SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE

FAKULTA CHEMICKEJ A POTRAVINÁRSKEJ TECHNOLÓGIE

Riadenie procesov s dopravným oneskorením

DIPLOMOVÁ PRÁCA

FCHPT-5414-40385

2011 Bc. Petra Mareková

FAKULTA CHEMICKEJ A POTRAVINÁRSKEJ TECHNOLÓGIE

Riadenie procesov s dopravným oneskorením

DIPLOMOVÁ PRÁCA

FCHPT-5414-40385

Študijný program: Automatizácia a informatizácia v chémii a potravinárstve

Číslo a názov študijného odboru: 5.2.14 Automatizácia

Školiace pracovisko: Ústav informatizácie, automatizácie a matematiky

Vedúca záverečnej práce: doc. Ing. Monika Bakošová, CSc.

Bratislava 2011

Bc. Petra Mareková

Slovenská technická univerzita v Bratislave
Ústav informatizácie, automatizácie a matematiky

Fakulta chemickej a potravinárskej technológie
Akademický rok: 2010/2011
Evidenčné číslo: FCHPT-5414-40385

ZADANIE DIPLOMOVEJ PRÁCE

Študentka:	**Bc. Petra Mareková**
ID študenta:	40385
Študijný program:	automatizácia a informatizácia v chémii a potravinárstve
Študijný odbor:	5.2.14 automatizácia
Vedúca práce:	doc. Ing. Monika Bakošová, CSc.
Miesto vypracovania:	ÚIAM FCHPT STU v Bratislave

Názov práce: **Riadenie procesov s dopravným oneskorením**

Špecifikácia zadania:

Analýza vplyvu dopravného oneskorenia na dynamiku stabilných systémov 1. rádu s dopravným oneskorením, nestabilných systémov 1. rádu s dopravným oneskorením a systémov s integračnými vlastnosťami s dopravným oneskorením. Riadenie uvedených systémov s dopravným oneskorením pomocou jednoduchých uzavretých regulačných obvodov. Literárna rešerš zameraná na rozvetvené regulačné obvody pre riadenie procesov s dopravným oneskorením. Výber rozvetvených regulačných obvodov vhodných pre riadenie systémov s dopravným oneskorením v prítomnosti porúch. Výber rozvetvených regulačných obvodov vhodných pre riadenie nestabilných systémov s dopravným oneskorením. Simulačné overenie funkčnosti jednotlivých rozvetvených regulačných obvodov na teoretických systémoch. Zhodnotenie dosiahnutých výsledkov.

Rozsah práce: 80 strán

Zoznam odbornej literatúry:

1. BAKOŠOVÁ, M. – FIKAR, M. *Riadenie procesov.* STU v Bratislave, 2008. 1 s. ISBN 978-80-227-2841-6.
2. NORMEY-RICO, J. E. – CAMACHO, E. F. *Control of Dead – time Processes.* London: Springer London, 2007. 462 s. ISBN 978-1-84628-828-9.
3. ŠULC, B. – VÍTEČKOVÁ, M. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů.* Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2004. 333 s. ISBN 80-01-03007-5.

Riešenie zadania práce od: 14. 02. 2011

Dátum odovzdania práce: 21. 05. 2011

Slovenská technická univerzita v Bratislave
Fakulta chemickej a potravinárskej technológie
dekanát

L. S.

- 4 -

Bc. Petra Mareková
Študentka

prof. Ing. Miroslav Fikar, DrSc.
Vedúci pracoviska

prof. Ing. Miroslav Fikar, DrSc.
Garant študijného programu

Prehlásenie

Čestne prehlasujem, že som predloženú diplomovú prácu spracovala samostatne s použitím uvedenej literatúry a ďalších informačných zdrojov.

V Bratislave, 18. 5. 2011 …………………………………

podpis autora práce

Poďakovanie

Pri tejto príležitosti by som sa chcela úprimne poďakovať vedúcej diplomovej práce doc. Ing. Monike Bakošovej, CSc. za jej odborné vedenie, cenné rady, pripomienky, za trpezlivosť a množstvo času, ktoré mi venovala pri vypracovaní mojej diplomovej práce. V neposlednom rade patrí vďaka mojej rodine a priateľom za ich neustálu morálnu podporu.

Abstrakt

Problematika diplomovej práce sa zaoberá analýzou vplyvu dopravného oneskorenia na dynamiku stabilných systémov 1. rádu s dopravným oneskorením, nestabilných systémov 1. rádu s dopravným oneskorením a systémov s integračnými vlastnosťami s dopravným oneskorením. Cieľom práce bolo analyzovať možnosti riadenia uvedených systémov pomocou rozvetvených regulačných obvodov. Práca sa zameriava na výber rozvetvených regulačných obvodov vhodných pre riadenie procesov s dopravným oneskorením v prítomnosti poruchy a pre riadenie nestabilných systémov s dopravným oneskorením.

Kľúčové slová:
Dopravné oneskorenie, regulátor, Smithov prediktor a jeho modifikácie.

Abstract

The thesis research purpose is to analyze the influence of dead time on the dynamics of stable systems of the first order with dead time, unstable systems of the first order with dead time and systems with integrational characteristics with dead time. The purpose of the thesis was to analyze the possibilities of controling the mentioned systems multi-loop control systems. The thesis focuses on the selection of through multi-loop control systems suitable for control of processes with dead time while disturbance present and for control of nonstable systems with dead time.

Keywords:
Dead time, controller, Smith predictor and its modifications.

Obsah

Zoznam obrázkov

Zoznam tabuliek

Zoznam symbolov a skratiek

SP	Smithov prediktor
URO	uzavretý regulačný obvod
D	dopravné oneskorenie
Z	zosilnenie
AFFCH	amplitúdovo – fázová frekvenčná charakteristika
ξ	tlmiaci koeficient
T	časová konštanta
w	žiadaná veličina
q	porucha systému
$G_s(s)$, $G(s)$	prenos riadeného systému
$G_s^D(s)$	prenos riadeného systému s dopravným oneskorením
$G_R(s)$	prenos regulátora
$G_O(s)$	prenos otvoreného regulačného obvodu
$G_{SM}(s)$	prenos modelu systému
$G_{WY}(s)$	prenos žiadanej hodnoty na výstup
$G_{QY}(s)$	prenos poruchy na výstup
$G_C(s), G_{C2}(s)$	prenosy regulátorov na sledovanie žiadanej veličiny s prípadnou poruchou
$G_{C1}(s)$	prenos regulátora, ktorý stabilizuje nestabilné póly
$F(s)$	prenos regulátora slúžiaceho o zlepšeniu odozvy žiadanej veličiny
$Y(s)$	obraz výstupnej veličiny
$U(s)$	obraz akčnej veličiny
$E(s)$	obraz regulačnej odchýlky
$W(s)$	obraz žiadanej veličiny

$Q(s)$	obraz poruchovej veličiny
Z_R	proporcionálna časť regulátora
T_i	integračná časová konštanta
DTC	kompenzátor dopravného oneskorenia
1DOF	regulátor s jedným stupňom voľnosti
2DOF	regulátor s dvoma stupňami voľnosti

Úvod

Pod pojmom dopravné oneskorenie sa všeobecne rozumie časové posunutie medzi určitou príčinou a jej dôsledkom. V matematickom poňatí znamená oneskorenie časové posunutie, a preto sú obvyklým modelom systému s dopravným oneskorením diferenciálne rovnice [1] [2].

V priemysle sa často stretávame so systémami s dopravným oneskorením. No pri riadení procesov má dopravné oneskorenie nepriaznivý vplyv na stabilitu celého riadeného systému. Zo zväčšujúcou sa hodnotou dopravného oneskorenia sa zhoršuje aj kvalita riadenia. Systémy s dopravným oneskorením tvoria takú skupinu systémov, pri ktorých dochádza k časovému posunutiu medzi určitou príčinou a jej dôsledkom [1] [2], čo má za následok zhoršenie vlastností regulačného obvodu. Môžeme teda povedať, že zvyšovanie hodnoty dopravného oneskorenia vedie systém pri spätnoväzbovom riadení do nestability [3].

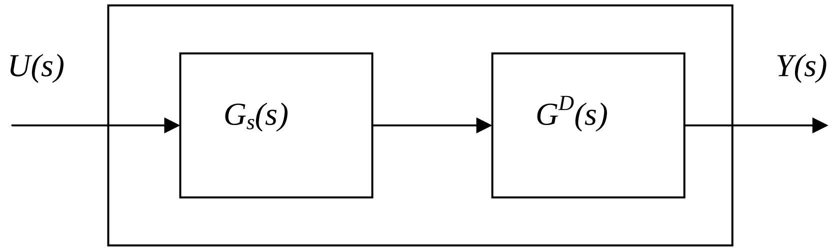
Kompenzáciu dopravného oneskorenia umožňuje riešiť špeciálne zapojenie spätnoväzbového obvodu riadenia, tzv. Smithov prediktor, ktorý je založený na poznaní čo najpresnejšieho matematického modelu riadeného procesu, ktorý sa skladá z modelu procesu bez dopravného oneskorenia a modelu dopravného oneskorenia. Čím presnejší matematický model je k dispozícii, tým lepšie je dopravné oneskorenie kompenzované [1] [4].
V mojej diplomovej práci sa budem venovať problému kompenzácie dopravného oneskorenia pomocou tzv. Smithovho prediktora a jeho modifikáciám vhodným pre riadenie procesov s dopravným oneskorením v prítomnosti poruchy a pre riadenie nestabilných systémov s dopravným oneskorením.

Štruktúra práce nie je štandardne rozčlenená na teoretickú a experimentálnu časť. Keďže výpočty a simulácie nadväzujú na teoretický základ obe tieto časti sú pre lepšiu prehľadnosť zastúpené v jednotlivých kapitolách.

1 Vplyv dopravného oneskorenia na vlastnosti riadeného procesu

1.1 Pojem dopravného oneskorenia

Pod pojmom dopravné oneskorenie sa všeobecne rozumie časové posunutie medzi určitou príčinou a jej dôsledkom. Všetok účinok rôznych oneskorení môžeme zhrnúť do jedného bloku dopravného oneskorenia $G^D(s)$, ktorý je sériovo spojený s modelom sústavy $G_S(s)$ tak ako vidíme na obr. 1 [1] [2].



Obr. 1 Systém s dopravným oneskorením $G_s^D(s)$

V matematickom poňatí znamená oneskorenie časové posunutie, a preto sú obvyklým modelom systému s dopravným oneskorením diferenciálne rovnice. Správanie systému s dopravným oneskorením, ktorého výstupný signál je oneskorený vzhľadom k časovému pôsobeniu vstupného signálu, možno opísať diferenciálnou rovnicou:

$$y^{(n)}(t) + a_{(n-1)}y^{(n-1)}(t) + ... + a_1y'(t) + a_0y(t) = b_mu^m(t-D) + ... + b_1u'(t-D) + b_0u(t-D) \tag{1}$$

kde *a, b* sú konštantné koeficienty, *D* – dopravné oneskorenie, *u(t - D)* je vstupná veličina a *y(t)* je výstupná veličina systému [1] [2].

Prenos systému má tvar

$$G_s^D(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = G_s(s)G^D(s) = \frac{b_ms^m + ... + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + ... + a_1s + a_0}e^{-Ds} \tag{2}$$

2 Jednoduché modely pre typické systémy s dopravným oneskorením.

Jednoduché modely sa všeobecne používajú v priemysle, aby prezentovali dynamické správanie rôznych procesov. Väčšina týchto modelov zahŕňa dopravné oneskorenie, ktoré sa vyskytuje v procesoch. Niektoré lineárne vstupno-výstupné modely uvediem v tejto časti. Takéto modely sa často získavajú identifikáciou, ako napríklad vyhodnotením odmeranej prechodovej charakteristiky [2].

2.1 Prechodové charakteristiky systémov s dopravným oneskorením

Vo svojej práci budem sledovať jeden typ modelu a to systém prvého rádu s dopravným oneskorením.

2.1.1 Stabilný systém prvého rádu s dopravným oneskorením

Ako prvý budem sledovať vplyv dopravného oneskorenia na dynamiku stabilného systému 1. rádu s dopravným oneskorením, ktorého prenos je v nasledujúcom tvare.

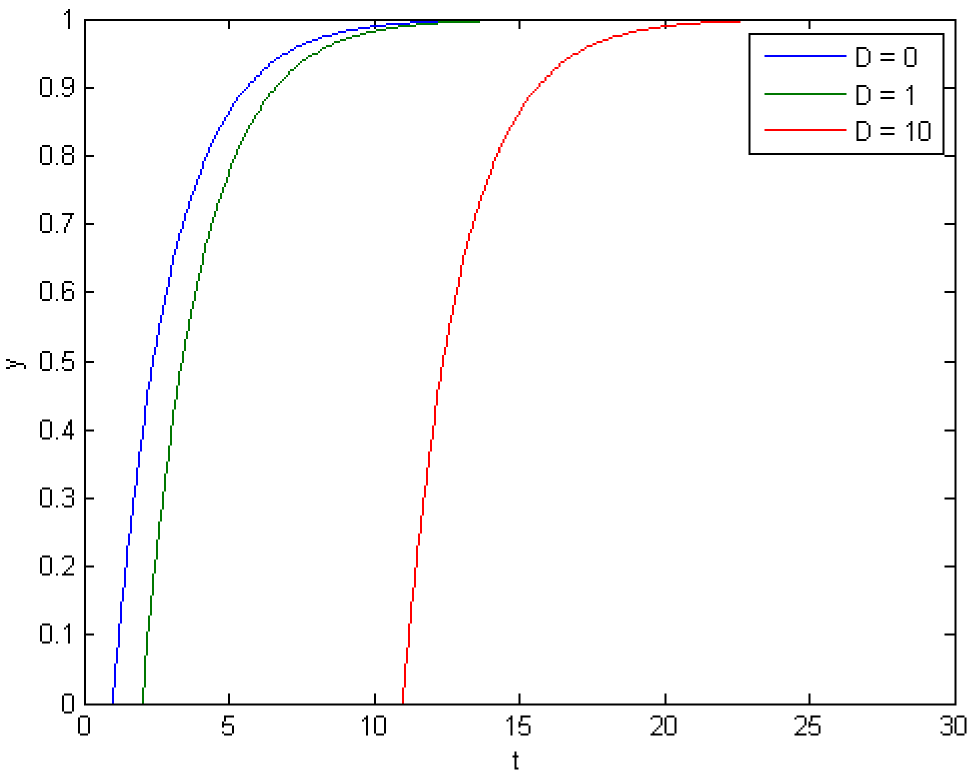
$$G_s^D(s) = \frac{Z}{Ts+1} e^{-Ds} \tag{3}$$

kde Z – zosilnenie,

T – časová konštanta,

D – dopravné oneskorenie [2].

Na generovanie prechodových charakteristík som si v programovacom prostredí *MATLAB* vytvorila jednoduchú simulačnú schému. Vstupná veličina sa menila v čase jedna z hodnoty nula na hodnotu jedna. Obr. 2 prezentuje prechodové charakteristiky systému (3) s nasledovnými parametrami $Z = 1, T = 2, D_0 = 0, D_1 = 1, D_2 = 10$.



Obr. 2 Prechodové charakteristiky stabilného systému 1. rádu s D

Na obr. 2 je zreteľne vidieť, že prechodové charakteristiky stabilného systému 1. rádu sa aj napriek zvyšovaniu hodnoty dopravného oneskorenia ustália a tým potvrdzujú stabilitu systému. Porovnaním všetkých troch prechodových charakteristík môžem povedať, že dopravné oneskorenie sa prejaví iba ako časové posunutie o hodnotu $D = 0,\ 1,\ 10$.

2.1.2 Systém prvého rádu s integračnými vlastnosťami

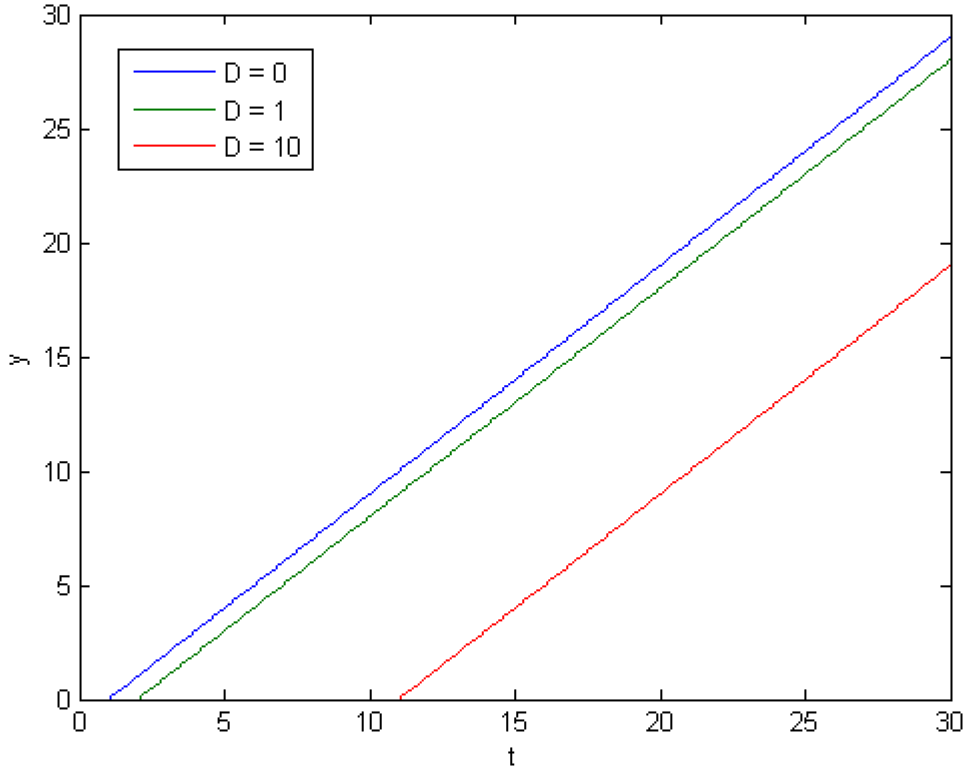
Druhým systémom, ktorým sa budem vo svojej práci zaoberať je systém s integračnými vlastnosťami s dopravným oneskorením. Systémy s integračnými vlastnosťami v sebe zahŕňajú *I* zložku, ktorej nevýhodou je, že zhoršuje stabilitu systému, pretože akčná veličina stále rastie. Systém prvého rádu s integračnými vlastnosťami (IPDT) má prenos v tvare:

$$G_s^D(s) = \frac{Z}{s} e^{-Ds} \tag{4}$$

kde Z – zosilnenie,

D - dopravne oneskorenie [2].

Obr. 3 reprezentuje prechodové charakteristiky systému prvého rádu s integračnými vlastnosťami. Z obrázku je jasne vidieť, že tento systém je nestabilný. Dopravné oneskorenie sa prejaví iba ako časové posunutie o hodnotu $D = 0,\ 1,\ 10$. Parametre systému sú: $Z = 1, D_0 = 0, D_1 = 1, D_2 = 10$



Obr. 3 Systém prvého rádu s integračnými vlastnosťami a D

2.1.3 Nestabilný systém 1.rádu s dopravným oneskorením

Tretím a posledným systémom, ktorý budem vo svojej práci sledovať je nestabilný systém s dopravným oneskorením. V niektorých situáciách môže celý proces vykazovať nestabilné správanie, ktoré môže byť zastúpené nasledovným prenosom:

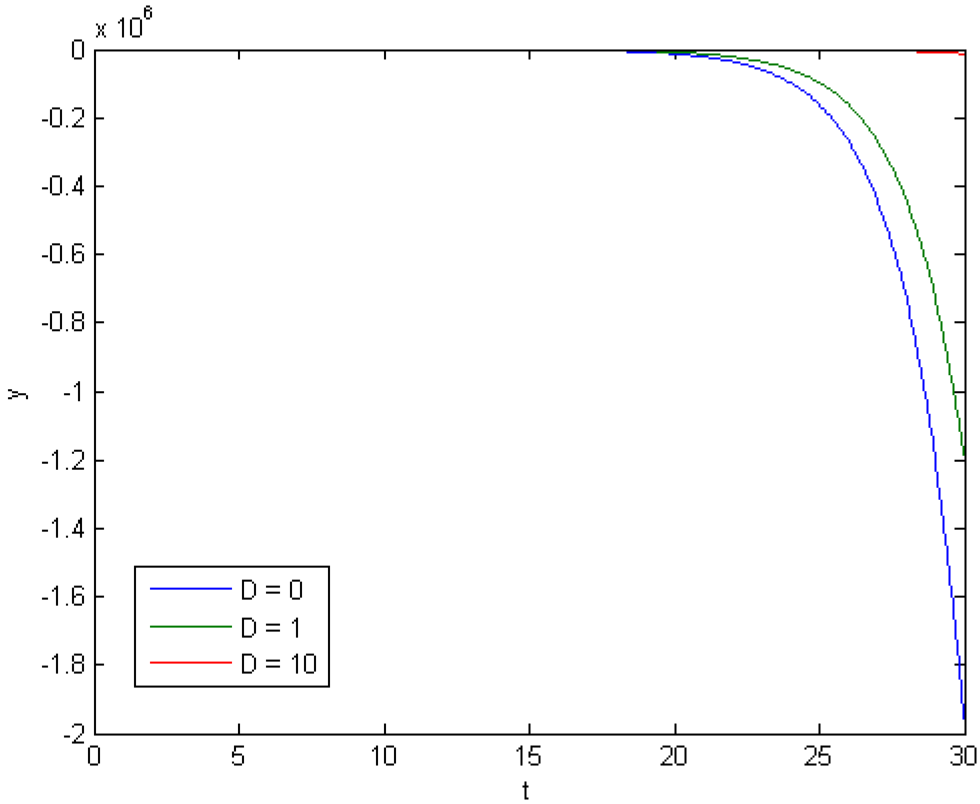
$$G_s^D(s) = \frac{Z}{1-Ts}e^{-Ds} \tag{5}$$

kde Z – zosilnenie,

T – časová konštanta,

D - dopravne oneskorenie [2].

Parametre systému: $Z = 1, T = 2, D_0 = 0, D_1 = 1, D_2 = 10$



Obr. 4 Nestabilný systém prvého rádu s D

Zhodnotenie:

V tejto kapitole som sa venovala vykresľovaniu prechodových charakteristík pre stabilné, nestabilné a pre systémy s integračnými vlastnosťami prvého rádu s dopravným oneskorením. Sledovala som vplyv dopravného oneskorenia na prechodovú charakteristiku a ako možno vidieť z obr. 2, 3, 4 prechodové charakteristiky jednotlivých systémov sú rovnaké len sú posunuté o dopravné oneskorenie v čase. Tvar prechodovej charakteristiky však ostáva rovnaký.

3 Frekvenčné charakteristiky systémov s dopravným oneskorením

3.1 Vplyv D na systém vo frekvenčnej oblasti

Na AFFCH, čo je grafické znázornenie frekvenčného prenosu, je jasne vidieť aký vplyv má dopravné oneskorenie na riadený systém. Frekvenčný prenos je rovný podielu obrazu vstupnej a výstupnej veličiny systému pri nulových počiatočných podmienkach [1] [5].

Frekvenčný prenos systému s D ma tvar:

$$G_s^D(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} = G_s(j\omega)G^D(j\omega) = \left|G_s(j\omega)\right| e^{-j[\varphi_S(\omega)+\varphi^D(\omega)]} \qquad (6)$$

Z exponenciálneho tvaru rovnice (6) je možné povedať, že výsledný prenos je vlastne rovný prenosu systému bez D a jeho fáza sa otočí o uhol (-Tdω) [1].

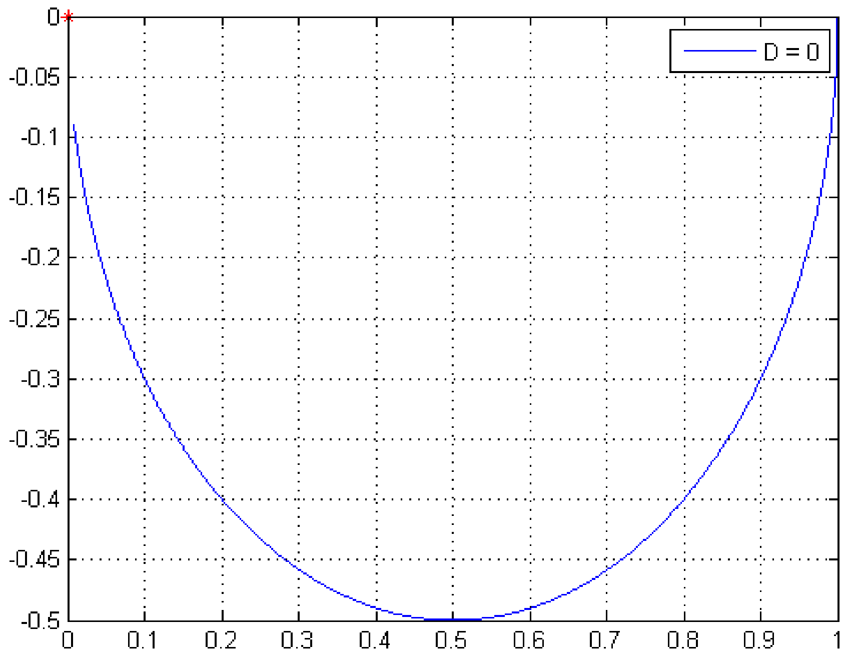
$$\begin{aligned} \left|G_s^D(j\omega)\right| &= \left|G_s(j\omega)\right| \\ \varphi(\omega) &= \varphi_s(\omega) + \varphi^D(\omega) \end{aligned}$$

3.1.1 Stabilný systém prvého rádu s dopravným oneskorením

Vplyv dopravného oneskorenia na frekvenčnú charakteristiku sledujem pri rovnakom prenose ako je uvedený v (3)

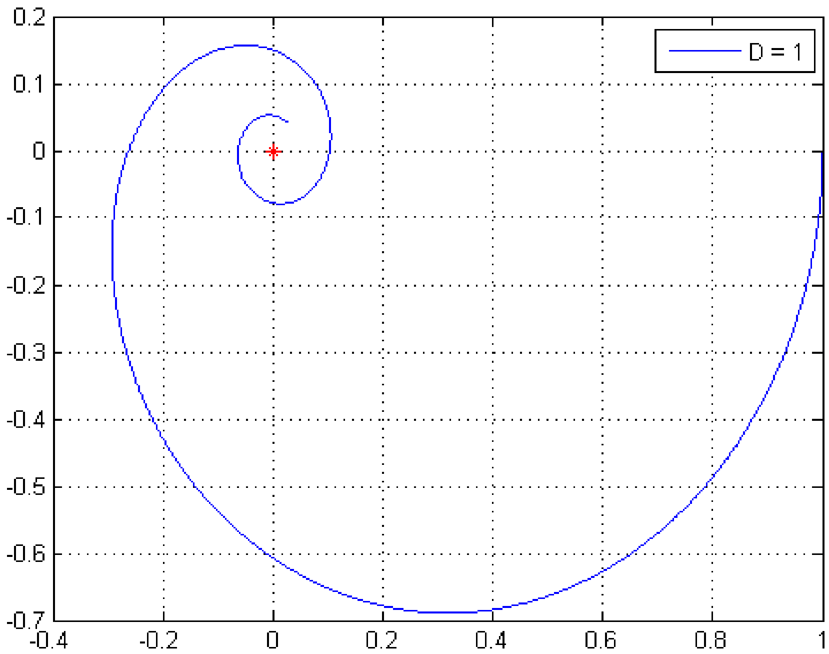
$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{Z}{Ts+1} e^{-Ds} \\ G(j\omega) &= \frac{Z}{Tj\omega+1} e^{-Dj\omega} = \left(\frac{Z}{Tj\omega+1} \cdot \frac{1-Tj\omega}{1-Tj\omega}\right) \cdot e^{-D\omega} \\ G(j\omega) &= \left(\frac{Z}{1+T^2\omega^2} + j\frac{-T\omega Z}{1+T^2\omega^2}\right) \cdot e^{-Dj\omega} \end{aligned} \qquad (7)$$

kde parametre systému sú $Z = 1, T = 2, D_0 = 0, D_1 = 1, D_2 = 10$. AFFCH stabilného systému je znázornená na obr. 5.

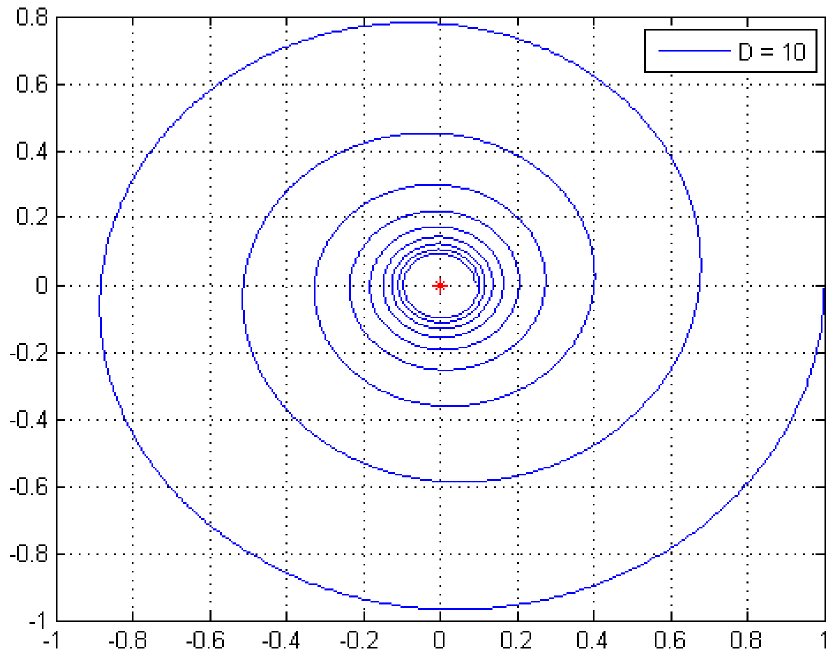


Obr. 5 AFFCH pre systém 1. rádu bez dopravného oneskorenia

AFFCH na obr. 5 zodpovedajúca frekvenčnému prenosu zo vzťahu (7) neobsahuje dopravné oneskorenie teda *D = 0*. Nasledujúce obr. 6 a 7 znázorňujú ako dopravné oneskorenie vplýva na AFFCH.



Obr. 6 AFFCH pre systém 1. rádu s D = 1



Obr. 7 AFFCH pre systém 1. rádu s D = 10

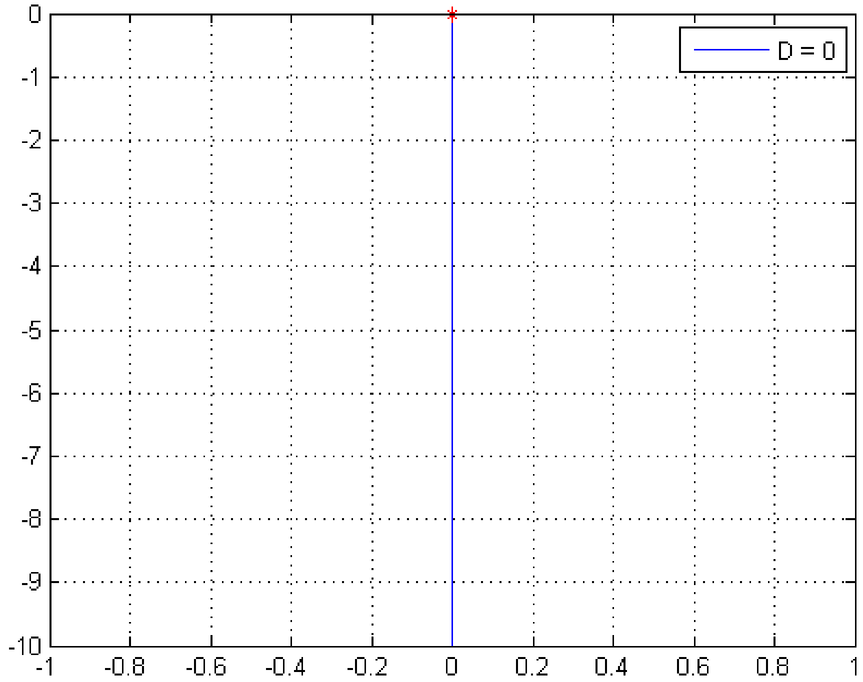
Frekvenčná charakteristika stabilného systému prvého rádu bez dopravného oneskorenia prechádza jedným kvadrantom, zatiaľ čo pri zavedení dopravného oneskorenia do systému sa frekvenčná krivka deformuje a prechádza väčším počtom kvadrantov [1]. Teda môžem povedať, že čím je dopravné oneskorenie väčšie, tým väčším počtom kvadrantov AFFCH prechádza.

3.1.2 Systém prvého rádu s integračnými vlastnosťami

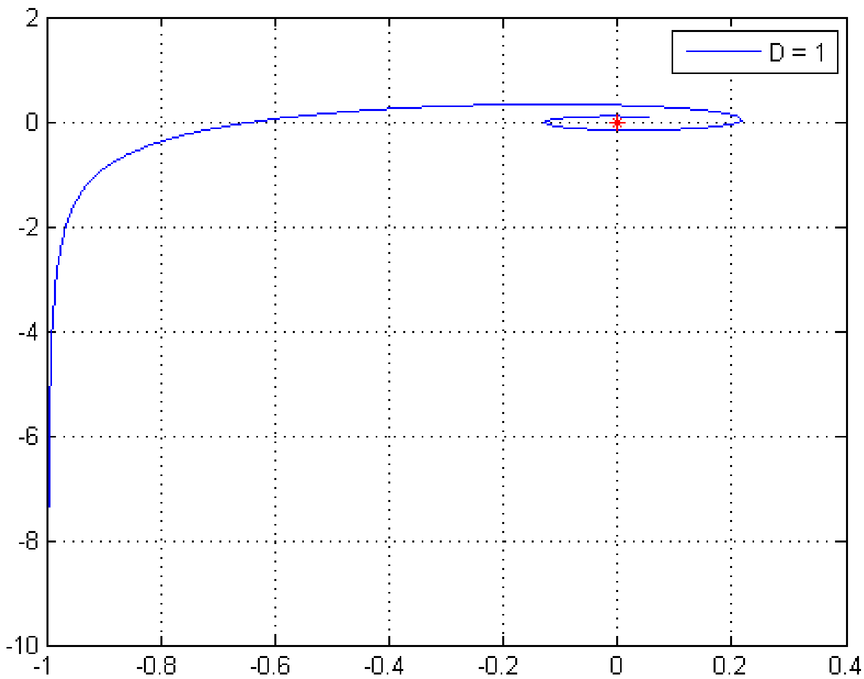
Ako aj v predchádzajúcom prípade sledujem vplyv dopravného oneskorenia na AFFCH pre systém v tvare (4)

$$G(s) = \frac{Z}{s} e^{-Ds}$$
$$G(j\omega) = \frac{Z}{j\omega} e^{-Dj\omega} = \left(\frac{Z}{j\omega} \cdot \frac{-j\omega}{-j\omega}\right) \cdot e^{-Dj\omega} = j\frac{-\omega Z}{\omega^2} \cdot e^{-Dj\omega} = j\frac{-Z}{\omega} \cdot e^{-Dj\omega} \quad (8)$$

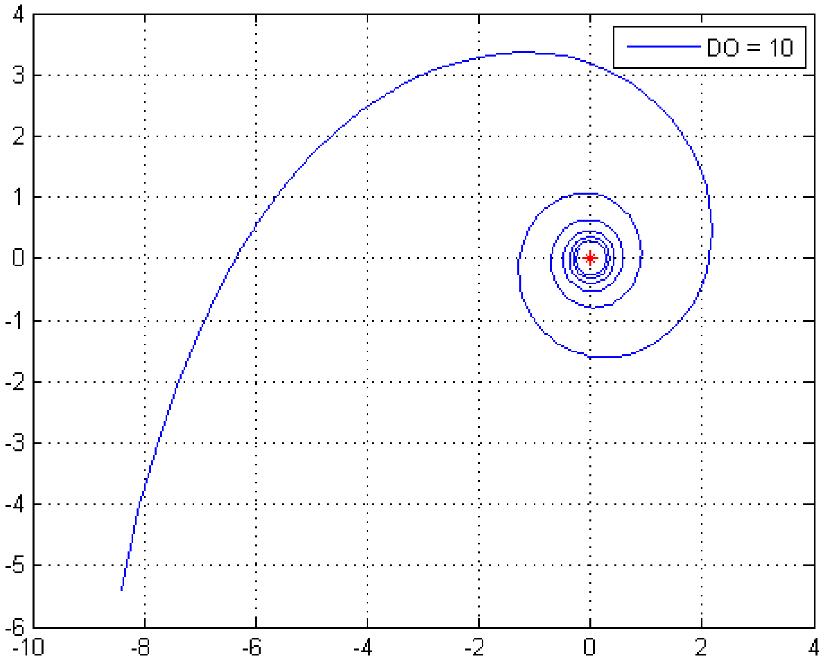
parametre systému: $Z = 1, D_0 = 0, D_1 = 1, D_2 = 10$



Obr. 8 AFFCH pre systém 1. rádu s integračnými vlastnosťami a D = 0



Obr. 9 AFFCH pre systém 1. rádu s integračnými vlastnosťami a D = 1



Obr. 10 AFFCH pre systém 1. rádu s integračnými vlastnosťami a D = 10

3.1.3 Nestabilný systém 1.rádu s dopravným oneskorením

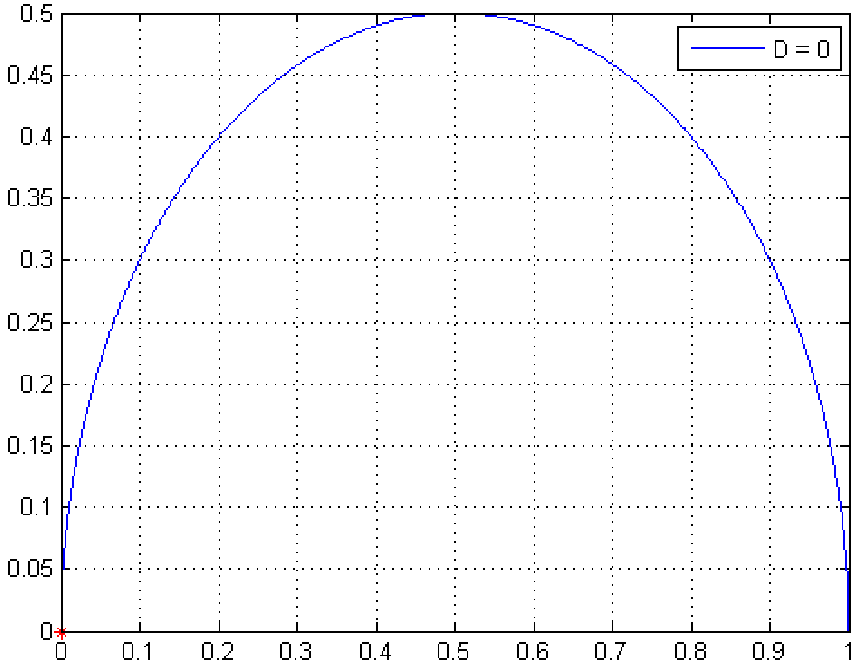
Aj pri nestabilnom systéme rovnako ako pri stabilnom systéme a systéme s integračnými vlastnosťami sledujem vplyv dopravného oneskorenia na AFFCH. Parametre systému ostávajú nezmenené.

(9)

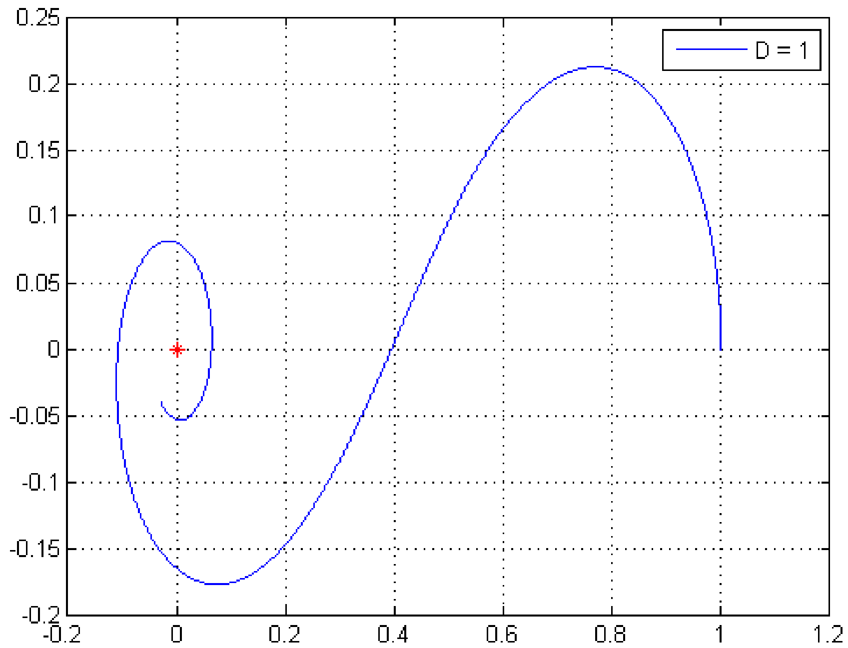
$$G(s) = \frac{Z}{1 - Ts} e^{-Ds}$$

$$G(j\omega) = \frac{Z}{1 - Tj\omega} e^{-Dj\omega} = \left(\frac{Z}{Tj\omega + 1} \cdot \frac{1 + Tj\omega}{1 + Tj\omega}\right) \cdot e^{-Dj\omega}$$

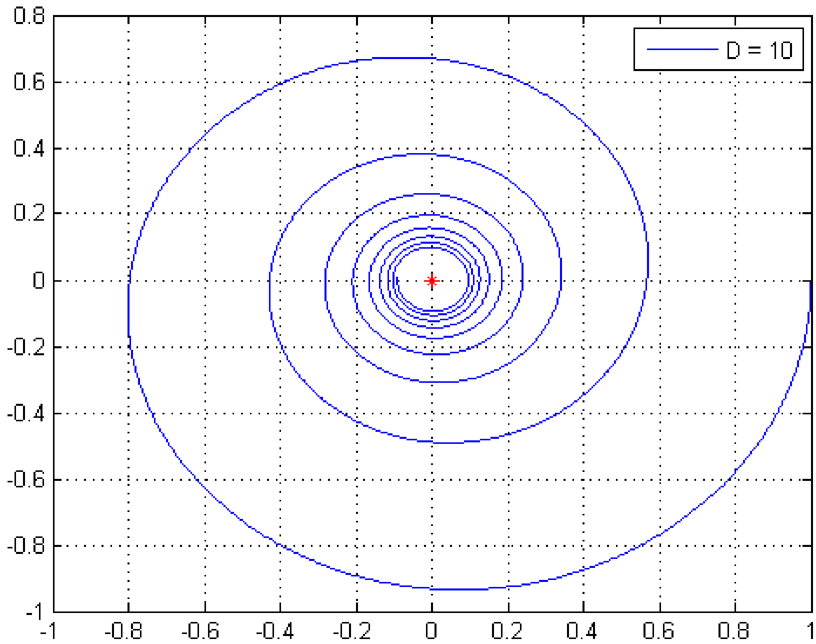
$$G(j\omega) = \left(\frac{Z}{1 + T^2\omega^2} + j\frac{T\omega Z}{1 + T^2\omega^2}\right) \cdot e^{-Dj\omega}$$



Obr. 11 AFFCH pre nestabilný systém 1. rádu s D = 0



Obr. 12 AFFCH pre nestabilný systém 1. rádu s D = 1



Obr. 13 AFFCH pre nestabilný systém 1. rádu s D = 10

Zhodnotenie:

Táto kapitola bola venovaná vykresľovaniu AFFCH pre známe systémy s dopravným oneskorením z druhej kapitoly, ktoré sú znázornené na obrázkoch 5 – 13. Vplyv dopravného oneskorenia na stabilitu systému som spozorovala pri všetkých troch zvolených systémoch po zavedení dopravného oneskorenia. Ako som už vyššie spomenula, po zavedení dopravného oneskorenia do systému sa frekvenčná krivka deformuje a prechádza nekonečný počtom kvadrantov a teda môžem povedať, že čím je dopravné oneskorenie väčšie, tým väčším počtom kvadrantov AFFCH prechádza. Systémy s integračnými vlastnosťami v sebe zahŕňajú *I* zložku, ktorá spôsobuje nestabilitu systému.

4 Návrh PI regulátora

4.1 Návrh PI regulátora pre systém 1. rádu

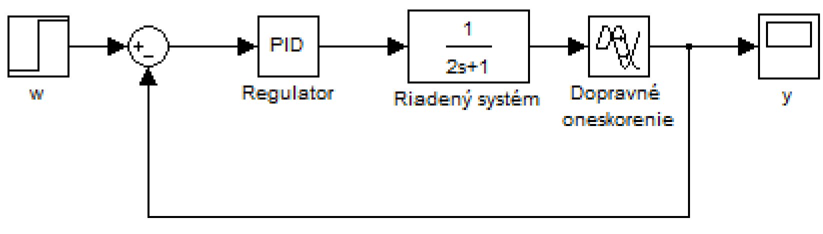
Pri návrhu som vychádzala zo stabilného systému 1. rádu s dopravným oneskorením (3) s jeho známymi parametrami $Z = 1$ a $T = 2$.

Riadený systém bez D $$G_S(s) = \frac{1}{2s+1} = \frac{0,5}{s+0,5}$$

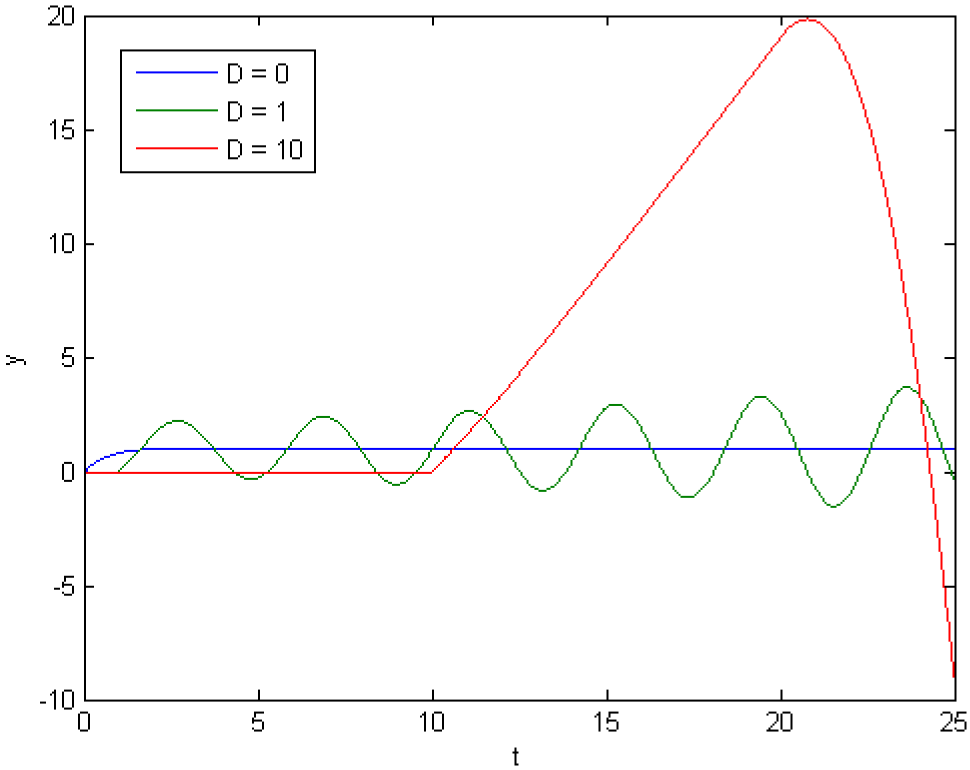
Prenos PI regulátora $$G_R(s) = \frac{Z_R + \frac{Z_R}{T_i}}{s}$$

charakteristická rovnica URO $$1 + G_s(s)G_R(s) = 0$$

Na výpočet parametrov som použila metódu umiestnenia pólov [6] (zvolené póly s_1= -1, s_2= -1) $\Rightarrow$ $Z_R = 3$ a $Ti = 1{,}5$. Riadenie systémov s D pomocou jednoduchého uzavretého regulačného obvodu a pre zväčšujúce sa hodnoty dopravného oneskorenia som vykonala pomocou simulačnej schémy, vytvorenej v prostredí *MATLAB - Simulink*® znázornenej na obr. 14. Výsledky zvyšovania hodnoty dopravného oneskorenia sú jasne vidieť na obr. 15, kde som zvýšila dopravné oneskorenie z hodnoty nula na hodnotu jedna a desať. Z obrázku taktiež vyplýva, že regulátor s takto navrhnutými parametrami Z_R a T_i nedokáže uriadiť systém prvého rádu s D resp. je schopný systém bez problémov uregulovať, no to len do okamihu výskytu D.



Obr. 14 Schéma URO s blokom dopravného oneskorenia



Obr. 15 Priebeh riadenia stabilného systému 1. rádu s D = 0, 1 a 10

4.1.1 Overenie stability uzavretého regulačného obvodu pomocou frekvenčnej charakteristiky

Stabilitu uzavretého regulačného obvodu som posúdila pomocou AFFCH uzavretého regulačného obvodu Nyquistovým kritériom stability. Kvôli vykresleniu AFFCH však bolo nutné prenos s D aproximovať pomocou niektorej z metód aproximácie dopravného oneskorenia [7]. Aproximáciou prenosu člena dopravného oneskorenia získame prenos systému vyššieho rádu, ale už bez dopravného oneskorenia [8].

Existuje niekoľko spôsobov aproximácie D, v tejto práci je uvedená Padeho aproximácia dopravného oneskorenia [7].

Padeho aproximácia je vyjadrená pomerom dvoch funkcií:

$$e^{-Ds} \approx \frac{Pn(s)}{Qn(s)} \tag{10}$$

kde

$$Pn(s) = 1 - \frac{sD}{2} + \frac{n(n-1)}{2n(2n-1)} \frac{s^2 D^2}{2!} - \ldots + \frac{(-1)^n n!}{(2n)!} \cdot s^n D^n$$

$$Qn(s) = 1 + \frac{sD}{2} + \frac{n(n-1)}{2n(2n-1)} \frac{s^2 D^2}{2!} + \ldots + \frac{(-1)^n n!}{(2n)!} \cdot s^n D^n$$

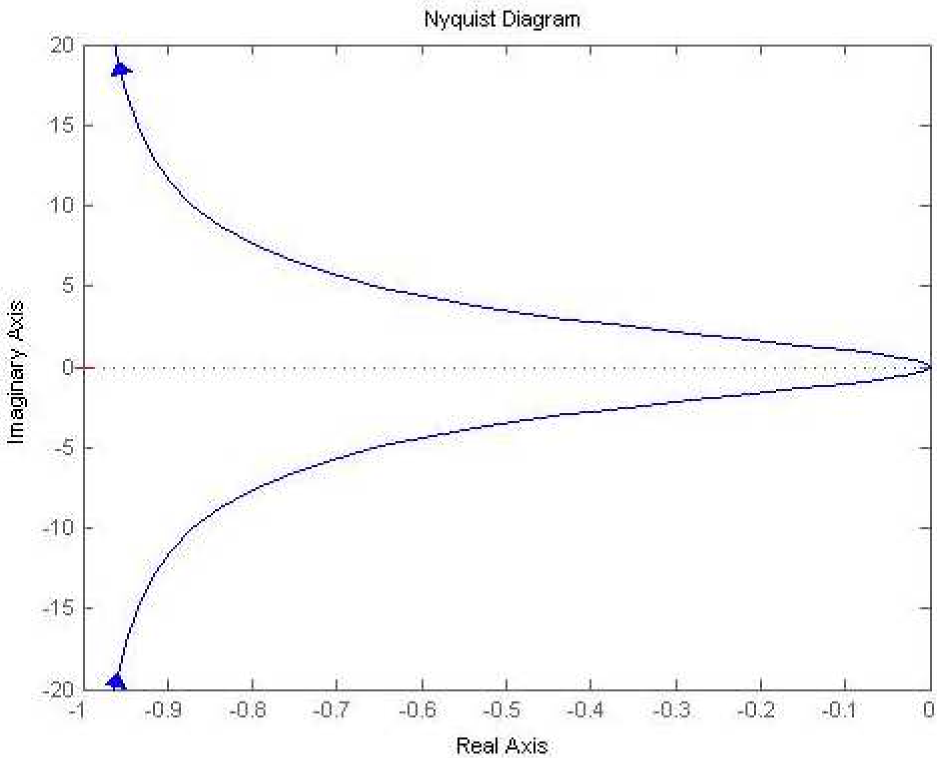
Voľbou „n“ možno ovplyvniť presnosť aproximácie. Napr. pre n = 1 možno napísať Padeho aproximáciu v tomto tvare [7]:

$$e^{-Ds} \approx \frac{1 - \frac{sD}{2}}{1 + \frac{sD}{2}}$$

Kvôli vykresleniu AFFCH je potrebné uviesť prenos otvoreného obvodu [7]

$$G_O = G_S G_R = \frac{Z}{T_S + 1} \cdot \frac{Z_R + \frac{Z_R}{T_i}}{s} = \frac{1}{2s+1} \cdot \frac{3 + \frac{3}{1.5}}{s} \tag{11}$$

Pri nulovom dopravnom oneskorení získame prenos otvoreného regulačného obvodu v tvare $G_O = \dfrac{3s+2}{2s^2 + s}$

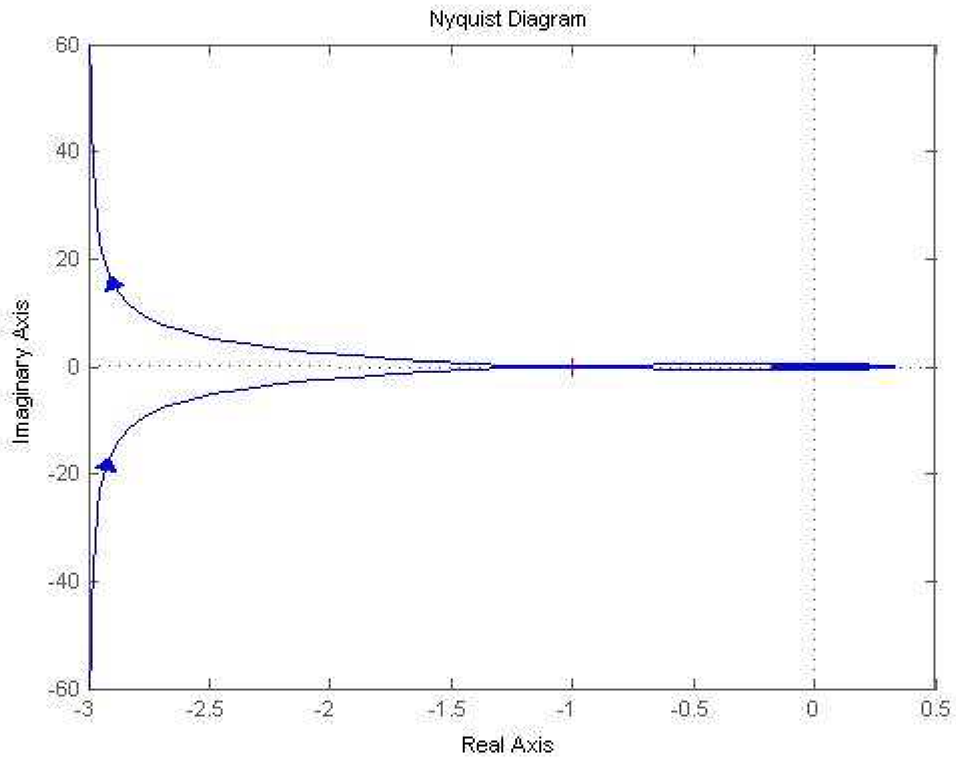


Obr. 16 AFFCH otvoreného regulačného obvodu s D = 0

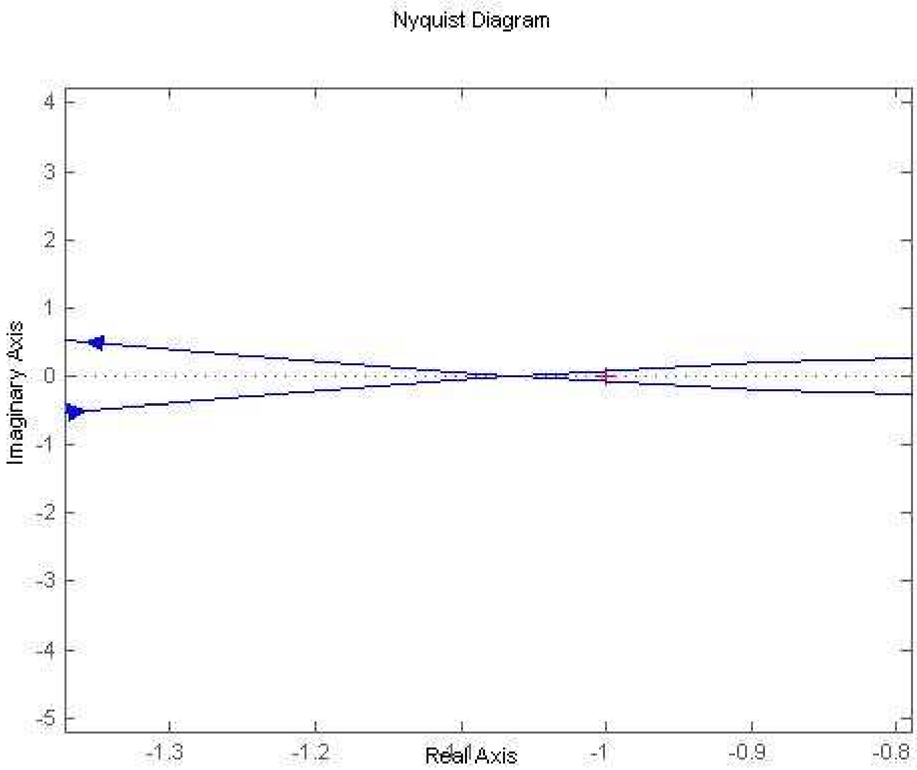
Frekvenčná charakteristika otvoreného obvodu je na obr. 16. Kritický bod je vľavo od frekvenčnej charakteristiky a preto uzavretý obvod je stabilný.

Pri D = 1 získame prenos otvoreného regulačného obvodu po Padeho aproximácií pre n = 4 dopravného oneskorenia e^{-Ds} v tvare:

$$G_O = \frac{3s^5 - 58s^4 + 500s^3 - 2160s^2 + 3360s + 3360}{2s^6 + 41s^5 + 380s^4 + 1860s^3 + 4200s^2 + 1680s}$$



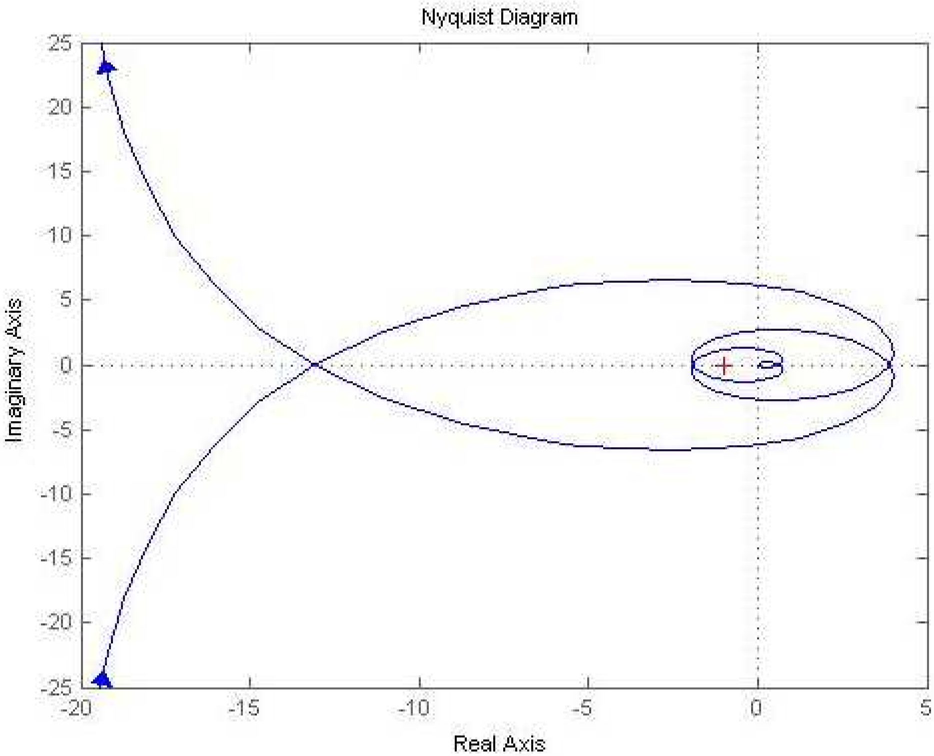
Obr. 17 AFFCH otvoreného regulačného obvodu s D = 1



Obr. 18 AFFCH otvoreného regulačného obvodu s D = 1 po priblížení

Pri stabilnom systéme prvého rádu s $D = 10$ a po Padeho aproximácií dopravného oneskorenia e^{-Ds} získame prenos otvoreného regulačného obvodu v tvare:

$$G_O = \frac{3s^5 - 4s^4 + 1.4s^3 + 1.08s^2 - 1.176s + 0.336}{2s^6 + 5s^5 + 5.6s^4 + 3.48s^3 + 1.176s^2 + 0.168s}$$



Obr. 19 AFFCH otvoreného regulačného obvodu s D = 10

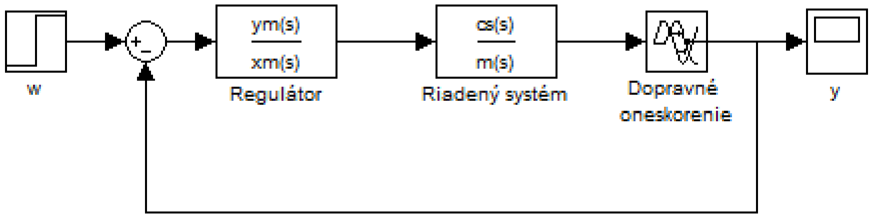
AFFCH sa nachádza v pravo od -1 preto je už systém s $D = 1, 10$ nestabilný. Overením stability priebehu riadenia stabilného systému 1. rádu s $D = 0, 1, 10$ pomocou frekvenčnej charakteristiky som prišla k rovnakým záverom ako pri skúmaní stability návrhom regulátora. Navrhnutý regulátor s pólmi $s_{1,2,3} = -1$ taktiež neuriadi systémy s dopravným oneskorením.

4.2 Návrh regulátora pre systém 1.rádu s integračnými vlastnosťami

Prenos riadeného systému 1. rádu s integračnými vlastnosťami má tvar (4) s rovnakými parametrami.

Parametre regulátora som už nepočítala ručne metódou umiestnenia pólov [6], ale pomocou programu vytvorenom v *MATLABE*. Po následnom spustení som získala priebeh riadenia integrujúceho systému 1.rádu s D.

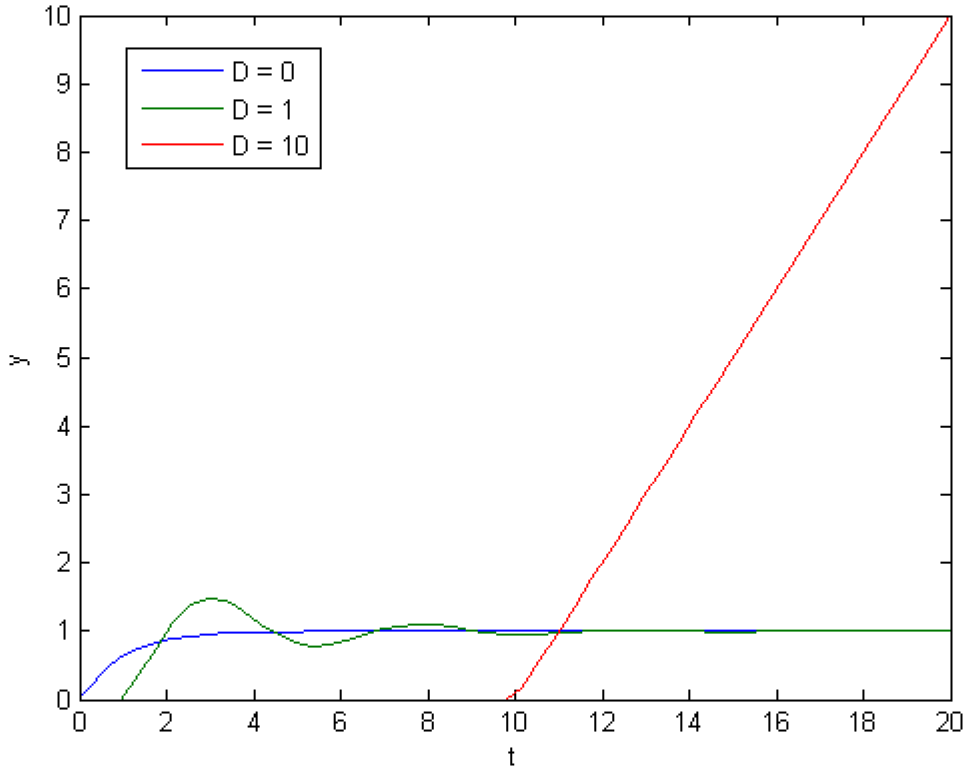
K zmene dochádza len v simulačnej schéme (vytvorenej v prostredí *MATLAB* - Simulink®) na obr. 14 oproti obr. 20 , kde blok PID regulátora nahradíme blokom prenosovej funkcie. Priebeh riadenia integračného systému je znázornený na obr. 21.



Obr. 20 Simulačná schéma na simuláciu systémov s integračnými vlastnosťami

Zvolené póly $s_{1,2,3} = -0.8$, n = 2

Počítaný regulátor je v tvare prenosovej funkcie: $G_R = \dfrac{s+0.8}{0.8s+0.64}$



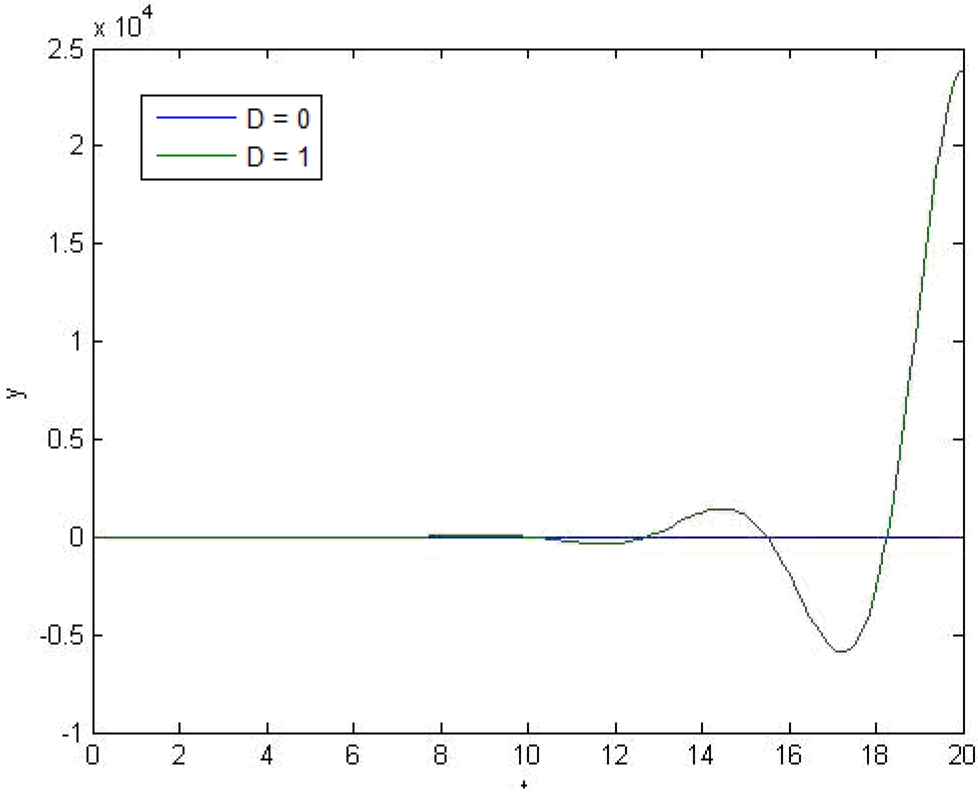
Obr. 21 Priebeh riadenia integračného systému s D = 0, 1 a 10

4.3 Návrh regulátora pre nestabilný systém 1. rádu s D

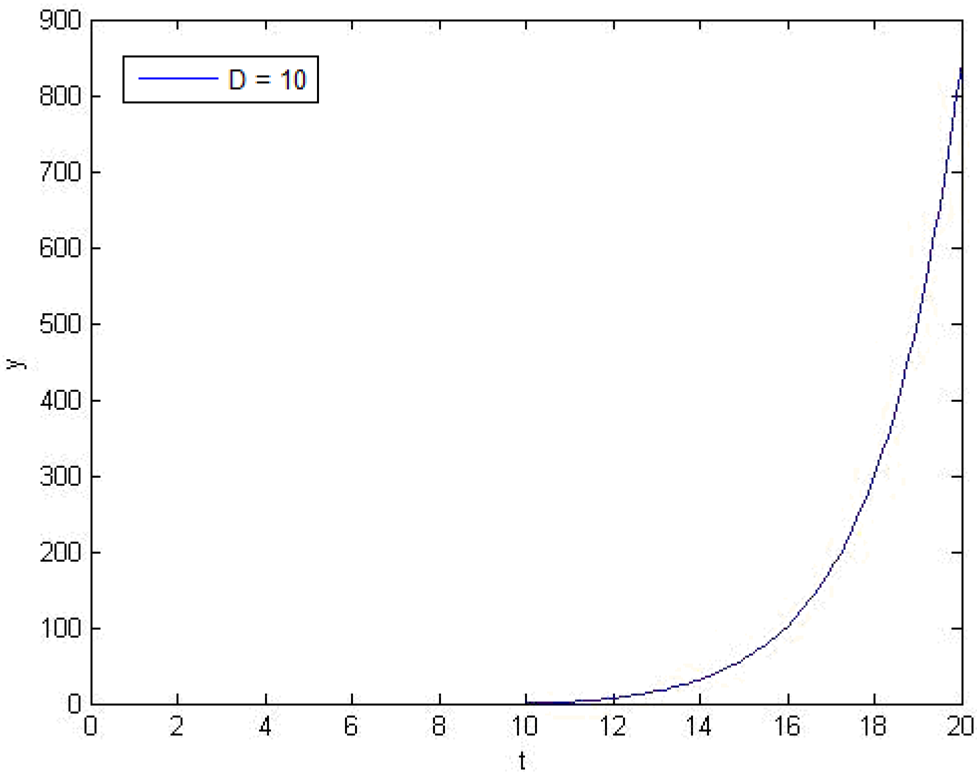
Pre nestabilný systém 1. rádu s dopravným oneskorením sú parametre riadeného systému $Z=1, T=2, D_0=0, D_1=1, D_2=10$. Prenos riadeného nestabilného systému 1. rádu má tvar (5).

Simulácie pre zväčšujúce sa hodnoty dopravného oneskorenia som vykonala pomocou rovnakej simulačnej schémy ako pri systéme s integračnými vlastnosťami a priebeh riadenia je znázornený na obr. 22. Zvolené póly potrebné pre výpočet regulátora sú $s_{1,2,3}=-1.5$ a n = 3.

Počítaný regulátor je v tvare prenosovej funkcie: $G_R=\dfrac{-0.5s-2.5}{9.3s+3.4}$



Obr. 22 Priebeh riadenia nestabilného systému 1. rádu s D = 0 a 1



Obr. 23 Priebeh riadenia nestabilného systému 1. rádu s D = 10

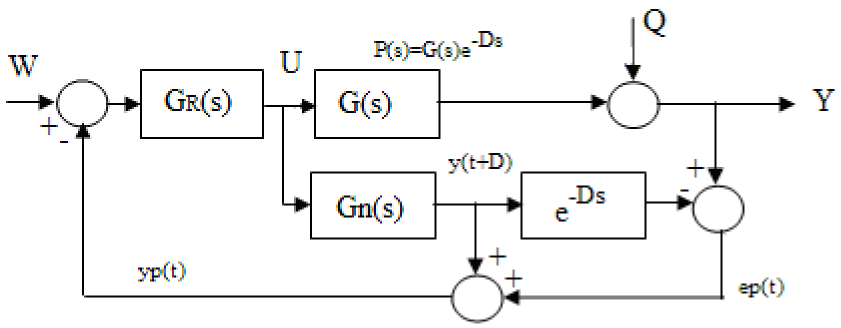
Zhodnotenie:

V tejto časti práce som sa venovala návrhu funkčného regulátora pre všetky riadené systémy z druhej kapitoly. Pre výpočet parametrov regulátora som si zvolila metódu umiestnenia pólov [6]. Pri stabilnom systéme prvého rádu som zvolila póly $s_{1,2,3} = -1$ a ručne vypočítala parametre regulátora, pričom som zistila, že regulátor s takýmito pólmi nie je schopný uriadiť systém s D. Stabilitu riadenia tohto systému 1. rádu s *D = 0, 1, 10* som overila pomocou frekvenčnej charakteristiky a prišla som k rovnakému záveru, ako pri skúmaní stability návrhom regulátora, a to takému, že navrhnutý regulátor s pólmi $s_{1,2,3} = -1$ taktiež neuriadi systémy s dopravným oneskorením. Pri integrujúcom systéme som už regulátor nepočítala ručne, ale pomocou programu vytvorenom v programovacom prostredí *MATLAB*. Podarilo sa mi navrhnúť taký regulátor, ktorý bol schopný regulovať aj integrujúci systém s dopravným oneskorením jedna. Pri nestabilnom systéme som postupovala rovnakým spôsobom ako pri návrhu integrujúceho systému. Regulátor s takto zvolenými pólmi $s_{1,2,3} = -1.5$ neuriadil ani systém bez výskytu dopravného oneskorenia.

5 Rozvetvený regulačný obvod s kompenzáciou dopravného oneskorenia

5.1 Princíp rozvetveného regulačného obvodu s kompenzáciou dopravného oneskorenia

Regulácia systémov s dopravným oneskorením jednoduchým regulačným obvodom sa zhoršuje tým, že účinok akčných veličín sa prejaví až po uplynutí času dopravného oneskorenia. Veľké dopravné oneskorenie môže spôsobiť nestabilitu regulačného obvodu. Špeciálne zapojenie spätnoväzbového obvodu riadenia, tzv. Smithov prediktor, umožňuje riešiť kompenzáciu dopravného oneskorenia. Jedná sa o rozvetvený regulačný obvod, ktorého bloková schéma je znázornená na obr. 24 [4].



Obr. 24 Rozvetvený regulačný obvod so Smithovým prediktorom

Q – porucha, *W* – žiadaná veličina, *U* – akčná veličina, *Y* – regulovaná veličina, *E*- regulačná odchýlka

Smithov prediktor je založený na poznaní čo najpresnejšieho matematického modelu riadeného procesu, ktorý sa skladá z modelu procesu bez dopravného oneskorenia a modelu dopravného oneskorenia. Čím presnejší matematický model je k dispozícii, tým lepšie je dopravné oneskorenie kompenzované. [4]

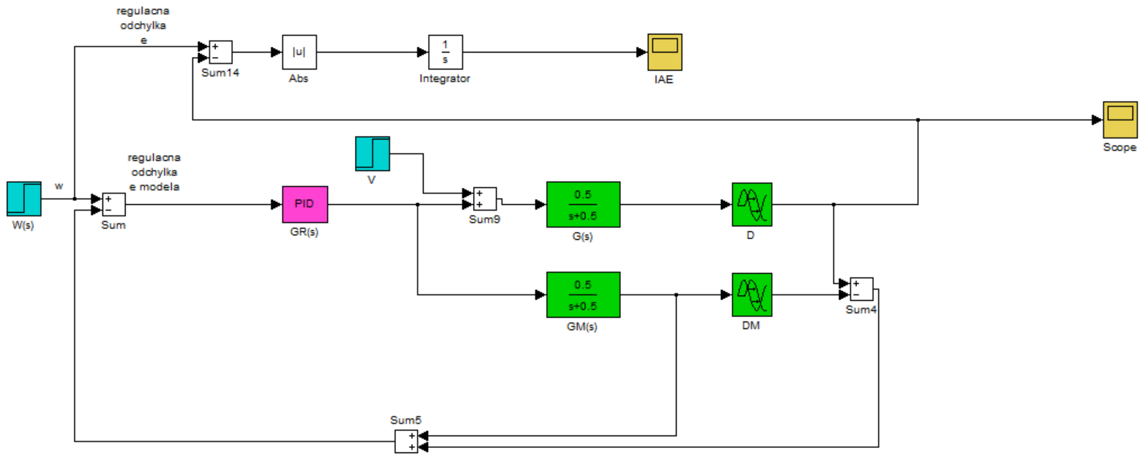
Smithov prediktor predstavuje rozvetvený regulačný obvod, ktorý využíva to, že k prenosu systému s dopravným oneskorením sa paralelne zapojí model systému bez dopravného oneskorenia a model dopravného oneskorenia [9].

Dopravné oneskorenie treba kompenzovať vždy, keď sa jeho hodnota blíži k hodnote časovej konštanty, alebo keď je dokonca väčšie, než časová konštanta riadeného systému [9].

5.2 Riadenie klasickým Smithovým prediktorom

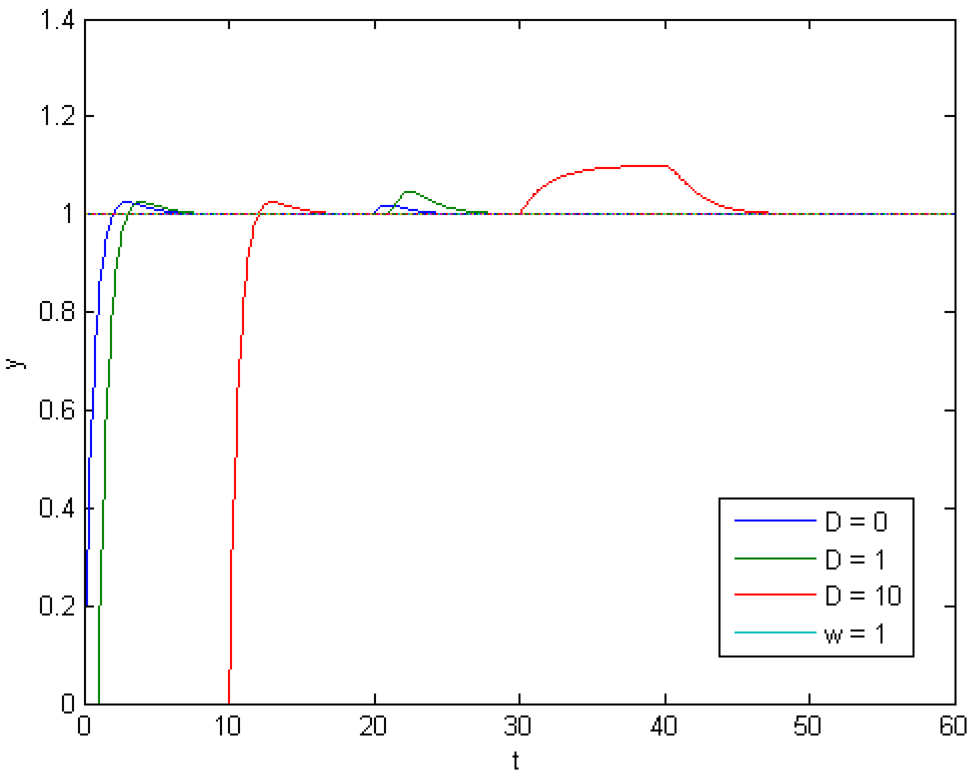
5.2.1 Riadenie stabilného systému 1. rádu s D navrhnutým PI regulátorom

Pri návrhu som vychádzala zo stabilného systém 1. rádu s dopravným oneskorením, ktorého prenos je v tvare (3) a parametre $Z = 1, T = 2, D_0 = 0, D_1 = 1, D_2 = 10$. Porucha sa vyskytla v čase 20 sekúnd s veľkosťou *0.1* . Pomocou metódy umiestnenia pólov [6] som si vypočítala parametre regulátora ako v predchádzajúcej kapitole. Potom $Z_R = 3$ a $Ti = 1{,}5$.



Obr. 25 Schéma pre simuláciu riadenia systému s D pomocou rozvetveného regulačného obvodu so Smithovým prediktorom

Podľa blokovej schémy rozvetveného obvodu na obr. 24 som v prostredí *MATLAB* - S*imulink*® vytvorila simulačnú schému, ktorá je znázornená na obr. 25. Priebehy riadenia zodpovedajúce stabilnému systému sú na obr. 26.



Obr. 26 Odozvy stabilného systému prvého rádu s D = 0, 1 a 10 na žiadanú hodnotu pri pôsobení poruchy na vstupe s veľkosťou 0.1

Tab. 1 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia stabilného systému na základe IAE

Dopravné oneskorenie	IAE
0	0.05
1	0.15
10	1.0502

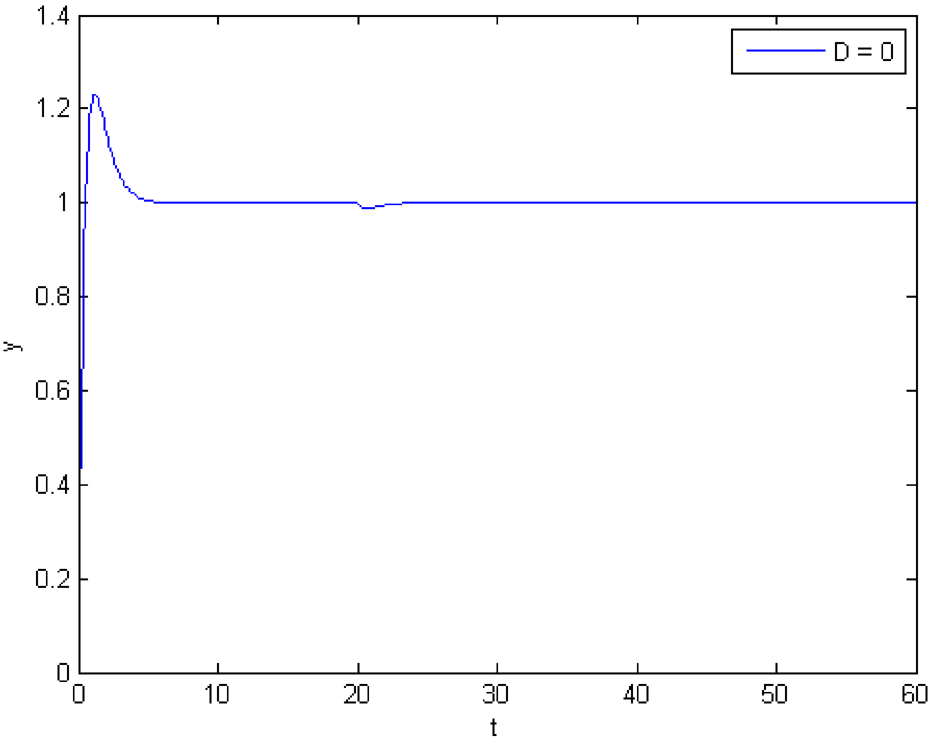
Zhodnotenie:

Smithov prediktor je veľmi dobre známy ako efektívny kompenzátor dopravného oneskorenia, no však len pre stabilné systémy. Na obr. 26 sú znázornené priebehy odoziev rozvetveného regulačného obvodu so Smithovým prediktorom na skokovú zmenu polohy žiadanej veličiny a poruchovej veličiny pôsobiacej na vstupe do regulovanej sústavy. Navrhnutý regulátor uriadil systém, na ktorý pôsobila porucha. Všetky priebehy sa ustálili na žiadanej hodnote. V tab. 1 sú zaznamenané hodnoty *IAE* sledované len pre tú časť regulačného pochodu, ktorá zodpovedá odstraňovaniu vplyvu poruchy na riadený proces.

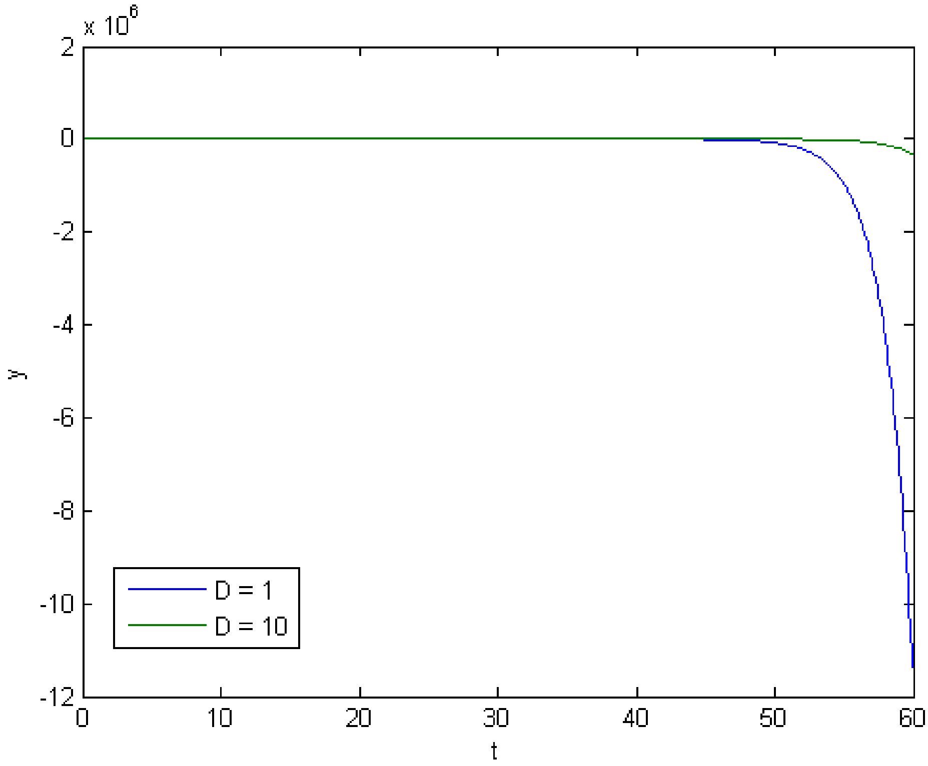
5.2.2 Riadenie nestabilného systému 1. rádu s D navrhnutým PI regulátorom

V niektorých situáciách môže celý proces vykazovať nestabilné správanie, ktoré môže byť zastúpené nasledovným prenosom (5). Parametre systému: *Z=1*, *T=2*, $D_1=1$, $D_2=10$. Parametre regulátora som vypočítala rovnakou metódou (metóda umiestnenia pólov) ako v predchádzajúcom prípade a jeho hodnoty sú: $Z_R = -7$ a $T_i = 1{,}56$.

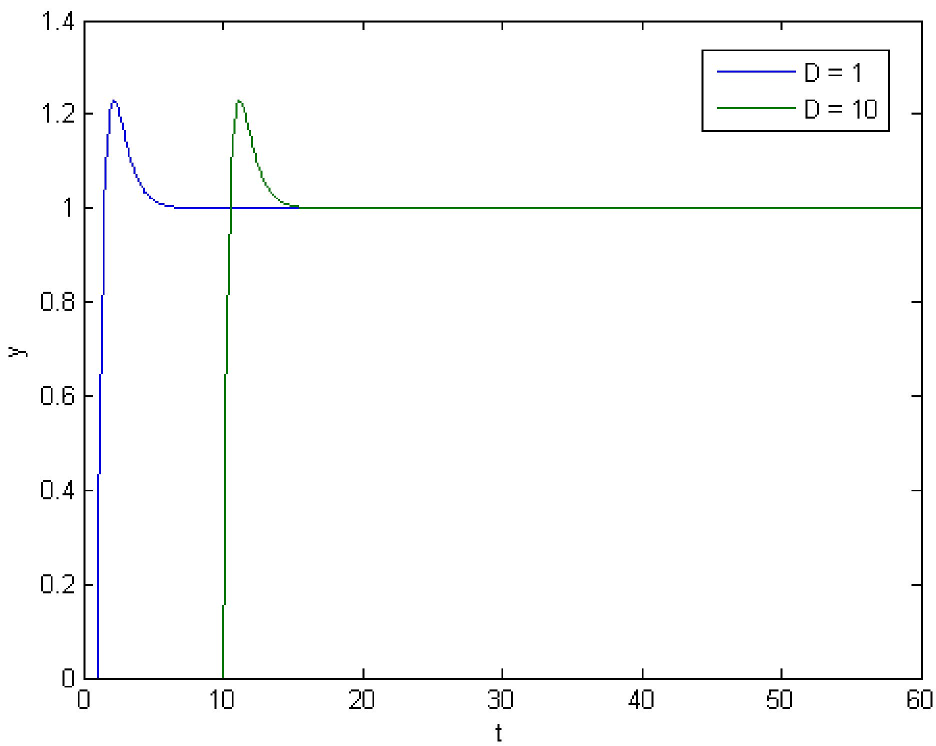
Na vykreslenie priebehov riadenia som zrealizovala simuláciu pomocou rovnakej simulačnej schémy znázornenej na obr. 25 rovnako ako pri stabilnom systéme.



Obr. 27 Odozva nestabilného systému s nulovým D na žiadanú hodnotu pri pôsobení poruchy na vstupe s veľkosťou 0.1



Obr. 28 Odozvy nestabilného systému s D = 1 a 10 na žiadanú hodnotu pri pôsobení poruchy na vstupe s veľkosťou 0.1



Obr. 29 Odozva nestabilného systému s D = 1 a 10 s riadením na žiadanú hodnotu, keď na systém nepôsobí porucha s veľkosťou 0.1

Tab. 2 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia nestabilného systému pre obr. 27 a 28 na základe IAE (ak na systém pôsobí porucha)

Dopravné oneskorenie	IAE
0	0.6406
1	∞
10	∞

Tab. 3 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia nestabilného systému pre obr. 29 na základe IAE (ak na systém nepôsobí porucha)

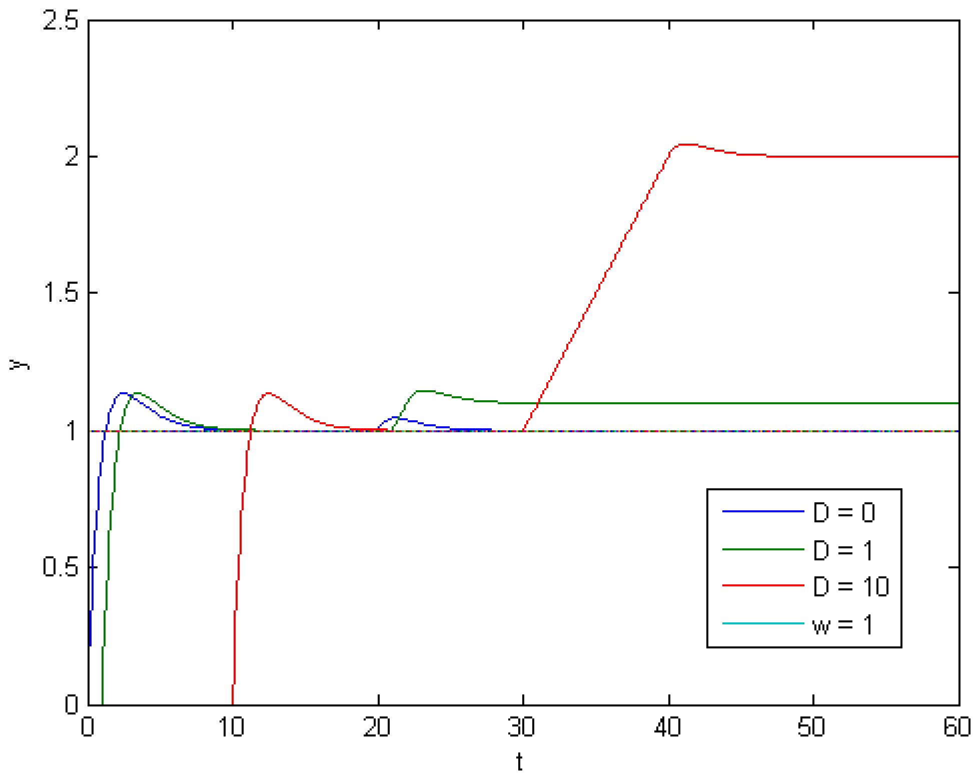
Dopravné oneskorenie	IAE
1	1.6196
10	10.6196

Zhodnotenie:

Ako je vidieť z odoziev nestabilného systému na obr. 27 a 28, navrhnutý regulátor je daný systém schopný bez problémov uriadiť, to však len do okamihu výskytu dopravného oneskorenia a pôsobenia poruchy na vstupe do regulačného obvodu v čase 20 sekúnd s veľkosťou *0.1*. Obr. 28 reprezentuje správanie systemu s vyššími hodnotami dopravného oneskorenia, kedy navrhnutý regulátor nie je schopný zvládnuť riadenie systému. Obr. 29 reprezentuje odozvy nestabilného systému na žiadanú hodnotu, ak na riadený systém na vstupe nepôsobí porucha.

5.2.3 Riadenie systému s integračnými vlastnosťami 1. rádu s D navrhnutým PI regulátorom

Systém prvého rádu s integračnými vlastnosťami (IPDT) má prenos v tvare (4) s parametrami systému $Z = 1, D_0 = 0, D_1 = 1, D_2 = 10$ a parametrami regulátora $Z_R = 1{,}6$ a $T_i = 2{,}5$. Priebehy riadenia systému s integračnými vlastnosťami som vykreslila pomocou rovnakej simulačnej schémy vytvorenej v prostredí *MATLAB* - *Simulink*® na obr. 25.



Obr. 30 Odozvy integrujúceho systému s D = 0, 1 a 10 na žiadanú hodnotu pri pôsobení poruchy na vstupe s veľkosťou 0.1

Tab. 4 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia integrujúceho systému na základe IAE

Dopravné oneskorenie	IAE
0	0.9195
1	5.9282
10	36.0932

Zhodnotenie:

Ako v predchádzajúcich dvoch prípadoch, parametre regulátora som navrhla pomocou metódy umiestnenia pólov [6].

Z odozvy integrujúceho systému znázornenej na obr. 30 môžem povedať, že regulátor síce systém uriadil, ale na žiadanej hodnote sa ustálil len systém, ktorý v sebe nezahŕňa dopravné oneskorenie.

5.3 Nominálne vlastnosti Smithovho prediktora

Štruktúra Smithovho prediktora v nominálnom prípade (bez modelu poruchy) má nasledujúce základné vlastnosti:

- **Kompenzácia dopravného oneskorenia a predikcia**

Dopravné oneskorenie je eliminované z uzavretého obvodu charakteristickej rovnice. Z obr. 24 je ľahko vidieť, že v prípade ak $q(s)=0$ a $G(s).e^{-Ds}=G_n(s).e^{-Ds}$, signál $e_p(t)$ je rovný nule. Za týchto podmienok $y_p(t)=y(t+D)$ a charakteristická rovnica je $1+G_R(s)G_n(s)=0$. Spätnoväzbový signál $y_p(t)$, vystupujúci z prediktora (obr. 24), predpokladá výstup z prediktora na zmeny žiadanej veličiny, hoci to nie je prípad poruchy $y_p(t)=y(t+D)+P_n(s)\left[q(t)-q(t+D)\right]$ kde $P_n(s)=G_n(s).e^{-Ds}$.

Všimnime si, že pre pomalé zmeny v poruche $q(t) \cong q(t+D)$ a v signály $y_p(t)$ sú dobrou predikciou pre $y_p(t) = y(t+D)$. V prípade, že sa $q(t)$ rapídne zmení, porucha už nemôže byť eliminovaná zo spätnoväzbového signálu $y_p(t)$ [10].

- **Obmedzenia výkonu Smithovho prediktora**

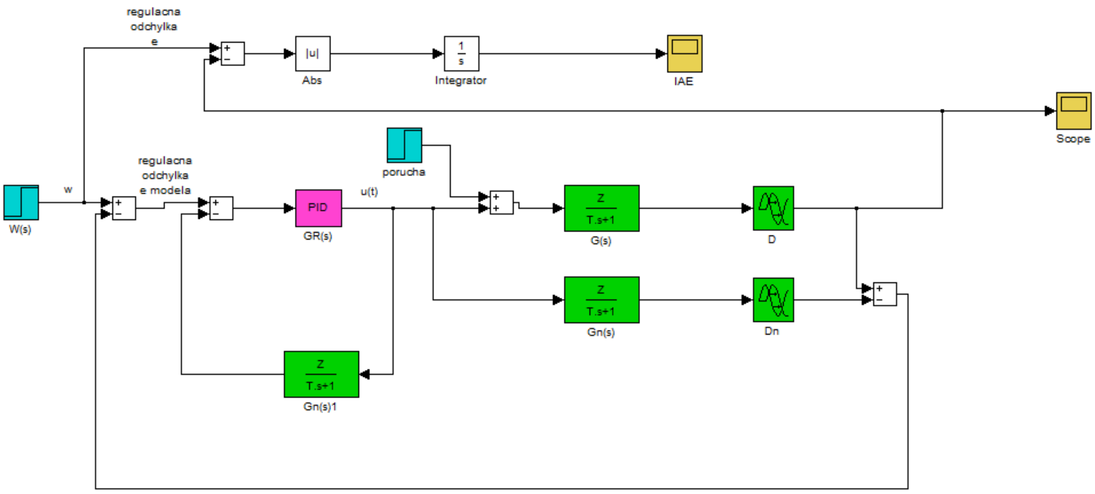
Štruktúra Smithovho prediktora je rozdelená na 2 časti: $G_n(s)$ ktorý, v niektorých prípadoch môže byť invertovaný (obrátený) a e^{-Ds}, ktoré nie je invertované vzhľadom k dopravnému oneskoreniu. Na základe predpokladu, že by mohol byť použitý „ideálny“ regulátor, potom vyplýva (viď obr.31) [10]

$$G_R{}'(s) = \frac{G_R(s)}{1+G_R(s)G_n(s)} = (G_n(s))^{-1} \tag{12}$$

Pokiaľ $P(s) = P_n(s)$, získame nasledujúci „ideálny“ výstup:

$$y(t) = r(t-D) + P_n(s)\left[q(t) - q(t-D)\right] \tag{13}$$

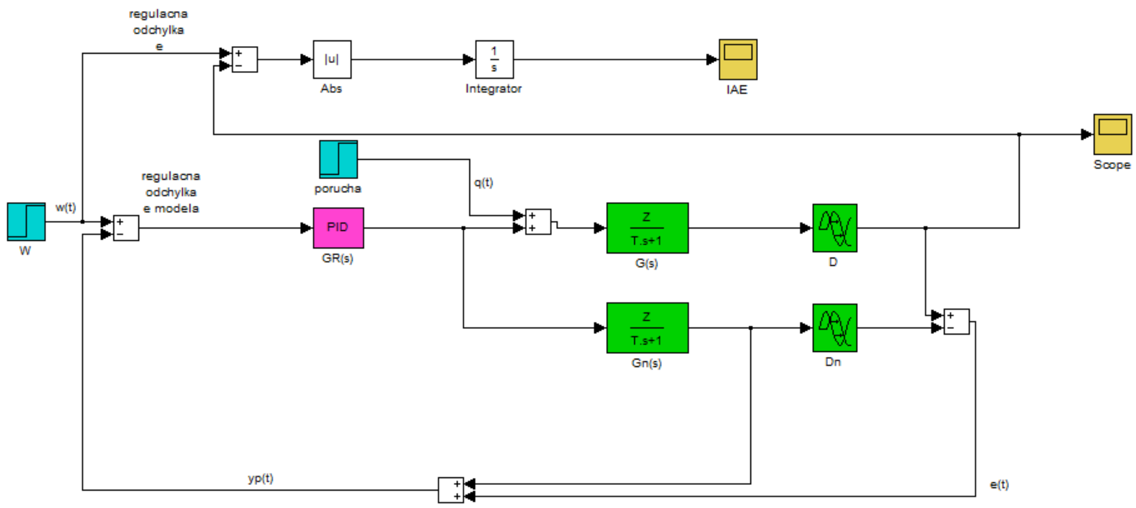
Všimnime si, že „ideálna“ prenosová funkcia medzi žiadanou hodnotou a výstupom je oneskorená. Aj keď v praxi nie je možné tento ideálny regulátor použiť, naznačuje čo je možné dosiahnuť so Smithovým prediktorom a poskytuje hornú hranicu výkonu pre uzavretý obvod. Ak aplikujeme poruchu pri $t = 0$ je aj v ideálnom prípade potrebné čakať kým $t = 2.D$ aby sme videli vplyv regulátora na výstup [10].



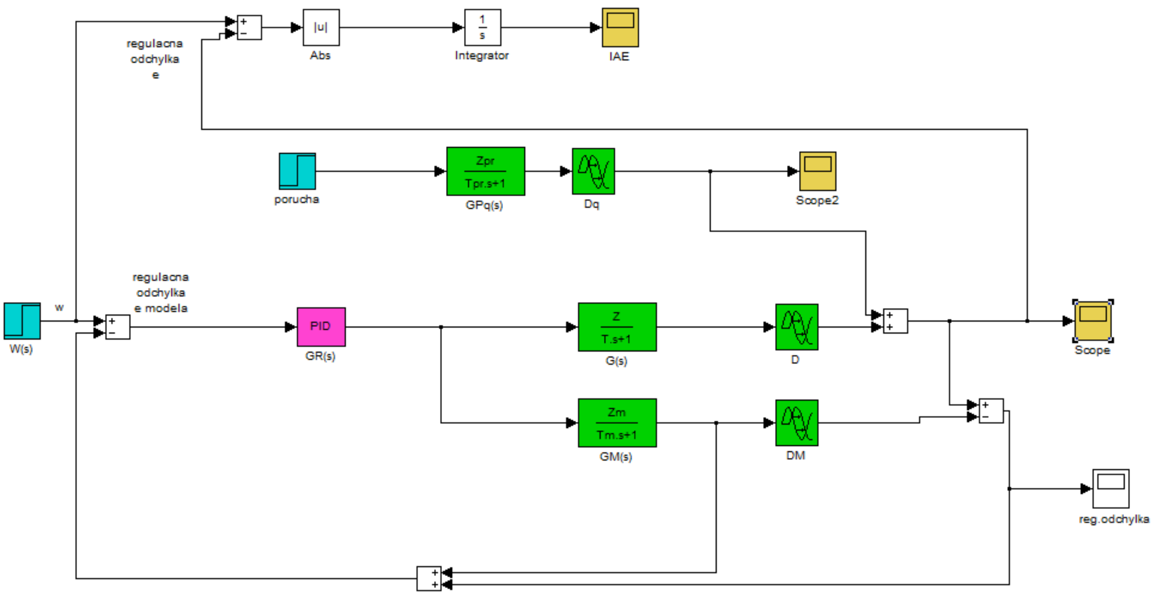
Obr. 31 Ekvivalentná riadiaca štruktúra Smithovho prediktora

5.4 Smithov prediktor a jeho vlastnosti

Štruktúru Smithovho prediktora, ktorá je zobrazená na obr. 24 je možné rozdeliť na dve časti: primárny regulátor $G_R(s)$ a štruktúra prediktora. Prediktor sa skladá z modelu bez dopravného oneskorenia $G_n(s)$, ktorý je tiež v literatúre známy [10] ako „rýchly“ model, a modelu dopravného oneskorenia e^{-Ds}. Teda kompletný model procesu podľa schémy na obr. 24 je $P_n(s) = G_n(s).e^{-Ds}$. Rýchly model $G_n(s)$ sa používa na výpočet predikcie otvoreného obvodu. Pre zváženie chýb modelovania je pridávaný rozdiel medzi výstupom z procesu a modelu zahŕňajúceho dopravné oneskorenie do predikcie otvoreného obvodu ako vidíme, na obr. 31. Ak nie sú v zapojení žiadne chyby modelu alebo poruchy, chyba medzi aktuálnymi výstupmi a modelom výstupu bude nulová a signál výstupu prediktora $y_p(t)$ bude bez dopravného oneskorenia. V takom prípade môže byť $G_R(s)$ nastavený, tak aby regulovaná sústava nemala dopravné oneskorenie. Niektoré základné charakteristiky Smithovho prediktora sú analyzované pri zvažovaní dokonalého modelu a to keď, $P(s) = P_n(s), G(s) = G_n(s)$ a $D = D_n$ [10].

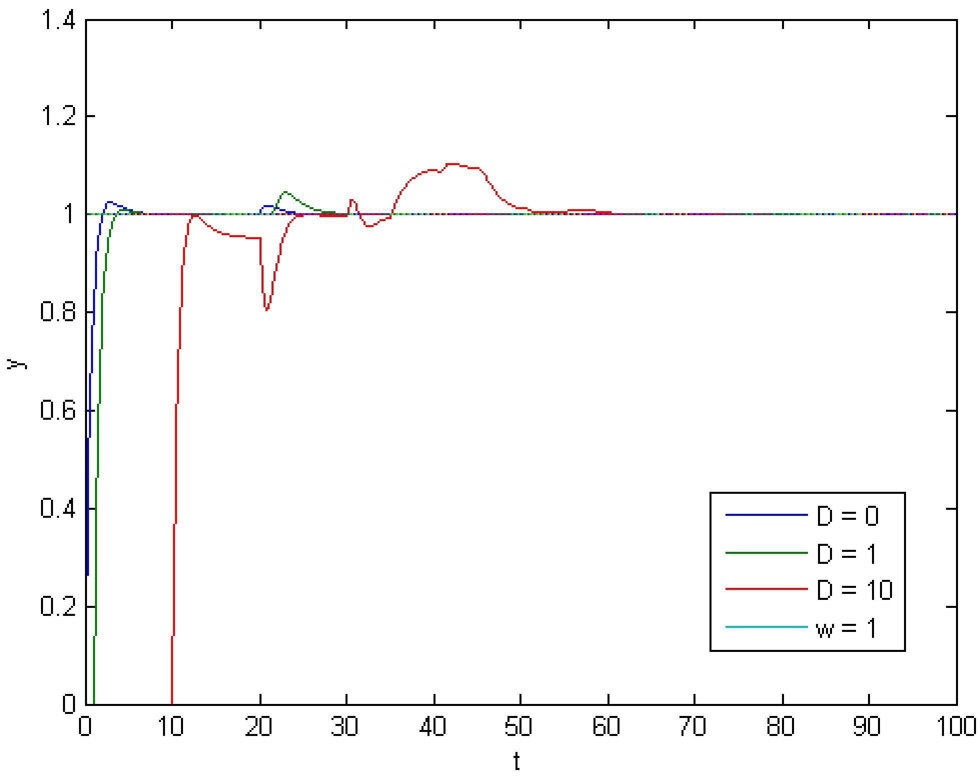


Obr. 32 Rozvetvený regulačný obvod so Smithovým prediktorom (schéma v programe Simulink)



Obr. 33 Rozvetvený regulačný obvod so Smithovým prediktorom, bez kompenzácie poruchy

Pre schému na obr. 33 som vykonala simulácie stabilného systému 1. rádu s dopravným oneskorením a prenosom v tvare (3), kde $Z = 1, T = 2, D_0 = 0, D_1 = 1, D_2 = 10$, porucha na vstupe do URO sa vyskytla v čase 20 sekúnd s veľkosťou *0.1*. Parametre regulátora boli opäť počítané metódou umiestnenia pólov [6] a vypočítané parametre regulátora sú $Z_R = 3$ a $T_i = 1{,}5$. Odozvy stabilného systému je rovnaká ako na obr. 26 a obr. 34 predstavuje stabilný systém na s 5% nepresnosťou procesu.



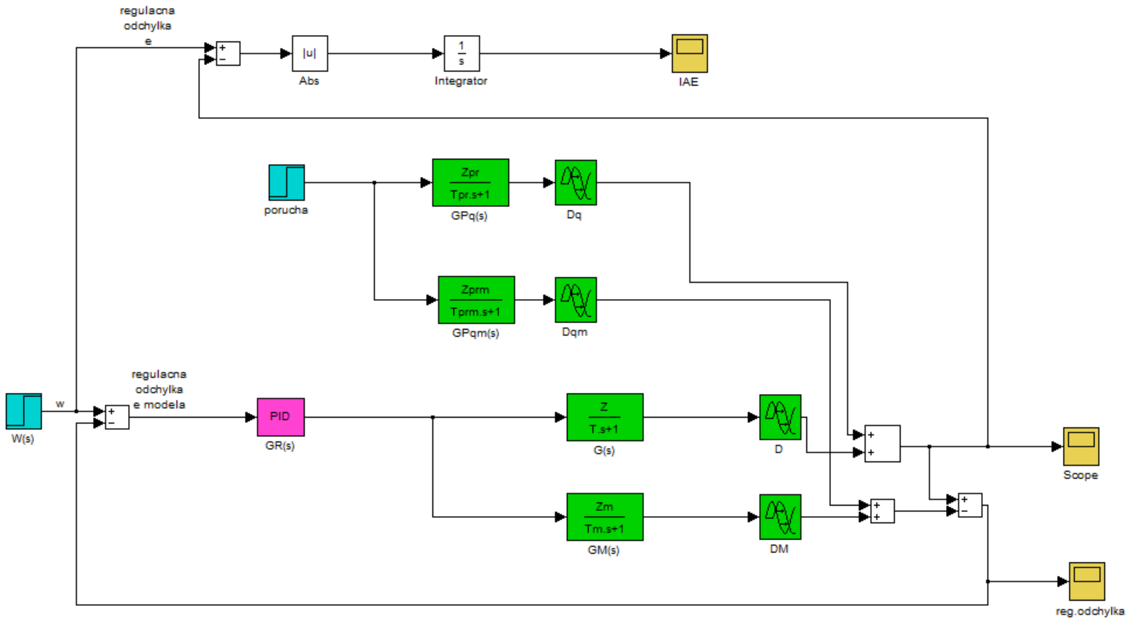
Obr. 34 Odozva stabilného systému s D na žiadanú hodnotu pri pôsobení poruchy na vstupe s veľkosťou 0.1, model s 5% nepresnosťou procesu

Tab. 5 Ukazovatele kvality pre stabilný systém 1. rádu s D pri výskyte poruchy, bez kompenzácie poruchy

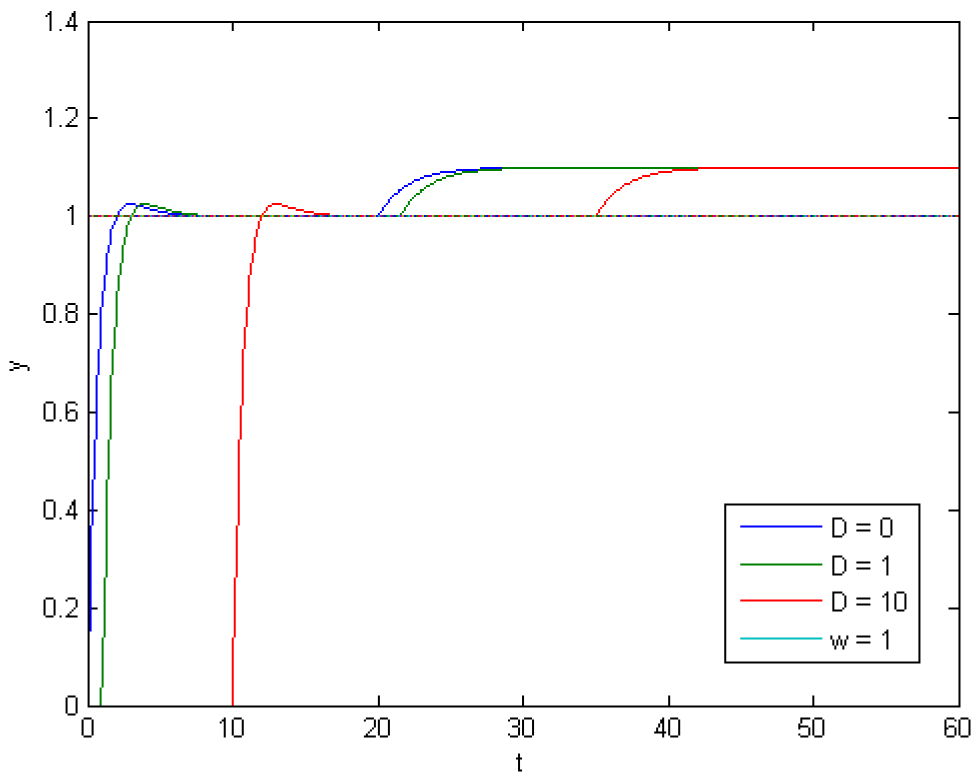
Dopravné oneskorenie	IAE
Presný model $G_{pm}(s)$	
0	0.6853
1	1.7863
10	11.6863
Nepresný model $G_{pm}(s)$	
0	0.6853
1	1.7757
10	12.4254

Zhodnotenie:

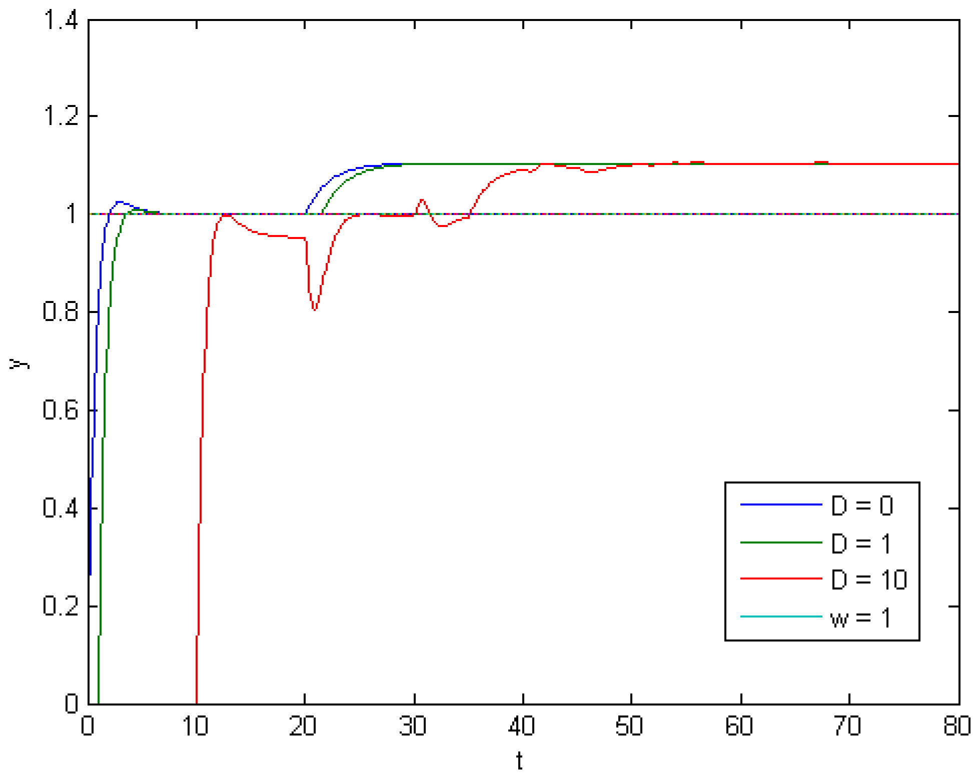
Smithov prediktor je veľmi dobre známy ako efektívny kompenzátor dopravného oneskorenia, to však len pre stabilné systémy. Na obr. 34 sú znázornené priebehy riadenia URO so SP na skokovú zmenu polohy žiadanej veličiny a poruchovej veličiny pôsobiacej na výstupe do regulovanej sústavy (obr. 33). Parametre regulátora boli navrhnuté pomocou metódy umiestnenia pólov [6]. Z priebehov riadenia môžem povedať, že parametre regulátora boli navrhnuté vhodne. Všetky priebehy sa ustálili na žiadanej hodnote. Týmto kompenzujem len dopravné oneskorenie, keďže poruchu nekompenzujem a teda ani nie je zahrnutá v modeli riadeného procesu.



Obr. 35 Rozvetvený regulačný obvod so Smithovým prediktorom, s kompenzáciou poruchy v modeli SP



Obr. 36 Odozva stabilného systému s D na žiadanú hodnotu s kompenzáciou poruchy v modeli SP na vstupe a veľkosťou 0.1, presný model



Obr. 37 Odozva stabilného systému s D na žiadanú hodnotu s kompenzáciou poruchy v modeli SP na vstupe a veľkosťou 0.1, model s 5% nepresnosťou procesu

Tab. 6 Ukazovatele kvality pre stabilný systém 1. rádu s D pri výskyte poruchy a jej kompenzáciou v modeli SP

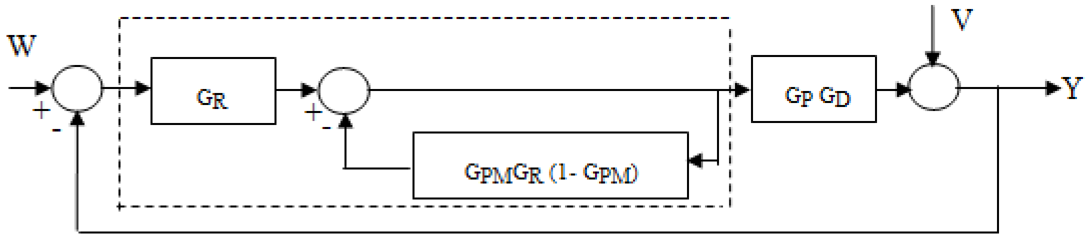
Dopravné oneskorenie	**IAE**
Presný model $G_{pm}(s)$ **a** $G_{prm}(s)$	
0	6.4353
1	7.2862
10	14.9362
Nepresný model $G_{pm}(s)$ **a** $G_{prm}(s)$	
0	6.7123
1	7.5282
10	15.7062

Zhodnotenie:

Spätnoväzbové zapojenie, ktoré je znázornené na obr. 35 znázorňuje iba kompenzáciu dopravného oneskorenia. Porucha, ktorá je generovaná na výstupe v čase 20 sekúnd a s veľkosťou *0.1* sa síce prejavila, ale navrhnutý regulátor nedokázal systém uriadiť na žiadanú hodnotu, čo možno vidieť aj na obr. 36 a 37. Simuláciou som teda zistila, že do modelu riadeného procesu, ktorý je súčasťou Smithovho prediktora, nie je vhodné zahrnúť aj model poruchy.

6 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Vítečkovej

V tejto kapitole je opísaný modifikovaný Smithov prediktor pre lineárne sústavy s dopravným oneskorením, ktorý už vo svojej štruktúre neobsahuje priamo matematický model regulovanej sústavy. Z tohto dôvodu môže byť skonštruovaný ako univerzálny [1] [4].



Obr. 38 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Vítečkovej

Prenos URO

(14)

$$G_{WY} = \frac{G_R G_P G_D}{1 + G_R G_{PM} + G_R G_P G_D - G_R G_{PM} G_{DM}} = \frac{G_R G_P G_D}{1 + G_R G_{PM}(1 - G_{DM}) + G_R G_P G_D}$$

V prípade ideálnej zhody modelu $G_{PM} G_{DM}$ s prenosom skutočnej regulovanej sústavy $G_P G_D$ výraz

$$G_{PM} G_R = G_P G_R = G_O^* \tag{15}$$

vyjadruje požadovaný prenos otvoreného regulačného obvodu bez dopravného oneskorenia. V najjednoduchšom spojitom prípade, platí že pomocou požadovaného prenosu otvoreného regulačného obvodu, ktorý je v tvare:

$$G_O^* = \frac{1}{T_w s} \tag{16}$$

dostaneme prenos URO v tvare

$$G_{WY} = \frac{1}{T_w s + 1} . e^{-Ds} \tag{17}$$

Po dosadení získame prenos modifikovaného Smithovho prediktora v tvare:

$$G_{RM} = G_R \frac{1}{1 + \frac{1}{T_w s}(1 - e^{-Ds})} \tag{18}$$

Pričom T_W je časová konštanta uzavretého regulačného obvodu, D je dopravné oneskorenie a G_R je prenos regulátora doporučeného pre danú regulovanú sústavu [1] [4].

Parametre potrebné pre návrh regulátora budú pre všetky sledované systémy vypočítané v nasledujúcich podkapitolách.

Tab. 7 Odporúčané typy regulátorov a hodnoty ich nastaviteľných parametrov pre modifikovaný Smithov prediktor [1] [4]

Regulovaná sústava (prenos)	typ	Regulátor		
		Z_R	T_i	T_D
Ze^{-Ds}	I	-	ZT_w	-
$\frac{Z}{s}e^{-Ds}$	P	$\frac{1}{ZT_w}$	-	-
$\frac{Z}{T_1 s + 1}e^{-Ds}$	PI	$\frac{T_i}{ZT_w}$	T_1	-
$\frac{Z}{s(T_1 s + 1)}e^{-Ds}$	PD	$\frac{1}{ZT_w}$	-	T_1
$\frac{Z}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}e^{-Ds}$	PID	$\frac{T_1 + T_2}{ZT_w}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}$
$\frac{Z}{T_0^2 s^2 + 2\zeta T_0 s + 1}e^{-Ds}$	PID	$\frac{2\zeta_0 T_0}{ZT_w}$	$2\zeta_0 T_0$	$\frac{T_0}{2\zeta_0}$

6.1 Odvodenie vzťahov pre výpočet parametrov modifikovaného Smithovho regulátora – stabilný systém

Postup pri riadení modifikovaným Smithovým prediktorom spočíva v úprave prenosu regulovanej sústavy na tvar, ktorý je v súlade s tab. 7 a následným použitím doporučeného regulátora.

Pre regulovanú sústavu v tvare (3)

$G_S^D = \frac{Z}{T_1 s + 1} e^{-Ds} \Leftrightarrow G_S = \frac{Z}{T_1 s + 1}$ je potrebné navrhnúť parametre regulátora tak, aby prenos bol prenos URO (17)

$$G_{WY} = \frac{1}{T_w s + 1} e^{-Ds}$$

a prenos otvoreného regulačného obvodu (18)

$$G_O^* = \frac{1}{T_w s}$$

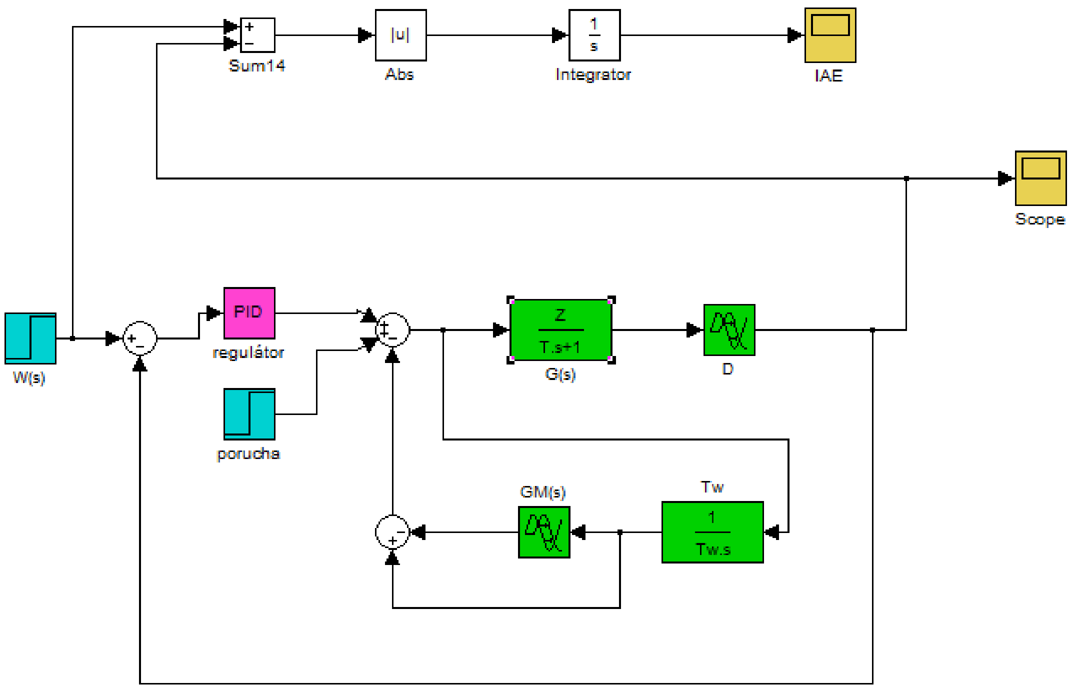
Prenos získame z rovníc

$$G_O^* = G_R G_S \rightarrow G_R = \frac{G_O^*}{G_S} \qquad G_R(s) = \frac{\frac{1}{T_w s}}{\frac{Z}{T_1 s + 1}} = \frac{T_1 + 1}{Z T_w s} = \frac{T_1}{Z T_w}\left(\frac{1}{T_1 s} + 1\right) \qquad (19) \quad (20)$$

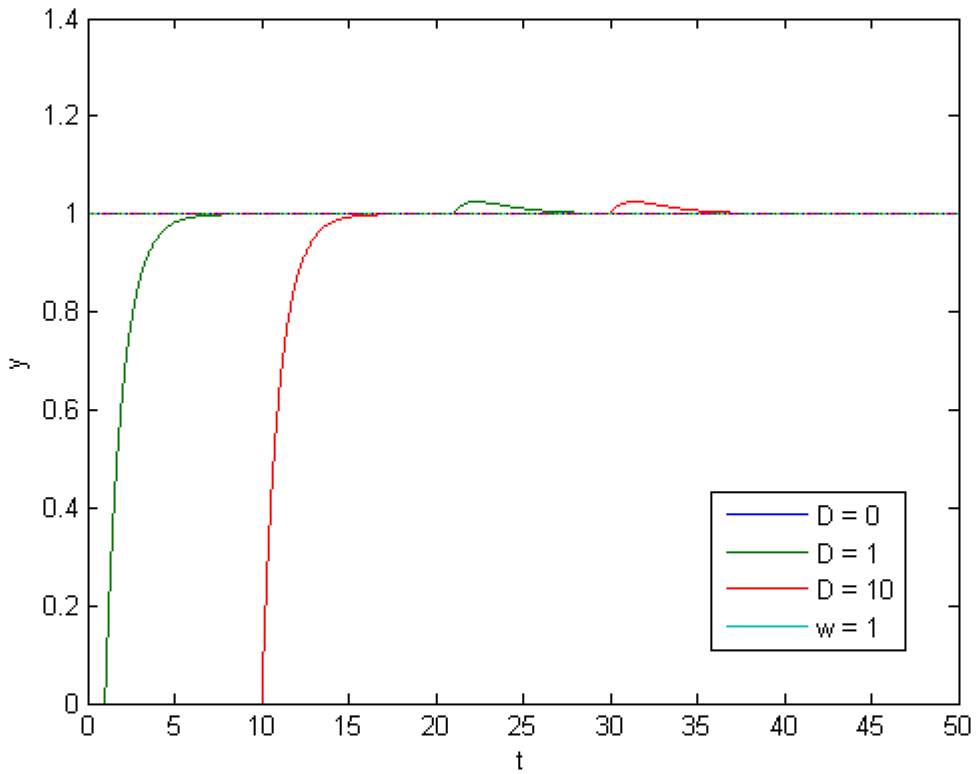
Tento prenos zodpovedá prenosu regulátoru typu PI s prenosom $G_R(s) = Z_R\left(1 + \frac{1}{T_1 s}\right)$

kde $Z_R = \frac{T_1}{Z T_w}$ a $T_1 = T_i$ [1] [4].

Na obr. 39 vidíme zapojenie modifikovaného Smithovho prediktora podľa Vítečkovej. Simulácie boli vykonané pre sústavu 1. rádu s prenosom (3) a parametrami $Z = 1, T = 2, D_0 = 0, D_1 = 1, D_2 = 10$. Parametre regulátora som nastavila pomocou tab. 7.



Obr. 39 Simulačná schéma modifikovaného Smithovho prediktora



Obr. 40 Odozva stabilného systému na žiadanú hodnotu pri pôsobení poruchy na vstupe s veľkosťou 0.1 (Vítečkovej modifikácia)

Tab. 8 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia stabilného systému na základe IAE (Vítečkovej modifikácia)

Dopravné oneskorenie	IAE
0	1.1000
1	2.1000
10	11.1000

Zhodnotenie:

Na obr. 40 je možné vidieť, že aj napriek pôsobeniu poruchy všetky výstupné signály dosiahli žiadanú hodnotu. Môžem teda povedať, že modifikovaný Smithov prediktor, pri takto nastavenom relulátore, je schopný uriadiť stabilný system na žiadanú hodnotu, a to aj pri zvyšujúcich sa hodnotách dopravného oneskorenia.

6.2 Odvodenie vzťahov pre výpočet parametrov modifikovaného Smithovho regulátora – systém s integračnými vlastnosťami

Zo vzťahu (18) je jasné, že pre výpočet prenosu regulátora a jeho parametrov stačí len proporcionálna časť tohto prenosu. Pri odvodení vzťahov pre nastavenie regulátora sa uvažuje, že prenos otvoreného regulačného obvodu má tvar (18). Pre regulovanú sústavu opísanú prenosom (4) je potrebné nastaviť parametre regulátora tak, aby prenos URO bol (17):

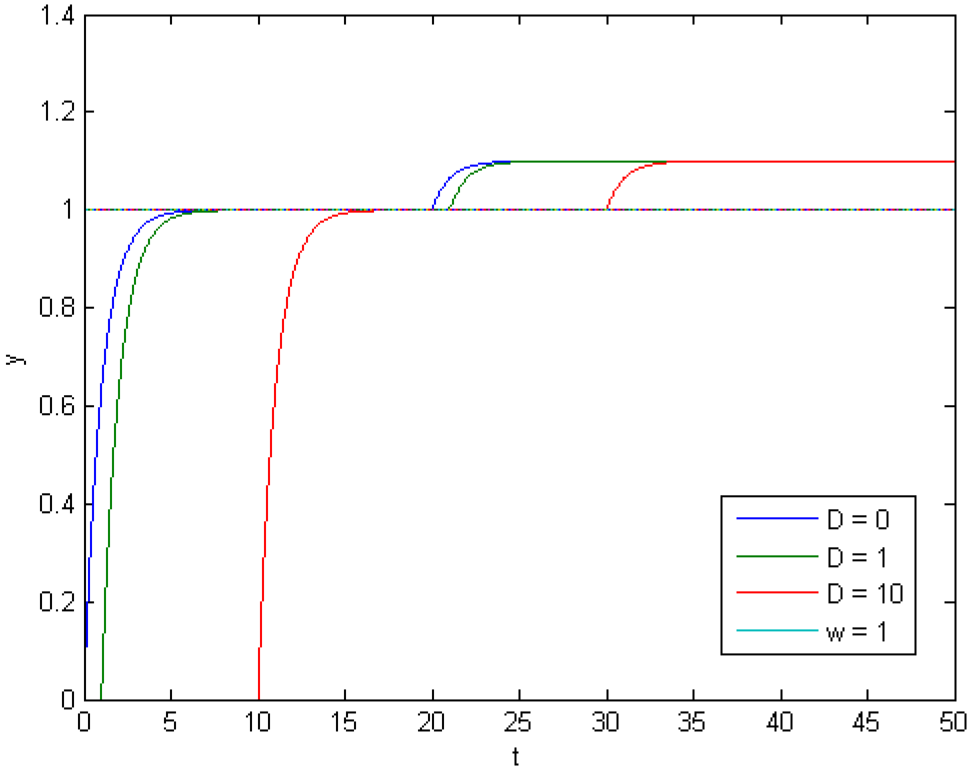
$$G_{WY} = \frac{1}{T_w s + 1} e^{-Ds}$$

Prenos regulátora bude získaný z rovnice (19):

$$G_O^* = G_R G_S \rightarrow G_R = \frac{G_O^*}{G_S}$$

Po dosadení do $G_R(s) = \dfrac{\dfrac{1}{T_w s} + 1}{\dfrac{Z}{s}} = \dfrac{1}{ZT_w} \rightarrow P$ tento prenos zodpovedá typu P regulátora (tab. 7) [1].

Na simuláciu som použila rovnakú schému ako v predchádzajúcom prípade teda simulačnú schému z obr. 39. Parametre regulátora som navrhla pomocou tab. 7.



Obr. 41 Odozva systému s integračnými vlastnosťami na žiadanú hodnotu pri pôsobení poruchy na vstupe s veľkosťou 0.1 (Vítečkovej modifikácia)

Tab. 9 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia integrujúceho systému na základe IAE (Vítečkovej modifikácia)

Dopravné oneskorenie	IAE
0	3.9002
1	4.8002
10	12.9002

Zhodnotenie:

Z výsledkov riadenia na obr. 41 je jasne vidieť, že navrhnutý regulátor pomocou parametrov z tab. 7 neuriadil systém bez dopravného oneskorenia na žiadanú hodnotu. Porucha, ktorá sa začína prejavovať v čase 20 spôsobila to, že priebehy sa síce uriadili, no ani jeden z priebehov sa neustálil na žiadanej hodnote.

6.3 Odvodenie vzťahov pre výpočet parametrov modifikovaného Smithovho regulátora – nestabilný systém

Pre regulovanú sústavu opísanú prenosom (5) je potrebné nastaviť parametre regulátora tak, aby prenos URO bol (17):

$$G_{WY} = \frac{1}{T_w s + 1} e^{-Ds}$$

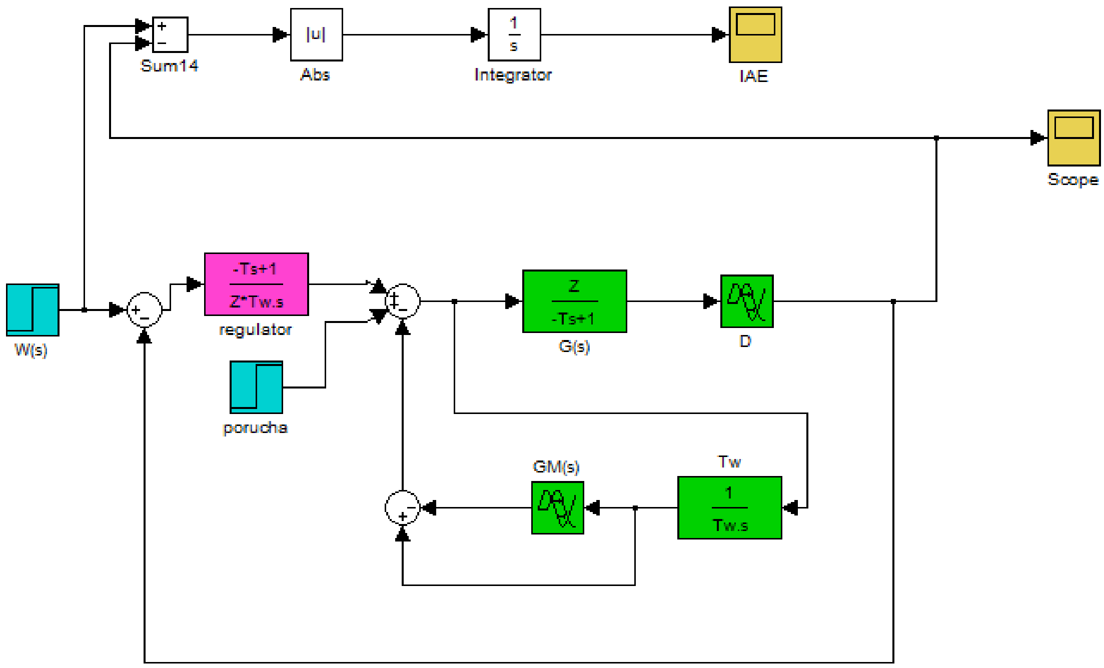
Prenos regulátora bude získaný z rovnice (19):

$$G_O^* = G_R G_S \rightarrow G_R = \frac{G_O^*}{G_S}$$

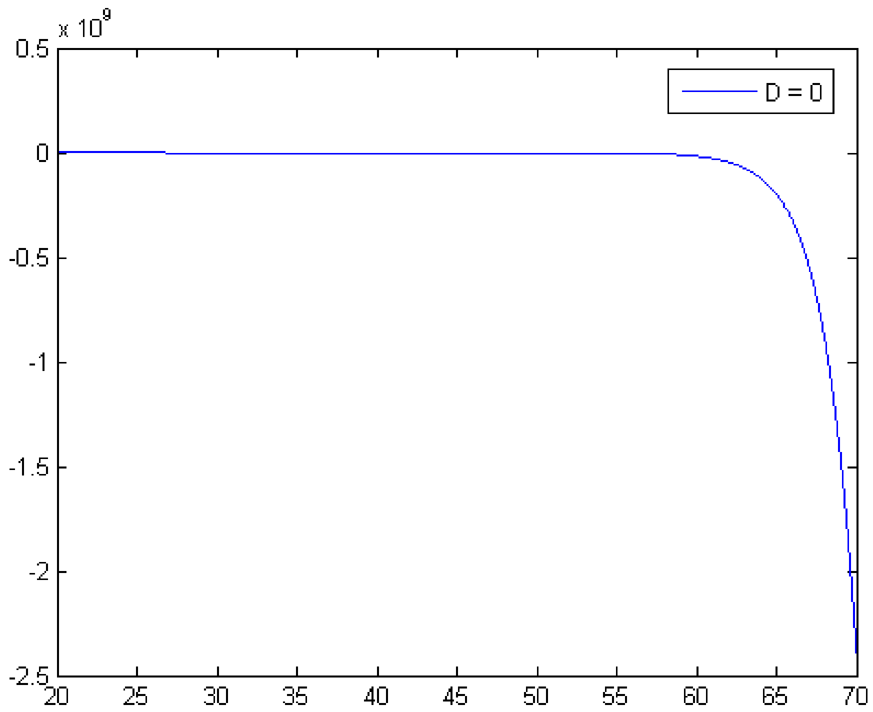
Po dosadení získame prenos regulátora v tvare

$$G_R(s)=\frac{\frac{1}{T_w s}}{\frac{Z}{1-T_S}}=\frac{1-T_1 s}{Z T_w s}\rightarrow\frac{-T_1 s+1}{Z T_w s} \qquad (21)$$

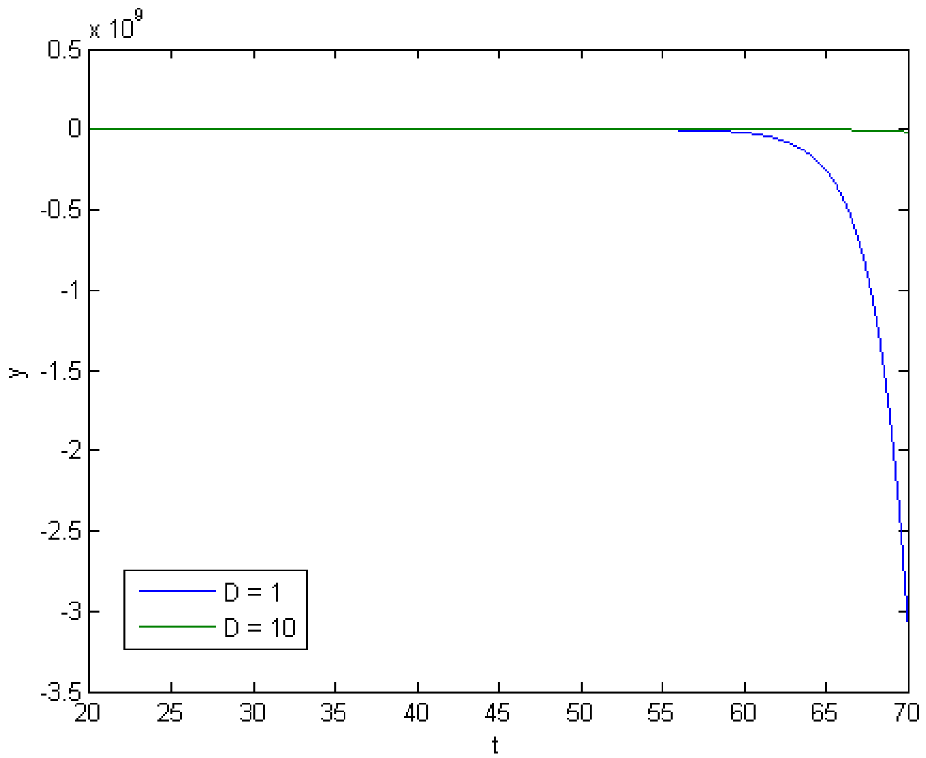
Simulácia bola vykonaná pomocou podobnej schémy ako v predchádzajúcich dvoch prípadoch. Jediným rozdielom je, že blok pre PID regulátor som nahradila blokom prenosovej funkcie.



Obr. 42 Simulačná schéma modifikovaného Smithovho prediktora pre nestabilný systém



Obr. 43 Odozva nestabilného systému pri nulovom D na žiadanú hodnotu s poruchou na vstupe s veľkosťou 0.1 (Vítečkovej modifikácia)



Obr. 44 Odozva nestabilného systému pri D = 1 a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou na vstupe s veľkosťou 0.1 (Vítečkovej modifikácia)

Tab. 10 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia nestabilného systému na základe IAE (Vítečkovej modifikácia)

Dopravné oneskorenie	IAE
0	∞
1	∞
10	∞

Zhodnotenie:

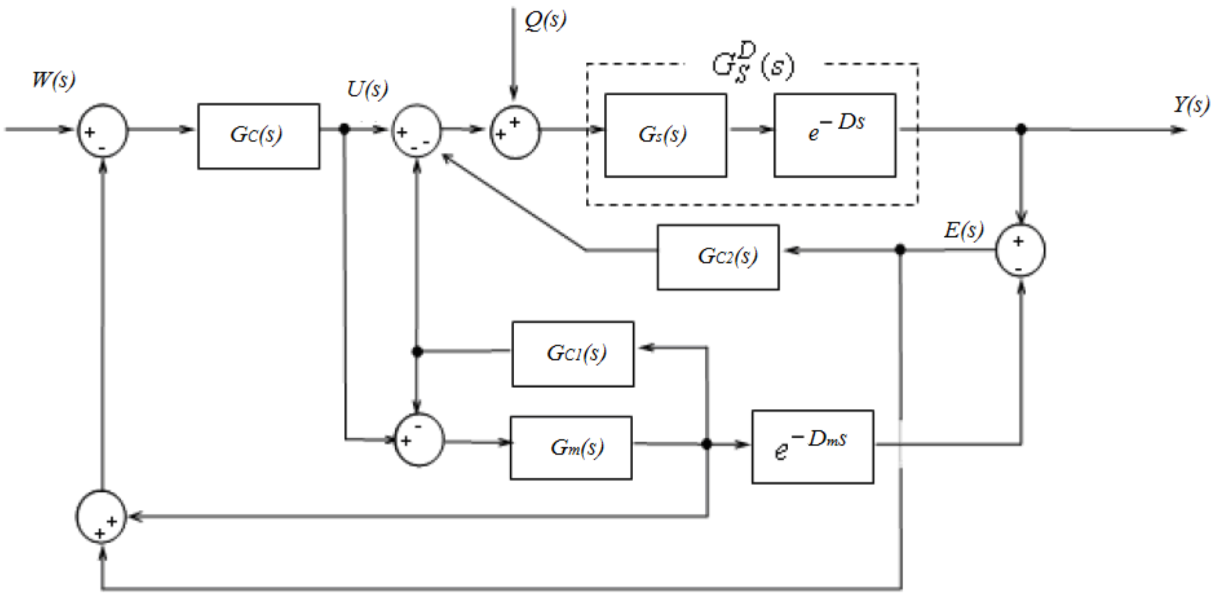
Pri nestabilnom systéme bolo potrebné pozmeniť simulačnú schému znázornenú na obr. 39, kde som nahradila blok PID regulátora blokom prenosovej funkcie. Takto pozmenená schéma je znázornená na obr. 42 . Z výstupov riadenia na obr. 43 a 44 môžem povedať, že navrhnutý regulátor neuriadi na žiadanú hodnotu žiadny zo systémov. Ani len systém bez výskytu dopravného oneskorenia ak na sledovaný systém pôsobí v čase 20 sekúnd porucha s veľkosťou *0.1*. V tomto prípade sa riadená veličina neustálila ani v jednom prípade. a teda hodnota ukazovateľa kvality *IAE* nadobudne hodnotu nekonečno.

7 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Majhiho

Pre kompenzáciu dopravného oneskorenia je efektívnym prostriedkom Smithov prediktor. Má však aj určité nevýhody, medzi ktoré patrí aj riadenie nestabilných systémov a systémov s integračnými vlastnosťami.

V tejto kapitole je popísaná metóda, ktorú navrhli autori Majhi a Atherton [11]. Táto metóda slúži predovšetkým pre riadenie integrujúcich a nestabilných procesov s dopravným oneskorením. Modifikovaný Smithov prediktor, ktorý je znázornený na obr. 45 má tri regulátory. Úlohou $G_{C1}(s)$ regulátora je stabilizovať nestabilné póly a zostávajúce dva regulátory $G_C(s)$ a $G_{C2}(s)$ zabezpečujú sledovanie žiadanej veličiny s prípadnou kompenzáciou poruchy [1] [11] [12].

Ak by platilo, že $G_{C1}(s) = 0$ a $G_{C2}(s) = 0$, potom sa s tejto štruktúry stane obyčajný Smithov prediktor [1] [11] [12].



Obr. 45 Modifikovaný Smithov prediktor podľa Majhiho

Predpokladom je, že $G_m(s) = G_S(s)$ a $D = D_m$.

Prenos *URO*

$$G_{W/Y} = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_C G_S e^{-Ds}}{1 + G_S(G_C + G_{Cl})} \tag{22}$$

Prenos poruchy na výstupe

$$G_{Q/Y}=\frac{Y(s)}{Q(s)}=\frac{G_S e^{-Ds}}{1+G_S(G_C+G_{Cl})}\cdot\frac{1+G_S(G_C+G_{Cl})-1+G_S G_C e^{-Ds}}{1+G_S G_{C2}e^{-Ds}} \qquad (23)$$

Z rovníc (25) a (26) vyplýva, že stabilita modifikovaného SP závisí od koreňov charakteristickej rovnice $[1+G_S(G_C+G_{Cl})][1+G_S G_{C2}e^{-Ds}]$, kde jej prvá časť je stabilná pokiaľ sú korene vhodne zvolené a pre zaručenie stability jej druhej časti potrebujeme nájsť parametre regulátora G_{C2}. Na určenie parametrov sa používa Nyquistovo kritérium stability [1] [11] [12].

7.1 Odvodenie vzťahov pre výpočet parametrov regulátorov G_C, G_{C1}, G_{C2} – systém s integračnými vlastnosťami

Uvažujeme rovnaký systém s prenosom (4)

Prenosy regulátora sú v tvare:

$$G_C(s)=\frac{Z_R(T_i s+1)}{T_i s}=\frac{Z_R T_i s+Z_R}{T_i s} \qquad (24)$$

$$\begin{aligned} G_{C1}&=Z_f\\ G_{C2}&=Z_d \end{aligned} \qquad (25)$$

Dosadením (24) a (25) do prenosu (22) sa prenos URO mení na

$$G_{W/Y}=\frac{Z.Z_R(T_i s+1)}{T_i s^2+ZT_i(Z_R+Z_f)s+Z.Z_R} \qquad (26)$$

ak $\alpha=\sqrt{\frac{Z.Z_R}{T_i}}$, $c_1=\alpha T_i$ a $d_1=Z(Z_R+Z_f)(\alpha)^{-1}$ (27)

$$G_{W/Y} = \frac{Z.Z_R T_i s + Z.Z_R}{T_i s^2 + ZT_i(Z_R + Z_f)s + Z.Z_R} = \frac{\alpha T_i s + 1}{s^2 + ZT_i(Z_R + Z_f)s + 1} \tag{28}$$

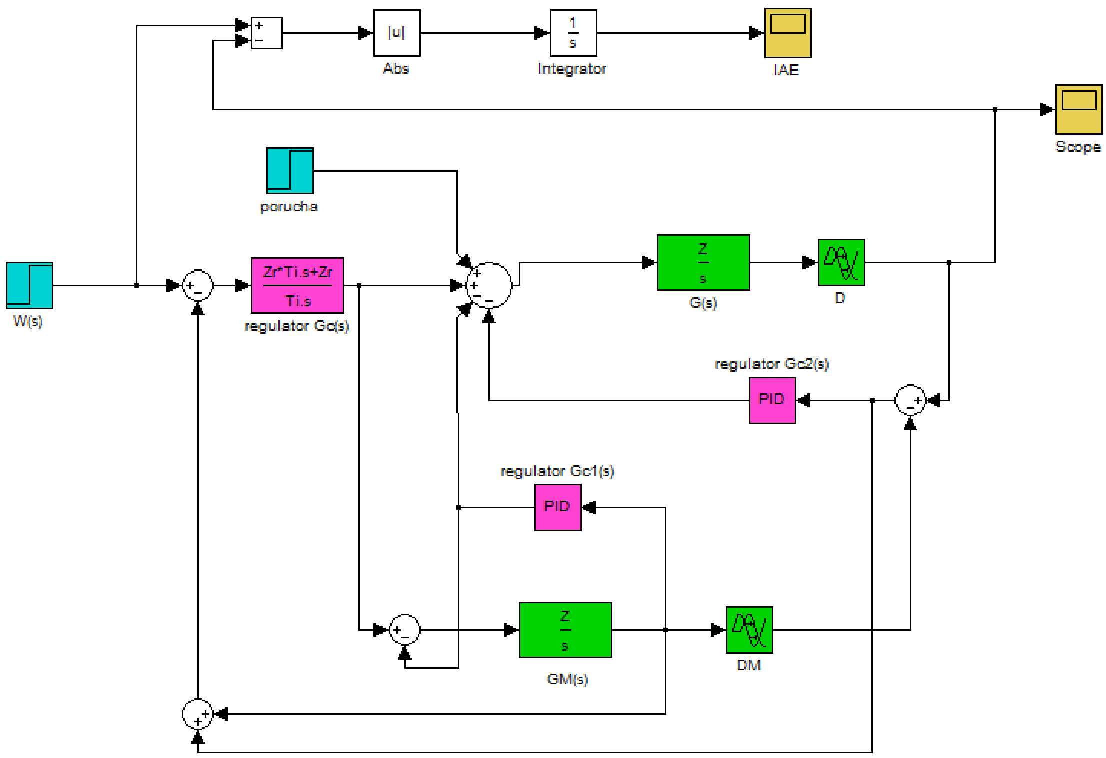
potom výraz (26) bude v normalizovanom tvare vyzerať nasledovne:

$$G_{W/Y} = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^2 + d_1 s_n + 1} \tag{29}$$

Ak $Z_R = 1$ a hodnotu T_i zvolím menšiu, získam väčšiu hodnotu α a tým aj zrýchlenú odozvu systému na žiadanú veličinu. Hodnotu Z_f získam z rovnice pre d_1.

Charakteristická rovnica z prenosovej funkcie poruchy (23) pre integrujúci systém je v nasledovnom tvare $1 + G_S G_C e^{-Ds} = 1 + \frac{Z.Z_d.e^{-Ds}}{s}$ (30)

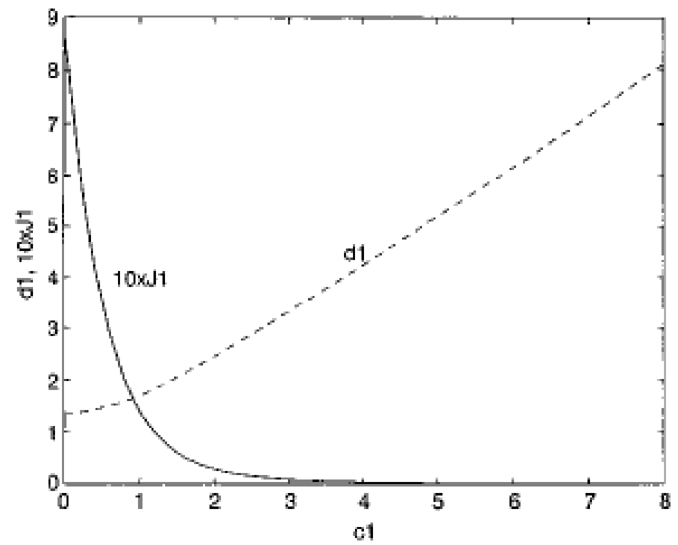
Pričom z Nyquistovho kritéria pre integrujúci systém vyplýva, že regulátor Z_d môže byť zapísaný v tvare $Z_d = \frac{\pi - 2\phi m}{2Z.D}$, kde ϕm je požadovaná medzná hodnota fázového uhla (volíme 60°) [1] [11] [12].



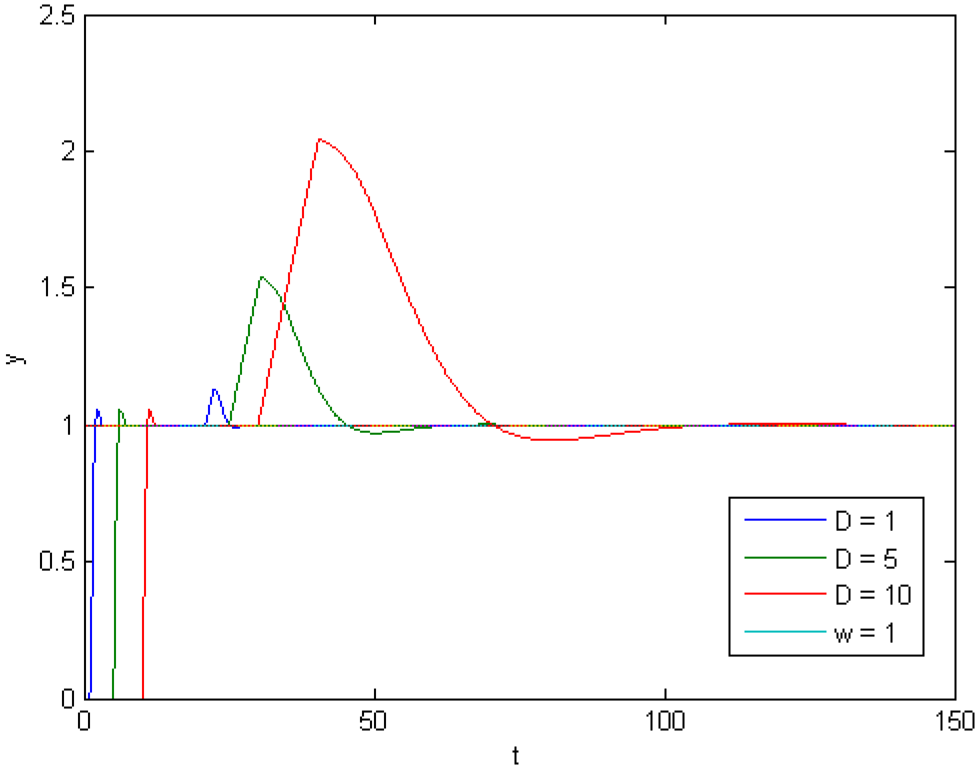
Obr. 46 Simulačná schéma modifikovaného Smithovho prediktora podľa Majhiho

Podľa blokovej schémy, ktorá je znázornená na obr. 45 som v programovacom prostredí *MATLAB – Simulink*® vytvorila schému pre modifikovaný Smithov prediktor podľa Majhiho (obr. 46). Pre integrujúci systém som funkčnosť tejto modifikácie overila vhodným navrhnutím parametrov regulátorov.

Parametre boli vypočítané pomocou vzťahov v tejto podkapitole, a ich hodnoty sú: *Z=1, Z_R=1, Ti=0.1,D = 1, 5 a 10,* $\alpha = 3.126$. Hodnota $d_1 = 1.33$ zodpovedá hodnote $c_1 = 0.0316$. Grafická závislosť [11] pomocou, ktorej som získala hodnotu d_1 sa nachádza na obr. 47. Z_f a Z_d som vypočítala zo vzťahov (27) pre každé dopravné oneskorenie. Na obr. 48 je znázornený priebeh riadenia integrujúceho systému s dopravným oneskorením *1, 5* a *10*, na ktorom sa v čase 20 sekúnd. začne prejavovať porucha s veľkosťou *0.1*.



Obr. 47 Optimálne hodnoty d_1 v závislosti od c_1



Obr. 48 Odozva integrujúceho systému na žiadanú hodnotu a pôsobení poruchy na vstupe s veľkosťou 0.1 (Majhiho modifikácia)

Tab. 11 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia systému s integračnými vlastnosťami na základe IAE (Majhiho modifikácia)

Dopravné oneskorenie	IAE
1	1.7978
5	11.2482
10	32.6289

Zhodnotenie:

Na obr. 48 je jasne vidieť, ako navrhnutá modifikácia Smithovho prediktora vyhovuje požiadavkám na sledovanie integrujúceho systému s dopravným oneskorením (4), na ktorý v čase 20 pôsobí porucha *0.1* . Regulátory G_C, G_{C1}, G_{C2} boli podľa vzťahov (24) a (25) nastavené vhodne a môžeme povedať, že uriadia na žiadanú veličinu nielen systém bez dopravného oneskorenia ale aj systémy s jeho vyššou hodnotou.

7.2 Odvodenie vzťahov pre výpočet parametrov regulátorov G_C, G_{C1}, G_{C2} – nestabilný systém

Uvažujme rovnaký systém s prenosom (5).

Prenosy regulátora sú v tvare (24) (25). Dosadením za (27) a (28) do prenosu (25) sa prenos URO mení na

$$G_{W/Y} = \frac{Z.Z_R(T_i s + 1)}{T_i T s^2 + T_i(Z.Z_R + Z.Z_f - 1)s + Z.Z_R} \tag{31}$$

$$\text{ak} \quad \alpha = \sqrt{\frac{Z.Z_R}{T_i T}} \;, \; c_1 = \alpha T_i \quad \text{a} \quad d_1 = (Z.Z_R + Z.Z_f - 1)(T\alpha)^{-1} \tag{32}$$

$$G_{W/Y} = \frac{Z.Z_R(T_i s + 1)}{T_i T s^2 + T_i(Z.Z_R + Z.Z_f - 1)s + Z.Z_R} = \frac{Z.Z_R T_i s + ZZ_R}{T_i T s^2 + T_i(Z.Z_R + Z.Z_f - 1)s + Z.Z_R} =$$
$$= \frac{\alpha T_i s + 1}{s^2 + T_i(Z.Z_R + Z.Z_f - 1)s + 1} \tag{33}$$

potom výraz (31) bude v normalizovanom tvare
$$G_{W/Y} = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^2 + d_1 s_n + 1} \tag{34}$$

Rovnako ako pri integrujúcom systéme ak $Z_R = 1$ hodnotu T_i zvolím menšiu, získam väčšiu hodnotu α a tým aj zrýchlenú odozvu systému na žiadanú veličinu. Hodnotu Z_f získam z rovnice pre d_1.

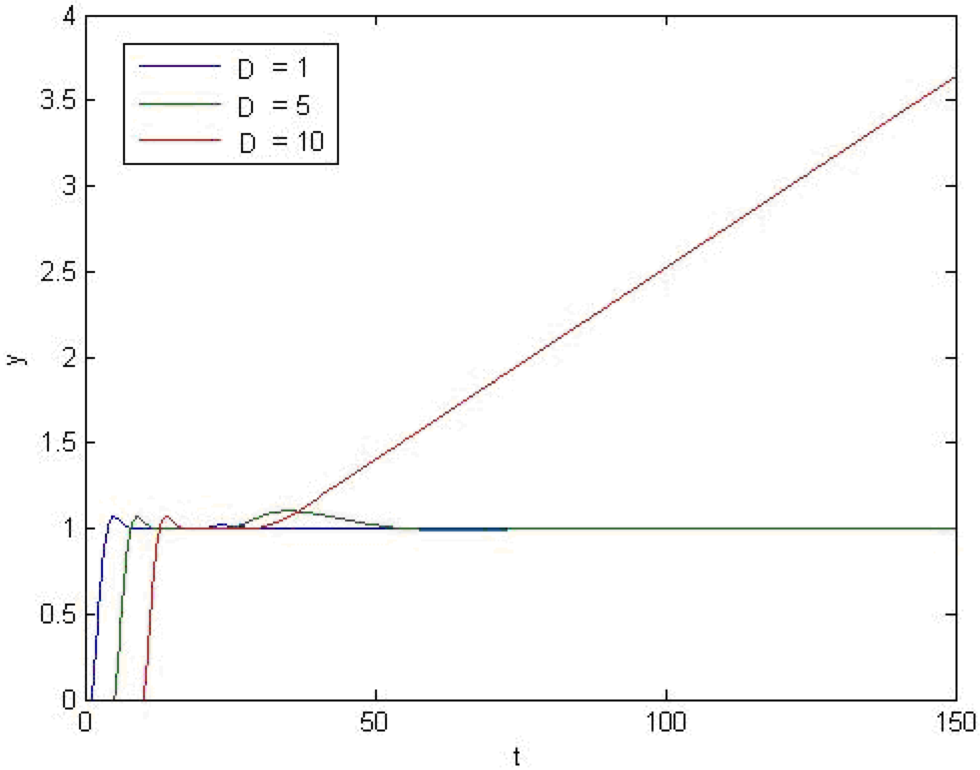
Charakteristická rovnica z prenosovej funkcie poruchy (23) pre nestabilný systém je v tvare

$$1 + G_S G_C e^{-Ds} = 1 + \frac{Z.Z_d.e^{-Ds}}{1 - Ts} \qquad (35)$$

Pričom optimálna hodnota Z_d , ktorá j parametrom G_{C2} je daná Nyquistovým kritériom stability $Z_d = \sqrt{\dfrac{T}{D.Z^2}}$; $D/T < 1$ [1] [11] [12].

Rovnako ako v predchádzajúcej podkapitole som funkčnosť tejto modifikácie overila vhodným navrhnutím parametrov regulátorov.

Parametre boli opäť vypočítané pomocou vzťahov v tejto podkapitole, a ich hodnoty sú: *Z=1, T=10,* Z_R*=1, Ti=0.1, D = 1, 5 a 10,* $\alpha = 1$, Tejto hodnote $c_1 = 0.1$ zodpovedá $d_1 = 1.35$, ktorú som odčítala z grafickej závislosti [11] nachádzajúcej sa na obr. 47. Z_f a Z_d som vypočítala zo vzťahov (32) a to pre každé dopravné oneskorenie.



Obr. 49 Odozva nestabilného systému na žiadanú hodnotu pri pôsobení poruchy na vstupe s veľkosťou 0.1 (Majhiho modifikácia)

Tab. 12 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia nestabilného systému na základe IAE (Majhiho modifikácia)

Dopravné oneskorenie	IAE
1	0.5767
5	1.8364
10	∞

Zhodnotenie:

Obr. 50 reprezentuje odozvu nestabilného systému na žiadanú veličinu, na ktorom je vidieť, ako navrhnutá modifikácia Smithovho prediktora pri pôsobení poruchy uriadi systém s malou hodnotou dopravného oneskorenia, ale tiež aj systém s jeho zvyšujúcou hodnotou. Porucha, ktorá je vo forme skokovej zmeny je umiestnená na vstupe do riadeného systému s veľkosťou *0.1*. Výstup zo systému, ktorý je reprezentovaný červenou čiarou (obr. 50), je očividne nestabilný a prislúcha systému (5) $D = 10$.

8 Modifikácia Smithovho prediktora podľa Normey – Rica a Camacha

8.1 Sledovanie žiadanej hodnoty a potlačenie vplyvu poruchy

Aby sme pochopili ako funguje Smithov prediktor pri žiadanej hodnote a ako reaguje na vyradenie poruchy, prenosové funkcie uzavretého obvodu štruktúry na obr. 24 sa vypočítajú v nominálnom prípade. Keď je model sústavy dokonalý $(P(s) = P_n(s))$ [10].

$$G_W(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)P(s)}{1 + G_R(s)G_n(s)},$$
$$G_Q(s) = \frac{Y(s)}{Q(s)} = P_n(s)\left[1 - \frac{G_R(s)P_n(s)}{1 + G_R(s)G_n(s)}\right]. \tag{36}$$

Pre použitie predchádzajúcich prenosových funkcií musíme poznamenať, že:

- Ak je $G_R(s)$ nastavený na potlačenie vplyvu poruchy, potom nie je možné dosiahnutie žiadanej veličiny. Toto je bežný problém všetkých štruktúr s jedným stupňom voľnosti (1DOF), nie je to len nedostatok Smithovho prediktora. Všimnime si, že ak $C(s)$ je jediným stupňom voľnosti, nie je možné ľubovoľne definovať $\frac{Y(s)}{Q(s)}$ a $\frac{Y(s)}{W(s)}$ [10].

8.2 Modifikácia Smithovho prediktora pre stabilné systémy s výskytom merateľnej poruchy

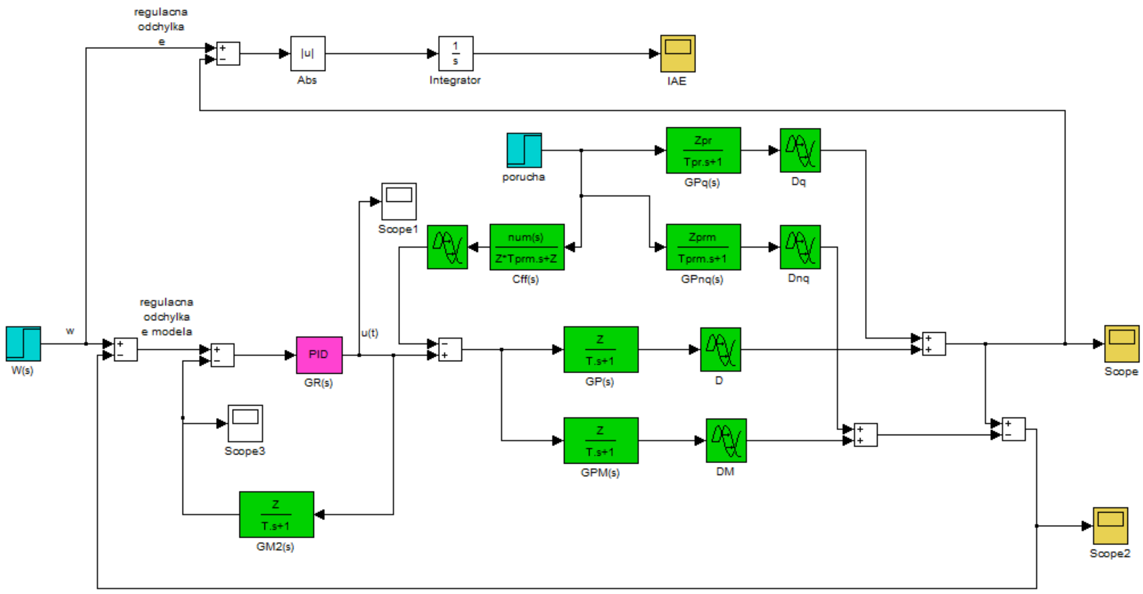
- pre otvorené obvody stabilných systémov (3) [10].

8.2.1 Zdokonalenie odstránenia poruchy

Regulačné schopnosti DTC (kompenzátora dopravného oneskorenia) pre merateľné poruchy sa dajú zlepšiť pri zavedení dopredného riadenia. Táto formulácia je takmer identická ako tá, ktorá sa používa v klasickom regulátore. Keď sa poruchy nedajú merať dá sa použiť to isté, ale je potrebný odhad $q(t)$. Tieto dve riešenia sú opísané v nasledovnej časti [10].

- **Merané poruchy:**

Obr. 50 znázorňuje blokovú schému DTC s dopredným riadením. V tomto regulátore blok $P_{nq}(s)$ predstavuje model pre $P_q(s)$. Použitá štruktúra môže reprezentovať poruchové vstupy (keď $P_q(s) = P(s)$), poruchové výstupy (keď $P_q(s) = 1$), a všeobecné poruchy (keď $P_q(s) \neq P(s)$ a $P_q(s) \neq 1$) V ideálnom prípade, keď $P_{nq}(s) = P_q(s)$ a $P_n(s) = P(s)$, prenosová funkcia $\frac{Y(s)}{Q(s)}$ je $\frac{Y(s)}{Q(s)} = \left[P_q(s) - C_{ff}(s)P(s)\right]$ [10].



Obr. 50 Modifikácia Smithovho prediktora s dopredným riadením

Vplyv poruchy sa môže z výstupu procesu eliminovať nezávisle od typu poruchy ak existuje $C_{ff}(s)$ také, že:

$$C_{ff} = \frac{P_q(s)}{P(s)} \tag{37}$$

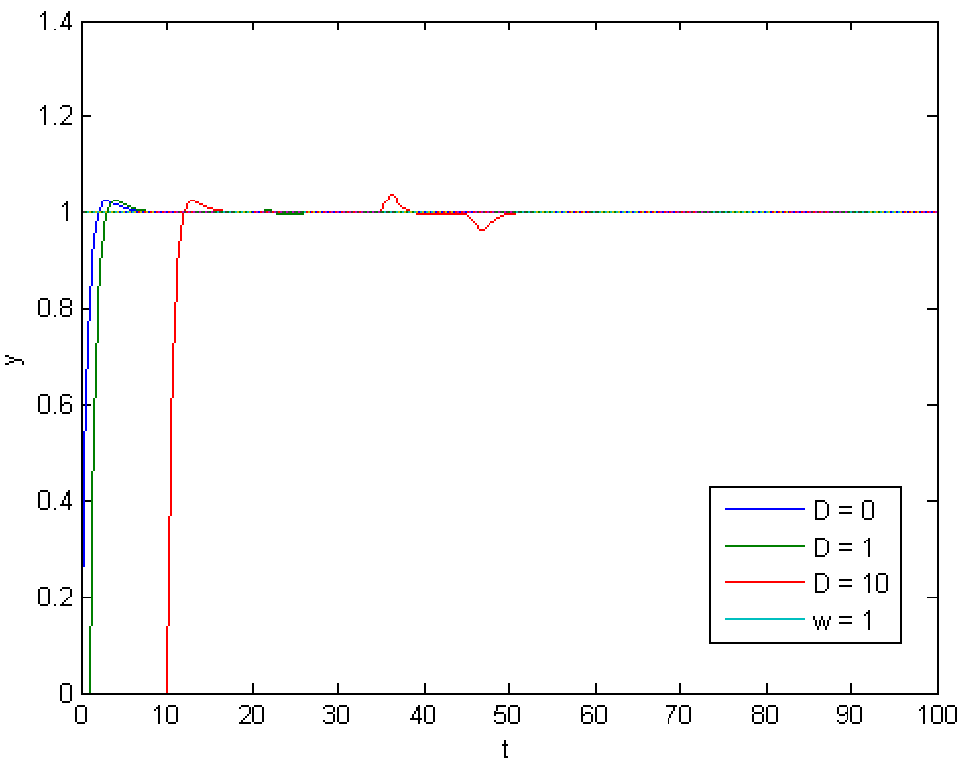
Ak zvážime definovanie sústavy a zavedenie poruchy prenosových funkcií $P(s)$ a $P_q(s)$ potom: $P(s) = G(s).e^{-Ds}$, $P_q(s) = G_q(s).e^{-Dqs}$ [10].

Potom vznikajú dve situácie:

- $D \leq D_q$ v tomto prípade je regulátor v tvare $C_{ff} = e^{-(Dq-D)s}\dfrac{G_q}{G}$.

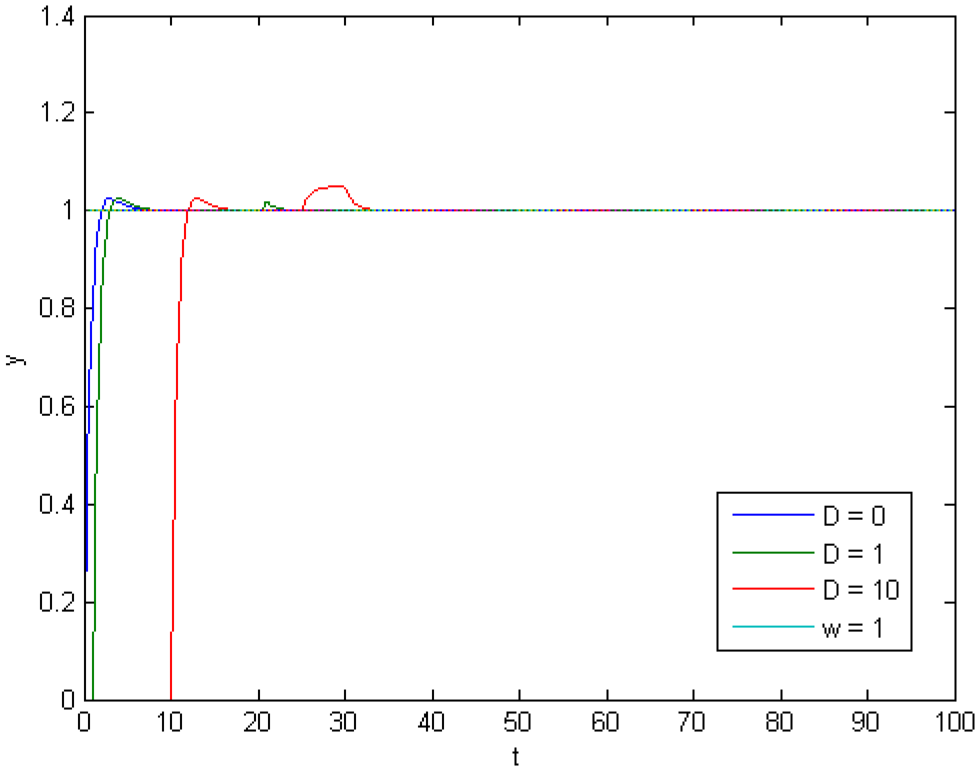
  Ak sa dá vypočítať $\dfrac{G_q(s)}{G(s)}$, porucha je eliminovaná z výstupu. Inak sa dá vypočítať pseudoinverzia $G(s)$ zo vzťahu $C_{ff}(s)P(s) = P_q(s)X(s)$.

  Konečné $\dfrac{Y(s)}{Q(s)}$ je $\dfrac{Y(s)}{Q(s)} = e^{-Dqs}G_q(s)[1 - X(s)]$ kde $1 - X(s)$ má najrýchlejšiu možnú odozvu [10].



Obr. 51 Odozva stabilného systému s D na žiadanú hodnotu s kompenzáciou poruchy na vstupe a veľkosťou 0.1 (dopredná štruktúra ak D < D_q a 10% nepresnosťou procesu)

- $D \geq D_q$. V tomto prípade nie je možné vypočítať inverziu $e^{-(Dq-D)s}$ kedy je daný dopredný regulátor $C_{ff} = \dfrac{P_q(s)}{P(s)}$ a konečná prenosová funkcia je $\dfrac{Y(s)}{Q(s)} = e^{-Dqs} G_q(s)\left[1 - X(s).e^{-(Dq-D)s}\right]$ [10].



Obr. 52 Odozva stabilného systému s D na žiadanú hodnotu s kompenzáciou poruchy na vstupe a veľkosťou 0.1 (dopredná štruktúra ak D > D_q a 10% nepresnosťou procesu)

Tab. 13 Ukazovatele kvality pre stabilný systém 1. rádu s D pri výskyte poruchy (dopredné riadenie)

Dopravné oneskorenie	IAE
$D \leq D_q$	
0	0.6379
1	1.6526
10	10.8240
$D \geq D_q$	
0	0.6353
1	1.6613
10	10.8863

Zhodnotenie:

Táto časť práce bola venovaná zdokonaleniu modifikácie Smithovho prediktora pre stabilné systémy, ktorá je znázornená na obr. 50.Táto štruktúra sa od klasického Smithovho prediktora (obr. 25) odlišuje hlavne kompenzáciou poruchy ktorá vstupuje na výstup do URO.

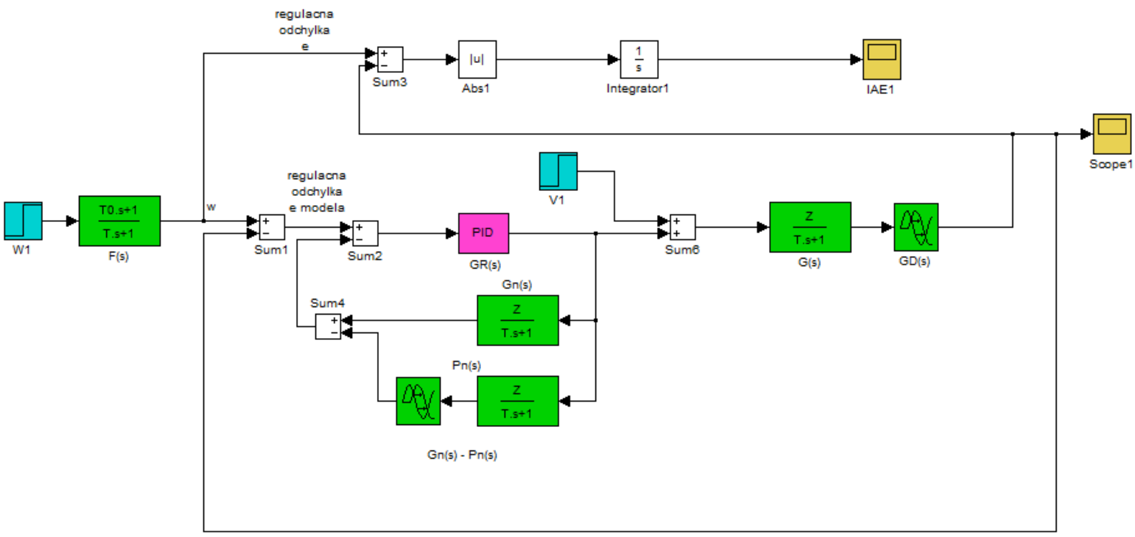
Pričom vplyv poruchy sa môže z výstupu procesu eliminovať nezávisle od typu poruchy, ak existuje $C_{ff}(s)$ také, že: $C_{ff} = \dfrac{P_q(s)}{P(s)}$ a $P(s) = G(s).e^{-Ds}$, $P_q(s) = G_q(s).e^{-Dqs}$. Tu však vznikajú dve situácie a to ak $D \leq D_q$ *a* $D \geq D_q$ [10].

Na obr. 51 a 52 sú znázornené odozvy riadenia oboch spomínaných situácii s 10% nepresnosťou procesu.

Vplyv poruchy sa podarilo vykompenzovať pri všetkých hodnotách dopravného oneskorenia. Najlepšie však systému s jeho nízkou (nulovou) hodnotou.

8.3 Smithov prefiktor s modifikovaným rýchlym modelom

Na odstránenie poruchy zo systému nemôžu byť vlastnosti uzavretého obvodu ľubovoľne zvolené ako póly otvoreného tak aj uzavretého obvodu z prenosovej funkcie $\frac{Y(s)}{Q(s)}$, ako už bolo spomenuté v originálnej štruktúre navrhnutej Smithom,. Aby sa zabránilo týmto problémom, modifikovaný model dopravného oneskorenia ($G_m(s)$) môže byť zvolený $G_m(s) \neq P_n(s).e^{-Dns}$, takým spôsobom, aby $H(s) = G_m(s) - P_n(s)$ nemalo póly $P_n(s)$. Táto schéma je znázornená na obr. 53. Uvažujme, že $P_n(s) = \frac{N_p}{D_p}.e^{-D_n s}$ Jednoduchší prípad ako získať túto podmienku je pomocou $G_m(s)$ $G_m(s) = \frac{N_m(s)}{D_p(s)}$, kde $N_m(s) \neq N_p(s)$ a výber $N_m(s)$ je taký, aby tieto podmienky boli overené $H(sj) = 0$, $sj = 0$ a $sj / D_p(sj) = 0$. Keď sú tieto podmienky splnené, póly $P_n(s)$ nie sú pólmi $\frac{Y(s)}{Q(s)}$ [10].



Obr. 53 2DOF - DTC štruktúra s modifikovaným rýchlym modelom

Regulátor $G_R(s)$ slúži na odstránenie *TRO* a má integračnú činnosť. Všimnime si, že regulátor musí byť nastavený tak, aby „riadil" nový rýchly model $G_m(s)$. Vo všeobecnosti je toto nastavenie oveľa komplikovanejšie ako v pôvodnom prípade, pretože na splnenie podmienok v $H(s)$ rýchly model väčšinou obsahuje nuly na pravej strane sústavy. Napríklad keď:

$$P_n(s) = \frac{e^{-Ds}}{1+Ts} \qquad P_n(s) = \frac{1+T_1 s}{1+Ts} \tag{38}$$

- a $T_1 = (1-e^{-Ds}).T$ **,** $G_m(s)$ má pozitívnu nulu, ktorá ide k nule ak $(T_1 \to -\infty)$.

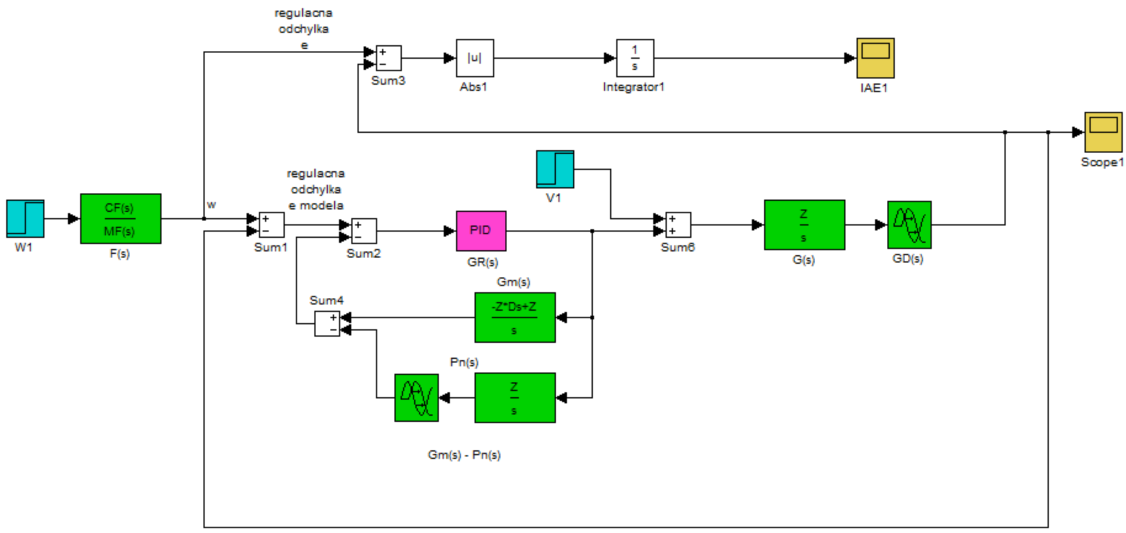
Ďalej je dôležité si uvedomiť, že odstránenie pólov otvoreného obvodu $\frac{Y(s)}{Q(s)}$, má dôležitý vplyv len na póly z výrazu v zátvorkách v prenosovej funkcii $\frac{Y(s)}{Q(s)} = P_n(s)\left[1+\frac{G_R(s)P_n(s)}{1+G_R(s)G_m(s)}\right]$, ktoré sú rýchlejšie ako póly otvoreného obvodu. To však nie je prípad, keď má proces dominantné dopravné oneskorenie, pretože pomalé odozvy sú nevyhnutné na dosiahnutie robustného výkonu uzavretého obvodu. [10].

8.4 Smithov prediktor s dvoma stupňami voľnosti

Ak je primárny regulátor Smithovho prediktora nastavený tak, aby zrýchlil odozvu uzavretého regulačného obvodu na odstránenie poruchy, sledovanie žiadanej hodnoty sa zhoršuje. Tento efekt je spôsobený postavením niektorých núl sledovaných prenosovou funkciou na výstupe z uzavretého obvodu, ktorá je zavedená v primárnom regulátore. Ak sa tieto nuly neobjavujú v prenose odstránenia poruchy, ich účinok môže byť oslabený pomocou filtra, ako je to znázornené v schéme na obr. 54 [10].

8.4.1 Všeobecné nastavenie regulátora

Postup pri nastavení sa skladá z definovania primárneho regulátora $G_R(s)$ tak, aby dosiahol najvyššiu možnú šírku pre nominálnu odozvu odstránenia poruchy. Pre tento výpočet je nevyhnutný nominálny model a odhad chýb modelu. Potom, ako druhý krok, môže byť nastavený regulátor $F(s)$ tak, aby zlepšil odozvu žiadanej veličiny [10].



Obr. 54 Štruktúra Smithovho prediktora s dvomi stupňami voľnosti

8.4.2 Nastavenie Smithovho prediktora s dvomi stupňami voľnosti pre systém prvého rádu s dopravným oneskorením

Dynamické správanie mnohých procesov v priemysle je možné aproximovať modelom prvého rádu s dopravným oneskorením (FOPDT) a prenosom v tvare (3).

$$P_n(s) = \frac{Z}{Ts+1}.e^{-Ds}$$

Postup nastavenia pre tento prípad možno zhrnúť takto:

- Zvoliť $G_n(s) = \frac{Z}{Ts+1}$,
- Zvoliť $G_R(s) = Z_R\left(1 + \frac{1}{Tis}\right)$ tak, že $Ti = T$, pričom charakteristická rovnica je v tvare

$$1 + G_R(s)G_n(s) = 1 + \frac{Z_R.Z}{T_i s}, \tag{39}$$

- Definovať časovú konštantu uzavretého obvodu T_0 a vypočítať $Z_R = \frac{T_i}{Z.T_0}$,
- Zvoliť $F(s) = \frac{1+T_0 s}{1+Ts}$. (40)

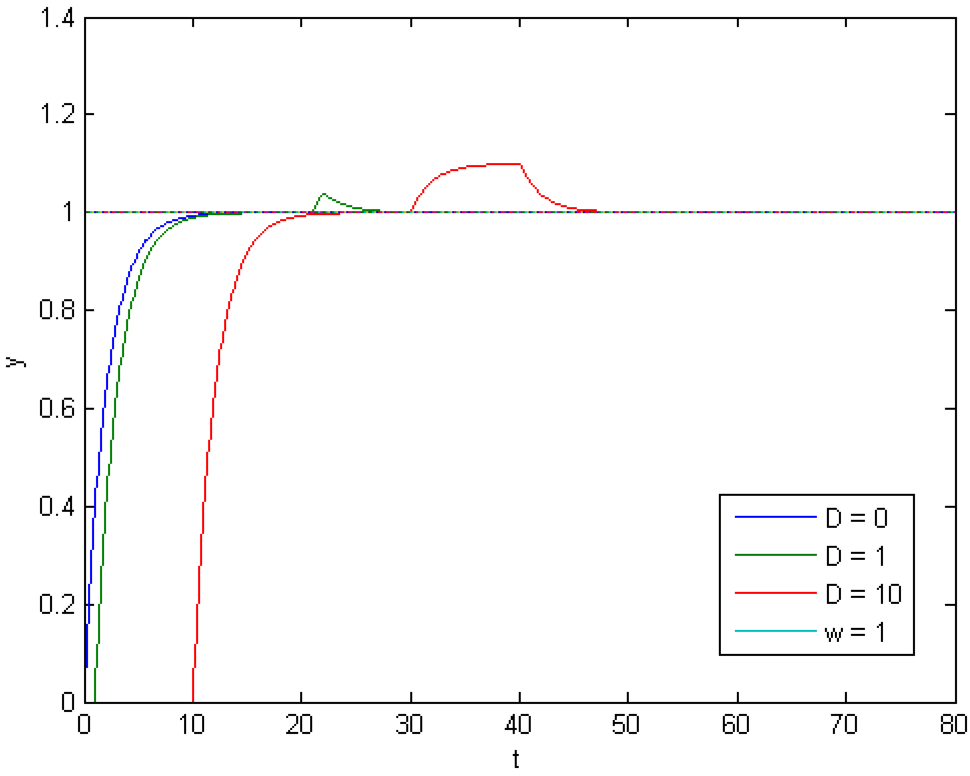
Pre tento výber má uzavretý obvod nasledovné prenosové funkcie:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{e^{-Ds}}{T_1 s+1},$$

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{Z}{Ts+1}.e^{-Ds}.\left[1 - \frac{e^{-Ds}}{T_0 s+1}\right] \tag{41}$$

Tieto funkcie znázorňujú, že nominálna odozva žiadanej veličiny., ktorá je definovaná pomocou parametra T_1, bola oddelená od odozvy poruchy, definovanej pomocou parametra T_0 [10].

Na simuláciu som v programovacom prostredí *MATLAB – Simulink*® vytvorila schému pre Smithov prediktor s dvoma stupňami voľnosti (obr. 54). Pre stabilný systém som funkčnosť tejto modifikácie overila vhodným navrhnutím regulátorov kde parametre boli vypočítané pomocou vzťahov v tejto podkapitole. Na obr. 55 je znázornený priebeh riadenia stabilného systému s dopravným oneskorením *0, 1* a *10*, na ktorom sa v čase 20 sekúnd začne prejavovať porucha s veľkosťou *0.1*.



Obr. 55 Odozva stabilného systému na žiadanú hodnotu a pôsobení poruchy na vstupe v čase 20 sekúnd s veľkosťou 0.1 (SP s 2DOF)

Tab. 14 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia stabilného systému na základe IAE (2DOF štruktúra)

Dopravné oneskorenie	**IAE**
0	0.0550
1	1.1553
10	11.0552

Zhodnotenie:

Obr. 55 reprezentuje odozvy riadenia stabilného systému so zvyšujúcou sa hodnotou dopravného oneskorenia, na ktorý v čase 20 sekúnd pôsobí porucha s veľkosťou *0.1*. Oba regulátory boli nastavené vhodne, čo som overila spustením tejto modifikácie. Smithov prediktor s dvoma stupňami voľnosti spôsobil to, že aj napriek pôsobeniu poruchy všetky výstupné signály dosiahli žiadanú hodnotu. Môžem teda povedať, že takto modifikovaný Smithov prediktor, je pri navrhnutých regulátoroch schopný uriadiť stabilný systém na žiadanú hodnotu aj pri zvyšujúcich sa hodnotách dopravného oneskorenia.

8.4.3 Kompenzátor dopravného oneskorenia pre nestabilné systémy

Existujú niektoré prípady kedy procesy vykazujú integračné alebo nestabilné správanie s dopravným oneskorením. Niektoré skupiny chemických reaktorov a ohrievačov sú príkladom pre tento typ procesov, ktoré možno nájsť v priemysle. Ako bolo spomenuté originálna štruktúra Smithovho prediktora nemôže byť použitá na riadenie nestabilných systémov pretože:

- ak má proces póly p také, že $\mathrm{Re}(p) \rangle 0$, výsledkom Smithovho prediktora je vnútorná nestabilita uzavretého obvodu,
- pre konkrétny prípad integračných procesov, Smithov prediktor neodstráni poruchy na vstupe do sústavy. V tomto prípade sa dá vnútornej nestabilite predísť vhodným navrhnutím regulátora.

Rôzne prístupy možno považovať za riešenie týchto problémov:

- kompenzátor dopravného oneskorenia s modifikovaným rýchlym modelom namiesto toho, ktorý bol použitý v Smithovom prediktore (DTC - MFM),
- štruktúra modifikovaného Smithovho prediktora obsahujúca spätnoväzbový regulátor,
- špeciálne riešenie pre systémy s integračnými vlastnosťami [10].

Všetky tieto prístupy odstraňujú nestabilné póly otvoreného obvodu z prenosovej funkcie $\frac{Y(s)}{Q(s)}$ a zaručujú odstránenie poruchy v rovnovážnom stave. Vzhľadom na význam v praxi, je osobitá pozornosť venovaná niektorým riešeniam, platným len pre integrujúce systémy [10].

8.4.4 Použitie modifikovaného rýchleho modelu

Na obr. 53 zvažujme štruktúru kde $P_n(s)$ je model systému a $G_m(s)$ je model dopravného oneskorenia. Tak ako v prípade stabilného systému, $G_m(s)$ môže mať zvolený rovnaký menovateľ ako $G_n(s)$.

$G_m(s) = \frac{N_m(s)}{D_p(s)}$ čitateľ $N_m(s)$ je navrhnutý za účelom odstránenia nestabilných pólov $D_p(s)$ v $\frac{Y(s)}{Q(s)}$. To je ekvivalentné s podmienkou $H(s) = [G_m(s) - P_n(s)] = 0$ pre všetky póly tak, že $D_p(p) = 0, \mathrm{Re}(p) \rangle 0$. Integračná činnosť použitá v $G_R(s)$ má za účel odstrániť poruchu a $N_m(s)$ je také, že $H(s) = 0$. Kompletný model procesu je použitý pre nastavenie regulátora $G_R(s)$ a filtra $F(s)$ [10].

8.4.5 Kompenzátor dopravného oneskorenia s modifikovaným rýchlym modelom pre integračný prípad

Uvažujeme, že proces môže byť opísaný modelom v tvare $P_n(s) = \frac{G_e(s)}{s} . e^{-D_n s}$ kde $P_n(s)$ je stabilný prenos. V tomto prípade môže byť $G_m(s)$ zvolené ako $G_m(s) = G_e(s)\frac{N(s)}{s}$, kde $N(s)$ je nastavený na získanie $\lim_{s\to 0} G_e(s)\left[\frac{N(s) - e^{-Dns}}{s}\right] = 0$.

Jednoduchším riešením tohto problému je ak zvolím $N(s) = 1 - D_n s$, také že $G_m(s) = G_e(s)\frac{1 - D_n s}{s}$. Týmto nastavením berieme do úvahy rýchlejšie odstránenie odozvy poruchy uzavretého obvodu. V druhom kroku je filter $F(s)$ navrhnutý na zlepšenie odozvy žiadanej veličiny [10].

8.4.6 Jednoduché nastavenie pre IPDT (integrative plus dead time)

Rovnako ako v prípade stabilného systému, z praktického významu pravidlá pre nastavenie budú odvodené pre jednoduchý IPDT model. $P_n(s) = \frac{K_v(s)}{s}.e^{-D_n s}$ je jednoduchý model najviac používaný v priemysle pri opísaní integračných procesov. V tomto prípade je rýchly model vyjadrený: $G_m(s) = K_v(s)\frac{1-D_n s}{s}$ a primárny regulátor je vyjadrený: $G_R(s) = Z_R\left(1+\frac{1}{T_i s}\right)$. Prenosová funkcia uzavretého obvodu medzi poruchou a výstupom je definovaná dvomi pólmi $s = -\frac{1}{T_0}$. Takto je možné získať nasledujúce parametre pre výpočet regulátora:

- $T_i = 2T_0 + D_n$ (42)
- $Z_R = \frac{2T_0 + D_n}{K_v(T_0 + D_n)^2}$ (43)

Aby bolo možné oddeliť odstránenie poruchy od odozvy žiadanej veličiny, filter sa definuje nasledovne: $F(s) = \frac{(1+sT_0)}{(1+sT_i)(1+sT_1)}$. (44)

Takýmto výberom sú prenosové funkcie uzavretého obvodu dané nasledovne:

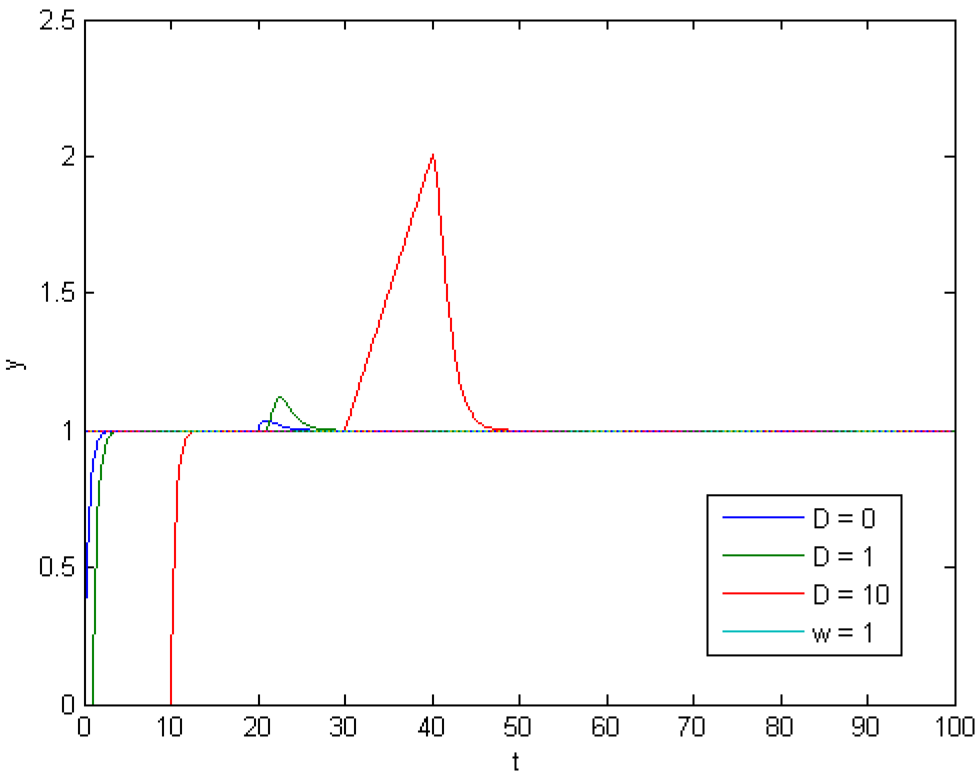
$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{e^{-D_n s}}{1+T_1 s}, \tag{45}$$

$$\frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{K_v.e^{-D_n s}}{s}\left[1-\frac{e^{-D_n s}(1+s(D_n+2T_0))}{(1+T_0 s)^2}\right] \tag{46}$$

Z toho vyplýva, že parameter T_1 definuje odozvu žiadanej veličiny a parameter T_0 definuje odozvu poruchovej veličiny. Navrhnutý regulátor má štyri parametre (K_v, D_n, T_1, T_0) a ak je model procesu získaný experimentálne stačia na nastavenie parametre T_0 a T_1 [10].

Funkčnosť tejto modifikácie je overená na systéme s integračnými vlastnosťami (IPDT) s prenosom v tvare (4), pričom parametre systému sú: $Z = 1, D_0 = 0, D_1 = 1, D_2 = 10$ [1].

Parametre regulátora $G_R(s)$ Z_R a T_i sa vypočítajú pomocou vyššie uvedených vzťahov. Ich hodnoty sa prepočítavajú na základe meniacej sa hodnoty dopravného oneskorenia. Priebehy riadenia systému s integračnými vlastnosťami som vykreslila pomocou schémy na obr. 53. Priebehy výstupnej veličiny prezentuje obr. 56.



Obr. 56 Odozvy integrujúceho systému s D = 0, 1 a 10 na žiadanú hodnotu pri pôsobení poruchy na vstupe s veľkosťou 0.1 (modifikovaný rýchly model)

Tab. 15 Vyhodnotenie dopravného oneskorenia integrujúceho systému na základe IAE, modifikovaný rýchly model

Dopravné oneskorenie	IAE
0	0.7300
1	1.9186
10	15.5022

Zhodnotenie:

Pre integrujúci systém som funkčnosť tejto modifikácie overila vhodným navrhnutím parametrov regulátorov. Parametre regulátora $G_R(s)$ Z_R a T_i sa vypočítali pomocou vzťahov uvedených v tejto podkapitole. Ich hodnoty sa prepočítavajú na základe meniacej sa hodnoty dopravného oneskorenia. Na obr. 56 je znázornený priebeh riadenia integrujúceho systému s dopravným oneskorením *0, 1 a 10* , na ktorom sa v čase 20 sekúnd. začne prejavovať porucha s veľkosťou *0.1*.

Záver

Hlavným cieľom diplomovej práce bola analýza vplyvu dopravného oneskorenia na dynamiku stabilných systémov 1. rádu s dopravným oneskorením, nestabilných systémov 1. rádu s dopravným oneskorením a systémov s integračnými vlastnosťami s dopravným oneskorením pomocou jednoduchých a rozvetvených regulačných obvodov. Ako som už v úvode uviedla, systémy s dopravným oneskorením tvoria takú skupinu dynamických systémov, pri ktorých dochádza k časovému posunutiu. Dá sa skonštatovať, že dopravné oneskorenie má nezanedbateľný vplyv na správanie uzavretého regulačného obvodu a tým ohrozuje aj jeho stabilitu.

Svoju prácu by som mohla rozdeliť do troch častí. V prvej časti som sa venovala vplyvu D na vlastnosti riadeného procesu, modelovaniu procesov s dopravným oneskorením vyššie uvedených systémov a vplyvu D na systémy vo frekvenčnej oblasti.

V druhej časti projektu som sa už venovala riadeniu systémov z dopravným oneskorením. Úlohou bolo navrhnúť regulátor, pre všetky systémy z druhej kapitoly. Parametre regulátora som ručne počítala metódou umiestnenia pólov [6]. Podľa priebehov riadenia z tejto kapitoly môžem skonštatovať, že navrhnuté regulátory, pri hodnote $D = 10$ vo všetkých prípadoch daný systém neuriadi. V konečnom dôsledku sa opäť potvrdilo, že čím má systém väčšiu hodnotu dopravného oneskorenia, tým sa zhoršuje kvalita riadenia a tým sa ťažšie riadi.

Posledná tretia časť bola venovaná kompenzácií dopravného oneskorenia, ktoré umožňuje riešiť špeciálne spätnoväzbové zapojenie tzv. Smithov prediktor, ktorý sa skladá z modelu procesu bez dopravného oneskorenia a modelu dopravného oneskorenia. Čím presnejší matematický model je k dispozícii, tým lepšie je dopravné oneskorenie kompenzované [1]. Smithov prediktor sa používa ako efektívny kompenzátor dopravného oneskorenia, špeciálne pre stabilný systém s vysokým dopravným oneskorením [4] [9]. Pokiaľ sa však v systéme nevyskytne porucha, je Smithov prediktor schopný uriadiť na žiadanú hodnotu všetky typy skúmaných systémov aj s veľkými hodnotami dopravného oneskorenia. Ďalej som sa vo svojej práci venovala rôznym modifikáciam Smithovho prediktora, ktoré dokážu aj napriek pôsobeniu poruchy zavedenej na vstupe do regulovanej sústavy kompenzovať dopravné oneskorenie a to aj pre nestabilné a integrujúce systémy.

Konkrétne som sa zaoberala modifikáciou podľa Vítečkovej, Majhiho a modifikáciám podľa Normey – Rica a Camacha (rýchly model a 2DOF štruktúra). Modifikácia podľa Vítečkovej je určená pre riadenie lineárnych systémov s dopravným oneskorením a na rozdiel od Majhiho modifikácie vo svojej štruktúre neobsahuje matematický model riadeného systému, čo jej zabezpečuje istú univerzálnosť pri použití. Ani táto modifikácia však neuriadi nestabilný a integrujúci systém ak na systém pôsobí porucha. S týmto problémom si však poradila modifikácia podľa Majhiho, ktorá slúži predovšetkým pre riadenie integrujúcich a nestabilných procesov s dopravným oneskorením a oba spomínané systémy sa aj napriek pôsobeniu poruchy podarilo modifikovanému Smithovmu prediktoru uriadiť. Medzi modifikácie podľa Normey – Rica a Camacha patrí napríklad:

- Modifikácia Smithovho prediktora pre stabilné systémy s výskytom merateľnej poruchy, ktorá sa odlišuje hlavne kompenzáciou poruchy ktorá vstupuje na výstup do URO,
- Smithov prediktor s dvoma stupňami voľnosti (2DOF štruktúra). Takto modifikovaný Smithov prediktor spôsobil, že aj napriek pôsobeniu poruchy všetky výstupné signály dosiahli žiadanú hodnotu. Použitý bol v prípade stabilného systému.
- Kompenzátor dopravného oneskorenia s modifikovaným rýchlym modelom,

Hodnoty ukazovateľa kvality *IAE* sú v práci tabuľkovo zaznamenané a to pre každú simuláciu vo všetkých modifikáciách. Nakoniec môžem skonštatovať, že nižšie hodnoty *IAE* zodpovedajú veľmi nízkym až nulovým hodnotám dopravného oneskorenia. Nízka (nulová) hodnota *IAE* predstavuje najkvalitnejšiu odozvu *URO*.

.

Zoznam použitej literatúry

[1] HUSÁK, F.: *Řízení systémů s dopravným zpoždením s využitím modifikovaných Smithových prediktorů*, DP, FAI UTB Zlín, 2006.

[2] NORMEY-RICO, J.E. – CAMACHO, E.F.: *Control of Dead-time Processes*, Springer-Verlag, London Limited, 2007.

[3] MAREKOVÁ, P.: *Riadenie systémov s dopravným oneskorením*, Diplomový projekt, FCHPT STU Bratislava, 2010.

[4] ŠULC, B.- VÍTEČKOVÁ, M.: *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodu*. Vydavatelství ČVUT 2004. ISBN 80-01-03007-5

[5] BALÁTĚ, J.: *Automatické řízení. 1.vyd*. Praha: BEN, 2003. 664s. ISBN 80 – 7300 – 020 – 2.

[6] BAKOŠOVA, M- FIKAR, M.: *Riadenie procesov*. STU Bratislava 2008. ISBN 978-80-227-2841-6.

[7] VYORALOVÁ, J.: Podpora cvičení z předmětu: „Teorie automatického řizení I.“, BP, FAI UTB Zlín, 2007.

[8] PAULEN, R.: *Riadenie systémov s dopravným oneskorením*, BP, FCHPT STU Bratislava, 2005.

[9] BIHUŇOVÁ, M.: *Riadenie systémov s dopravným oneskorením*, DP, FCHPT STU v Bratislave, 2007.

[10] NORMEY – RICO, J. E., CAMACHO, E. F.: *Dead – time compensators: A survey*. IEE Control Preceeding Practise ., 16, 2008. 407 – 428.

[11] MAJHI, S., ATHERTON, D.P.: *Modified Smith predictor and controller for processes with time delay*. IEE Preceeding Control Theory & Aplications., 146, 1999. 359 - 366

[12] ŠVARDOVÁ, R.: Riadenie systémov s dopravným oneskorením pomocou rozvetvených regulačných obvodov, DP, FCHPT STU Bratislava, 2010.

[13] MAREKOVÁ, P.: *Riadenie systémov s dopravným oneskorením pomocou rozvetvených regulačných obvodov,* SP, FCHPT STU Bratislava, 2009.