

**SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE
FAKULTA CHEMICKEJ A POTRAVINÁRSKEJ
TECHNOLÓGIE**

Evidenčné číslo: FCHPT-5415-74036

Riadenie systémov s dopravným oneskorením

BAKALÁRSKA PRÁCA

2014

Terézia Javorská

**SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE
FAKULTA CHEMICKEJ A POTRAVINÁRSKEJ
TECHNOLÓGIE**

Riadenie systémov s dopravným oneskorením

BAKALÁRSKA/DIPLOMOVÁ PRÁCA

FCHPT-5415-74036

Študijný program: automatizácia, informatizácia a manažment v chémii a potravinárstve

Číslo študijného odboru: : 2621

Názov študijného odboru: 5.2.14 automatizácia, 5.2.52 priemyselné inžinierstvo

Školiace pracovisko: Oddelenie informatizácie a riadenia procesov (ÚIAM)

Vedúci záverečnej práce/školiteľ: titul, meno a priezvisko: Ing. Anna Vasičkaninová, PhD.

ZADANIE BAKALÁRSKEJ PRÁCE

Evidenčné číslo: FCHPT-5415-74036
ID študenta: 74036
Autorka práce: Terézia Javorská (74036)
Študijný program: automatizácia, informatizácia a manažment v chémii
a potravinárstve
Študijné odbory: 5.2.14 automatizácia, 5.2.52 priemyselné inžinierstvo
Vedúci práce: Ing. Anna Vasičkaninová, PhD.

Názov témy: **Riadenie systémov s dopravným oneskorením**

Rozsah práce: 30

Špecifikácia zadania:

Literárna rešerš zameraná na rozvetvené regulačné obvody pre riadenie procesov s dopravným oneskorením.

Výber rozvetvených regulačných obvodov vhodných pre riadenie systémov s dopravným oneskorením. Simulačné overovanie funkčnosti jednotlivých rozvetvených regulačných obvodov na vybraných teoretických systémoch.

Dátum zadania bakalárskej práce: **17. 02. 2014**

Termín odovzdania bakalárskej práce: **24. 05. 2014**

Terézia Javorská
študentka

prof. Ing. Miroslav Fikar, DrSc.
vedúci pracoviska

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

Pod'akovanie

Ďakujem vedúcej mojej bakalárskej práce Ing. Anne Vasičkaninovej za odborné vedenie, pomoc, pripomienky a cenné rady pri vypracovaní bakalárskej práce.

Abstrakt

Bakalárska práca je zameraná na rozvetvené regulačné obvody pre riadenie procesov s dopravným oneskorením. Zaoberá sa vhodným výberom rozvetvených regulačných obvodov pre riadenie stabilných, nestabilných systémov a systémov s integračnou činnosťou s dopravným oneskorením. Práca je rozdelená na dve časti, teoretickú a praktickú. Prvá časť vysvetľuje základné pojmy z problematiky s dopravným oneskorením. Druhá časť obsahuje simulačné overenie funkčnosti jednotlivých rozvetvených regulačných obvodov. Simulácie sú robené na teoretických systémoch. Simulačné schémy a simulácie sú vykonané v prostredí grafického programu Matlab.

Kľúčové slová: dopravné oneskorenie, rozvetvený regulačný obvod, simulácia, Smithov prediktor

Abstract

The Bachelor's thesis is focused on complex control structures for controlling of processes with dead time. It deals with suitable options of branched regulatory circuits for controlling stable, unstable and integration systems with dead time. The work consists of two parts (theoretical and practical). The first part explains the fundamental terms of the issue of dead time. The second part contains the simulation tests of functionality of the individual branch regulatory circuits. The simulation tests are carried out on theoretical systems. The simulation schemes are created in the environment of the Matlab graphic programme.

Key words: dead time, complex control structures, simulation, Smith predictor

Obsah

Zoznam skratiek a značiek	11
1 Úvod	12
2 Teoretická časť	13
2.1 Vplyv dopravného oneskorenia	13
2.1.1 Pojem dopravné oneskorenie	13
2.2 Výpočet parametrov regulátora	13
2.3 Regulačné obvody	15
2.4 Vplyv DO na regulačné obvody	15
3 Smithov prediktor a jeho modifikácie	16
3.1 Pojem Smithov prediktor	16
3.2 Modifikované štruktúry riadenia procesov s dopravným oneskorením	17
3.2.1 Majhiho modifikácia Smithovho prediktora	17
3.2.2 Vítečkovej modifikácia	20
4 Výpočty jednotlivých parametrov regulátora použitých v experimentálnej časti	23
4.1 Parametre regulátora pre JSOR	23
4.2 Parametre regulátora pre Majhiho modifikáciu	24
4.3 Parametre regulátora pre Vítečkovej modifikáciu	25
5 Experimentálna časť	27
5.1 JSOR	27
5.2 Smithov prediktor pre model procesu ktorý je „ekvivalentný“ s reálnym procesom	29
5.3 Smithov prediktor	33
5.4 Majhiho modifikácia	35
5.5 Vítečkovej modifikácia:	38
Záver	42
Zoznam Literatúry	43

Zoznam skratiek a značiek

URO	Uzavretý regulačný obvod
CHR URO	Charakteristická rovnica uzavretého regulačného obvodu
JURO	Jednoduchý uzavretý regulačný obvod
SP	Smithov prediktor
IAE	Integrálna absolútna chyba
D	Dopravné oneskorenie
Z	Zosilnenie
T	Časová konštanta
ζ	Tlmiaci koeficient
R	Porucha systému
$G_S(s), G(s)$	Prenos riadeného systému
$G_D(s)$	Prenos riadeného systému s dopravným oneskorením
$G_R(s)$	Prenos regulátora
$G_0(s)$	Prenos otvoreného regulačného obvodu
$G_{SM}(s)$	Prenos modelu systému
$G_{WY}(s)$	Prenos žiadanej hodnoty na výstup
$G_C(s)$	Prenos regulátora, ktorý zaisťuje požadovanú odozvu na zmenu referenčného signálu
$G_{C1}(s)$	Prenos regulátora, ktorý je použitý pre stabilizáciu nestabilného alebo integračného systému
$G_{C2}(s)$	Prenos regulátora, ktorý eliminuje poruchy na vstupe do systému
T_i	Integračná časová konštanta
Z_r	Proporcionálna časť regulátora
$W(s)$	Obraz žiadanej veličiny
$E(s)$	Obraz regulačnej odchýlky
$U(s)$	Obraz akčnej veličiny
$Y(s)$	Obraz výstupnej veličiny

1 Úvod

Dopravné oneskorenie D pôsobí negatívne na vlastnosti riadeného systému a prejavuje sa oneskorením výstupného signálu vzhľadom k časovému pôsobeniu vstupu o hodnotu označovanú D . Zjednodušene môžeme povedať, že pri štandardnom spätnoväzbovom riadení vedie dopravné oneskorenie systém do nestability (Mikleš, 1994).

Čím vyššia hodnota dopravného oneskorenia, tým väčší sklon k nestabilite. Preto je kompenzácia dopravného oneskorenia nutná (Mikleš, 1994).

Dopravné oneskorenie je charakteristické pre procesy dopravy látok, pre tzv. prietokové kontinuálne priemyselné procesy, ako napríklad rúrkové pece a výmenníky tepla, rúrkové chemické reaktory a vykurovacie sústavy (Kachňák, 2010).

Známy a veľmi účinný prostriedok na kompenzáciu dopravného oneskorenia aj pre systémy s vysokou hodnotou dopravného oneskorenia je Smithov prediktor a jeho modifikované verzie.

Cieľom tejto bakalárskej práce je opísať správanie sa systému s dopravným oneskorením, analyzovať možnosti riadenia systému s dopravným oneskorením jednoduchým spätnoväzbovým obvodom riadenia a kompenzáciou dopravného oneskorenia v rozvetvenom obvode riadenia so Smithovým prediktorom. V práci je uvedený výber rozvetvených regulačných obvodov vhodných pre riadenie stabilných a nestabilných systémov a systémov s integračnou činnosťou s dopravným oneskorením a ich simulačné overenie.

2 Teoretická časť

2.1 Vplyv dopravného oneskorenia

2.1.1 Pojem dopravné oneskorenie

Dopravné oneskorenie je časové posunutie medzi určitou príčinou a jej dôsledkom.

Účinok rôznych oneskorení sa dá zhrnúť do jedného bloku G_D , ktorý je sériovo spojený s modelom sústavy G_S tak, ako vidíme na obrázku 1.

System s dopravným oneskorením má výstupný signál oneskorený vzhľadom k časovému pôsobeniu vstupného signálu. Správanie sa systému s dopravným oneskorením je dané diferenciálnou rovnicou:

$$y^{(n)}(t) + a_{n-1}y^{(n-1)}(t) + \dots + a_1y'(t) + a_0y(t) = b_m u^{(m)}(t-D) + \dots + b_1u'(t-D) + b_0u(t-D) \quad (1)$$

a_i, b_i sú koeficienty,

D je dopravné oneskorenie,

$u(t-D)$ je vstupná veličina,

$y(t)$ je výstupná veličina systému, platí nerovnosť $m < n$.

Prenosová funkcia systému s dopravným oneskorením je

$$G_D(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = G_S(s)G_D(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} e^{-Ds} \quad (2)$$

$a(s)$ je polynóm normovaný na jednotkový koeficient najväčšej mocniny, oba polynómy $b(s), a(s)$ spĺňajú podmienky $\deg b(s) < \deg a(s)$ (Šulc, 2004).

2.2 Výpočet parametrov regulátora

Na výpočet parametrov regulátora sa používajú rôzne metódy ako napr: Strejcova metóda, Zieglerova - Nicholsova metóda, metóda umiestnenia pólov, Naslinova metóda (Bakošová, 2008).

Strejcova metóda na určenie parametrov PID regulátora, ktorý má prenos

$$G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3)$$

Pri Strejcovej metóde uvažujeme prenos riadeného systému v tvare

$$G(s) = \frac{Z}{(Ts+1)^n} e^{-Ds} \quad (4)$$

Tab. 1. Nastavenia regulátora podľa Strejca

Regulátor	Z_R	T_i	T_d
P	$\frac{1}{Z} \frac{1}{n-1}$		
PI	$\frac{1}{Z} \frac{n+2}{4(n-1)}$	$T \frac{n+2}{3}$	
PID	$\frac{1}{Z} \frac{7n+16}{16(n-2)}$	$T \frac{7n+16}{15}$	$T \frac{(n+1)(n+3)}{7n+16}$

Z je zosilnenie,

T časová konštanta,

D dopravné oneskorenie systému,

n rád systému.

Naslinova metóda:

Naslinova metóda je odvodená na základe maximálneho prekmitu. Medzi koeficientmi charakteristickej rovnice URO a parametrom α súvisiacim s maximálnym preregulovaním bol odvodený vzťah

$$a_i^2 = \alpha a_{i-1} a_{i+1} \quad (5)$$

Vzťah medzi koeficientom alfa a maximálnym preregulovaním je uvedený v tabuľke 2. (Bakošová, 2008).

Tab.2. Tabuľka pre Naslinovu metódu nastavenia parametrov regulátora

α	1,7	1,8	1,9	2	2,2	2,4
δ_{max}	20	12	8	5	3	1

$$\text{CHR URO má tvar } 1 + G(s)G_R(s) = 0 \quad (6)$$

$$\text{Prenos PI regulátora } G_R(s) = Z_R \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad (7)$$

2.3 Regulačné obvody

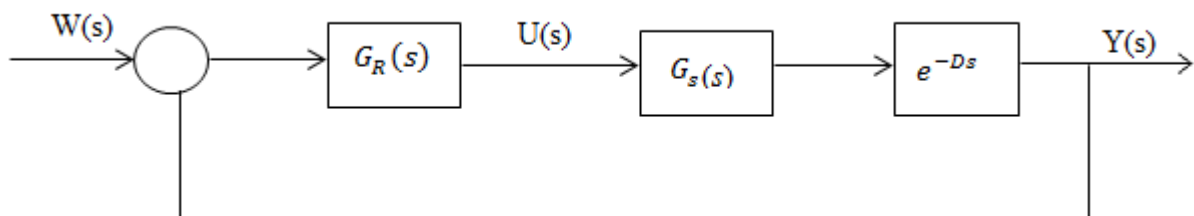
Regulačné obvody sú také obvody, v ktorých regulátor udržiava regulovanú veličinu na predpísanej hodnote a odstraňuje vplyv poruchy. Pri regulačnom obvode sa určuje riadiaci zásah na základe merania skutočnej hodnoty regulovanej veličiny.

Rozvetvene regulačné obvody

Spätnoväzbové riadenie je vo svojej podstate najjednoduchším typom riadenia, ktoré dokáže eliminovať vplyv porúch a zmien žiadaných veličín. Jeho hlavnou nevýhodou je, že vstup do riadeného procesu je zmenený až vtedy, keď sa výstup z procesu začne meniť. To znamená, že ak je na vstupe do procesu nejaká porucha, musí sa zmeniť výstup a až potom sa začne upravovať riadiaca veličina.

Keď ale na proces pôsobí veľa rozličných porúch, môže sa stať, že kvalita riadenia nebude dostatočná. Ide o problémy spôsobené výskytom porúch a problémy spôsobené veľkým dopravným oneskorením. Tieto problémy možno riešiť pomocou rozvetvených (viacsľučkových) regulačných obvodov (Bakošová, 2008).

2.4 Vplyv DO na regulačné obvody



Obr.1. Spätnoväzbový regulačný obvod

Prenos riadeného systému :

$$G_D(s) = G_S(s) e^{-Ds} \quad (8)$$

$G_S(s)$ je prenos systému bez D a $G_R(s)$ je prenos regulátora. Prenosová funkcia žiadanej veličiny na výstupe $G_{wy}(s)$ má tvar:

$$G_{wy}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s) \cdot G_D(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_D(s)} = \frac{G_R(s) \cdot G_D(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_D(s)} e^{-Ds} \quad (9)$$

Regulácia systémov s dopravným oneskorením jednoduchým regulačným obvodom sa zhoršuje tým, že účinok akčných veličín sa prejaví až po uplynutí času dopravného oneskorenia. Ako už bolo spomenuté veľké hodnoty D spôsobujú nestabilitu systému.

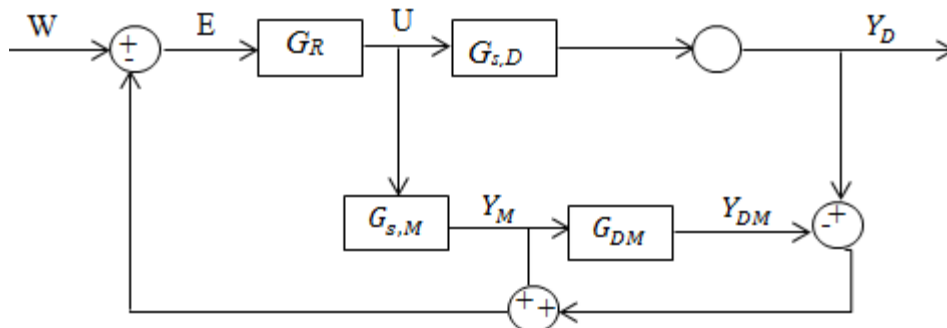
3 Smithov prediktor a jeho modifikácie

3.1 Pojem Smithov prediktor

Smithov prediktor (SP) je rozvetvený regulačný obvod pre kompenzáciu vplyvu D . Bloková schéma Smithovho prediktora je znázornená na Obr. 2. D treba kompenzovať vždy, keď sa jeho hodnota blíži k časovej konštante, alebo keď je dokonca väčšia, než časová konštanta riadeného systému.

SP je vhodný pre stabilné systémy s veľkým dopravným oneskorením.

SP má nevýhody ako napr.: problém s riadením nestabilných systémov, systémov s integračnou činnosťou, problémy pri výskyte porúch.



Obr. 2. Smithov prediktor

Signály a prenosy: W žiadaná hodnota,

E regulačná odchýlka,

Y riadený výstup,

G_R prenos regulátora,

$G_{S,D}$ prenos regulovanej sústavy,

G_M prenos modelu regulovanej sústavy.

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. Takýto model sa dá získať napr. Strejcovou metódou identifikácie.

Strejcovou metódou identifikácie získaný model má tvar

$$G_M(s) = \frac{Z}{(Ts+1)^n} e^{-Ds} \quad (10)$$

$$G_{S,M} = \frac{Z}{(T s + 1)^n}, G_{DM} = e^{-Ds} \quad (11)$$

$$\text{Pre regulačnú odchýlku platí } E(s) = W(s) - Y_M(s) + Y_{DM}(s) - Y_D(s) \quad (12)$$

Ak je model systému bez dopravného oneskorenia $G_{S,M}$ a model dopravného oneskorenia G_{DM} presný, tak

$$Y_{DM}(s) = Y_D(s) \quad (13)$$

$$E(s) = W(s) - Y_M(s) = W(s) - G_{S,M}U(s) \quad (14)$$

Zo vzťahov 13, 14 vyplýva, že pre regulačnú odchýlku platí, že je daná rozdielom medzi žiadanou veličinou $w(t)$ a odozvou na vstupe generovanou v čase t . To je výsledok, ktorý sa Smithovým prediktorom chcel dosiahnuť. Jediný nedostatok riešenia je ten, že v regulačnej odchýlke, ktorá je vstupom do regulátora, vystupuje odozva na vstup generovaná v čase t nie do reálneho procesu, ale do modelu (Bakošová, 2008).

3.2 Modifikované štruktúry riadenia procesov s dopravným oneskorením

Štruktúra regulačného obvodu so SP, ktorá bola uvedená v predchádzajúcej časti, predstavuje efektívny prístup, umožňujúci regulovať prostredníctvom PID algoritmov predovšetkým stabilné procesy s dopravným oneskorením. Neskôr boli zavedené ďalšie modifikácie a rozšírenie pôvodného Smithovho prediktora tak, aby boli aplikovateľné aj pre procesy s integračným charakterom a aj pre nestabilné procesy. Myšlienka stabilizácie nestabilných procesov bola riešená napr. v práci Majhiho a Athertona (Majhi, 1999). Iné modifikované metódy kompenzácie dopravného oneskorenia sú založené na rozšírení pôvodnej štruktúry riadenia o ďalšie regulátory, umožňujúce kompenzáciu poruchy.

3.2.1 Majhiho modifikácia Smithovho prediktora

Metódu navrhli Majhi a Atherton (Majhi, 1999). Používa sa najmä na riadenie nestabilných a integračných procesov s nízkou hodnotou D , pretože použitie klasického SP pre takéto procesy je problematické pri výskyte poruchy.

Štruktúra rozvetveného obvodu bola doplnená o ďalšie dva regulátory G_{C1} a G_{C2} . V prípade, že $G_{C1} = G_{C2} = 0$, ide o klasický SP.

$$d_1 = Z (Z_r + Z_f) \alpha^{-1} \quad (22)$$

$$G_{wy} = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{ZZ_r (T_i s + 1)}{T_i s^2 + ZT_i (Z_r + Z_f) s + ZZ_r} = \frac{\alpha T_i s + 1}{s^2 + ZT_i (Z_r + Z_f) s + 1} \quad (23)$$

$$G_{wy} = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (24)$$

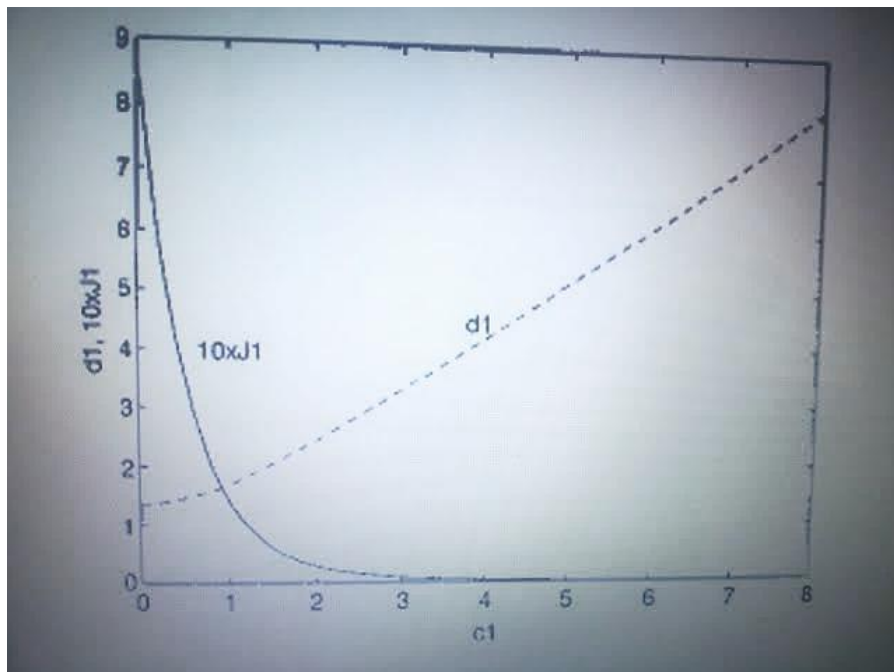
Charakteristická rovnica z prenosovej funkcie pre integračný systém je

$$1 + G_s G_c e^{-Ds} = 1 + \frac{ZZ_d e^{-Ds}}{s} \quad (25)$$

Z Nyquistovho kritéria pre integračný systém platí pre regulátor Z_d

$$Z_d = \frac{\pi + 2\Phi_m}{2ZD} \quad (26)$$

Φ_m je požadovaná medzná hodnota fázového uhla (60°)



Obr. 5. Závislosť medzi c_1 a d_1

Sústava druhého rádu

$$G_{S,D}(s) = \frac{ke^{-Ds}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (27)$$

Prenosy regulátorov :

$$G_C(s) = \frac{Kp (T_i s + 1)}{T_i s} \quad (28)$$

$$G_{C1}(s) = T_f s + K_f \quad (29)$$

$$G_{C2}(s) = K_d (T_d s + 1) \quad (30)$$

Dosadením rovnic(28) (29) (30) do prenosu URO dostávame rovnicu v tvare

$$G_{wy} = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{T_i s + 1}{\frac{T_i T_1 T_2}{kK_p} s^3 + \frac{T_i}{kK_p} (T_1 + T_2 + kK_f) s^2 + \frac{T_i}{kK_p} (kK_p + kK_f + 1) s + 1} \quad (31)$$

$$\alpha = \left(\frac{kK_p}{T_i T_1 T_2} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (32)$$

$$c_1 = \alpha T_i \quad (33)$$

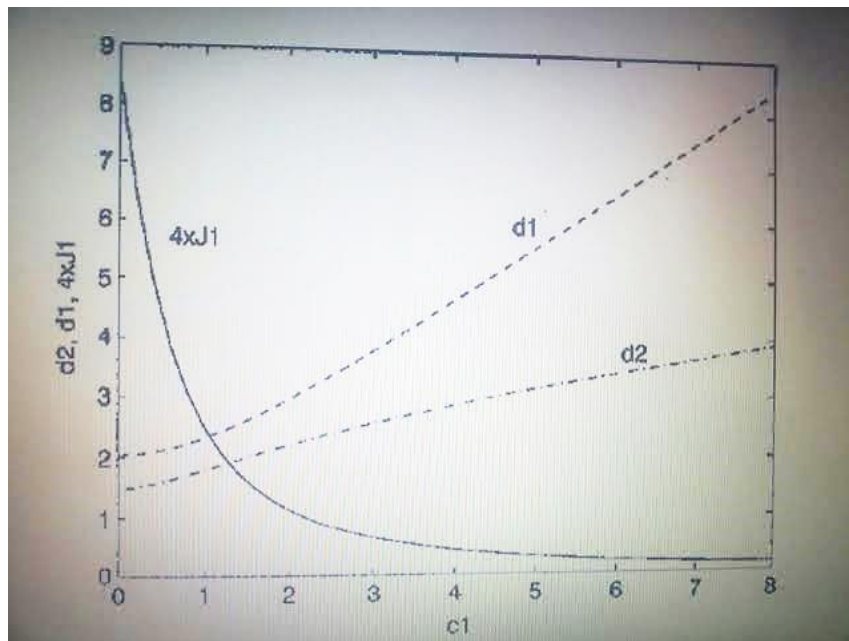
$$d_1 = (kK_p + kK_f + 1) / T_1 T_2 \alpha^2 \quad (34)$$

$$d_2 = (T_1 + T_2 + kT_f) / T_1 T_2 \alpha \quad (35)$$

$$Z \text{ Nyquistovho kritéria stability platí } K_d = \sqrt{\frac{T_1}{T_d k^2}} \quad (36)$$

Prepísanie prenosu URO do normalizovaného tvaru

$$G_{wy} = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^3 + d_2 s_n^2 + d_1 s_n + 1} \quad (37)$$

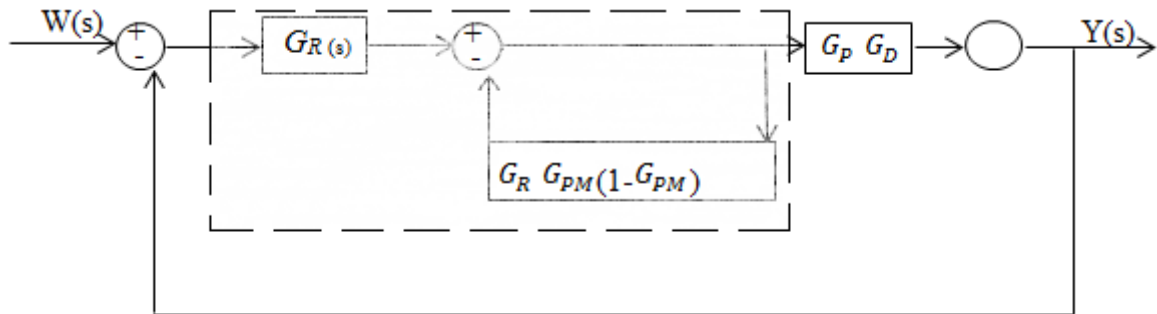


Obr. 6. Závislosť medzi c_1 d_1 d_2

3.2.2 Vítečkovej modifikácia

Vítečkovej modifikácia (VM) je modifikovaný SP pre lineárnu sústavu s D, ktorý neobsahuje matematický model regulovanej sústavy vo svojej štruktúre. Preto je táto modifikácia

považovaná za univerzálny. V ideálnom prípade odstraňuje exponenciálnu funkciu D z menovateľa prenosu (Šulc, 2004).



Obr. 7. Modifikácia podľa Vitečkovej

W žiadaná hodnota,

Y riadená veličina,

G_R je prenos regulátora doporučovaného pre danú sústavu.

$$G_{wy} = \frac{G_R G_P G_D}{1 + G_R G_{PM} + G_R G_P G_D - G_R G_{PM} G_{DM}} \quad (38)$$

Ak nastáva zhoda medzi modelom G_{PM} , G_{DM} a regulovanou sústavou G_P , tak potom

$$G_R G_P = G_0 \quad (39)$$

Tento výraz je prenos otvoreného regul. obvodu bez D .

Potom platí
$$G_0 = \frac{1}{T_w s} \quad (40)$$

a dostávame prenos URO
$$G_{wy} = \frac{1}{T_w s + 1} e^{-Ds} \quad (41)$$

Prepíšeme rovnicu (41) do tvaru :

$$G_{wy} = \frac{G_0}{G_0 + 1} e^{-Ds} \quad (42)$$

a po dosadení je prenos modifikovaného SP v tvare

$$G_{RM} = \frac{G_R}{1 + \frac{1}{T_w s} (1 - e^{-Ds})} \quad (43)$$

G_0 je prenos otvoreného regulačného obvodu,

T_w je časová konštanta URO (Šulc, 2004).

Tab. 3. Typy regulátorov a hodnoty ich parametrov (Šulc, 2004)

Regulovaná sústava, prenos	Typ	Z_R	T_i	T_D
Ze^{-Ds}	I	-----	ZT_w	-----
$\frac{Z}{s}e^{-Ds}$	P	$\frac{1}{ZT_w}$	-----	-----
$\frac{Z}{T_1s + 1}e^{-Ds}$	PI	$\frac{T_i}{ZT_w}$	T_1	-----
$\frac{Z}{s(T_1s + 1)}e^{-Ds}$	PD	$\frac{1}{ZT_w}$	-----	T_1
$\frac{Z}{s(T_1s + 1)(T_2s + 1)}e^{-Ds}$	PID	$\frac{T_1 + T_2}{ZT_w}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1T_2}{T_1 + T_2}$

4 Výpočty jednotlivých parametrov regulátora použitých v experimentálnej časti

4.1 Parametre regulátora pre JSOR

Prenos stabilného systému 2. rádu: $\frac{1}{(3s+1)^2} e^{-0,1s}$

$$Z=1 \quad T=3 \quad D=0,1$$

Parametre PI regulátor sú vypočítané Naslinovou metódou:

$$1 + \frac{1}{(3s+1)^2} \frac{Z_R T_i s + Z_R}{T_i s} \quad (43)$$

$$T_i s(9s^2 + 6s + 1) + Z_R T_i s + Z_R \quad (44)$$

$$(9s^3 + 6s^2 + s) + Z_R s + \frac{Z_R}{T_i} \quad (45)$$

$$6^2 = 2.9. (Z_R + 1) \rightarrow Z_R = 1 \quad (46)$$

$$(Z_R + 1)^2 = 2.6. \frac{Z_R}{T_i} \rightarrow T_i = 3 \quad (47)$$

Nestabilný systém 2. rádu: $\frac{1}{(3s-1)^2} e^{-0,1s}$

$$Z=1 \quad T=3 \quad D=0,1$$

Parametre PI regulátor sú vypočítané Naslinovou metódou:

$$1 + \frac{1}{(3s-1)^2} \frac{Z_R T_i s + Z_R}{T_i s} \quad (48)$$

$$T_i s(9s^2 - 6s + 1) + Z_R T_i s + Z_R \quad (49)$$

$$(9s^3 - 6s^2 + s) + Z_R s + \frac{Z_R}{T_i} \quad (50)$$

$$(-6)^2 = 2.9. (Z_R + 1) \rightarrow Z_R = 1 \quad (51)$$

$$(Z_R + 1)^2 = 2. (-6). \frac{Z_R}{T_i} \rightarrow T_i = -3 \quad (52)$$

Prenos systému 2. rádu s integračnou činnosťou: $\frac{1}{s(3s+1)} e^{-0,1s}$

$$Z=1 \quad T_1=3 \quad D=0,1$$

Parametre PI regulátor sú vypočítané Naslinovou metódou:

$$1 + \frac{1}{s(3s+1)} \frac{Z_R T_i s + Z_R}{T_i s} \quad (53)$$

$$T_i s(3s^2 + s) + Z_R T_i s + Z_R \quad (54)$$

$$(3s^3 - s^2) + Z_R s + \frac{Z_R}{T_i} \quad (55)$$

$$(1)^2 = 2.3. (Z_R) \rightarrow Z_R = 0,166 \quad (56)$$

$$(Z_R)^2 = 2.1 \cdot \frac{Z_R}{T_i} \rightarrow T_i = 12,073 \quad (57)$$

4.2 Parametre regulátora pre Majhiho modifikáciu

Stabilný systém 2. rádu : $\frac{1}{(3s+1)^2} e^{-0,1s}$

$$Z=1 \quad T_1=3 \quad T_2=3 \quad D=0,1$$

Strejcovou metódou bolo určené $Z_R = 1 \quad T_i = 3$

Zvolené $K_p = 3$

$$\alpha = \left(\frac{kK_p}{T_i T_1 T_2} \right)^{\frac{1}{3}} = \left(\frac{1 \cdot 3}{3 \cdot 3 \cdot 3} \right)^{\frac{1}{3}} = 0,48 \quad (58)$$

$$c_1 = \alpha T_i = 0,48 \cdot 3 = 1,44 \quad (59)$$

d_1 a d_2 je určené zo závislosti na obr. 6.: $d_1 = 2,5 \quad d_2 = 1,88$.

Z rovníc pre d_1 a d_2 je vypočítané K_f, T_f

$$d_1 = (kK_p + kK_f + 1) / T_1 T_2 \alpha^2 \rightarrow K_f = 1,14 \quad (60)$$

$$d_2 = (T_1 + T_2 + kT_f) / T_1 T_2 \alpha \rightarrow T_f = 2,1216 \quad (61)$$

Pre každé D sa počíta K_d

$$D=10 \quad K_d = \sqrt{\frac{T_1}{T_d k^2}} = \sqrt{\frac{3}{10 \cdot (1)^2}} = 0,55 \quad (62)$$

$$D=0 \quad K_d = 0$$

$$D=3 \quad K_d = 1$$

$$G_{c1}(s) = T_f s + K_f = 2,1216s + 1,14 \quad (63)$$

$$G_{c2}(s) = K_d (T_d s + 1) = 0,55 (10s + 1) \quad (64)$$

Nestabilný systém 2. rádu: $\frac{1}{(3s-1)^2} e^{-0,1s}$

$$Z=1 \quad T_1=3 \quad T_2=3 \quad D=0,1$$

Naslinovou metódou boli vypočítané $Z_R = 1$

Zvolené $K_p = -3$

$$\alpha = \left(\frac{kK_p}{T_i T_1 T_2} \right)^{\frac{1}{3}} = 0,48 \quad (65)$$

$$c_1 = \alpha T_i = 1,44 \quad (66)$$

- d_1 a d_2 je určené zo závislosti na obr. 6.: $d_1=2,5$ $d_2=1,88$

- z rovníc pre d_1 a d_2 vypočítam K_f, T_f

$$- d_1 = (kK_p + kK_f + 1) / T_1 T_2 \alpha^2 \rightarrow K_f = 7,184 \quad (67)$$

$$- d_2 = (T_1 + T_2 + kT_f) / T_1 T_2 \alpha \rightarrow T_f = 14,1216 \quad (68)$$

pre každé D je vyrátané K_d

$$D=10 \quad K_d = \sqrt{\frac{T_1}{T_d k^2}} = 0,55 \quad (69)$$

$$D=0 \quad K_d = 0$$

$$D=3 \quad K_d = 1$$

Systém s integračnou činnosťou: $\frac{1}{s} e^{-0,1s}$

$$\alpha = \sqrt{\frac{ZZ_r}{T_i}} = \sqrt{\frac{1,1}{2}} = 0,71 \quad (70)$$

$$c_1 = \alpha T_i = 0,71 \times 2 = 1,42 \quad (71)$$

$d_1 = 1,8$ je určené z obr.5.

$$d_1 = Z (Z_r + Z_f) \alpha^{-1} \rightarrow Z_f = 0,28 \quad (72)$$

$$Z_d = \frac{\pi + 2\Phi_m}{2ZD} \quad (73)$$

$$D=1 \quad Z_d = \frac{3,14 + 2\Phi_m}{2 \cdot 1 \cdot 1} = 2,07 \quad (74)$$

$$D=3 \quad Z_d = 0,69$$

$$D=10 \quad Z_d = 0,207$$

4.3 Parametre regulátora pre Vítěčkovej modifikáciu

Prenos stabilného systému 2. rádu : $\frac{1}{(3s+1)^2} e^{-0,1s}$

$$Z=1 \quad T_1=3 \quad D=0,1$$

Parametre PI regulátora sú vypočítané podľa vzťahov v tab. 2: $Z_r = 2$ $T_i = 3$

zvolím si $T_w = 1,5$

$$Z_r = \frac{T_i}{Z T_w} = \frac{3}{1 \cdot 1,5} = 2 \quad (75)$$

$$T_i = T_1 = 3$$

$$\text{V simulácii: } G_s = \frac{Z}{Ts+1} \quad T_w = \frac{1}{T_w s} \quad (76)$$

Prenos nestabilného systému 2. rádu: $\frac{1}{(3s-1)^2} e^{-0,1s}$

$$Z=1 \quad T=3 \quad D=0,1$$

Parametre PI regulátora sú vypočítané podľa vzťahov v tab.2: $Z_R = -2 \quad T_i = -3$

vybrané $T_w = 1,5$

$$Z_r = \frac{T_i}{ZT_w} = \frac{-3}{1 \cdot 1,5} = -2 \tag{77}$$

$$T_i = T = -3$$

Prenos systému s integračnou činnosťou: $\frac{1}{s(3s+1)} e^{-0,1s}$

$$Z=1 \quad D=0,1$$

Parametre pre P regulátor sú vypočítané podľa tab. 2: $Z_r = 0,66$

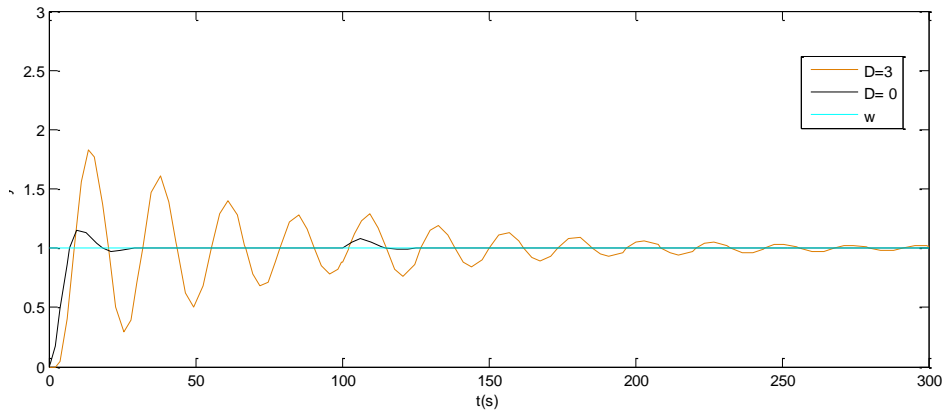
zvolené $T_w = 1,5$

$$Z_r = \frac{1}{ZT_w} = \frac{1}{1 \cdot 1,5} = 0,66 \tag{78}$$

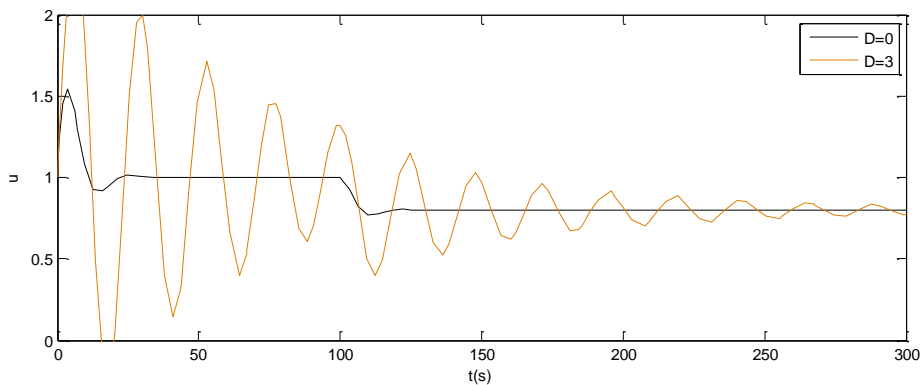
5 Experimentálna časť

5.1 JSOR

System 2. rádu - stabilný: $\frac{1}{(3s+1)^2} e^{-0,1s}$



Obr.8. Odozva stabilného systému pri $D = 0; 3$ na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



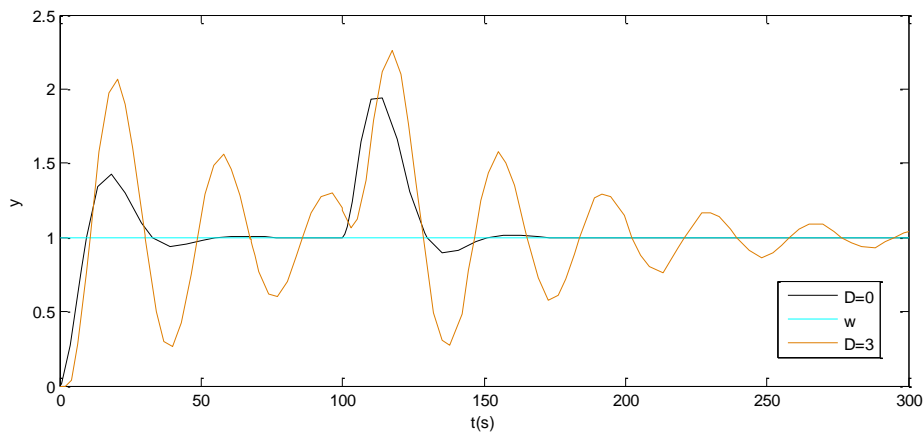
Obr.9. Priebek riadiacej veličiny pri $D = 0; 3$

Tab.4. Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

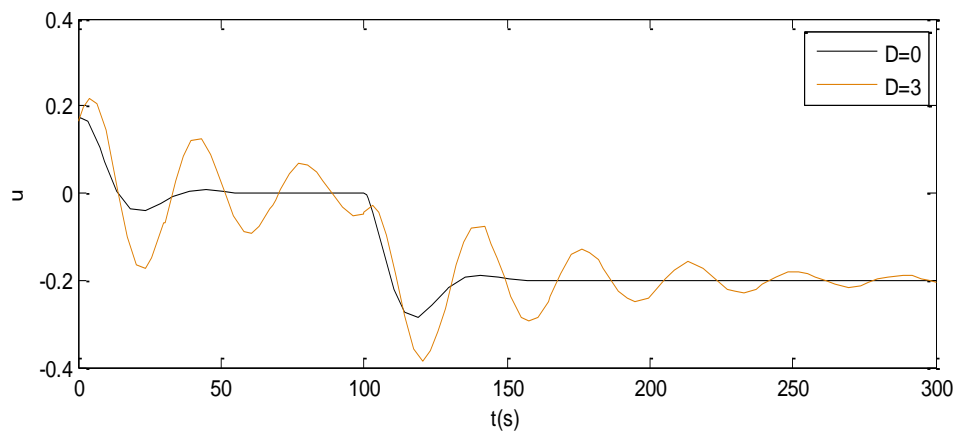
$\frac{1}{(3s+1)^2} e^{-0,1s}$	IAE
D=0	5,7
D=3	46,7

Pri $D=0$ dokáže regulátor odstrániť výskyt poruchy v čase 100 s veľkosťou 0,2. Regulátor je schopný riadiť po dopravne oneskorení rovné trom, pri vyšších hodnotách už nedokáže riadiť systém. Nestabilný systém JSOR už nedokázal riadiť na žiadanú hodnotu $w=1$ ani pri veľmi malých hodnotách D .

Prenos systému s integračnou činnosťou: $\frac{1}{s(3s+1)} e^{-0,1s}$



Obr. 10. Odozva systému s integračnou činnosťou pri $D = 0; 3$ na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



Obr. 11. Priebeh riadiacej veličiny pri $D = 0; 3$ a 10

Tab. 5. Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

$\frac{1}{s(3s + 1)} e^{-0,1}$	IAE
D= 0	29,5
D= 3	92
D= 10	∞

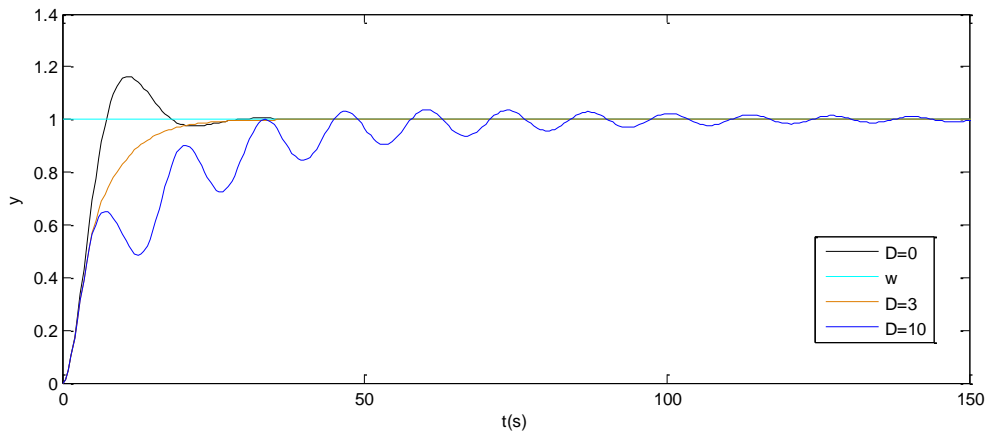
JSOR dokáže riadiť integračný systém s D po 2,9. Vyššie hodnoty D už neriadi na žiadanú hodnotu. V tab. 5. je vyhodnotené IAE, pri D =10 sa blíži k ∞ a vidieť že systém nebol riadený. Výskyt poruchy bol pri D=0 odstranený, ale pri D=3 regulátor nedokázal odstrániť poruchu.

5.2 Smithov prediktor pre model procesu ktorý je „ekvivalentný“ s reálnym procesom

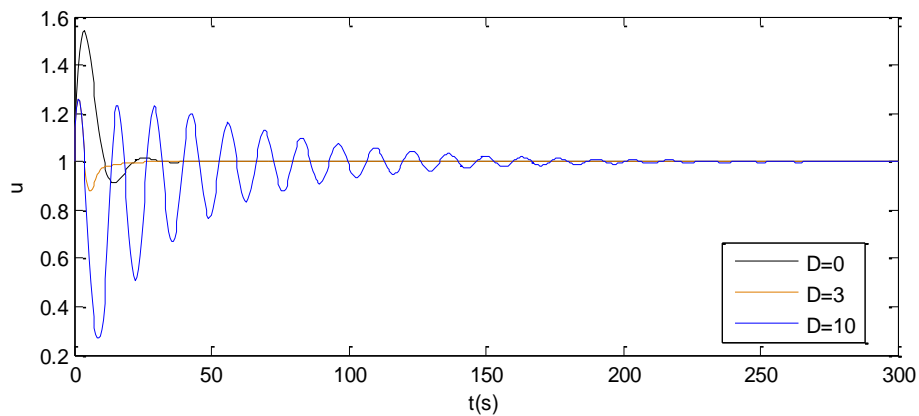
System 2. rádu - stabilný: $\frac{1}{(3s+1)^2} e^{-0,1s}$

Tab. 6. Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

$\frac{1}{(3s + 1)^2} e^{-0,1s}$	IAE
D= 0	5,1
D= 3	8
D= 10	15,6



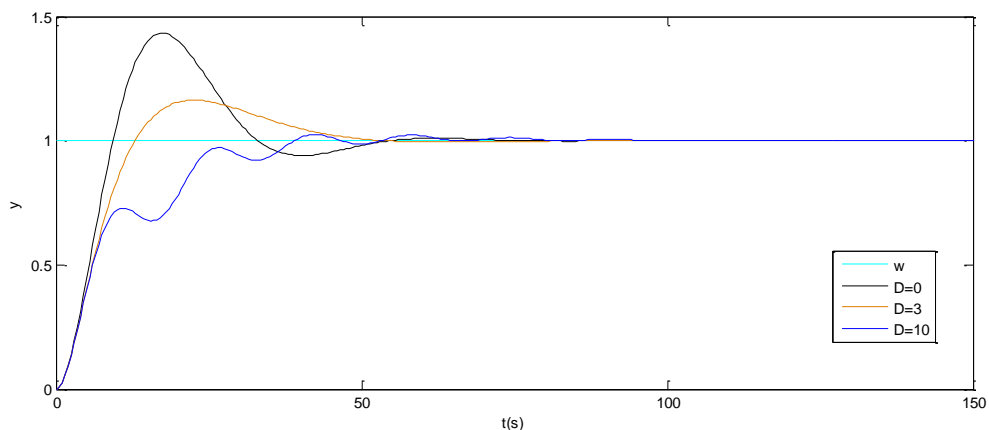
Obr. 12. Odozva stabilného systému pri $D = 0; 3$ a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



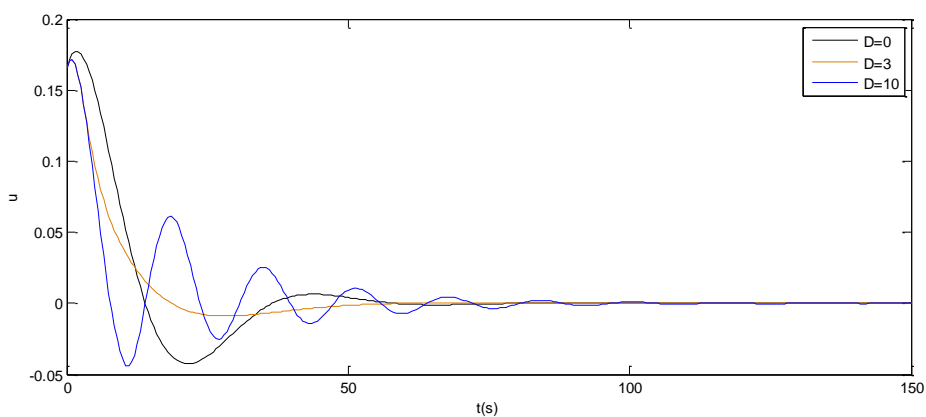
Obr. 13. Priebeh riadiacej veličiny pri $D = 0; 3$ a 10

Smithov prediktor je známy kompenzáciou poruchy ale len pre stabilne systémy. Smithov prediktor dokáže riadiť stabilný systém aj s vysokými hodnotami D . Pri výskyte poruchy v čase 100 s s veľkosťou $0,2$ sa porucha veľmi neprejavila a systém bol riadený na žiadanú hodnotu.

System s integračnou činnosťou: $\frac{1}{s(3s+1)} e^{-0,1s}$



Obr. 13. Odozva systému s integračnou činnosťou pri $D = 0; 3$ a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



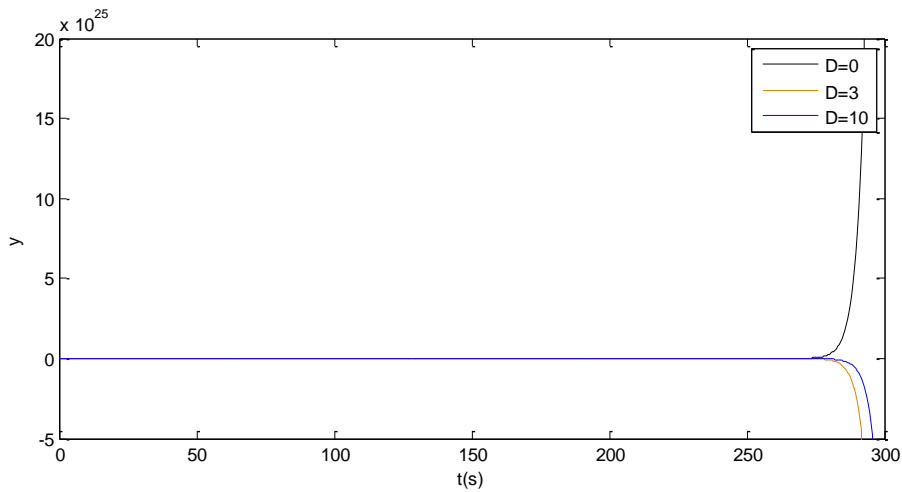
Obr.14. Priebek riadiacej veličiny pri $D = 0; 3$ a 10

Tab. 8. Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

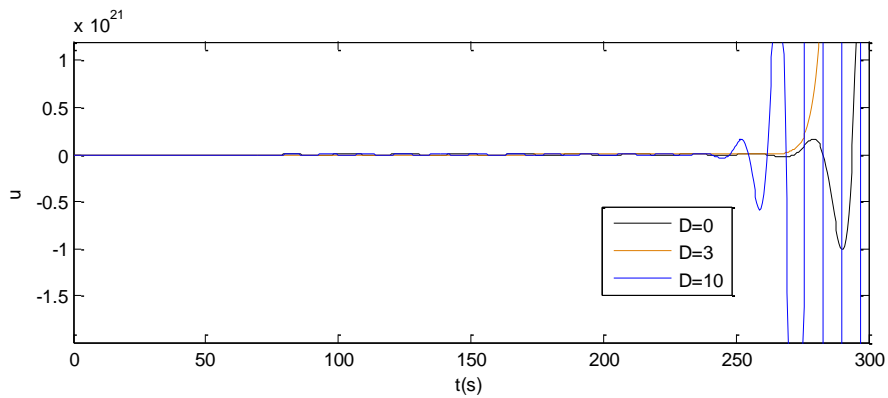
$\frac{1}{s(3s+1)} e^{-0,1s}$	IAE
$D=0$	12,2
$D=3$	8,07
$D=10$	10,7

SP systém s integračnou činnosťou riadi aj pri vysokých hodnotách D na žiadanú hodnotu $w=1$. Výskyt poruchy dokáže odstrániť.

System 2. rádu - nestabilný : $\frac{1}{(3s-1)^2} e^{-0,1s}$



Obr. 15. Odozva nestabilného systému s modelom pri $D = 0; 3$ a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



Obr. 16. Priebeh riadiacej veličiny pri $D = 0; 3$ a 10

Tab. 9. Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

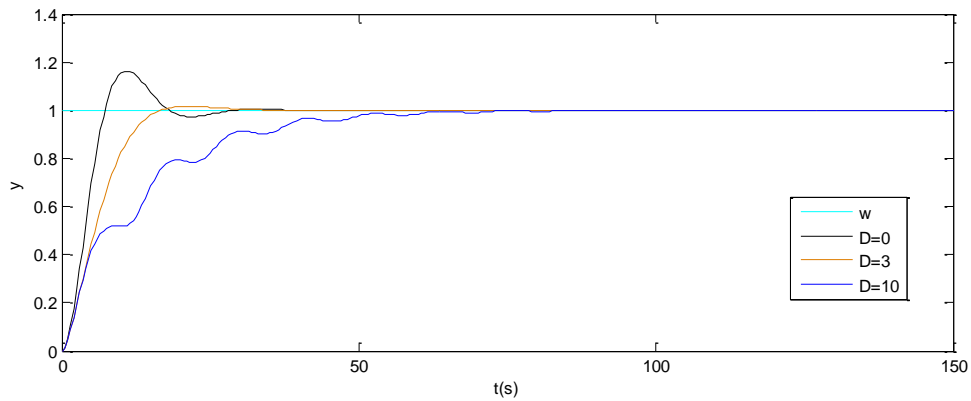
	IAE
$D= 0$	∞
$D= 3$	∞
$D= 10$	∞

Nestabilný systém sa nedá pomocou SP riadiť.

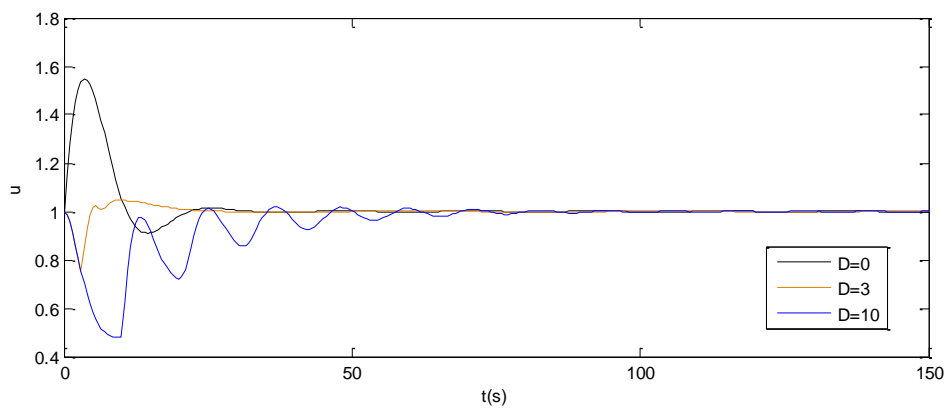
5.3 Smithov prediktor

Riadený stabilný systém 2. rádu: $\frac{1}{(3s+1)^2} e^{-0,1s}$

prenos modelu systému 2. rádu ako systém 1. rádu: $\frac{1}{(3s+1)} e^{-0,1s}$



Obr. 17. Odozva stabilného systému s modelom pri $D = 0$; 3 a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



Obr. 18. Priebeh riadiacej veličiny pri $D = 0$; 3 a 10

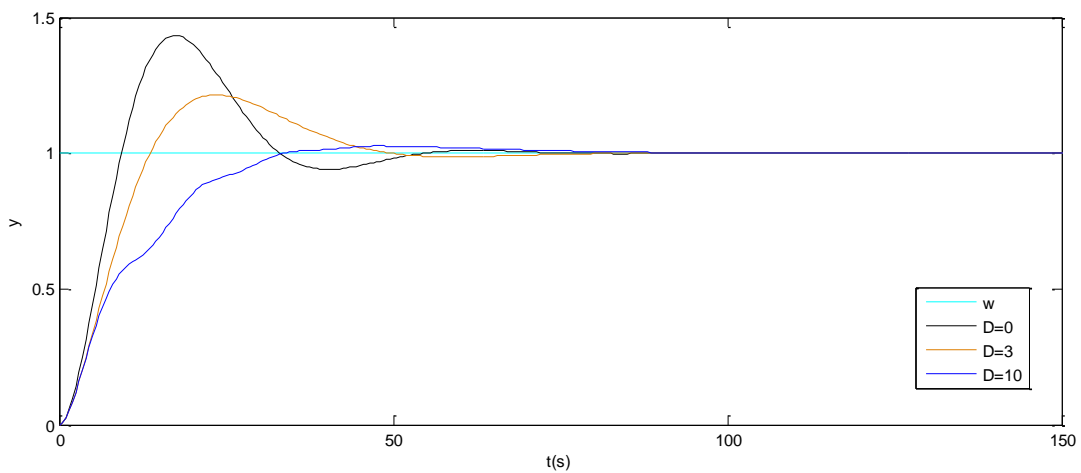
Tab. 10. Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

	IAE
D= 0	5,2
D= 3	5,1
D= 10	4,8

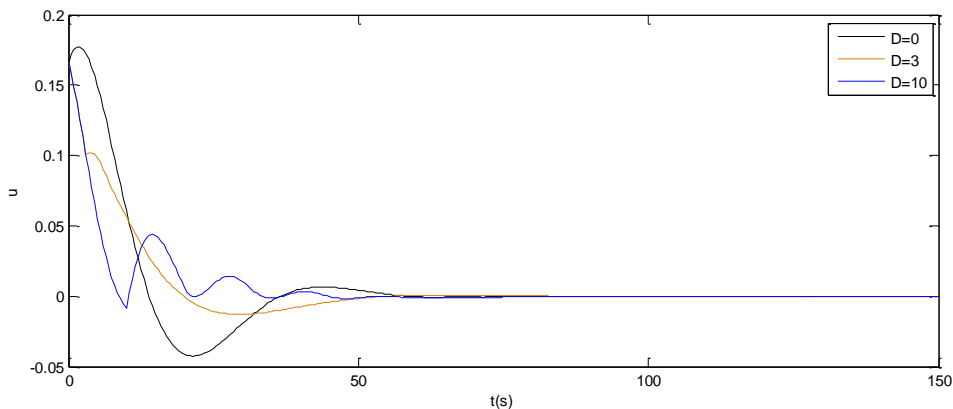
SP s modelom stabilného systému prvého rádu riadi systém na žiadanú hodnotu a odstraňuje poruchu. Pri vyšších hodnotách D dokáže riadiť lepšie ako SP s rovnakým modelom. Z obr. 17. vidieť, že porucha sa neprejavila ako to bolo pri SP s rovnakým modelom. SP je vhodný pre vysoké D pre stabilné systémy a aj pri výskyte poruchy.

Riadený prenos s integračnou činnosťou $\frac{1}{s(3s+1)} e^{-0,1s}$

Prenos modelu s integračnou činnosťou 2. rádu ako systém 1. rádu $\frac{1}{s} e^{-2,5s}$



Obr. 19. Odozva systému s integračnou činnosťou s modelom pri $D = 0; 3$ a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



Obr. 20. Priebeh riadiacej veličiny s modelom pri $D = 0; 3$ a 10

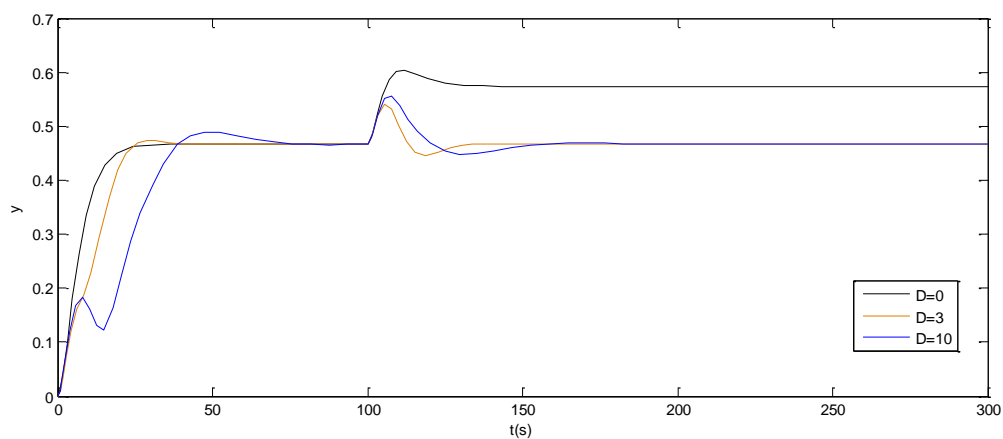
Tab. 11. Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

	IAE
D= 0	12,2
D= 3	8,1
D= 10	6,1

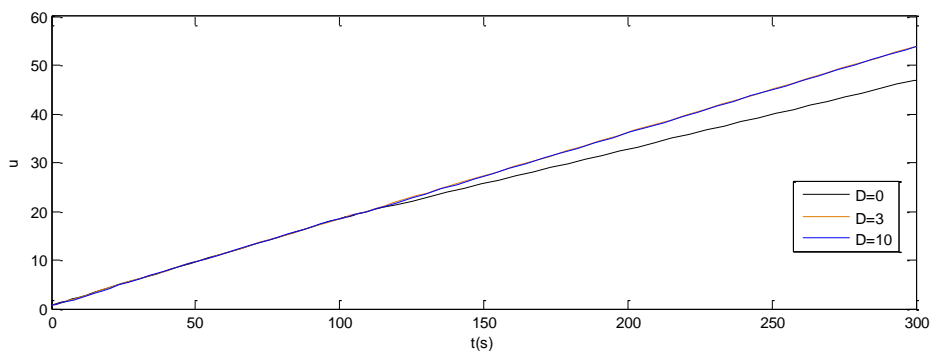
SP s rôznym modelom a systémom s integračnou činnosťou riadi na žiadanú hodnotu aj pri D=10. Výskyt poruchy v čase 100s a veľkosťou 0,2 dokáže odstrániť.

5.4 Majhiho modifikácia

Systém 2. rádu- stabilný: $\frac{1}{(3s+1)^2} e^{-0,1s}$



Obr. 21. Odozva stabilného systému pri D = 0; 3 a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



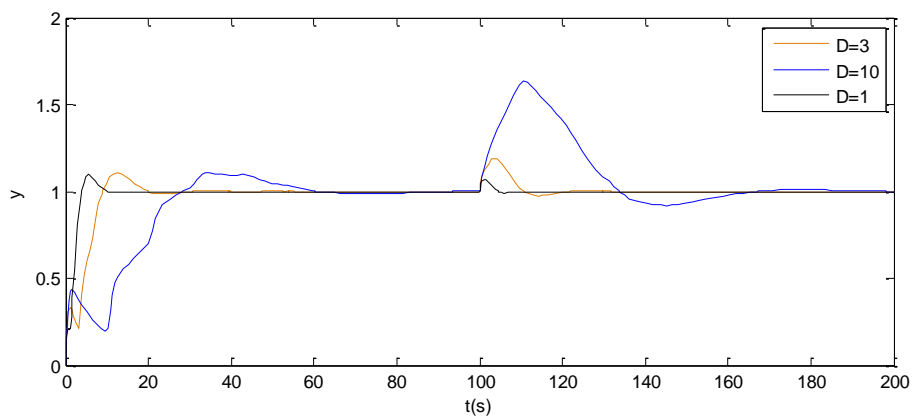
Obr. 22. Priebek riadiacej veličiny pri $D = 0; 3$ a 10

Tab. 12. Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

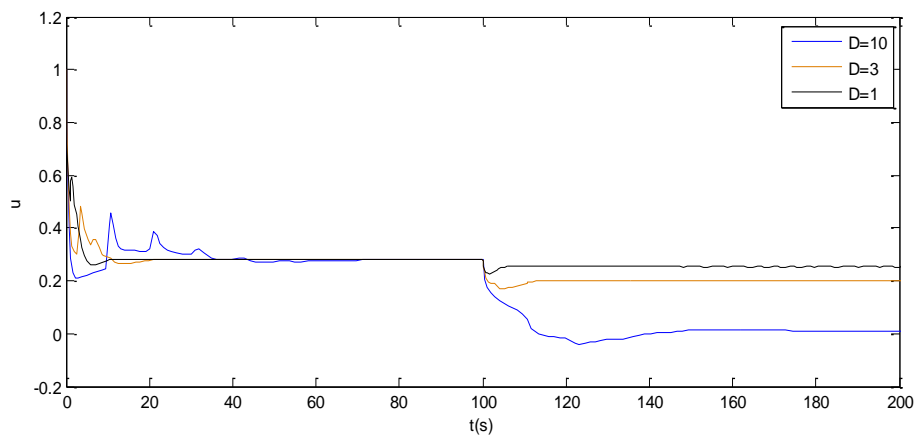
	IAE
$D= 0$	142
$D= 3$	165
$D= 10$	167

Majhiho modifikácia sa používa pre nestabilné systémy a systémy s integračnou činnosťou. Na obr.21. je stabilný systém, ktorého navrhnutý regulátor po prejavení sa poruchy neriadi na žiadanú hodnotu.

Systém s integračnou činnosťou: $\frac{1}{s} e^{-0,1s}$



Obr.23 . Odozva systému s integračnou činnosťou pri $D = 1; 3$ a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



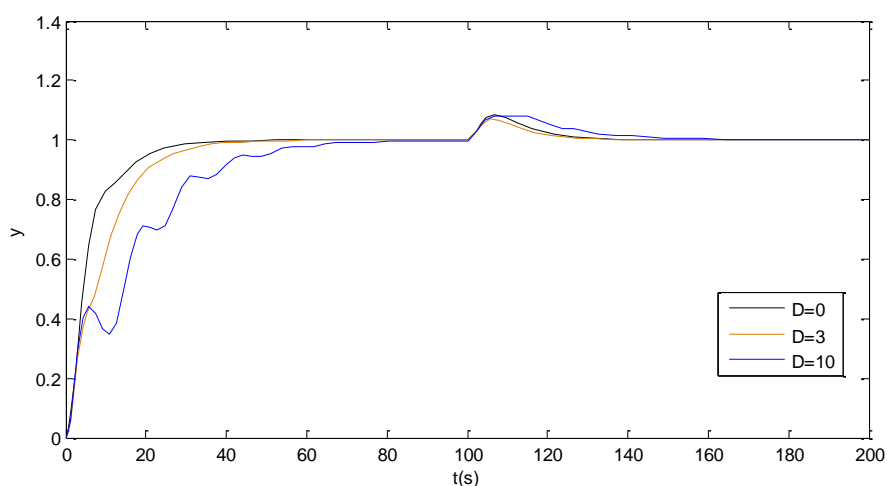
Obr. 24. Priebeh riadiacej veličiny pri $D = 1; 3$ a 10

Tab.13 . Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

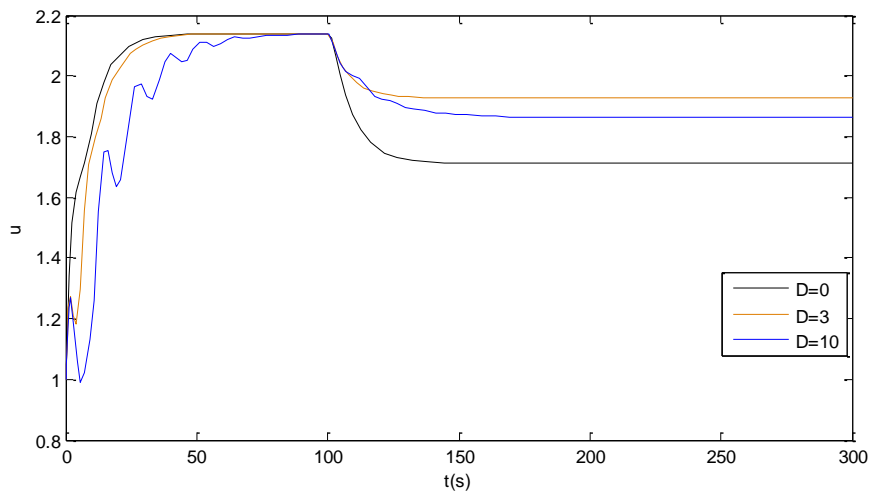
	IAE
D= 1	2,4
D= 3	6,3
D= 10	28

Majhiho modifikácia dokáže riadiť systém s integračnou činnosťou. Z obr.23. je zrejmé, že pri vyšších hodnotách D regulátor dokáže riadiť na žiadanú hodnotu aj po výskyte poruchy v čase 100 s veľkosťou 0,2.

Systém 2. rádu - nestabilný: $\frac{1}{(3s-1)^2} e^{-0,1s}$



Obr.25 . Odozva nestabilného systému pri $D = 0; 3$ a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



Obr. 26. Priebeh riadiacej veličiny pri $D = 0; 3$ a 10

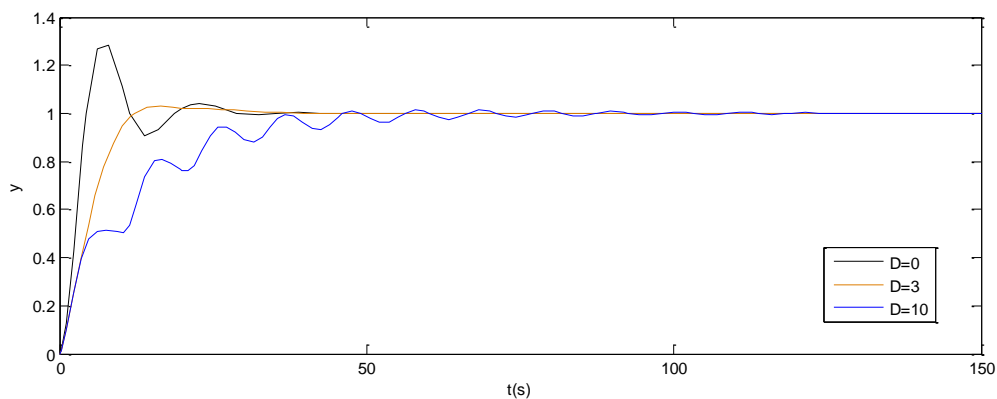
Tab.13 . Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

	IAE
$D= 0$	7,8
$D= 3$	10.45
$D= 10$	18,5

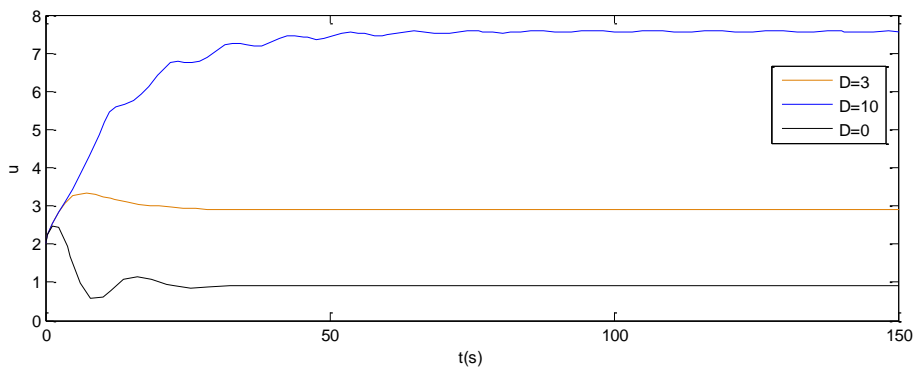
Nestabilný systém Majhiho modifikácia dokáže riadiť. Vplyv poruchy v čase 100 a veľkosťou 0,2 dokázal odstrániť, po výskyte poruchy riadi na žiadanú hodnotu $w=1$.

5.5 Vítečkovej modifikácia:

System 2. rádu - stabilný: $\frac{1}{(3s+1)^2} e^{-0,1s}$



Obr.27. Odozva stabilného systému pri $D = 0; 3$ a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



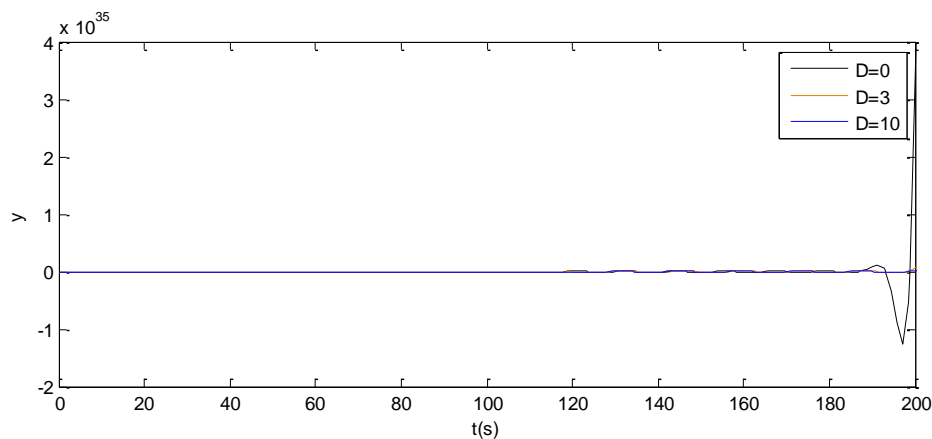
Obr. 28. Priebeh riadiacej veličiny pri $D = 0; 3$ a 10

Tab. 14. Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

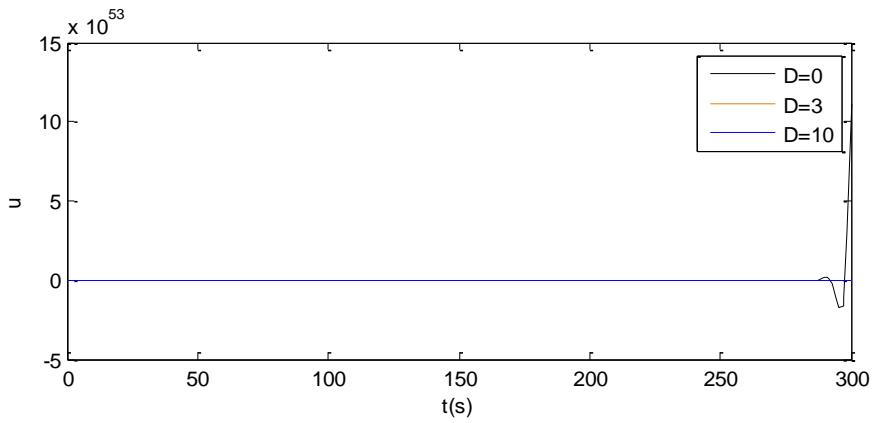
	IAE
$D = 0$	4,6
$D = 3$	5,2
$D = 10$	11,8

Regulátor je schopný odstrániť poruchu a riadi systém aj pri vysokých hodnotách D .

System 2. rádu - nestabilný: $\frac{1}{(3s-1)^2} e^{-0,1s}$



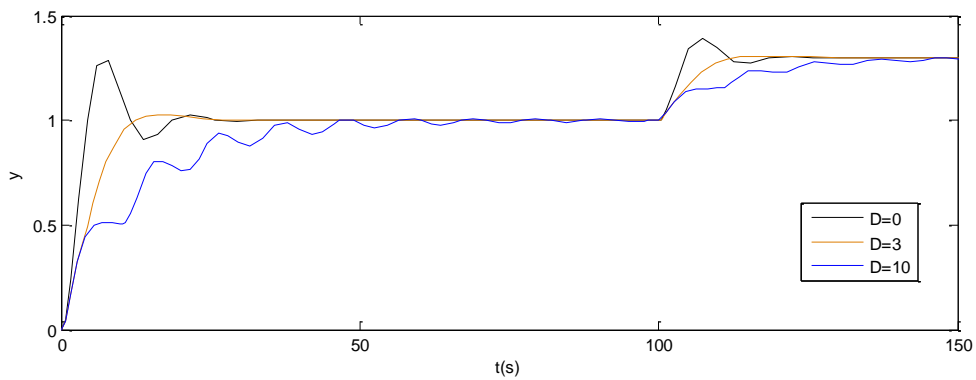
Obr. 29. Odozva nestabilného systému pri $D = 0; 3$ a 10 na žiadanú hodnotu s poruchou v čase 100 s veľkosťou 0.2



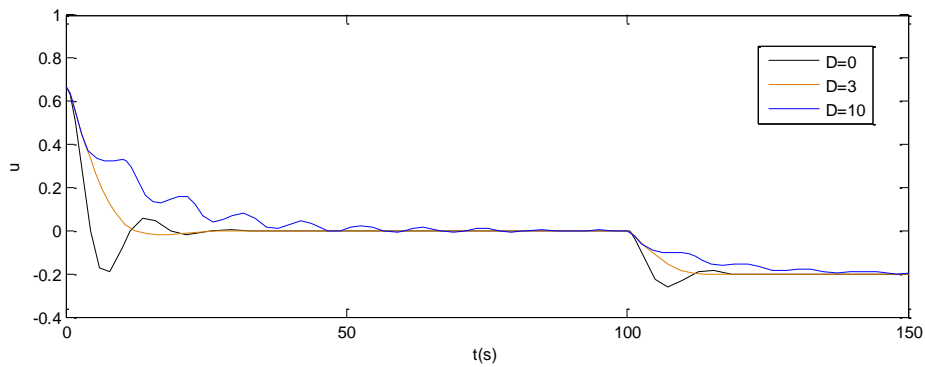
Obr. 30. Priebek riadiacej veličiny pri $D = 0; 3$ a 10

VM nestabilný systém neriadi.

System s integračnou činnosťou: $\frac{1}{s(3s+1)} e^{-0,1s}$



Obr. 31. Odozva systému s integračnou činnosťou pri $D = 0; 3$ a 10 na žiadanú hodnotu



Obr. 32. Priebek riadiacej veličiny pri $D = 0; 3$ a 10

Tab. 16. Vyhodnotenie priebehu riadenia na základe IAE

	IAE
$D= 0$	275
$D= 3$	275
$D= 10$	280

VM systému s integračnou činnosťou na základe vypočítaného regulátora riadi systém. Vplyv poruchy sa prejaví ale regulátorom je odstránený aj pri vyšších hodnotách D . Nevýhodou je, že po výskyte poruchy už nedokáže riadiť na žiadanú hodnotu $w=1$.

Záver

Hlavným cieľom bakalárskej práce bol výber rozvetvených regulačných obvodov, vhodných pre riadenie systémov s dopravným oneskorením a návrh vhodných regulátorov pre riadenie vybraných typov riadených systémov.

Riadené systémy boli stabilný systém 2. rádu, nestabilný systém 2. rádu a systém s integračnou činnosťou. Uvedené systémy boli riadené aj pri výskyte poruchy. Pre systémy boli navrhnuté regulátory Naslinovou metódou a Strejcovou metódou. Systémy boli riadené v jednoduchom regulačnom obvode a potom pomocou rozvetvených regulačných obvodov so Smithovým prediktorom. Smithov prediktor bol zapojený aj v modifikácii podľa Vítečkovej a Majhiho.

Jednoduchý regulačný obvod je vhodný pre riadenie stabilného systému s malým dopravným oneskorením, kedy odstráni aj poruchu.

Smithov prediktor je zložený z modelu procesu bez dopravného oneskorenia a modelu dopravného oneskorenia. Čím presnejší je model, tým lepšie je dopravné oneskorenie kompenzované. SP je vhodný najmä pre stabilné systémy s vysokým dopravným oneskorením. Ak je systém bez poruchy, SP riadi nestabilné systémy a systémy s integračnou činnosťou.

Majhiho modifikácia je vhodná najmä pre nestabilné systémy a systémy s integračnou činnosťou s malým dopravným oneskorením. Dokáže riadiť systémy aj pri výskyte poruchy na žiadanú hodnotu.

Vítečkovej modifikácia neobsahuje model riadeného systému. Systém s integračnou činnosťou, po vplyve poruchy neriadi na žiadanú hodnotu. Nestabilný systém neriadi. Stabilný systém dokáže riadiť aj po výskyte poruchy na žiadanú hodnotu.

Na posúdenie kvality regulačného pochodu bol použitý ukazovateľ IAE. Čím nižšia hodnota IAE, tým kvalitnejšia odozva URO.

Zoznam Literatúry

Bakošová M., Fikar M., Riadenie procesov: STU Bratislava, 2008. - Zv. 1 s. ISBN 978-80-227-2841-6..

Bihuňová M., Riadenie systémov s dopravným oneskorením, DP, - Bratislava: FCHPT STU, 2007.

Borkovič P., Robustné riadenie sústavy s dopravným oneskorením [Online]. - 20. 5 2010. - <http://www.kirp.chtf.stuba.sk/~borkovic/frprojekt.htm>.

Kachňák A., – Holišová M., Návrh fuzzy regulátora s kompenzáciou dopravného oneskorenia [Online]. - 20. 5 2010. -], [Ahttp://www.atpjournal.sk/casopisy/atp_04/pdf/atp-2004-03-90.pdf](http://www.atpjournal.sk/casopisy/atp_04/pdf/atp-2004-03-90.pdf).

Majhi S., Atherton D.P., Modified Smith predictor and controller for processes with time delay. IEE Preceeding Control Theory & Applications. - 1999.

Mikleš J., Dostál P., Mészáros A., Riadenie technologických procesov: Bratislava : STU, 1994.

Šulc B.,- Vítečková M., Teórie a praxe návrhu regulačných obvodu.: ČVUT, 2004. - ISBN 80-01-03007-5.