau^{tab} [s]$	$t_r^{tab} [s]$	$\Delta y_{\max} [\%]$
2					1	1,4	1	2,65	7	5
3				1	2	2	1	3,35	9,5	8,7
4			1	2,6	3,4	2,6	1	4,25	15	11,7
5		1	3,2	5,2	5,2	3,2	1	4,95	>18	13
6	1	3,7	7,5	9,1	7,5	3,7	1	5,55		13,3

Pro přenos tohoto typu slouží tabulka 2

$$G_{w/y}(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (39)$$

Tab. 2 pro standardní tvary přenosové funkce (39)

Stupeň n	Koeficienty							charakteristické hodnoty regulovaného pochodu		
	$\overline{a_6}$	$\overline{a_5}$	$\overline{a_4}$	$\overline{a_3}$	$\overline{a_2}$	$\overline{a_1}$	$\overline{a_0}$	$\tau^{tab} [s]$	$t_r^{tab} [s]$	$\Delta y_{\max} [\%]$
2					1	2,5	1	2		10
3				1	5,1	6,3	1	4,1		10
4			1	7,2	16	12	1	5,5		10
5		1	9	29	38	18	1	6,8		10
6	1	11	43	83	73	25	1	8		10

Pro přenos tohoto typu slouží tabulka 3

$$G_{w/y}(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (40)$$

Tab. 3 pro standardní tvary přenosové funkce (40)

Stupeň n	Koeficienty							charakteristické hodnoty regulovaného pochodu		
	$\overline{a_6}$	$\overline{a_5}$	$\overline{a_4}$	$\overline{a_3}$	$\overline{a_2}$	$\overline{a_1}$	$\overline{a_0}$	$\tau^{tab} [s]$	$t_r^{tab} [s]$	$\Delta y_{\max} [\%]$
3				1	6,7	6,7	1	3,5		10
4			1	7,9	15	7,9	1	5,4		15
5		1	18	69	69	18	1	6,5		20
6	1	36	251	485	251	36	1	8		20

3.2 Naslinova metoda

Předpokládáme charakteristickou rovnici uzavřeného regulačního obvodu ve tvaru:

$$c_n s^n + \dots + c_2 s^2 + c_1 s + c_0 = 0 \quad (413)$$

pokud pro koeficienty platí nerovnosti:

$$c_i^2 \geq \alpha c_{i-1} c_{i+1} \quad \text{pro } i=1,2,\dots,(n-1) \quad (42)$$

potom maximální přeregulování

$$\Delta y_{\max} [\%] \quad (43)$$

závisí na hodnotě α dle tabulky 4.

Tab.4 Závislost $\Delta y_{\max}$ na α .

α	1,75	1,8	1,9	2	2,2	2,4
$\Delta y_{\max}$	16	12	8	5	3	1

3.3 Cohen – Coonova metoda

Vychází z přenosu tří – parametrového modelu.

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-\Theta s} \quad (44)$$

Tato metoda je navržena tak, že dává poměr tlumení $\frac{1}{4}$. To znamená, že navržený regulátor bude poskytovat regulační pochod, u kterého bude mít odezva druhého kmitu čtvrtinu první amplitudy.

Tab. 5 Parametry regulátoru pro Cohen – Coonovu metodu.

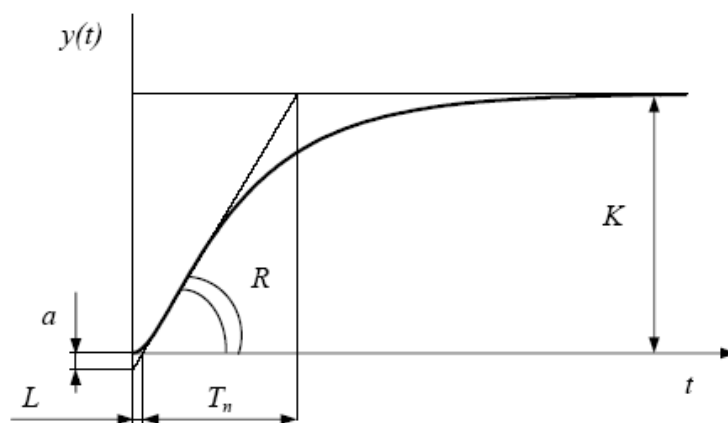
	k_r	T_I	T_D
P	$\frac{1}{K.r} \left(1 + \frac{r}{3} \right)$	-	-
PI	$\frac{1}{K.r} \left(0,9 + \frac{r}{12} \right)$	$\frac{30 + 3r}{9 + 20r} \Theta$	-
PID	$\frac{1}{K.r} \left(\frac{4}{3} + \frac{r}{4} \right)$	$\frac{32 + 6r}{13 + 8r} \Theta$	$\frac{4}{11 + 2r} \Theta$

Pro parametr r platí :

$$r = \frac{\Theta}{T} \quad (45)$$

3.4 Chien, Hrones a Reswickova metoda

Pro nastavení parametrů regulátoru je nutno určit parametry **a**, **L**, **T**. Parametry **a** a **L** se určí způsobem z přechodové charakteristiky, která využívá fiktivní dopravní zpoždění a je vhodná pro aperiodické přechodové charakteristiky



Obr. 6 Určení parametrů **L** a **a** z přechodové charakteristiky

$$R = \operatorname{tg} \alpha = \frac{K}{T_n} \quad (46)$$

$$a = R * L \quad (47)$$

a parametr **T** jako časová konstanta také a platí **T** = **T_n**.

Parametry **a** a **L** lze jednoduše získat také přímo z přenosové funkce

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-\Theta s} \quad (48)$$

Tab. 6 Parametry regulátoru pro CHR metodu.

Překmit	0%			20%		
	k_r	T_I	T_D	K_r	T_I	T_D
P	$\frac{0,3}{a}$			$\frac{0,7}{a}$		
PI	$\frac{0,35}{a}$	$1,2 T$		$\frac{0,6}{a}$	T	
PID	$\frac{0,6}{a}$	T	$0,5 L$	$\frac{0,95}{a}$	$1,4 T$	$0,47 L$

3.5 Metoda vyváženého nastavení

Vychází z přenosu tří – parametrového modelu

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-\Theta s} \quad (49)$$

Tato metoda zabezpečuje kromě minimálního překmitu také vyváženost mezi proporcionálními a integračními zásahy a tady šetří akční členy .

Tab. 7 Parametry regulátoru pro metodu vyváženého nastavení.

	k_r	T_I	T_D
PI	$\frac{1}{K} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right]$	$\left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{2} - \tau \right] t_r$	-
PID	$\frac{1}{K} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right]$	$\left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{2} - \tau \right] t_r$	$\leq \frac{T_I}{4}$

kde:

$$t_r = \Theta + T, \quad \tau = \frac{\Theta}{\Theta + T} \quad (50)$$

t_r - průměrná doba ustálení

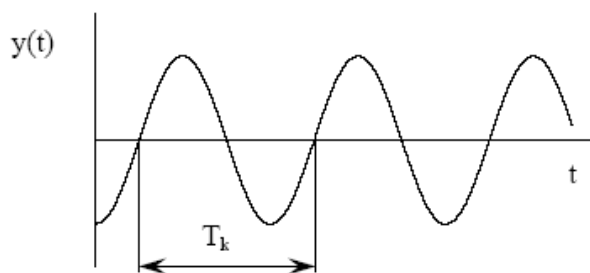
τ - normalizované dopravní zpoždění

3.6 Metoda Ziegler – Nichols

Této metodě se také říká **metoda kritického zesílení**. Tato metoda byla původně experimentální. Aby mohly být hledány vhodné hodnoty nastavení regulátoru, bylo potřeba přivést soustavu s připojeným regulátorem na hranici stability. Této hranici se také říká kritický stav, tzn., že připojený regulátor bude nastaven tak, aby byla aktivní pouze jedna složka a to proporcionální. Zbylé dvě (integrační a derivační) jsou vhodným nastavením vynulovány. Vlivem proporcionální složky se zvyšuje zesílení regulátoru tak dlouho, dokud regulační obvod nezačne kmitat s konstantní amplitudou.

Postup při seřizení této metody:

- Použije se pouze proporcionální regulátor.
- Zvyšuje se zesílení k_r , resp. r_0 až k hodnotě k_{rk} , resp. r_{0k} tak, aby obvod byl na hranici stability.
- Odečte se perioda těchto netlumených kmitů dle Obr. 7.



Obr. 7 Odečtení periody netlumených kmitů při kritickém zesílení

- Vhodné nastavení udává Tab. 8

Tab. 8 Nastavení parametrů regulátoru metodou Ziegler-Nicols

	k_r	T_I	T_D	r_0	r_{-1}	r_1
P	$0,5 k_{rk}$	-	-	$0,5 r_{0k}$	-	-
PI	$0,45 k_{rk}$	$0,85 T_k$	-	$0,45 r_{0k}$	$\frac{0,54 r_{0k}}{T_k}$	-
PD	$0,4 k_{rk}$	-	$0,05 T_k$	$0,4 r_{0k}$	-	$0,02 r_{0k} T_k$
PID	$0,6 k_{rk}$	$0,5 T_k$	$0,12 T_k$	$0,6 r_{0k}$	$\frac{1,2 r_{0k}}{T_k}$	$0,075 r_{0k} T_k$

Pro:

$$R(s) = k_r \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right), \text{ resp. } R(s) = r_0 + \frac{r_{-1}}{s} + r_1 s \quad (514)$$

II. PRAKTICKÁ ČÁST

4 SIMULAČNÍ PROCESY

V praktické části jsou obsaženy simulační procesy v prostředí programu Matlab-Simulink. Při testování jsem vycházel z parametrů pro výpočet PI a PID regulátorů podle tabulek metod, které byly zvoleny a vše je graficky znázorněno. Nejprve jsou použité metody vykresleny jednotlivě, následně jsou metody zpracovány do jednoho grafu.

Grafy jsou navrženy tak, že v první třetině je použito jednotkového skoku a ve druhé třetině do regulačního obvodu vstupuje porucha. Časový horizont je volen tak, aby regulátor během simulovaného času stihl reagovat a ustálit výstupní veličinu. Časový horizont simulací je 200. Soustava vychází z klidového stavu. Na grafickém znázornění je pak vidět jak rychle se jednotlivé regulační obvody s touto poruchou vyrovnaly. Graficky znázorněné výsledky zahrnují pět různých metod pro nastavení regulátorů. Každou metodu reprezentuje křivka příslušné barvy.

Metody Cohen-Coon, Vyváženého nastavení a CHR metoda jsou prvního řádu s dopravním zpožděním u , kterých jsem se snažil se provést co nejvíce simulací abych zjistil jak se regulační obvody chovají a do jaké míry jsou schopny regulaci zvládnout dále tyto metody byly použity pro soustavu třetího řádu pro PI a PID regulátory. U Naslinovy metody jsem použil přenos jak prvního řádu tak druhého řádu, ale i třetího řádu pro nastavení PI regulátoru s tím, že jsem se snažil ověřit zda velikost překmitu dle tabulky závislosti bude souhlasit, navíc jsem pro tuto metodu zvolil přenos i s dopravním zpožděním, i když tato metoda s dopravním zpožděním nepočítá. Dopravní zpoždění bylo použito experimentálně, abych vyzkoušel jak se bude regulační obvod chovat a abych tuto metodu mohl porovnat s metodami, u kterých se s dopravním zpožděním počítá.

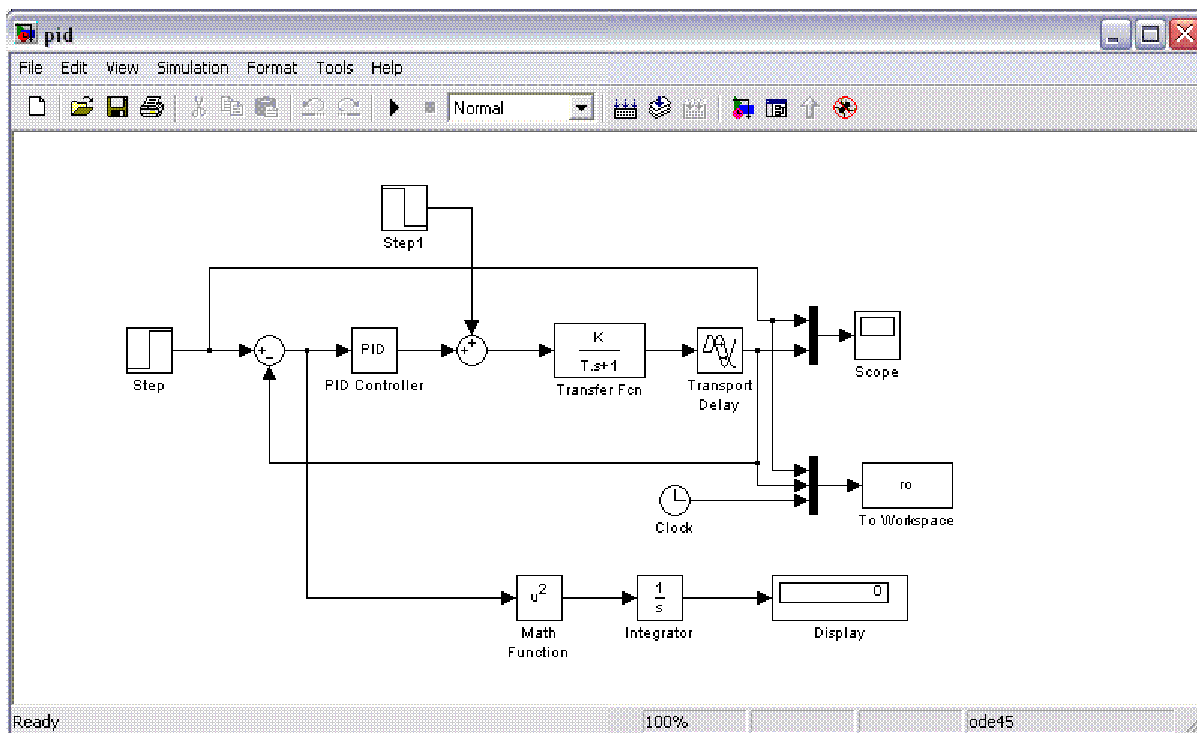
U Whiteleyovy metody jsem pracoval s přenosy prvního řádu, druhého řádu a třetího řádu. Zde jsem vycházel ze základní rovnice přenosu pro PI a PID regulátor a výsledné hodnoty jsem dosadil do příslušné přenosové funkce a porovnával jsem hodnoty překmitu dle tabulek.

Dále je v regulačních obvodech použit výpočet pro kvadratickou regulační plochu ve tvaru:

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (52)$$

Chtěl bych ještě upozornit, že vypracovaných grafů je poměrně mnoho a potenciální uživatel by se mohl špatně orientovat. Já sem se snažil záměrně vypracovat tolik grafu (ono to samo vyplývá už z toho zadání „ověření klasických metod návrhů regulátorů“, abych i já získal představu jak se jak se budou jednotlivé regulační obvody chovat. U každého grafu je popis, pro jednodušší orientaci.

Všechny simulace byly testovány na regulačním obvodu který je na Obr. 8 .



Obr. 8 Ukázka použitého modelu regulačního obvodu v prostředí Matlab-Simulink

Regulační obvod se skládá z následujících částí:

Step – žádaná veličina (modelovaná jako signál se skokovou změnou)

Step1 – porucha na vstupu do regulované soustavy

PID – regulátor (obsahuje složku integrační, derivační a proporcionální)

Transfer Fcn – přenos řízené soustavy

Transport Delay – dopravní zpoždění

Scope – funkce pro vykreslení grafu

Další funkce jsou: Integrál pro výpočet kvadratické regulační plochy, display pro číselné zobrazení kvadratické regulační plochy a workspace pro uložení grafu do složky.

4.1 Whiteleyovy standardní tvary

Systém 1
$$G(s) = \frac{1}{s+3} \quad (53)$$

Je to soustava prvního řádu.

Tento přenos je navržen pro PI regulátor, výsledný přenos regulátoru a regulované soustavy je po úpravě:

$$G_{w/y}(s) = \frac{q_1 s + q_0}{s^2 + (3 + q_1)s + q_0} \quad (54)$$

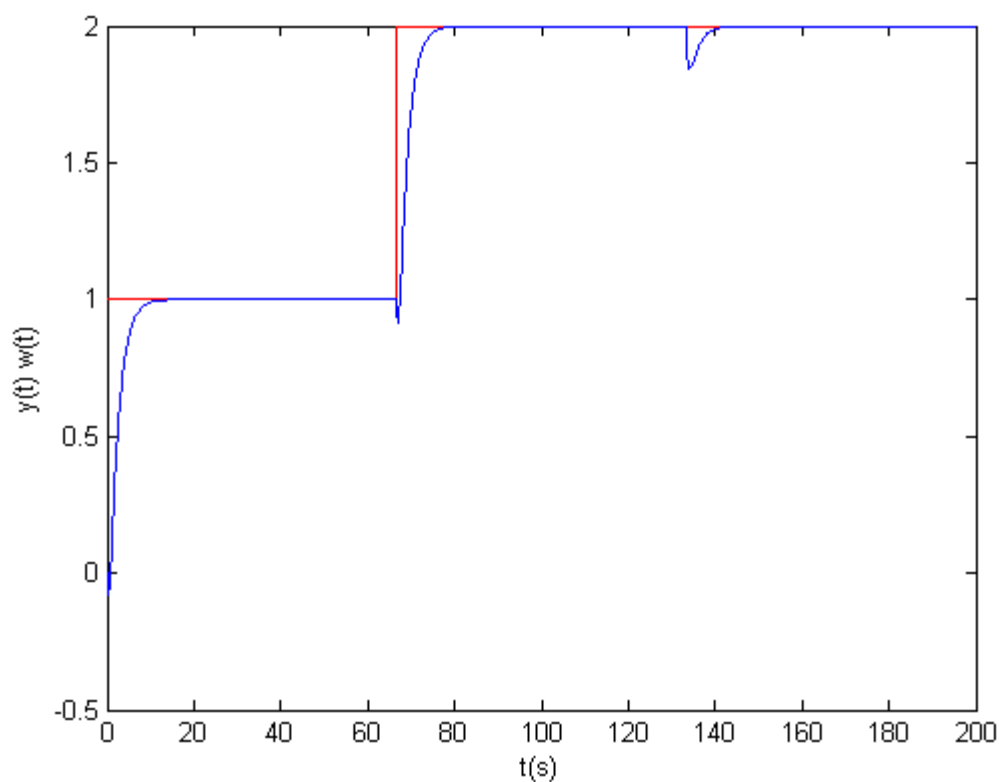
Výsledné hodnoty pro nastavení PI regulátoru pak vyšly:

$$q_0 = 1$$

$$q_1 = -0.5$$

a pro stupeň n : $n = 2$, z tab. 2 .

Regulátor se zápornou hodnotou parametru q_1 se nepoužívá. Lze tedy konstatovat, že daná metoda v kombinaci se zvolenou strukturou regulátoru nejsou pro řízený systém viz – (53) vhodné. Simulační pochod je přesto uveden na obr. 9.



Obr. 9 pro PI regulátor

Systém 2

$$G(s) = \frac{2}{s^2 + 10s + 1} \quad (55)$$

Je to soustava druhého řádu.

Tento přenos je navržen pro PI regulátor, výsledný přenos regulátoru a regulované soustavy je po úpravě:

$$G_{w/y}(s) = \frac{2q_1 + 2q_0}{s^3 + 10s^2(1 + 2q_1)s + 2q_0} \quad (56)$$

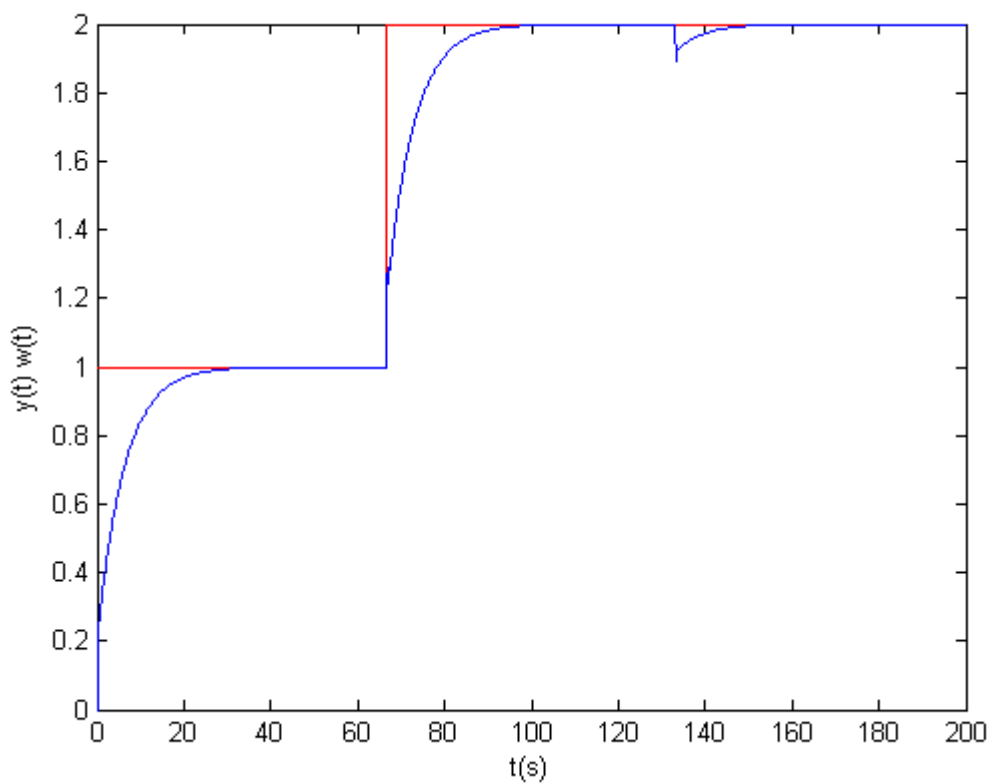
Výsledné hodnoty pro nastavení PI regulátoru pak vyšly:

$$q_0 = 1$$

$$q_1 = 0.8$$

a pro stupeň n: n = 3, z tab. 2.

V tomto systému přenosu byla použita substituce – viz. (37).



Obr. 10 pro PI regulátor

Systém 3

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 4s + 3} \quad (57)$$

Je to soustava druhého řádu.

Tento přenos je navržen pro PID regulátor, výsledný přenos regulátoru a regulované soustavy je po úpravě:

$$G_{w/y}(s) = \frac{q_2 s^2 + q_1 s + q_0}{s^3 + (4 + q_2)s^2 + (3 + q_1)s + q_0} \quad (58)$$

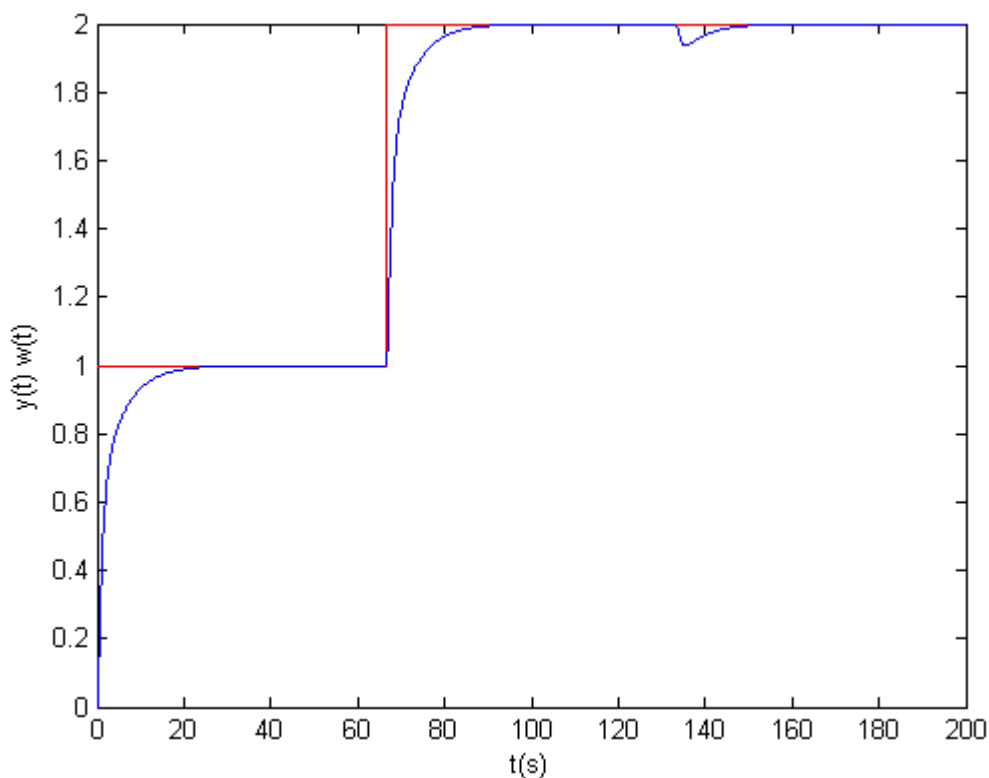
Výsledné hodnoty pro nastavení PID regulátoru pak vyšly:

$$q_0 = 1$$

$$q_1 = 3.7$$

$$q_2 = 2.7$$

a pro stupeň n: n = 3, z tab. 3 .



Obr. 11 pro PID regulátor

Systém 4

$$G(s) = \frac{2}{s(s+10)^2} \quad (59)$$

Je to soustava třetího řádu.

Tento přenos je navržen pro PID regulátor, výsledný přenos regulátoru a regulované soustavy je po úpravě:

$$G_{w/y}(s) = \frac{2q_2s^2 + 2q_1s + 2q_0}{s^4 + 20s^3(100 + 2q_2)s^2 + 2q_1s + 2q_0} \quad (60)$$

Výsledné hodnoty pro nastavení PID regulátoru pak vyšly:

$$q_0 = 1$$

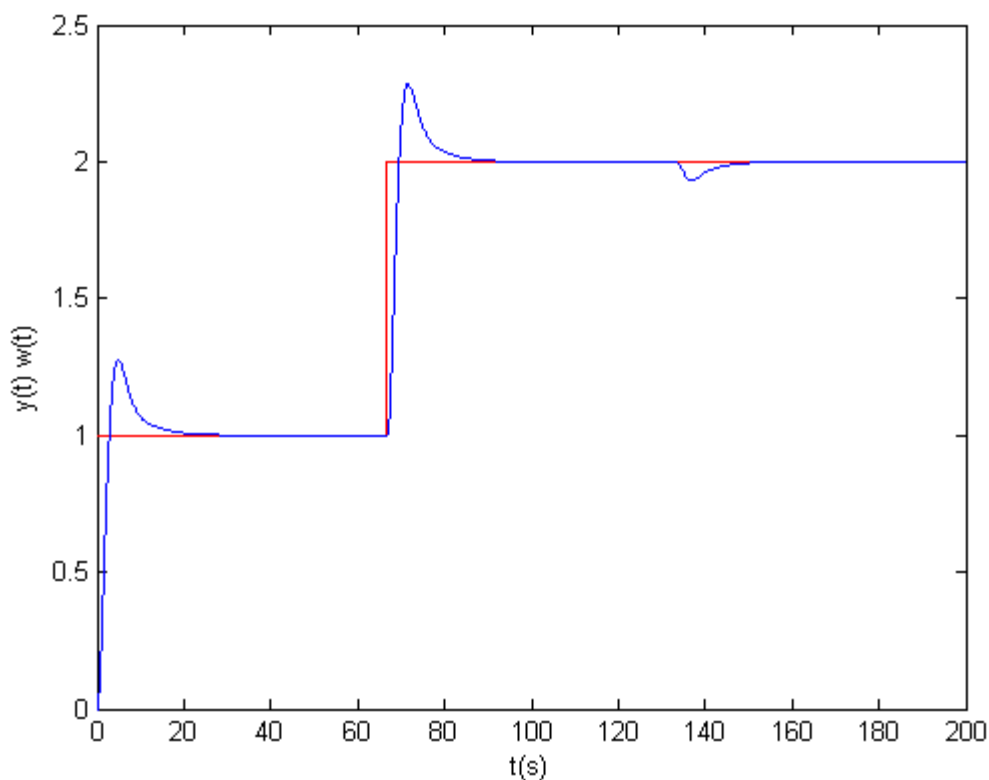
$$q_1 = 6.64$$

$$q_2 = -39.37$$

a pro stupeň n: n = 4, z tab.3 .

V tomto systému přenosu byla použita substituce viz – (37) .

Z fyzikálního významu nastavení záporné hodnoty q_2 nemá smysl. Křivka narůstá velmi strmým tempem, aby se následně pozvolna ustálila. Ani porucha, která zde vstupuje nemá na soustavu skoro žádný vliv. Překmit by měl odpovídat 15% z tab. 3.



Obr. 12 pro PID regulátor

4.2 Naslinova metoda

Jak sem již předeslal systém1 a systém 2 jsou experimenty, kde řízená regulovaná soustava byla prvního řádu s dopravním zpožděním, ale koeficienty byly vypočítány ze soustavy druhého řádu kde dopravní zpoždění bylo nahrazeno časovou konstantou.

Systém 1
$$G(s) = \frac{2}{4s + 1} * e^{-1s} \quad (615)$$

Tento přenos je navržen pro PI regulátor a regulovaná soustava z které jsem vycházel je ve tvaru:

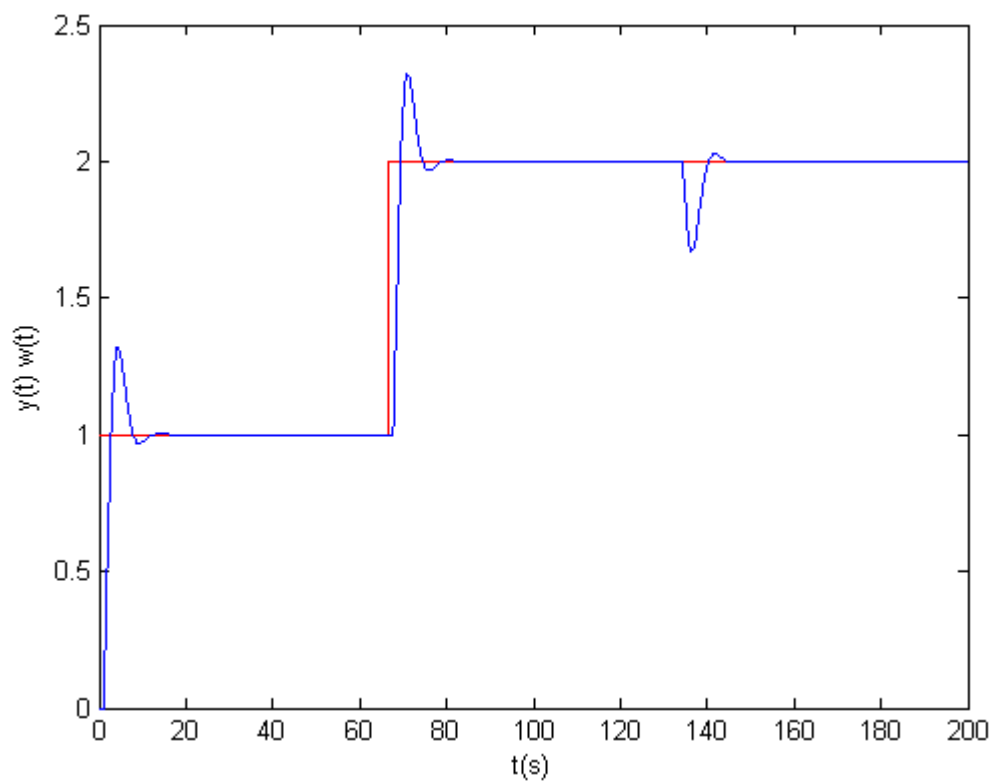
$$G(s) = \frac{2}{(4s + 1)(s + 1)} \quad (62)$$

Výsledné hodnoty pro nastavení PI regulátoru pak vyšly:

$$a_2 = 4$$

$$a_1 = 5$$

$$a_0 = 1$$



Obr. 13 pro PI regulátor

System 2

$$G(s) \frac{3}{(4s+1)} * e^{-2s} \quad (63)$$

Regulovaná soustava z které jsem vycházel je ve tvaru:

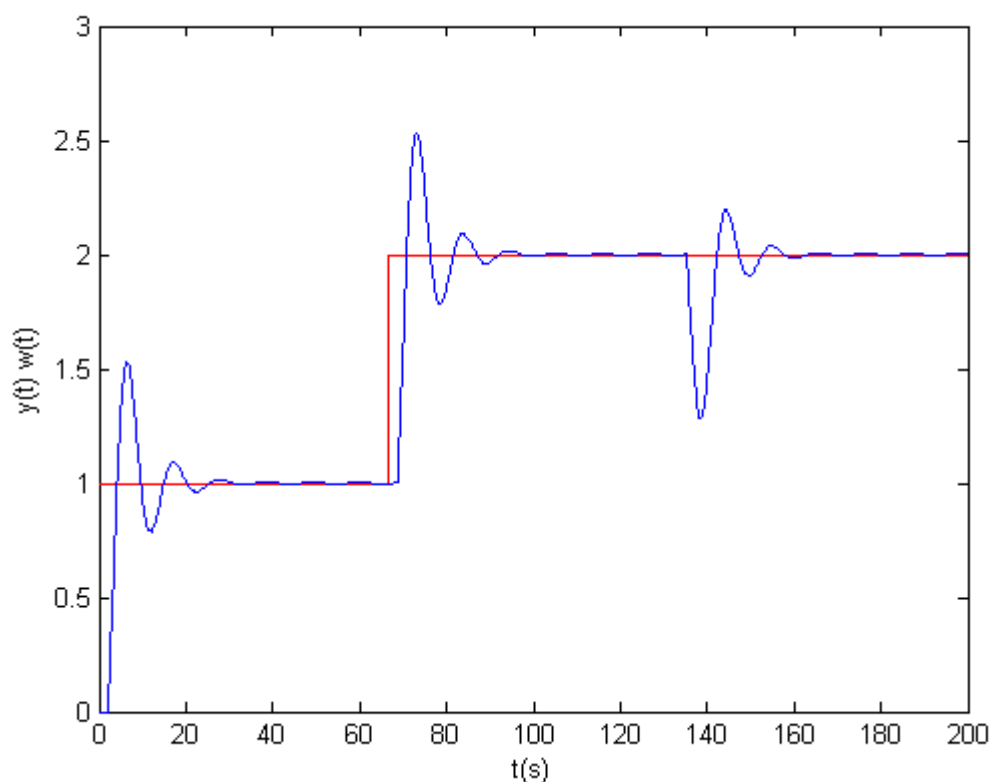
$$G(s) = \frac{3}{(4s+1)(2s+1)} \quad (64)$$

Výsledné hodnoty pro nastavení PI regulátoru pak vyšly:

$$a_2 = 6$$

$$a_1 = 6$$

$$a_0 = 1$$



Obr. 14 pro PI regulátor

Systém 3

$$G(s) = \frac{3}{6s + 1} \quad (65)$$

Zde jsou nasimulovány dvě regulované soustavy prvního řádu (systém 3 a systém 4), kde je již použita hodnota α pro maximální přeregulování $\Delta y_{\max}$.

Zde jsem ovšem vycházel z charakteristické rovnice dle Naslina, po úpravě ve tvaru:

$$6s^2 + (3q_0 + 1)s + 3q_1 = 0 \quad (66)$$

a dále, kdy pro koeficienty platí nerovnost:

$$(3q_0 + 1)^2 \geq 2,2 * 3q_1 * 6 \quad (67)$$

Pro koeficienty regulátoru platí hodnoty:

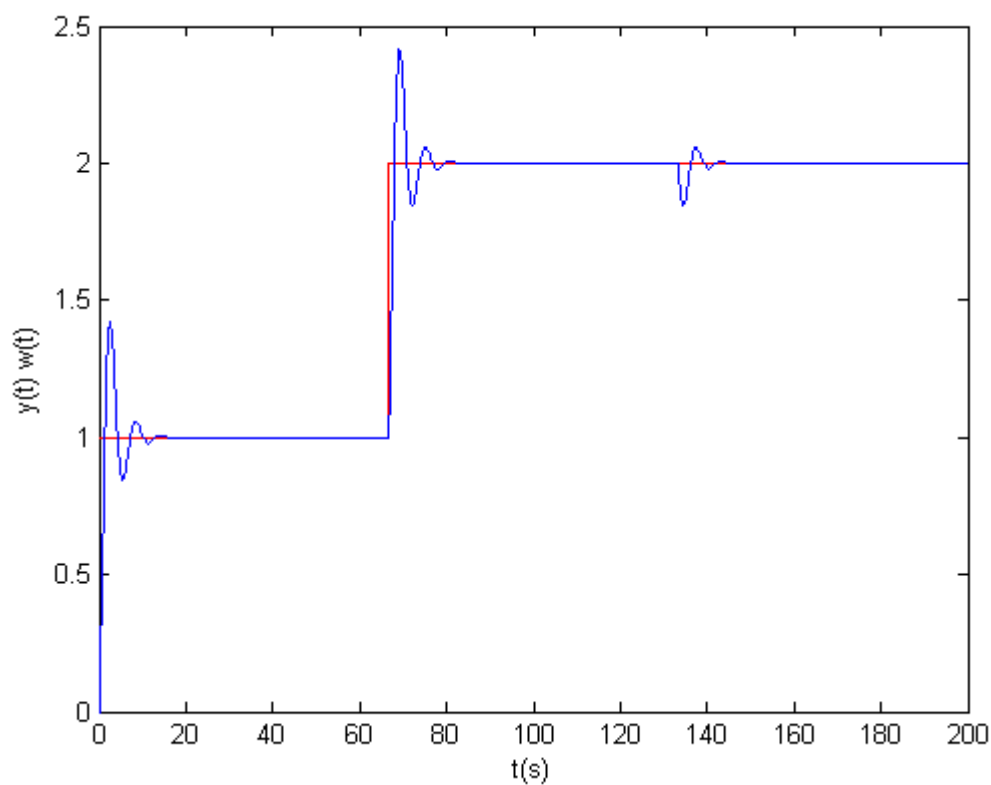
$$q_0 = 1$$

$$q_1 = 2.475$$

a z tabulky závislosti:

$$\alpha = 2.2$$

$\Delta y_{\max}$ - dle Naslina z tab. 4 by měl být překmit 3%.



Obr. 15 pro PI regulátor

Systém 4

$$G(s) = \frac{7}{14s + 1} \quad (68)$$

Charakteristická rovnice po úpravě je:

$$14s^2 + (7q_0 + 1)s + 7q_1 = 0 \quad (69)$$

a pro nerovnost platí:

$$(7q_0 + 1)^2 \geq 1,9 \cdot 7q_1 \cdot 14 \quad (70)$$

a výsledné koeficienty pro regulátor:

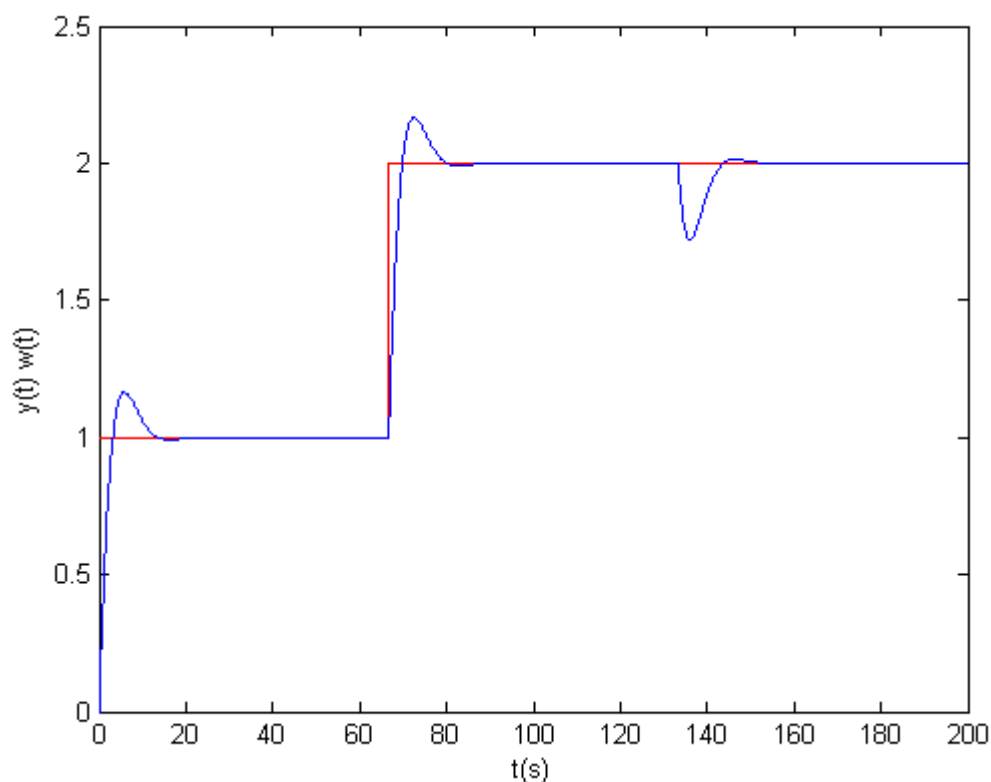
$$q_0 = 1$$

$$q_1 = 0.343$$

a z tabulky závislosti:

$$\alpha = 1.9$$

$\Delta y_{\max}$ - z tab. 4 dle Naslina by měl být překmit 8%



Obr. 16 pro PI regulátor

Přenosové funkce u systému 5 a 6 jsou druhého řádu. Tento přenos je navržen pro PI regulátor, kde parametry PI regulátoru q_0 a q_1 se vypočítají ze vztahu (71) a (72) i zde je použita hodnota α z tab. 4 pro posouzení míry překmitu $\Delta y_{\max}$:

$$q_0 = \frac{1}{K} \left(\frac{a_1^2}{\alpha a_2} - a_0 \right) \quad (716)$$

$$q_1 = \frac{(a_0 + K * r_0)^2}{\alpha * K * a_1} \quad (72)$$

System 5

$$G(s) = \frac{3}{10s^2 + 5s + 1} \quad (73)$$

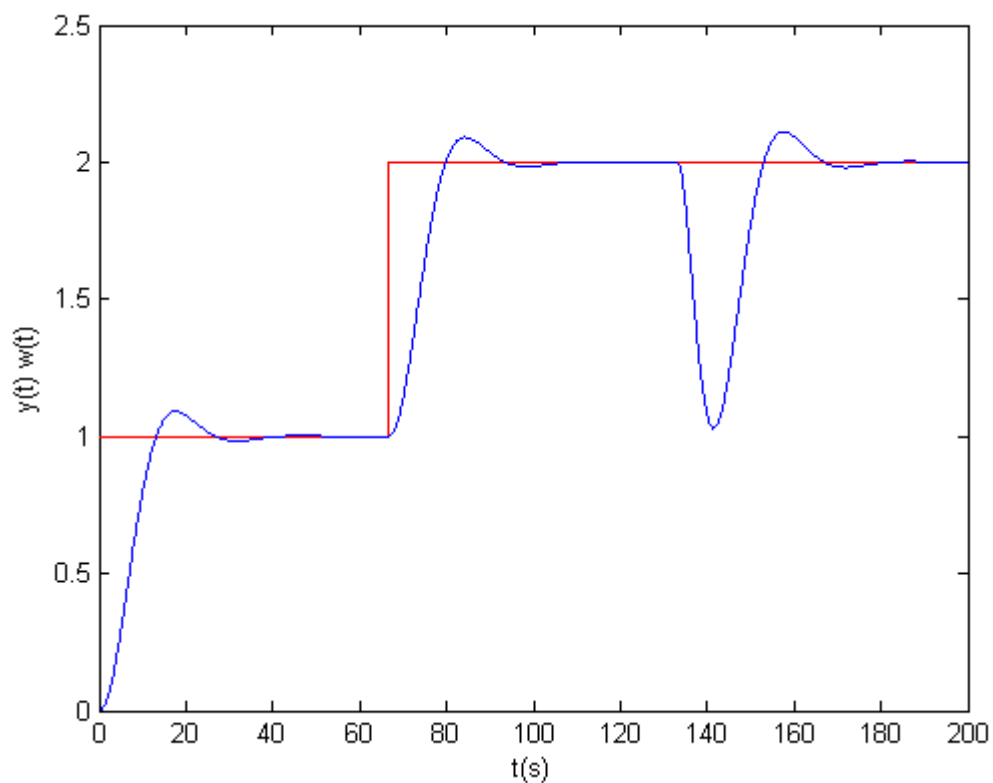
Hodnoty dosazené do přenosové funkce jsou:

$$a_0 = 1$$

$$a_1 = 5$$

$$a_2 = 10$$

$\alpha = 2$ – z tab. 4



Obr. 17 pro PI regulátor

Systém

$$G(s) = \frac{5}{20s^2 + 12s + 1} \quad (74)$$

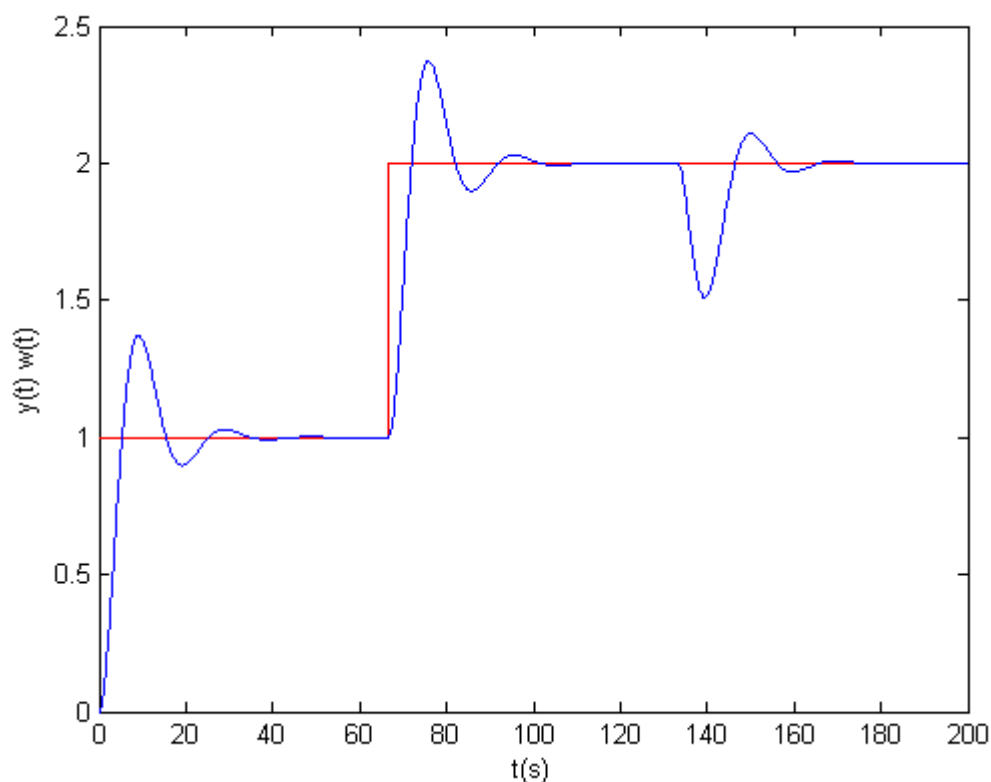
Zde byly parametry regulátoru nastaveny:

$$a_0 = 1$$

$$a_1 = 12$$

$$a_2 = 20$$

$$\alpha = 1.75 - \text{z tab. 4}$$



Obr. 18 pro PI regulátor

4.3 Cohen-Coonova metoda

U této metody byly provedeny simulace jak pro PI regulátor tak i pro PID regulátor. Tato metoda je zpracována pro první řád s dopravním zpožděním. U této metody sledujeme poměr tlumení druhého kmitu, který by měl být 1/4 první amplitudy. Jak je vidět z grafického znázornění tak regulační obvod tuto podmínku splňuje celkem dobře a i porucha, která do regulačního obvodu vstupuje nemá velký vliv na stabilitu regulačního obvodu a dobře se s poruchou vyrovná za časový horizont, který je 200 a i křivka kmitá poměrně spolehlivě. V této metodě byly provedeny čtyři simulace, dvě pro PI regulátor, dvě pro PID regulátor. Provedené výpočty parametrů regulátorů PI a PID byly provedeny v M-filech v prostředí Matlab-Simulink.

System 1

$$G(s) = \frac{0.3}{5s+1} * e^{-2s} \quad (75)$$

Tento přenos je navržen pro PI regulátor. Jedná se o soustavu prvního řádu s dopravním zpožděním, která vychází z tvaru:

$$G(s) = \frac{K}{Ts+1} e^{-\Theta s} \quad (76)$$

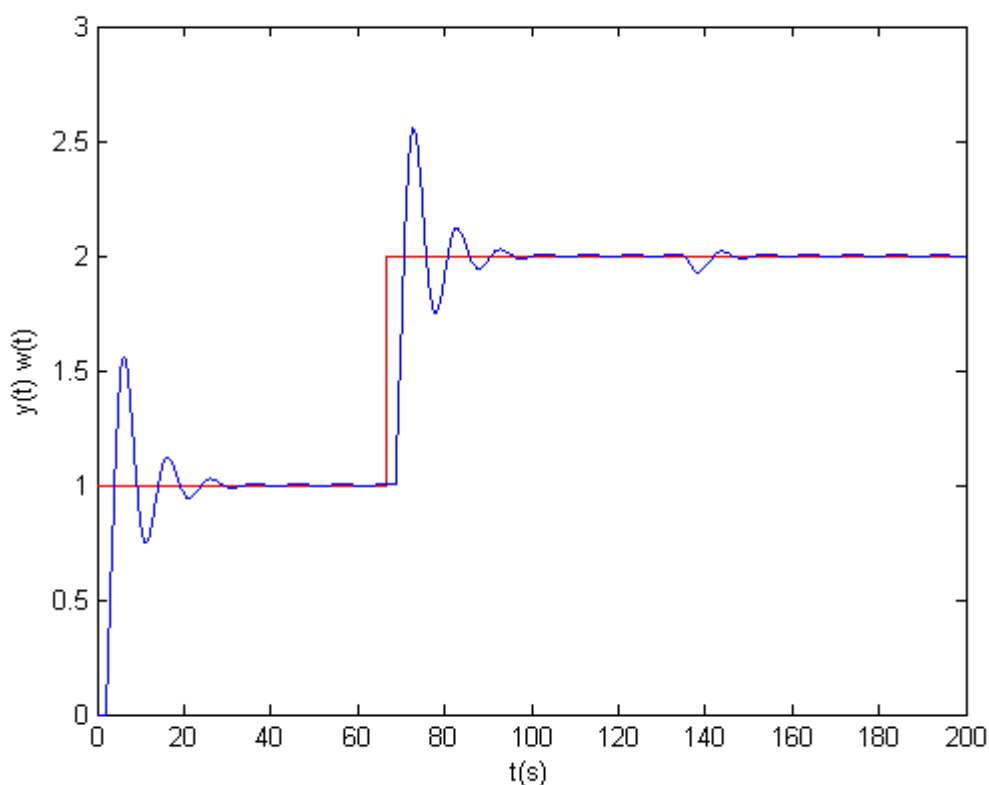
Výsledné hodnoty parametrů regulátoru:

$$k_r = 7.7778$$

$$T_I = 3.6706$$

Nastavitelné parametry PI regulátoru tzn. k_r , T_I vychází z tab. 5 a PI regulátor je popsán přenosem

$$G_R(s) = k_r \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (77)$$



Obr. 19 pro PI regulátor

System 2

$$G(s) = \frac{2}{8s+1} * e^{-1.5s} \quad (78)$$

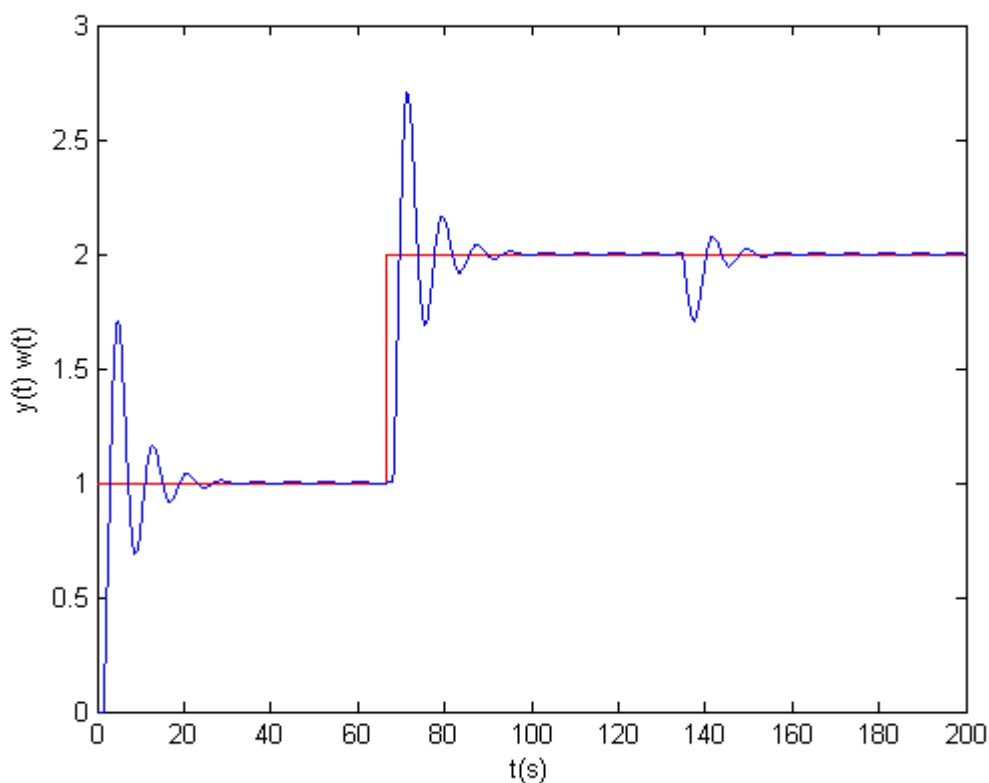
Tento přenos je navržen pro PI regulátor. Jedná se o soustavu prvního řádu s dopravním zpožděním, vychází z tvaru viz. – (76).

Nastavitelné parametry PI regulátoru tzn. k_r , T_I vychází z tab. 5 a přenos PI regulátoru viz. – (77).

Výsledné hodnoty parametrů regulátoru jsou:

$$k_r = 2.4417$$

$$T_I = 3.5956$$



Obr. 20 pro PI regulátor

Systém 3

$$G(s) = \frac{4}{5s+1} * e^{-2s} \quad (79)$$

Tento přenos je navržen pro PID regulátor. Jedná se o soustavu prvního řádu s dopravním zpožděním, vychází z tvaru viz. – (76).

Nastavitelné parametry PID regulátoru tzn. k_r , T_I , T_D vychází z tab. 5 a PID regulátor je popsán přenosem:

$$G_R(s) = k_r \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (80)$$

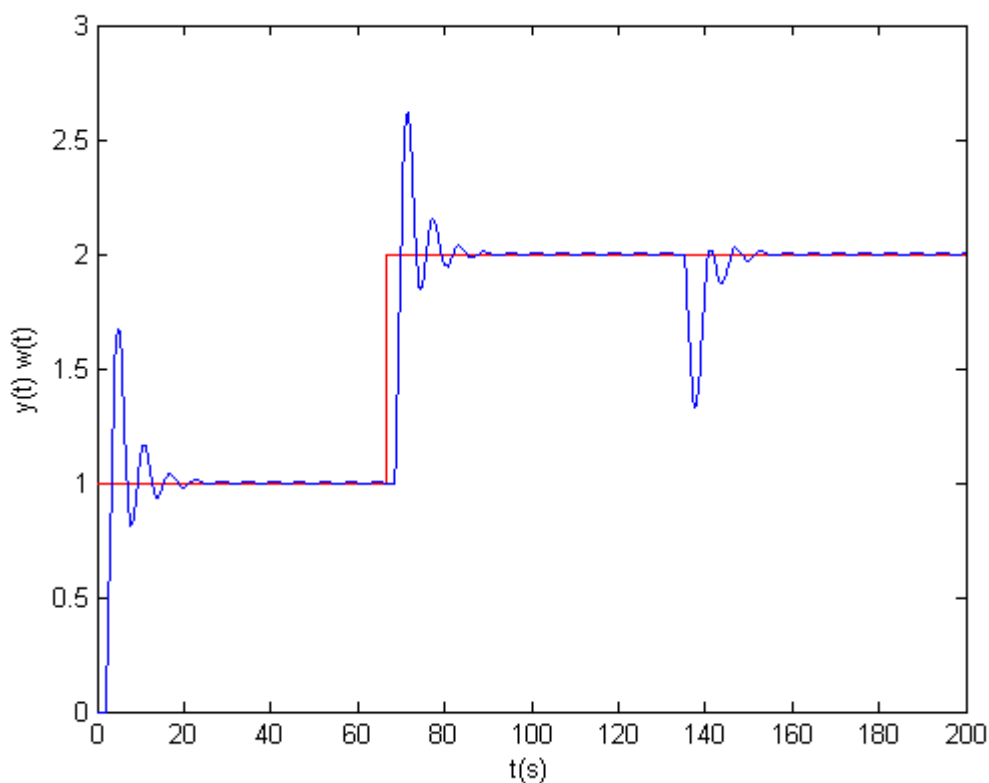
Zde vidíme, že porucha vstupující do regulačního obvodu je silnějšího rázu, ale i tady se obvod s touto poruchou vyrovnal dobře.

Výsledné hodnoty parametrů regulátorů jsou:

$$k_r = 0.8958$$

$$T_I = 4.2469$$

$$T_D = 0.06780$$



Obr. 21 pro PID regulátor

Systém 4

$$G(s) = \frac{8}{20s + 1} * e^{-3s} \quad (817)$$

Tento přenos je navržen pro PID regulátor. Jedná se o soustavu prvního řádu s dopravním zpožděním, vychází z tvaru viz. – (77).

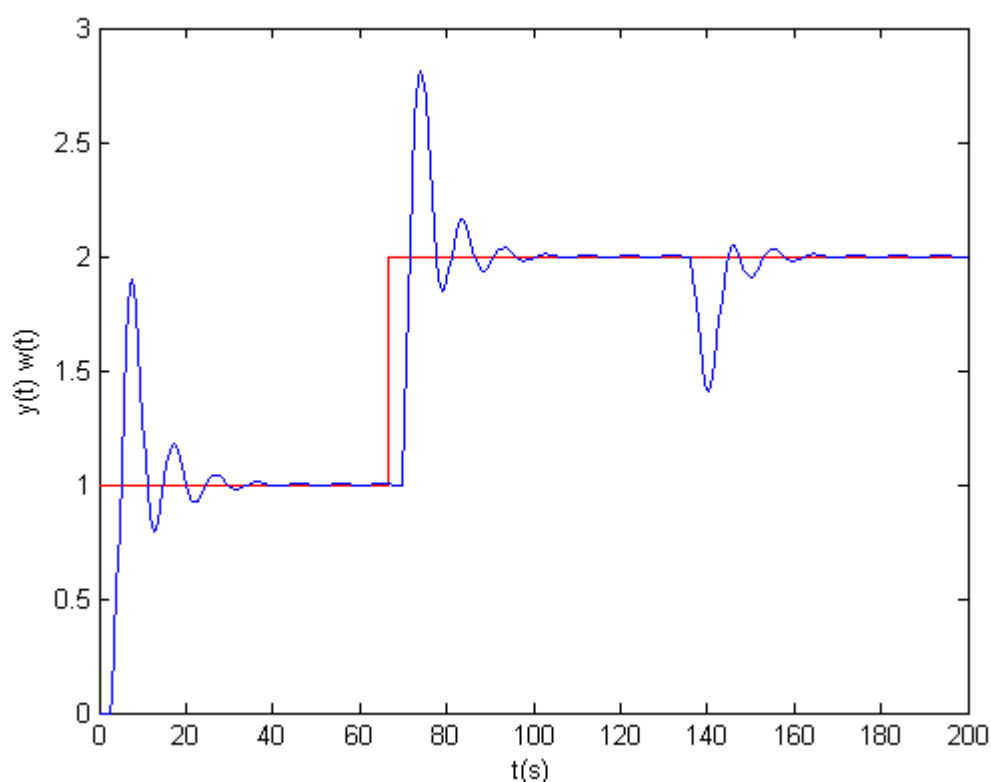
Nastavitelné parametry PID regulátoru tzn. k_r , T_I , T_D vychází z tab. 5 a PID regulátor je popsán přenosem viz. – (80).

Výsledné hodnoty parametrů regulátorů jsou:

$$k_r = 1.1424$$

$$T_I = 6.9507$$

$$T_D = 1.0619$$



Obr. 22 pro PID regulátor

4.4 Chien, Hrones, Reswickova metoda

Tuto metodu jsem zpracoval pro soustavu prvního řádu s dopravním zpožděním pro PI a PID regulátory. Výpočty parametrů regulátorů byly provedeny v M-filech v prostředí Matlab-Simulink. Tato metoda vychází určením parametrů z přechodové charakteristiky ovšem zpoždění je zde fiktivní. Zde se vyskytují nastavitelné parametry pro dva druhy překmitu a to 0% a 20%. Tato metoda je zpracována pro oba druhy překmitu. Tato metoda vychází z přenosu:

$$G(s) = \frac{K}{Ts+1} e^{-\Theta s} \quad (82)$$

Parametry regulátoru k_r , T_I , T_D vychází z tab.6.

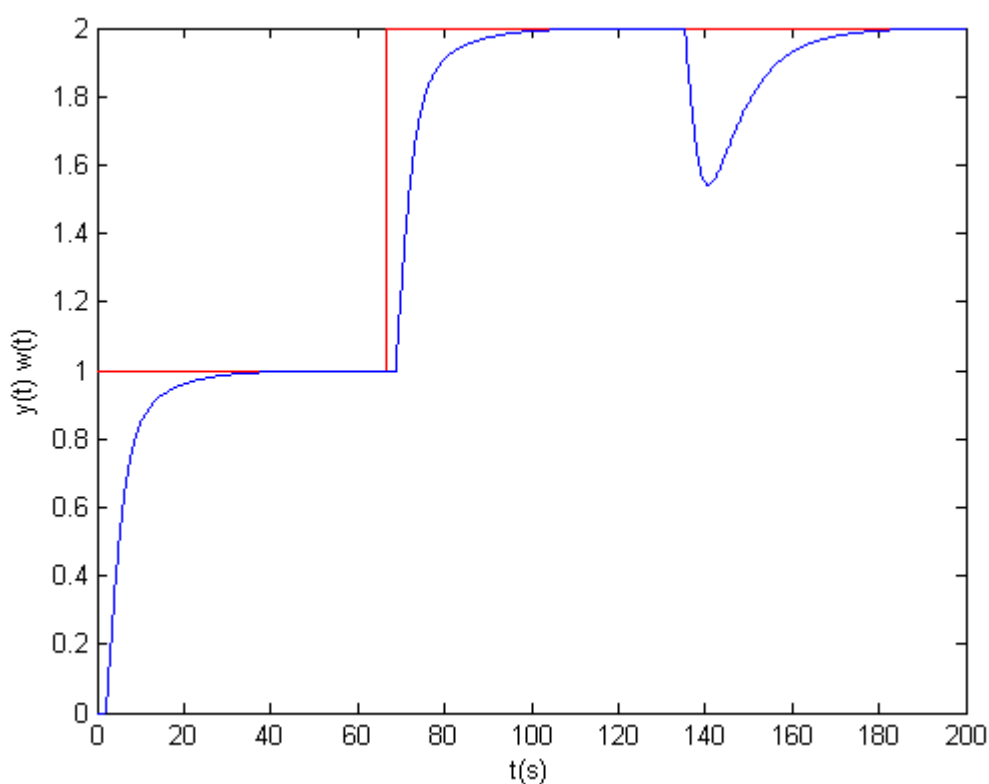
$$\textbf{Systém 1} \quad G(s) = \frac{2}{6s+1} * e^{-2s} \quad (83)$$

Výsledné parametry regulátoru z tohoto přenosu:

$$k_r = 0.58$$

$$T_I = 7.2$$

Tento přenos je navržen pro PI regulátor s překmitem 0% a parametry regulátoru k_r , T_I jsou z tab. 6. PI regulátor vychází z přenosu viz. – (77). Křivka má plynulý náběh k žádané hodnotě ovšem porucha, která vstupuje do regulačního obvodu má vliv na stabilitu obvodu, doba po kterou se s touto poruchou obvod vyrovná je větší než u předcházejících systémů.



Obr. 23 pro PI regulátor

Systém 2

$$G(s) = \frac{4}{5s+1} * e^{-0.5s} \quad (84)$$

Tento přenos je navržen pro PID regulátor s překmitem 0% a parametry regulátoru k_r , T_I , T_D jsou z tab. 6. PID regulátor je popsán přenosem viz. – (80)

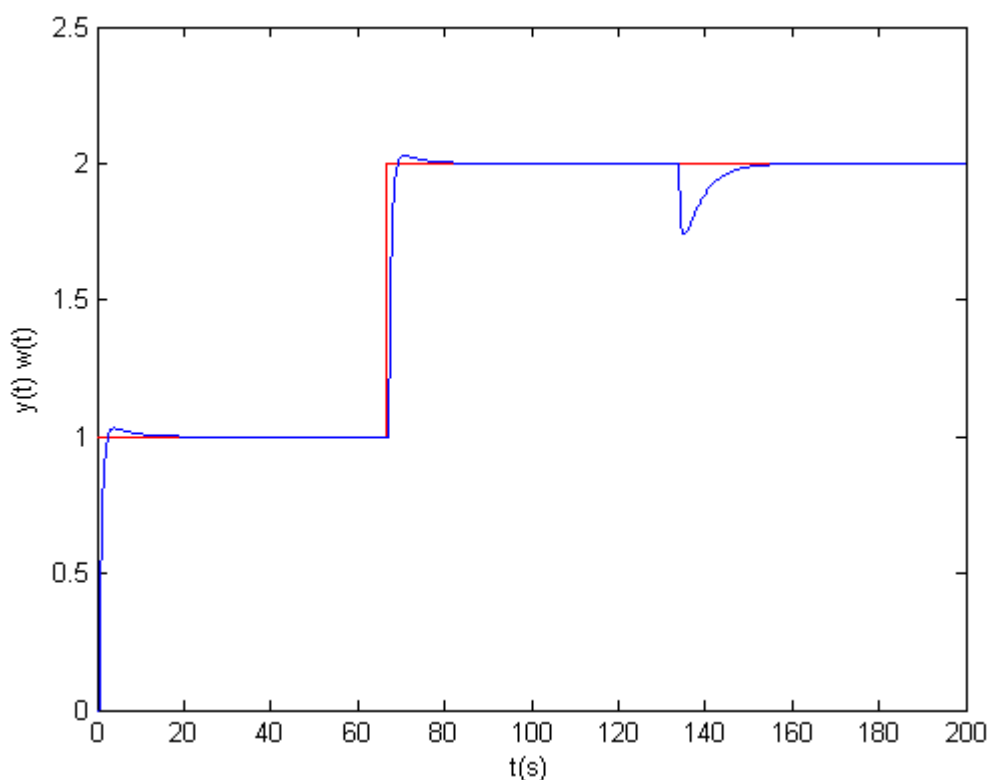
Výsledné parametry regulátoru z tohoto přenosu:

$$k_r = 1.5$$

$$T_I = 5$$

$$T_D = 0.25$$

U tohoto grafického znázornění je vidět, že křivka téměř kopíruje žádanou hodnotu a i poruchu regulační obvod dobře zvládá. Na grafu vidíme i malý překmit žádané hodnoty což by asi být nemělo ovšem je zajímavé, že když budeme hodnotu dopravního zpoždění snižovat zmizí i překmit naopak, pokud budeme dopravní zpoždění zvyšovat zvýší se i překmit výstupní křivky.



Obr. 24 pro PID regulátor

Systém 3

$$G(s) = \frac{2}{6s+1} * e^{-2s} \quad (85)$$

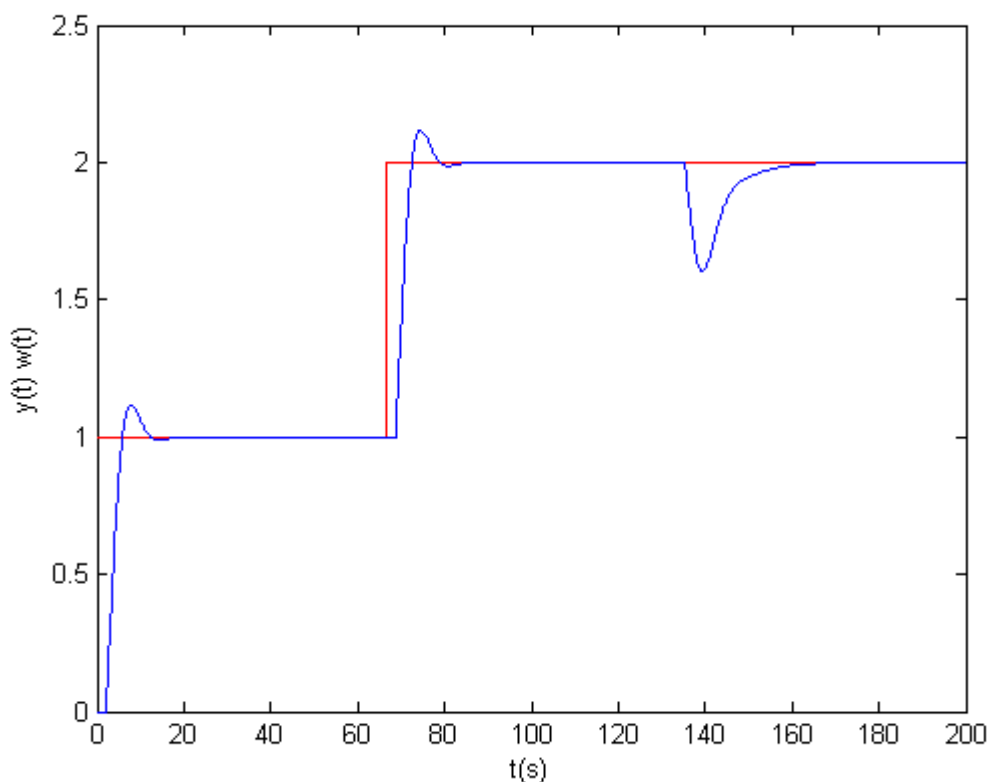
Zde je použit stejný přenos soustavy jako u systému 1. Tento přenos je navržen pro PI regulátor s překmitem 20% a parametry regulátoru k_r , T_I jsou z tab. 6. PI regulátor je popsán přenosem viz. – (77)

Výsledné parametry regulátoru z tohoto přenosu:

$$k_r = 1$$

$$T_I = 6$$

Křivka znázorněná na tomto grafu vykazuje překmit, ale ten nedosahuje udávaných 20%, porucha která zde vstupuje nemá velký vliv na kvalitu regulace ani na stabilitu regulačního obvodu.



Obr. 25 pro PI regulátor

Systém 4

$$G(s) = \frac{4}{2s+1} * e^{-2s} \quad (86)$$

Tento přenos je navržen pro PID regulátor s překmitem 20% a parametry regulátoru k_r , T_I , T_D jsou z tab. 6. PID regulátor je popsán přenosem viz. – (80)

Výsledné parametry regulátoru z tohoto přenosu:

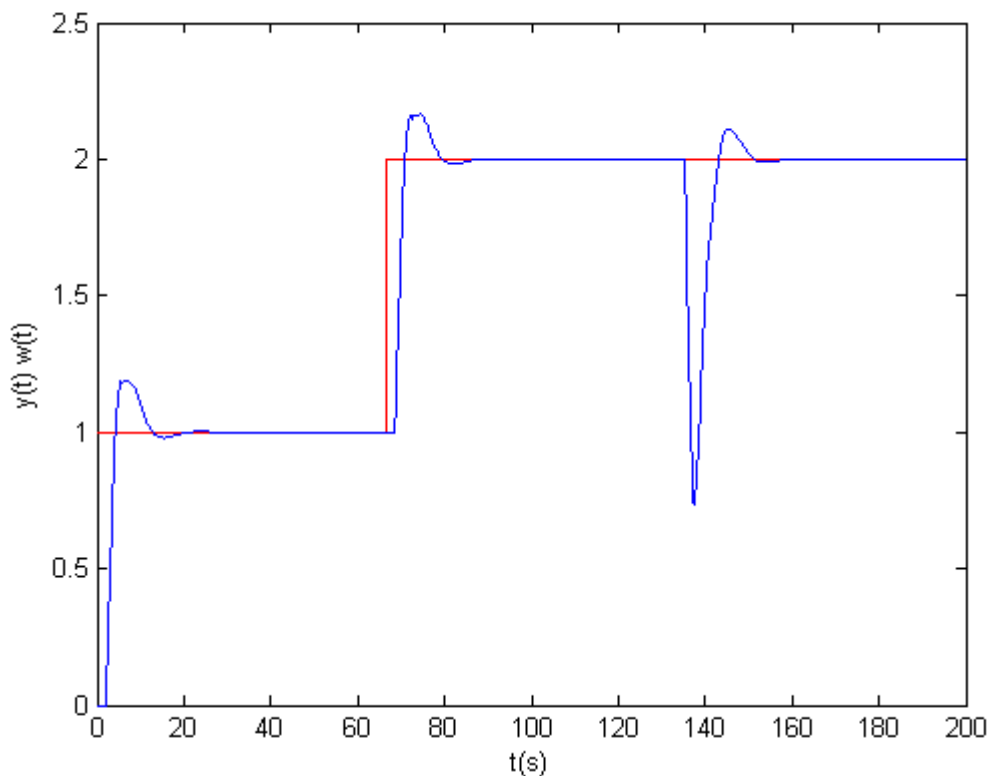
$$k_r = 0.23$$

$$T_I = 2$$

$$T_D = 0.94$$

U tohoto přenosu je rozdíl vůči ostatním v tom, že časová konstanta T_s je menší než funkce zesílení K . Pokud by to bylo obráceně regulační obvod by pracoval velice špatně a

výstupní křivka by byla nestálá. Křivka má strmý nárůst, ale ani zde nedosahuje 20% překmitu. Porucha, která zde vstupuje je velká, ale regulační obvod se s ní dobře vyrovnal.



Obr. 26 pro PID regulátor

4.5 Metoda vyváženého nastavení

Tato metoda taktéž vychází z přenosu viz. – (82). Metoda je použita pro přenos prvního řádu s tzv. normalizovaným dopravním zpožděním. Je použita pro PI a PID regulátory. Výpočty parametrů k_r , T_I , T_D jsou z tab. 7, všechny parametry byly počítány v M-filech v prostředí Matlab-Simulink.

System 1

$$G(s) = \frac{2}{3s+1} * e^{-2s} \quad (87)$$

Tento přenos je navržen pro PID regulátor.

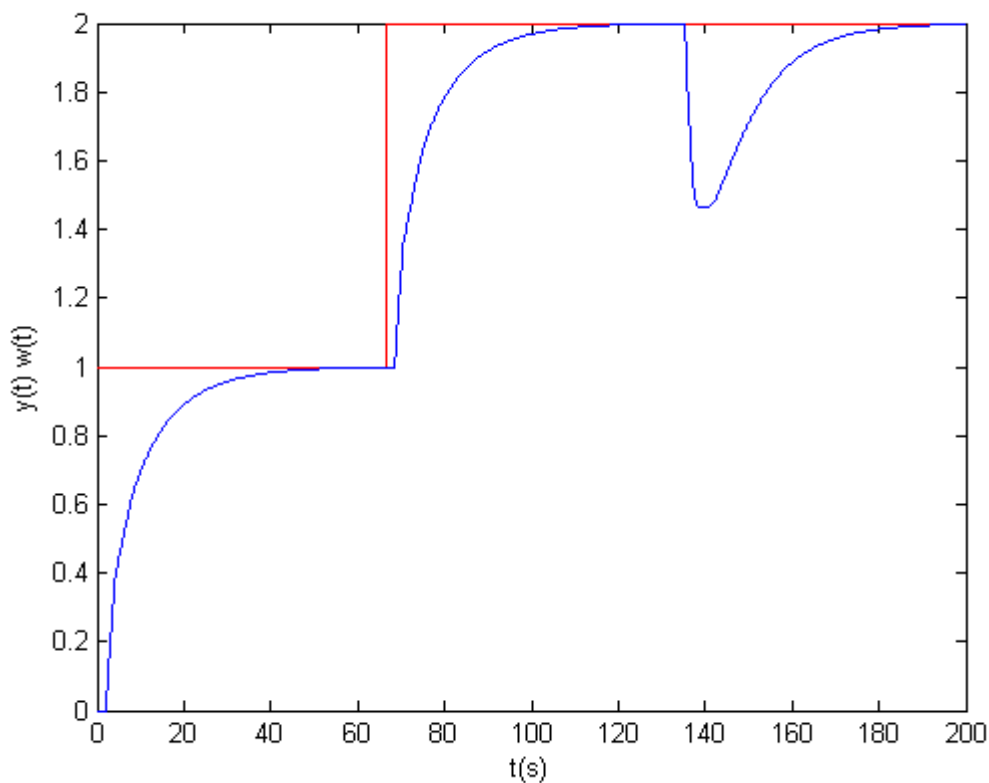
Výsledné parametry regulátorů:

$$k_r = 0.3139$$

$$T_I = 5.8723$$

$$T_D = 1.4681$$

Křivka v grafickém znázornění má plynulý náběh k žádané hodnotě. Porucha, která zde vstupuje do systému je poměrně velká a i ustálení v časovém horizontu je poměrně dlouhé.



Obr. 27 pro PID regulátor

Systém 2

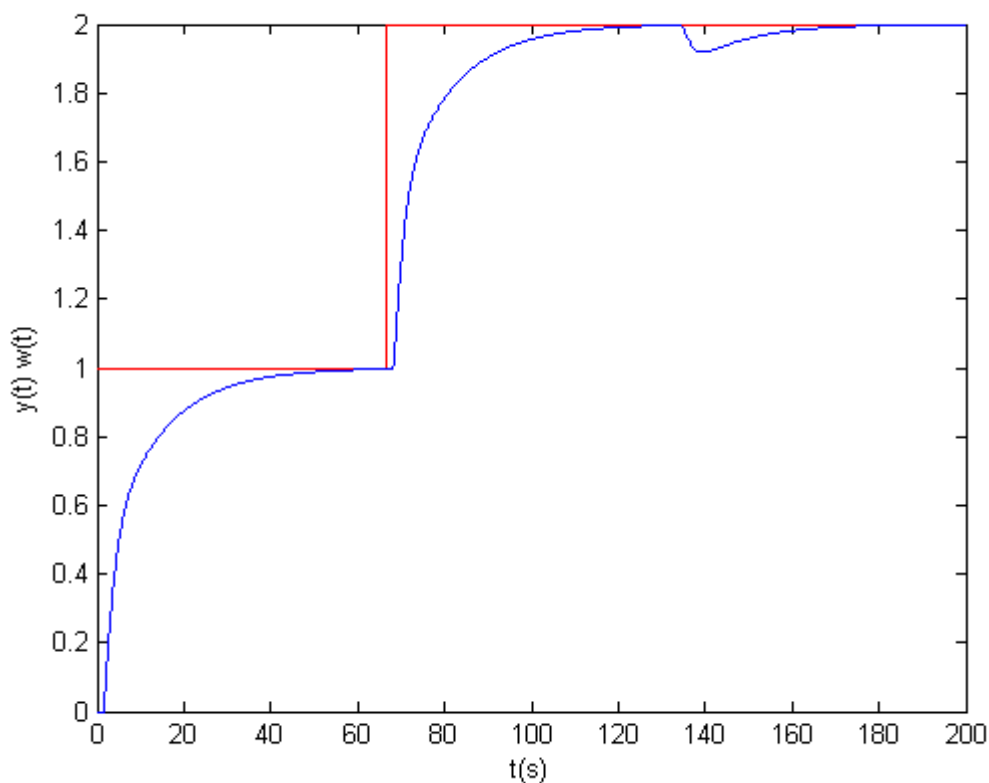
$$G(s) = \frac{0.3}{4s + 1} * e^{-1.5s} \quad (88)$$

Tento přenos je navržen pro PI regulátor. Parametry pro výpočet parametrů k_r , T_I jsou z tab. 7. Výsledné parametry regulátoru jsou:

$$k_r = 2.4557$$

$$T_I = 6.9475$$

I u tohoto grafického znázornění má křivka plynulý náběh k žádané hodnotě, ale porucha která se zde vyskytuje je zanedbatelná i když časový horizont ustálení je poněkud delší.



Obr. 28 pro PI regulátor

System 3

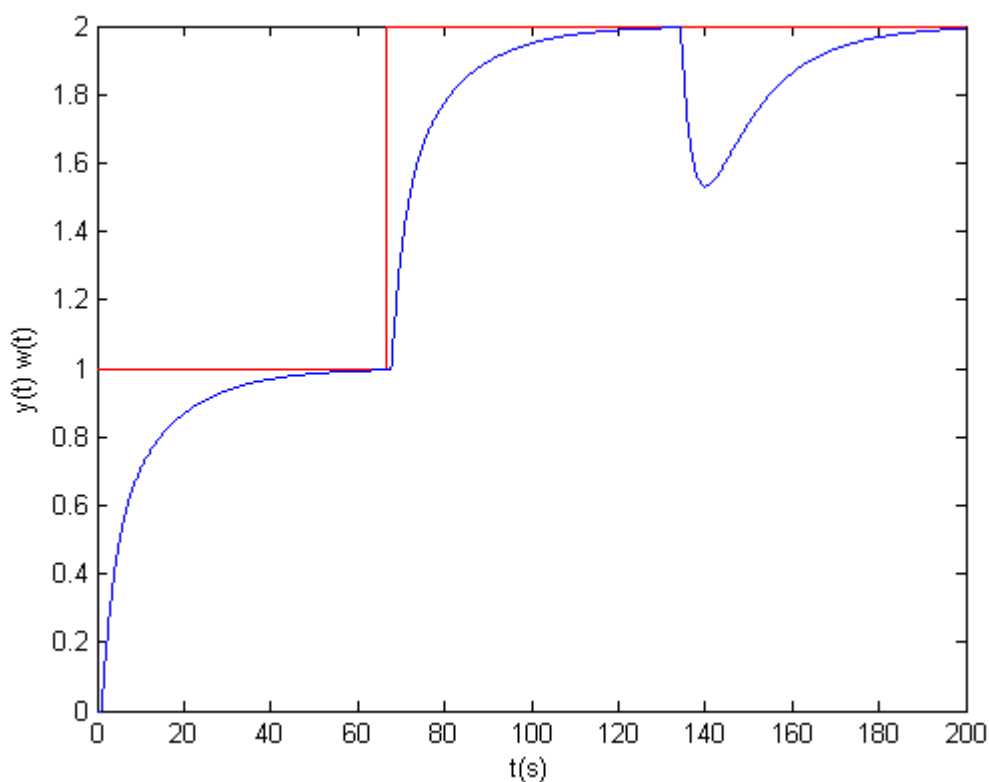
$$G(s) = \frac{2}{5s+1} * e^{-1s} \quad (89)$$

Tento přenos je navržen pro PI regulátor. Parametry pro výpočet parametrů k_r , T_I jsou z tab. 7. Výsledné parametry regulátoru jsou:

$$k_r = 0.4178$$

$$T_I = 8.0822$$

U tohoto přenosu můžeme pozorovat, že křivka má náběh plynulý k žádané hodnotě, ale začíná se od ní vzdalovat. Způsobuje to dopravní zpoždění, které kdybychom zvýšily tak uvidíme, že se křivka dostane mimo žádanou hodnotu. Je vidě, že i porucha je velká a regulační obvod má problémy se s ní vyrovnat v časovém horizontu.



Obr. 29 pro PI regulátor

Systém 4

$$G(s) = \frac{1}{4s+1} * e^{-1.5s} \quad (90)$$

Tento přenos je navržen pro PID regulátor. Parametry regulátoru k_r , T_I , T_D jsou z tab. 7.

PID regulátor je popsán přenosem viz. – (80)

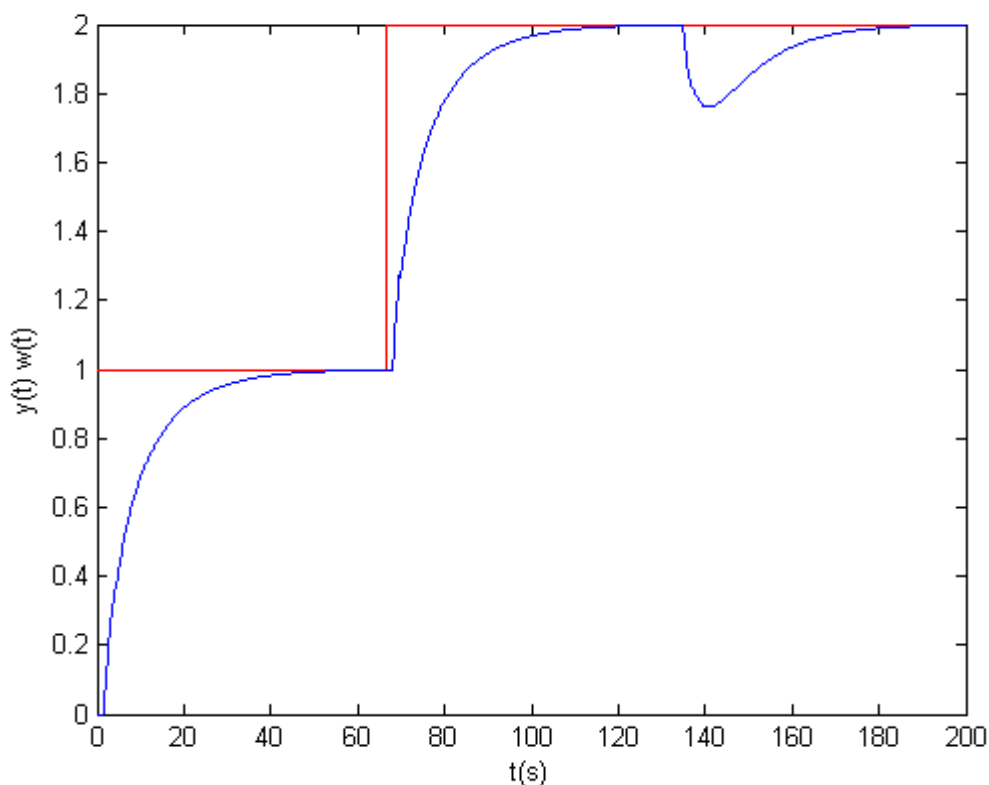
Výsledné parametry regulátorů:

$$k_r = 0.7367$$

$$T_I = 6.9475$$

$$T_D = 1.7369$$

Kdybychom srovnaly tento systém se systémem 1 tak se podstatě neliší až na průběh poruchy, která je v tomto případě menší a časový horizont, po který se regulační obvod s poruchou vyrovná je kratší. Kdyby časová konstanta T_s byla menší než zesílení K byla by porucha ještě větší než v tomto případě.



Obr. 30 pro PID regulátor

4.6 Srovnávací grafy

Použité zkratky: **N** – Naslinova metoda, **VN** – Metoda Vyváženého nastavení, **C-C** – Cohen-Coonova metoda, **CHR 0%, 20%** – Chin, Hrones, Reswickova metoda, **W** – Whiteleyova metoda.

System 1

$$G(s) = \frac{2}{4s+1} * e^{-1s} \quad (918)$$

První dva přenosy jsou navrženy pro PI regulátor. Jsou zde zobrazeny metody N, VN, C-C a CHR 0%, 20% metoda. Jak jsem již předeslal N metoda byla použita pro přenos prvního řádu s dopravním zpožděním jako ostatní metody. Parametry regulátorů jsou k_r , T_I , q_0 , q_1 pro jednotlivé metody jsou počítány v M-filech a nastaveny v příslušné části regulačního obvodu.

Výsledné hodnoty parametrů pro systém 1:

CHR 0% - $k_r = 0.7000$ **CHR 20%** - $k_r = 1.2000$ **C-C** - $k_r = 1.8417$

$T_I = 4.800$

$T_I = 4$

$T_I = 2.1964$

VN - $k_r = 0.4019$ **N** - $q_0 = 1.0625$

$T_I = 6.5981$

$q_1 = 0.4883$

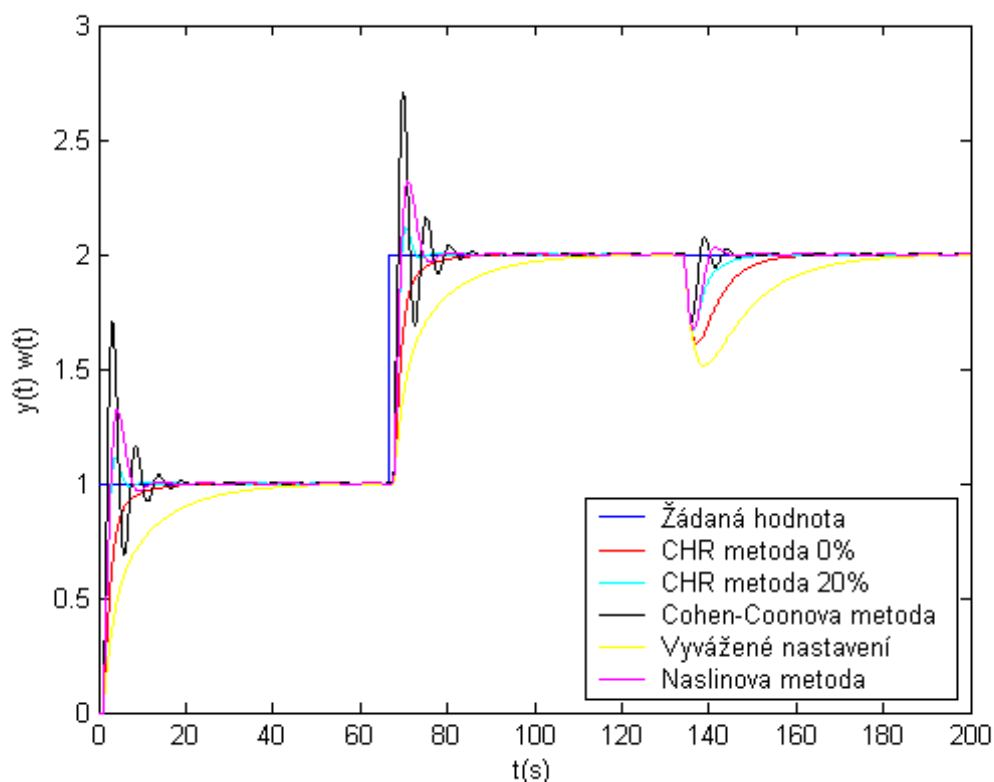
$\alpha = 2$

Zde vidíme, že všechny křivky mají strmý nárůst k žádané hodnotě a nebýt dopravního zpoždění žádanou hodnotu by takřka kopírovaly. Největší problémy s poruchou má **VN** metoda a doba ustálení je také nejdelší. Podobně je na tom i **CHR 0%** metoda.

CHR 20% - malý překmit, který ale neodpovídá 20% které uvádí tabulka.

C-C – kmitavý průběh, který se rychle ustálí na žádanou hodnotu. I s poruchou se tato metoda dobře vyrovnala.

N – při nastavení $\alpha=2$ by měla mít překmit 5% což by mohlo odpovídat. S poruchou se vyrovnala asi nejlépe.



Obr. 31 pro PI regulátory

Systém 2

$$G(s) = \frac{0.3}{5s+1} * e^{-2s} \quad (92)$$

Výsledné hodnoty parametrů regulátoru pro systém 2:

CHR 0% - $k_r = 2.9167$ **CHR 20%** - $k_r = 5$ **C-C** - $k_r = 7.7778$

$T_I = 6$

$T_I = 5$

$T_I = 8.4187$

VN - $k_r = 2.5836$ **N** - $q_0 = 4.8333$

$T_I = 8.4187$

$q_1 = 1.4292$

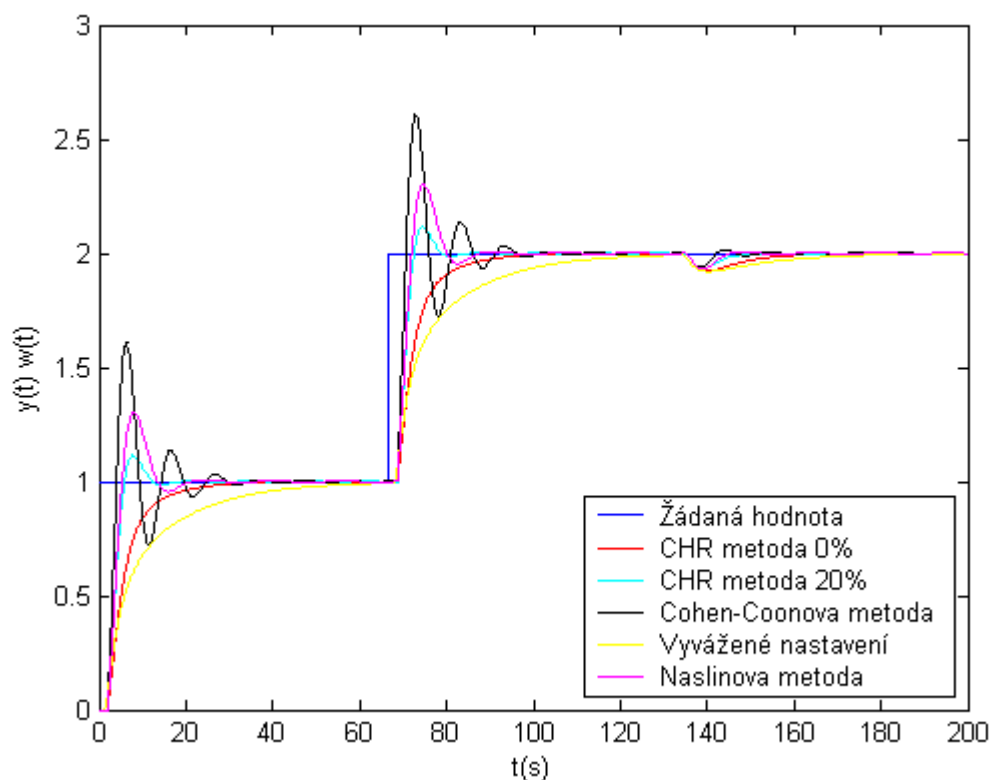
$\alpha = 2$

Porucha u toho grafického znázornění je takřka zanedbatelná, trochu delší čas to trvá metodám **CHR 0%** a **VN** než se s poruchou vypořádají. Tady je již dopravní zpoždění větší tudíž i náběh křivek je o trochu jiný.

C-C – má o něco větší kmitavý průběh než u systému 1, ale ustálení je rychlé porucha je prakticky zanedbatelná.

N – zde je hodnota $\alpha = 2$ a i tady by hodnota překmitu souhlasila.

CHR 20% - zde registrujeme taky malý překmit, ale dle tabulky neodpovídá 20%, na druhou stranu se tato metoda s poruchou vyrovnala nejlépe.



Obr. 32 pro PI regulátory

Systém 3

$$G(s) = \frac{3}{1s+1} * e^{-1.5s} \quad (93)$$

Systém 3 a systém 4 jsou navrženy pro PID regulátor. Parametry regulátorů k_r , T_I , T_D jsou vypočítány v M-filech a jsou zde použity metody VN, C-C a CHR 0%, 20%. U obou těchto nastavení bylo těžké najít optimální přenosovou funkci, protože každá z těchto metod se jinak chová. Záleží to na tom jaké hodnoty zadáváme pro časovou konstantu T_s a pro zesílení K . Pokud totiž u CHR 20% metody bychom měli hodnotu T_s větší než hodnotu K tak by byl regulační obvod nestabilní. Zde jsem použil dva přenosy prvního řádu s dopravním zpožděním kde hodnota T_s je menší než hodnota K .

Výsledné hodnoty parametrů regulátoru:

CHR 0% - $k_r = 0.1333$ **CHR 20%** - $k_r = 0.2111$ **C-C** - $k_r = 0.3796$

$$T_I = 1$$

$$T_I = 1$$

$$T_I = 2.4600$$

$$T_D = 0.7500$$

$$T_D = 0.7050$$

$$T_D = 0.4286$$

VN - $k_r = 0.1603$

$$T_I = 2.6394$$

$$T_D = 0.6598$$

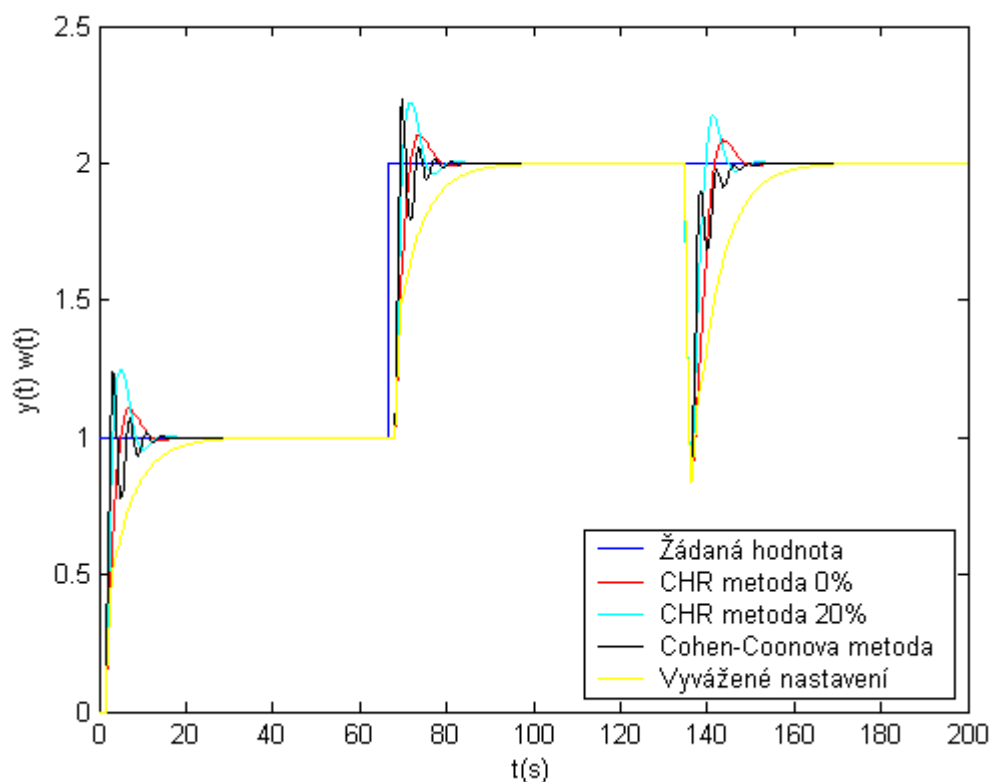
C-C – strmý náběh k žádané veličině, průběh křivky je nevýrazný.

CHR 0% - zde se vyskytuje dokonce překmit, který by tam ovšem být neměl.

CHR 20% - zde je překmit výraznější než jsme mohli sledovat u PI regulátorů, ovšem ani zde nedosahuje uváděných 20%.

VN – tato křivka má zcela jednoznačně nejlepší průběh až na poruchu, s kterou se vyrovnává déle než ostatní metody.

U všech simulovaných metod se vyskytuje porucha, která je velká. Regulační obvod se u všech metod dokázal s touto poruchou za časový horizont úspěšně vyrovnat.



Obr. 33 pro PID regulátory

Systém 4

$$G(s) = \frac{4}{1.5s + 1} * e^{-2s} \quad (94)$$

Výsledné parametry regulátorů:

CHR 0% - $k_r = 0.1125$ **CHR 20%** - $k_r = 0.1781$ **C-C** - $k_r = 0.3125$

$$T_I = 1.5$$

$$T_I = 2.1000$$

$$T_I = 3.3803$$

$$T_D = 1$$

$$T_D = 0.9400$$

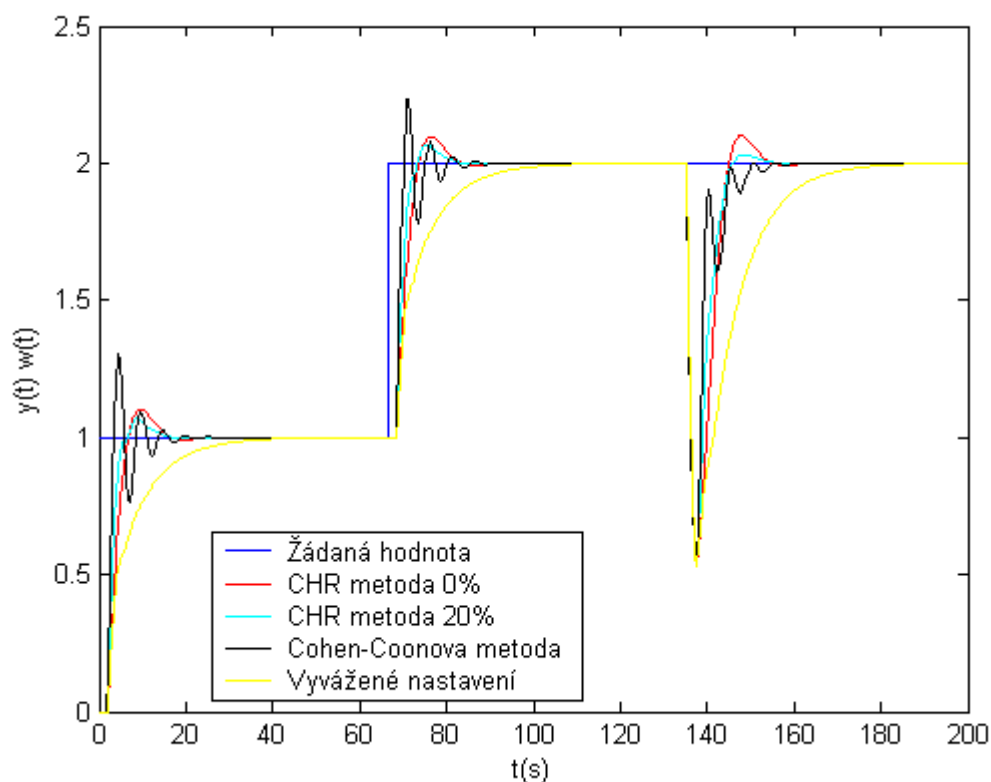
$$T_D = 0.5854$$

VN - $k_r = 0.1250$

$$T_I = 3.7500$$

$$T_D = 0.9375$$

U tohoto přenosu je porucha ještě větší než u přenosu přecházejícího. Metoda VN zde má největší problémy se s touto poruchou vyrovnat i po stránce časové. U CHR 0% vidíme opět malý překmit, který je dokonce větší než u CHR 20%.



Obr. 34 pro PID regulátory

Systém 5

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^3} \quad (95)$$

Zde byla experimentálně řízena soustava třetího řádu ovšem pro výpočet parametrů regulátoru byla použita soustava prvního řádu s dopravním zpožděním. Byly provedeny dva simulační testy. Systém 5 je navržen pro PI regulátory a všechny metody kromě Whiteleyovy, protože zde parametr regulátoru q_1 dosáhl záporné hodnoty. Systém 6 je navržen pro PID regulátory bez Naslinovy a metody.

Výsledné hodnoty parametrů PI regulátoru:

$$\text{CHR 0\%} - k_r = 0.1750 \quad \text{CHR 20\%} - k_r = 0.3000 \quad \text{C-C} - k_r = 0.5333$$

$$T_I = 1.2000$$

$$T_I = 1$$

$$T_I = 1.4694$$

$$\text{VN} - k_r = 0.4384 \quad \text{N} - q_0 = 0.5$$

$$T_I = 3.0616 \quad q_1 = 0.375$$

$$\alpha = 2$$

..

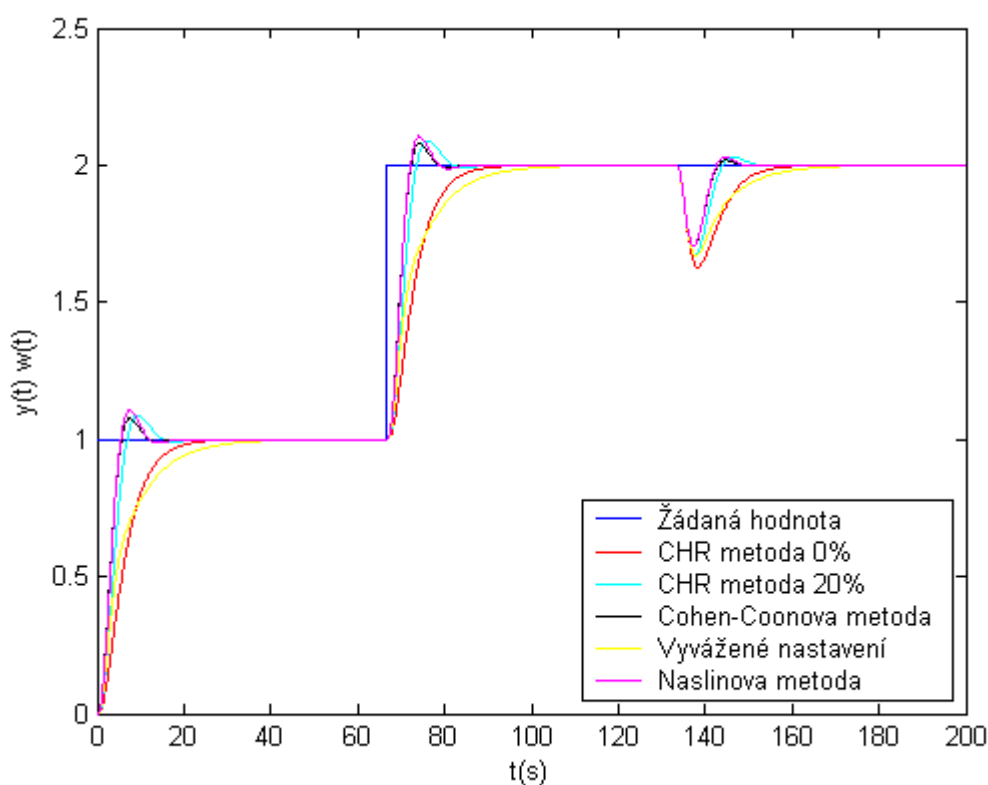
CHR 0% - má plynulý náběh k žádané veličině, nedochází zde k žádnému překmitu, ale s poruchou se vyrovnává nejdéle.

CHR 20% - zde je překmit stále malý ne-li dokonce nejmenší než jsme to viděli u předcházejících simulací.

C-C – u tohoto přenosu se křivka vůbec nechová jako u předcházejících. Je zde pouze jedna amplituda kmitu, takže nelze ani porovnat míru tlumení.

VN – má taktěž plynulý náběh k žádané veličině, ale s poruchou se vyrovnává poměrně dlouho.

N – pro $\alpha = 2$ vidíme, že míra překmitu neodpovídá tabulkové hodnotě. Tato metoda se s poruchou vyrovnala nejlépe.



Obr. 35 pro PI regulátory

System 6

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^3} \quad (96)$$

Tento přenos regulované soustavy je navržena pro PID regulátory. Výsledné hodnoty parametrů PID regulátoru jsou:

CHR 0% - $k_r = 0.3000$ **CHR 20%** - $k_r = 0.4750$ **C-C** - $k_r = 0.9167$

$$T_I = 1$$

$$T_I = 1$$

$$T_I = 3.0345$$

$$T_D = 1$$

$$T_D = 0.9400$$

$$T_D = 0.5333$$

VN - $k_r = 0.4384$

W - $q_0 = 1$

$$T_I = 3.0616$$

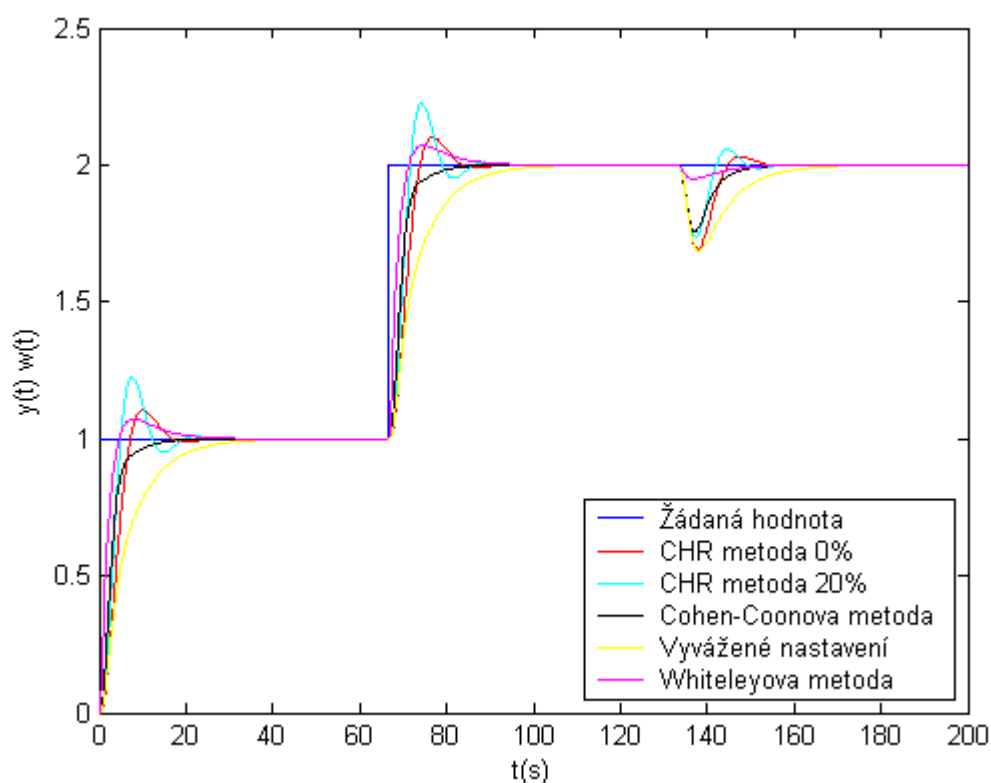
$$q_1 = 6.9$$

$$T_D = 0.7654$$

$$q_2 = 12$$

$$n = 4$$

U tohoto simulačního grafu vidíme, že všechny metody mají náběh k žádané hodnotě stejný s poruchou se vyrovnaly všechny metody poměrně stejně. U **CHR 0%** již překmit nevidíme, ale s poruchou se vyrovnává nejhůře. U **C-C** metody dokonce nedojde ani překmitu a chová se podobně jako metoda **VN** nebo **CHR 0%**, takže zde nelze vůbec mluvit o nějakém tlumení. Nejlépe se s poruchou vyrovnala **W** metoda, u které můžeme pozorovat malý překmit. Tab. 3 uvádí 15%.



Obr. 36 pro PID regulátory

ZÁVĚR

Všude kolem nás se ve stále větší míře uplatňují nejrůznější automatická zařízení. Vedle toho, že zbavují člověka monotónní únavné práce, jsou schopna garantovat po celou dobu provozu stabilní a vysokou kvalitu činnosti, což je dalším nesporným přínosem oproti kolísavým výkonům lidského činitele v klasických systémech. Konstantní kvalita činnosti po celou dobu technického života systému je ale jen teorie. Skutečnost je v tomto ohledu závislá na mnoha vlivech, především na působení okolního prostředí na všechny členy regulačního obvodu. Navíc jednotlivé prvky stárnou a zjednodušeně lze říci, že jejich kvalita, a tím i kvalita jejich činnosti, se v závislosti na čase zhoršuje.

Při klasickém pohledu na regulaci a automatizaci se zpravidla vše odvíjí od dominantního postavení regulátoru v regulačním obvodu. Tomu se podřizuje většina analýz a kritérií hodnotících dosahované výsledky regulace.

PID regulátory jsou za posledních téměř sto let nejpoužívanější prostředky automatické regulace při řízení spojitých dynamických systémů a procesů. Některé zdroje uvádí, že asi 90% technologických smyček je realizováno těmito regulátory s tím, že v 80% s naprosto vyhovujícím výsledkem. Samozřejmě se tyto regulátory odlišují přesností i kvalitou regulačního pochodu i chováním vůči potencionálním poruchám.

Cílem této práce bylo vypracování a ověření chování spojitých regulačních obvodů zadaných metod, jestli splňují podmínky, které jsou na ně kladeny z tabulek nastavení. Ve srovnávacích simulacích byla snaha najít takové nastavení spojitých regulačních obvodů, aby bylo možno všechny testované metody porovnat a zjistit schopnost regulátorů řídit danou soustavu. V rámci rozsahu práce byla snaha provést co nejvíce simulací, které by ozřejmily tuto problematiku. Při těchto testech jsem došel k zajímavým výsledkům a zjištěním o chování regulačních obvodů, kterými jsem se zabýval.

Pokud simulace probíhaly jednotlivě, regulační obvod pro danou přenosovou funkci zvládl regulaci dobře. Asi nejlepšího výsledku z testovaných metod dosáhla Cohen-Coonova metoda. Průběh výstupní křivky byl u této metody plynulý a poměr tlumení druhé amplitudy také odpovídal dané hodnotě což je $\frac{1}{4}$ prvního kmitu. I u Whiteleyovy metody bylo dosaženo dobrých výsledků regulace. U dvou testovaných přenosů vyšly hodnoty parametru PI a PID regulátoru v záporném tvaru což z hlediska regulace nemá význam, ale byly ponechány pro názorný příklad, že i takový regulační obvod je funkční. Také Naslinova metoda vykazovala dobré regulační schopnosti jak u řízení soustavy prvního řádu i u experimentálního přenosu prvního řádu s dopravním zpožděním, pro porovnání

míry překmitu byl parametr α volen různý viz tab. (4). Rozdílných výsledků bylo dosaženo u CHR metody s překmitem 20%, kde tento překmit udávané hodnoty ani jednou nedosáhl a u CHR metody 0% byl v jednom případě zaznamenán překmit. S poruchou se nejhůře vyrovnávala Metoda Vyváženého Nastavení, kde i doba trvání poruchy byla nejdelší ze všech testovaných metod.

U srovnávacích grafů bylo hledáno optimální nastavení regulátoru a řízené soustavy pro všechny metody. Z výsledných simulací můžeme pozorovat, že soustava prvního řádu s dopravním zpožděním navržená pro PI regulátor dosáhla nejlepšího výsledku, kde všechny výstupní křivky mají odpovídající průběh shodný s tabulkovým nastavením. Horších výsledků bylo dosaženo pro soustavu třetího řádu, kde z pěti testovaných metod tři nesplnily podmínku z tabulek nastavení

Pro PID regulátory už bylo obtížnější nalézt nějaké optimální nastavení pro soustavu prvního řádu s dopravním zpožděním. Svůj vliv zde mělo nastavení hodnot přenosové funkce, ale i dopravní zpoždění. Je vidět, že výstupní křivky nejsou optimální a porucha která vstupuje do obvodu je velká. Ani jedna z testovaných metod nemá ideální průběh až na Metodu Vyváženého Nastavení, jenže u této metody je doba poruchy největší.

Všechny simulace byli provedeny v prostředí programu Matlab-Simulink verze 6. 5. 0.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- 1) Levine, et al: The Control Handbook. IEEE Pres, 1995.
- 2) Prokop, R.: Základy automatizace, FT VUT Zlín, 1998.
- 3) Balátě, J.: Automatické řízení, BEN Praha, 2003.
- 4) Švarc, I.: Automatizace, skripta VUT Brno, 2002.
- 5) Bakošová, M. a kol.: Základy automatizace, FCHPT STU Bratislava, 2003.
- 6) Astrom, K. J., Hagglund, T.: PID controllers: Theory, design and tuning. Instr. Society of America, 1995.

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

$A(s), B(s),$	polynomy jmenovatele a čitatele přenosu systému
$M(s), N(s)$	polynomy jmenovatele a čitatele přenosu systému
α	kořen charakteristického polynomu
$e(t)$	regulační odchylka
$G(s)$	přenos otevřené smyčky
a_0, a_1, a_2	polynom obsažený v charakteristickém polynomu $d(s)$
$p(s)$	jmenovatel přenosů regulátorů
$q(s)$	čitatel přenosu regulátoru
$G_R(s)$	přenos regulátoru
r_0	zesílení regulátoru
$G_S(s)$	přenos regulované soustavy
K	zesílení
$e^{-T_d s}$	přenos dopravního zpoždění
u	akční veličina
v	porucha na vstupu do systému
w	žádaná hodnota
y	regulovaná veličina
P	proporcionální člen
I	integrační člen
D	derivační člen
T_I	integrační časová konstanta
T_D	derivační časová konstanta
r_0	je zesílení regulátoru
T_d	dopravní zpoždění
S_i	nenásobné kořeny charakteristické rovnice
s	levá polovina komplexní roviny
t	čas
$C(s)$	charakteristický polynom
$G_w(s)$	přenos řízení

$y_{\max}$	maximální přeregulování regulační veličiny
T_R	doba regulace
T	perioda kmitu přechodové charakteristiky
$y(\infty)$	ustálená hodnota regulované veličiny

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 Základní blokové schéma regulačního obvodu	8
Obr. 2 Schéma nepřímých regulátorů	14
Obr. 3 Ideální PID regulátor	17
Obr. 4 Ukazatel kvality regulace	20
Obr. 5. Regulační pochod odpovídající standardnímu tvaru	21
Obr. 6 Určení parametrů L a a z přechodové charakteristiky.....	26
Obr. 7 Odečtení periody netlumených kmitů při kritickém zesílení	28
Obr. 8 Ukázka použitého modelu regulačního obvodu v prostředí Matlab-Simulink.....	31
Obr. 9 Pro PI regulátor.....	32
Obr. 10 Pro PI regulátor.....	33
Obr. 11 Pro PID regulátor.....	34
Obr. 12 Pro PID regulátor.....	35
Obr. 13 Pro PI regulátor.....	36
Obr. 14 Pro PI regulátor.....	37
Obr. 15 Pro PI regulátor.....	38
Obr. 16 Pro PI regulátor.....	39
Obr. 17 Pro PI regulátor.....	40
Obr. 18 Pro PI regulátor.....	41
Obr. 19 Pro PI regulátor.....	42
Obr. 20 Pro PI regulátor.....	43
Obr. 21 Pro PID regulátor.....	44
Obr. 22 Pro PID regulátor.....	45
Obr. 23 Pro PI regulátor.....	46
Obr. 24 Pro PID regulátor.....	47
Obr. 25 Pro PI regulátor.....	48
Obr. 26 Pro PID regulátor.....	49
Obr. 27 Pro PID regulátor.....	50
Obr. 28 Pro PI regulátor.....	51
Obr. 29 Pro PI regulátor.....	52
Obr. 30 Pro PID regulátor.....	53
Obr. 31 Pro PI regulátor.....	54
Obr. 32 Pro PI regulátor.....	55

Obr. 33 Pro PID regulátor.....	57
Obr. 34 Pro PID regulátor.....	58
Obr. 35 Pro PI regulátor.....	59
Obr. 36 Pro PID regulátor.....	60

SEZNAM TABULEK

Tab. 1	23
Tab. 2	23
Tab. 3	24
Tab. 4	25
Tab. 5	25
Tab. 6	26
Tab. 7	27
Tab. 8	28