



**REPUBLIKA E SHQIPËRISË
UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANËS
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE**

**DISERTACION
PËR MBROJTJEN E GRADËS SHKENCORE
“DOKTOR”**

SISTEMET E KONTROLLIT ME VONESË KOHE

(ALGORITMAT INTELIGJENTE)

Përgatitur nga:

Msc. Ing. Ilir JUNIKU

Udhëheqës shkencor

Prof. Dr. Petraq MARANGO

Tiranë, 2017



REPUBLIKA E SHQIPËRISË
UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANES
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE

DISERTACION

i paraqitur nga

Msc. Ing. Ilir JUNIKU

Për marrjen e gradës shkencore

“DOKTOR”

në Inxhinieri Elektrike, Automatizim i Industrisë

SISTEMET E KONTROLLIT ME VONESË KOHE (ALGORITMAT INTELIGJENTE)

Mbrohet më datë 25.10.2017, para Jurisë të miratuar nga Rektori i UPT me shkresën nr.908/1, datë 08.09.2017.

- | | |
|------------------------------|-----------------|
| 1. Prof. Dr. Orion ZAVALANI | Kryetar |
| 2. Prof. Dr. Aida SPAHIU | Anëtar, Oponent |
| 3. Prof. Asoc. Genci SHARKO | Anëtar |
| 4. Prof. Asoc. Astrit BARDHI | Anëtar |
| 5. Prof. Dr. Zenun MULAJ | Anëtar, Oponent |

Deklaratë e Autorit mbi Origjinalitetin e Punimit

Me anë të kësaj deklarate, vërtetoj se unë, Ilir Juniku, jam autor i punimit të Doktoratës me titull:

“Sistemet e Kontrollit me Vonesë Kohe”

Deklaroj se, në dijeninë time të plotë, punimi im nuk shkel të drejtën e autorit të askujt dhe as cënon të drejtën e pronësisë. Çdo ide, teknikë, citim, apo ndonjë material tjetër nga puna e vetë autorit apo e autorëve të tjerë që janë të përfshirë në punimin tim, janë plotësisht të referuara, sipas standardeve të praktikave referuese.

Unë deklaroj nën përgjegjësinë time të plotë, se punimi është origjinal dhe nuk është plagjaturë. Ky punim, nuk është botuar apo nuk është në proces rishikimi për tu botuar diku tjetër.

Autori

Ilir Juniku

Firma

*Për ju,
më të shtrenjtit e mi,
Anita dhe Dante!*

Mirënjohje

Punimi i paraqitur në këtë tezë është kryer në Departamentin e Automatikës, Shkolla e Doktoraturës në Automatizim i Industrisë, Fakulteti i Inxhinierisë Elektrike, Universiteti Politeknik i Tiranës. Punimi shkencor ka filluar nga Marsi 2011.

Fillimisht, dëshiroj të shpreh mirënjohjen time të thellë për udhëheqësin tim, Prof. Petraq Marango, për mbështetjen e madhe e të pakursyer të tij, dhe për drejtimin e shkëlqyer gjatë gjithë periudhës së Doktoratës. E falenderoj nga zemra jo vetëm për ndihmën e dhënë karshi meje, por edhe për besimin, që unë do ia dilja të përfundoja me sukses këtë sfidë të madhe të jetës time. Këshillat dhe entuziazmi i tij më kanë dhënë gjithmonë impulset e duhura që të kapërceja problemet e hasura, dhe të përfundoja me sukses punën time shkencore. Një pjesë e madhe e meritës për suksesin e Shkollës së Doktoraturës i përket atij.

Një falënderim i veçantë shkon për Prof. Aida Spahiu, që gjithmonë më ka mbështetur në rrugën time akademike. Ju jam mirënjohës për udhëzimet e vlefshme dhe organizimin e suksesshëm të programit të Doktoraturës në Departamentin e Automatikës. Shumë faleminderit edhe Prof. Orion Zavalani për dhënien e komenteve dhe sugjerimeve të vlefshme gjatë referimeve në Departament.

Gjithashtu falënderoj të gjithë ish kolegët e mi në Shkollën e Doktoraturës, për momentet e këndshme që kemi kaluar, shkëmbimet e ideve dhe ndihmën e pakursyer. Nuk do i harroj kurrë emocionet e gjithësecilit gjatë prezantimeve që kryenim atyre pasditeve të vona të dimrit.

Një përshendetje e përzemërt për të gjithë Profesorët që pata fatin të punoj gjatë studimeve të Doktoraturës, duke qenë përsëri në rolin e një studenti. Në veçanti, falenderoj Prof. Gëzim Karapici, Prof. Aleksandër Xhuvani, dhe Dr. Leonard Gjini.

Në fund, por jo më pak të rëndësishmit, dëshiroj të falenderoj prindërit dhe vëllain tim për mbështetjen e pafundme.

Falënderimi më special shkon për shoqen time të jetës, Anitën, për dashurinë, mirëkuptimin dhe inkurajimin e saj në çdo moment të kësaj sfide. Të falenderoj për engjëllin që ke sjellë në jetë, Danten tonë të mrekullueshëm. Ju kërkoj falje për çdo “vonesë kohe” karshi jush, por kohën e humbur ju premtoj që do e rikuperoj shumë shpejt 😊! Ky punim ju dedikohet veç ju të dyve!

Illir Juniku

Tiranë, Qershor 2017

Përmbajtja

LISTA E FIGURAVE.....	1
LISTA E TABELAVE	7
PËRMBLEDHJE	9
LISTA E SHKURTIMEVE.....	11
1 HYRJE	15
1.1 HYRJE	15
1.2 MOTIVIMI.....	15
1.3 METODOLOGJIA E PËRDORUR	16
1.4 RËNDËSIA DHE KONTRIBUTI I STUDIMIT	17
1.4.1 Kontributi teorik.....	18
1.4.2 Kontributi metodologjik	21
1.5 STRUKTURA E TEMËS	23
1.6 REZULTATET E STUDIMIT	24
2 MODELET MATEMATIKE TË SISTEMEVE ME VONESË KOHE.....	27
2.1 PAK HISTORI.....	27
2.2 MODELET MATEMATIKE TË SISTEMEVE ME VONESË KOHE.....	29
2.2.1 Modelet matematike në fushën e kohës	29
2.2.2 Modelet matematike në fushën e Laplasit	29
2.2.3 Modelet matematike në fushën e frekuencës	30
2.3 MODELET TIPIKE TË SISTEMEVE ME VONESË KOHE.....	30
2.3.1 Modelet e proceseve vetëstabilizues me kohë vonese	31
2.3.2 Modelet e proceseve integrale me kohë vonese.....	32
2.3.3 Modelet e paqëndrueshme me një kohë vonese	33
2.3.4 Përafrimet polinomiale të termit të vonesës.....	34
2.3.5 Përfaqësimi i dinamikave të rendeve të larta me modele të reduktuara me kohë vonese.....	37
2.4 KLASIFIKIMI I PROCESVE ME VONESË KOHE.....	39
2.5 IDENTIFIKIMI ME BAZË EKSPERIMENTIN	39
2.5.1 Metodat e identifikimit të bazuara në përgjigjen shkallë ose impulsive.....	40
2.6 GABIMET E MODELIMIT NË PROCESIT ME VONESE KOHE	42

2.6.1	<i>Gabimi i modelimit për proceset vetëstabilizuese</i>	43
2.6.2	<i>Gabimi i modelimit për proceset integruese</i>	44
2.7	PROCESI I KONTROLLIT TË TEMPERATURËS	46
2.8	PROCESI I KONTROLLIT TË PRURJES	48
3	QËNDRUESHMËRIA E SISTEMEVE ME VONESË KOHE	49
3.1	VËSHTIRËSITË E KONTROLLIT TË SISTEMEVE ME VONESË KOHE	49
3.2	PROBLEMI I KONTROLLIT	49
3.3	QËNDRUESHMËRIA NË FUSHËN E FREKUENCËS	50
3.4	VLERËSIMI I CILËSISË PËR SISTEMET ME VONESË KOHE	52
3.4.1	<i>Cilësia në fushën e kohës</i>	52
3.4.2	<i>Vlerësimi integral i cilësisë</i>	53
3.4.3	<i>Cilësia në fushën e frekuencës</i>	54
3.5	KUFIZIMET E SISTEMIT NGA VONESA NË KOHË	56
4	KONTROLLI ME METODAT KLASIKE I SISTEMEVE ME VONESË KOHE	59
4.1	KONTROLLI PID	59
4.2	ANALIZA ME METODAT KLASIKE PID	61
4.2.1	<i>Metoda e rregullimit Ziegler-Nichols (ZN)</i>	61
4.2.2	<i>Metoda e rregullimit Cohen-Coon (CC)</i>	62
4.2.3	<i>Metoda e rregullimit Chien-Hrones-Reswick (CHR)</i>	63
4.2.4	<i>Metoda e rregullimit Wang, Juang, and Chan (WJC)</i>	63
4.2.5	<i>Metoda e rregullimit SIMC</i>	63
4.2.6	<i>Krahasimi i metodave klasike PID</i>	64
4.2.7	<i>Konkluzione</i>	73
4.3	PARASHIKUESI I SMITHIT	74
4.4	METODAT E PARASHIKIMIT ME ANË TË RREGULLATORËVE PID PËR PROCESIT ME VONESA KOHE	75
4.4.1	<i>Rregullatori ekuivalent për Parashikuesin e Smithit</i>	75
4.4.2	<i>Metoda e Kontrollit të Modelit të Brendshëm (IMC)</i>	77
4.4.3	<i>Metoda e Vendosijes së Polit Dominant</i>	78
4.4.4	<i>Krahasimi i metodave të parashikimit</i>	80
4.4.5	<i>Konkluzione</i>	85
4.5	KONTROLLI ROBUST ME ANË TË RREGULLATORËVE PID	85

4.5.1	<i>Rregullimi i proceseve vetëstabilizuese për kohë vonese dominuese</i>	85
4.5.2	<i>Analiza e parametrimit të rregullimit α</i>	87
4.5.3	<i>Struktura PID me dy shkallë lirie</i>	89
4.5.4	<i>Analiza e parametrave të rregullimit b dhe c</i>	90
4.5.5	<i>Kontrolli robust i proceseve integrale</i>	92
4.5.6	<i>Proceset me konstante kohe dominuese</i>	95
4.5.7	<i>Shembull krahasimi për rregullimin robust të proceseve me konstante kohe dominuese</i>	97
4.5.8	<i>Metodat e thjeshta të rregullimit</i>	99
4.5.9	<i>Cilësia e arritshme e rregullimit me rregullatorët PID</i>	100
4.5.10	<i>Konkluzione</i>	101
5	METODA GRAFIKE PËR PËRCAKTIMIN E KOEFICIENTËVE TË RREGULLATORËVE PID	103
5.1	HYRJE	103
5.2	FORMULIMI I PROBLEMIT	104
5.3	VLERËSIMI I CILËSISË ME ANË TË REZERVËS NË AMPLITUDË DHE FAZË	105
5.4	PËRCAKTIMI I RREGULLATORËVE PID	107
5.4.1	<i>Stabilizimi me rregullator PI</i>	107
5.4.2	<i>Stabilizimi me rregullator PD</i>	109
5.4.3	<i>Stabilizimi me rregullator PID</i>	110
5.5	KUFITË PËR REZERVAT E DËSHIRUARA NË AMPLITUDË DHE FAZË	112
5.6	SIMULIME E KRYERA ME METODËN E PROPOZUAR	113
5.6.1	<i>Rregullimi me rregullator PI dhe PD</i>	113
5.6.2	<i>Rregullimi me rregullator PID</i>	117
5.6.3	<i>Rregullimi me rregullator PI dhe PD për rezervë amplitude dhe faze të caktuar</i>	122
5.6.4	<i>Ndërtimi i zonave të qëndrueshmërisë për rregullatorë PID në planin 3-dimensional (K_p, K_i, K_d)</i>	128
5.7	KONKLUZIONE	129
6	KONTROLLI ME ANË TË INTELIGJENCËS LLOGARITËSE (ILL)	131
6.1	HYRJE	131
6.2	SISTEMET FUZZY	131
6.3	RRJETAT NEURALE	132

6.4	INTELIGJENCA SWARM	132
6.5	RREGULLATORI I PROPOZUAR FUZZY	138
6.6	REZULTATET E SIMULEMEVE PËR RREGULLATORIN FUZZY PID JOLINEAR.....	141
6.7	RREGULLATORI I PROPOZUAR NEURAL	143
6.8	REZULTATET E SIMULIMEVE PËR RREGULLATORIN NEURAL	145
6.9	RREGULLATORËT E PROPOZUAR PSO-PID DHE BFO-PID	149
6.10	KONKLUZIONE PËR METODAT E PROPOZUARA ME RREGULLATORË INTELIGJENTË.....	153
7	PËRFUNDIME DHE REKOMANDIME PËR TË ARDHMEN	155
7.1	PËRFUNDIME	155
7.2	REKOMANDIME PËR TË ARDHMEN	159
A.	SHTOJCË	161
	BLLOKSKEMAT NË SIMULINK-MATLAB.....	161
B.	SHTOJCË	171
	KODET NË MATLAB PËR KRYERJEN E SIMULIMEVE DHE NDËRTIMIN E FIGURAVE	171
8	LITERATURA E PËRDORUR.....	233

Lista e figurave

Figura 2.1 Përgjigja e modelit të rendit të parë dhe të dytë me vonesë kohe të procesit vetëstabilizues për hyrje shkallë njësi.....	32
Figura 2.2 Përgjigja e modelit të rendit të parë dhe të dytë me vonesë kohe të procesit integrues për hyrje shkallë njësi.....	33
Figura 2.3 Përgjigja e modelit të procesit të paqëndrueshëm për hyrje shkallë njësi.....	34
Figura 2.4 Krahاسimi i metodave të ndryshme të përafrimit të termit të vonesës së pastër $\tau = 1$ për rendin e parë	35
Figura 2.5 Krahاسimi i saktësisë së përafrimeve të termit të vonesës së pastër në fushën e frekuencës	36
Figura 2.6 Përmirësimi i përputhjes së funksionit të përafuar <i>Pade</i> me funksionin origjinal me rritjen e rendit të përafrimit	37
Figura 2.7 Karakteristikat e përfuara të proceseve reale dhe modeleve përfaqësuese me vonesë kohe	38
Figura 2.8 Përcaktimi i parametrave të modelit të rendit të parë me vonesë kohe me anë të procesit të identifikimit.....	41
Figura 2.9 Identifikimi i modelit me anë të metodës grafike me dy pika	42
Figura 2.10 Gabimi i modelimit për procesin vetëstabilizues për $Tn' = 0.4$, $Tek = 0.3$ dhe $\delta\tau = 20\%$	44
Figura 2.11 Gabimi i modelit për proceset integruese për $\delta\tau = 20\%$	45
Figura 2.12 Furra laboratorike	47
Figura 2.13 Eksperimenti për identifikimin e modelit për procesin e kontrollit të temperaturës	47
Figura 3.1 Skema klasike e një sistemi kontrolli me një shkallë lire.....	50
Figura 3.2 Përgjigja kalimtare, Diagrama Bode dhe Diagrama Nyquist e procesit.....	51
Figura 3.3 Diagrama Bode për madhësitë L , S dhe T	52
Figura 3.4 Karakteristika e funksionit ideal të ndjeshmërisë S për një proces me vonesë kohe	57
Figura 4.1 Sistemi i kontrollit me një rregullator PID	59

Figura 4.2 Krahasimi i metodave klasike <i>PID</i> për kontrollin e procesit të temperaturës për $\tau = 30$ sek	65
Figura 4.3 Krahasimi i metodave klasike <i>PID</i> për kontrollin e procesit të temperaturës për $\tau = 24$ sek	67
Figura 4.4 Krahasimi i metodave klasike <i>PID</i> për kontrollin e procesit të temperaturës për $T = 1140$ sek.	68
Figura 4.5 Krahasimi i metodave klasike <i>PID</i> për kontrollin e procesit kimik për $\tau = 93.9$ sek.	70
Figura 4.6 Krahasimi i metodave klasike <i>PID</i> për kontrollin e procesit kimik për $\tau = 75$ sek.	71
Figura 4.7 Krahasimi i metodave klasike <i>PID</i> për kontrollin e procesit të temperaturës për $T = 32$ sek.	72
Figura 4.8 Struktura e Parashikuesit të Smithit	74
Figura 4.9 Bllokskema ekuivalente e Parashikuesit të Smithit.....	75
Figura 4.10 Struktura e kontrollit <i>IMC</i>	77
Figura 4.11 Karakteristikat e përftuara për të katër metodat për rastin e parë për $\tau = 30$ sek	81
Figura 4.12 Karakteristikat e përftuara për të katër metodat për rastin e parë për $\tau = 36$ sek	82
Figura 4.13 Karakteristikat e përftuara për të katër metodat për rastin e dytë për $\tau = 93.9$ sek	84
Figura 4.14 Përgjigjet e sistemit për konturin e mbyllur për $\alpha = 0.1, 0.3, 0.5$	88
Figura 4.15 Rregullatori <i>PID</i> me 2 shkallë lirie	89
Figura 4.16 Krahasimi i metodave robuste me rregullator <i>PID</i> me dy shkallë lirie	91
Figura 4.17 Procesi integruar i kontrolluar nga amplifikimi K_0 dhe <i>PID</i> me filtër referues ...	93
Figura 4.18 Rregullimi për proceset me konstante kohe dominuese për metodat <i>PID</i> me model integruar dhe të qëndrueshëm	98
Figura 5.1 Sistemi i kontrollit me funksion shtesë për amplitudë dhe fazë të caktuar	112
Figura 5.2 Zona e qëndrueshmërisë në planin (K_p, K_i) për procesin G_1	114
Figura 5.3 Përgjigjet kalimtare në planin (K_p, K_i) për procesin G_2	114
Figura 5.4 Përgjigjet kalimtare në planin (K_p, K_i) për procesin G_3	114

Figura 5.5 Përgjigjet kalimtare në planin (Kp, Ki) për procesin $G4$	115
Figura 5.6 Përgjigjet kalimtare në planin (Kp, Kd) për procesin $G1$	115
Figura 5.7 Përgjigjet kalimtare në planin (Kp, Kd) për procesin $G2$	116
Figura 5.8 Përgjigjet kalimtare në planin (Kp, Kd) për procesin $G3$	116
Figura 5.9 Përgjigjet kalimtare në planin (Kp, Kd) për procesin $G4$	116
Figura 5.10 Përgjigjet kalimtare për procesin $G1$ në planin (Kp, Ki) për $Kd = 0.5, 1, 2, 4$	117
Figura 5.11 Përgjigjet kalimtare për procesin $G2$ në planin (Kp, Ki) për $Kd = 0.01, 100, 200, 300$	118
Figura 5.12 Përgjigjet kalimtare për procesin $G3$ në planin (Kp, Ki) për $Kd = 0.1, 1, 2, 3$	118
Figura 5.13 Përgjigjet kalimtare për procesin $G4$ në planin (Kp, Ki) për $Kd = 0.1, 0.2, 0.5, 1$	119
Figura 5.14 Përgjigjet kalimtare për procesin $G1$ në planin (Kp, Kd) për $Ki = 0.0015, 0.002, 0.003, 0.004$	120
Figura 5.15 Përgjigjet kalimtare për procesin $G2$ në planin (Kp, Kd) për $Ki = 0.2, 0.3, 0.4, 0.5$	120
Figura 5.16 Përgjigjet kalimtare për procesin $G3$ në planin (Kp, Kd) për $Ki = 0.2, 0.22, 0.24, 0.26$	121
Figura 5.17 Përgjigjet kalimtare për procesin $G4$ në planin (Kp, Kd) për $Ki = 0.1, 0.11, 0.12, 0.13$	121
Figura 5.18 Përgjigjet kalimtare për procesin $G1$ në planin (Kp, Ki) për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$)	122
Figura 5.19 Përgjigjet kalimtare për procesin $G2$ në planin (Kp, Ki) për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$)	123
Figura 5.20 Përgjigjet kalimtare për procesin $G3$ në planin (Kp, Ki) për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$)	123
Figura 5.21 Përgjigjet kalimtare për procesin $G4$ në planin (Kp, Ki) për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$)	124
Figura 5.22 Përgjigjet kalimtare për procesin $G1$ në planin (Kp, Kd) për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$)	124

Figura 5.23 Përgjigjet kalimtare për procesin $G2$ në planin (Kp, Kd) për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$).	125
Figura 5.24 Përgjigjet kalimtare për procesin $G3$ në planin (Kp, Kd) për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$).	125
Figurë 5.25 Përgjigjet kalimtare për procesin $G4$ në planin (Kp, Kd) për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$).	126
Figura 5.26 Përgjigjet kalimtare për procesin $G1$ në planin (Kp, Ki) për $Kd = 2$, për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$).	126
Figura 5.27 Përgjigjet kalimtare për procesin $G2$ në planin (Kp, Ki) për $Kd = 300$, për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$).	127
Figura 5.28 Përgjigjet kalimtare për procesin $G3$ në planin (Kp, Ki) për $Kd = 2$, për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$).	127
Figura 5.29 Përgjigjet kalimtare për procesin $G4$ në planin (Kp, Ki) për $Kd = 0.2$, për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($Ms = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($Ms = 1.4$).	128
Figura 5.30 Zonat e qëndrueshmërisë për procesin $G1$ në planin 3-dimensional (Kp, Ki, Kd) për K_d të caktuara.....	129
Figura 5.31 Zonat e qëndrueshmërisë për procesin $G2$ në planin 3-dimensional (Kp, Ki, Kd) për K_d të caktuara.....	129
Figura 6.1 Bllokskema e algoritmit <i>PSO</i>	134
Figura 6.2 Bllokskema e algoritmit <i>BFO</i>	136
Figura 6.3 Sistemi i inferences <i>Fuzzy</i>	139
Figura 6.4 Rregullatori <i>jolinear Fuzzy PID</i>	140
Figura 6.5 Funksionet e anëtarësisë së hyrjes	141
Figura 6.6 Sipërfaqja e kontrollit për rregullatorin <i>jolinear fuzzy PID</i>	142
Figura 6.7 Përgjigja kalimtare e procesit të kontrollit të temperaturës për rastin e rregullatorit <i>jolinear fuzzy PID</i>	142
Figura 6.8 Diagrama për procesin e trajnimit	144
Figura 6.9 Struktura e rrjetës neurale për modelin e procesit	145
Figura 6.10 Struktura e brendshme e rrjetës neurale	145

Figura 6.11 Funkzioni i aktivizimit për shtresën e fshehur	146
Figura 6.12 Funkcionet e aktivizimit për shtresën e daljes	146
Figura 6.13 Gabimi i arritur për modelin e rrjetës neurale për procesin e temperaturës.....	146
Figura 6.14 Diagrama Simulink për rrjetën neurale të modelit të procesit të temperaturës ...	147
Figura 6.15 Struktura e rrjetës neurale të rregullatorit.....	147
Figura 6.16 Diagrama Simulink për skemën e plotë të kontrollit me rrjetë neurale.....	148
Figura 6.17 Përgjigja e sistemit të kontrollit me rrjetë neurale	148
Figura 6.18 Skema e kontrollit e propozuar për procesin	149
Figura 6.19 Përgjigja kalimtare e procesit për metodat klasike.....	150
Figura 6.20 Përgjigjet kalimtare të procesit për algoritmin <i>PSO-PID</i>	152
Figura 6.21 Përgjigjet kalimtare të procesit për algoritmin <i>BFO-PID</i>	152
Figura 6.22 Përgjigjet më të mira kalimtare për procesin	153

Lista e tabelave

Tabela 1 Karakteristikat e cilësisë në fushën e frekuencës për procesin (34)	52
Tabela 2 Metoda e parë e rregullimit <i>ZN</i>	61
Tabela 3 Metoda e dytë e rregullimit <i>ZN</i>	62
Tabela 4 Metoda e rregullimit <i>CC</i>	62
Tabela 5 Metoda e rregullimit <i>CHR</i>	63
Tabela 6 Metoda e rregullimit <i>WJC</i>	63
Tabela 7 Metoda e rregullimit <i>SIMC</i>	64
Tabela 8 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.2.....	66
Tabela 9 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.3.....	67
Tabela 10 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.4.....	69
Tabela 11 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.5.....	70
Tabela 12 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.6.....	72
Tabela 13 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.7.....	73
Tabela 14 Rregullatori <i>PID</i> seri i përfutur me metodën <i>IMC</i>	78
Tabela 15 Karakteristikat e cilësisë për figurën 4.11.....	82
Tabela 16 Karakteristikat e cilësisë për figurën 4.12.....	83
Tabela 17 Karakteristikat e cilësisë për figurën 4.13.....	84
Tabela 18 Rregullatori <i>PID</i> standard	87
Tabela 19 Rregullatori <i>PID</i> paralel	87
Tabela 20 Karakteristikat e cilësisë për figurën 4.14.....	88
Tabela 21 Karakteristikat e cilësisë për rregullatorin <i>PID</i> me dy shkallë lirie.....	92
Tabela 22 Llogaritja e koeficientëve të rregullatorit <i>PID</i> me 2 shkallë lirie për proceset integrale	95
Tabela 23 Lidhja e koeficientëve të rregullatorit <i>PID</i> me parametrin γ	95
Tabela 24 Karakteristikat e cilësisë të përfutura për figurën 4.18.....	98

Tabela 25 Parametrat e <i>PID</i> standard të filtruar: (A) rregullimi për $T < 2\tau$. N.q.s. $\tau \gg T$ filtri i referimit është kryesisht jo i nevojshëm. (B) rregullimi për proceset integrale dhe proceset e qëndrueshëm me $T \geq 2\tau$.	99
Tabela 26 Baza e rregullave	141
Tabela 27 Rregullatorët <i>PID</i> të përfutur me algoritmat klasike	150
Tabela 28 Rregullatorët <i>PID</i> të përfutur me algoritmin inteligjent <i>PSO</i>	151
Tabela 29 Rregullatorët <i>PID</i> të përfutur me algoritmin <i>BFO</i>	152
Tabela 30 Karakteristikat e cilësisë së përgjigjeve kalimtare të procesit	153

Përmbledhje

Qëllimi i këtij studimi shkencor, ishte hulumtimi i literaturës ekzistuese, përcaktimi i ndikimit të vonesës në kohë në qëndrueshmërinë e sistemeve të kontrollit, vlerësimi dhe krahasimi i metodave të ndryshme të kontrollit të sistemeve me vonesë kohe dhe propozimi i metodave të reja për të përmirësuar cilësinë e kontrollit të këtyre sistemeve.

Arsyeja kryesore për zgjedhjen e kësaj fushe kërkimi ishin ndikimi negativ që vonesat në kohë i paraqesin qëndrueshmërisë së sistemeve të kontrollit dhe gjithashtu përkeqësimi i kriterëve të cilësisë së kontrollit të sistemeve në prani të vonesave në kohë.

Kështu, në kapitullin e parë të temës, bëhet një përmbledhje e literaturës dhe kërkimeve në fushën e sistemeve me vonesë kohe.

Në kapitullin e dytë të temës prezantohen modelet e ndryshme matematike që përfaqësojnë sistemet me vonesë kohe dhe gjithashtu metodat më të përdorshme për identifikimin e këtyre modeleve.

Në kapitullin e tretë trajtohet në aspektin teorik ndikimi në qëndrueshmërinë e sistemeve në prani të vonesave në kohë, dhe gjithashtu përcaktimi i cilësisë së sistemeve në fushën e kohës dhe frekuencës.

Në kapitullin e katërt kalohet në trajtimin teorik, vlerësimin dhe krahasimin e metodave të ndryshme klasike me rregullator PID, metodat parashikuese Smith, IMC, Vendosja e Polit Dominant dhe në fund metodat e kontrollit robust me dy shkallë lirie.

Në kapitullin e pestë, propozohet një metodë grafike për përcaktimin e të gjithë hapësirës 2 dhe 3 dimensionale të koeficientëve të rregullatorit PID që stabilizojnë sistemet me vonesë kohe.

Për përmirësimin e cilësisë së kontrollit të sistemeve me vonesë kohe, në kapitullin e 6 janë propozuar 3 metoda me rregullatorë të Inteligjencës Llogaritëse si rregullator fuzzy jolinear, rrjetat neurale dhe algoritmat e inspiruara nga natyra PSO dhe BFO. Gjithashtu janë paraqitur edhe krahasimet e karakteristikave të përfuara me këto rregullatorë inteligjentë me rregullatorët e përfuor me metodat klasike.

Në kapitullin e fundit përmbledhen konkluzionet e përfuara nga ky studim shkencor dhe jepen rekomandime për vazhdimin e kërkimit shkencor në këtë fushë studimi.

Lista e shkurtimeve

BFO	ang. Bacterial foraging optimization
CC	Cohen-Coon
CHR	Chien-Hrones-Reswick
DE	ang. Differential evolution
DTC	ang. dead time compensator
FOPDT	ang. First order plus dead time
GA	ang. Genetic algorithm
GMVC	ang. General minimum variance controller
GPC	ang. generalised predictive controll
ILL	Inteligjenca llogaritese
IMC	ang. Internal model control
LMI	ang. Linear matrix inequalities
PA	Parashikuesi analitik
PID	Proporcional-integrues-derivues
PO	Parashikuesi optimal
PSO	ang. Particle swarm optimization
SIMC	ang. Simple IMC
SOPDT	ang. Second order plus dead time
VGJR	Vendi gjeometrik i rrenjeve
WJC	Wang-Juang-Chan
ZN	Ziegler-Nichols

*Ata më të zgjuarit,
janë më të shqetësuarit,
për humbjen e kohës.*

Dante Aligeri

1 HYRJE

1.1 Hyrje

Në përshkrimin matematik të një procesi fizik, supozohet që sjellja e tij varet vetëm nga gjendjet aktuale (të çastit), supozim që zbatohet për një klasë të gjerë të sistemeve dinamike. Megjithatë, ka sisteme kur ky supozim nuk është i kënaqshëm dhe analiza e projektimi i këtyre modeleve sjell paqëndrueshmërinë e sistemit [1]. Në këto raste, është mirë që në sjelljen e sistemit të parashikohet edhe informacioni në lidhje me gjendjet e mëparshme të tij. Këto sisteme njihen si *sisteme me vonesë kohe*.

Prania e variablit vonesë në modelin e një sistemi ndodh për disa arsye si: matja e një variabli të sistemit, natyra fizike e sistemit ose transmetimi i sinjalit në sistem. Një klasifikim [2] i vonesave në lidhje me sistemet fizike ku ato shfaqen mund të jetë: teknologjike, transmetimi, dhe informacioni.

Sistemet me vonesa në kohë përfaqësojnë një klasë sistemesh me dimensione të pafundme [3], që përdoren për: i) përshkrimin e proceseve të avancimit dhe transportit, ii) në dinamikat e popullatës si riprodhimi, zhvillimi ose zhdukja [4], [5], iii) në sistemet ekonomike në vendimmarrjen për politikat e investimeve, evolucionin e tregjeve të komoditeteve, luhatjet e çmimeve, etj, iv) në rrjetat e komunikimit, ku transmetimi i të dhënave gjithmonë shoqërohet me një interval kohe jo-zero midis kohës së nisjes dhe kohës së mbërritjes së mesazhit ose sinjalit dhe v) në proceset e kontrollit në thjeshtimin e modeleve të rendeve të larta me modele të rendeve të ulëta me vonesë kohe [6].

1.2 Motivimi

Problemi i ndikimit të vonesës në qëndrueshmërinë e konturit të mbyllur të sistemeve lineare që përmbajnë vonesa në gjendjet, hyrjet dhe daljet e tyre, ka tërhequr vëmendjen e kërkimit shkencor në mbarë botën, sepse prezenca e vonesës indukon sjellje komplekse të sistemit të konturit të mbyllur si luhatje, paqëndrueshmëri, dhe cilësi të përkeqësuar [7], [8], ku disa sisteme destabilizohen për vonesa të vogla [7], dhe disa sisteme mund të stabilizohen për vonesa të mëdha [9], [10].

Të gjitha këto aspekte, disa prej tyre kontradiktore, motivojnë studimin e ndikimit të vonesave në veçoritë dinamike të sistemeve me konture të mbyllura, për dy arsye kryesore: i) për të kuptuar sesi prezenca e vonesës mund të përkeqësojë sjelljen e sistemit, dhe ii) të kontrollojë

efektet e tyre për arritjen e një cilësie më të mirë të sistemeve të kontureve të mbyllura, në varësi të tipit të zbatimit.

1.3 Metodologjia e përdorur

Simulimet janë kryer në softuerin inxhinierik *Matlab*, duke zbatuar metodat e projektimit të kontrollit, për modele të ndryshme procesesh me vonesë kohe. Në pjesën e parë të simulimeve, janë përfutur rregullatorët *PID* të bazuar në metodat klasike. Më pas janë krahasuar përgjigjet kalimtare të konturit të mbyllur për metodat e propozuara klasike *PID*. Nga rezultatet e përfutura, cilësia më e mirë e rregullimit përftohet me metodat *Chien-Hrones-Reswick* (mbirregullim 0%) dhe *Wang-Juang-Chan*.

Pjesa e dytë e simulimeve përfshin projektimin dhe simulimin e rregullatorit të propozuar *jolinear fuzzy PID*. Nga përdorimi i kësaj metode kontrolli inteligjente shihet një përmirësim i dukshëm i treguesve të cilësisë së kontrollit për procesin e kontrollit të temperaturës. Më pas është propozuar një metodë për kontrollin e këtij sistemi me vonesë kohe me anë të një rregullatori *neural*. Një *rrjetë neurale* është një analog elektrik i rrjetës neurale biologjike të njeriut. Rrjetat neurale janë sisteme procesimi paralele me informacion të shpërndarë. Ato karakterizohen nga fuqia llogaritëse, toleranca e gabimit, të mësuarit nëpërmjet të dhënave eksperimentale, dhe janë algoritma të një niveli të ulët që arrijnë cilësi të mirë në procesimin e të dhënave numerike. Ato janë të afta të përfaqësojnë me një saktësi të paracaktuar, pothuajse të gjitha funksionet jolineare që ndërtohen mbi të dhënat e identifikimit hyrje-dalje. Përderisa pjesa më e madhe e sistemeve praktike që ne njohim në industri janë të një natyre jolineare, rrjetat neurale janë ndër metodat më të pranueshme dhe më të përdorura të kontrollit inteligjent. Në rastin e marrë në shqyrtim, është zbatuar një projektim kontrolli me rrjetë neurale indirekte. Kontrolli neural indirekt bazohet në modelin e rrjetës neurale të procesit që do të kontrollohet. Sistemi i propozuar i kontrollit është i përbërë nga dy rrjeta neurale me lidhje të përpame me shumë shtresa që përdoren për të përfaqësuar edhe modelin e rrjetës neurale që përfaqëson funksionin e transmetimit të procesit me kohë vonese që shqyrtohet, dhe gjithashtu rregullatorin me rrjete neurale që përfaqëson jolinearitetet dhe ndryshimet në hyrje të sistemit. Modeli i rrjetës neurale të procesit ndërtohet duke u bazuar në procedurën e identifikimit të procesit. Të dhënat hyrje-dalje të procesit shqyrtohen duke marrë në konsideratë një sinjal të caktuar hyrjeje. Si hap i dytë, rregullatori i rrjetës neurale projektohet duke u bazuar në modelin neural të identifikuar të procesit me vonesë kohe. Në këtë rast janë zgjedhur rrjetat me shumë shtresa, sepse ato mund të përdoren për çdo tip modeli jolinear. Pjesa e dytë e simulimeve përfshin projektimin dhe simulimin e rregullatorit inteligjent të rrjetës neurale. Si hap i parë, regjistrohen

të dhënat e hyrjes nga një sinjal pseudorastësor, dhe të dhënat e daljes nga dalja e modelit të procesit të temperaturës. Këto të dhëna janë përdorur për të trajnuar rrjetën neurale që do të përfaqësojë procesin e temperaturës.

Në pjesën e fundit të disertacionit janë propozuar metodat inteligjente të bazuara në sjelljen e organizmave në natyrë si algoritmi *PSO* dhe *BFO*. Rezultatet e përfutuara tregojnë që këto algoritma janë mjaft eficientë në përcaktimin e koeficientëve optimalë të rregullatorëve *PID* dhe gjithashtu në përfitim të karakteristikave me cilësi rregullimi mjaft të mira.

1.4 Rëndësia dhe kontributi i studimit

Tema aktuale e doktoraturës ka për qëllim të hulumtojë projektimin e rregullatorëve të ndryshëm për përmirësimin e cilësisë së kontrollit të sistemeve me vonesë kohe.

Sistemet me vonesa në kohë përfaqësojnë një klasë sistemesh me dimensione të pafundme, që përdoren për: i) përshkrimin e proceseve të avancimit dhe transportit, ii) në dinamikën e popullatës si riprodhimi, zhvillimi ose zhdukja, iii) në sistemet ekonomike në vendimarrjen për politikën e investimeve, evolucionin e tregjeve të komoditeteve, luhatjet e çmimeve, etj, iv) në rrjetat e komunikimit, ku transmetimi i të dhënave gjithmonë shoqërohet me një interval kohe jo-zero midis kohës së nisjes dhe kohës së mbërritjes së mesazhit ose sinjalit dhe v) në proceset e kontrollit në thjeshtimin e modeleve të rendeve të larta me modele të rendeve të ulëta me vonesë kohe.

Vonesat janë prezente pothuajse në të gjitha proceset teknologjike duke ndikuar në sjelljen dhe projektimin e vetë procesit dhe rrjedhimisht dhe në produktin përfundimtar të teknologjisë. Kontrolli i proceseve me vonesë kohe është i vështirë për shkak të ndikimeve negative që kanë vonesat në cilësinë e kontrollit dhe qëndrueshmërinë e sistemit.

Proceset me vonesa kohe të konsiderueshme, janë të vështira për tu kontrolluar duke përdorur rregullatorët standard klasik të lidhjes së kundërt për shkak të:

- a) Ndikimit të shqetësimeve të cilat ndjehen në proces pas një kohe të konsiderueshme
- b) Ndikimit të veprimit të kontrollit i cili kërkon kohë të ndjehet në variablin që kontrollohet
- c) Veprimi i kontrollit që zbatohet duke u bazuar në gabimin aktual, përpiket të korrektojë një situatë që është gjeneruar në një moment të mëparshëm kohe.

Këto vështirësi mund të shpjegohen edhe në fushën e frekuencës. Termi i vonesës në këtë fushë paraqet një ulje të fazës së sistemit, e cila mund të shkaktojë paqëndrueshmëri të sistemit.

Mangësia më e madhe në projektimin e rregullatorëve *PID* për arritjen e kërkesave të cilësisë, është vështirësia e gjetjes së bashkësisë së plotë të rregullatorëve *PID* që sigurojnë qëndrueshmërinë e sistemit. Zgjidhja e këtij problemi është e nevojshme si hap i parë në projektimin racional të rregullatorëve *PID* bazuar në kërkesat e cilësisë. Në këtë studim, është paraqitur një metodë e ndryshme e bazuar në veprime të thjeshta analitike, të cilat do të përdoren për ndërtimin e kontureve të qëndrueshmërisë në planet parametrike të rregullatorëve *PID*. Kjo mundëson gjetjen e thjeshtë të rregullatorëve që mundësojnë qëndrueshmërinë dhe një cilësi të caktuar të sistemit të mbyllur. Gjithashtu, janë paraqitur formulat që derivojnë projektimin e rregullatorëve *PID* për modelet e njohura të proceseve të rendit të parë dhe të dytë me vonesë kohe, duke u bazuar edhe në kërkesat e caktuara të rezervës në amplitudë dhe fazë.

Rëndësia e këtij studimi ka të bëjë gjithashtu me krijimin e metodave inteligjente të kontrollit *fuzzy*, *neural*, *PSO* dhe *BFO*, të cilat përmirësojnë cilësinë e kontrollit të sistemeve me vonesë kohe. Duke qenë se vitet e fundit fusha e rregullatorëve të programueshëm ka marrë një zhvillim të madh, këto metoda kontrolli inteligjente mund të gjejnë lehtësisht zbatim në to, duke ulur kostot e projektimit dhe zbatimit të skemave të kontrollit të proceseve me vonesë kohe.

1.4.1 Kontributi teorik

Problemi i ndikimit të vonesës në qëndrueshmërinë e konturit të mbyllur të sistemeve lineare që përmbajnë vonesa në gjendjet, hyrjet dhe daljet e tyre, ka tërhequr vëmendjen e kërkimit shkencor në mbarë botën, sepse prezenca e vonesës indukon sjellje komplekse të sistemit të konturit të mbyllur si luhatje, paqëndrueshmëri, dhe cilësi të përkeqësuar, ku disa sisteme destabilizohen për vonesa të vogla, dhe disa sisteme mund të stabilizohen për vonesa të mëdha.

Të gjitha këto aspekte, disa prej tyre kontradiktore, motivojnë studimin e efekteve të vonesave në veçoritë dinamike të sistemeve me konture të mbyllura, për dy arsye kryesore: i) për të kuptuar sesi prezenca e vonesës mund të përkeqësojë sjelljen e sistemit, dhe ii) të kontrollojë efektet e tyre për arritjen e një cilësie më të mirë të sistemeve të kontureve të mbyllura, në varësi të tipit të zbatimit.

Ky disertacion ofron një qasje inovative analitike dhe metodologjike në projektimin e skemave të përmirësuara të kontrollit për sistemet me vonesë kohe. Ai kombinon trajtimin e skemave standard të kontrollit me përmirësimin e tyre drejt karakterit robust, duke rritur shkallët e lirisë me anë të parametrave shtesë të ndryshueshëm të rregullatorëve. Gjithashtu me anë të metodës së propozuar për gjetjen e bashkësisë së plotë të koeficientëve të rregullatorëve *PID* mund të ulen kostot e projektimit dhe të rritet fusha e zbatimit të njëjtit rregullator, për procese me

kohë vonese të ndryshueshme. Trajtimi i problemit në fushën e inteligjencës llogaritëse me anë të rregullatorëve inteligjentë *fuzzy*, *neural* dhe *algoritmeve PSO* dhe *BFO* rrit vlerat e studimit, duke pasur parasysh edhe zhvillimin e madh që ka marrë vitet e fundit fusha e informatikës dhe rregullatorëve të programueshëm.

Modelet e para të sistemeve me vonesë kohe, të përfaqësuara nga ekuacionet diferenciale funksionale, janë trajtuar nga *Ejler*, *Bernuli*, *Lagranzh*, *Laplasi* dhe shumë të tjerë në shekullin e 18, për studimin e problemeve gjeometrike. Në fillim të shekullit të 20, shumë probleme praktike u modeluan me ekuacione diferenciale funksionale, si problemi i viskoelasticitetit në 1909 dhe modeli *predatori-preja* në dinamikat e popullatës në 1928-1931 nga *Voltera*, problemet biologjike matematikore në 1934 nga *Kostyzin*, dhe problemi i stabilizimit të anijes në 1942 nga *Minorsky*.

Më vonë, *Pontryagin* arriti disa rezultate të shkëlqyera në fushën e zerove të kuazipolinomeve në 1942, dhe *Chebotaev* në fillim të viteve 40', publikoi një numër artikujsh në lidhje me problemin *Routh-Hurwitz* të kuazipolinomeve. Një artikull i *Myshkis* i vitit 1949 për herë të parë formuloi problemin e vlerës fillestare. *Krasovskii* zgjeroi teorinë e *Lyapunovit* në vitin 1956 edhe për sistemet me vonesë kohe. *Razumkihin* propozoi një metodë për eliminimin e funksioneve në analizën e qëndrueshmërisë së *Lyapunovit*.

Në teorinë e kontrollit, *Smith* propozoi një skemë për "lënien jashtë" të vonesës së kohës nga konturi i mbyllur, nqs njihet shumë mirë vlera e vonesës. Më vonë u vërtetua që vonesat në sistemet me kontur të mbyllur shoqërohen me ndjeshmëri ndaj pasaktësive të modelit, dhe mungesën e robusticitetit ndaj vonesave të vogla në kontrollin e disa sistemeve akustike. Në disa probleme kontrolli, rritja e vonesave në proces, nuk shfaq ndonjë problem dhe mund të kontribuojë në përmirësimin e përgjigjes së konturit të mbyllur. Vonesat e mëdha në konturet me lidhje të kundërt të madhësisë së forcës sjellin paqëndrueshmërinë në disa skema kontrolli të forcës/lëvizjes. Gjithashtu nga studiues të ndryshëm janë treguar efektet negative të vonesave llogaritëse në cilësinë e kontrollit të sistemit në rastin e përdorimit të rregullatorëve dixhitale në kohë reale. Në rrjetat neurale, transmetimi i sinjalit kërkon një madhësi kohe që mund të modelohet nëpërmjet vonesave dhe mënyra sesi ekzistenca e vonesës ndikon në dinamikat e modeleve të rrjetave neurale është treguar nga studiues të ndryshëm. Interesi për modelet me vonesa për përshkrimin e sistemit nervor qendror në proceset e mësimi u shfaq për herë të parë në vitet 50'.

Shumë procese në industri kontrollohen nga rregullatorët proporcional-integrues-derivues (*PID*). Për shkak se rregullimi i proceseve me vonesë kohe me anë të rregullatorëve *PID* është i

vështirë dhe cilësia që përfitohet për konturin e mbyllur është e kufizuar, ka pasur shumë kërkime në këtë fushë në lidhje me projektimin e metodave më të mira rregulluese me *PID*. Metodatat më të famshme për proceset me kohë vonese të vogël janë propozuar nga *Ziegler-Nichols*, *Cohen-Coon*, *Chien-Hrones-Reswick*, *Wang-Juang-Chan*, *Astrom-Hagglund*. Më vonë autorë të tjerë kanë propozuar metoda të tjera rregullimi me rregullatorë *PID* për proceset vetëstabilizues dhe të paqëndrueshëm me vonesë kohe.

Në përgjithësi, për proceset që mund të modelohen me funksione transmetuese të thjeshta me kohë vonese, mund të arrihet një kompromis i mirë midis karakterit robust dhe cilësisë së rregullimit, duke përdorur rregullatorët *PID*. Megjithatë, kur kërkohet një cilësi më e lartë rregullimi dhe gjithashtu koha e vonesës është shumë e madhe krahasuar me konstanten e kohës së vetë procesit, duhet përdorur një strategji kontrolli prediktive.

Është e qartë që zhvillimet në fushën e metodave numerike dhe teorisë së kontrollit, veçanërisht teoria e qëndrueshmërisë robuste, kanë kontribuar shumë në progresin e kërkimit në fushën e sistemeve me vonesë kohe. Ndër metodatat më të përdorura janë *qëndrueshmëria robuste*, *qëndrueshmëria kuadratike*, *vlera e vetme e strukturuar* dhe *pabarazitë matricore lineare* (ang. *linear matrix inequalities (LMI)*). Gjithashtu shumë eficientë kanë rezultuar edhe algoritmat e optimizimit konveks si psh *algoritmat e pikës së brendshme*.

Të gjitha këto aspekte, disa prej tyre kontradiktore, motivojnë studimin e efekteve të vonesave në veçoritë dinamike të sistemeve me konture të mbyllura, për dy arsye kryesore: i) për të kuptuar sesi prezenca e vonesës mund të përkeqësojë sjelljen e sistemit, dhe ii) të kontrollojë efektet e tyre për arritjen e një cilësie më të mirë të sistemeve të kontureve të mbyllura, në varësi të tipit të zbatimit.

Me anë të analizës së kryer në këtë temë, arrijmë në konkluzionin që gabimet në parashikimin e kohës së vonesës mund të kenë një efekt të madh në përshkrimin e gabimeve të modelimit të procesit. Nqs koha e vonesës është dominuese, ose të paktën është e rëndësishme, ky gabim do të jetë shkaku kryesor për kalimin e sistemit të konturit të mbyllur në paqëndrueshmëri.

Karakteristikat e përftuara nga rregullimi i parametrave të rregullatorit, shpesh nuk i plotësojnë kriteret e cilësisë së kontrollit të përcaktuara nga projektuesi. Kjo ndodh kryesisht për faktin se shumë procese në natyrë janë të rendit të lartë dhe karakterizohen nga vonesa në kohë dhe jo-linearitete. Për këtë arsye, ky studim është fokusuar në metodatat e optimizimit të bazuar në algoritme inteligjente, të cilat rezultojnë shumë efikase në zgjidhjen e problemeve të vështira optimizuese. Algoritmet, të frymëzuara nga karakteristikat dhe sjelljet e organizuara të

organizmave dhe mikroorganizmave në natyrë, kanë përfutur kohët e fundit një interes në rritje. Midis këtyre algoritmeve, janë përzgjedhur algoritmet e *optimizimi i bashkësisë së grimcave (PSO)* dhe *optimizimi i ushqimit të baktereve (BFO)* si metoda optimizimi. Këto dy metoda optimizimi janë përdorur për gjetjen e parametrave optimale të rregullatorit *PID* për sistemet e kontrollit të rendit të lartë me kohë vonese.

Hulumtimet e mëparshme mbi zbatimin e teknikave inteligjente për optimizimin e parametrave të rregullatorit *PID* në sistemet e rendit të lartë me kohë vonese, janë kryer duke përdorur algoritma të tilla si *algoritmi gjenetik (GA)* dhe *evolucioni diferencial (DE)*. *Algoritmi PSO* është provuar të jetë më efikas se algoritmi *GA* dhe gjithashtu ka një algoritëm më të thjeshtë dhe me më pak llogaritje. *Algoritmi BFO* është më kompleks dhe kërkon më shumë kapacitete llogaritëse krahasuar me algoritmin e *PSO*. Në këtë studim janë propozuar katër kritere të njohura të cilësisë së rregullimit si funksione të optimizimit. Këto kritere të cilësisë janë përdorur për të përfutur koeficientët optimalë të rregullatorit *PID*. Krahasimi i metodave të përfutimit të koeficientëve *PID* nga algoritmet *PSO* dhe *BFO* me ato të përfutura nga metodat klasike është trajtuar duke evidentuar përmirësimin e dukshëm të cilësisë së kontrollit.

1.4.2 Kontributi metodologjik

Originaliteti i disertacionit të paraqitur konsiston edhe në metodologjinë e saj. Në këtë studim janë përzgjedhur disa metoda kontrolli klasike *PID* që përdoren shpesh në praktikë: *Metoda Ziegler-Nichols (ZN)*, *metoda Cohen-Coon (CC)*, *metoda Chien-Hrones-Reswick (CHR)*, *metoda Wang-Juang-Chan (WJC)*, dhe një metodë e thjeshtë rregullimi e derivuar nga metoda *SIMC* e quajtur *IMC e thjeshtë (ang. Simple IMC)*.

Mangësia më e madhe në projektimin e rregullatorëve *PID* për arritjen e kërkesave të cilësisë, është vështirësia e gjetjes së bashkësisë së plotë të rregullatorëve *PID* që sigurojnë qëndrueshmërinë e sistemit. Zgjidhja e këtij problemi është e nevojshme si hap i parë në projektimin racional të rregullatorëve *PID* bazuar në kërkesat e cilësisë.

Një problem i rëndësishëm në kontrollin *PID* të sistemeve me vonesë kohe është llogaritja e bashkësisë së gjithë koeficientëve të rregullatorit *PID* të cilat sigurojnë qëndrueshmërinë dhe gjithashtu përmbushin kërkesat e dëshiruara të cilësisë të konturit të mbyllur. Problemi i përcaktimit të zonës së qëndrueshmërisë në hapësirën e koeficientëve të rregullatorit *PID* për një sistem linear të pavarur nga koha dhe pa vonesë kohe është studiuar në shumë punime, duke përdorur teoremën *Hermite-Biehler* për gjetjen e bashkësisë së koeficientëve *PID*. Në disa studime janë prezantuar frekuencat e vetme, në të cilët kufijtë e qëndrueshmërisë kthehen në

drejtëza për sistemet, të varura nga parametrat e rregullatorit. Gjithashtu janë llogaritur vendet gjeometrike në hapësirën e koeficientëve të rregullatorit PID në të cilat sistemi i konturit të mbyllur arrin qëndrueshmërinë dhe ku norma H^∞ e funksionit të transmetimit është mbajtur poshtë një vlere të caktuar. Më vonë janë llogaritur zona e koeficientëve të rregullatorit PID që siguron një rezervë të dëshiruar në amplitudë dhe fazë.

Për sistemet me vonesë kohe, kohët e fundit janë kryer disa studime që vlerësojnë të gjithë rregullatorët stabilizues PID për të siguruar një sjellje robuste dhe qëndrueshmëri robuste të sistemit.

Në këtë studim, është paraqitur një metodë e ndryshme e bazuar në veprime të thjeshta analitike, të cilat do të përdoren për ndërtimin e kontureve të qëndrueshmërisë në planet parametrike të rregullatorëve PID . Kjo mundëson gjetjen e thjeshtë të rregullatorëve që mundësojnë qëndrueshmërinë dhe një cilësi të caktuar të sistemit të mbyllur. Gjithashtu, janë paraqitur formulat që derivojnë projektimin e rregullatorëve PID për modelet e njohura të proceseve të rendit të parë dhe të dytë me vonesë kohe, duke u bazuar edhe në kërkesat e caktuara të rezervës në amplitudë dhe fazë.

Kontributi kryesor i këtij seksioni është përftimi i një metode të thjeshtë analitike të llogaritjes dhe më pas paraqitjes grafike të bashkësisë së koeficientëve të rregullatorit PID që sigurojnë qëndrueshmërinë e sistemit. Metoda mund të përdoret edhe për gjetjen e rregullatorëve PID që sigurojnë kritere të ndryshme të cilësisë, siç është kriteri i rezervës në amplitudë dhe fazë për sistemin. Krahasuar me metodat e tjera të ngjashme në literaturë, metoda nuk ka llogaritje të vështira për gjetjen e rregullatorëve stabilizues PI , PD dhe PID , por kërkon vetëm përgjigjen në frekuencë të funksionit transmetues të procesit. E njëjta procedurë mund të përdoret për gjetjen e rregullatorëve edhe kur jepen vetëm parametrat e procesit dhe jo përgjigja në frekuencë.

Më pas është kaluar në trajtimin e metodave të *inteligjencës llogaritëse*. Përdorimi i inteligjencës llogaritëse (*ILL*) si fushë është pasardhëse e inteligjencës artificiale. *ILL* bazohet në algoritmat heuristike siç janë *sistemet fuzzy*, *rrjetat neurale* dhe *inteligjenca swarm* (e bashkësive). *ILL* janë metoda që kombinojnë proceset e të mësuarit, adaptimit dhe evolucionit të cilat zbatohen më pas në zbatime inteligjente dhe inovative. Këto metoda kanë gjetur përdorim të gjerë në fusha si kontrolli automatik, eksperiencia e perceptimit, identifikimi i objekteve, analiza e sinjaleve, etj. *Rrjetat neurale* bazohen në mënyrën e funksionimit biologjik të sistemit nervor njerëzor. *Sistemet fuzzy* përafrojnë arsyetimin njerëzor duke përdorur terma linguistike jo të saktë (fuzzy). *Inteligjenca swarm* bazohet në sjelljen kolektive të bashkësive të

kafshëve dhe zogjve. *Algoritmi PSO* është krijuar nga *Eberhart* dhe *Kennedy* në 1995. *PSO* është një metodë llogaritëse optimizuese në fushën e inteligjencës artificiale, e përshtatshme për zgjidhjen e problemeve jolineare. Arkitektura e këtij algoritmi bazohet në modelet matematike që përfaqësojnë sjelljet natyrore të kafshëve, të tilla si sjelljet organizuese të zogjve në tufë për gjetjen e ushqimit. Algoritmi *PSO* funksionon duke përdorur një popullatë (bashkësi) zgjidhjesh të mundshme të quajtura *grimca*. Këto grimca ose ndryshe zgjidhjet potenciale të problemit optimizues, lëvizin rreth një hapësire kërkimi sipas një ligji të caktuar. Lëvizjet e grimcave udhëzohen nga pozicioni i tyre më i mirë i njohur në hapësirën e kërkimit, dhe gjithashtu edhe nga pozicioni më i mirë i njohur për të gjithë bashkësinë. Kur zbulohen pozicione më të mira, këto pozicione udhëzojnë lëvizjen e mëtejshme të grimcave. Procesi përsëritet derisa arrihet një zgjidhje e kënaqshme. Në këtë metodë optimizimi, një bashkësi grimcash vendosen në një hapësirë kërkimi d -dimensionale me një shpejtësi dhe pozicion të vendosur në mënyrë të rastësishme. Pozicioni fillestar i grimcës pranohet si pozicioni më i mirë për fillimin dhe më pas shpejtësia e grimcës riveksponohet duke u bazuar në eksperiencën e grimcave të tjera të tufës (popullatës). Algoritmi i *Optimizimit të Zhvillimit të Bakterieve* (ang. *bacterial foraging optimization (BFO)*) bazohet në kërkimin shkencor të kryer në lidhje me zhvillimin dhe sjelljen e bakterieve *E.coli*.

1.5 Struktura e temës

Tema e disertacionit është e organizuar në shtatë kapituj, të cilët janë të ndarë në pesë pjesë kryesore. Pjesa 1 përmban dy kapituj: Kapitulli 1 përshkruan mjetet metodologjike të përdorura, rëndësinë e këtij studimi dhe trajtimin teorik të problemit; Kapitulli 2 ofron një hyrje aktuale dhe zhvillon kornizën teorike të sistemeve me vonesë kohe.

Pjesa 2, e cila përmban kapitullin 3, trajton çështjen e qëndrueshmërisë së sistemeve me vonesë kohe, vështirësitë e kontrollit që shoqërojnë këto sisteme, kufizimet e sistemit në prani të vonesave dhe vlerësimin e cilësisë së kontrollit për këto sisteme.

Pjesa 3, e cila përmban kapitullin 4, fokusohet në trajtimin e kontrollit me anë të metodave klasike të sistemeve me vonesë kohe. Detaje të metodave të mirënjohura të projektimit të rregullatorëve *PID* si *Ziegler-Nichols*, *Cohen-Coon*, *Chien-Hrones-Reswick*, *Wang-Juang-Chan*, *SIMC* janë dhënë në këtë kapitull së bashku me rezultatet e përftuara nga simulimet. Në këtë kapitull janë trajtuar edhe disa metoda kontrolli parashikuese si *Parashikuesi Smith*, *Rregullatori ekuivalent për Parashikuesin e Smithit*, *Metoda e Kontrollit të Modelit të Brendshëm IMC*, dhe *Metoda e Vendosjes së Polit Dominant*. Për përftimin e objektivit të temës

për rritjen e cilësisë së rregullimit për proceset me vonesë kohe, në kapitullin 4 trajtohet edhe kontrolli robust me rregullatorë *PID* me dy shkallë lirie.

Pjesa 4, e cila përmban kapitujt 5 dhe 6, fokusohet në trajtimin teorik dhe kryerjen e simulimeve për metodat e propozuara, metodës grafike për përcaktimin e koeficientëve të rregullatorëve *PID* në kapitullin 5, dhe metodave inteligjente si *Logjika Fuzzy*, *Rrjetat Neurale* dhe *Inteligjenca Swarm* në kapitullin 6. Konkluzionet e përftuara nga kryerja e simulimeve për krahasimin e metodave të ndryshme jepen gjithashtu në fund të çdo kapitulli.

Pjesa 5 përfundon disertacionin me kapitullin 7, ku jepen konkluzionet dhe rezultatet kryesore të hulumtimit. Propozimet për thellimin e studimeve në fushën e sistemeve me vonesë kohe jepen në fund të kapitullit 7.

1.6 Rezultatet e studimit

Ky studim shkencor mundësoi realizimin e punimeve shkencore dhe pjesëmarrjen në disa konferenca ndërkombëtare si më poshtë:

Konferenca:

- I. **I. Juniku, P. Marango**, "*Një metodë grafike për përcaktimin e rregullatorëve PID në sistemet me vonesë kohe*", Konferenca e Shkencave Inxhinierike dhe e Teknologjisë së Informacionit, Takimi IX Vjetori Institutit Alb-Shkenca, Prishtine, 29-31 Gusht 2014, ISBN: 978-9951-518-11-6.
- II. **I. Juniku, P. Marango**, "*A comparison of PSO and BFO applications for the PID controller synthesis in time-delay systems*", Proceedings of the 2014 International Conference on Applied Mathematics, Computational Science & Engineering (AMCSE 2014), pp.320-332, Varna, Bulgaria, September 13-15, 2014, ISBN: 978-1-61804-246-0.
- III. **I. Juniku** "*A neural network application for control performance improvement in time delay systems*", Proceedings of the 1st International Conference in Computing, Information Technology and Business Applications (ICCITBA 2017), pp.119-130, Durres, Shqiperi, 6 Maj, 2017, ISBN: 978-9928-4387-5-1.

Publikime:

- I. **I. Juniku, P. Marango**, “*PID design with bio-inspired intelligent algorithms for high order systems*”, NAUN International Journal of Mathematics and Computers in Simulation, ISSN: 1998-0159, Volume 9, , pp.44-52, 2015, IF 1.11
- II. **I. Juniku, P. Marango**, “*Një përdorim i algoritmit inteligjent PSO për projektimin e kontrollit PID të një procesi të rendit të lartë*”, Buletini i Shkencave Teknike, Universiteti Politeknik i Tiranës, Nr.1, fq.05-12, 2015
- III. **I. Juniku, P. Marango**, “*An application of nonlinear fuzzy PID controller for performance improvement in a temperature control process*”, AJER-American Journal of Engineering Research, e-ISSN: 2320-0847, Volume 6, Issue 3, pp.01-06, 2017.

2 MODELET MATEMATIKE TË SISTEMEVE ME VONESË KOHE

2.1 Pak histori

Modelet e para të sistemeve me vonesë kohe, të përfaqësuara nga ekuacionet diferenciale funksionale, janë trajtuar nga *Ejler*, *Bernuli*, *Lagranzh*, *Laplasi* dhe shumë të tjerë në shekullin e 18, për studimin e problemeve gjeometrike. Në fillim të shekullit të 20, shumë probleme praktike u modeluan me ekuacione diferenciale funksionale, si problemi i viskoelasticitetit në 1909 dhe modeli *predatori-preja* në dinamikën e popullatës në periudhën 1928-1931 nga *Voltera*, problemet biologjike matematikore në 1934 nga *Kostyzin*, dhe problemi i stabilizimit të anijes në 1942 nga *Minorsky*.

Më vonë, *Pontryagin* arriti disa rezultate të shkëlqyera në fushën e zerove të kuazipolinomeve në 1942, dhe *Chebotarev* në fillim të viteve 40', publikoi një numër artikujsh në lidhje me problemin *Routh-Hurwitz* të kuazipolinomeve. Një artikull i *Myshkis* i vitit 1949 formuloi për herë të parë problemin e vlerës fillestare. *Krasovskii* zgjeroi teorinë e *Lyapunovit* në vitin 1956 edhe për sistemet me vonesë kohe. *Razumkihin* propozoi një metodë për eliminimin e funksioneve në analizën e qëndrueshmërisë së *Lyapunovit*.

Në teorinë e kontrollit, *Smith* [11] propozoi një skemë për “lënien jashtë” të vonesës së kohës nga konturi i mbyllur, nqs njihet shumë mirë vlera e vonesës. [12] tregoi që vonesat në sistemet me kontur të mbyllur shoqërohen me ndjeshmëri ndaj pasaktësive të modelit, dhe [13] vërtetoi mungesën e robusticitetit ndaj vonesave të vogla në kontrollin e disa sistemeve akustike. Në disa probleme kontrolli, rritja e vonesave në proces, nuk shfaq ndonjë problem dhe mund të kontribuojë në përmirësimin e përgjigjes së konturit të mbyllur [14]. Vonesat e mëdha në konturet me lidhje të kundërt të madhësisë së forcës sjellin paqëndrueshmërinë në disa skema kontrolli të forcës/lëvizjes [15]. Efekte negative të vonesave llogaritëse në cilësinë e kontrollit të sistemit në rastin e përdorimit të rregullatorëve dixhitalë në kohë reale, janë treguar gjithashtu në [16]. Në rrjetat neurale, transmetimi i sinjalit kërkon një madhësi kohe që mund të modelohet nëpërmjet vonesave. Disa mënyra sesi prania e vonesës ndikon në dinamikën e modeleve të rrjetave neurale është treguar në [17]. Komente mbi algoritmet e kontrollit të të mësuarit për sistemet me vonesa mund të gjenden në [18], [19], dhe interesi për modelet me vonesa për përshkrimin e sistemit nervor qendror në proceset e mësimin u shfaq për herë të parë në vitet 50' [8].

Shumë procese në industri kontrollohen nga rregullatorët proporcional-integrues-derivues (*PID*). Për shkak se rregullimi i proceseve me vonesë kohe me anë të rregullatorëve *PID* është i vështirë dhe cilësia që përfitohet për konturin e mbyllur është e kufizuar, ka pasur shumë kërkime në këtë fushë në lidhje me projektimin e metodave më të mira rregulluese me *PID*. Metodatat më të famshme për proceset me kohë vonese të vogël janë propozuar nga *Ziegler* dhe *Nichols* [20], *Cohen* dhe *Coon* [21], *Chien*, *Hrones* dhe *Reswick* [22], *Wang*, *Juang* dhe *Chan* [23], *Astrom* dhe *Hagglund* [24]. Më vonë autorë të tjerë kanë propozuar metoda të tjera rregullimi me rregullatorë *PID* për proceset vetëstabilizues dhe të paqëndrueshëm me vonesë kohe.

Në përgjithësi, për proceset që mund të modelohen me funksione transmetuese të thjeshta me kohë vonese, mund të arrihet një kompromis i mirë midis karakterit robust dhe cilësisë së rregullimit, duke përdorur rregullatorët *PID*. Megjithatë, kur kërkohet një cilësi më e lartë rregullimi dhe gjithashtu koha e vonesës është shumë e madhe krahasuar me konstanten e kohës së vetë procesit, duhet përdorur një strategji kontrolli prediktive [24]. Algoritmi i parë i rregullimit të kohës së vonesës u shfaq në artikullin e *Smith* në 1957 [25] dhe njihet si *Parashikuesi i Smithit*. Më pas, u propozuan dy parashikues të rëndësishëm: *Parashikuesi Analitik* (PA) [26] dhe *Parashikuesi Optimal* (PO) [27].

Gjatë 20 viteve të fundit, ka pasur disa modifikime të *Parashikuesit të Smithit*, që njihen si *kompensuesit e vonesës së kohës* (ang. dead time compensators (DTC)), që janë përdorur për të përmirësuar aftësitë rregulluese të *Parashikuesit të Smithit* për shqetësimet e matshme dhe të pamatshme të procesit, dhe për të rregulluar proceset e paqëndrueshme. Një përmbledhje shumë e mirë e modifikimeve të *Parashikuesit Smith* është dhënë në [28] dhe rezultatet e krahasimit të këtyre metodave janë paraqitur në [29], [30].

PO që përfshihen në fushën e kontrollit optimal kanë pasur një zhvillim të madh dekadat e fundit, duke u ndarë në dy grupe të mëdha: i) *Rregullatori me variancë minimale të përgjithshme* (ang. general minimum variance controller (GMVC)) [31] dhe ii) *rregullatorët parashikues të gjeneralizuar* (ang. generalised predictive controller (GPC)) [32].

Është e qartë që zhvillimet në fushën e metodave numerike dhe teorisë së kontrollit, veçanërisht teoria e qëndrueshmërisë robuste, kanë kontribuar shumë në progresin e kërkimit në fushën e sistemeve me vonesë kohe. Ndër metodatat më të përdorura janë *qëndrueshmëria robuste*, *qëndrueshmëria kuadratike*, *vlera e vetme e strukturuar* dhe *pabarazitë matricore lineare* (ang. linear matrix inequalities (LMI)). Gjithashtu shumë eficientë kanë rezultuar edhe *algoritmat e optimizimit konveks* si p.sh *algoritmat e pikës së brendshme*.

Të gjitha këto aspekte, disa prej tyre kontradiktore, motivojnë studimin e ndikimit të vonesave në veçoritë dinamike të sistemeve me konture të mbyllura, për dy arsye kryesore: i) për të kuptuar sesi prezenca e vonesës mund të përkeqësojë sjelljen e sistemit, dhe ii) të kontrollojë efektet e tyre për arritjen e një cilësie më të mirë të sistemeve të kontureve të mbyllura, në varësi të tipit të zbatimit.

2.2 Modelet matematike të sistemeve me vonesë kohe

Sistemet me vonesë kohe hyjnë në klasën e sistemeve me dimensione të pafundme. Duke patur parasysh vështirësinë e trajtimit të këtyre sistemeve, zakonisht sistemet me vonesë kohe trajtohen si sisteme me dimensione të fundme, duke përdorur metoda të ndryshme përafrimi si: *Përafrimi Pade* [3], *Seritë Fourier-Laguerre* [4], *Përafrimi racional optimal Hankel* [5], etj.

2.2.1 Modelet matematike në fushën e kohës

Sistemet me vonesë kohe paraqiten në fushën e kohës si ekuacione diferenciale lineare me vonesa. Si sisteme të vazhdueshme në kohë sistemet me vonesë kohe modelohen me anë të (1):

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + A_\tau x(t - \tau) \\ x(t) &= \phi(t), t \in [-\tau, 0]\end{aligned}\tag{1}$$

Si sisteme diskrete në kohë sistemet me vonesë kohe modelohen me anë të (2):

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Ax(k) + A_\tau x(k - \tau) \\ x(k) &= \phi(k), k = -\tau, -\tau + 1, \dots, 0\end{aligned}\tag{2}$$

ku $x(\cdot) \in \mathbb{R}^n$ është një vektor gjendjeje, $\phi(\cdot) \in \mathbb{R}^n$ është një kusht fillestar, A dhe A_τ janë matrica konstante reale të njohura, dhe τ është një konstante reale që përfaqëson vonesën në kohë.

2.2.2 Modelet matematike në fushën e Laplasit

Trajtimi i modeleve matematike të sistemeve me vonesë kohe në fushën e *Laplasit*, bëhet me anë të funksioneve transmetuese të sistemeve hyrje-dalje. *Transformimi i Laplasit* është një metodë matematikore që përdoret për studimin dhe zgjidhjen e ekuacioneve diferenciale lineare të pavarura nga koha. Ai lehtëson zgjidhjen e tyre, duke e transformuar modelin në një ekuacion algjebrik. Trajta e përgjithshme e funksionit transmetues që përfaqëson termin e vonesës së kohës, përftohet me anë të *veçorisë së zhvendosjes në kohë* në fushën e *Laplasit*. *Zhvendosja në*

kohë [6] është një funksion për të cilin ekziston integrali (3), që jepet me transformimin e vetë funksionit, pra $f(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} F(s)$, pra ai vonohet për masën e zhvendosjes.

$$F(s) = \mathcal{L}[f(t)] = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (3)$$

Kjo kohë quhet *koha e vonesës* ose *vonesa e pastër* dhe shënohet me τ ku $\tau \in \mathbb{R}^+$. Funksioni i zhvendosur në kohë do të jetë $y = f(t - \tau)$ dhe transformimi i tij në fushën e *Laplasit* jepet nga (4):

$$f(t - \tau) \xrightarrow{\mathcal{L}} e^{-\tau s} F(s) \quad (4)$$

Funksioni transmetues që përfaqëson në sistem *vonesën e pastër*, në rastin e një hyrje shkallë njësi përftohet nga (5):

$$\begin{aligned} y(t) = u(t - \tau) &\xrightarrow{\mathcal{L}} Y(s) = e^{-\tau s} U(s) \\ G(s) &= \frac{Y(s)}{U(s)} = e^{-\tau s} \end{aligned} \quad (5)$$

Pra vonesa e pastër përfaqësohet me anë të një funksioni transmetues, që është një funksion jo thyesor.

2.2.3 Modelet matematike në fushën e frekuencës

Duke marrë modelin linear të vonesës së pastër τ , të dhënë nga $G(s) = e^{-\tau s}$, për $\tau \in \mathbb{R}^+$, përgjigja në fushën e frekuencës përftohet duke llogaritur $G(jw) = e^{-jw\tau}$, për $w \in \mathbb{R}^+$. Amplituda dhe faza e funksionit transmetues G jepen nga (6):

$$|G(jw)| = |e^{-jw\tau}| = 1, \quad \varphi_{G(jw)} = -w\tau \quad \forall w > 0 \quad (6)$$

Meqenëse amplituda është e barabartë me 1, vonesa në kohe ndikon vetëm në madhësinë e fazës.

2.3 Modelet tipike të sistemeve me vonesë kohe

Modelet e thjeshta përdoren gjerësisht në industri për të paraqitur sjelljen dinamike të shumë proceseve. Shumica e këtyre modeleve përfshijnë një kohë vonese si pjesë të paraqitjes së procesit. Modelet lineare hyrje-dalje ndahen në: i) modelet e proceseve vetëstabilizues, ii) modelet e proceseve integruese dhe iii) ato të proceseve të paqëndrueshme. Modelet përftohen

nga procedurat e identifikimit duke përdorur një nga metodat e njohura të identifikimit të detajuara në seksionin 2.5.

2.3.1 Modelet e proceseve vetëstabilizues me kohë vonese

Më të përdorurit janë modeli i rendit të parë me kohë vonese (ang. *first order plus dead time (FOPDT)*) dhe modeli i rendit të dytë me kohë vonese (ang. *Second order plus dead time (SOPDT)*).

Modeli i rendit të parë përfaqësohet nga (7):

$$G(s) = \frac{K_p}{Ts + 1} e^{-\tau s} \quad (7)$$

Ku K_p , T , dhe τ janë numra realë. $T > 0$ është konstantja ekuivalente e kohës së procesit, $K_p > 0$ është amplifikimi statik, dhe $\tau > 0$ është koha e vonesës së procesit.

Ky model është ndoshta më i përdoruri në industri dhe përbën bazën e shumë prej rregullave klasike të projektimit të rregullatorëve PID.

Kur është e dëshirueshme për të paraqitur një përgjigje kalimtare më të butë në pjesën e parë të procesit kalimtar, ose një përgjigje kalimtare oshilatore, përdoret një proces i rendit të dytë me vonesë kohe (8).

$$G(s) = \frac{K_p e^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} = \frac{K_p e^{-\tau s}}{\frac{s^2}{w_n^2} + \frac{2\xi s}{w_n} + 1} \quad (8)$$

Ku K_p , T_1 , T_2 , ξ , w_n , dhe τ janë numra realë. Njësoj si në modelin e rendit të parë me vonesë kohe, K_p është amplifikimi statik, $\tau > 0$, është koha e vonesës së procesit, $T_1 > 0$ dhe $T_2 > 0$ janë konstantet e kohës së procesit në rastin e përgjigjes jooshilatore, ndërsa $\xi \in (0,1)$ koeficienti i shuarjes dhe $w_n > 0$ frekuenca natyrore, përdoren kur procesi paraqet një përgjigje oshilatore.

Figura 2.1 tregon karakteristikat përkatëse për modelin e rendit të parë dhe modelin e rendit të dytë me vonesë kohe. Modelet e përdorura të procesit në këtë simulim janë:

- i. Modeli i rendit të parë me vonesë kohe: $G_1(s) = \frac{2}{2s+1} e^{-5s}$
- ii. Modeli i rendit të dytë jooshilues me vonesë kohe: $G_2(s) = \frac{2}{5s^2+6s+1} e^{-5s}$
- iii. Modeli i rendit të dytë oshilues me vonesë kohe: $G_3(s) = \frac{2}{5s^2+2s+1} e^{-5s}$

Blokskema për kryerjen e simulimeve është paraqitur në Shtojcën B.

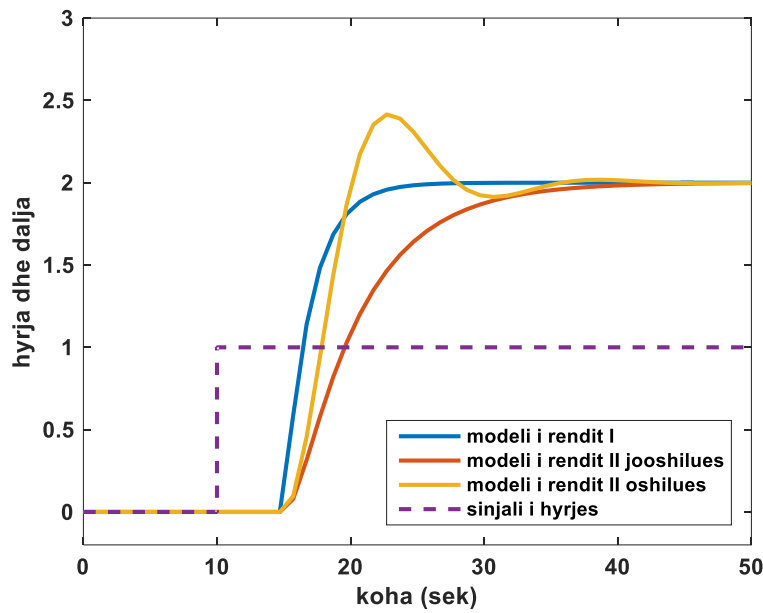


Figura 2.1 Përgjigja e modelit të rendit të parë dhe të dytë me vonesë kohe të procesit vetëstabilizues për hyrje shkallë njësi

2.3.2 Modelet e proceseve integrale me kohë vonese

Kur procesi shfaq sjellje integrale, mund të përdoren dy modele të thjeshta, modeli integrues i rendit të parë me kohë vonese, dhe modeli integrues i rendit të dytë me kohë vonese. Modeli integrues i rendit të parë me kohë vonese përfaqësohet nga (9):

$$G(s) = \frac{K_v}{s} e^{-\tau s} \quad (9)$$

Ku $\tau > 0$ është koha e vonesës dhe K_v është amplifikimi i shpejtësisë së procesit. Ashtu sikurse në rastin e procesit vetëstabilizues, për të përfaqësuar një përgjigje më të lëmuar në pjesën e parë të karakteristikës kalimtare, përdoret një model integrues i rendit të dytë me kohë vonese si në (10):

$$G(s) = \frac{K_v}{s(Ts + 1)} e^{-\tau s} \quad (10)$$

Ku parametri $T > 0$ është konstantja ekuivalente e kohës e pjesës jointegruese të procesit. Figura 2.2 tregon përgjigjen kalimtare të këtyre dy proceseve. Modelet e përdorura për simulimin janë:

- i. Modeli integrues i rendit të parë me kohë vonese: $G_1(s) = \frac{2}{s} e^{-5s}$

- ii. Modeli integrues i rendit të dytë me kohë vonese: $G_2(s) = \frac{2}{s(3s+1)} e^{-5s}$

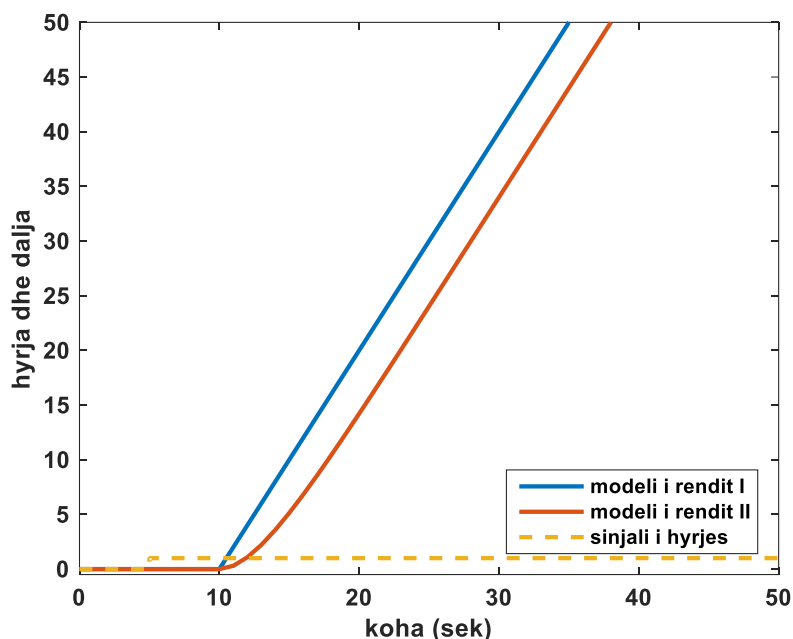


Figura 2.2 Përgjigja e modelit të rendit të parë dhe të dytë me vonesë kohe të procesit integrues për hyrje shkallë njësi

2.3.3 Modelet e paqëndrueshme me një kohë vonese

Në disa situata procesi mund të shfaqë sjellje të paqëndrueshme që mund të përfaqësohet nga (11):

$$G(s) = \frac{K_p}{Ts - 1} e^{-\tau s} \quad (11)$$

Ku $\tau > 0$ është koha e vonesës dhe $K_p > 0, T > 0$ përdoren për të përshkruar daljen e procesit në formën e një eksponencialeje rritëse. Figura 2.3 tregon përgjigjen kalimtare të këtij modeli.

Modeli i përdorur për simulimin është (12):

$$G(s) = \frac{2}{s - 1} e^{-\tau s} \quad (12)$$

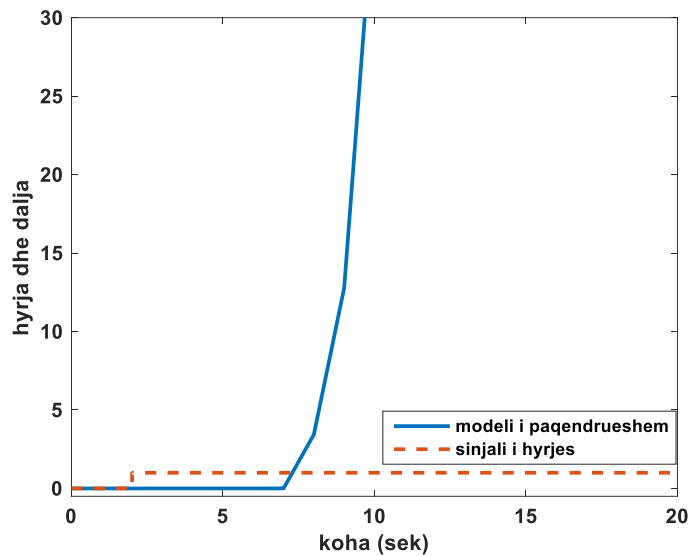


Figura 2.3 Përgjigja e modelit të procesit të paqëndrueshëm për hyrje shkallë njësi

2.3.4 Përafrimet polinomiale të termit të vonesës

Në fushën e frekuencës koha e vonesës mund të paraqitet në mënyrë të drejtpërdrejtë, kështu metodat e analizës dhe projektimit në zonën e frekuencës mund të përdoren pa përafrime në proceset e kohës së vonesës. Megjithatë, për shkak se funksioni transmetues i termit të vonesës së pastër nuk është racional, kur nevojiten paraqitjet pol-zero, si në metodat e *VGJR* ose të *vendosjes së poleve*, përdoren përafrimet polinomiale të kohës së vonesës.

Paraqitja joracionale e kohës së vonesës e^{-s} , mund të përafrohet në një funksion transmetues racional të formës $G(s) = \frac{N(s)}{E(s)}$ duke përdorur metoda të ndryshme. Disa nga këto metoda janë:

- a) Zgjerimi i *serisë Taylor* të termit të vonesës $e^{-\tau s} = \frac{1}{e^{\tau s}}$

$$T_i(s) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^i \frac{(s\tau)^i}{i!}}, i = 1, 2, 3 \dots \quad (13)$$

- b) Funksion transmetues i vonesës së shumëfishtë $G_i(s) = \frac{1}{(1 + \frac{\tau s}{i})^i}, i = 1, 2, 3 \dots$ që është një prerje e rendit i të shprehjes (14):

$$e^{-\tau s} = \lim_{i \rightarrow \infty} \frac{1}{(1 + \tau s/i)^i} \quad (14)$$

- c) Një *përafrim Pade* i rendit ij . Një përafrim i rendit n të termit të vonesës τ përftohet duke marrë serinë e rendit n të përafrimeve të rendit të parë *Pade* sipas formulës (15):

$$e^{-\tau s} \approx \frac{\left(1 - \frac{\tau}{2n}s\right)^n}{\left(1 + \frac{\tau}{2n}s\right)^n} \quad (15)$$

Ato që përdoren më shumë në praktike janë *përafrimi Pade* i rendit të parë $P_{11}(s)$ dhe i rendit të dytë $P_{22}(s)$, që jepen nga (16):

$$P_{11}(s) = \frac{1 - \frac{\tau}{2}s}{1 + \frac{\tau}{2}s}; \quad P_{22}(s) = \frac{1 - \frac{\tau}{2}s + \frac{\tau^2}{12}s^2}{1 + \frac{\tau}{2}s + \frac{\tau^2}{12}s^2} \quad (16)$$

Në figurën 2.4 paraqitet krahasimi i metodave të ndryshme të përafrimit të termit të vonesës së pastër, për rendin e parë të përafrimit.

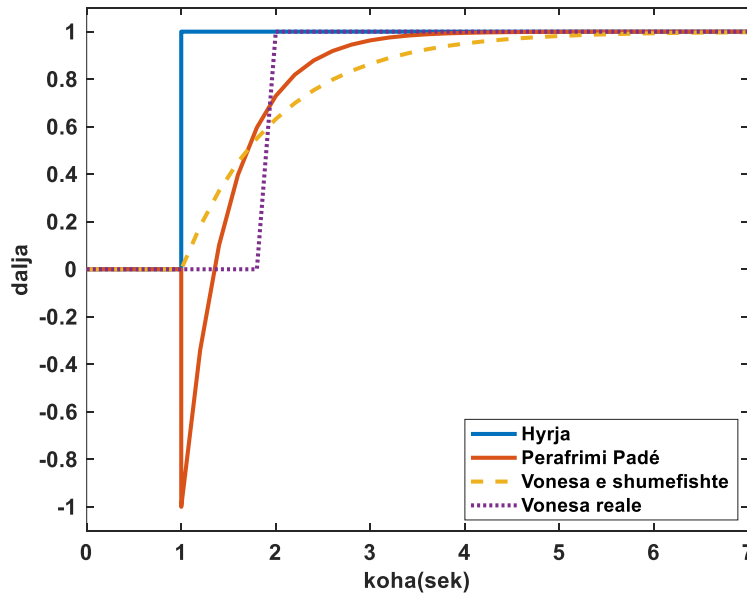


Figura 2.4 Krahasimi i metodave të ndryshme të përafrimit të termit të vonesës së pastër $\tau = 1$ për rendin e parë

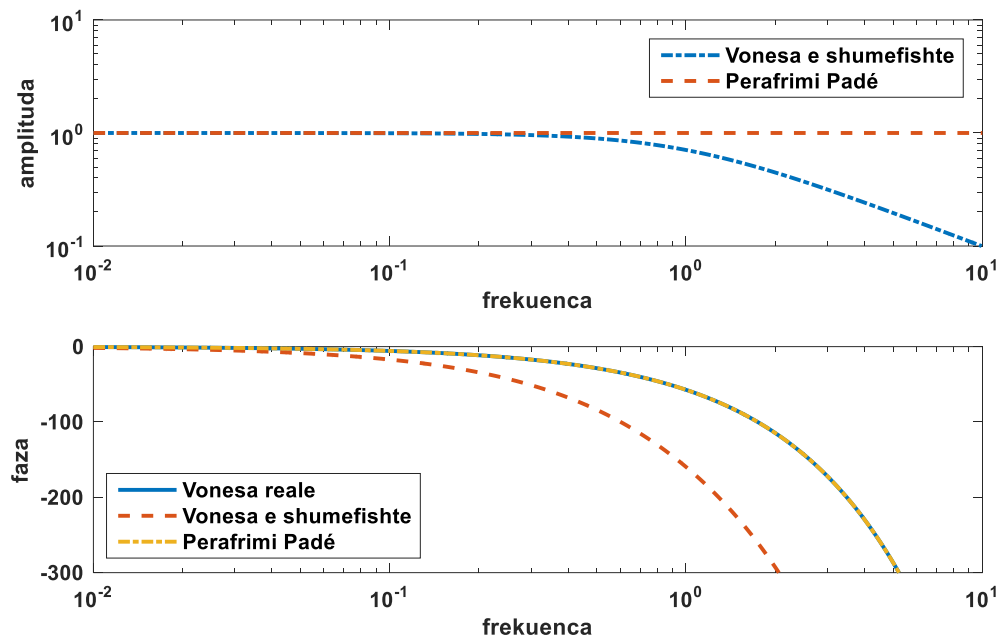


Figura 2.5 Krahësimi i saktësisë së përafrimeve të termit të vonesës së pastër në fushën e frekuencës

Nga figura 2.5, në zonën e frekuencës përafrimi *Pade* P_{11} jep $|P_{11}(s)|_{s=jw} = 1 \quad \forall w$, që do të thotë që gabimi në amplitudë është zero për të gjitha frekuencat. Në analizën fazore gabimi është ∞ kur $w \rightarrow \infty$ për të gjitha metodat e përafrimit. Rritja e rendit të përafrimit përmirëson përputhjen midis përgjigjes kalimtare të funksionit real me vonesë kohe dhe përafrimit të tij *Pade*. Psh, për funksionin transmetues (16) karakteristikat kalimtare për rende të larta të përafrimit *Pade*, paraqiten në figurën 2.6. Në këto karakteristika vërehet përmirësimi i përputhjes së funksionit përafrues *Pade* me funksionin real.

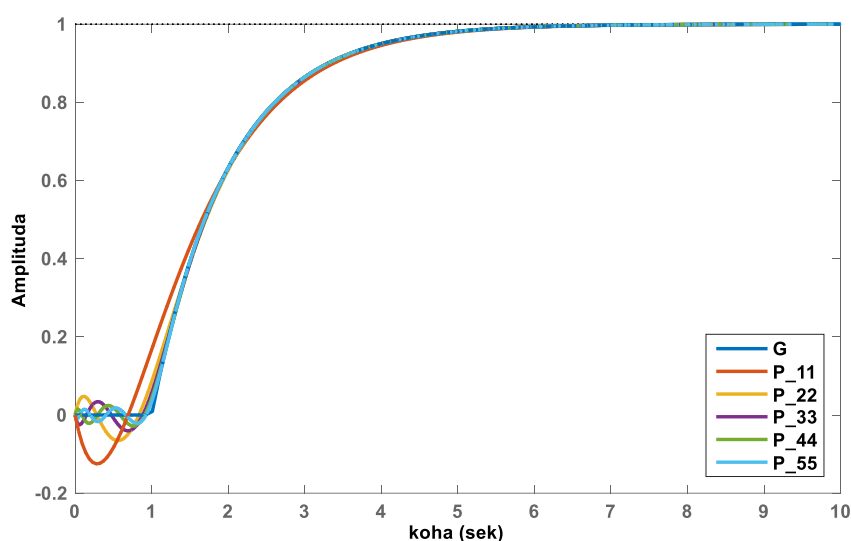


Figura 2.6 Përmirësimi i përputhjes së funksionit të përafruar *Pade* me funksionin origjinal me rritjen e rendit të përafrimit

2.3.5 Përfaqësimi i dinamikave të rendeve të larta me modele të reduktuara me kohë vonese

Pjesa më e madhe e metodave për rregullimin e proceseve të rendeve të larta me vonesë kohe, bazohen në thjeshtimin e modeleve reale, në modele të rendit të parë ose të dytë me vonesë kohe. Për këtë arsye janë ndërtuar metoda për reduktimin e modeleve të rendeve të larta. Për projektimin e rregullatorëve *PID*, kjo realizohet duke përcaktuar zonën e frekuencave që ne interesohemi. Fillimisht përcaktojmë frekuencën më të lartë ω^* ku modeli është i vlefshëm. Për kontrollin *PI* frekuenca ω^* është rreth vlerës w_{145} , që është frekuenca në pikën ku vonesa e fazës së procesit është 145° . Arsyeja për këtë është se një rregullator *PI* ka gjithmonë një vonesë faze. Në rastin e një rregullatori *PID*, i cili jep një avancim faze, frekuenca ω^* përzgjidhet si w_{180} .

Reduktimi i modelit fillon me një model të përfaqësuar nga funksioni transmetues $G(s)$ (17).

$$G(s) = G_u(s) \frac{1}{T_n s + 1} G_l(s) \quad (17)$$

Faktori i frekuencës së ulët $G_u(s)$ i ka të gjitha polet, zerot dhe vonesat e kohës në frekuencat rreth ω^* ose në frekuenca më të ulëta. Faktori i frekuencës së lartë $G_l(s)$ i ka dinamikat në frekuencat më të larta se ω^* . Konstantja e kohës T_n përfaqëson një pol të ndërmjetëm. Faktorizimi mund të bëhet në mënyrë të tillë që faktori i frekuencës së lartë $G_l(s)$ ka veçorinë

$G_l(0) = 1$. Për projektimin e rregullatorëve *PID*, modeli (17) mund të thjeshtohet në modelin (7) dhe (8).

Për të parë rolin që koha e vonesës luan në përfaqësimin e dinamikave të rendeve të larta të proceseve marrim në studim dy raste krahasuese:

- i. Një model të qëndrueshëm të rendit të parë me kohë vonese me $K_p = 1$, $T = 1.5$ dhe $\tau = 0.5$, dhe procesin real me funksion transmetues (18):

$$G_1(s) = \frac{e^{-10s}}{(s+1)(0.5s+1)(0.25s+1)(0.125s+1)} \quad (18)$$

- ii. Një model integruës të rendit të parë me $K_v = 2$, $\tau = 6.7$ dhe procesin real me funksion transmetues (19):

$$G_2(s) = \frac{2e^{-5s}}{s(s+1)(0.5s+1)(0.1s+1)} \quad (19)$$

Figura 2.7 tregon përgjigjet kalimtare të përftuara të proceseve reale dhe modeleve përfaqësuese me vonesë kohe. Hyrja është një funksion shkallë njësi e zbatuar në $t = 0$.

Karakteristikat e përftuara janë mjaftueshëm të përafërta dhe modelet përfaqësuese me vonesë kohe të proceseve reale janë modele më të thjeshta. Ato lehtësojnë studimin dhe trajtimin e kontrollit për proceset e rendeve të larta që janë në shqyrtim.

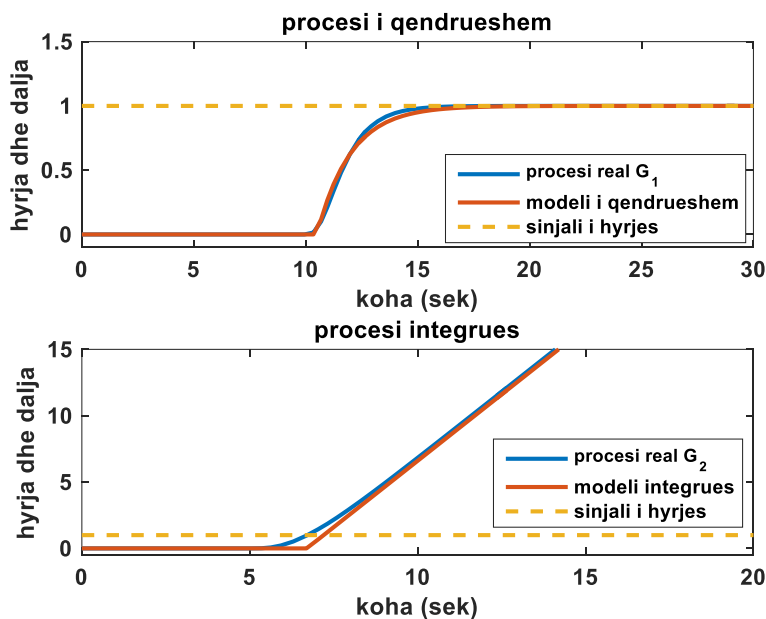


Figura 2.7 Karakteristikat e përftuara të proceseve reale dhe modeleve përfaqësuese me vonesë kohe

2.4 Klasifikimi i proceseve me vonesë kohe

Marrëdhënia midis kohës së vonesës dhe konstantes së kohës së procesit, është një tregues i rëndësishëm i karakteristikave të procesit. Zakonisht në studimin e proceseve me vonesë kohe, koha e vonesës normohet. Mënyra më e zakonshme është koha e normuar e vonesës $\tilde{\tau}$, e përcaktuar sipas relacionit (20):

$$\tilde{\tau} = \frac{\tau}{\tau + T}; \quad 0 \leq \tilde{\tau} \leq 1 \quad (20)$$

Duke përdorur konstanten e kohës T dhe kohën e vonesës së modelit τ . Vërejmë që proceset që kanë kohë vonese dominuese kanë një vlerë të $\tilde{\tau}$ afër vlerës 1, dhe proceset me $\tilde{\tau}$ afër zeros, kanë dominuese konstanten e kohës të procesit. Si rregull, zakonisht pranohet që procesi ka kohë vonese dominuese kur $\tilde{\tau} \geq \frac{2}{3}$ ($\tau > 2T$). Në përgjithësi, mund të themi që sa më e vogël të jetë konstantja $\tilde{\tau}$, aq më i lehtë është realizimi i kontrollit të procesit.

2.5 Identifikimi me bazë eksperimentin

Eksperimentimi i proceseve që paraqesin një kohë vonese, përgjithësisht nuk është i vështirë, pasi ata zhvillohen relativisht ngadalë. Përcaktimi i koeficientëve të modelit do të lidhet me formën që do të pranojmë për të, pra me rendin e funksionit transmetues. Identifikimi i objektit të rregullimit ka të bëjë me ndërtimin e modelit matematik të sistemit dinamik, bazuar në studimin e të dhënave të përfutuara nga eksperimenti. Identifikimi i modelit të sistemit nga të dhënat reale është një procedurë e ndarë në tre hapa [37]:

1. *Regjistrimi i të dhënave.* Në hapin e parë, përcaktohet eksperimenti që do të kryhet, që do të thotë përcaktimi se cili prej sinjaleve do të matet dhe çfarë tipi sinjali hyrjeje është më i duhuri për tu zbatuar mbi proces.
2. *Përcaktimi i modelit.* Në këtë hap përcaktohet struktura e modelit. Ka dy mënyra: a) identifikimi tip *grey box*, kur ne kemi një pjesë të informacionit rreth strukturës së modelit bazuar në informacionin fizik, dhe objektivi është gjetja e parametrave të modelit duke përdorur interpretimin fizik, b) identifikimi tip *black box*, kur nuk kemi informacion rreth procesit fizik dhe përdoren vetëm parametrat për të rregulluar modelin që të përputhet sa më mirë me të dhënat e matura.
3. *Vlerësimi i modelit.* Ky hap përfshin vlerësimin e cilësisë së modelit, e cila konsiston në kontrollin e performancës së modelit kur tentojmë të riprodhojmë të dhënat reale.

Kjo realizohet duke minimizuar një kriter cilësie që mat përputhshmërinë e modelit me të dhënat reale.

Pas ekzekutimit të hapave të mësipërm, nëq modelin nuk arrijmë cilësinë e kërkuar, përsëriten hapi i dytë dhe i tretë, i trajtuar më lart. Në këtë studim, janë trajtuar vetëm modelet hyrje-dalje të përfaqësuara nga funksionet transmetuese. Disa metoda e simulojnë procesin deri në gjendje të stabilizuar dhe përdorimi i sinjaleve hyrës duhet bërë off-line. Metoda të tjera kërkojnë zbatimin e sinjaleve hyrës online, ndërkohë që procesi është në operim. Metodën e trajtuar më poshtë, janë metodat e bazuara në përgjigjen e vazhdueshme impulsive ose shkallë të procesit.

2.5.1 Metodën e identifikimit të bazuar në përgjigjen shkallë ose impulsive

Eksperimenti më i përdorur në industri për identifikimin e modelit të një procesi të qëndrueshëm është eksperimenti me sinjal hyrje shkallë, sepse mundëson ndërtimin e modeleve të rendit të parë dhe të dytë me vonesë kohe, që lehtësojnë më pas projektimin e rregullatorëve *PID*. Për proceset integrale, përdoren eksperimentet me sinjale hyrje impulsive. Këto metoda identifikimi janë metoda grafike dhe janë procedura të thjeshta të përfundimit të parametrave të funksioneve transmetuese të modeleve të procesit. Marrim modelin e rendit të parë të një procesi vetëstabilizues me kohë vonesë (7). Kryejmë dy hapat e parë të procesit të identifikimit. Hapi i tretë konsiston në përcaktimin e parametrave K_p , T dhe τ që përpunohen mirë me të dhënat e eksperimentit. Figura 2.8 tregon daljen e procesit dhe veprimin e kontrollit për një sinjal hyrje shkallë $U_P - U_F$, të zbatuar në kohën $t = t_0$ pranë pikës fillestare (U_F, Y_F) të operimit të procesit. Dalja e procesit shkon nga gjendja fillestare e qëndrueshme Y_F deri në gjendjen e qëndrueshme përfundimtare U_P . Më pas vizatohet një kurbë në pikën me pjerrësinë maksimale dhe pikat e tjera përcaktohen aty ku drejtëza $y(t) = Y_F$ dhe ku drejtëza $y(t) = U_P$ jep gjendjen e re të stabilizuar $y(t) = Y_P$ (respektivisht pikat (t_1, Y_F) dhe (t_2, Y_P)). Atëherë parametrat e funksionit transmetues L , K_p dhe τ jepen nga relacionet (21):

$$\tau = t_1 - t_0, \quad T = t_2 - t_1, \quad K_p = \frac{Y_P - Y_F}{U_P - U_F} = \frac{\Delta Y}{\Delta U} \quad (21)$$

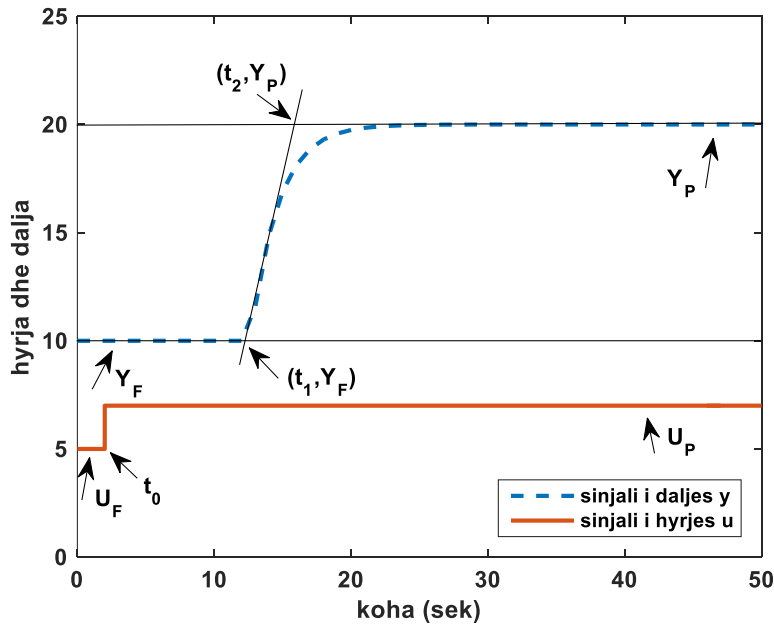


Figura 2.8 Përcaktimi i parametrave të modelit të rendit të parë me vonesë kohe me anë të procesit të identifikimit

E njëjta metodë mund të zbatohet edhe për një proces integruar me funksion transmetimi (9), duke marrë në këtë rast një hyrje impulsive në vend të një hyrje shkallë. N.q.s. përdoret një hyrje shkallë për këto procese, atëherë dalja rezulton një madhësi e pakufizuar. Në disa raste, kur një proces vetëstabilizues është me konstante kohe dominuese ($T \gg \tau$), sjellja e procesit pranë pikës së operimit mund të përafrohet me një model integruar. Pra për $T \gg \tau$, ne mund të përafrojmë $Ts + 1 \cong Ts$, kështu që përftojmë relacionin (22):

$$G(s) = \frac{K_p}{Ts + 1} e^{-\tau s} \cong \frac{K_p}{Ts} e^{-\tau s} = \frac{K_v}{s} e^{-\tau s} \quad (22)$$

Sipas relacionit (22), modeli në këtë rast është një model me dy parametra. Për të identifikuar parametrat K_v dhe τ nga përgjigja shkallë, fillimisht llogaritet $\tau = t_1 - t_0$, dhe K_v është pjerrësia e tangjentes së kurbës në pikën me pjerrësi maksimale.

Një metodë grafike tjetër identifikimi për llogaritjen e parametrave të procesit bazohet në përzgjedhjen e 2 pikave të veçanta në përgjigjen shkallë të procesit. Si në rastin më lart, një amplitudë $U_P - U_F$ zbatohet në proces në kohën $t = t_0$ pranë pikës fillestare të operimit (U_F, Y_F). Dalja shkon nga gjendja fillestare e qëndrueshme Y_F në gjendjen përfundimtare të qëndrueshme Y_P . Për të identifikuar modelin e rendit të parë me vonesë kohe, maten dy kohë: t_1 , koha kur dalja arrin vlerën 28.3% të ndryshimit përfundimtar në vlerën e gjendjes së

qëndrueshme $Y_P - Y_F$, dhe t_2 , koha kur dalja arrin vlerën 63.2% të $Y_P - Y_F$. Mënyra e llogaritjes paraqitet në figurën 2.9.

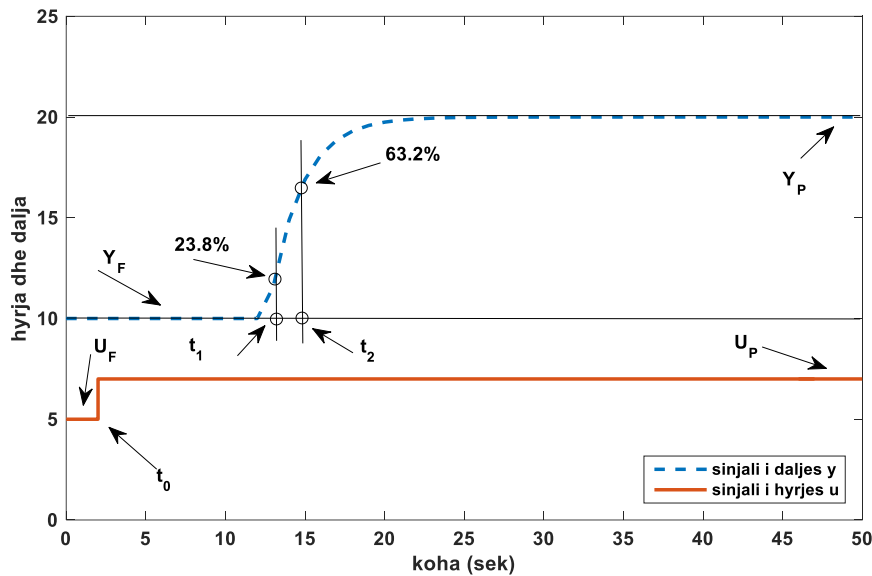


Figura 2.9 Identifikimi i modelit me anë të metodës grafike me dy pika

Duke përdorur vlerat e përcaktuara grafikisht, parametrat e modelit të procesit përcaktohen nëpërmjet relacioneve (23):

$$\begin{aligned}
 K_P &= \frac{Y_P - Y_F}{U_P - U_F} = \frac{\Delta Y}{\Delta U} \\
 T &= 1.5(t_2 - t_1) \\
 \tau &= 1.5 \left[(t_1 - t_0) - \frac{1}{3}(t_2 - t_0) \right]
 \end{aligned} \tag{23}$$

2.6 Gabimet e modelimit në proceset me vonese kohe

Kur modelojmë një proces kryejmë shumë përafrime si: neglizhimi i dinamikave të rendeve të larta, dinamikat jolineare paraqiten nga ekuacione të linearizuara, etj.

Në rastin e procesit me kohë vonese, pasaktësitë e modelimit mund të shoqërohen me gabimin në parashikimin e kohës së vonesës τ dhe në thjeshtimet e përdorura për të përafëruar dinamikat e procesit pa vonesë kohe me një funksion transmetues. Në seksionin në vazhdim tregohet që faktori kryesor që ndikon në pasaktësitë në fushën e frekuencës është gabimi i parashikimit të kohës së vonesës. Ndër tipet e ndryshme të pasaktësive mund të konsiderohen:

- Gabimet në parashikimin e amplifikimeve K_p ose K_v
- Gabimet në parashikimin e kohës së vonesës τ

- Gabimet në parashikimin e konstantes së kohës dominuese në rastin e procesit vetëstabilizues
- Dinamikat e pamodeluara. Siç është e zakonshme në literaturë, polet dhe zerot që janë më të shpejtë se polet dominuese, përafrohen nga një model i rendit të parë me një konstante të kohës ekuivalente T_{ek} , më të vogël se ajo dominuese T .

Për rastin e procesit vetëstabilizues, procesi real ($G(s)$) dhe modeli ($G_n(s)$) mund të paraqiten si (24):

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{K}{(Ts + 1)(T_{ek}s + 1)} e^{-\tau s} \\ G_n(s) &= \frac{K_n}{T_n s + 1} e^{-\tau_n s} \end{aligned} \quad (24)$$

Dhe për rastin integruar nga (25):

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{K}{s(T_{ek}s + 1)} e^{-\tau s} \\ G_n(s) &= \frac{K_n}{s} e^{-\tau_n s} \end{aligned} \quad (25)$$

Ku indeksi n përdoret për të paraqitur vlerën nominale të një parametri të modelit.

2.6.1 Gabimi i modelimit për proceset vetëstabilizuese

Duke përdorur funksionet transmetuese të $G(s)$ dhe $G_n(s)$ për rastin e procesit vetëstabilizues, shprehja e përgjithshme e gabimit $\delta G(s)$ është (26):

$$\delta G(s) = \frac{\frac{K e^{-\tau s}}{(Ts + 1)(T_{ek}s + 1)} - \frac{K_n e^{-\tau_n s}}{T_n s + 1}}{\frac{K_n e^{-\tau_n s}}{T_n s + 1}} = \frac{K}{K_n} \frac{(T_n s + 1) e^{-(\tau - \tau_n)s}}{(Ts + 1)(T_{ek}s + 1)} - 1 \quad (26)$$

Duke përdorur një parametrizim të modeleve me vlerën e kohës nominale të vonesës, gabimi mund të shkruhet si (27):

$$\delta G(jw_n) = (1 + \delta K) \frac{jw_n T'_n + 1}{jw_n (T'_n + \delta T) + 1} \frac{1}{jw_n T'_{ek} + 1} e^{-jw_n \delta \tau} - 1 \quad (27)$$

Ku $w_n = w\tau_n$, $\tau' = \frac{\tau}{\tau_n}$, $T' = \frac{T}{\tau_n}$, $T_{ek}' = \frac{T_{ek}}{\tau_n}$, $T'_n = T_n/\tau_n$.

Gabimet rritëse (ose relative) llogariten si (28):

$$\delta\tau' = \delta\tau = \frac{\tau - \tau_n}{\tau_n}; \delta T' = \delta T = \frac{T - T_n}{T_n}, \delta K = \frac{K - K_n}{K_n} \quad (28)$$

Për të kombinuar ndikimin e gabimeve, bëjmë disa supozime: (i) konsiderojmë procese me kohë vonese dominuese, kështu që $\tau \geq T$ dhe (ii) dinamikat e neglizhuara e paraqitura nga T_{ek} , konsiderohen për frekuenca të larta nqs krahasohen me T . Figura 2.10 tregon formën e δG për rastin $T'_n = 0.4$, $T_{ek} = 0.3$ dhe $\delta\tau = 20\%$. Shqyrtojmë rastet: $\delta T = 0.1, \delta K = 0.1$, $\delta T = 0.1, \delta K = 0.2$, $\delta T = 0.2, \delta K = 0.1$, $\delta T = 0.2, \delta K = 0.2$.

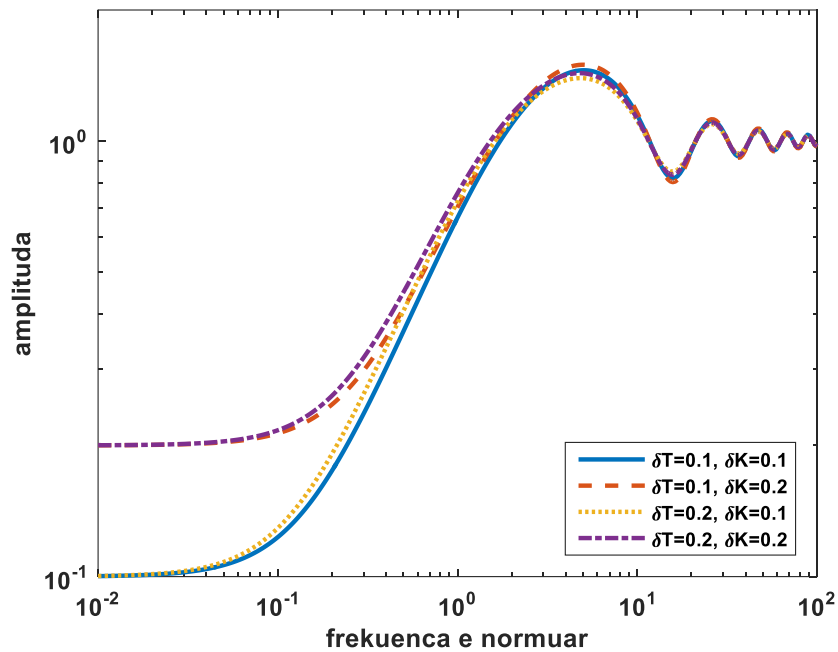


Figura 2.10 Gabimi i modelimit për procesin vetëstabilizues për $T'_n = 0.4$, $T_{ek} = 0.3$ dhe $\delta\tau = 20\%$

Nga këto kurba nxjerrim konkluzionet e mëposhtme:

- Gabimi në amplifikim ka një ndikim të rëndësishëm në brezin e frekuencave të ulëta por pothuajse nuk ka efekt në frekuencat e mesme dhe të larta
- Në frekuencat e mesme dhe të larta, kurbat janë të dominuara nga gabimi i kohës së vonesës;
- Vlera maksimale e gabimit (δG_{max}) = 2

Pra, një vëmendje e veçantë i duhet kushtuar gabimit të parashikimit të kohës së vonesës në këtë tip procesi.

2.6.2 Gabimi i modelimit për proceset integrale

Për modelet e proceseve integrale, shprehja e përgjithshme e $\delta G(s)$ është (29):

$$\begin{aligned}\delta G(s) &= \frac{\frac{K}{s(T_{ek}s + 1)}e^{-\tau s} - \frac{K_n}{s}e^{-\tau_n s}}{\frac{K_n}{s}e^{-L_n s}} = \\ &= e^{-(\tau - \tau_n)s} \frac{K}{K_n} \frac{1}{T_{ek}s + 1} - 1\end{aligned}\quad (29)$$

Duke përdorur parametrizimin e njëjtë si në rastin e procesit vetëstabilizues, gabimi mund të llogaritet si (30):

$$\delta G(j\omega_n) = (1 + \delta K) \frac{1}{j\omega_n T'_{ek} + 1} e^{-j\omega_n \delta \tau} - 1 \quad (30)$$

Në këtë rast koha e vonesës konsiderohet e tillë që $\tau \geq T_{ek}$. Duke përdorur këtë kusht, simulojmë dy situata: $T_{ek} = 0.5$, dhe $T_{ek} = 1$. Figura 2.11 tregon formën e δG për gabimin e kohës së vonesës prej 20%. Konsiderojmë rastet: $\delta K = 0.1, T'_{ek} = 0.5$, $\delta K = 0.2, T'_{ek} = 0.5$, $\delta K = 0.1, T'_{ek} = 1$ dhe $\delta K = 0.2, T'_{ek} = 1$.

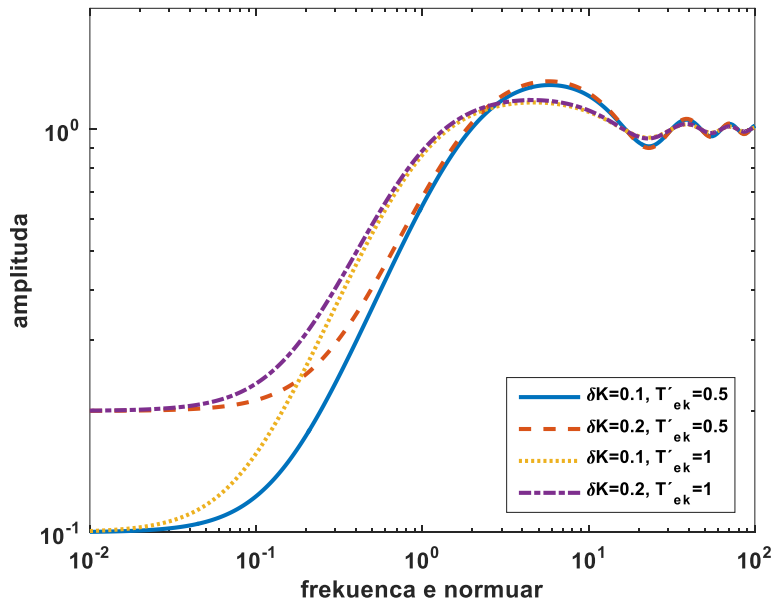


Figura 2.11 Gabimi i modelit për proceset integrale për $\delta\tau = 20\%$

Përsëri gabimi maksimal këtu është i përcaktuar nga gabimet në kohën e vonesës, ndërsa gabimi në amplifikim dhe T_{ek} janë më të rëndësishme në frekuencat e ulëta dhe të mesme. Ndikimi i T_{ek} është më i rëndësishëm këtu sesa në rastin e proceseve vetëstabilizuese. Kjo mund të shpjegohet sepse një proces integruar mund të interpretohet si një proces vetestabilizues me

vonesë dominuese ku $\frac{e^{-\tau s}}{Ts+1} \cong \frac{e^{-\tau s}}{Ts}$ nqs $T \gg \tau$. Për më tepër, vërejmë që me rritjen e T_{ek} , vlera maksimale e $\delta G(j\omega)$ ulet, dhe frekuenca në të cilën ndodh ky maksimum, ulet.

Me anë të analizës së mësipërme arrijmë në konkluzionin që gabimet në parashikimin e kohës së vonesës mund të kenë një ndikim të madh në përshkrimin e gabimeve të modelimit të procesit. Nqs koha e vonesës është dominuese, ose të paktën është e rëndësishme, ky gabim do të jetë shkaku për kalimin e sistemit të konturit të mbyllur në paqëndrueshmëri.

2.7 Procesi i kontrollit të temperaturës

Në këtë studim është marrë si shembull procesi i kontrollit të temperaturës së një furre laboratorike, më specifikisht moduli TY34/EV që gjendet në laboratorin e Automatikës, në Fakultetin e Inxhinierisë Elektrike, Universiteti Politeknik i Tiranës.

Furra laboratorike TY34/EV ka një piastër alumini ku kryhet proçesi termik. Kjo zgjidhje lejon marrjen e temperaturave të larta 250°C me një fuqi ngrohëse të kufizuar (maksimumi 100W). Gjithashtu mundëson arritjen e regjimit të dëshiruar me shpejtësi të madhe. Në njësinë e temperaturës janë prezente gjithashtu shndërruesit termikë, një rezistencë elektrike e përbërë nga dy elemente ($2 \times 50\text{W}$, 24Vac), dhe një ventilator ($170\text{ m}^3/\text{orë}$, 24Vdc , 4.5W). Futja e ventilatorit mundëson ftohjen e shpejtë të piastrës së aluminit dhe luan rolin e shqetësimit të procesit. Në piastrën e aluminit janë vendosur vrimat për 3 tipet e ndryshme të shndërruesve industrialë të temperaturës (PTC, termorezistencë dhe termoçift). Gjithashtu kemi dhe termometrin me mërkur si referim për përcaktimin e saktësisë së matjes të temperaturës.

Gjithçka që përshkruam më lart, paraqitet në figurën 2.12, si më poshtë:

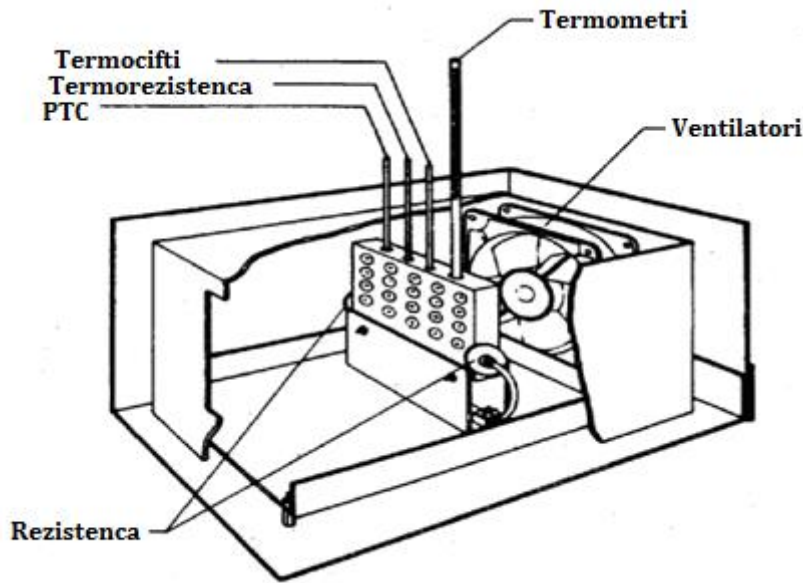


Figura 2.12 Furra laboratorike

Në përafrimin e parë procesi termik është një proces vetestabilizues që me kalimin e kohës ka një përgjigje të karakterizuar nga një vonesë kohe τ . Për identifikimin e funksionit transmetues për këtë proces është ngritur eksperimenti i paraqitur në figurën 2.13.

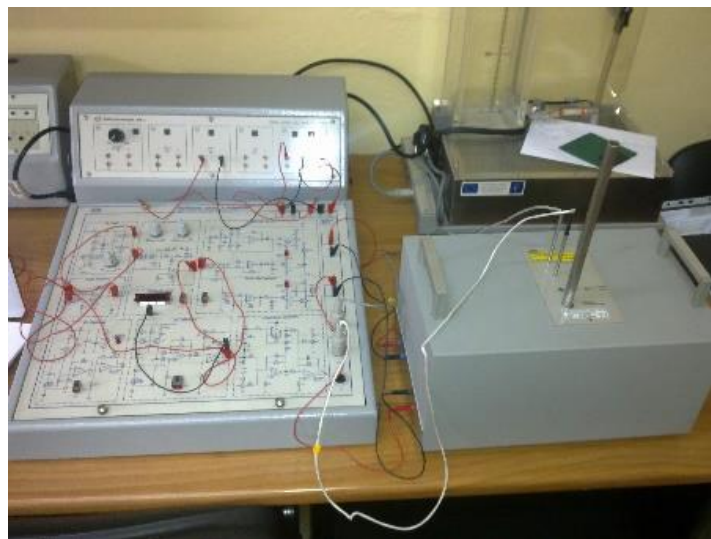


Figura 2.13 Eksperimenti për identifikimin e modelit për procesin e kontrollit të temperaturës

Bazuar në metodën e sipërfaqes për përgjigjen e konturit të hapur, funksioni transmetues i identifikuar për procesin e kontrollit të temperaturës është (31):

$$G_p = \frac{1.33}{1400s + 1} e^{-30s} \quad (31)$$

Ky është një proces vetestabilizues me kohë ngritjeje $t_{ng} = 1281$ sekonda dhe kohë stabilizimi $t_s = 2307$ sekonda. Ky është një model i rendit të parë me kohë vonese, me konstante kohe

procesi dominuese dhe do të përdoret si model në krahasimin e metodave të ndryshme të rregullimit, që do të trajtohen në seksionet në vazhdim.

2.8 Procesi i kontrollit të prurjes

Procesi i kontrollit të prurjes në një rezervuar laboratorik [39] është i ndërtuar me derdhje të lirë, një sensor niveli, dhe një pompë uji. Procesi ka një kohë vonese të madhe, për shkak se pompa mbush rezervuarin me anë të një tubi hyrës me një pjerrësi të vogël. Modeli i procesit në këtë rast, i identifikuar gjithashtu në kontur të hapur jepet nga ekuacioni (32).

$$G_p = \frac{5.6}{40.2s + 1} e^{-93.9s} \quad (32)$$

Ky është një proces vetëstabilizues i rendit të parë me kohë vonese. Në këtë rast, procesi ka kohë vonese dominuese, dhe do të përdoret si model në krahasimin e metodave të ndryshme të rregullimit, që do të trajtohen në seksionet në vazhdim.

3 QËNDRUESHMËRIA E SISTEMEVE ME VONESË KOHE

3.1 Vështirësitë e kontrollit të sistemeve me vonesë kohe

Proceset me vonesa kohe të konsiderueshme, janë të vështira për tu kontrolluar duke përdorur rregullatorët standard të lidhjes së kundërt për shkak të:

- a) Ndikimit të shqetësimeve të cilat ndjehen në proces pas një kohe të konsiderueshme
- b) Ndikimit të veprimit të kontrollit i cili kërkon kohë të ndjehet në variablin që kontrollohet
- c) Veprimi i kontrollit që zbatohet duke u bazuar në gabimin aktual, përpiket të korrektojë një situatë që është gjeneruar në një moment të mëparshëm kohe.

Këto vështirësi mund të shpjegohen edhe në fushën e frekuencës. Termi i vonesës në këtë fushë paraqet një ulje të fazës së sistemit, e cila mund të shkaktojë paqëndrueshmëri të sistemit.

3.2 Problemi i kontrollit

Objektivi i një sistemi kontrolli është përfitim i një sjellje të përcaktuar të daljes y të sistemit duke manipuluar hyrjen e procesit u . *Problemi rregullator* ka të bëjë me manipulimin e variablit të kontrollit u për të eliminuar ndikimin e shqetësimit të procesit të përfaqësuar nga variabli i shqetësimit d . *Problemi servo* ka të bëjë me manipulimin e variablit të kontrollit u për të mbajtur vlerën e variablit të daljes së procesit sa më afër vlerës së hyrjes referuese të procesit të përfaqësuar nga variabli r . Kështu, ne të dy problemet e kontrollit ne kërkojmë që gabimi i kontrollit $e = y - r$ të jetë sa më i vogël. Algoritmi për rregullimin e variablit të kontrollit u bazuar në informacionin që kemi, jep rregullatorin e sistemit. Bazuar në këtë logjikë përftojme bllokskemën klasike të një sistemi kontrolli me një shkallë lirie.

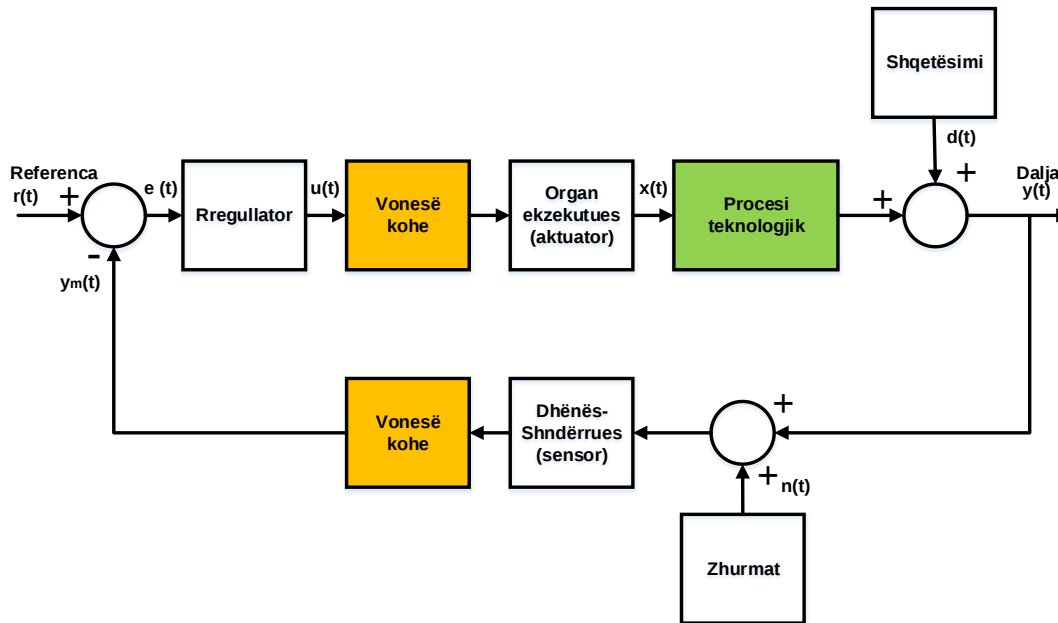


Figura 3.1 Skema klasike e një sistemi kontrolli me një shkallë libre

Për funksionet e transmetimit të konturit të mbyllur ne përdorim funksionin S për të përfaqësuar ndjeshmërinë e daljes së procesit, dhe funksionin T për të përfaqësuar ndjeshmërinë plotësuese. Për lidhje të kundërt negative, $S = (I + L)^{-1}$ dhe $T = L(I + L)^{-1}$ ku L është funksioni transmetues i konturit të hapur, i cili në rastin kur merren parasysh edhe shqetësimet dhe matjet e sistemit është $L = G_P G_R G_d G_m$, ku G_P është funksioni transmetues i procesit teknologjik, G_R është funksioni transmetues i rregullatorit, G_d është funksioni transmetues i shqetësimit të procesit, dhe G_m është funksioni transmetues i dinamikave të matjes.

Siç shihet nga figura 3.1, sistemet e kontrollit me kontur të mbyllur operojnë në prani të vonesave, kryesisht për shkak të i) kohës që kërkohet për të marrë informacionin që nevojitet për marrjen e vendimeve, ii) kohës për të marrë vendimet e kontrollit dhe kohës për ti ekzekutuar këto vendime. Pra në sistemet inxhinjerike, vonesat shfaqen në gjendjet e sistemit, hyrjen e kontrollit dhe në matjet e sistemit.

3.3 Qëndrueshmëria në fushën e frekuencës

Për të parë ndikimin e vonesës në një proces, marrim karakteristikat e një procesi (33) në fushën e kohës dhe të frekuencës, për dy raste: i) rastin kur procesi nuk ka vonesë kohe, ii) rastin kur procesi ka vonesë kohe.

$$G_1(s) = \frac{5}{s + 2} \quad (33)$$

$$G_2(s) = \frac{5}{s+2} e^{-0.5s}$$

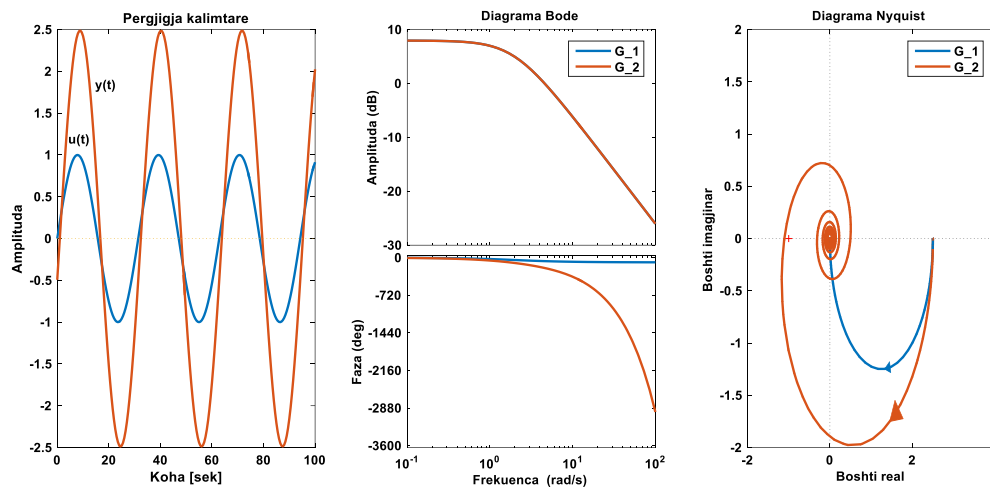


Figura 3.2 Përgjigja kalimtare, Diagrama Bode dhe Diagrama Nyquist e procesit

Nga figura 3.2 shikojmë që me futjen e vonesës në sistem, amplifikimi dhe faza ulen në mënyrë monotone me rritjen e frekuencës. Kjo është shumë e zakonshme për zbatimet e kontrollit të proceseve. Termi i vonesës τ zhvendos vetëm sinusoidën në kohë, dhe rrjedhimisht ndikon në fazën dhe jo amplifikimin e sistemit. Amplifikimi i sistemit $|G(j\omega)|$ është i barabartë me vlerën k për brezin e frekuencave të ulëta, që është amplifikimi në gjendje të qëndrueshme të sistemit për $\omega = 0$. Amplifikimi qëndron relativisht konstant deri në frekuencën prerëse ω_{pr} , pas së cilës fillon të ulet. Fizikisht, sistemi përgjigjet shumë ngadalë për të lejuar që hyrjet e frekuencave të larta të ndikojnë në daljen e sistemit, dhe hyrjet sinusoidale me $\omega > \omega_{pr}$ përthithen nga dinamikat e sistemit.

Konsiderojmë rastin më të thjeshtë $G(s) = G_1(s)e^{-\tau s}$ për funksionin racional $G_1(s)$. Në këtë rast, në fushën e frekuencës kemi që $G(j\omega) = G_1(j\omega)e^{-j\omega\tau}$, që do të thotë $|G(j\omega)| = |G_1(j\omega)|$ dhe $\arg G(j\omega) = \arg G_1(j\omega) - \omega\tau$. Me fjalë të tjera, termi i vonesës në këtë rast:

- Nuk ndryshon madhësinë e $G_1(j\omega)$
- Shton një vonesë faze proporcionale me frekuencën ω

Kontrolli i këtyre proceseve është i vështirë sepse vonesat shkaktojnë zhvendosje lineare të fazës që kufizojnë bandën e frekuencave të operimit të kontrollit dhe ndikojnë në qëndrueshmërinë e konturit të mbyllur.

Për të studiuar qëndrueshmërinë në fushën e frekuencës marrim shembullin e një procesi kimik të trajtuar në [39] të dhënë nga funksioni transmetues (34) dhe i cili rregullohet me anë të një rregullatori PI të trajtës $G_R(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) = \frac{10s+0.1}{100s}$:

$$G_P(s) = \frac{5.6}{40.2s + 1} e^{-93.9s} \quad (34)$$

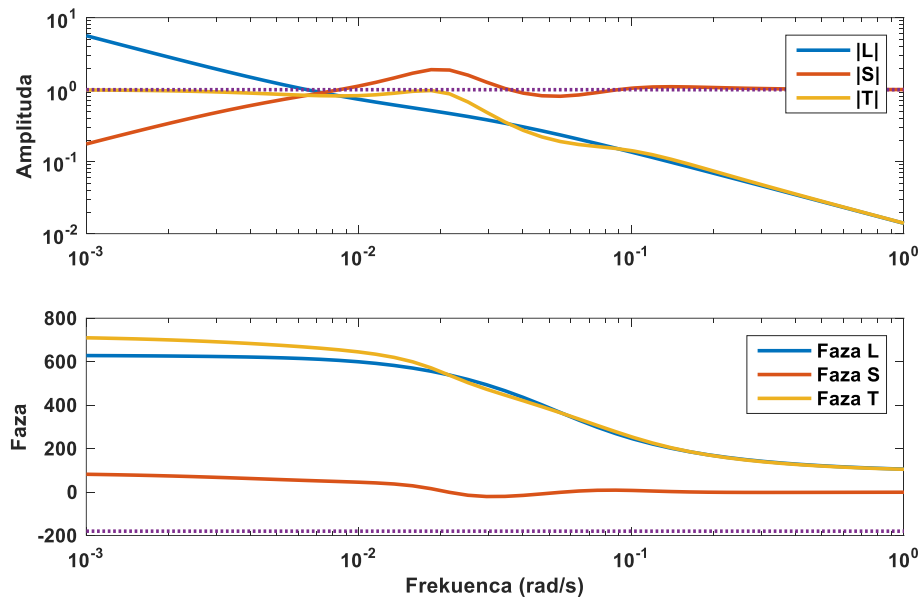


Figura 3.3 Diagrama Bode për madhësitë L , S dhe T

Tabela 1 Karakteristikat e cilësisë në fushën e frekuencës për procesin (34)

Rezerva amplitude ΔR	ne Rezerva ne faze $\Delta\phi$	Amplituda per $\phi = -180^\circ$	w_c	Norma S	w_s	Norma T	w_t
2.1253	73.5807	0.0213	0.0065	1.9273	0.0197	1.0000	0

3.4 Vlerësimi i cilësisë për sistemet me vonesë kohe

Megjithëse qëndrueshmëria e konturit të mbyllur është një çështje e rëndësishme, objektivi real i kontrollit është përmirësimi i cilësisë, që do të thotë përfitim i një dalje $y(t)$ të konturit, sipas parametrave të paracaktuara nga projektuesi i skemës së kontrollit.

3.4.1 Cilësia në fushën e kohës

Analizimi i karakteristikës kalimtare të procesit bëhet me anë të madhësive të cilësisë [40] në fushën e kohës si:

-Koha e ngritjes t_{ng} : koha që kërkohet për daljen që të arrijë 90% të vlerës $h(\infty)$ së regjimit të vendosur.

-Koha e rregullimit t_r : koha pas së cilës dalja mbetet brenda $\pm 2\%$ të vlerës $h(\infty)$ së regjimit të vendosur.

-Mbirregullimi $M_r(\%)$: vlera maksimale e pjesëtuar me vlerën përfundimtare, e cila duhet të jetë zakonisht 1.2 (20%) ose më pak.

-Vlera maksimale h_{max} : vlera më e madhe që merr përgjigja kalimtare $h(t)$ e procesit.

Koha e ngritjes dhe ajo e rregullimit janë matje të shpejtësisë së përgjigjes së sistemit, ndërsa mbirregullimi, vlera maksimale dhe koha e mbirregullimit lidhen me cilësinë e përgjigjes.

3.4.2 Vlerësimi integral i cilësisë

Në metodat klasike të kontrollit, cilësia e tërë sistemit të kontrollit mund të llogaritet në mënyrë sasiore duke përdorur vetëm një parametër që është kriteri integral i cilësisë J . Ky indeks cilësie është i dobishëm për optimizimin e parametrave dhe përfitim të projekteve optimale të kontrollit. Sipas [41], një sistem konsiderohet sistem kontrolli optimal kur parametrat e sistemit rregullohen në mënyrë të tillë që kriteri integral të arrijë një vlerë ekstremum, që zakonisht është një vlerë minimale. Pra, kriteri integral duhet të jetë gjithmonë një numër pozitiv ose i barabartë me zero. Sistemi më i mirë i kontrollit është sistemi që minimizon këtë kriter. Forma e përgjithshme e kriterit integral të cilësisë është (35):

$$J = \int_0^T f(e(t), r(t), y(t), t) dt \quad (35)$$

Ku f është funksioni i gabimit, hyrjes, daljes së sistemit, dhe kohës.

Kriteret integrale më të përdorshëm janë:

-Integrali i gabimit kuadratik

$$IGK = \int_0^T e^2(t) dt \quad (36)$$

Ku T është një kohe e fundme e zgjedhur arbitrarisht që integrali të afrohet vlerës së stabilizuar të sistemit. Zakonisht T zgjidhet e barabartë me kohën e rregullimit t_r .

-Integrali i gabimit absolut

$$IGA = \int_0^T |e(t)| dt \quad (37)$$

-Integrali i gabimit absolut sipas kohës

$$IGAt = \int_0^T t|e(t)| dt \quad (38)$$

-Integrali i gabimit kuadratik sipas kohës

$$IGKt = \int_0^T te^2(t) dt \quad (39)$$

3.4.3 Cilësia në fushën e frekuencës

Përgjigja në frekuencë e funksionit transmetues të konturit të hapur $L(j\omega)$ ose funksioneve transmetuese të kontureve të mbyllura si $T(j\omega)$ dhe $S(j\omega)$ mund të përdoren për të karakterizuar cilësinë e konturit të mbyllur. Avantazhi i studimit në fushën e frekuencës në krahasim me studimin e përgjigjes kalimtare në fushën e kohës, ka të bëjë me rritjen e grupit të sinjaleve, të cilat në këtë rast janë sinusoida të çdo frekuence. *Rezerva e amplifikimit* në fushën e frekuencës përcaktohet nga (40):

$$\Delta R = 1/|L(j\omega_{180})| \quad (40)$$

Ku *frekuenca e kalimit të fazës* ω_{180} është pika ku kurba Nyquist e $L(j\omega)$ kalon boshtin real negativ midis vlerave -1 dhe 0 , që do të thotë:

$$\angle L(j\omega_{180}) = -180^\circ \quad (41)$$

Në diagramën Bode, ΔR është distanca vertikale nga madhësia njësi e $|L|$ deri në karakteristikën $|L(j\omega_{180})|$. Kriteri ΔR është faktori me të cilën amplifikimi i konturit të hapur mund të rritet deri në pikën ku sistemi i konturit të mbyllur të bëhet i paqëndrueshëm. Pra kriteri ΔR ruan sistemin nga pasaktësitë (gabimet) e amplifikimit në gjendje të stabilizuar. Zakonisht në projektim kërkohet që $\Delta R > 2$. *Rezerva e fazës* përcaktohet si:

$$\Delta\phi = \angle L(j\omega_c) + 180^\circ \quad (42)$$

Ku frekuenca e kalimit të amplifikimit w_c është pika ku $L(jw)$ kalon për herë të parë vlerën 1 nga lart, që do të thotë:

$$|L(jw_c)| = 1 \quad (43)$$

Rezerva e fazës tregon madhësinë sesa fazë negative ne mund ti shtojmë $L(jw)$ në frekuencën w_c përpara se faza në këtë frekuencë të bëhet -180° , e cila korrespondon me paqëndrueshmëri të konturit të mbyllur. Zakonisht, në projektim kërkohet që vlera e $\Delta\phi$ të jetë $\Delta\phi > 30^\circ$. Pra, kriteri $\Delta\phi$ ruan sistemin nga pasaktësitë në kohën e vonesës. Sistemi bëhet i paqëndrueshëm n.q.s ne shtojmë një kohë vonese sipas (44):

$$\tau_{max} = \Delta\phi/w_c \quad (44)$$

Ulja e vlerës së w_c (bandë më e vogël frekuencash për konturin e mbyllur dhe përgjigje më e ngadaltë e sistemit), do të thotë që mund të tolerohen gabime më të mëdha të vlerës së kohës së vonesës. Si përfundim, rezervat e amplifikimit dhe fazës përdoren për të siguruar një balancë të duhur midis cilësisë dhe qëndrueshmërisë së sistemit.

Vlerat maksimale të funksioneve transmetuese të ndjeshmërisë dhe ndjeshmërisë plotësuese përcaktohen nga (45):

$$\begin{aligned} M_S &= \max_w |S(jw)| \\ M_T &= \max_w |T(jw)| \end{aligned} \quad (45)$$

Zakonisht kërkohet që $M_S < 2$ (6dB) dhe $M_T < 1.25$ (2dB). Vlera të mëdha të M_S ose M_T (më të mëdha se 4), tregojnë cilësi të ulët dhe karakter robust të ulët të sistemit. Në sistemet me kontur të mbyllur, ka një brez frekuencash të mesme ku kemi një degradim të cilësisë së kontrollit, dhe vlera M_S në këtë rast është një matës i degradimit të cilësisë për rastin më të keq. Pra, kriteri M_S është një matës i karakterit robust të sistemit. Ekzistojnë relacione midis vlerave maksimale të funksioneve transmetuese dhe rezervave në amplifikim dhe fazë. Për M_S kemi (46):

$$\Delta R \geq \frac{M_S}{M_S - 1}; \Delta\phi \geq 2 \arcsin\left(\frac{1}{2M_S}\right) \geq \frac{1}{M_S} \quad (46)$$

Psh, për rastin kur marrim $M_S = 2$, ne jemi të sigurtë që $\Delta R \geq 2$ dhe $\Delta\phi \geq 29^\circ$. Në mënyrë të ngjashme për M_T kemi relacionin (47):

$$\Delta R \geq 1 + \frac{1}{M_T}; \Delta \phi \geq 2 \arcsin \left(\frac{1}{2M_T} \right) \geq \frac{1}{M_T} \quad (47)$$

Dhe kur marrim $M_T = 2$, ne jemi të sigurtë që $\Delta R \geq 1.5$ dhe $\Delta \phi \geq 29^\circ$.

Për të vlerësuar cilësinë e sistemit të kontrollit, duhet marrë parasysh edhe shpejtësia e përgjigjes e cila është e lidhur me bandën e frekuencave të sistemit. Një bandë më e gjerë do të thotë një kohë ngritjeje t_{ng} më e shpejtë, përderisa sinjalet e frekuencave të larta kalojnë më lehtë në dalje të sistemit. Por një bandë më e gjerë, gjithashtu tregon që sistemi është i ndjeshëm ndaj zhurmave dhe ndryshimeve të parametrave. E kundërta, për bandë më të ngushtë frekuencash, përgjigja në kohë do të jetë më e ngadaltë dhe sistemi do të jetë më robust. Banda e konturit të mbyllur w_B është frekuenca ku $S(jw)$ kalon për herë të parë vlerën $0.707 (\approx -3dB)$ nga poshtë. Banda w_{BT} në terma të funksionit transmetues T është frekuenca më e lartë në të cilën $|T(jw)|$ kalon vlerën $0.707 (\approx -3dB)$ nga lart. Frekuenca e kalimit të amplifikimit, w_c , përdoret ndonjëherë për të përcaktuar bandën e konturit të mbyllur. Ajo ka avantazhin që llogaritet lehtë dhe zakonisht jep një vlerë midis frekuencave w_B dhe w_{BT} . Për sisteme me $\Delta \phi < 90^\circ$ ne kemi $w_B < w_c < w_{BT}$.

3.5 Kufizimet e sistemit nga vonesa në kohë

Ne duam që karakteristika e konturit të ketë një pjerrësi prej -1 në pikën rreth frekuencës së kalimit w_c , atëherë vonesa në fazë e funksionit L në pikën w_c do të jetë të paktën -90° , edhe kur s'ka kohë vonese në sistem. N.q.s duam të përftojme cilësi dhe karakteristikë robuste, duhet të vendosim një $\Delta \phi \geq 35^\circ$, në mënyrë që faza shtesë e futur në sistem si pasojë e pranisë së kohë vonesës, në pikën w_c të mos kalojë vlerën -55° . Koha e vonesës τ jep një fazë shtesë prej $-\tau w$, e cila në frekuencën $w = 1/\tau$ është $-1 \text{ rad} = -57^\circ$, e cila është më shumë se -55° . Kështu, për të patur një cilësi të pranueshme kontrolli, nevojitet të kemi një $w_c < 1/\tau$.

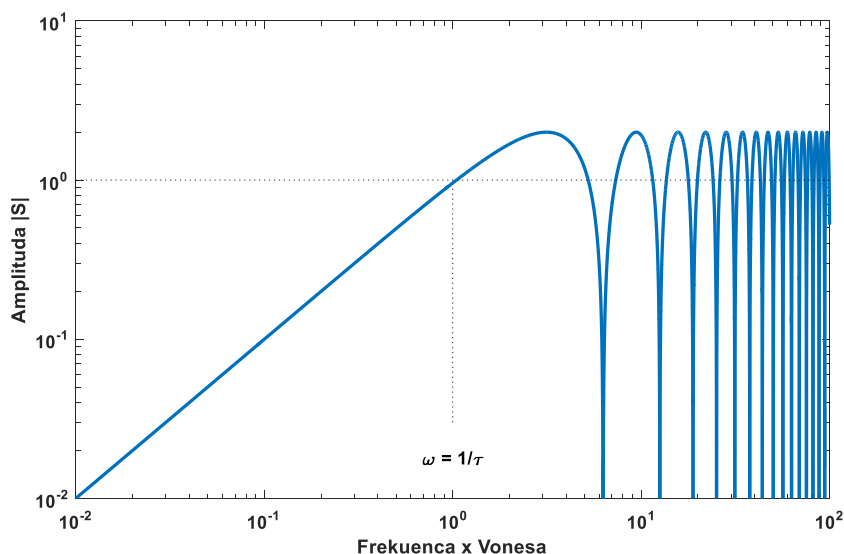


Figura 3.4 Karakteristika e funksionit ideal të ndjeshmërisë S për një proces me vonesë kohe

Në figurën 3.4 tregohet amplituda $|S|$ në varësi të frekuencës dhe vonesës. Për frekuenca të ulëta $\omega\tau < 1$, kemi që $1 - e^{-\tau s} \approx \tau s$ dhe asimptota për frekuencë të ulët e $|S(j\omega)|$ kalon madhësinë 1 në një frekuencë të përafërt prej $1/\tau$. Përderisa në këtë rast, $|S| = 1/|L|$, kemi që $1/\tau$ është e barabartë me frekuencën e kalimit të amplifikimit për madhësinë L . Në praktikë, nuk mund të realizohet një rregullator ideal, kështu që kjo vlerë pritet të sigurojë kufirin e sipërm të përafërt të frekuencës $\omega_c < 1/\tau$.

4 KONTROLLI ME METODAT KLASIKE I SISTEMEVE ME VONESË KOHE

4.1 Kontrolli PID

Rregullatorët *PID* përdoren gjerësisht në të gjitha fushat e industrisë. Në kontrollin e proceseve, më shumë se 95% e kontureve të kontrollit janë me rregullatorë *PID* [24], [42]. *PID* mundëson që me anë të një algoritmi të thjeshtë të lidhjes së kundërt, të eliminohen shmangiet nga gjendja e qëndrueshme dhe të arrihet një cilësi e arsyeshme e konturit të mbyllur në shumë procese të thjeshta të industrisë. Vitet e fundit është raportuar që në zbatimin industrial të rregullatorëve të thjeshtë *PID* gjejmë zakonisht një rregullim të keq të procesit dhe gabime projektimi. Për këtë arsye, janë zhvilluar metoda të reja rregullimi për algoritmat *PID*. Për shkak të rëndësisë së rregullatorëve *PID* në industri, në seksionet në vazhdim do të trajtohen disa metoda që pranojnë një paraqitje të procesit si një model i rendit të parë me kohë vonese. Një mënyrë efiçente për të kontrolluar një proces me kohë vonese është duke përdorur një strukturë kontrolli parashikuese. Është e njohur si fakt që rregullatorët *PID* përdoren shpesh për të kontrolluar proceset me kohë vonese duke arritur një sukses të arsyeshëm, të paktën në disa raste. Veprimi i kontrollit $u(t)$ të një rregullatori *ideal standard PID* mund të llogaritet sipas (48):

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (48)$$

Ku $e(t) = r(t) - y(t)$ është gabimi midis sinjaleve të referencës $r(t)$ dhe të daljes $y(t)$ sipas figurës 4.1. K_c është amplifikimi proporcional, T_i është koha e integritimit dhe T_d është koha e derivimit.

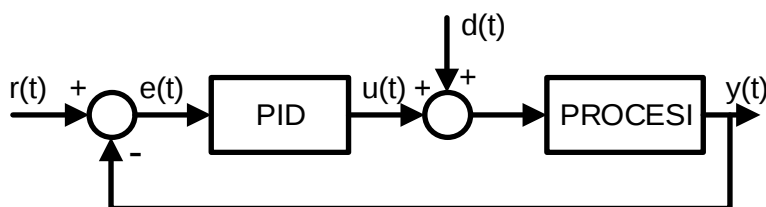


Figura 4.1 Sistemi i kontrollit me një rregullator PID

Funksioni i transmetimit të këtij rregullatori është (49):

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (49)$$

Në varësi të zbatimit specifik ose harduerit të rregullatorit industrial, mund të përdoren struktura të tjera të *PID*, si forma *PID seri* (50).

$$G_R(s) = K_c \frac{(1 + T_i s)}{T_i s} (T_d s + 1) \quad (50)$$

dhe forma *PID paralel* (51):

$$G_R(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (51)$$

Tre paraqitjet ideale të rregullatorit *PID* në ekuacionet (49), (50) dhe (51) nuk mund të zbatohen në praktikë sepse shkalla e numëruesit është më e lartë sesa shkalla e emëruesit. Për ti kthyer ato në formën e duhur, zakonisht në praktikë përdoret një filtër i frekuencave të ulëta në veprimin derivues të rregullatorit *PID*. Për formën standarde, funksioni transmetues i pjesës derivuese të rregullatorit *PID* është (52):

$$D(s) = \frac{K_c(T_d s)}{\alpha T_d s + 1} \quad (52)$$

ku $\alpha \in (0,1)$. Për rregullatorët industrialë, vlera e α normalisht varion midis 0.05 dhe 0.5. Ky parametër mund të përdoret për eliminimin e zhurmave (si shqetësime të procesit) dhe gjithashtu për rregullimin e tiparit robust të konturit të mbyllur. Filtri mund të konsiderohet gjithashtu si një filtër në kaskadë me rregullatorin *PID* për të dhënë një funksion transmetimi si (53):

$$G_R(s) = \frac{K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)}{\alpha T_d s + 1} \quad (53)$$

Për formën seri, funksioni transmetues është (54):

$$G_R(s) = k_c \frac{(1 + T_i s)}{T_i s} \frac{T_d s + 1}{\alpha T_d s + 1} \quad (54)$$

Dhe për formën paralele është ekuacioni (55):

$$G_R(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{\alpha K_D s + 1} \quad (55)$$

4.2 Analiza me metodat klasike PID

Shumica e metodave të projektimit të rregullatorëve *PID* janë krijuar duke konsideruar kohën e vonesës në modelin e procesit. Megjithatë në shumë raste, zgjidhja është e vlefshme vetëm për disa vlera të veçanta të marrëdhënies midis kohës së vonesës dhe konstantes dominuese të kohës së procesit. Kështu, zbatimi i këtyre metodave të rregullimit duhet të marrin parasysh specifikimet dhe tipin e modelit të përdorur nga çdo metodë.

Në këtë studim janë zgjedhur disa metoda që përdoren shpesh në praktikë: *Metoda Ziegler-Nichols (ZN)*, *metoda Cohen-Coon (CC)*, *metoda Chien-Hrones-Reswick (CHR)*, *metoda Wang-Juang-Chan (WJC)*, dhe një metodë e thjeshtë rregullimi e derivuar nga metoda *SIMC* e quajtur *IMC e thjeshtë* (ang. *Simple IMC*).

4.2.1 Metoda e rregullimit Ziegler-Nichols (ZN)

Metoda më e famshme e projektimit të rregullatorëve *PID*, *metoda Ziegler-Nichols (ZN)* [43], është zhvilluar duke përdorur simulime me sisteme të ndryshme ku koha ekuivalente e vonesës τ dhe konstantja e kohës së procesit T , kënaqin kushtin $\frac{\tau}{T} < 1$, që do të thotë, sisteme me konstante kohe dominuese. Objektivi i kontrollit ishte të tentohej një raport $\frac{1}{4}$ i shuarjes së amplitudave të dy oshilimeve të para të përgjigjes ndaj shqetësimit shkallë. Kështu, nuk është surprizë n.q.s. përftohet një cilësi e dobët kur përdoret metoda *ZN* në rastin e ndjekjes së sinjalit referues ose kur kontrollojmë një proces me kohë vonese dominuese.

Ka dy metoda *ZN* për rregullimin e *PID* në formën standarde. E para, e njohur si *metoda ZN e konturit të hapur* ose *metoda e kurbës së reaksionit*, e cila supozon që përgjigja kalimtare e konturit të hapur të procesit mund të modelohet nga ekuacioni :

$$G_P(s) = \frac{ae^{-\tau s}}{T_S} \quad (56)$$

Parametrat për një formë standarde të *PID* jepen në tabelën 2.

Tabela 2 Metoda e parë e rregullimit ZN

Rregullatori	K_c	T_i	T_d	α
PID standard	$1.2/a$	2τ	$\tau/2$	$k\tau/T$

Metoda e dytë ZN, e njohur si *metoda ZN e konturit të mbyllur*, përdor vetëm një eksperiment të konturit të mbyllur me një amplifikim proporcional K_c (për rastin, $T_i = \infty$ dhe $T_d = 0$) ku K_c rritet derisa procesi fillon të oshilojë në mënyrë të qëndrueshme. Kur kjo ndodh, amplifikimi është $K_c = K_0$, që njihet si amplifikimi kritik dhe perioda e përfutur e oshilimeve si perioda kritike T_0 . Kështu, metoda e dytë e projektimit të *PID* standard jepet në tabelën 3.

Tabela 3 Metoda e dytë e rregullimit ZN

Rregullatori	K_c	T_i	T_d
PID standard	$0.6K_0$	$0.5T_0$	$0.125T_0$

Rregullat ZN japin një cilësi të keqe kur procesi paraqet një kohë të madhe vonese. Kur përdoret një model i rendit të parë me vonesë kohe i procesit vetëstabilizues, është e mundur të përdoret koha relative e vonesës $\hat{\tau} = \frac{\tau}{\tau+T}$ për të analizuar mundësinë e përfutimit të një cilësie të mirë me një rregullator ZN-PID. Metoda ZN mundëson një cilësi të arsyeshme kur $\hat{\tau} < 0.4$, që është rasti për procese integrale me kohë vonese, dhe konstante kohe dominuese.

4.2.2 Metoda e rregullimit Cohen-Coon (CC)

Një metodë tjetër e mirënjohur në industri është *metoda Cohen-Coon (CC)* [44]. Kjo metodë bazohet në një model të rendit të parë me vonesë kohe dhe përdor një procedurë të vendosjes së polit dominant. Tre polet e konturit të mbyllur, një real dhe dy komplekse, janë të vendosura në të njëjtën distancë nga origjina. Shuarja e poleve komplekse përdoret për të arritur një përgjigje ndaj shqetësimit me një raport $\frac{1}{4}$ të amplitudave të dy oshilimeve të para shuarëse, dhe llogaritet distanca ndaj origjinës për të minimizuar gabimin integral ndaj një shqetësimi shkallë. Për një formë standarde të *PID*, parametrat jepen në tabelën 4, ku amplifikimi i normuar a jepet nga $a = \frac{K_p \tau}{T}$.

Tabela 4 Metoda e rregullimit CC

Rregullatori	K_c	T_i	T_d
PID standard	$\frac{1.35}{a} \left(1 + \frac{0.18\hat{\tau}}{1 - \hat{\tau}} \right)$	$\frac{2.5 - 2\hat{\tau}}{1 - 0.39\hat{\tau}} \tau$	$\frac{0.37(1 - \hat{\tau})}{1 - 0.81\hat{\tau}} \tau$

Një analizë krahasuese me metodën ZN tregon që për vlera të vogla të $\hat{\tau}$, dy metodat janë të ngjashme, por metoda CC jep përgjigje më të mira të konturit të mbyllur në këto raste. Megjithatë, ashtu si në metodën ZN, ky rregullim gjithashtu jep cilësi të ulët për sisteme vetëstabilizues me kohë vonese dominuese. Të dy metodat CC dhe ZN japin mbirregullim të

lartë në përgjigjen ndaj sinjalit të referimit. Kjo mund të shmanget lehtësisht duke përdorur një filtër në sinjalin referues.

4.2.3 Metoda e rregullimit Chien-Hrones-Reswick (CHR)

Metoda e rregullimit *Chien-Hrones-Reswick (CHR)* [45] bazohet gjithashtu në modelin e rendit të parë me vonesë kohe të procesit. Metoda *CHR* bazohet në konstanten e kohës të procesit T siç tregohet në tabelën 5. Për ndjekjen e vlerës referuese, kemi 2 rregulla projektimi të propozuara nga metoda *CHR*, me 0% mbirregullim dhe 20% mbirregullim.

Tabela 5 Metoda e rregullimit *CHR*

Rregullatori	a	K_c	T_i	T_d
PID standard 0% mbirregullim	$\frac{K_p \tau}{T}$	$\frac{0.6}{a}$	T	0.5τ
PID standard 20% mbirregullim	$\frac{K_p \tau}{T}$	$\frac{0.95}{a}$	$1.4T$	0.47τ

4.2.4 Metoda e rregullimit Wang, Juang, and Chan (WJC)

Metoda e rregullimit *Wang, Juang, dhe Chan (WJC)* [46] bazohet në kriterin integral të cilësisë *IGAt* (integrali i gabimit absolut sipas kohës). Formulatat për llogaritjen e rregullatorit PID sipas kësaj metode jepen në tabelën 6.

Tabela 6 Metoda e rregullimit *WJC*

Rregullatori	K_c	T_i	T_d
PID standard	$\frac{(0.7303 + \frac{0.5307T}{\tau})(T + 0.5\tau)}{K(T + \tau)}$	$T + 0.5\tau$	$\frac{0.5\tau T}{T + 0.5\tau}$

4.2.5 Metoda e rregullimit SIMC

Metoda e thjeshtë *IMC* [47] është e derivuar nga metoda e rregullimit *IMC*, me një modifikim për të përmirësuar përgjigjen e reagimit ndaj shqetësimit, për procese me konstante kohe dominuese. Në këtë metodë, përdoren dy vlera të ndryshme të T_l në rregullator. Një për rastin e procesit me kohë vonese dominuese dhe një tjetër për rastin e procesit me konstante kohe dominuese. Sipas kësaj metode, një proces konsiderohet me konstante kohe dominuese kur $T >$

8 τ . Funkzioni transmetues i përdorur për të përafruar sjelljen dinamike të procesit mund të jetë një model i rendit të parë me vonesë kohe ose një model i rendit të dytë me vonesë kohe. Kështu me anë të kësaj metode përftojmë një rregullator *PI* për modelin e rendit të parë me vonesë kohe dhe një rregullator *PID* për modelin e rendit të dytë me vonesë kohe.

Marrim modelin e rendit të dytë me vonesë kohe $G_p(s) = \frac{K_p e^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$ dhe sistemin e dëshiruar të konturit të mbyllur $H(s) = \frac{e^{-\tau s}}{\tau s + 1}$, që është një konstante kohe e konturit të mbyllur e barabartë me kohën e vonesës, dhe rregullatori *PID* që përftojmë është (57):

$$G_{SIMC}(s) = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{s T_1 (1 + 0.1 T_2 s)} \quad (57)$$

me $T_l = \min(T_1, 8\tau)$, $k_c = \frac{1}{2\tau} \frac{1}{K_p/T_1}$.

Kur përdoret një model i rendit të parë me vonesë kohe, kemi $T_2 = 0$ (një rregullator *PI*). Për proceset integrale, për llogaritjen e formulës përdoren $T_1 \rightarrow \infty$ dhe $K_v = K_p/T_1$. Metoda e rregullimit *SIMC* jepet në tabelën 7. Për shkak të rregullimit konservativ $T_0 = \tau$, ky rregullator *PID* jep një përgjigje më të lëmuar të konturit të mbyllur por ka një indeks të mirë të karakterit robust.

Tabela 7 Metoda e rregullimit *SIMC*

Rregullatori	K_c	T_i	T_d
PID standard	$\frac{1}{2\tau} \frac{1}{K_p/T_1}$	$\min(T_1, 8\tau)$	T_2

4.2.6 Krahassimi i metodave klasike *PID*

Për krahasimin e metodave klasike *PID* do të marrim dy modele, i) modelin e procesit të kontrollit të temperaturës (31), dhe ii) modelin e procesit të kontrollit të prurjes (32). Modeli (31) është një proces i rendit të parë me kohë vonesë, me konstante kohe dominuese, ndërsa modeli (32) është një proces i rendit të parë me kohë vonesë, me vonesë kohe dominuese.

i) *Rasti i procesit të kontrollit të temperaturës*

Marrim procesin e kontrollit të temperaturës së furrës laboratorike me funksion transmetues:

$$G_p = \frac{1.33e^{-30s}}{1400s + 1}$$

Në këtë rast, marrim në shqyrtim 6 rregullatorë të ndryshëm *PID*, bazuar në metodat e lartpërmendura, *ZN-PID*, *CC-PID*, *SIMC-PID*, *WJC*, *CHR-0% mbirregullim*, *CHR-20% mbirregullim*. Cilësia e përftuar e sistemit për konturin e mbyllur, për të 6 rregullatorët e zbatuar, jepet në figurën 4.2. Për kryerjen e simulimeve është përdorur një hyrje shkallë njësi në kohën $t = 0$ sek, dhe një shqetësim shkallë me vlerë -2 në kohën $t = 1000$ sek. Kohëzgjatja e simulimit është $t = 2000$ sek. Siç shihet në bllokskemën e ndërtuar në *Simulink*, të treguar në Shtojcë A, për rregullatorët *ZN-PID* dhe *CC-PID* janë zbatuar filtra në sinjalin hyrës referues me funksion transmetues $G_F = \frac{1}{50s+1}$, për shkak se këto dy rregullatorë japin rregullim të mirë vetëm ndaj eliminimit të shqetësimeve që i paraqiten procesit në dalje, dhe paraqesin mbirregullim të madh në ndjekjen e sinjalit referues në hyrje të procesit. Siç shihet, nga karakteristikat e përfthuara, përgjigja e procesit ndaj shqetësimit, në kohën $t = 1000$ sek, për rregullatorët *ZN-PID* dhe *CC-PID* është më e shpejta. Këto dy rregullatorë japin oshilime në ndjekjen e sinjalit referues. Rregullatori *SIMC-PID* jep një përgjigje të ngadaltë si ndaj ndjekjes së sinjalit referues ashtu edhe në eliminimin e shqetësimit në dalje. Rregullatori *CHR-PID-20%* jep një mbirregullim të lartë në hyrje për shkak edhe të sinjalit të madh të kontrollit që zbaton në krahasim me rregullatorët e tjerë, dhe një përgjigje të ngadaltë ndaj shqetësimit në dalje.

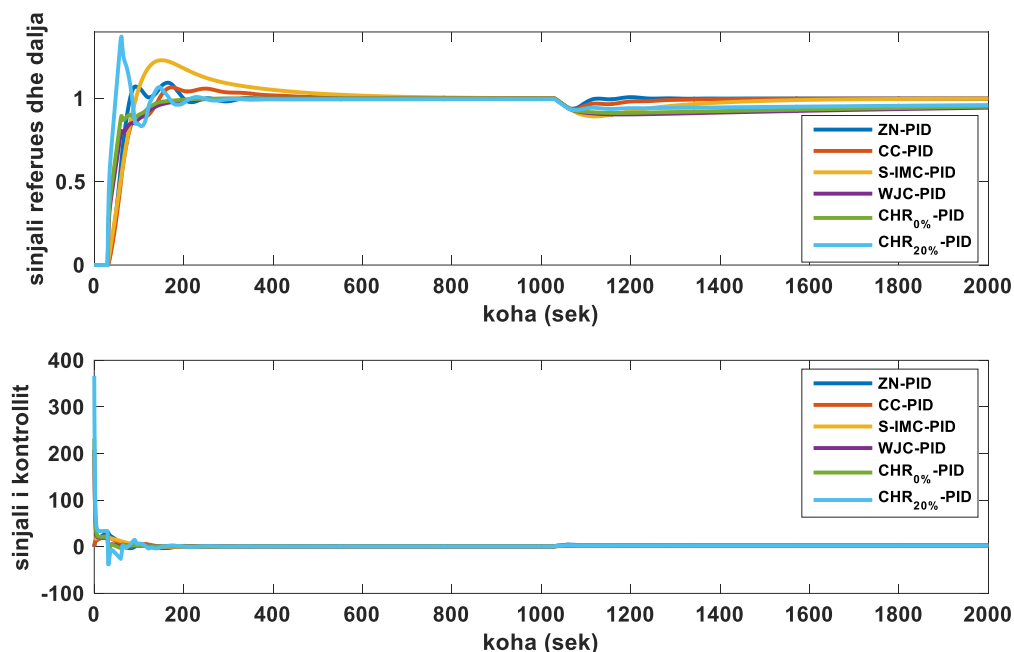


Figura 4.2 Krahasimi i metodave klasike *PID* për kontrollin e procesit të temperaturës për $\tau = 30$ sek

Metodat *WJC-PID* dhe *CHR-PID-0%* kanë përgjigjet më të mira në ndjekjen e sinjalit referues dhe një përgjigje të ngadaltë ndaj shqetësimit në dalje të procesit.

Tabela 8 pasqyron vlerat e përftuara të kriterëve të cilësisë në fushën e kohës, kriteret integrale *IGK* dhe *IGA* dhe vlerat e ndjeshmërisë maksimale M_s për secilën prej metodave të rregullimit.

Tabela 8 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.2

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}	<i>IGK</i>	<i>IGA</i>	M_s
ZN-PID	19.16	606.62	9.5	1.095	99	8.78	39.39	3.412
CC-PID	48.42	636.99	6.73	1.067	105	8.064	45.45	2.757
SIMC-PID	27.22	701.29	23.13	1.23	93	57.52	135	1.4854
WJC-PID	29.51	759.09	5.81	1	412	44.86	128.4	1.507
CHR-PID-0%	14.02	748.66	5.17	1	235	41.67	115.7	1.6011
CHR-PID- 20%	7.21	636.85	42.94	1.37	35	37.56	102.3	2.323

Rregullatorët *SIMC-PID*, *WJC-PID* dhe *CHR-PID-0%* kanë karakterin robust më të mirë, bazuar në vlerat e ulëta të ndjeshmërisë maksimale M_s . Duke bërë një kompromis midis shpejtësisë së përgjigjes dhe karakterit robust, rregullatorët më të mirë janë *WJC-PID* dhe *CHR-PID-0%*.

Karakterit robust i rregullatorëve *PID* është studiuar më tej për të njëjtin proces por me kohë vonese rreth 20% më të vogël ($\tau = 24$ sek) se kohë vonesa e identifikuar e procesit. Pra, ky është rasti i gabimit në përcaktimin e vonesës së kohës së procesit. Figura 4.3 tregon karakteristikat e përftuara në këtë rast. Karakteristikat janë të ngjashme me rastin e parë.

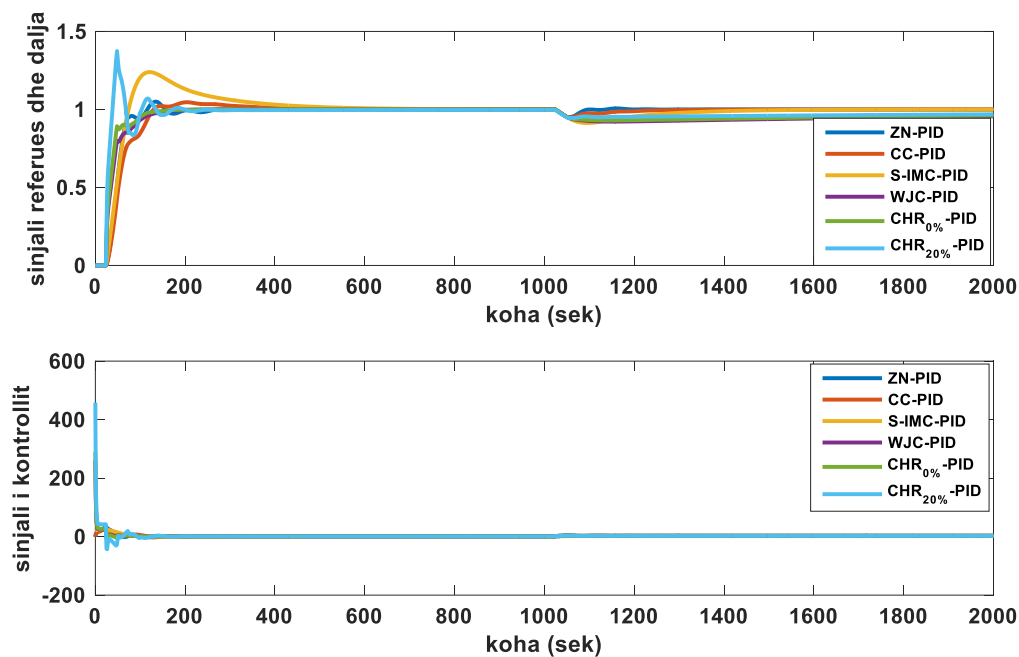


Figura 4.3 Krahësimi i metodave klasike *PID* për kontrollin e procesit të temperaturës për $\tau = 24$ sek

Tabela 9 pasqyron vlerat e përfuara të parametrave të cilësisë sipas kohës, integraleve të cilësisë *IGK* dhe *IGA* dhe vlerat e ndjeshmërisë maksimale M_s për secilën prej metodave të rregullimit.

Tabela 9 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.3

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}	<i>IGK</i>	<i>IGA</i>	M_s
ZN-PID	20.53	324.78	0.67	1.066	316	5.088	26.95	4.1468
CC-PID	180.17	401.63	0.023	1	1	4.946	32.81	3.3204
SIMC-PID	228.89	610.31	0.28	1	1	45.96	105.5	1.6755
WJC-PID	5.77	955.9	4.55	1.45	1	35.09	103.5	1.5815
CHR-PID-0%	5.42	969.39	4.04	1.4	1	32.62	92.97	1.6972
CHR-PID-20%	4.86	935.49	2.9	1.2	242	29.68	82.37	2.6827

Në këtë rast kemi një përmirësim të karakteristikave të përftuara me rregullatorët *ZN-PID* dhe *CC-PID* por vlerat e ndjeshmërisë maksimale janë përsëri të larta. Duke bërë një kompromis midis shpejtësisë së përgjigjes dhe karakterit robust, rregullatorët më të mirë janë *WJC-PID* dhe *CHR-PID-0%*.

Rasti tjetër i studimit të karakterit robust i rregullatorëve *PID* shikohet për të njëjtin proces por me konstante kohe procesi T rreth 20% më të vogël ($T = 1140$ sek) se vlera e identifikuar e procesit. Pra, ky është rasti i gabimit në përcaktimin e konstantes së kohës së procesit. Figura 4.4 tregon karakteristikat e përftuara në këtë rast.

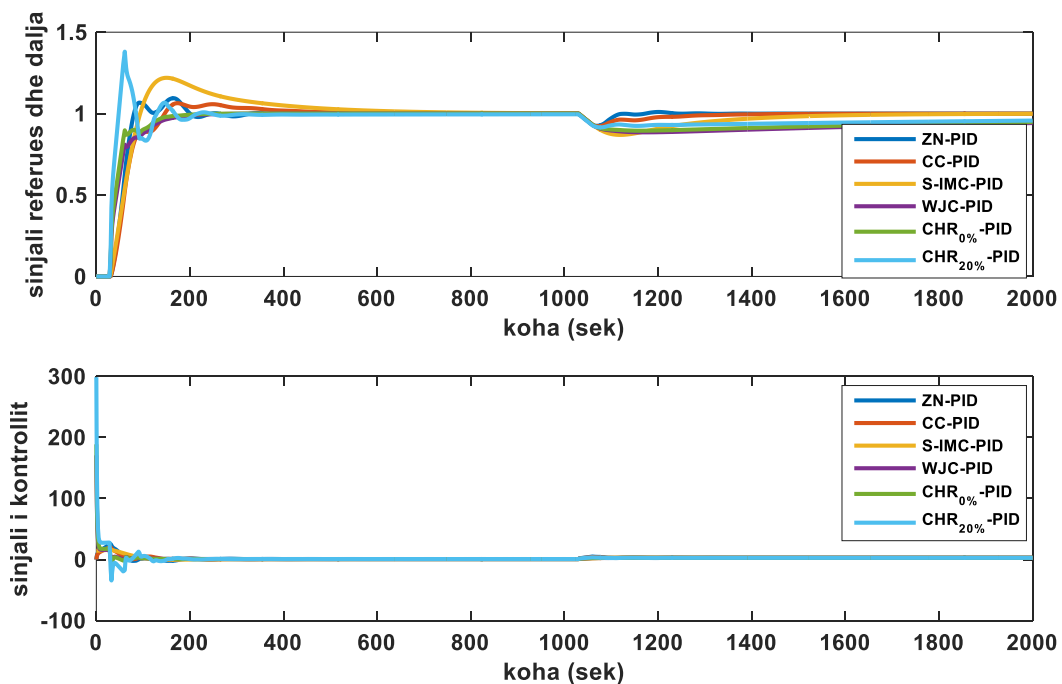


Figura 4.4 Krahassimi i metodave klasike *PID* për kontrollin e procesit të temperaturës për $T = 1140$ sek.

Tabela 10 pasqyron vlerat e përftuara të parametrave të cilësisë sipas kohës, integraleve të cilësisë *IGK* dhe *IGA* dhe vlerat e ndjeshmërisë maksimale M_s për karakteristikat e përftuara në figurën 4.4. Edhe në këtë rast, rregullatorët më të mirë janë *WJC-PID* dhe *CHR-PID-0%*.

Tabela 10 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.4

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}	IGK	IGA	M_s
ZN-PID	17.96	608.36	9.47	1.094	100	8.77	39.94	4.135
CC-PID	48.28	646.68	6.41	1.064	106	8.149	46.85	3.318
SIMC-PID	27.2696	716.61	22.13	1.22	94	57.83	139	1.67
WJC-PID	27.87	806.05	6.14	1	393	46.7	138.9	1.584
CHR-PID-0%	13.32	794.69	5.47	1	227	43.26	125.6	1.695
CHR-PID-20%	7.24	704.31	44.22	1.38	33	38.44	110.5	2.674

ii) Rasti i procesit të kontrollit të prurjes

Marrim procesin e kontrollit të prurjes me funksion transmetues:

$$G_p = \frac{5.6 e^{-93.9s}}{40.2s + 1}$$

Edhe në këtë rast, marrim në shqyrtim 6 rregullatorë të ndryshëm *PID*, bazuar në metodat e lartpërmendura, *ZN-PID*, *CC-PID*, *SIMC-PID*, *WJC*, *CHR-0% mbirregullim*, *CHR-20% mbirregullim*. Cilësia e përftuar e sistemit për konturin e mbyllur, për të 6 rregullatorët e zbatuar, jepet në figurën 4.5. Për kryerjen e simulimeve është përdorur një hyrje shkallë njësi në kohën $t = 0$ sek, dhe një shqetësim shkallë me vlerë -2 në kohën $t = 1500$ sek. Kohëzgjatja e simulimit është $t = 2500$ sek. Për këtë rast, për rregullatorët *ZN-PID* dhe *CC-PID* janë zbatuar filtra në sinjalin hyrës referues me funksion transmetues $G_F = \frac{1}{s+1}$. Siç shihet, nga karakteristikat e përfthuara, karakteristikat e përfthuara për rregullatorët *ZN-PID* dhe *CC-PID* janë përkeqësuar. Këto dy rregullatorë japin oshilime në ndjekjen e sinjalit referues dhe duan një kohë të gjatë për arritjen e vlerës së stabilizimit. Rregullatori *SIMC-PID* jep një përgjigje shumë të mirë si ndaj ndjekjes së sinjalit referues ashtu edhe në eliminimin e shqetësimit në dalje. Rregullatori *CHR-PID-0%* dhe *CHR-PID-20%* jep një mbirregullim të lartë në hyrje për shkak edhe të sinjalit të madh të kontrollit që zbaton në krahasim me rregullatorët e tjerë, dhe një përgjigje të ngadaltë ndaj shqetësimit në dalje. Në

këtë rast shikohet një veprim më i madh kontrolli për ndjekjen e sinjalit referues për rregullatorin *WJC-PID*. Metodat *WJC-PID* dhe *SIMC-PID* kanë përgjigjet më të mira të përftuara të procesit.

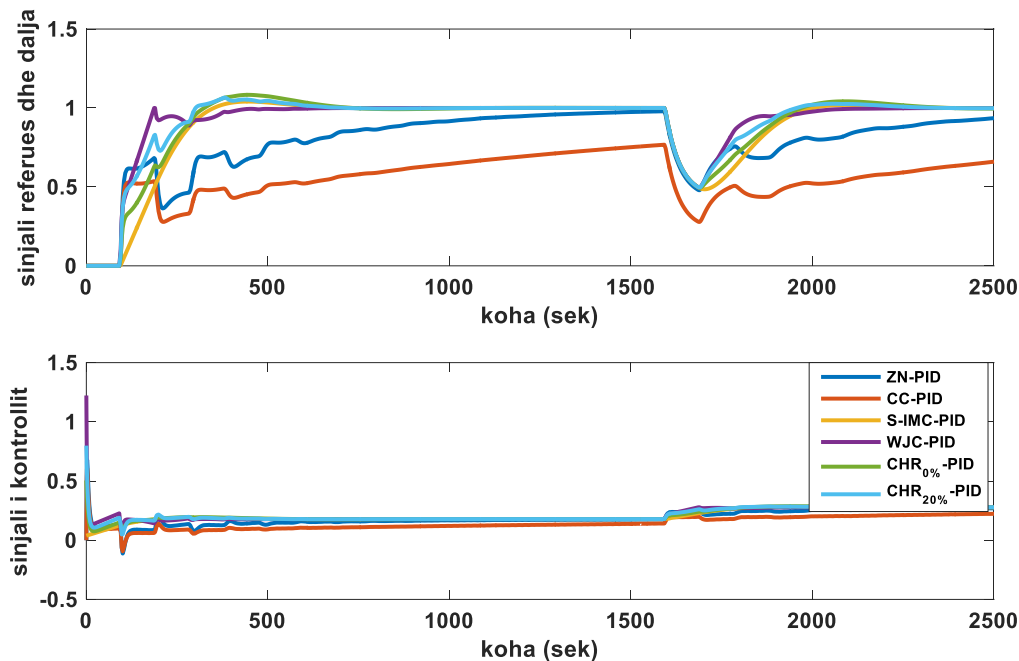


Figura 4.5 Krahësimi i metodave klasike *PID* për kontrollin e procesit kimik për $\tau = 93.9$ sek.
Tabela 11 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.5

Metoda e rregullimit	e	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}	IGK	IGA	M_s
ZN-PID		188.42	847.77	4.66	0.98	595	226.7	542.1	2.3418
CC-PID		231.06	866.29	16.3	0.77	595	572.8	1131	2.0484
SIMC-PID		57.09	710.96	4.13	1.04	151	200	316.2	1.5828
WJC-PID		23.46	727.49	0.016	1	66	134.6	218.5	1.7926
CHR-PID-0%		59.045	800.9	8.73	1.083	151	169.8	300.7	1.4565
CHR-PID-20%		54.03	775.09	6.76	1.07	131	144.3	252.4	1.5811

Tabela 11 pasqyron vlerat e përftuara të parametrave të cilësisë sipas kohës, integraleve të cilësisë IGK dhe IGA dhe vlerat e ndjeshmërisë maksimale M_s për karakteristikat e përftuara në figurën 4.5.

Karakterit robust i rregullatorëve *PID* studiohet më tej për të njëjtin proces por me kohë vonese rreth 20% më të vogël ($\tau = 75$ sek) se kohë vonesa e identifikuar e procesit. Figura 4.6 tregon karakteristikat e përftuara në këtë rast.

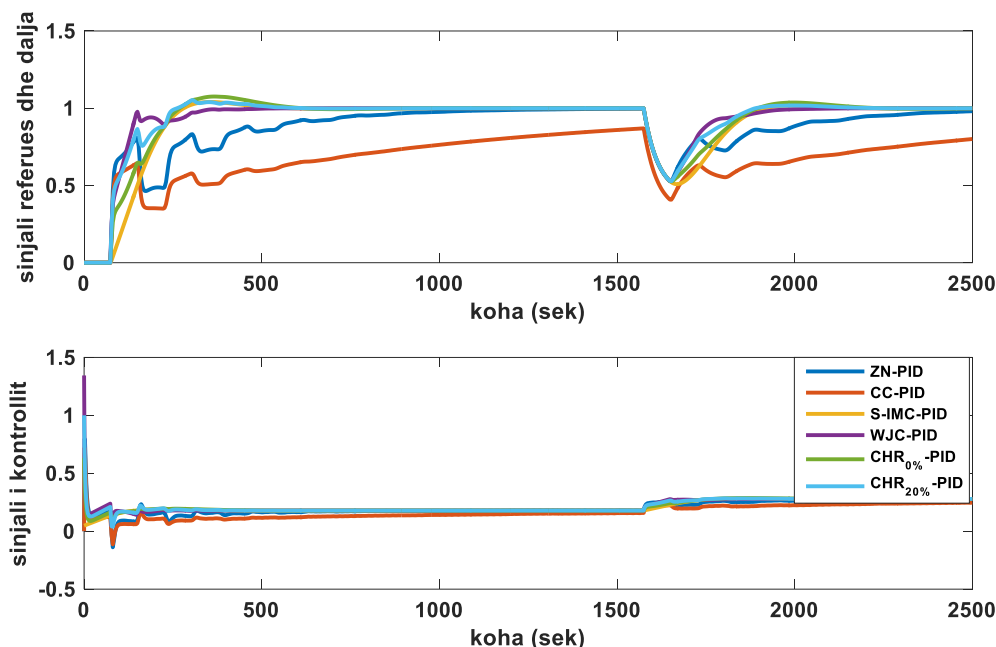


Figura 4.6 Krahاسimi i metodave klasike *PID* për kontrollin e procesit kimik për $\tau = 75$ sek.

Tabela 12 pasqyron vlerat e përftuara të parametrave të cilësisë sipas kohës, integraleve të cilësisë *IGK* dhe *IGA* dhe vlerat e ndjeshmërisë maksimale M_s për karakteristikat e përftuara në figurën 4.6. Edhe në këtë rast karakteristikat janë të ngjashme me atë të figurës 4.5. Rregullatorët më të mirë të përftuar janë *SIMC-PID* dhe *WJC-PID*.

Rasti i dytë i studimit të karakterit robust të rregullatorëve *PID* shikohet më tej për të njëjtin proces por me konstante kohe procesi T rreth 20% më të vogël ($T = 32$ sek) se vlera e identifikuar e procesit. Figura 4.7 tregon karakteristikat e përftuara në këtë rast.

Tabela 12 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.6

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}	IGK	IGA	M_s
ZN-PID	149.21	856.22	1.66	0.99	617	147.9	358.2	2.551
CC-PID	243.77	890.59	8.58	0.87	620	351.5	840.2	2.202
SIMC-PID	43.04	715.74	4.06	1.04	120	158	251.9	1.583
WJC-PID	19.16	730.58	0.0018	1	619	106.7	177.1	1.782
CHR-PID-0%	46.39	787.85	7.67	1.08	124	132.1	238.3	1.396
CHR-PID-20%	46.49	708.57	5.29	1.05	105	110.9	195	1.688

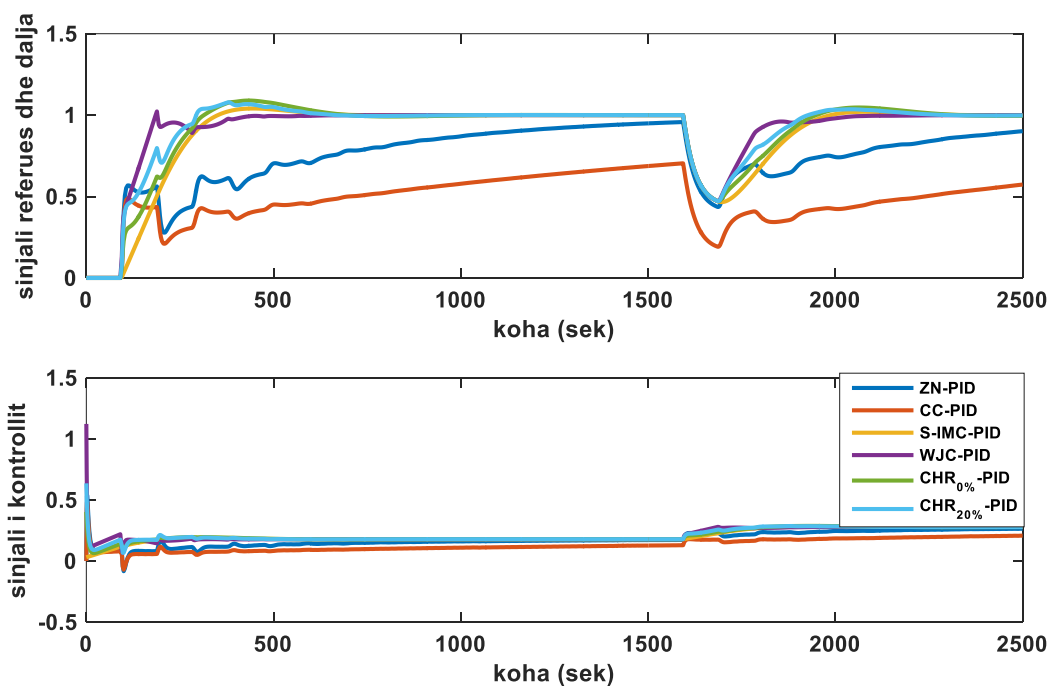
Figura 4.7 Krahësimi i metodave klasike *PID* për kontrollin e procesit të temperaturës për $T = 32$ sek.

Tabela 13 pasqyron vlerat e përfutura të parametrave të cilësisë sipas kohës, integraleve të cilësisë IGK dhe IGA dhe vlerat e ndjeshmërisë maksimale M_s për karakteristikat e përfutura në figurën 4.7. Rregullatorët më të mirë të përfutur janë *SIMC-PID* dhe *WJC-PID*.

Tabela 13 Karakteristikat e cilësisë së rregullimit për figurën 4.7

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}	IGK	IGA	M_s
ZN-PID	232.2	846.42	6.24	0.96	585	284.5	663.3	2.14
CC-PID	220.9	857.77	22.74	0.7	585	739.3	1308	1.89
SIMC-PID	57.21	748.25	4.13	1.04	153	201.8	316.8	1.58
WJC-PID	23.97	713.21	2.29	1.02	66	135.5	215.7	1.802
CHR-PID-0%	56.79	783.13	9.38	1.089	149	174	303	1.507
CHR-PID-20%	50.19	763.69	8.11	1.078	133	149.9	260.7	1.479

4.2.7 Konkluzione

- Rregullatorët *ZN-PID* dhe *CC-PID* kërkojnë zbatimin e filtrave në sinjalet e referimit, për të përfutur karakteristika më të mira të ndjekjes së ndryshimit të sinjalit referues.
- Për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, rregullatori *SIMC-PID* jep një përgjigje të ngadaltë si ndaj ndjekjes së sinjalit referues ashtu edhe në eliminimin e shqetësimit në dalje.
- Për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, metodat *WJC-PID* dhe *CHR-PID-0%* kanë përgjigjet më të mira në ndjekjen e sinjalit referues dhe një përgjigje të ngadaltë ndaj shqetësimit në dalje të procesit.
- Duke bërë një kompromis midis shpejtësisë së përgjigjes dhe karakterit robust, për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, rregullatorët më të mirë janë *WJC-PID* dhe *CHR-PID-0%*.
- Për rastin e procesit me kohë vonese dominuese, karakteristikat e përfutura për rregullatorët *ZN-PID* dhe *CC-PID* përkeqësohen. Këto dy rregullatorë japin oshilime në ndjekjen e sinjalit referues dhe duan një kohë të gjatë për arritjen e vlerës së stabilizimit.
- Për rastin e procesit me kohë vonese dominuese, rregullatori *SIMC-PID* jep një përgjigje shumë të mirë si ndaj ndjekjes së sinjalit referues ashtu edhe në eliminimin e shqetësimit në dalje.

- Rregullatorët më të mirë të përfutur për rastin e procesit me kohë vonese dominuese janë *SIMC-PID* dhe *WJC-PID*.
- Rregullatori *WJC-PID* jep një cilësi të mirë kontrolli dhe karakter robust, si për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, ashtu edhe për rastin e procesit me vonesë kohe dominuese.

4.3 Parashikuesi i Smithit

N.q.s konsiderohet një model pa pjesën e vonesës së kohës $G_n(s)$ i procesit $G_p(s) = G(s)e^{-\tau s}$, është e mundur për të lidhur daljen e këtij procesi në rregullator siç tregohet në figurën 4.8.

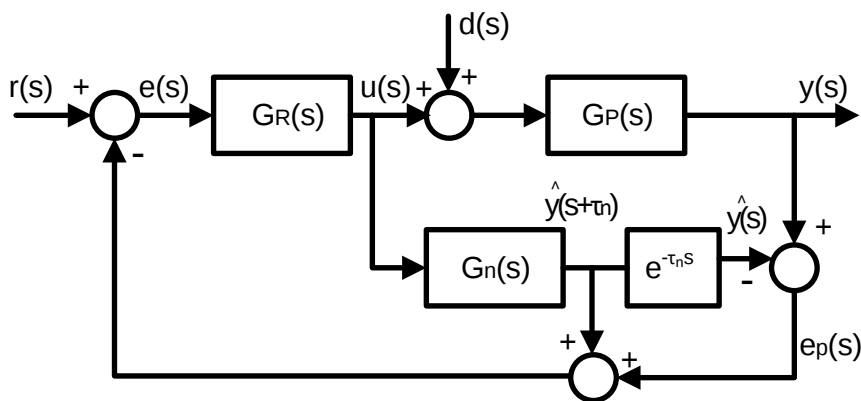


Figura 4.8 Struktura e Parashikuesit te Smithit

Në këtë strukturë nqs $G_n(s) = G(s)$, rregullatori primar $G_R(s)$ mund të përcaktohet duke trajtuar vetëm $G(s)$ dhe cilësia e përfutur e konturit të mbyllur është e njëjtë si në rastin ideal (58):

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_R(s)G(s)e^{\tau s}}{1 + G_R(s)G(s)} \quad (58)$$

Kjo zgjidhje u propozua nga *Smith* në vitin 1950 bazuar në një strukturë parashikuese të konturit të mbyllur për proces vetëstabilizues në kontur të hapur. Struktura e treguar në figurën 4.8 njihet në literaturë si *Parashikuesi i Smith-it* (ang. *Smith Predictor (SP)*). Në këtë metodë kontrolli, parashikimi në kohën t llogaritet nga përdorimi i modelit të procesit pa kohë vonese $G_n(s)$, dhe në mënyrë që të korrektojme gabimet e modelimit, diferenca midis daljes së procesit dhe modelit (duke përfshirë kohën e vonesës $P_n(s) = G_n(s)e^{-\tau_n s}$), futen përsëri në proces. Me këtë strukturë, n.q.s nuk ka gabime modelimi ose shqetësime të procesit, gabimi midis daljes aktuale të procesit dhe daljes së modelit $e_p(s)$ do të jetë zero dhe rregullatori mund të rregullohet njësoj sikur procesi nuk ka kohë vonese. Kështu, në rastin nominal kjo strukturë jep të njëjtën cilësi rregullimi si zgjidhja ideale.

4.4 Metodat e parashikimit me anë të rregullatorëve PID për proceset me vonese kohe

4.4.1 Rregullatori ekuivalent për Parashikuesin e Smithit

Duke përdorur bllokskemën e *Parashikuesit të Smithit* të figurës 4.8, mund të llogaritet një rregullator ekuivalent $G_e(s)$ i trajtës:

$$G_e(s) = \frac{G_R(s)}{1 + G_R(s)[G_n(s) - P_n(s)]}$$

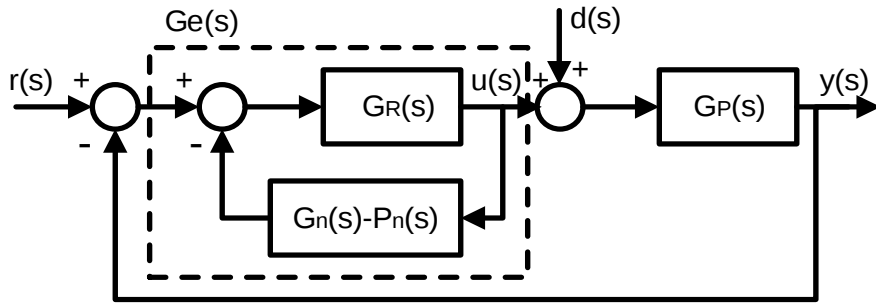


Figura 4.9 Bllokskema ekuivalente e Parashikuesit të Smithit

Rendi i $G_e(s)$ varet nga rendi i $G_n(s)$, i cili normalisht përcakton rendin e rregullatorit primar $G_R(s)$. Vërejmë që $G_e(s)$ nuk është një funksion thyesor sepse $P_n(s)$ ka një kohë vonese.

Duke marrë një model procesi të përshkruar nga (59):

$$P_n(s) = \frac{K_p e^{-\tau s}}{T_s + 1}; \left(G_n(s) = \frac{K_p}{T_s + 1} \right) \quad (59)$$

kemi rregullatorin primar $G_R(s) = \frac{K_1(1+T_1s)}{T_1s}$ i cila mjafton për të pasur sjelljen e konturit të mbyllur të procesit pa kohë vonese. Rregullatori *PI* mund të rregullohet duke eliminuar polin e modelit të konturit të hapur ($T_1 = T$). Ekuacioni karakteristik në këtë rast përfitohet nga (60):

$$1 + G_R(s)G_n(s) = 1 + \frac{K_1 K_p}{T_s} = 1 + \frac{1}{T_0 s}, \quad T_0 = \frac{T}{K_1 K_p} \quad (60)$$

Dhe funksioni transmetues i konturit të mbyllur është (61):

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_R(s)G_n(s)}{1 + G_R(s)G_n(s)} e^{-\tau s} = \frac{1}{1 + T_0 s} e^{-\tau s} \quad (61)$$

T_0 mund të perdoret si një parametër rregullimi për të përcaktuar cilësinë e konturit të mbyllur. Rregullatori ekuivalent jepet nga (62):

$$G_e(s) = \frac{\frac{K_1(Ts + 1)}{Ts}}{1 + \frac{K_1K_p}{Ts}(1 - e^{-\tau s})} = \frac{K_1(1 + Ts)}{Ts + K_1K_p(1 - e^{-\tau s})} \quad (62)$$

Ky rregullator ka veprimin integral (vërejmë që $s = 0$ është një rrënjë e emëruesit ($Ts + K_1K_p(1 - e^{-\tau s})$)) dhe mund të përafrohet me një rregullator *PID* nqs koha e vonesës është e zëvendësuar nga një përafrim polinomial.

Nqs përdoret një përafrim Pade $P_{11}(s)$ i kohës së vonesës në ekuacionin (62), $P_{11}(s) = \frac{1-\tau s/2}{1+\tau s/2}$, përftojmë (63):

$$G_e(s) = \frac{K_1(Ts + 1)}{Ts + K_1K_p \left(1 - \frac{1 - \frac{\tau s}{2}}{1 + \frac{\tau s}{2}}\right)} = \frac{K_1(1 + Ts)}{Ts + K_1K_p \frac{\tau s}{1 + \frac{\tau s}{2}}} \quad (63)$$

$$G_e(s) = \frac{K_1(Ts + 1)(1 + 0.5\tau s)}{Ts \left(1 + 0.5\tau s + \frac{K_1K_p\tau}{T}\right)} = \frac{K_1(Ts + 1)(1 + 0.5\tau s)}{Ts \left(1 + \frac{0.5\tau s}{1 + \frac{K_1K_p\tau}{T}}\right) \left(1 + \frac{K_1K_p\tau}{T}\right)}$$

$G_e(s)$ mund të jetë e barabartë me një rregullator *PID* seri me një filtër në veprimin derivues si ekuacioni (64):

$$G_e(s) = \frac{k_c(T_I s + 1)(T_D s + 1)}{T_I s(\alpha T_D s + 1)} \quad (64)$$

$$\text{Ku } T_I = T, T_D = 0.5\tau \text{ dhe } \alpha = \frac{1}{1 + \frac{K_1K_p\tau}{T}} = \frac{1}{1 + \frac{\tau}{T_0}}, \quad k_c = \frac{T}{(\tau + T_0)K_p}$$

Në mënyrë ideale, konstantja e kohës së konturit të mbyllur T_0 mund të rregullohet në mënyrë arbitrare nga vetë projektuesi. Megjithatë, në realitet, cilësia e sistemit kufizohet nga përafrimi i përdorur për të përfutur rregullatorin $G_e(s)$.

Ky rregullim *PID* mund të derivohet edhe duke përdorur metodën e *Kontrollit te Modelit te Brendshem* (ang. *Internal Model Control (IMC)*).

PID mund të përftohet edhe nga metoda e *Vendosjes se Polit Dominant* (ang. *Dominant Pole Placement*) e bazuar në modelin e përafruar të procesit (65):

$$P_m(s) = \frac{K_p(1 - \tau s/2)}{(Ts + 1)(1 + \tau s/2)} \quad (65)$$

PID që përftohet në këtë rast eliminon polin e procesit në $s = -1/T$, kështu që, kjo mënyrë rregullimi ka të njëjtat avantazhe dhe disavantazhe të metodës të bazuar në anulimin pol-zero.

4.4.2 Metoda e Kontrollit të Modelit të Brendshëm (IMC)

Kontrolli i Modelit të Brendshëm është një metodë kontrolli e bazuar në modelin e procesit. Thelbi i metodës *IMC* tregohet në figurën 4.10. Siç shihet, metoda përdor një model të procesit $G_m(s)$ dhe një rregullator primar $G_R(s)$.

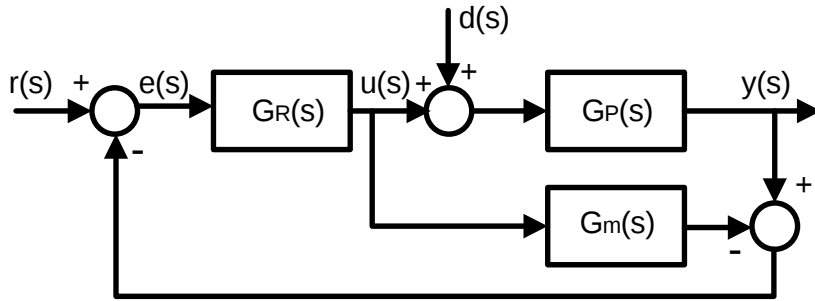


Figura 4.10 Struktura e kontrollit *IMC*

Parashikuesi i Smithit mund të trajtohet si një rast i veçantë i metodës *IMC* për proceset me vonesë kohe. Ashtu si në *Parashikuesin e Smithit*, nëq $G_m(s) = G_P(s)$, që do të thotë që kemi marrë modelimin perfekt, $G_R(s)$ mund të zgjidhet si $G_R(s) = G_P^{-1}(s)$ për të arritur ndjekjen perfekte të vlerës së referimit. Për të rritur tiparin robust të rregullatorit, në G_R përfshihet një filtër i frekuencave të ulëta $F(s)$. Gjithashtu, kur nuk ekziston një invers i saktë (për shembull, në rastin e kohës së vonesës), duhet të përdoret një përafrim $G_m^*(s)$ i $G_P^{-1}(s)$. Vërejmë që struktura *IMC* mund të transformohet gjithashtu në një strukturë me lidhje të kundërt njësi me një rregullator ekuivalent $G_{IMC}(s)$. Kështu, duke përdorur $G_R(s) = F(s)G_m^*(s)$ kemi (66):

$$G_{IMC}(s) = \frac{F(s)G_m^*(s)}{1 - F(s)G_m^*(s)G_m(s)} \quad (66)$$

Në rastin e modelit të rendit të parë me vonesë kohe të procesit, koha e vonesës përafrohet me përafrimin *Pade* të rendit të parë: $e^{-\tau s} \approx \frac{1-0.5\tau s}{1+0.5\tau s}$.

Duke përdorur $F(s) = \frac{1}{T_f s + 1}$, $G_m(s) = \frac{K_p}{Ts + 1} \frac{1-0.5\tau s}{1+0.5\tau s}$ dhe $G_m^*(s) = \frac{Ts + 1}{K_p}$, përftojme rregullatorin ekuivalent G_{IMC} :

$$G_{IMC} = \frac{T}{(T_f + \tau)K_p} \frac{Ts + 1}{Ts} \frac{1 + 0.5\tau s}{1 + \frac{0.5T_f\tau}{T_f + \tau}s} \quad (67)$$

i cili është i njëjti rregullator *PID* seri i derivuar me *Parashikuesin e Smithit* n.q.s. $T_0 = T_f$.

Rregullatori *PID* seri i përfutur në këtë rast jepet në tabelën 14:

Tabela 14 Rregullatori *PID* seri i përfutur me metodën *IMC*

Rregullatori	k_c	T_I	T_D	α
<i>PID</i> seri	$\frac{T}{K_p(\tau + T_f)}$	T	$\frac{\tau}{2}$	$\frac{T_f}{\tau + T_f}$

4.4.3 Metoda e Vendosijs së Polit Dominant

N.q.s përdoret një përafrim *Pade* $P_{11}(s)$ për të përafruar kohën e vonesës në modelin e procesit, kemi (68):

$$G_m(s) = \frac{K_p(1 - \tau s/2)}{(Ts + 1)(1 + \tau s/2)} \quad (68)$$

Rregullatori *PID* seri i duhur që eliminon dy polet e $G_m(s)$ është (69):

$$G_x(s) = \frac{k_x(Ts + 1)(1 + 0.5\tau s)}{Ts(1 + 0.5\alpha\tau s)} \quad (69)$$

Ku vlerat e k_x dhe α ($0 < \alpha < 1$) mund të përdoren për të përcaktuar funksionin e dëshiruar të transmetimit të konturit të mbyllur. Për një përgjigje të shpejtë pa mbirregullim, zgjidhet një pol i dyfishtë në $s = -1/T_0$. Për shkak të kancelimit, funksioni transmetues i konturit të mbyllur do të jetë (70):

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{G_x(s)G_m(s)}{1 + G_x(s)G_m(s)} = \frac{\frac{K_p k_x}{T} \frac{1 - 0.5\tau s}{s(1 + 0.5\alpha\tau s)}}{1 + \frac{K_p k_x}{T} \frac{1 - 0.5\tau s}{s(1 + 0.5\alpha\tau s)}} \\ &= \frac{1 - 0.5\tau s}{\frac{\alpha\tau T}{2K_p k_x} s^2 + \left(\frac{T}{K_p k_x} - 1/2\right) s + 1} \end{aligned} \quad (70)$$

i cili duhet të jetë i barabartë me funksionin transmetues të dëshiruar të konturit të mbyllur

$$H_d(s) = \frac{1 - s\tau/2}{(T_0 s + 1)^2}. \text{ Pra kemi (71):}$$

$$\frac{\alpha\tau T}{2K_p k_x} = T_0^2$$

$$\left(\frac{T}{K_p k_x} - \tau/2\right) = 2T_0$$
(71)

Duke zgjidhur dy ekuacionet (71), amplifikimi është: $k_x = \frac{2T}{(\tau+4T_0)K_p}$, dhe marrëdhënia midis parametrit α dhe T_0 është (72):

$$\alpha = \frac{4T_0^2}{(\tau + 4T_0)\tau}$$
(72)

Diferenca midis këtij rregullatori dhe rregullatorit ekuivalent *IMC* është amplifikimi përfundimtar k_x , i cili llogaritet për pole të ndryshme të konturit të mbyllur. Për vlerat tipike të T_0 kjo zgjidhje jep përafërsisht të njëjtën cilësi si ajo e marrë në rregullimin *IMC*. Megjithatë, kur përdoren këto dy metoda për të derivuar një metodë rregullimi për proceset integrale, metoda e vendosjes së *polit* jep rezultate më të mira.

Është e rëndësishme të theksohet që për shkak të kancelimit pol-zero të përdorur në të dy projektimet, përgjigja e reagimit ndaj shqetësimit do të jetë e keqe n.q.s. poli ianceluar është i ngadaltë në krahasim me atë të dëshiruarin e konturit të mbyllur. Kancelimi pol-zero i dinamikave të ngadalta duhet të shmanget kur kemi shqetësime në hyrje të procesit. Në rastet e mëparshme, për rregullimin e propozuar të rregullatorit *PID*, funksionet transmetuese që lidhin vlerën e referimit me shqetësimin e daljen e procesit janë (73):

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_R(s)G_P(s)}{1 + G_R(s)G_P(s)} = \frac{k_c K_p (1 + T_D s) e^{-\tau s}}{sT(1 + \alpha T_D s) + k_c K_p (1 + T_D s) e^{-\tau s}}$$

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G_P(s)}{1 + G_R(s)G_P(s)} = \frac{e^{-\tau s}}{1 + sT} \frac{sT K_p (1 + \alpha T_D s)}{sT(1 + \alpha T_D s) + k_c K_p (1 + T_D s) e^{-\tau s}}$$
(73)

Analiza është e vlefshme për të dy rastet ku k_c mund të jetë e barabartë me k_x , kështu që ne përdorim $G_R(s)$ për të përfaqësuar rregullatorin dhe rrjedhimisht, poli i konturit të hapur në $s = -1/T$ është gjithmonë një pol i konturit të mbyllur të $\frac{Y(s)}{D(s)}$. Marrim kohën e vonës $\tau \ll T$ për të bërë të mundur të projektojmë rregullatorin për një përgjigje të konturit të mbyllur ndaj referencës, më të shpejtë se përgjigja e procesit në kontur të hapur. Polet e konturit të mbyllur të funksionit transmetues $\frac{Y(s)}{R(s)}$ janë polet e faktorit të dytë të $\frac{Y(s)}{D(s)}$. Në këtë rast, poli $s = -1/T$

dominon përgjigjen e konturit të mbyllur ndaj shqetësimit dhe pritet një përgjigje e ngadaltë e reagimit ndaj shqetësimit. Megjithatë, kur koha e vonesës është dominuese, ky efekt pothuajse nuk merret parasysh, sepse polet e konturit të mbyllur nuk mund të jenë më të shpejta sesa polet e konturit të hapur në $s = -1/T$, për shkak të kushteve të tiparit robust.

4.4.4 Krahassimi i metodave të parashikimit

Në shqyrtim do të merren dy raste: i) procesi me konstante kohe dominuese i kontrollit të temperaturës (31), dhe ii) procesi me kohë vonese dominuese i kontrollit të prurjes (32)

i) *Procesi me konstante kohe dominuese*

Për të parë karakteristikat e përfuara me metodat e ndryshme parashikuese, bëjmë krahasimin e *Parashikuesit të Smithit*, me metodën e *Vendosjes së Polit Dominues* dhe metodës *IMC*, duke përfshirë në krahasim edhe rregullatorin *WJC-PID*, që rezultoi metoda më e mirë e kontrollit në seksion 4.3. *Parashikuesi i Smithit* në këtë rast do të ketë një rregullator *PI* si rregullator primar të dhënë nga funksioni transmetues (74):

$$G_R(s) = K_c \frac{1 + T_i s}{T_i s} \quad (74)$$

T_i zgjidhet e barabartë me konstanten e kohës së procesit ($T_i = T = 1400$), dhe K_c për të përftuar një konstante kohe dominuese të konturit të mbyllur $T_0 = 21.053$ sek. Rrjedhimisht, kemi:

$$1 + G_R(s)G_p(s) = \left[1 + \frac{1.33K_c}{1400s} \right]_{s=-\frac{1}{21.053}} = 0 \Rightarrow K_c = 50 \quad (75)$$

Për metodën e *Vendosjes së Polit Dominues*, marrim vlerën e kohës së konturit të mbyllur $T_0 = 25$ sek dhe e përdorim në gjetjen e rregullatorit për këtë metodë sipas ekuacionit (69). Edhe sipas kësaj metode koeficienti $T_i = T = 1400$ sek, $T_D = 0.5\tau = 15$ sek, $k_x = 16.19$ nga zgjidhja e ekuacionit (71), dhe nga ekuacioni (72) përftojme parametrin $\alpha = 0.641$.

Për rastin e metodës *IMC*, përdoret një filtër në hyrje me konstante kohe $T_f = 20$ sek, dhe nga tabela 14 përcaktojmë parametrat e rregullatorit *IMC*, $T_i = T = 1400$, $k_c = 21.05$, dhe $\alpha = 0.4$.

Rezultatet e përfuara nga të katër metodat tregohen në figurën 4.11. Në simulim është marrë një sinjal referimi shkallë njësi, zbatuar në kohën $t = 5$ sek, dhe një shqetësim shkallë me amplitudë 2 në kohën $t = 1000$ sek. Kohëzgjatja e simulimeve është $t = 2000$ sek. Siç shihet

nga simulimet, përgjigja ndaj sinjalit referues është e shpejtë dhe pa oshilime për të tre metodat parashikuese. Edhe përgjigja ndaj shqetësimit është më e mirë se ajo e rregullatorit *WJC-PID*. Vërehet një sinjal më i madh kontrolli i zbatuar nga rregullatori *WJC-PID* në krahasim me tre metodat e tjera parashikuese.

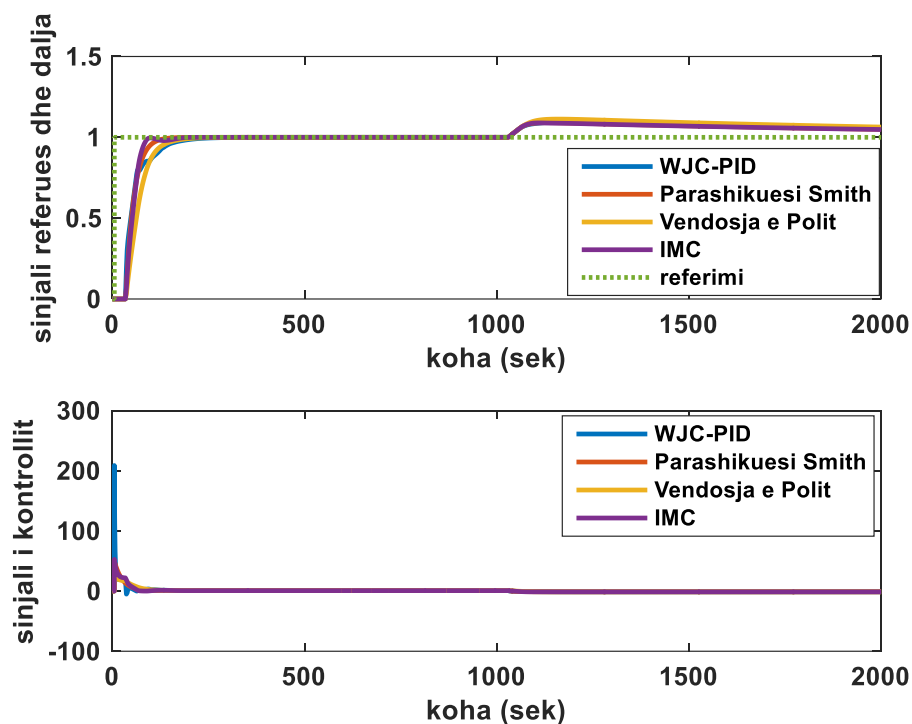


Figura 4.11 Karakteristikat e përfthuara për të katër metodat për rastin e parë për $\tau = 30$ sek
Parametrat e cilësisë të përfthuara për të katër metodat janë përmbledhur në tabelën 15. Nga parametrat e përfthuara vërehet që *Parashikuesi i Smithit* dhe metoda *IMC* kanë kohë ngritjeje dhe stabilizimi më të ulëta se dy metodat e tjera. Gjithashtu vlerat e integraleve të cilësisë janë më të ulëta për *Parashikuesin e Smithit* dhe metodën *IMC*. Vlerat më të ulëta të ndjeshmërisë maksimale gjithashtu përftohen për *Parashikuesin e Smithit* dhe për metodën e *Vendosjes së Polit Dominues*. Si rezultat, metoda e *Parashikuesit të Smithit* është metoda që jep cilësi më të mirë rregullimi për rastin e procesit me konstante kohe dominuese.

Në praktikë, kemi gjithmonë një gabim në parashikimin e kohës së vonesës, prandaj ndryshojmë kohën e vonesës së procesit në $\tau = 36$ sek (20% gabim). Përsërisim simulimet duke përdorur të njëjtët parametra të rregullatorëve të përfthuar për të katër metodat.

Tabela 15 Karakteristikat e cilësisë për figurën 4.11

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}	IGK	IGA	M_s
WJC-PID	35.89	653.38	3.85	1.096	579	44.86	128.4	1.8171
Parashikuesi Smith	21.35	645.53	3.93	1.091	569	11.34	48.62	1.799
Vendosja e Polit Dominues	32.35	663.86	4.63	1.11	575	56.55	148.9	1.238
IMC	16.6	643.6	3.88	1.089	565	45.49	115.1	1.996

Karakteristikat e përftuara për $\tau = 36$ sek paraqiten në figurën 4.12.

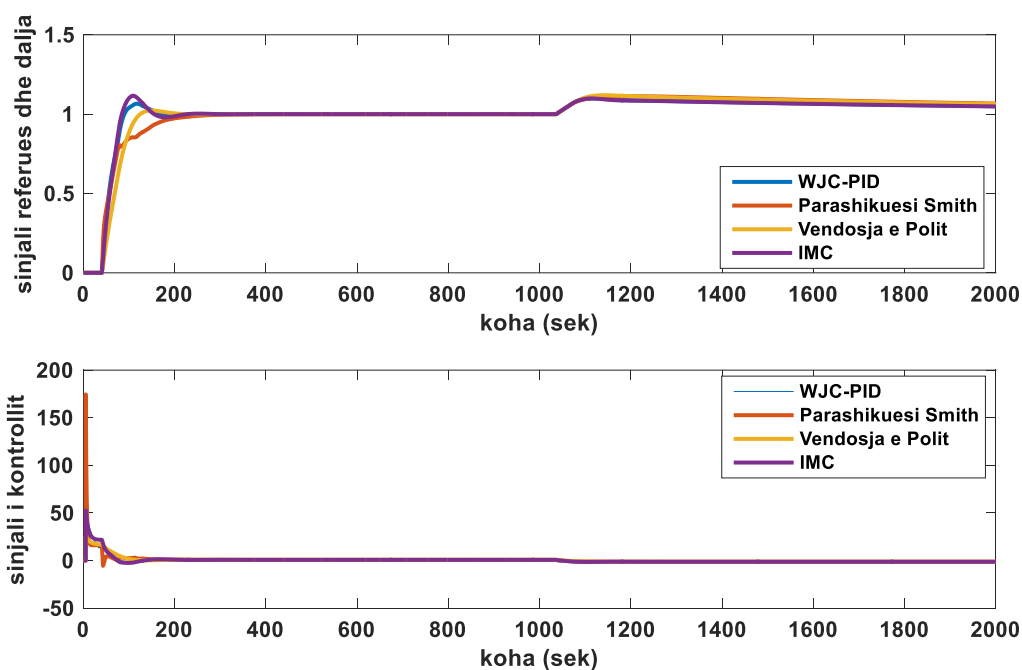


Figura 4.12 Karakteristikat e përftuara për të katër metodat për rastin e parë për $\tau = 36$ sek
Në tabelën 16 paraqiten karakteristikat e cilësisë të përftuara për këtë rast.

Përsëri kemi një cilësi rregullimi të mirë të përftuar nga të tre metodat e parashikimit. Reagimi më i shpejtë ndaj sinjalit referues përftohet përsëri nga *Parashikuesi i Smithit*, ndërsa kohët e stabilizimit janë pothuajse të barabarta për të katër metodat e marra në shqyrtim.

Tabela 16 Karakteristikat e cilësisë për figurën 4.12

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}	IGK	IGA	M_s
WJC-PID	6.59	994.39	4.33	1.11	865	55.02	152.9	1.8193
Parashikuesi Smith	5.15	994.59	4.67	1.09	849	12.37	51.58	2.079
Vendosja e Polit Dominues	5.8	994.59	5.21	1.12	854	61.98	151.3	0.9919
IMC	5.26	994.38	4.81	1.09	849	51.87	124.8	2.3492

Parashikuesi i Smithit jep një karakteristikë më të lëmuar dhe pa oshilime të procesit kalimtar dhe gjithashtu kriteret integrale të cilësisë për këtë metodë kanë vlerat më të ulëta krahasuar me metodat e tjera. Shikohet përsëri që metodat e parashikimit të kohës së vonesës kanë ndjeshmëri në vlera optimale edhe në rastin e një gabimi në përcaktimin e kohës së vonesës së procesit, d.m.th janë metoda robuste për rregullimin e proceseve me konstante kohe dominuese.

ii) *Procesi me kohë vonese dominuese*

Bëjmë përsëri krahasimin e *Parashikuesit të Smithit*, me metodën e *Vendosjes se Polit Dominues*, metodës *IMC*, dhe me rregullatorin *WJC-PID*, që rezultoi metoda më e mirë e kontrollit në seksion 4.3, për procesin me kohë vonese dominuese (32). Në simulim është marrë një sinjal referimi shkallë njësi, zbatuar në kohën $t = 5$ sek, dhe një shqetësim shkallë me amplitudë 0.2 zbatuar në kohën $t = 1500$ sek. Kohëzgjatja e simulimeve është $t = 2500$ sek.

Parashikuesi i Smithit në këtë rast do të ketë një rregullator *PI* si rregullator primar me $T_i = T = 40.2$, dhe K_c për të përfutur një konstante kohe dominuese të konturit të mbyllur $T_0 = 3.6$ sek. Rrjedhimisht, kemi $K_c = 2$.

Për metodën e *Vendosjes se Polit Dominues*, marrim vlerën e kohës së konturit të mbyllur $T_0 = 50$ sek dhe e përdorim në gjetjen e rregullatorit për këtë metodë sipas ekuacionit (69). Edhe sipas kësaj metode koeficienti $T_i = T = 40.2$ sek, $T_D = 0.5\tau = 46.95$ sek, $k_x = 0.049$ nga zgjidhja e ekuacionit (71), dhe nga ekuacioni (72) përftojme parametrin $\alpha = 0.326$.

Për rastin e metodës *IMC*, përdoret një filtër në hyrje me konstante kohe $T_f = 40$ sek, dhe nga tabela 14 përcaktojmë parametrat e rregullatorit *IMC*, $T_i = 40.2$, $k_c = 0.536$, dhe $\alpha = 0.299$.

Rezultatet e përfutura nga të katër metodat tregohen në figurën 4.13.

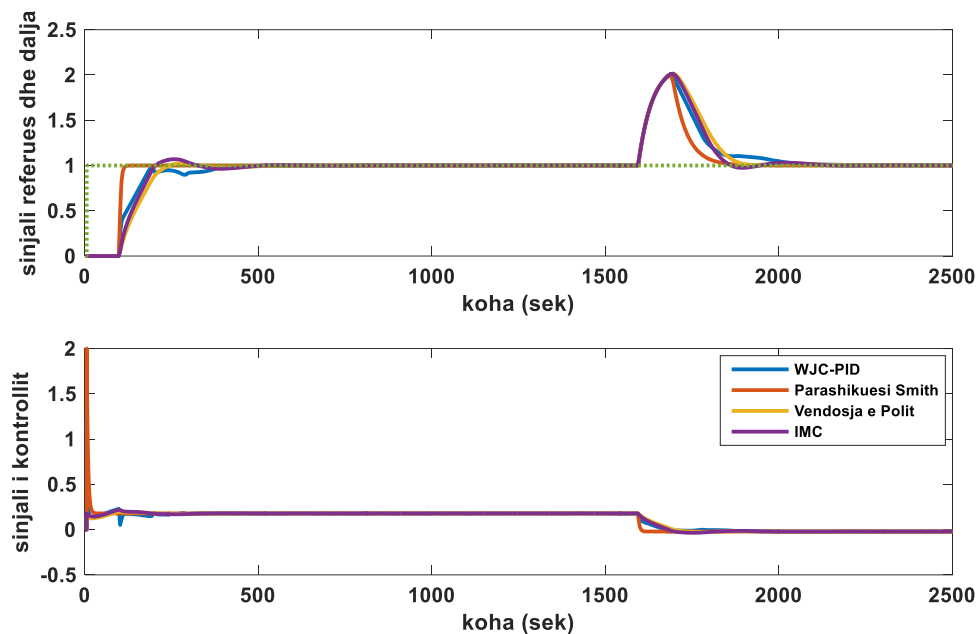


Figura 4.13 Karakteristikat e përfuara për të katër metodat për rastin e dytë për $\tau = 93.9$ sek
Në tabelën 17 paraqiten karakteristikat e cilësisë të përfuara për rastin e dytë.

Tabela 17 Karakteristikat e cilësisë për figurën 4.13

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}	IGK	IGA	M_s
WJC-PID	14.77	607.09	101.25	2.01	551	211.1	297.1	1.7926
Parashikuesi Smith	2.53	574.2	101.16	2.01	551	1.978	7.609	1.6330
Vendorsja e Polit Dominues	20.18	608.4	101.67	2.02	552	244.7	314.3	0.9978
IMC	14.83	610.2	101.34	2.01	552	230.5	298.5	1.8975

Shikohet përsëri që karakteristika më e mirë përftohet për *Parashikuesin e Smithit*, me një kohë ngritjeje të procesit dhe kriteret integrale të cilësisë shumë më të vogla se 3 metodat e tjera. Shikohet se në rastin e procesit me vonesë kohe dominuese, reagimi ndaj shqetësimit është më i ngadaltë se reagimi ndaj ndryshimit në sinjalin referues. Përsëri *Parashikuesi i Smithit*, ka një reagim më të shpejtë ndaj shqetësimit se 3 metodat e tjera dhe gjithashtu shikohen vlera më të mëdha të sinjaleve të kontrollit për rastin e *Parashikuesit të Smithit*. Karakteristikat e përfuara edhe në rastin e dytë, janë robuste sepse vlerat e parametrut të ndjeshmërisë M_s janë të ulëta.

4.4.5 Konkluzione

- Nga simulimet e kryera për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, përgjigja ndaj sinjalit referues është e shpejtë dhe pa oshilime për të tre metodat parashikuese. Krahasuar me rregullatorin *WJC-PID*, që rezultoi rregullatori me karakteristikat më të mira në metodat klasike, përgjigja ndaj shqetësimit është më e mirë për 3 metodat parashikuese, *Parashikuesi Smith*, *Vendosja e Polit Dominues*, dhe *IMC*.
- *Parashikuesi Smith* dhe metoda *IMC* japin karakteristikat më robuste të rregullimit për rastin e procesit me konstante kohe dominuese.
- Karakteristikat e përftuara për metodat parashikuese janë robuste edhe në rastin e procesit me kohë vonese dominuese, sepse vlerat e parametrut të ndjeshmërisë M_s janë të ulëta.
- Metodatat e parashikimit të kohës së vonesës kanë ndjeshmëri në vlera optimale edhe në rastin e një gabimi në përcaktimin e kohës së vonesës së procesit, d.m.th janë metoda robuste.
- Metoda e *Parashikuesit të Smithit* është metoda që jep cilësi më të mirë rregullimi si për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, ashtu edhe për rastin me vonesë kohe dominuese.

4.5 Kontrolli robust me anë të rregullatorëve PID

4.5.1 Rregullimi i proceseve vetëstabilizuese për kohë vonese dominuese

Në analizën e këtij seksioni, procesi modelohet nga :

$$G_P(s) = \frac{K_p e^{-\tau s}}{(Ts + 1)}, \tau \geq 2T \quad (76)$$

Dhe rregullatori *PID* është fillimisht në formën seri:

$$G_R(s) = \frac{k_c(Ts + 1)(1 + 0.5\tau s)}{Ts(1 + 0.5\alpha\tau s)} \quad (77)$$

Specifikimet e cilësisë për konturin e mbyllur, kërkojnë një përgjigje nominale të ndjekjes së vlerës së referimit dhe një reagim nominal ndaj shqetësimit pa oshilime dhe me mbirregullim të vogël (më pak se 10%). Për më tepër, dëshirohet qëndrueshmëri robuste kur marrim parasysh edhe gabimet e modelimit, dhe gabimet në parashikimin e kohës së vonesës. Duke marrë në konsideratë specifikimet e mëparshme, përgjigja e konturit të mbyllur duhet të jetë sa më e

shpejtë të jetë e mundur. Për të arritur këtë, parametrat k_c dhe α projektohen për një pol të dyfishtë në $s = -1/T_0$ duke përdorur modelin e përafruar të procesit. Kjo do të thotë se për rastin ideal, kemi një përgjigje të konturit të mbyllur pa mbirregullim për të gjitha vlerat e T_0 . N.q.s. procesi është i barabartë me modelin, kjo mënyrë rregullimi garanton përgjigje të shpejta pa oshilime dhe të drejtuara nga polet reale $s = -1/T_0$. Duke përdorur marrëdhënien midis T_0 dhe α (72), është e mundur të lidhim T_0 me τ sipas (78).

$$T_0 = [(\alpha^2 + \alpha)^{1/2} + \alpha] \frac{\tau}{2} \quad (78)$$

Rregullimi mund të parametrizohet me parametrin e kohës së vonesës τ , që do të thotë, cilësia nominale është gjithmonë e njëjtë për një kohë të shkallëzuar sipas parametrin τ . Vërejmë që kur koha e vonesës është dominuese, nuk ka shumë interes në shpejtimin e përgjigjes së konturit të mbyllur sepse ajo do të kishte një ndikim të vogël në përgjigjen e përgjithshme të kohës (duke përfshirë kohën e vonesës) dhe njëkohësisht do të përftohej një sistem më pak robust për konturin e mbyllur. Vlerat e vogla të α do të thotë që polet e konturit të mbyllur janë të vendosura në një zonë të planit kompleks ku përafrimi *Pade* i kohës së vonesës nuk është i vlefshëm. Në këto raste, gabimet midis modelit dhe procesit janë të konsiderueshme dhe përgjigja e kohës ka komponentë të frekuencës të lartë që gjenerojnë oshilime. Kjo do të thotë që cilësia e sistemit është e kufizuar nga gabimet e modelimit dhe që ky efekt është i rëndësishëm për vlera të vogla të α . Në praktikë, duhen konsideruar gabimet e modelimit të dinamikave dhe të pasigurive në parashikimin e parametrave. Parametri α është i lidhur me tiparin robust të rregullatorit dhe duhet të rregullohet duke përdorur një kompromis midis cilësisë së rregullimit dhe tiparit robust.

Forma *PID* seri e dhënë në ekuacionin (77) mund të transformohet në (79):

$$G_R(s) = \frac{k_c[1 + (T + 0.5\tau)s + 0.5\tau Ts^2]}{Ts(1 + 0.5\alpha\tau s)} \quad (79)$$

Ekuacioni (79) mund të krahasohet me formën standarde të *PID* me një filtër në sinjalin referues:

$$G_R(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \frac{1}{1 + sT_f} \quad (80)$$

e cila është ekuivalente me ekuacionin (81):

$$G_R(s) = \frac{K_c}{T_i} \frac{1 + T_i s + T_i T_d s^2}{s(1 + s T_f)} \quad (81)$$

Rregullatori *PID* standard i përftuar në këtë rast jepet në tabelën 18:

Tabela 18 Rregullatori *PID* standard

Rregullatori	K_c	T_i	T_d	T_f
PID standard	$\frac{k_c(T + 0.5\tau)}{T}$	$T + 0.5\tau$	$\frac{0.5T\tau}{T + 0.5\tau}$	$0.5\alpha\tau$

Për PID paralel me një filtër të frekuencave të ulëta të trajtës (82):

$$G_R(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \right) \frac{1}{1 + s T_f} \quad (82)$$

Marrëdhëniet e koeficientëve të rregullatori *PID* janë sipas tabelës 19:

Tabela 19 Rregullatori *PID* paralel

Rregullatori	K_P	K_I	K_D	T_F
PID paralel	$\frac{k_c(T + 0.5\tau)}{T}$	$\frac{k_c}{T + 0.5\tau}$	$0.5\tau k_c$	$0.5\alpha\tau$

Në disa raste, përgjigja ndaj vlerës së referimit mund të ketë një mbirregullim më të madh sesa ai i dëshiruar, dhe një reagim të shpejtë ndaj shqetësimit, kryesisht për vlera të vogla të α . Në këto raste, mund të përdoret një filter në sinjalin e referimit për të përmirësuar përgjigjen ndaj referimit pa ndryshuar aftësinë rregullore të rregullatorit. Në këto raste përftohet një strukturë *PID* me dy shkallë lirie e rregullatorit.

4.5.2 Analiza e parametrin të rregullimit α

Në këtë seksion do të shikohet ndikimi i parametrin α në përgjigjen e konturit të mbyllur. Marrim procesin me kohë vonese dominuese (32). Në simulim është marrë një sinjal referimi shkallë njësi, zbatuar në kohën $t = 5$ sek, dhe një shqetësim shkallë me amplitudë 0.2 zbatuar në kohën $t = 1250$ sek. Kohëzgjatja e simulimeve është $t = 2500$ sek. Marrim tre vlera të parametrin të rregullimit $\alpha = 0.1; 0.3; 0.5$. Llogarisim parametrin e rregullatorëve të përftuar sipas (79) për modelin e procesit me $T_n = 45$, $\tau_n = 95$ dhe $k_n = 5.6$. Kështu kemi $T_i = T = 45$ sek, $T_D = \tau/2 = 47.5$ dhe $k_c = 0.091; 0.059; 0.045$ respektivisht sipas vlerave të $\alpha = 0.1; 0.3; 0.5$. Karakteristikat e përfthuara paraqiten në figurën 4.14.

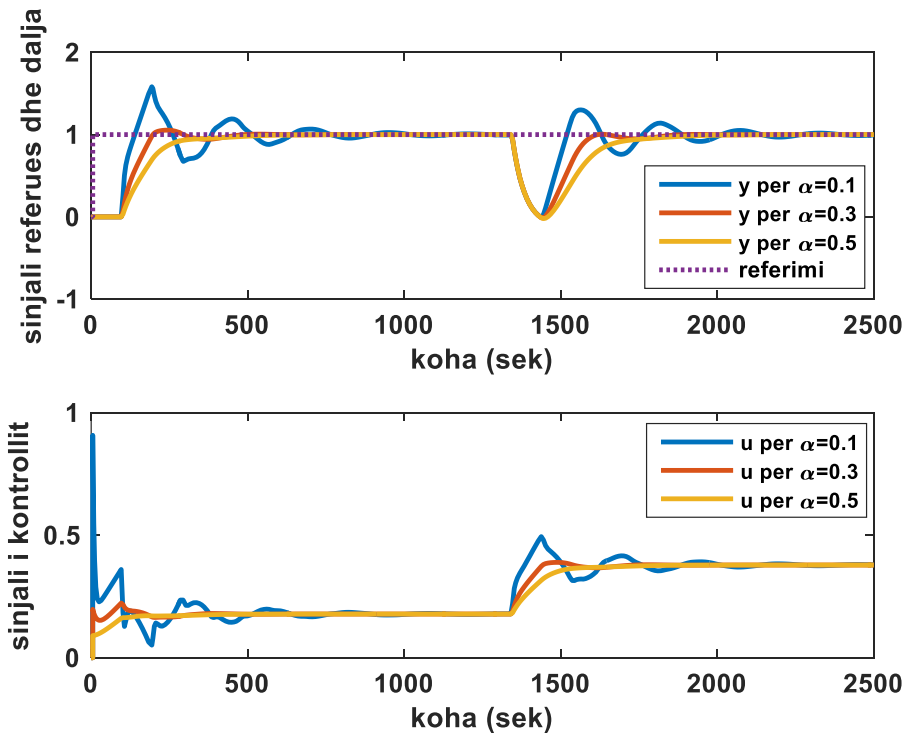


Figura 4.14 Përgjigjet e sistemit për konturin e mbyllur për $\alpha = 0.1, 0.3, 0.5$

Karakteristikat e cilësisë paraqiten në tabelën 20.

Tabela 20 Karakteristikat e cilësisë për figurën 4.14

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}	IGK	IGA	M_s
$\alpha = 0.1$	5.963	414.11	58.95	1.58	33	215.9	380.5	3.3278
$\alpha = 0.3$	13.58	328.85	5.41	1.05	43	225.9	295.8	1.8993
$\alpha = 0.5$	27.98	335.13	0.007	1	255	273.9	375.8	1.5898

Nga simulimet e kryera shikohet që reagimi më i mirë i shqetësimit realizohet për $\alpha = 0.3$, që është përafërsisht $T_0 = 0.4\tau$ nga ekuacioni (78). Me rritjen e parametrin α , përgjigja bëhet më e ngadaltë, për shkak se bëhet dominues filtri i rregullatorit PID . Anasjelltas, për vlera të vogla të parametrin α , përgjigja e konturit të mbyllur bëhet oshilatore. Pra, nga kjo analizë shikohet që parametri α , mund të përdoret për të arritur një kompromis të mirë midis cilësisë së rregullimit dhe karakterit robust të sistemit të mbyllur.

4.5.3 Struktura PID me dy shkallë lirie

Pas përcaktimit të parametrit α , polet e konturit të mbyllur të funksioneve transmetuese $Y(s)/R(s)$ dhe $Y(s)/D(s)$ janë të fiksuara. Megjithatë, zerot e këtyre dy funksioneve transmetuese janë të ndryshme. Normalisht, kur *PID* rregullohet për të arritur një përgjigje të shpejtë ndaj shqetësimit, pa oshilime dhe me mbirregullim të vogël, përftohet një mbirregullim i lartë në përgjigjen ndaj vlerës së referimit. Ky mbirregullim shkaktohet nga zerot e rregullatorit që gjithashtu kanë efektin e shpejtimit të përgjigjes kalimtare. Është e ditur se zerot e *PID* shfaqen vetëm në funksionin e transmetimit $Y(s)/R(s)$.

Kështu, kur specifikimet e konturit të mbyllur kërkojnë një përgjigje nominale ndaj vlerës së referimit me një mbirregullim të vogël, përdoret një rregullator me dy shkallë lirie. Kjo realizohet duke përdorur një filtër të pavarur në sinjalin referues ose një *PID* me amplifikime të peshuara në veprimet proporcionale dhe derivuese të rregullatorit. Ky rregullator *PID* quhet një rregullator *PID* me dy shkallë lirie. Bllokskema e tij paraqitet në figurën 4.15.

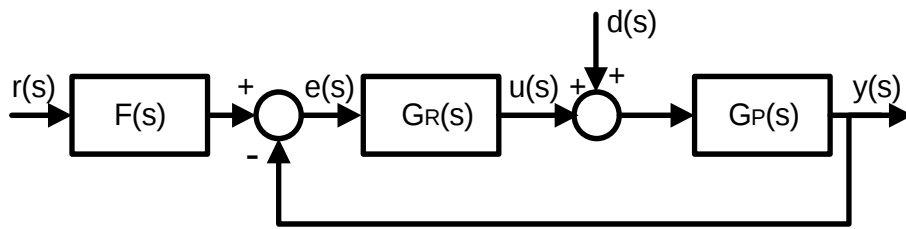


Figura 4.15 Rregullatori PID me 2 shkallë lirie

Në formën standarde me një filtër të frekuencave të ulëta, sinjali $U(s)$ i rregullatorit *PID* me 2 shkallë lirie llogaritet si (83):

$$U(s) = K_c \left[(bR(s) - Y(s)) + \frac{E(s)}{T_i s} + T_d s (cR(s) - Y(s)) \right] \frac{1}{1 + T_f s} \quad (83)$$

$$U(s) = -K_c \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \frac{Y(s)}{1 + T_f s} + K_c \left[b + \frac{1}{T_i s} + c T_d s \right] \frac{R(s)}{1 + T_f s}$$

ku $b \geq 0$ dhe $c \geq 0$ përcaktojnë peshimet e vlerës së referimit. Ky rregullator vepron si një *PID* normal për ndryshimet në shqetësimet e procesit dhe shton një filtër në sinjalin referues për ndryshimet në vlerën e referimit. $G_R(s)$ ekuivalent dhe $F(s)$ për këtë skemë janë (84):

$$G_R(s) = \frac{K_c}{T_i} \frac{1 + T_i s + T_i T_d s^2}{s(1 + s T_f)} \quad (84)$$

$$F(s) = \frac{1 + bT_i s + cT_i T_d s^2}{1 + T_i s + T_i T_d s^2}$$

Vërejmë që filtri eliminon dy zerot e paraqitura nga rregullatori *PID* dhe shton dy zero të tjera që mundësojnë mbirregullimin dhe rregullimin e kohës së ngritjes t_{ng} të përgjigjes ndaj vlerës së referimit.

Vërejmë që kur $b = c = 1$, nuk kemi një filtër në sinjalin referues dhe nqs $c = 0$ veprimi derivues vepron vetëm në përgjigjen e reagimit ndaj shqetësimit. Kjo është një zgjidhje e zakonshme në praktikë për të shmangur ndryshimet e forta në veprimin e kontrollit kur paraqitet një ndryshim në vlerën e referimit. Kështu, pas zgjedhjes së α , përcaktohen b dhe c për të ndryshuar zerot e $\frac{Y(s)}{R(s)}$ përfundimtar. Mbirregullimi i dëshiruar dhe koha e dëshiruar e ngritjes së procesit, përftohen duke përdorur vlerat e b dhe c që vendosin zerot e konturit të mbyllur në pozicionin e duhur. N.q.s. nuk mund të përdoret një *PID* me pesë parametra rregullimi (disa *PID* industriale nuk lejojnë zgjedhjen e parametrave b dhe c) mund të përdoret një filtër i thjeshtë (85):

$$F(s) = \frac{1 + \beta T_r s}{1 + s T_r} \quad (85)$$

ku $T_r = \tau/2$ zgjidhet në mënyrë që të eliminojmë efektin e zeros dominuese (vërejmë që dy zerot janë në $s = -1/T$ dhe $s = -2/\tau$) të paraqitura nga rregullatori, dhe $\beta > 0$ rregullohet duke bërë një kompromis midis mbirregullimit dhe kohës së ngritjes. Vlerat e b , c dhe $\beta \in (0.2, 0.6)$ japin rezultate të mira për shumë raste. Në praktikë, rregullimi i këtyre parametrave është i thjeshtë dhe intuitiv.

N.q.s. *PID* nuk lejon përdorimin e filtrit në sinjalin referues, zgjidhja realizohet duke rregulluar parametrin α për një kompromis midis reagimit ndaj shqetësimit dhe përgjigjes ndaj sinjalit referues.

4.5.4 Analiza e parametrave të rregullimit b dhe c

Në këtë paragraf trajtohet ndikimi i parametrave b dhe c në përgjigjen e konturit të mbyllur për rastin e rregullatorit *PID* me dy shkallë lirie. Marrim procesin me kohë vonese dominuese (32). Në simulim është marrë një sinjal referimi shkallë njësi, zbatuar në kohën $t = 5$ sek, dhe një shqetësim shkallë me amplitudë 0.2 zbatuar në kohën $t = 1250$ sek. Kohëzgjatja e simulimeve është $t = 2500$ sek. Marrim modelin e procesit me parametra $T_n = 45$, $\tau_n = 95$ dhe $k_n = 5.6$.

Shqyrtojmë dy tipe skemash, atë pa filtër në sinjalin referues dhe atë me filtër në sinjalin referues. Për rastin pa filtër në sinjalin referues, marrim vlerën e $\alpha = 0.5$, që ishte vlera më optimale e gjetur në simulimet e kryera në seksionin 4.5.2 dhe gjithashtu vlera për të cilën nuk kemi mbirregullim të karakteristikës. Për rastin me filtër në sinjalin referues kemi dy tipe rregullatorësh, atë me filtër me parametra rregullimi b dhe c (84) dhe atë me filtër të thjeshtë (85) me parametër rregullimi koeficientin β . Karakteristikat e përftuara paraqiten në figurën 4.16.

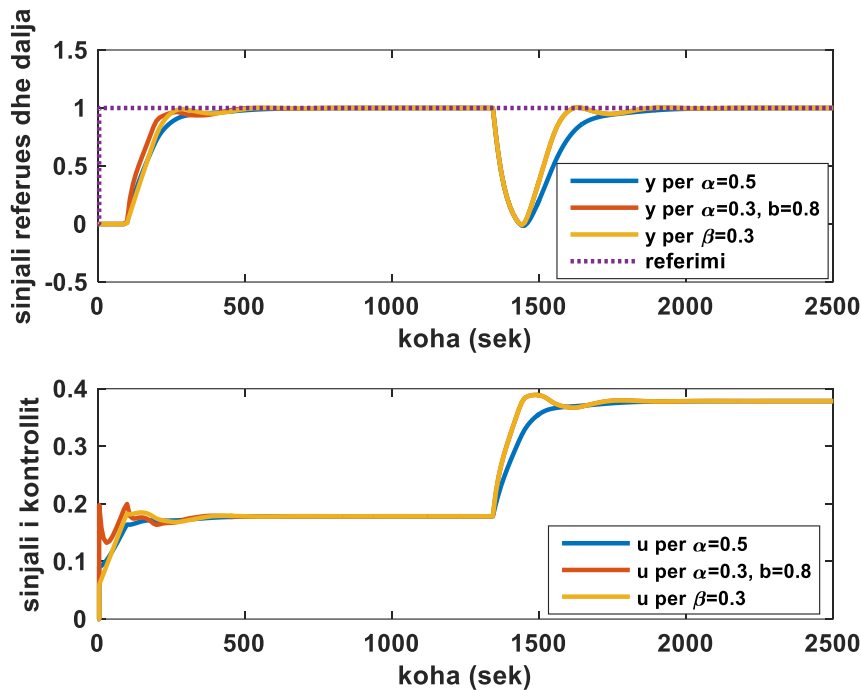


Figura 4.16 Krahاسimi i metodave robuste me rregullator *PID* me dy shkallë lirie

Për rastin pa filtër ($\alpha = 0.5$) shikohet një përkeqësim i parametrave të cilësisë si koha e ngritjes dhe ajo e stabilizimit. Për të përmirësuar, përgjigjen e sistemit, në rastin me filtër përdorim një vlerë më të vogël të α ($\alpha = 0.3$), e cila ul oshilimet në përgjigjen ndaj shqetësimeve të procesit. Më pas përcaktojmë parametrat e filtrit në sinjalin referues sipas (84). Marrim $c = 1$, dhe vlera e parametratit b përdoret për të eliminuar mbirregullimin ndaj ndjekjes së sinjalit referues. Një vlerë e vogël e parametratit b jep një përgjigje të ngadaltë, ndërsa vlera $b = 0.8$, jep pothuajse të njëjtin mbirregullim si rasti pa filtër. Filtër i përftuar në këtë rast është (86):

$$F(s) = \frac{2138s^2 + 74s + 1}{2138s^2 + 92.5s + 1} \quad (86)$$

Rasti i fundit i marrë në shqyrtim është rasti i zbatimit të filtrit të thjeshtë (85) në rregullatorin PID me dy shkallë lirie, ku parametrat e filtrit janë marrë $\beta = 0.3$ dhe $T_r = \frac{\tau}{2} = 47.5$. Filtri i përfutur në këtë rast është (87):

$$F(s) = \frac{14.25s + 1}{47.5s + 1} \quad (87)$$

Karakteristikat e cilësisë për këtë rast, përmbledhen në tabelën 21.

Tabela 21 Karakteristikat e cilësisë për rregullatorin PID me dy shkallë lirie

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}
$\alpha = 0.5$	15.6	395.88	0.0072	1	284
$\alpha = 0.3$	10.02	371.31	0.396	1	332
$b = 0.8$					
$c = 1$					
$\alpha = 0.3$	11.71	371.31	0.396	1	332
$\beta = 0.3$					

Nga analiza e kryer, vërehet që cilësia e përfutur me rregullator PID me 2 shkallë lirie, pra me filtër në sinjalin referues të konturit të mbyllur, është më e mirë se në rastin kur në kontur nuk kemi filtër.

4.5.5 Kontrolli robust i proceseve integrale

Në proceset integrale, koha e vonesës dhe sjellja integrale e bëjnë rregullimin PID më të vështirë. Në këtë rast kemi një metodë projektimi të bazuar në tre hapa.

Hapi 1: Stabilizimi

Në hapin e parë, rregullohet një kontroll proporcional K_0 sipas figurës 4.17.

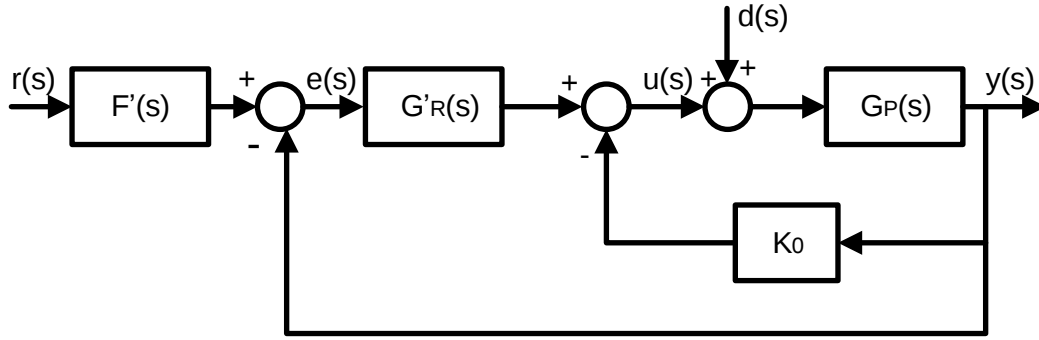


Figura 4.17 Procesi integruer i kontrolluar nga amplifikimi K_0 dhe PID me filtër referues

Kjo i transformon dinamikat e sistemit integruer në një proces të qëndrueshëm. Për shkak të kohës së vonës së sistemit, K_0 duhet të zgjidhet në mënyrë të kujdesshme në mënyrë që të shmangim përgjigjet oshilatore në konturin e brendshëm të mbyllur. Duke përdorur të njëjtin përafrim të kohës së vonës si në rastin e procesit vetëstabilizues, procesi $G_P(s) = \frac{K_v(1-0.5\tau s)}{s(1+0.5\tau s)}$ modelohet me $G_m(s) = \frac{K_v(1-0.5\tau s)}{s(1+0.5\tau s)}$.

Nga diagrama e vendit gjeometrik të rrënjëve, është e mundur të llogarisim K_0 të tillë që konturi i mbyllur i brendshëm, të ketë pole me një shuarje prej 0.75 (për të gjeneruar përgjigje me më pak se 5% mbirregullim). Kështu, vlera përfundimtare e K_0 është $K_0 = \frac{0.5}{K_v\tau}$ dhe funksioni i ri i transmetimit midis $u'(s)$ dhe $y(s)$ në figurën 4.17 (me përafrim të kohës së vonës) jepet nga (88):

$$G_P(s) = \frac{\frac{K_v(1-0.5\tau s)}{s(1+0.5\tau s)}}{1 + \frac{K_0 K_v(1-0.5\tau s)}{s(1+0.5\tau s)}} = \frac{2K_v\tau(1-0.5\tau s)}{1 + 1.5\tau s + \tau^2 s^2} \quad (88)$$

Hapi 2: Projektimi i PID të qëndrueshëm

Në hapin e dytë, rregullatori PID $G'_R(s)$ përcaktohet duke përdorur të njëjtën procedurë të kancelimit pol-zero siç paraqitet për rastin e qëndrueshëm. Megjithatë, nevojitet një strukturë PID standard me filtër sepse PID seri nuk lejon zero komplekse.

$$G'_R(s) = K'_c \left(1 + \frac{1}{T'_i s} + T'_d s \right) \left(\frac{1}{1 + T'_f s} \right) \quad (89)$$

$$G'_R(s) = \frac{K'_c}{T'_i} \frac{1 + T'_i s + T'_i T'_d s^2}{s(1 + s T'_f)}$$

Për të përfutur të njëjtin tip të funksionit transmetues të konturit të hapur si në rastin e procesit të qëndrueshëm:

$$G'_R(s)P(s) = K \frac{1 - 0.5\tau s}{s(1 + 0.5\gamma\tau s)} \quad (90)$$

zgjidhen vlerat e mëposhtme (91):

$$\begin{aligned} T'_i &= 1.5\tau \\ T'_d &= 2\tau/3 \\ T'_f &= 0.5\gamma\tau, \gamma > 0 \\ K &= \frac{2K'_c K_v \tau}{T'_i} \end{aligned} \quad (91)$$

Në këtë rast γ ka të njëjtin efekt si α në rastin e procesit të qëndrueshëm. Nqs K ka të njëjtën vlerë si amplifikimi korrespondues në rastin e qëndrueshëm ($K = \frac{2}{4T_0 + \tau}$), rregullimi jep të njëjtin funksion transmetimi të konturit të mbyllur të përafëruar me një pol të dyfishtë në $s = -1/T_0$.

$$K = \frac{2K'_c K_v L}{T'_i} = \frac{2K'_c K_v L}{1.5L} = \frac{2}{4T_0 + L} \quad (92)$$

Kështu, rrjedhimisht kemi (93):

$$K'_c = \frac{1.5}{K_v} \frac{1}{4T_0 + \tau} \quad (93)$$

Dhe γ korrespondues është (94):

$$T_0 = 0.5\tau[\gamma + (\gamma^2 + \gamma)^{1/2}] = \tau f(\gamma) \quad (94)$$

Vërejmë që kjo është e njëjta shprehje si ajo e përfutur në rastin e procesit të qëndrueshëm. Përsëri, një parametër i ri (γ) përcakton karakteristikën robuste të sistemit.

Hapi 3: Filtri i referencës

Ashtu si në rastin e procesit të qëndrueshëm, është e nevojshme një filtër në sinjalin referues për të mbajtur në kontroll mbirregullimin e përgjigjes ndaj sinjalit referues. Marrëdhënia midis $F'(s)$, K_0 , $G'_R(s)$, $G_R(s)$ dhe $F(s)$ nga figura 4.17 jepen nga (95):

$$G_R(s) = K_0 + G'_R(s)$$

$$F(s) = \frac{F'(s)G'_R(s)}{G_R(s)} \quad (95)$$

ku mund të shikohet që $G_R(s)$ është gjithashtu një rregullator *PID* siç kërkohet. Filtri $F(s)$ rregullohet lehtësisht në mënyrë të drejtpërdrejtë pas llogaritjes së $G_R(s)$, si në rastin e procesit të qëndrueshëm.

Struktura në figurën 4.17 mund të mos jetë e duhura për zbatimin në sistemet industriale por mund të përdoret në sistemet e dedikuara kompjuterike të rregullimit. Rregullatori përfundimtar *PID* me dy shkallë lirie me parametrat K_c, T_i, T_d, T_f, b, c është ekuivalent me ekuacionet (96):

$$G_R(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \left(\frac{1}{1 + T_f s} \right)$$

$$F(s) = \frac{1 + bT_i s + cT_i T_d s^2}{1 + T_i s + T_i T_d s^2} \quad (96)$$

Parametrat K_c, T_i, T_d, T_f mund të llogariten sipas tabelës 22:

Tabela 22 Llogaritja e koeficientëve të rregullatorit *PID* me 2 shkallë lirie për proceset integrale

Rregullatori	K_c	T_i	T_d	T_f
PID standard	$K'_c + K_0$	$\left(1 + \frac{K_0}{K'_c} \right) T'_i$	$\frac{K'_c T'_d + K_0 T'_f}{K'_c + K_0}$	$T'_f = 0.5\gamma\tau$

Këto parametra mund të lidhen me parametrin rregullues γ duke zëvendësuar K'_c, T'_i, T'_d, T'_f dhe K_0 .

Tabela 23 Lidhja e koeficientëve të rregullatorit *PID* me parametrin γ

Rregullatori	K_c	T_i	T_d	T_f
PID standard	$\frac{1}{2K_v\tau} \left[1 + \frac{3}{4f(\gamma) + 1} \right]$	$2\tau[f(\gamma) + 1]$	$\frac{\tau}{8} \left[\frac{4 + \gamma(4f(\gamma) + 1)}{f(\gamma) + 1} \right]$	$\frac{\gamma\tau}{2}$

Parametrat $b > 0, c > 0$ zgjidhen si në rastin e procesit të qëndrueshëm, për të alokuar zerot e konturit të mbyllur të sistemit. Ashtu sikurse në rastin e procesit të qëndrueshëm, mund të përdoret një filtër i thjeshtë $F(s) = \frac{1 + \beta T_r s}{1 + T_r s}$, me rregullim të saktë të T_r dhe β .

4.5.6 Proceset me konstante kohe dominuese

Për të mbyllur analizën e rregullimit me anë të rregullatorit *PID*, marrim rastin e proceseve me konstante kohe dominuese, pra kur $T \gg \tau$. Siç është përmendur më lart, për proceset e qëndrueshme, *PID* kancelon polin e procesit në $s = -1/T$. Kështu, $s = -1/T$ është gjithashtu një pol i konturit të mbyllur të funksionit të transmetimit $\frac{Y(s)}{D(s)}$.

Në rastin nominal, funksioni transmetues i përafruar i konturit të mbyllur $\frac{Y(s)}{D(s)}$ do të ketë tre pole, një pol i dyfishtë në $s = -1/T_0$ dhe një pol i vetëm në $s = -1/T$. Kur një proces nuk është me konstante kohe dominuese, polet dominuese të konturit të mbyllur në $s = -1/T_0$ nuk mund të zgjidhen të jenë më të shpejtë sesa poli i konturit të hapur për të përfutur në këtë mënyrë tiparin robust. Megjithatë, n.q.s. $T \gg \tau$ polet e konturit të mbyllur mund të jenë më të shpejta se $-1/T$. Rrjedhimisht, kur $T \gg \tau$ poli i konturit të mbyllur në $s = -1/T$ do të prodhojë një përgjigje të ngadaltë në reagimin ndaj shqetësimit. Zgjidhja e sugjeruar për këtë rast është përdorimi i një modeli integruar për rregullimin *PID*. Në këtë rast, përdoret përafrimi (88):

$$G_P(s) = \frac{K_p e^{-\tau s}}{Ts + 1} \cong \frac{K_p e^{-\tau s}}{Ts} = \frac{K_v e^{-\tau s}}{s}, \quad K_v = \frac{K_p}{T}, \quad T \gg \tau \quad (97)$$

Kështu, rregullimi *PID* përcaktohet nga parametrat K_v dhe τ . Kjo mundëson përdorimin e metodës së propozuar, për të gjitha proceset e modeluara nga modelet e rendit të parë për proceset e qëndrueshme ose integruese, dhe për tu përdorur për çdo marrëdhënie τ/T .

Rekomandimi është për të përdorur metodën e rregullimit të bazuar në modelin integruar për proceset e qëndrueshme me $T/\tau > 2$. Përgjigja më e shpejtë pa oshilime, jep përafërsisht $T_0 = 0.5\tau$.

Kur poli në $s = -\frac{1}{T_0}$ është një pol i dyfishtë, konstantja ekuivalente e kohës e përafruar e përgjigjes së konturit të mbyllur është $T_{ek} \cong 1.5T_0 = 0.75\tau$. Kështu, ndikimi i konstantes së kohës T duhet të konsiderohet i rëndësishëm kur (98):

$$2T_{ek} < T < 3T_{ek} \rightarrow 1.5 < \frac{T}{\tau} < 2.25 \quad (98)$$

Nga këto rezultate, mund të konkludohet që metoda e propozuar e rregullimit *PID* mund të japi rezultate të mira n.q.s. kërkohet një përgjigje e arsyeshme në kohë e konturit të mbyllur. N.q.s. kërkohet një cilësi e lartë rregullimi (një përgjigje e shpejtë në kohë e konturit të mbyllur), përafrimi i përdorur për modelimin e kohës së vonës nuk është më i vlefshëm dhe cilësia

përkeqësohet. Në praktikë, gabimi në përafrimin e kohës së vonesës nuk është diferenca e vetme midis procesit real dhe modelit të tij. Kështu në mënyrë që të garantojmë karakteristikën robuste, duhen marrë në konsideratë ndikime të tjera në procedurën e projektimit të rregullatorit, siç janë dinamikat e pamodeluara dhe gabimet në përcaktimin e amplifikimit dhe konstantes së kohës së procesit.

4.5.7 Shembull krahasimi për rregullimin robust të proceseve me konstante kohe dominuese

Në këtë seksion do të shikohet ndikimi i parametrit γ në përgjigjen e konturit të mbyllur për proceset me konstante kohe dominuese. Marrim procesin me konstante kohe dominuese (31).

Në analizë do të përdoren dy metoda për të krahasuar sjelljen e sistemit, i) metoda *PID parashikuese me bazë modelin e qëndrueshëm* dhe ii) metoda *PID parashikuese me bazë modelin integruës*.

Në simulim është marrë një sinjal referimi shkallë njësi, zbatuar në kohën $t = 5$ sek, dhe një shqetësim shkallë me amplitudë 2 zbatuar në kohën $t = 1000$ sek. Kohëzgjatja e simulimeve është $t = 2000$ sek.

Modeli i qëndrueshëm për procesin (31) jepet nga (99):

$$G_n = \frac{K_p}{Ts + 1} e^{-\tau s} = \frac{1.33}{1400s + 1} e^{-30s} \quad (99)$$

Modeli integruës për procesin (31) jepet nga (100):

$$G_n = \frac{K_v}{s} e^{-\tau s} = \frac{0.00095}{s} e^{-30s} \quad (100)$$

i) Metoda PID parashikuese me bazë modelin e qëndrueshëm

Sipas kësaj metode do të përftojme modelin (99) për kryerjen e simulimeve. Në këtë rast, $T_l = T = 1400$, $T_d = \frac{\tau}{2} = 15$, dhe është marrë parametri $\alpha = 0.3$, për të përfutur një përgjigje të shpejtë ndaj sinjalit referues $T_0 = 13.87$ sek dhe $k_c = 24.63$. M.q.s përftojme një karakteristikë me mbirregullim të vogël, për këtë rast filtri në sinjalin hyrës nuk është përdorur, pra kemi $b = c = 1$.

ii) Metoda PID parashikuese me bazë modelin integruës

Sipas kësaj metode përftojme modelin (100) për kryerjen e simulimeve. Në këtë rast kemi marrë $\gamma = 0.7$, për të përfutur një përgjigje të ngjashme me rastin e modelit të qëndrueshëm.

Parametrat e rregullatorit në këtë rast, bazuar në tabelën 22 janë $T_f = 10.5$, $K_c = 38.61$, $T_I = 113.72$, $T_D = 1621$. Karakteristikat e përftuara për të dy rastet e analizuara, paraqiten në figurën 4.18.

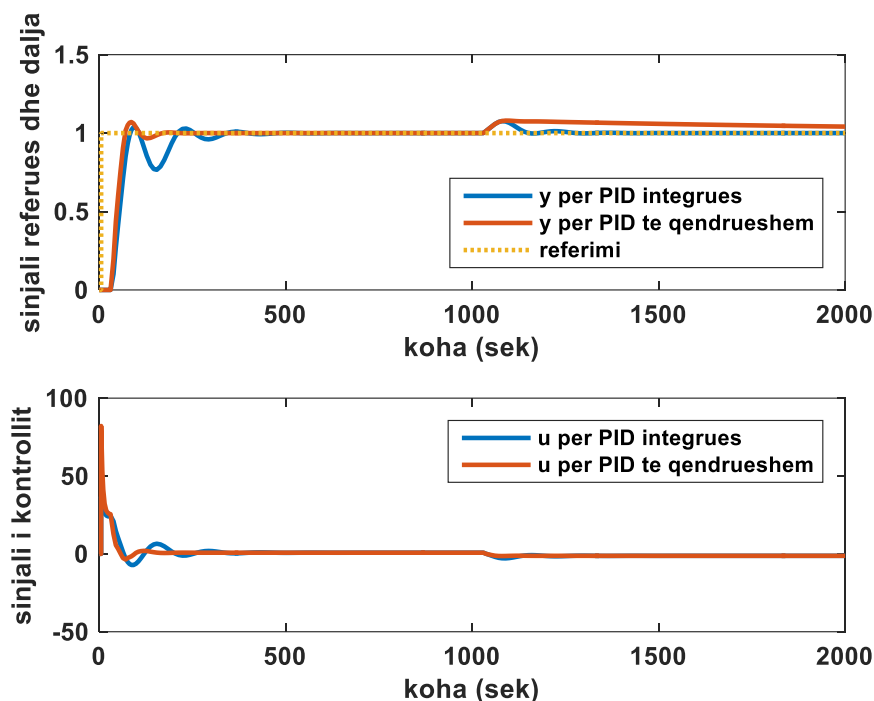


Figura 4.18 Rregullimi për proceset me konstante kohe dominuese për metodat *PID* me model integrues dhe të qëndrueshëm

Treguesit e cilësisë të përftuara për të dy rastet, përmbliidhen në tabelën 24.

Nga simulet e kryera shikohet që përgjigja ndaj shqetësimeve të procesit është më e mirë për metodën *PID* me bazë modelin integrues. Përgjigja ndaj sinjalit referues është e ngjashme për të dy metodat, por metoda *PID* me bazë modelin integrues ka më shumë oshilime.

Tabela 24 Karakteristikat e cilësisë të përftuara për figurën 4.18

Metoda e rregullimit	t_{ng}	t_s	M_r	h_{max}	t_{max}
<i>PID</i> parashikues me bazë modelin e qëndrueshëm	4.76	158.87	3.69	1.079	125
<i>PID</i> parashikues me bazë modelin integrues	5.6	129.08	7.59	1.076	124

4.5.8 Metodat e thjeshta të rregullimit

Rregullimi përfundimtar i rregullatorit do të varet nga situata e veçantë që paraqitet. N.q.s. është e mundur, kompromisi më i mirë midis cilësisë së rregullimit dhe karakteristikës robuste, përftohet duke rregulluar parametrat α ose γ dhe duke përdorur njohjen e procesit real dhe të pasaktësive. Megjithatë, është e rëndësishme që në praktikë, kur kemi në dispozicion pak informacion rreth pasaktësive të modelimit, të përdoret një metodë e thjeshtë rregullimi. Për operatorët e thjeshtë të kontrollit, metoda e propozuar në këtë paragraf, duhet të japi një pikë të mirë fillimi për një procedurë rregullimi në kohë reale. Duke përdorur argumentet e mëparshëm, zgjedhim parametrat e rregullimit $\alpha = 0.3$ dhe $\gamma = 0.5$. Këto parametra ofrojnë kufi të vonesës τ më të mëdha sesa 30% të kohës nominale të vonesës dhe një përgjigje e konturit të mbyllur me një mbirregullim të vogël. Tabela 25 tregon rregullimin për rregullatorin *PID* standard të filtruar me 2 shkallë lirie sipas kësaj metode të thjeshtë, ku rekomandohen parametrat e peshimit të referimit b dhe c .

Tabela 25 Parametrat e *PID* standard të filtruar: (A) rregullimi për $T < 2\tau$. N.q.s. $\tau \gg T$ filtri i referimit është kryesisht jo i nevojshëm. (B) rregullimi për proceset integrale dhe proceset e qëndrueshëm me $T \geq 2\tau$.

Rasti	Modeli	K_c	T_i	T_d	T_f	b	c
(A)	$\frac{K_p}{Ts+1}e^{-\tau s}$	$\frac{0.35(\tau+2T)}{K_p\tau}$	$T + \tau/2$	$\frac{\tau T}{\tau+2T}$	0.15τ	0.8	1
(B)	$\frac{K_v}{s}e^{-\tau s}$	$\frac{0.9}{\tau K_v}$	3.37τ	0.44τ	0.25τ	0.5	0.5

Forma e përgjithshme e rregullatorit *PID* me 2 shkallë lirie jepet nga ekuacioni (101):

$$G_R(s) = \frac{K_c}{1+sT_f} \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad (101)$$

Këto metoda rregullimi mundësojnë një kompromis të mirë midis cilësisë së rregullimit dhe karakteristikës robuste që mund të përftohet edhe në rastin e sistemeve me kohë vonese dominuese. Këto konkluzione bien në kontradiktë me rregullin e zakonshëm që pohon që rregullatorët *PID* nuk mund të përdoren për të kontrolluar proceset me kohë vonese dominuese. Kështu, për të kompletuar këtë analizë, është kryer një analizë e cilësisë që arrihet me përdorimin e një rregullatori *PID*.

4.5.9 Cilësia e arritshme e rregullimit me rregullatorët PID

Analiza e cilësisë së arritshme të rregullimit bazohet në studimin e gabimeve të modelimit dhe të supozimeve të modelimit që përdoren për të përcaktuar rregullatorin. Gabimi i parashikimit të kohës së vonesës është pasaktësia më e rëndësishme e modelimit. Kështu, analiza e mëposhtme supozon që gabimet e modelimit shkaktohen vetëm nga përafrimi i kohës së vonesës. Në këtë rast, ne jemi të interesuar në marrëdhënien midis kohës reale të vonesës τ dhe cilësisë së arritshme, të matura për shembull me konstanten e kohës për konturin e mbyllur T_0 dhe mbirregullimin e përgjigjes së konturit të mbyllur M_r .

Konsiderojmë rastin e qëndrueshëm të konturit të hapur. Procesi paraqitet nga $G_P(s) = \frac{K_P e^{-\tau s}}{Ts+1}$ dhe modeli është $G_m(s) = \frac{K_P(1-0.5\tau s)}{(Ts+1)(1+0.5\tau s)}$. $G_R(s)$ është një rregullator PID. Funkzioni i transmetimit të konturit të mbyllur të sistemit për procesin real dhe për modelin duke përdorur rregullimin parashikues të qëndrueshëm jepen nga ekuacionet (102):

$$\begin{aligned} G_R(s)G_P(s) &= \frac{2}{\tau g(\alpha)s} \frac{1+0.5\tau s}{1+0.5\alpha\tau s} e^{-\tau s} \\ G_R(s)G_m(s) &= \frac{2}{\tau g(\alpha)s} \frac{1-0.5\tau s}{1+0.5\alpha\tau s} \end{aligned} \quad (102)$$

Ku $g(\alpha) = 2f(\alpha) + 1$ dhe $f(\alpha) = [\alpha + (\alpha^2 + 0.5\alpha)^{1/2}]$.

Duke përdorur frekuencën e normuar $w_n = \tau\omega$ kemi (103):

$$\begin{aligned} G_R(jw_n)G_P(jw_n) &= \frac{4}{g(\alpha)jw_n} \frac{1+0.5jw_n}{1+0.5\alpha jw_n} e^{-jw_n} \\ G_R(jw_n)G_m(jw_n) &= \frac{2}{g(\alpha)jw_n} \frac{1-0.5jw_n}{1+0.5\alpha jw_n} \end{aligned} \quad (103)$$

Vërejmë që $G_R(jw_n)G_P(jw_n)$ dhe $G_R(jw_n)G_m(jw_n)$ kanë të njëjtin modul për të gjitha frekuencat dhe gjithashtu diferenca në fazat është e pavarur nga parametrat e rregullatorit (103):

$$\begin{aligned} \delta\phi(jw_n) &= \phi(G_R(jw_n)G_P(jw_n)) - \phi(G_R(jw_n)G_m(jw_n)) \\ &= 2 \tan^{-1}(0.5w_n) - w_n \end{aligned} \quad (104)$$

Rregullimi i rregullatorit përcakton kufirin e fazës ϕ_m për sistemin nominal por kufiri real i fazës varet nga gabimi i fazës. Llogarisim këtë gabim, m.q.s përkeqësimi në cilësi mund të shoqërohet drejtpërdrejt me përkeqësimin në kufirin e fazës. Konsiderojmë për shembull, rastin

me $\alpha = 0.3$, e cila jep një kufi gabimi prej afërsisht 63% dhe një gabim të $\delta\Phi = 1.6^\circ$ në frekuencën $w_{n0} = 0.7$. Kjo vlerë e α përcakton T_0 dhe gjithashtu karakteristikat e konturit të mbyllur. Për këtë rast kemi (105):

$$T_0 \cong 0.46\tau \quad (105)$$

Ku T_0 jep një përshtypje të mirë të vlerës maksimale të shpejtësisë së përgjigjes së konturit të mbyllur të sistemit, që ruan një mbirregullim afër vlerës 10%. Arritëm në konkluzionin, që ne mund të përftojme një sistem të konturit të mbyllur, me një mbirregullim të vogël dhe pothuajse pa oshilime, n.q.s. konstantja e kohës së konturit të mbyllur, mbahet afër vlerës 0.5τ .

Tani, konsiderojmë rastin tjetër ekstrem, kur pasaktësitë në përcaktimin e kohës së vonesës dhe në parametrat e tjera të modelit janë më të rëndësishme, sesa ato të shkaktuara nga përafrimi polinomial i termit $e^{-\tau s}$. Në këtë rast, përcaktimi robust i rregullatorit nuk është i kufizuar nga përafrimi i polinomit. Në këtë situatë, edhe një rregullator që përdor një model të saktë të kohës së vonesës $e^{-\tau s}$ (për shembull, *Parashikuesi i Smithit*), duhet të rregullohet në mënyrë që të ruajë qëndrueshmërinë e konturit të mbyllur. Kështu, në këtë mënyrë do të shmangeshin disavantazhet e përdorimit të rregullatorit *PID*.

Marrim rastin e një procesi $G_P(s) = \frac{K_P e^{-\tau s}}{Ts+1}$ me një gabim në parashikimin e kohës së vonesës $\Delta\tau = 20\%$. Duke përdorur përsëri frekuencën e normuar, diferenca midis fazës së modelit me kohën e vonesës τ_n dhe procesi jepet nga $\delta\Phi = -\delta\tau w_n$ ku $\delta\tau = \frac{\Delta\tau}{\tau_n} = 0.2$. Për frekuencën $w_{n0} = 0.7$, gabimi në fazë është $\delta\Phi \approx 8^\circ$, që është më shumë se 5 herë gabimi i përfutur në ekuacionin (104). Kështu, gabimi midis kohës reale të vonesës dhe dy modeleve është i ngjashëm, kryesisht për fushën e frekuencave në të cilën operon sistemi i konturit të mbyllur. Në një rast të tillë, rregullimi robust i rregullatorit përcaktohet nga pasaktësitë në kohën e vonesës dhe jo për shkak të përafrimit të kohës së vonesës. Në këtë situatë, n.q.s. rregullohet saktë, *PID* mund të arrijë një cilësi rregullimi të arsyeshme.

Kjo analizë na lejon të arrijmë në një konkluzion të rëndësishëm: Avantazhi i përdorimit të një rregullatori më të komplikuar për një proces me një kohë vonese dominuese, lidhet me shumë me gabimet në parashikimin e kohës së vonesës, sesa vlerën absolute të këtij parametri.

4.5.10 Konkluzione

- Në këtë kapitull, u tregua që me futjen e parametrave të tjerë rregullues, mund të manipulohet edhe karakterin robust të sistemit të mbyllur.

- Në seksionin 4.5 u treguan metodat e rregullimit robuste si për rastin e proceseve vetëstabilizuese ashtu edhe atyre integruese. Gjithashtu u trajtuan rastet e proceseve me konstante kohe procesi dominuese dhe vonesë kohe dominuese. Metodatat treguan karakteristika me cilësi të mirë rregullimi dhe karakter robust të sistemit.
- Nga analiza e kryer, në përdorimin e rregullatorëve *PID* me dy shkallë lirie, parametrat α dhe γ janë të lidhur me tiparin robust të rregullatorit dhe duhet të rregullohen duke përdorur një kompromis midis cilësisë së rregullimit dhe tiparit robust.
- Edhe për rastet e proceseve me vonesë kohe dominuese, është e mundur që të projektojmë një rregullator *PID* që të arrijë një cilësi rregullimi, që do të varet drejtpërdrejt vetëm nga përafrimi polinomial i termit të vonesës së kohës τ .
- N.q.s realizojmë një projektim të mirë të rregullatorit *PID*, mund të përftojmë një sistem me karakter robust të mirë dhe me një konstante kohe të konturit të mbyllur $T_0 = 0.5\tau$.

5 METODA GRAFIKE PËR PËRCAKTIMIN E KOEFICIENTËVE TË RREGULLATORËVE PID

5.1 Hyrje

Mangësia më e madhe në projektimin e rregullatorëve *PID* për arritjen e kërkesave të cilësisë, është vështirësia e gjetjes së bashkësisë së plotë të rregullatorëve *PID* që sigurojnë qëndrueshmërinë e sistemit. Zgjidhja e këtij problemi është e nevojshme si hap i parë në projektimin racional të rregullatorëve *PID* bazuar në kërkesat e cilësisë. Ky problem i gjetjes së rregullatorëve stabilizues *PID*, është zgjidhur më parë duke përdorur metodat e paraqitura në [48], [49], të cilat mundësojnë llogaritjen e të gjithë rregullatorëve *PID* stabilizues për një proces të caktuar.

Një problem i rëndësishëm në kontrollin *PID* të sistemeve me vonesë kohe është llogaritja e bashkësisë së gjithë koeficientëve të rregullatorit *PID* të cilat sigurojnë qëndrueshmërinë dhe gjithashtu përmbushin kërkesat e dëshiruara të cilësisë të konturit të mbyllur. Problemi i përcaktimit të zonës së qëndrueshmërisë në hapësirën e koeficientëve të rregullatorit *PID* për një sistem linear të pavarur nga koha dhe pa vonesë kohe është studiuar në [48], duke përdorur teoremën *Hermite-Biehler* për gjetjen e bashkësisë së koeficientëve *PID*. Në [50] dhe [51] përshkruhen zonat e qëndrueshmërisë në planin (K_i, K_d) për vlera konstante të koeficientit K_p . Në [52], [53] janë prezantuar frekuencat e vetme, në të cilët kufijtë e qëndrueshmërisë kthehen në drejtëza për sistemet, të varura nga parametrat e rregullatorit. Problemi i sintezës së rregullatorëve *PID* për karakteristikë robuste është studiuar gjithashtu për sisteme pa vonesë kohe. Në [54] janë llogaritur vendet gjeometrike në hapësirën e koeficientëve të rregullatorit *PID* në të cilat sistemi i konturit të mbyllur arrin qëndrueshmërinë dhe ku norma H_∞ e funksionit të transmetimit është mbajtur nën një vlerë të caktuar. Në [55] është llogaritur zona e koeficientëve të rregullatorit *PID* që siguron një rezervë të dëshiruar në amplitudë dhe fazë.

Për sistemet me vonesë kohe, kohët e fundit janë kryer disa studime që vlerësojnë të gjithë rregullatorët stabilizues *PID* për të siguruar një sjellje robuste dhe qëndrueshmëri robuste të sistemit [56]. [57] përshkruan bashkësinë e të gjithë koeficientëve *PID* që sigurojnë qëndrueshmërinë e një procesi të rendit të parë me vonesë kohe. [52], [53], [58], dhe [59] kanë llogaritur bashkësinë e plotë të koeficientëve të rregullatorëve stabilizues *PID* për një sistem me vonesë kohe duke përdorur metodën e hapësirës së parametrave të bazuar në frekuencat e vetme. Në [50] rezultati është zgjeruar për procese me vonesë kohe të rendeve të ndryshme.

Në këtë kapitull, është paraqitur një metodë e ndryshme e bazuar në veprime të thjeshta analitike, të cilat do të përdoren për ndërtimin e kontureve të qëndrueshmërisë në planet parametrike të rregullatorëve *PID*. Kjo mundëson gjetjen e thjeshtë të rregullatorëve që mundësojnë qëndrueshmërinë dhe një cilësi të caktuar të sistemit të mbyllur. Gjithashtu, janë paraqitur formulat që derivojnë projektimin e rregullatorëve *PID* për modelet e njohura të proceseve të rendit të parë dhe të dytë me vonesë kohe, duke u bazuar edhe në kërkesat e caktuara të rezervës në amplitudë dhe fazë.

Kontributi kryesor i këtij kapitulli është përftimi i një metode të thjeshtë analitike të llogaritjes dhe më pas paraqitjes grafike të bashkësisë së koeficientëve të rregullatorit *PID* që sigurojnë qëndrueshmërinë e sistemit. Metoda mund të përdoret edhe për gjetjen e rregullatorëve *PID* që sigurojnë kritere të ndryshme të cilësisë, siç është kriteri i rezervës në amplitudë dhe fazë për sistemin. Krahasuar me metodat e tjera të ngjashme në literaturë, metoda nuk ka llogaritje të vështira për gjetjen e rregullatorëve stabilizues *PI*, *PD* dhe *PID*, por kërkon vetëm përgjigjen në frekuencë të funksionit transmetues të procesit. E njëjta procedurë mund të përdoret për gjetjen e rregullatorëve edhe kur jepen vetëm parametrat e procesit dhe jo përgjigja në frekuencë.

5.2 Formulimi i problemit

Rregullatori *PID* është kombinim i tre veprimeve: proporcional (*P*), integruar (*I*), dhe derivues (*D*). Forma më e përdorshme e tij në fushën e Laplasit paraqitet në trajtën paralele si një sistem i rendit të dytë (106):

$$G_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = \frac{K_p s^2 + K_i s + K_d s^3}{s} \quad (106)$$

ku K_p është koeficienti proporcional, K_i është koeficienti integral, dhe K_d është koeficienti derivues. Procesin zakonisht e paraqesim me anë të një funksioni transmetues $G_P(s)$, që përfaqëson një raport dy polinomesh në fushën e Laplasit (107).

$$G_P(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (107)$$

Objekti i rregullimit $G_P(s)$ që do të trajtohet është një sistem një hyrje-një dalje (*1H1D*) dhe për vlerësimin e metodës kemi marrë 4 modele të ndryshme matematike që përfaqësojnë shumë procese në industri. Grupi i parë është modeli i rendit të parë me vonesë kohe sipas ekuacionit (7). Në analizë është marrë një proces i rendit të parë me vonesë kohe dominuese dhe një proces

me konstante kohe procesi dominuese. Grupi i dytë i trajtuar është modeli i rendit të dytë me vonesë kohe sipas ekuacionit (8). Në analizë është marrë një proces i rendit të dytë pa luhatje dhe një proces i rendit të dytë me luhatje.

5.3 Vlerësimi i cilësisë me anë të rezervës në amplitudë dhe fazë

Mbi rezervën e qëndrueshmërisë mund të gjykohet nga shpërndarja e poleve në rrafshin kompleks, që duhen të jenë gjithmonë në gjysmën e majtë të tij [60]. Kështu, sa më larg nga boshti imagjinar që të ndodhen polet, aq më e madhe është rezerva e qëndrueshmërisë. Në praktikën inxhinierike përdorim të gjerë ka rrafshi ku është ndërtuar karakteristika amplitudo-fazore (*KAF*), lakorja *Nyquist* ose lakorja *Bode* për konturin e hapur. Në këtë rast rezerva e qëndrueshmërisë ka dy tregues: ΔR , rezerva sipas amplitudës dhe $\Delta\phi$, rezerva sipas fazës.

Rregullatori *PID* mund të projektohet për specifikime të caktuara në lidhje me rezervën në amplitudë dhe në fazë. Rezerva në amplitudë dhe fazë janë kërkesa tipike që shoqërojnë përgjigjen në frekuencë. Ato jo vetëm që sigurojnë treguesit e rëndësishëm të karakterit robust të sistemit por gjithashtu reflektojnë mbi cilësinë dhe qëndrueshmërinë e sistemit dhe rrjedhimisht përdoren gjerësisht për projektimin e rregullatorëve. Dihet nga teoria klasike e kontrollit që rezerva në fazë është e lidhur me luhatjet e sistemit dhe rrjedhimisht mund të shërbejë si një tregues cilësie.

ΔR dhe $\Delta\phi$ krijojnë një zonë rreth pikës kritike $(-1, j0)$. Që një kontur i mbyllur të ketë një rezervë qëndrueshmërie jo më të vogël se ΔR dhe $\Delta\phi$ “pra të mbajë një distancë të caktuar nga regjimi kritik”, duhet që *KAF* për gjendjen e hapur të mos hyjë në zonën e mbyllur rreth pikës kritike $(-1, j0)$, që quhet zona e rezervës së qëndrueshmërisë.

Sipas [61], n.q.s. shënojnë funksionet transmetuese të procesit me $G_P(s)$ dhe rregullatorit me $G_R(s)$, rezerva në amplitudë jepet nga zgjidhja e ekuacioneve të mëposhtëm (108):

$$\begin{aligned} \angle G_R(j\omega_\pi)G_P(j\omega_\pi) &= -\pi \\ \Delta R &= \frac{1}{|G_R(j\omega_\pi)G_P(j\omega_\pi)|} \end{aligned} \quad (108)$$

Rrjedhimisht, rezerva në fazë përftohet nga ekuacioni (109):

$$\begin{aligned} |G_R(j\omega_{pr})G_P(j\omega_{pr})| &= 1 \\ \Delta\phi &= \angle G_R(j\omega_{pr})G_P(j\omega_{pr}) + \pi \end{aligned} \quad (109)$$

Sipas [54], karakteri robust është një karakteristikë e rëndësishme e sistemeve të kontrollit, sepse procedurat e projektimit bazohen në modele të rendeve të ulëta të identifikuar në pikën e punës së konturit të mbyllur. Për shkak të jolineariteteve që hasen në shumicën e proceseve industriale, është e nevojshme të marrim në konsideratë ndryshimet e pritura në karakteristikat e procesit duke supozuar rezervë qëndrueshmërie relative të caktuar, ose ndryshe kërkesa për karakterin robust të sistemit të kontrollit. Si tregues i karakterit robust të sistemit (qëndrueshmëria relative) përdoret vlera maksimale e funksionit të ndjeshmërisë. Ndjeshmëria maksimale për sistemin e kontrollit përcaktohet si (110):

$$M_s = \max_w |S(jw)| = \max_w \frac{1}{|1 + G_R(jw)G_P(jw)|} \quad (110)$$

Vlerat e rekomanduara të M_s janë në kufijtë 1.4 – 2.0 [38]. Përdorimi i ndjeshmërisë maksimale si një kërkesë për karakterin robust, ka avantazhin që siguron kufijtë e kërkuar të rezervës në amplitudë R_m dhe fazë ϕ_m , dhe këto kufij sipas [38] përftohen nga mosbarazimet (111):

$$\begin{aligned} R_m &> \frac{M_s}{M_s - 1} \\ \phi_m &> 2 \sin^{-1} \left(\frac{1}{2M_s} \right) \end{aligned} \quad (111)$$

Rrjedhimisht, për të pasur $M_s = 2.0$ që do të jetë rasti që konsiderohet si kërkesa minimale për karakter robust për sistemin, kemi $R_m > 2$ dhe $\phi_m > 29^\circ$. Për $M_s = 1.4$ (sistemi është më robust sesa për $M_s = 2$) ne kemi $R_m > 3.5$ dhe $\phi_m > 41^\circ$.

Qëllimi i llogaritjeve të metodës është ndërtimi i kontureve në terma të koeficientëve K_p, K_i , dhe K_d të tilla që ekuacioni karakteristik i konturit të mbyllur të sistemit të jetë i qëndrueshëm sipas Hurwitzit. Ekuacioni karakteristik i sistemit për kontur të mbyllur jepet nga (112):

$$F(s) = 1 + G_R(s)G_P(s) \quad (112)$$

Për $s = jw$ kemi $F(jw) = 1 + G_R(jw)G_P(jw)$.

5.4 Përcaktimi i rregullatorëve PID

5.4.1 Stabilizimi me rregullator PI

Marrim sistemin e rendit të parë me vonesë kohe. Procesi që do të kontrollohet paraqitet nga modeli matematik $G_P(s) = \frac{B(s)}{A(s)} e^{-\tau s}$.

Rregullatori që do të projektohet është i tipit PI , kështu që $G_R(s)$ në këtë rast është i trajtës (113):

$$G_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (113)$$

Problemi në këtë rast është përcaktimi i vlerave K_p dhe K_i , për të cilat ekuacioni karakteristik $F(s)$ për konturin e mbyllur për sistemin e marrë në shqyrtim është i qëndrueshëm sipas *Hurwitz*.

Zëvendësojmë $s = jw$ në mënyrë që ekuacioni karakteristik të jetë:

$$F(jw) = 1 + G_R(jw)G_P(jw).$$

Zbërthejmë $G_P(jw)$ në pjesën reale dhe imagjinare: $G(jw) = R_p(w) + jI_p(w)$.

Përftojme kështu ekuacionin (114):

$$\begin{aligned} F(jw) &= 1 + \left(\frac{K_p jw + K_i}{jw} \right) (R_p(w) + jI_p(w)) \\ &= 1 + \left(K_p - \frac{K_i j}{w} \right) (R_p(w) + jI_p(w)) \end{aligned} \quad (114)$$

Duke zbërthyer $F(jw)$ në pjesët reale dhe imagjinare dhe të barazojmë atë me zero mund të shkruajmë (115):

$$\begin{aligned} R_F(w) &= 1 + K_p R_p(w) + \frac{K_i I_p(w)}{w} \\ I_F(w) &= K_p I_p(w) - \frac{K_i R_p(w)}{w} \end{aligned} \quad (115)$$

Po të barazojmë me zero pjesën reale dhe imagjinare të ekuacionit karakteristik kemi sistemin e ekuacioneve (116):

$$K_p (w R_p(w)) + K_i (I_p(w)) = -w \quad (116)$$

$$K_p(wI_p(w)) + K_i(-R_p(w)) = 0$$

Rrjedhimisht, për të përfutur vlerat e K_p dhe K_i të cilat përcaktojnë kufirin e qëndrueshmërisë, duhet të zgjidhim sistemin e paraqitur në formë matricore (117):

$$\begin{bmatrix} wR_p(w) & I_p(w) \\ wI_p(w) & -R_p(w) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p \\ K_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -w \\ 0 \end{bmatrix} \quad (117)$$

Për $w \neq 0$ kemi (118):

$$\begin{aligned} K_p(w) &= -\frac{R_p(w)}{|G_p(jw)|^2} \\ K_i(w) &= -\frac{wI_p(w)}{|G_p(jw)|^2} \end{aligned} \quad (118)$$

$$\text{Ku } |G_p(jw)|^2 = (R_p(w))^2 + (I_p(w))^2$$

Për $w = 0$ përftojme (119):

$$\begin{bmatrix} 0 & I_p(0) \\ 0 & -R_p(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p \\ K_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (119)$$

Duke zgjidhur (119) ne shohim që K_p është një vlerë e diktuar dhe $K_i = 0$, me përjashtim të rastit kur $I_p(0) = R_p(0) = 0$. Ky kusht qëndron në rastin kur procesi $G_p(s)$ ka një zero në origjinë. Në këtë rast, duhet shmangur një rregullator PI sepse zero në origjinë eliminon efektin e polit në origjinë të rregullatorit PI dhe sistemi bëhet i paqëndrueshëm. Kështu $K_i = 0$ jep një kufi shtesë për zonën e qëndrueshmërisë. Ekuacionet (118) mund të zgjidhen për K_p dhe K_i ose analitikisht ose numerikisht. Nqs kemi përgjigjen në frekuencë të procesit $G_p(s)$, ne mund të përftojme lehtësisht vlerat e K_p dhe K_i duke zbërthyer procesin $G_p(s)$ në përbërësen reale dhe atë imagjinare për çdo frekuencë të marrë në shqyrtim dhe zëvendësimin e tyre në ekuacionin (117).

Të dy parametrat varen nga frekuenca w që mund të ketë vlera në intervalin $[0, \infty)$. Megjithatë mqs rregullatori PI nuk mund të shtojë fazë në sistem, mund të konsiderojmë vetëm intervalin $[0, w_{kr}]$. Për të gjetur frekuencën kritike w_{kr} përdoret ekuacioni (114) dhe fakti që për $w = w_{pr}$, faza e sistemit $G_p(jw)$ është e barabartë me $-\pi$ (120).

$$\tan^{-1} \left(\frac{I_p(w_{kr})}{R_p(w_{kr})} \right) = -\pi \quad (120)$$

Rrjedhimisht, $I_p(w_{kr}) = 0$ dhe $R_p(w_{kr}) < 0$.

5.4.2 Stabilizimi me rregullator PD

Marrim sistemin me të njëjtin model matematik si më parë, por në këtë rast marrim rregullator PD që përfaqësohet nga ekuacioni (121):

$$G_R(s) = K_p + K_d s \quad (121)$$

Zbatojmë të njëjtën procedurë si në rastin e rregullatorit PI për të gjetur vlerat stabilizuese të koeficientëve K_p dhe K_d . Ekuacioni karakteristik në terma të jw është (122):

$$F(jw) = 1 + (K_p + j(K_d w)) (R_p(w) + jI_p(w)) \quad (122)$$

Në këtë rast për të përfutur vlerat K_p dhe K_d , të cilat përcaktojnë kufirin e qëndrueshmërisë duhet zgjidhur sistemi (123):

$$\begin{bmatrix} R_p(w) & -wI_p(w) \\ I_p(w) & wR_p(w) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p \\ K_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (123)$$

Për $w \neq 0$ kemi (124):

$$\begin{aligned} K_p(w) &= -\frac{R_p(w)}{|G_P(jw)|^2} \\ K_d(w) &= \frac{I_p(w)}{w|G_P(jw)|^2} \end{aligned} \quad (124)$$

Vërejmë këtu që (125):

$$K_d(w) = -\frac{1}{w^2} K_i(w) \quad (125)$$

Për $w = 0$ kemi që K_d është një vlerë e diktuar, ndërsa K_p është (126):

$$K_p = -\frac{1}{R_p(0)} \quad (126)$$

Dhe kemi (127):

$$I_p(0) = 0 \quad (127)$$

Kufiri i poshtëm (pra për $w = 0$) nga ekuacionin (126) është i ndryshëm nga zero. Për të gjithë proceset ekuacioni (127) është i vërtetë dhe në to vlera e $R_p(0)$ është e barabartë me amplifikimin statik të procesit. Si kufi i sipërm përdoret frekuenca kritike $w = w_{kr}$ që është pika ku $K_p(w_{kr}) = K_p(0)$. Sasia e fazës që rregullatori *PD* i shton frekuencës kritike është midis 0 dhe $\pi/2$ radianë, e cila sjell një kufi $[-\pi, -2\pi]$ radianë për fazën e sistemit në frekuencën kritike w_{kr} .

5.4.3 Stabilizimi me rregullator PID

Përcaktojmë koeficientët e rregullatorit *PID* që stabilizojnë sistemin e rendit të parë me vonesë kohe. Funkcioni transmetues i rregullatorit *PID* jepet nga ekuacioni (128):

$$G_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = \frac{K_p s + K_i + K_d s^2}{s} \quad (128)$$

Në këtë rast qëllimi është që të gjenden vlerat e koeficientëve K_p , K_i , K_d në mënyrë që zgjidhjet e ekuacionit karakteristik të sistemit të mbyllur të sigurojnë qëndrueshmërinë e sistemit sipas *Hurwitz*. Ekuacioni karakteristik në terma të jw në këtë rast mund të shkruhet:

$$F(jw) = 1 + \left(\frac{K_p jw + K_i + K_d w^2}{jw} \right) (R_p(w) + jI_p(w)) \quad (129)$$

Duke zbatuar metodat e mëparshme ne mund të përftojmë zonën e qëndrueshmërisë në planin (K_p, K_i) për një vlerë konstante të K_d , dhe zonën e qëndrueshmërisë në planin (K_p, K_d) për një vlerë konstante të K_i . Marrim fillimisht rastin e zgjidhjes në planin (K_p, K_i) . Këtu nevojitet të zgjidhet sistemi (130):

$$\begin{bmatrix} wR_p(w) & I_p(w) \\ wI_p(w) & -R_p(w) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p \\ K_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_d(I_p(w)w^2) - w \\ -K_d(R_p(w)w^2) \end{bmatrix} \quad (130)$$

Duke zgjidhur (130) për $w \neq 0$ përftojmë (131):

$$\begin{aligned} K_p(w) &= -\frac{R_p(w)}{|G_p(jw)|^2} \\ K_i(w) &= w^2 K_d(w) - \frac{wI_p(w)}{|G_p(jw)|^2} \end{aligned} \quad (131)$$

Në planin (K_p, K_d) sistemi i ndërtuar është (132):

$$\begin{bmatrix} -wR_p(w) & w^2I_p(w) \\ wI_p(w) & w^2R_p(w) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p \\ K_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w + K_iI_p(w) \\ K_iR_p(w) \end{bmatrix} \quad (132)$$

që do të thotë që $K_p(w)$ është e njëjtë me (124), dhe për $w \neq 0$ kemi (126):

$$K_d(w) = \frac{K_i(w)}{w^2} + \frac{I_p(w)}{w|G(jw)|^2} \quad (133)$$

Duke zgjidhur (125) për $w = 0$ ne përftojmë ekuacione identike me (131) dhe rrjedhimisht, ne arrijmë në konkluzionin që K_p është e diktuar dhe $K_i = 0$, përveç rastit kur sistemi ka një zero në origjinë $I_p(0) = R_p(0) = 0$. I njëjti rezultat përftohet kur zgjidhim (132) për $w = 0$. Zgjidhja e përgjithshme në planin (K_i, K_d) për një vlerë konstante të K_p nuk është e mundur përderisa sistemi që duhet zgjidhur është i trajtës (134):

$$\begin{bmatrix} -I_p(w) & w^2I_p(w) \\ -R_p(w) & w^2R_p(w) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_i \\ K_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (wR_p(w))K_p + w \\ -(wI_p(w))K_p \end{bmatrix} \quad (134)$$

Dhe

$$\begin{bmatrix} -I_p(w) & w^2I_p(w) \\ -R_p(w) & w^2R_p(w) \end{bmatrix} = 0 \quad (135)$$

Në [62] duke zbatuar teoremën *Hermite-Biehler*, është treguar që për vlerë të caktuar konstante të koeficientit K_p , bashkësia e zgjidhjeve në planin (K_i, K_d) është një poligon konveks. Në këtë rast ky poligon mund të përftohet sipas metodës të mëposhtme:

Hapi 1. Përcaktojmë dy konture qëndrueshmërie në planin (K_p, K_i) për një vlerë konstante të K_d .

Hapi 2. Përcaktojmë dy konture qëndrueshmërie në planin (K_p, K_d) për një vlerë konstante të K_i .

Hapi 3. Në dy planet e mësipërme nxjerrim ekuacionet e katër drejtëzave që përcaktojnë anët e poligonit në planin (K_i, K_d) .

5.5 Kufijtë për rezervat e dëshiruara në amplitudë dhe fazë

Shpesh kërkohet të projektohet një rregullator që do të kënaqi një madhësi të caktuar të rezervës në amplitudë dhe fazë. Kjo mund të arrihet duke vendosur një element shtesë në skemën e figurës 4.1 i cili do të paraqesë funksionin transmetues $G_{AF} = Re^{-j\theta}$ si në figurën 5.1.

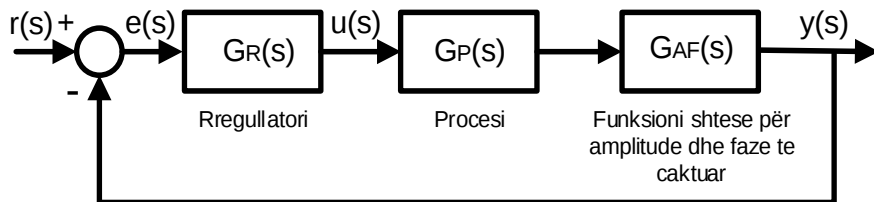


Figura 5.1 Sistemi i kontrollit me funksion shtesë për amplitudë dhe fazë të caktuar

Atëherë në këtë rast kemi procesin (136):

$$G(j\omega) = \frac{B(j\omega)}{A(j\omega)} e^{-j\omega\tau} R e^{-j\theta} = R \frac{B(j\omega)}{A(j\omega)} e^{-j\hat{\tau}} \quad (136)$$

ku $\hat{\tau} = \omega\tau + \theta$.

Për të ndërtuar rregullatorin që kënaq kushtin e rezervës në amplitudë, fillimisht marrim amplitudën R në vlerën që dëshirojmë dhe marrim fazën $\theta = 0$ në ekuacionin (136). Më pas llogarisim bashkësinë e vlerave të K_p dhe K_i duke zëbërthyer (136) në pjesët e tij reale dhe imagjinare dhe duke i zëvendësuar ato në ekuacionet (118). Për të kënaqur kriterin e rezervës së fazës, ne përsërisim procedurën por në këtë rast vendosim vlerën që dëshirojmë për fazën θ dhe marrim amplitudën $R = 1$. Pra për vlera të caktuara të fazës dhe amplitudës, thjesht zëvendësojmë vlerat e dëshiruara në ekuacionin (136). Rezultatet i ndërtojmë në të njëjtin sistem koordinativ dhe zgjidhja është hapësira që mbulohet nga lakoret e ndryshme, që përbëjnë edhe zonat kufitare për kriteret e dëshiruara të cilësisë.

Për rastin kur kemi rregullator PD , përdorim ekuacionin (121) si funksion transmetues të rregullatorit. Për të përfutur vlerat e K_p dhe K_d , ne zëbërthejmë (136) në pjesët reale dhe imagjinare dhe i zëvendësojmë ato në (124) ku $\omega \in [0, \omega_{pr}]$. Duke përdorur ekuacionin (121) si funksion transmetimi të rregullatorit dhe duke mbajtur konstant K_p , ne mund të përftojme vlerat e K_i dhe K_d duke zëbërthyer (136) në pjesët reale dhe imagjinare dhe duke i zëvendësuar ato në (124), dhe (125) duke përdorur frekuencën kritike të duhur për planet (K_p, K_i) dhe (K_p, K_d) .

5.6 Simulime e kryera me metodën e propozuar

Në shqyrtim janë marrë 4 modele matematike tipike të sistemeve vetëekuilibruese me kohë vonese:

- procesi i rendit të parë me kohë vonese dominuese (32)

$$G_1(s) = \frac{5.6}{40.2s + 1} e^{-93.9s}$$

-procesi i rendit të parë me konstante kohe procesi dominuese (31)

$$G_2(s) = \frac{1.33}{1400s + 1} e^{-30s}$$

-procesi i rendit të dytë pa lëkundje dhe me kohë vonese (137)

$$G_3(s) = \frac{2}{5s^2 + 6s + 1} e^{-5s} \quad (137)$$

-procesi i rendit të dytë me lëkundje dhe me kohë vonese (138)

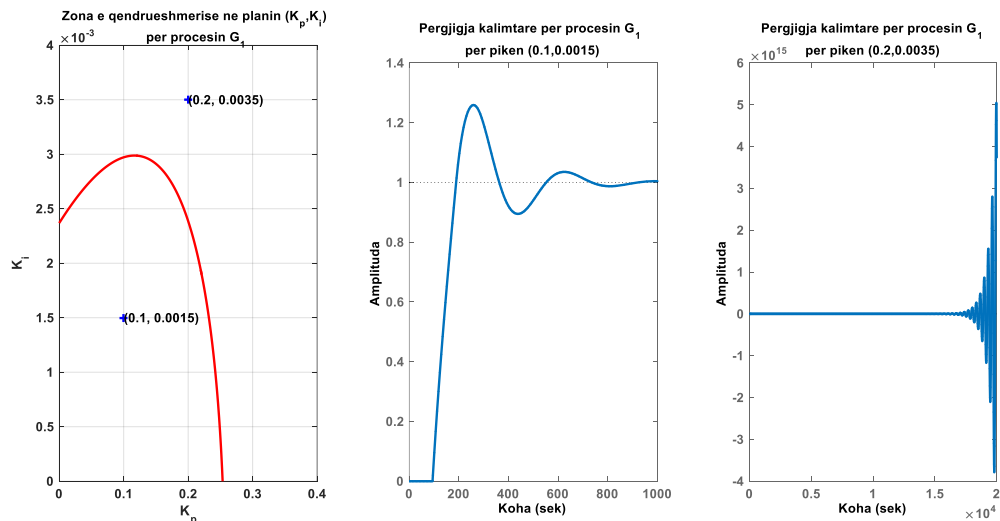
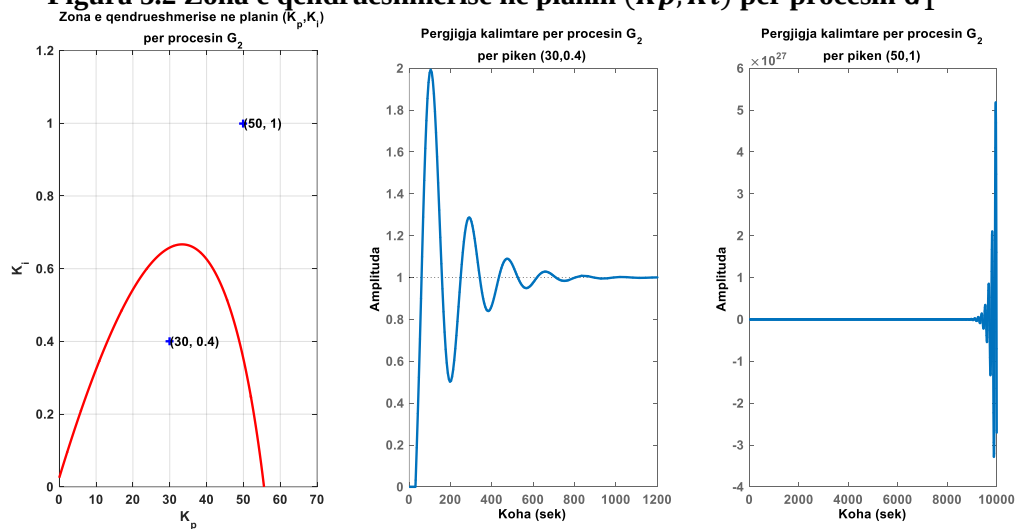
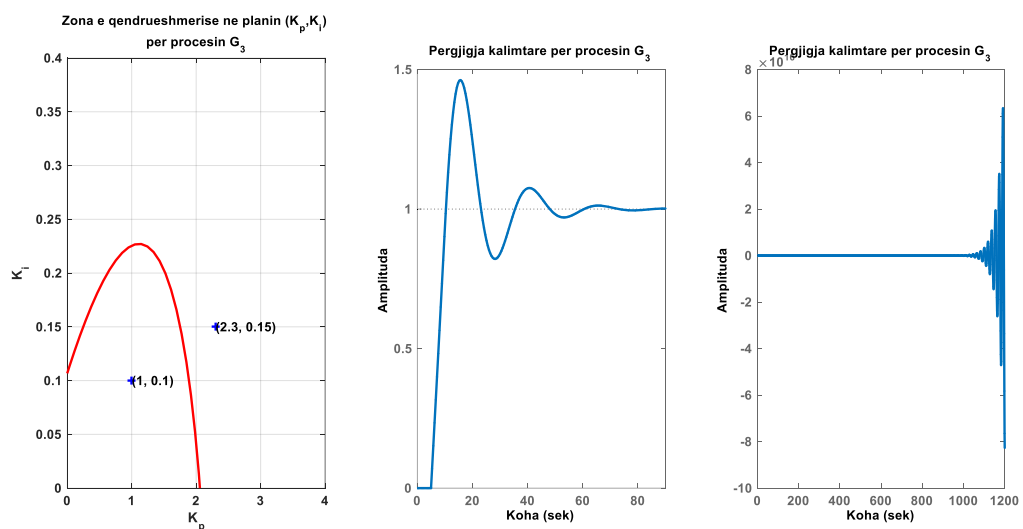
$$G_4(s) = \frac{2}{5s^2 + 2s + 1} e^{-5s} \quad (138)$$

5.6.1 Rregullimi me rregullator PI dhe PD

Duke përdorur ekuacionet (118) ndërtojmë vendodhjen gjeometrike të koeficientëve K_p , K_i në planin (K_p, K_i) dhe përdorur ekuacionet (124) ndërtojmë vendodhjen gjeometrike të koeficientëve K_p , K_d në planin (K_p, K_d) për 4 modelet e marra në shqyrtim.

-Përcaktimi i zonës stabilizuese (K_p , K_i)

Në figurat 5.2, 5.3, 5.4, 5.5 tregohen grafikët e zonave të qëndrueshmërisë në planin (K_p, K_i) për të katër rastet. Për të verifikuar rezultatet nga grafiku është marrë një pikë brenda zonës kufitare (K_p, K_i) të qëndrueshmërisë dhe një pikë jashtë kësaj zone. Koordinatat e këtyre pikave përbëjnë respektivisht koeficientët e gjetur të rregullatorit *PI*. Gjithashtu në figurat 5.2, 5.3, 5.4, 5.5 tregohet rregullimi që përftohet për procesin me anë të metodës së propozuar, ku mund të vlerësohet edhe qëndrueshmëria e sistemit dhe zgjidhjet e drejta që përfitojmë nga përdorimi i metodës.


 Figura 5.2 Zona e qëndrueshmërisë në planin (K_p, K_i) për procesin G_1

 Figura 5.3 Përgjigjet kalimtare në planin (K_p, K_i) për procesin G_2

 Figura 5.4 Përgjigjet kalimtare në planin (K_p, K_i) për procesin G_3

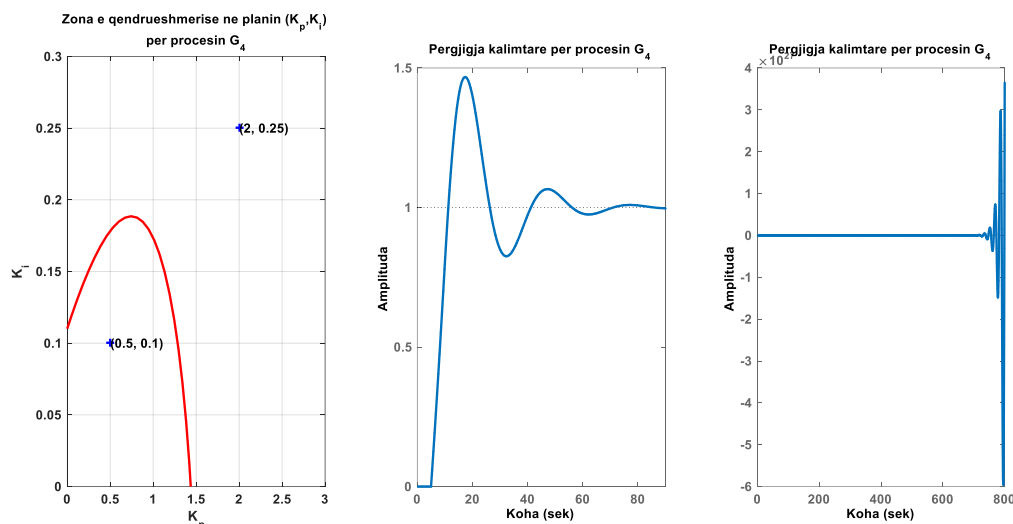


Figura 5.5 Përgjigjet kalimtare në planin (K_p, K_i) për procesin G_4

-Përcaktimi i zonës stabilizuese (K_p, K_d)

Në figurat 5.6, 5.7, 5.8, 5.9 tregohen grafikët e zonave të qëndrueshmërisë në planin (K_p, K_d) për të katër modelet. Për të verifikuar rezultatet nga grafiku është marrë një pikë brenda zonës kufitare (K_p, K_d) të qëndrueshmërisë dhe një pikë jashtë kësaj zone. Koordinatat e këtyre pikave përbëjnë respektivisht koeficientët e gjetur të rregullatorit PD . Gjithashtu në figurat 5.6, 5.7, 5.8, 5.9 tregohet rregullimi që përftohet për procesin me anë të metodës së propozuar, ku mund të vlerësohet edhe qëndrueshmëria e sistemit dhe zgjidhjet e drejta që përfitojmë nga përdorimi i metodës.

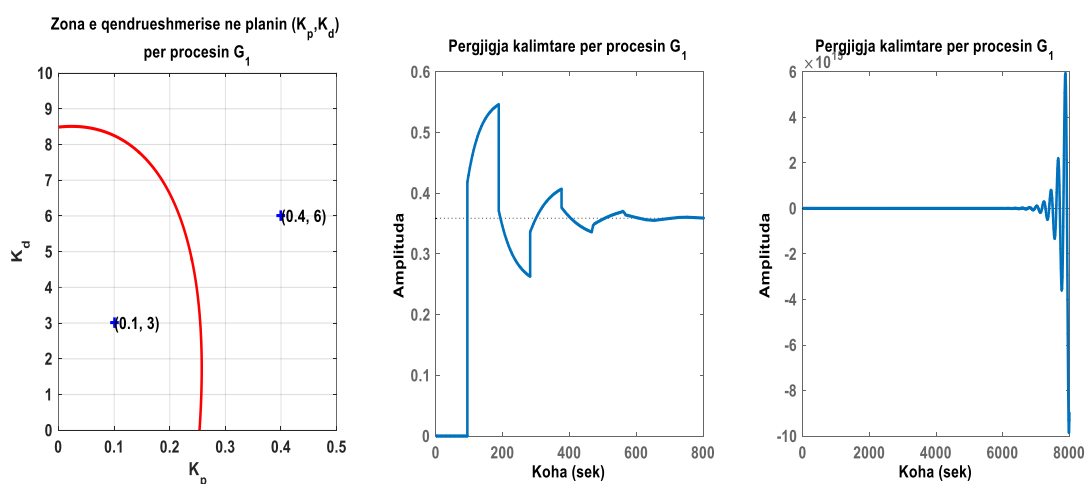
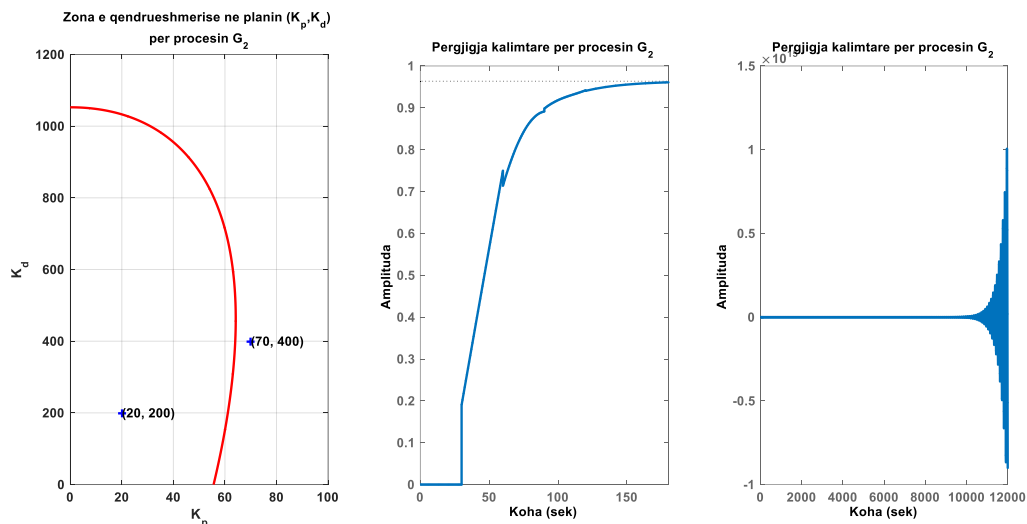
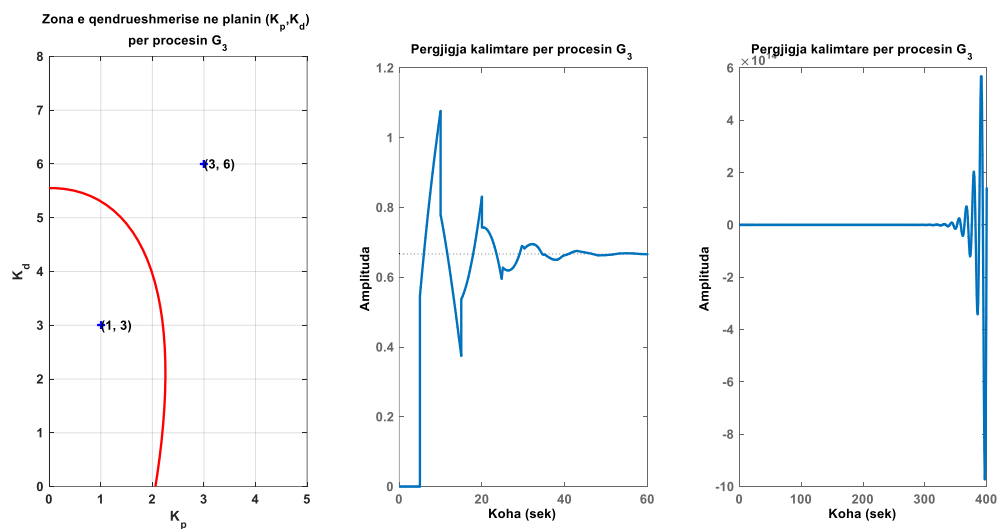
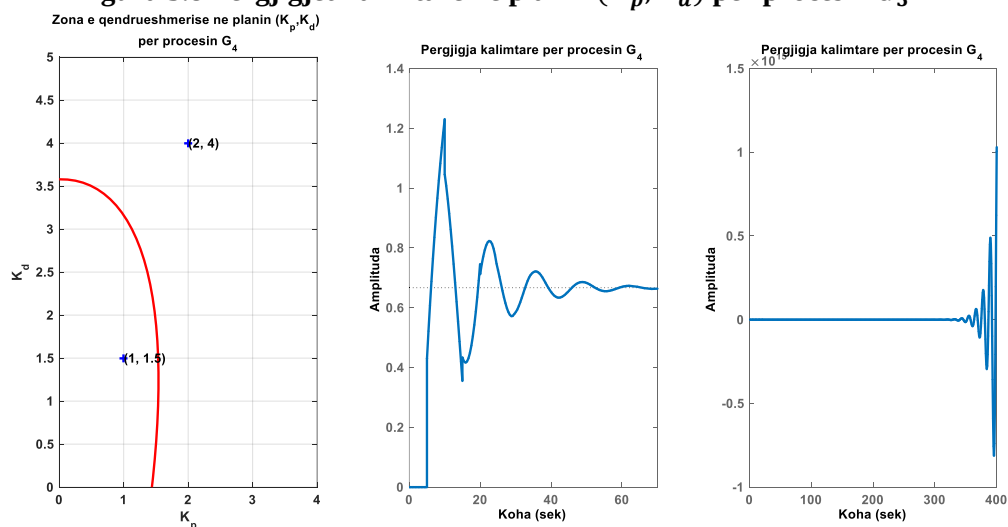


Figura 5.6 Përgjigjet kalimtare në planin (K_p, K_d) për procesin G_1


 Figura 5.7 Përgjigjet kalimtare në planin (K_p, K_d) për procesin G_2

 Figura 5.8 Përgjigjet kalimtare në planin (K_p, K_d) për procesin G_3

 Figura 5.9 Përgjigjet kalimtare në planin (K_p, K_d) për procesin G_4

5.6.2 Rregullimi me rregullator PID

-Plani (K_p, K_i) për K_d të caktuar

Duke përdorur ekuacionet (131) ndërtojmë vendodhjen gjeometrike të koeficientëve K_p , K_i në planin (K_p, K_i) për K_d në vlera të paracaktuara nga ne, për 4 modelet e marra në shqyrtim. Në figurat 5.10, 5.11, 5.12, 5.13 tregohen grafikët e zonave të qëndrueshmërisë në planin (K_p, K_i) për të katër rastet. Për të verifikuar rezultatet e metodës marrim një pikë brenda zonës kufitare (K_p, K_i). Koordinatat e kësaj pike përbëjnë koeficientët e gjetur të rregullatorit *PID*. Si koeficient K_d i rregullatorit në këtë rast mund të merret vlera K_d që përfaqësohet nga kurbat që e rrethojnë pikën e zgjedhur nga ne, në lidhje me boshtet koordinative. Rregullimi i procesit paraqitet me anë të përgjigjeve kalimtare në figurën 5.10, 5.11, 5.12, 5.13, ku mund të vlerësohet edhe qëndrueshmëria e sistemit.

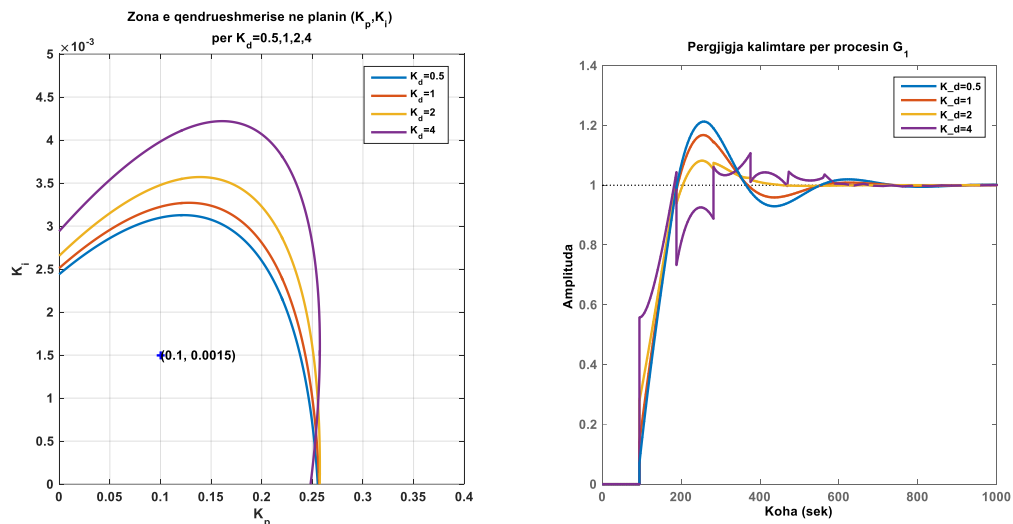


Figura 5.10 Përgjigjet kalimtare për procesin G_1 në planin (K_p, K_i) për $K_d = 0.5, 1, 2, 4$

Nga figura 5.10 shikohet se me rritjen e vlerës së parametrut K_d , rritet hapësira e parametrave stabilizues (K_p, K_i) të rregullatorit *PID*. Gjithashtu shikohet që për procesin G_1 , me rritjen e vlerës së parametrut K_d , kemi përkeqësim të karakteristikave të cilësisë së rregullimit.

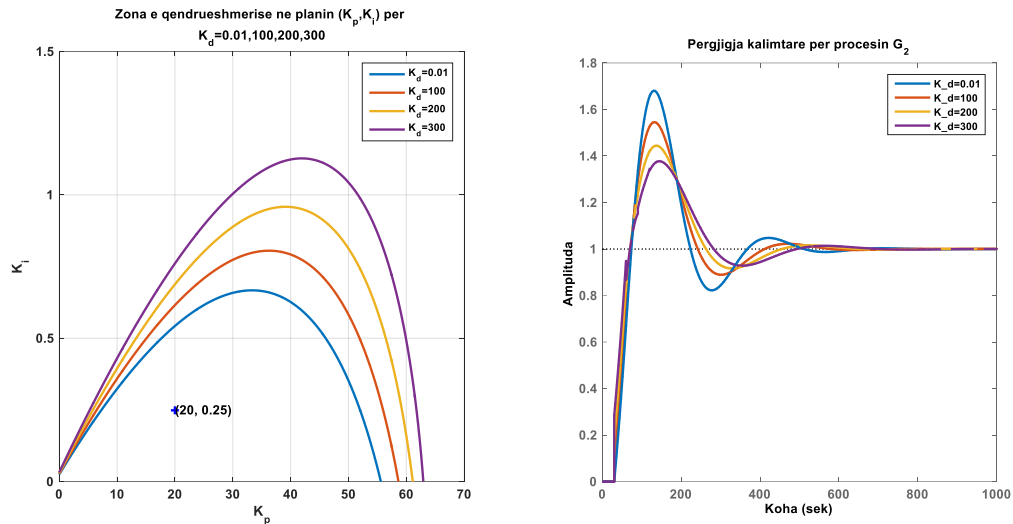


Figura 5.11 Përgjigjet kalimtare për procesin G_2 në planin (K_p, K_i) për $K_d = 0.01, 100, 200, 300$

Nga figura 5.11 shikohet se me rritjen e vlerës së parametrut K_d , rritet hapësira e parametrave stabilizues (K_p, K_i) të rregullatorit PID . Në këtë rast, shikohet që për procesin G_2 , me rritjen e vlerës së parametrut K_d , kemi përmirësim të karakteristikave të cilësisë së rregullimit.

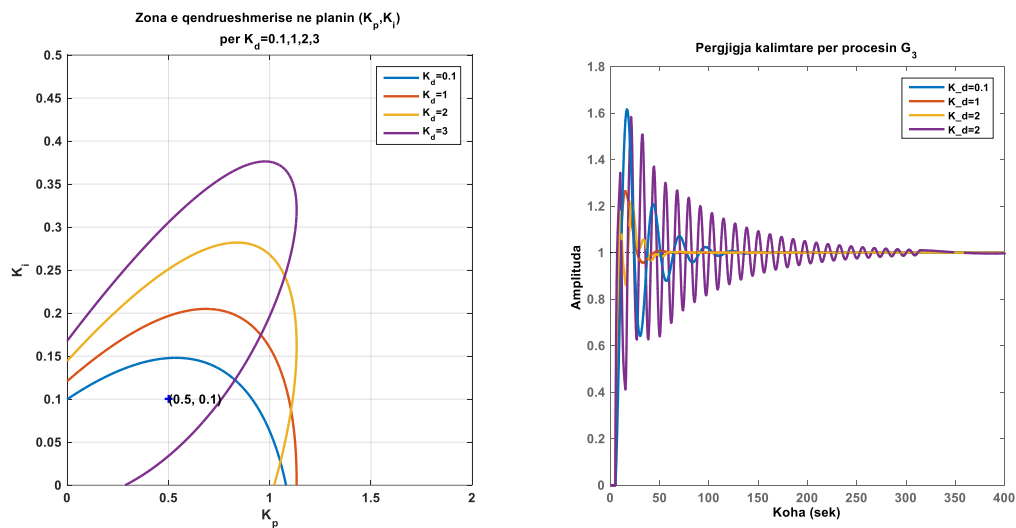


Figura 5.12 Përgjigjet kalimtare për procesin G_3 në planin (K_p, K_i) për $K_d = 0.1, 1, 2, 3$

Nga figura 5.12 shikohet se me rritjen e vlerës së parametrut K_d , rritet hapësira e parametrave stabilizues (K_p, K_i) të rregullatorit PID . Në këtë rast, shikohet që për procesin G_3 , me rritjen e vlerës së parametrut K_d , kemi përmirësim të karakteristikave të cilësisë së rregullimit.

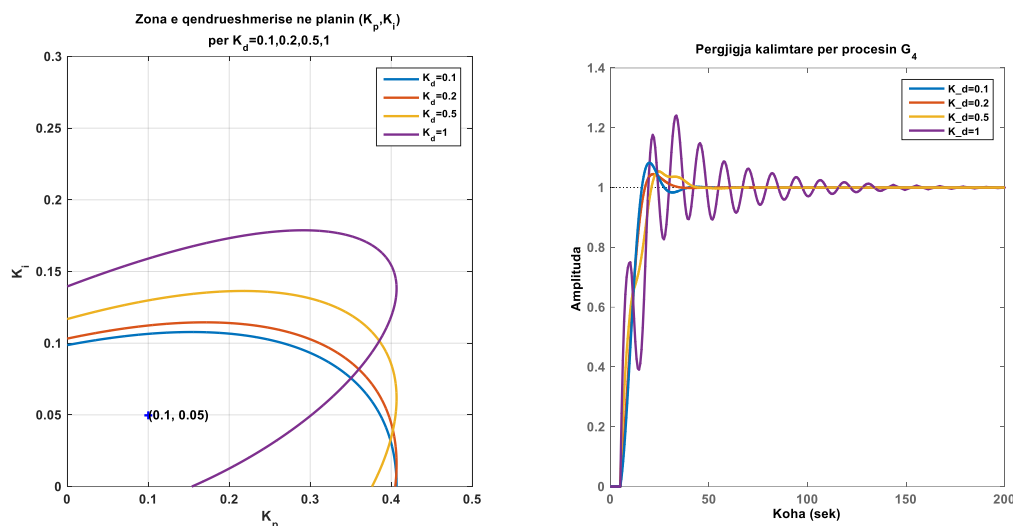


Figura 5.13 Përgjigjet kalimtare për procesin G_4 në planin (K_p, K_i) për $K_d = 0.1, 0.2, 0.5, 1$

Nga figura 5.13 shikohet se me rritjen e vlerës së parametrit K_d , rritet hapësira e parametrave stabilizues (K_p, K_i) të rregullatorit *PID*. Në këtë rast, shikohet që për procesin G_4 , me rritjen e vlerës së parametrit K_d , kemi përkeqësim të karakteristikave të cilësisë së rregullimit.

-Plani (K_p, K_d) për K_i të caktuar

Duke përdorur ekuacionet (131) dhe (133) ndërtojmë vendodhjen gjeometrike të koeficientëve K_p , K_d në planin (K_p, K_d) për K_i në vlera të paracaktuara nga ne, për 4 modelet e marra në shqyrtim. Në figurat 5.14, 5.15, 5.16, 5.17 tregohen grafikët e zonave të qëndrueshmërisë në planin (K_p, K_d) për të katër rastet. Për të verifikuar rezultatet e metodës nga grafiku merret një pikë brenda zonës kufitare (K_p, K_d) . Koordinatat e kësaj pike përbëjnë koeficientët e gjetur të rregullatorit *PID*. Si koeficient K_i i rregullatorit në këtë rast mund të merret vlera K_i që përfaqësohet nga kurbat që e rrethojnë pikën e zgjedhur nga ne, në lidhje me boshtet koordinative. Rregullimi i procesit paraqitet me anë të përgjigjeve kalimtare në figurën 5.14, 5.15, 5.16, 5.17, ku mund të vlerësohet edhe qëndrueshmëria e sistemit.

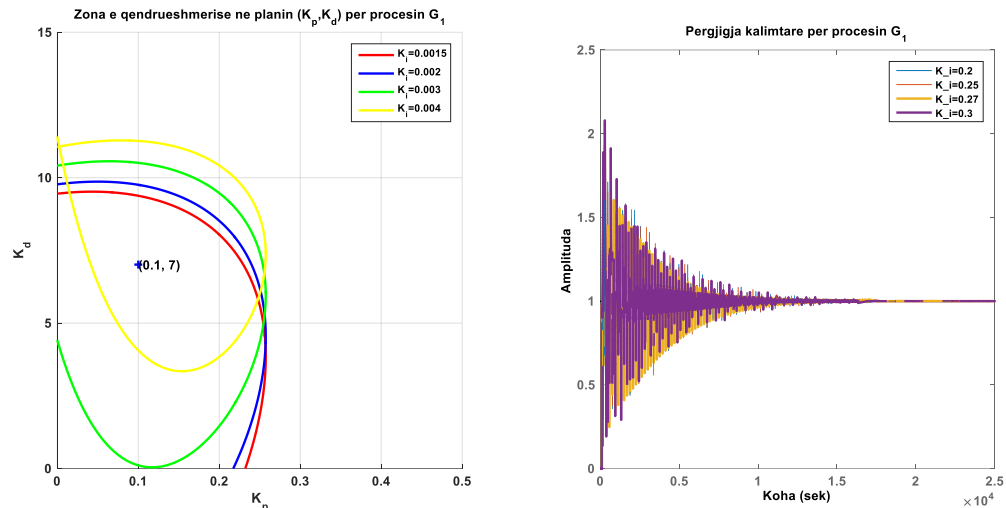


Figura 5.14 Përgjigjet kalimtare për procesin G_1 në planin (K_p, K_d) për $K_i = 0.0015, 0.002, 0.003, 0.004$

Nga figura 5.14 vërejmë që me rritjen e vlerës së parametrit K_i , zvogëlohet hapësira e parametrave stabilizues (K_p, K_d) të rregullatorit PID . Në këtë rast, shikohet që për procesin G_1 , me rritjen e vlerës së parametrit K_i , kemi përkeqësim të karakteristikave të cilësisë së rregullimit.

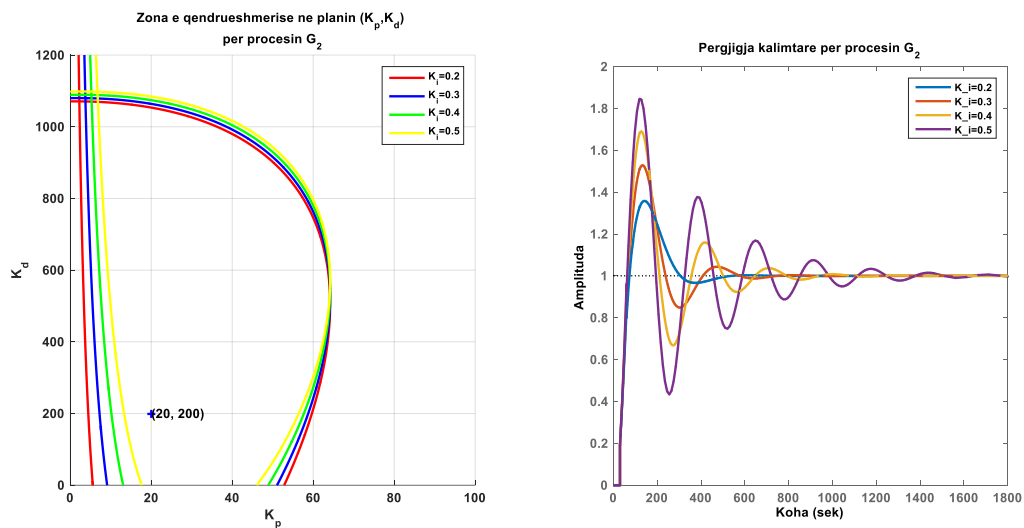


Figura 5.15 Përgjigjet kalimtare për procesin G_2 në planin (K_p, K_d) për $K_i = 0.2, 0.3, 0.4, 0.5$

Nga figura 5.15 vërejmë që me rritjen e vlerës së parametrit K_i , zvogëlohet hapësira e parametrave stabilizues (K_p, K_d) të rregullatorit PID . Në këtë rast, shikohet që për procesin G_2 , me rritjen e vlerës së parametrit K_i , kemi përkeqësim të karakteristikave të cilësisë së rregullimit.

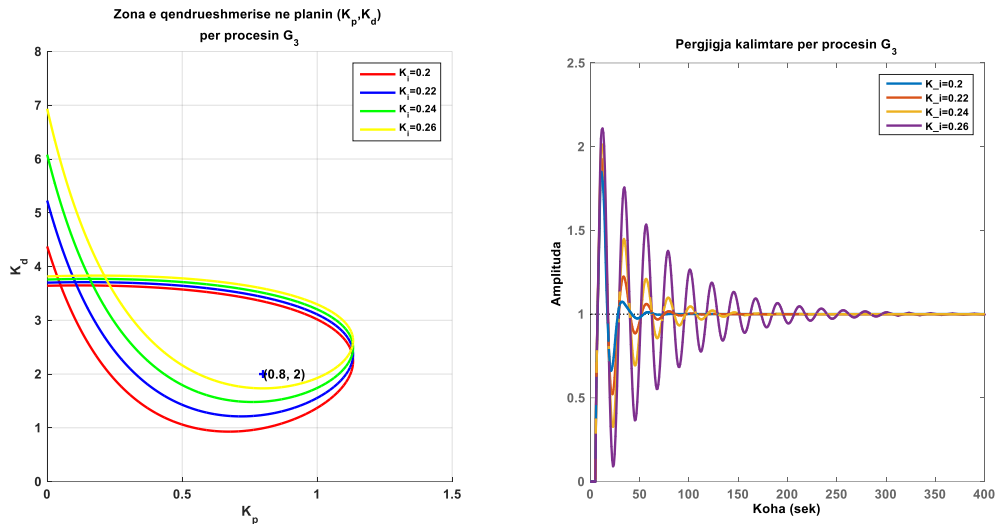


Figura 5.16 Përgjigjet kalimtare për procesin G_3 në planin (K_p, K_d) për $K_i = 0.2, 0.22, 0.24, 0.26$

Nga figura 5.16 vërejmë që me rritjen e vlerës së parametrit K_i , zvogëlohet hapësira e parametrave stabilizues (K_p, K_d) të rregullatorit PID . Në këtë rast, shikohet që për procesin G_3 , me rritjen e vlerës së parametrit K_i , kemi përkeqësim të karakteristikave të cilësisë së rregullimit.

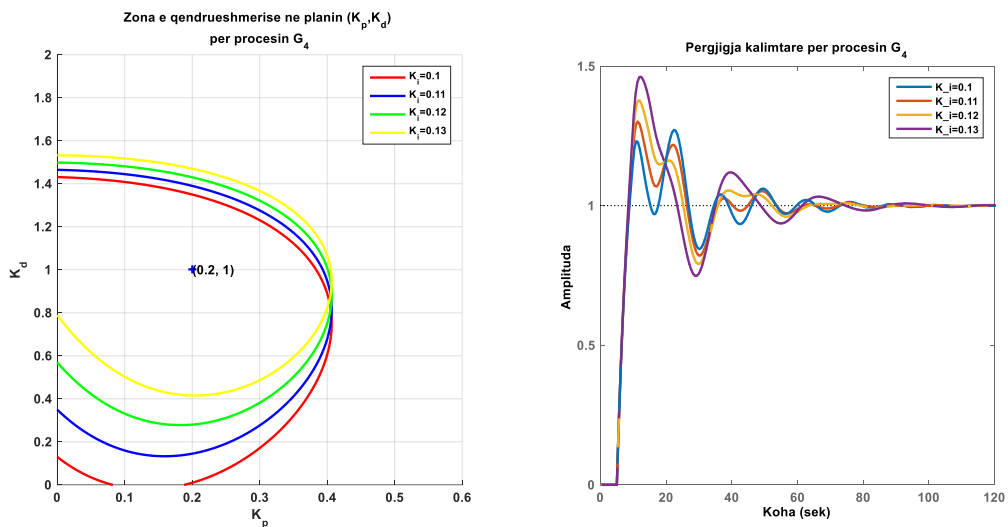


Figura 5.17 Përgjigjet kalimtare për procesin G_4 në planin (K_p, K_d) për $K_i = 0.1, 0.11, 0.12, 0.13$

Nga figura 5.17 vërejmë që me rritjen e vlerës së parametrit K_i , zvogëlohet hapësira e parametrave stabilizues (K_p, K_d) të rregullatorit PID . Në këtë rast, shikohet që për procesin G_4 , me rritjen e vlerës së parametrit K_i , kemi përkeqësim të karakteristikave të cilësisë së rregullimit.

5.6.3 Rregullimi me rregullator PI dhe PD për rezervë amplitude dhe faze të caktuar

Përdorim kriteret e cilësisë së rezervës në amplitudë dhe rezervës në fazë të trajtuara në paragrafin 5.2, për të pasur një përgjigje kalimtare të proceseve më robuste dhe me tregues cilësie më të mirë. Në praktikë vlera e ndjeshmërisë së sistemeve të kontrollit merret $M_s = 1.4 - 2.0$, duke u bazuar në rezervën në amplitudë që merret në vlerat $\Delta R = 2 - 3.5$ dhe rezervën në fazë në vlerat $\Delta\phi = 29 - 41^\circ$. Në këtë rast është marrë në shqyrtim vlera $M_s = 1.4$ që i përket një rezervë amplitude $\Delta R = 3.5$ dhe rezervë faze $\Delta\phi = 41^\circ$ dhe rastin $M_s = 2$ që i përket një rezervë amplitude $\Delta R = 2$ dhe rezervë faze $\Delta\phi = 29^\circ$. Në figurat 5.18, 5.19, 5.20, 5.21 janë ndërtuar zonat e qëndrueshmërisë në planet (K_p, K_i) , për të katër proceset, për rastet pa rezervë amplitude dhe faze dhe rastet e përdorimit të kriterëve të cilësisë $M_s = 1.4$ dhe $M_s = 2$.

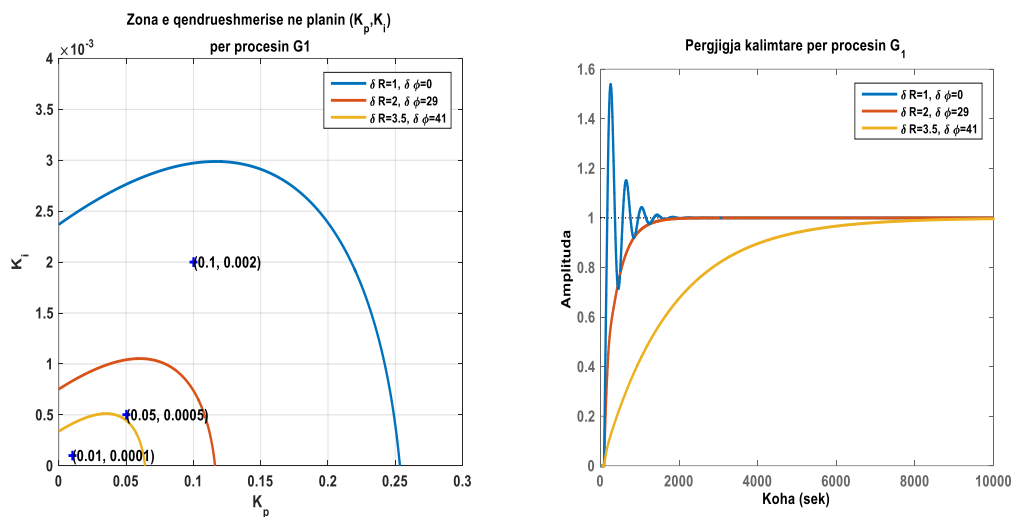


Figura 5.18 Përgjigjet kalimtare për procesin G_1 në planin (K_p, K_i) për rastet $\delta R = 1, \delta\phi = 0$; $\delta R = 2, \delta\phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta\phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

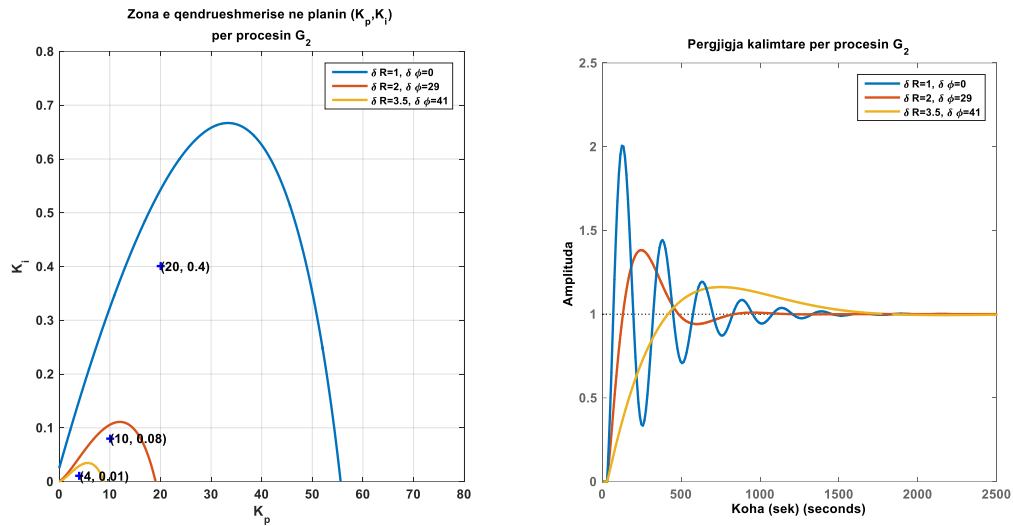


Figura 5.19 Përgjigjet kalimtare për procesin G_2 në planin (K_p, K_i) për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

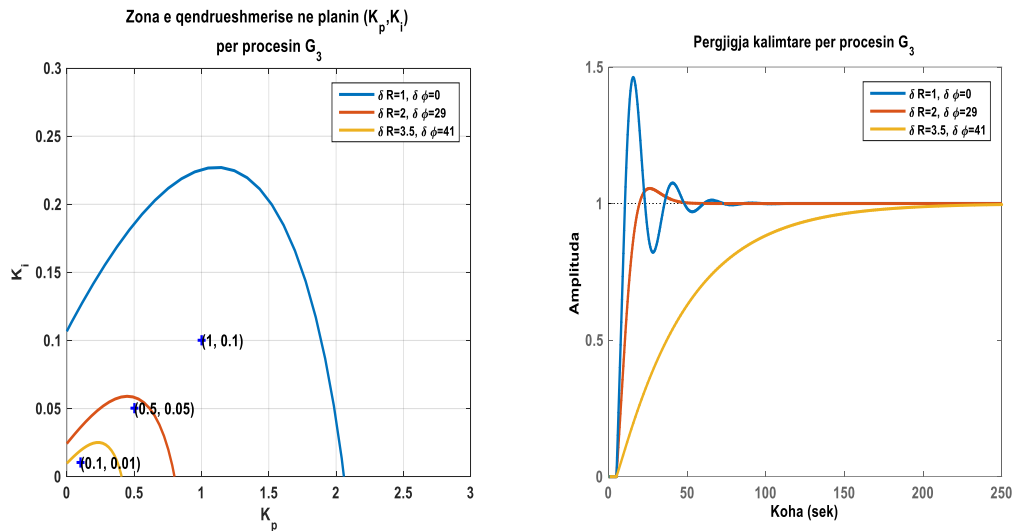


Figura 5.20 Përgjigjet kalimtare për procesin G_3 në planin (K_p, K_i) për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

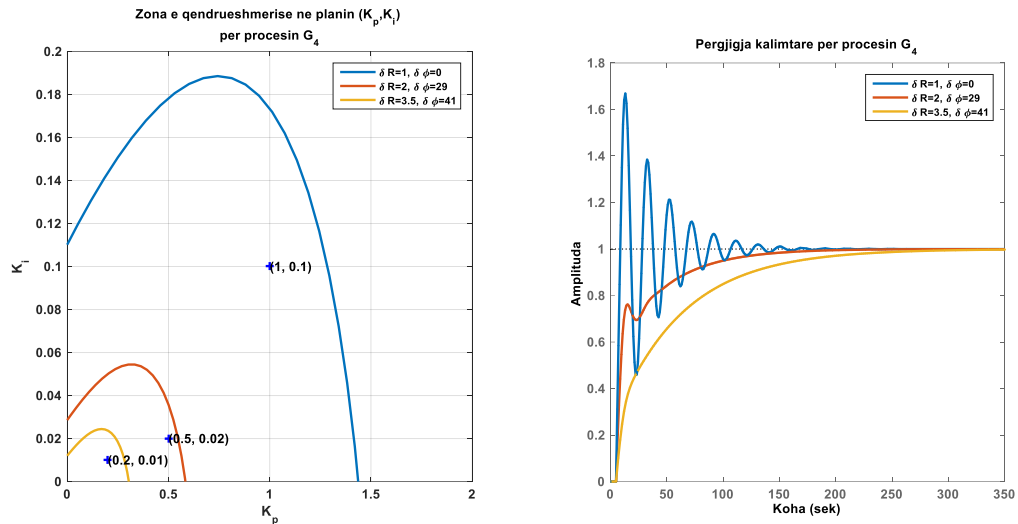


Figura 5.21 Përgjigjet kalimtare për procesin G_4 në planin (K_p, K_i) për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

Në figurat 5.18, 5.19, 5.20, 5.21, shikojmë që për të katër modelet e analizuar cilësia e rregullimit është përmirësuar shumë dhe treguesit e cilësisë së përgjigjeve kalimtare për $M_s = 1.4$ janë mjaft të mira. Shikohet që me rritjen e karakterit robust të sistemit, pra shkuarja drejt vlerës së ndjeshmërisë maksimale $M_s = 1.4$, zonat e parametrave stabilizues të rregullatorit PI zvogëlohen.

Në figurat 5.22, 5.23, 5.24, 5.25 janë ndërtuar zonat e qëndrueshmërisë në planin (K_p, K_d) për të katër proceset, për rastet pa rezervë amplitude dhe faze dhe rastet e përdorimit të kriterëve të cilësisë $M_s = 1.4$ dhe $M_s = 2$.

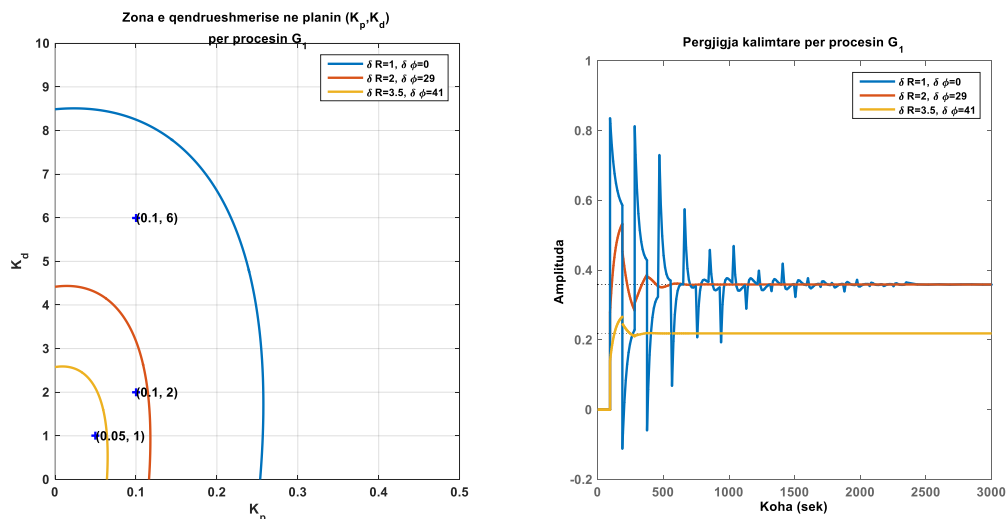


Figura 5.22 Përgjigjet kalimtare për procesin G_1 në planin (K_p, K_d) për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

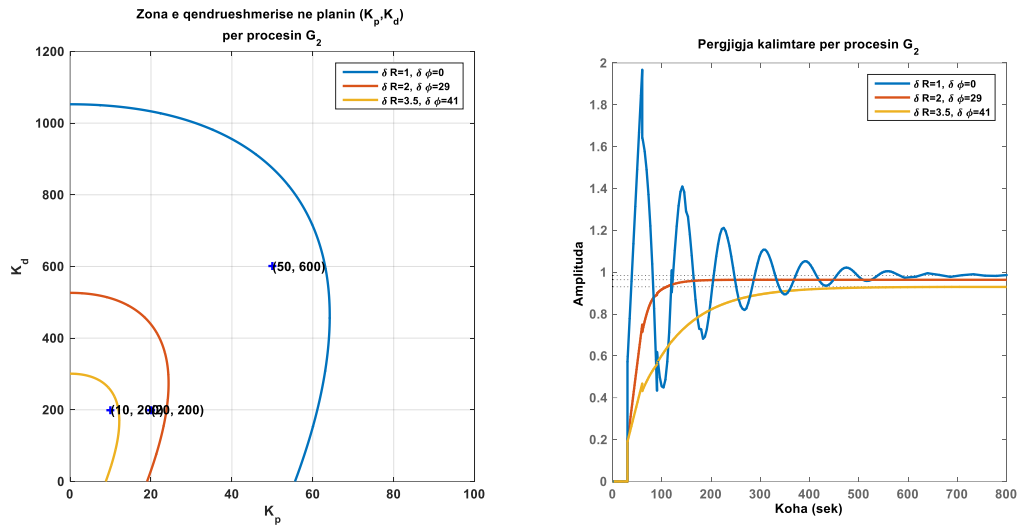


Figura 5.23 Përgjigjet kalimtare për procesin G_2 në planin (K_p, K_d) për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

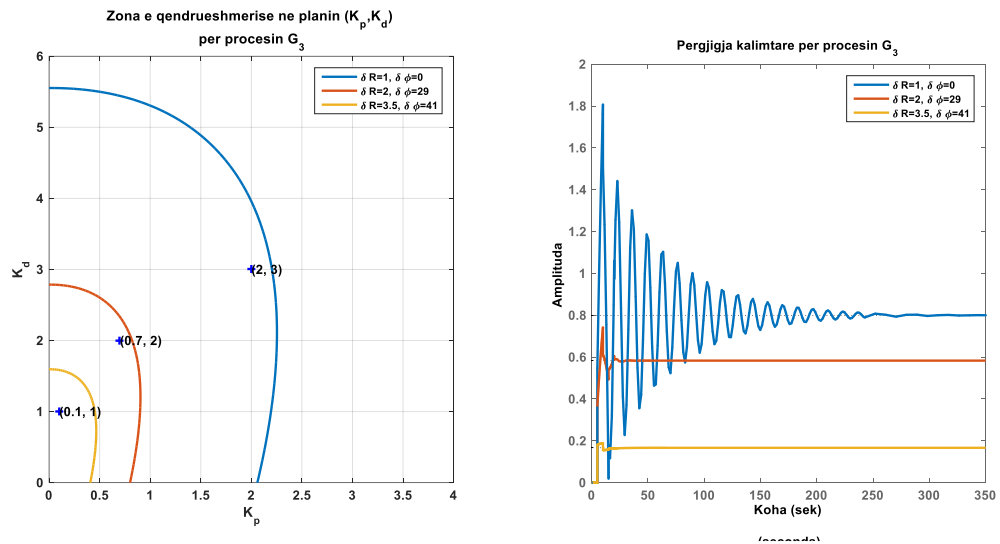
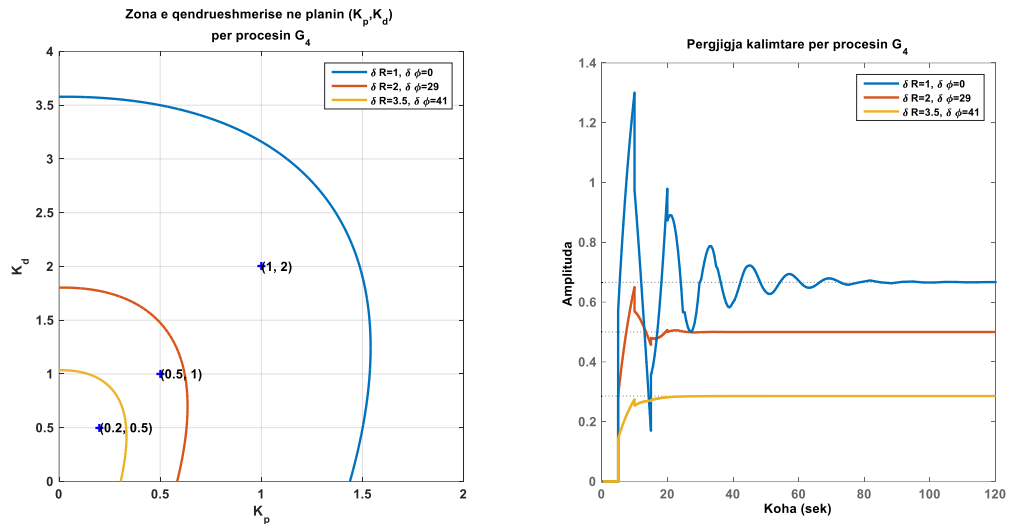


Figura 5.24 Përgjigjet kalimtare për procesin G_3 në planin (K_p, K_d) për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).



Figurë 5.25 Përgjigjet kalimtare për procesin G_4 në planin (K_p, K_d) për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

Në figurat 5.22, 5.23, 5.24, 5.25, shikojmë që për të katër modelet e analizuar cilësia e rregullimit është përmirësuar shumë dhe treguesit e cilësisë së përgjigjeve kalimtare për $M_s = 1.4$ janë mjaft të mira. Shikohet që me rritjen e karakterit robust të sistemit, pra shkuarja drejt vlerës së ndjeshmërisë maksimale $M_s = 1.4$, zonat e parametrave stabilizues të rregullatorit PD zvogëlohen.

Në figurat 5.26, 5.27, 5.28, 5.29 janë ndërtuar zonat e qëndrueshmërisë në planet (K_p, K_i) për K_d të caktuar, për të katër proceset, për rastet pa rezervë amplitude dhe faze dhe rastet e përdorimit të kriterëve të cilësisë $M_s = 1.4$ dhe $M_s = 2$.

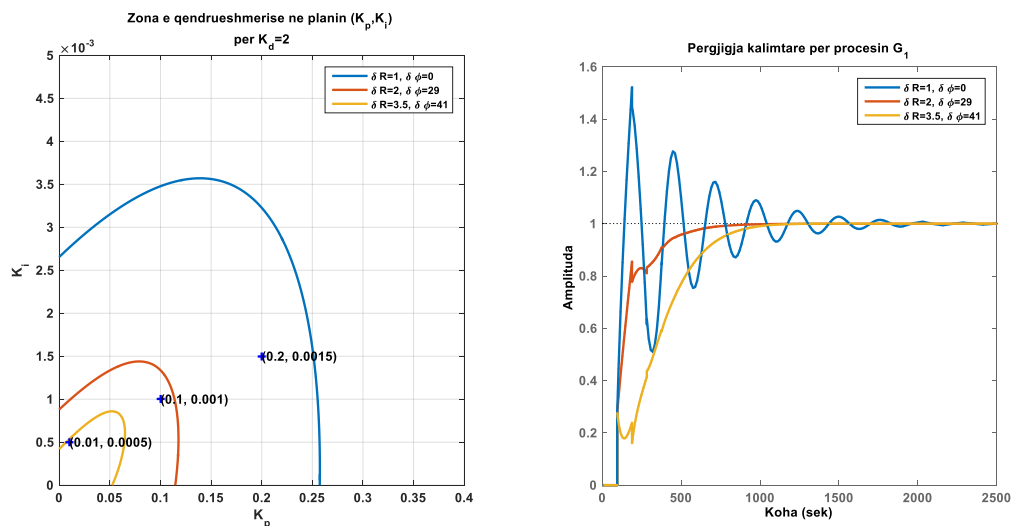


Figura 5.26 Përgjigjet kalimtare për procesin G_1 në planin (K_p, K_i) për $K_d = 2$, për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

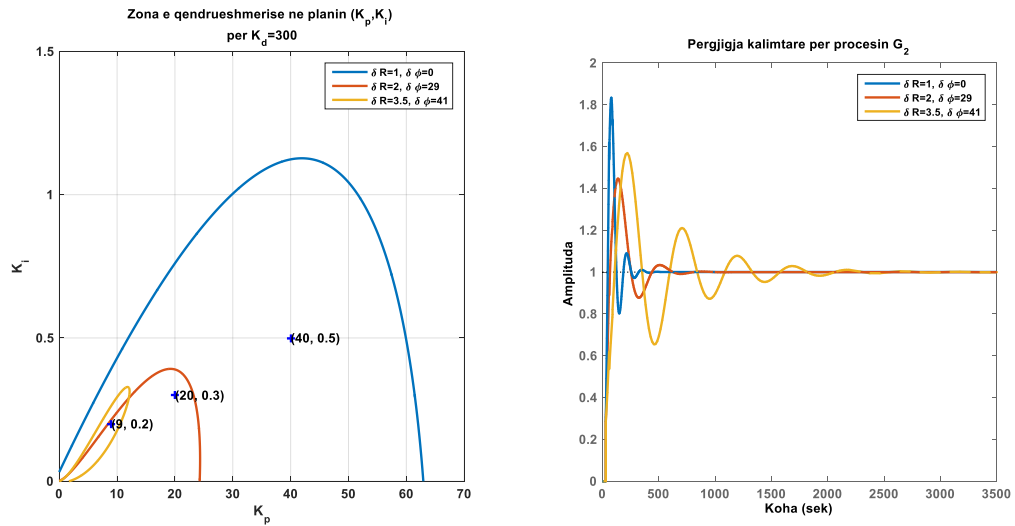


Figura 5.27 Përgjigjet kalimtare për procesin G_2 në planin (K_p, K_i) per $K_d = 300$, për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

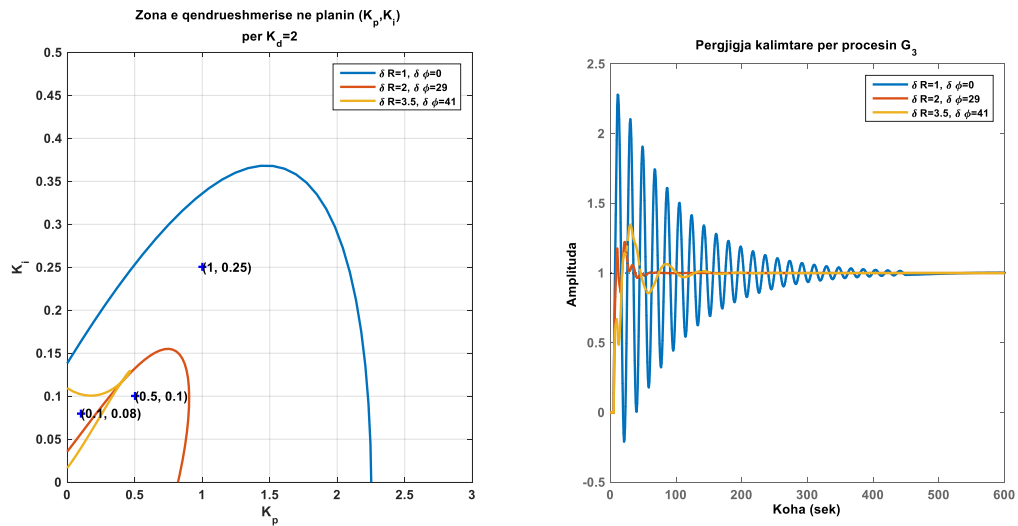


Figura 5.28 Përgjigjet kalimtare për procesin G_3 në planin (K_p, K_i) per $K_d = 2$, për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

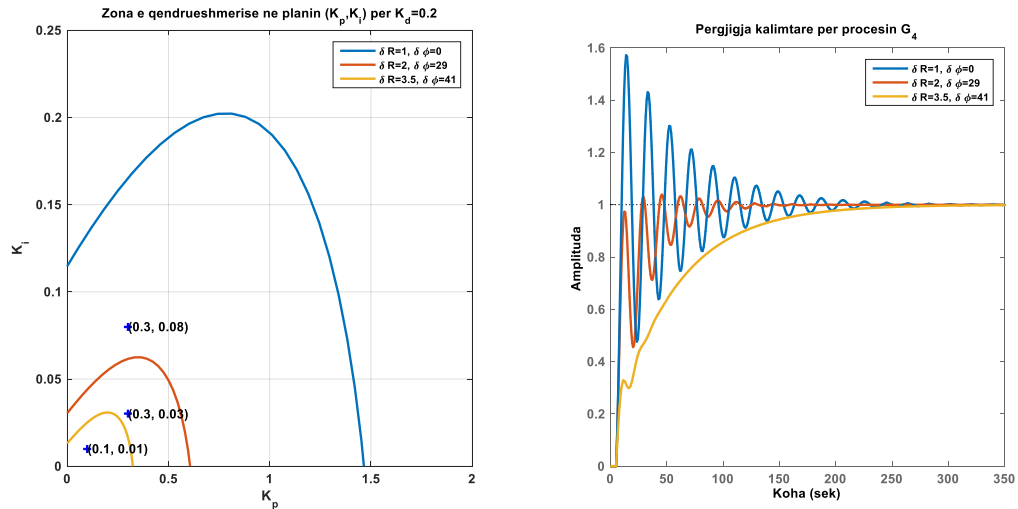


Figura 5.29 Pergjigjet kalimtare për procesin G_4 në planin (K_p, K_i) për $K_d = 0.2$, për rastet $\delta R = 1, \delta \phi = 0$; $\delta R = 2, \delta \phi = 29$ ($M_s = 2$) dhe $\delta R = 3.5, \delta \phi = 41$ ($M_s = 1.4$).

Në figurat 5.22, 5.23, 5.24, 5.25, shikojmë që për të katër modelet e analizuar cilësia e rregullimit është përmirësuar shumë dhe treguesit e cilësisë së përgjigjeve kalimtare për $M_s = 1.4$ janë mjaft të mira. Shikohet që me rritjen e karakterit robust të sistemit, pra shkuarja drejt vlerës së ndjeshmërisë maksimale $M_s = 1.4$, zonat e parametrave stabilizues të rregullatorit PID zvogëlohen.

5.6.4 Ndërtimi i zonave të qëndrueshmërisë për rregullatorë PID në planin 3-dimensional (K_p, K_i, K_d)

Në figurën 5.30 dhe 5.31 janë ndërtuar zonat e qëndrueshmërisë në planet 3-dimensionale (K_p, K_i, K_d) për vlera të ndryshme të koeficientit K_d për proceset G_1 dhe G_2 . Zonat e qëndrueshmërisë janë zonat e kufizuara nga kurbat për vlera të ndryshme të koeficientit K_d dhe pikëprerjes së tyre me boshtin K_d të planit 3-dimensional.

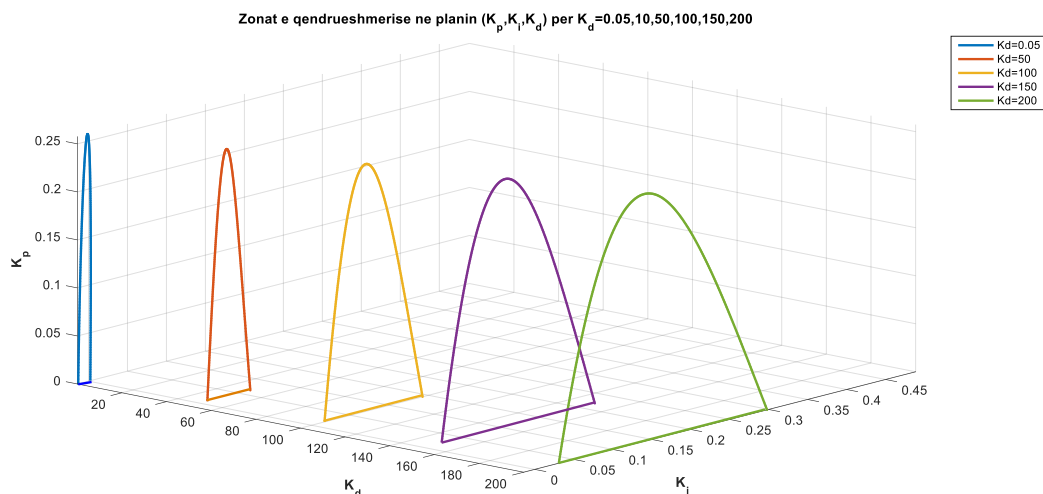


Figura 5.30 Zonat e qëndrueshmërisë për procesin G_1 në planin 3-dimensional (K_p, K_i, K_d) për K_d të caktuara

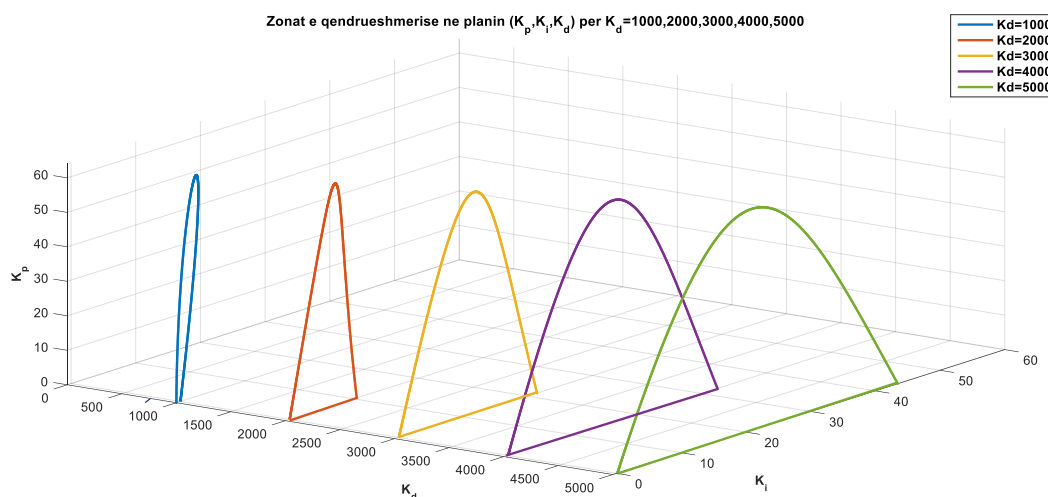


Figura 5.31 Zonat e qëndrueshmërisë për procesin G_2 në planin 3-dimensional (K_p, K_i, K_d) për K_d të caktuara

5.7 Konkluzione

Në kapitullin 5 është trajtuar dhe ndërtuar një metodë grafike për llogaritjen e zonave kufitare të parametrave të rregullatorëve *PID* që garantojnë qëndrueshmërinë e sistemeve të kontrollit. Kjo metodë bazohet në gjetjen e zonave kufitare të qëndrueshmërisë duke përdorur pjesët reale dhe imagjinare të ekuacionit karakteristik të konturit të mbyllur. Metoda bazohet tërësisht në përgjigjet në frekuencë të proceseve, parametrat e të cilave mund të njihen ose jo, dhe nuk ka kufizime për rendin e procesit. Kurbat kufitare të qëndrueshmërisë vendosen në planet e ndërtuara duke përdorur si boshte koordinative koeficientët e rregullatorit *PID*. Nga simulimet e kryera arrijmë në konkluzionet që metoda e krijuar është efikase në gjetjen e të gjithë

koeficientëve *PID* që sigurojnë qëndrueshmërinë e një sistemi të caktuar. Gjithashtu përdorimi i kriterëve të cilësisë si rezerva në amplitudë dhe rezerva në fazë, siguron karakteristika më robuste për sistemet e kontrollit dhe rezulton në përgjigje kalimtare me tregues cilësie shumë më të mirë siç tregohet në rastet e simuluar më lart.

6 KONTROLLI ME ANË TË INTELIGJENCËS LLOGARITËSE (ILL)

6.1 Hyrje

Bazuar në përfundimet e arritura në kapitullin 4, ku u panë kufizimet që paraqisnin skemat e ndryshme parashikuese, dhe ato të kontrollit klasik e atij robust me anë të formave të ndryshme të rregullatorëve *PID*, për kontrollin e sistemeve me vonesë kohe, rrjedhimisht kërkohen rregullatorë më të mirë dhe më inteligjentë. Në pjesën e fundit të temës, janë trajtuar shkurtimisht teoritë e disa prej rregullatorëve modernë inteligjentë, që kanë gjetur zbatim të gjerë në dekadën e fundit për shkak të efektshmërisë dhe cilësisë së kontrollit që arrihet me to, dhe gjithashtu përshtatjes ndaj pjesës më të madhe të modeleve të proceseve që gjenden në industri. Në këtë kapitull, është propozuar dhe analizuar zbatimi i rregullatorëve të mirënjohur të fushës së *inteligjencës llogaritëse* për kontrollin e sistemeve me vonesë kohe, dhe është bërë një krahasim i tyre me rregullatorët klasikë të trajtuar në kapitullin 4.

Inteligjenca llogaritëse (ILL) si fushë është pasardhëse e *inteligjencës artificiale*. *ILL* bazohet në algoritmat heuristike siç janë *sistemet fuzzy*, *rrjetat neurale* dhe *inteligjenca swarm* (e bashkësive). *ILL* janë metoda që kombinojnë proceset e të mësuarit, adaptimit dhe evolucionit, të cilat zbatohen më pas në zbatime inteligjente dhe inovative. Këto metoda kanë gjetur përdorim të gjerë në fusha si kontrolli automatik, eksperiencat e perceptimit, identifikimi i objekteve, analiza e sinjaleve, etj. *Rrjetat neurale* bazohen në mënyrën e funksionimit biologjik të sistemit nervor njerëzor. *Sistemet fuzzy* përafrojnë arsyetimin njerëzor duke përdorur terma linguistike, jo të saktë (*fuzzy*). *Inteligjenca swarm* modelohet mbi sjelljen shoqërore të organizmave në natyrë, siç janë insektet dhe tufat e zogjve.

6.2 Sistemet fuzzy

Sistemet fuzzy e kanë origjinën në teorinë e themeluar në vitin 1965 nga Lotfi A. Zadeh [63]. *Bashkësitë fuzzy* japin një bazë konceptuale e cila është e ngjashme me bazën e përdorur në bashkësitë e thjeshta, por gjen një zbatueshmëri më të gjerë sidomos në fushën e klasifikimit të modeleve dhe të procesimit të informacionit. *Logjika fuzzy* është logjika me shumë vlera, që formon bazën e përshtatshme për arsyetimin logjik, të sistemeve që përmbajnë pasaktësi ose paqartësi, duke përdorur edhe vlera të ndërmjetme me anë të vlerësimeve linguistike siç janë e vërtetë/gabim, po/jo, e lartë/e ulët, etj. Këto vlerësime mund të formulohen matematikisht dhe të procesohen nga kompjuterët, në mënyrë që të përftojmë një mënyrë të menduari si të vetë

njeriut, në programimin e tyre. Logjika fuzzy ka një morfologji inference që mundëson zbatimin e aftësive të arsyetimit njerëzor në sistemet me bazë njohurish. Teoria e logjikës fuzzy siguron një aparat matematikor që mundëson evidentimin e pasaktësive që shoqërojnë proceset konjitive njerëzore, siç janë të menduarit dhe të arsyetuarit. Ato janë të përshtatshme për arsyetimin e pasaktë dhe të përafërt sidomos për sistemet ku është e vështirë derivimi i modelit matematik. Logjika fuzzy mundëson marrjen e vendimeve duke u bazuar në vlera të përafërta të marra nga një informacion i paplotë ose i pasaktë.

6.3 Rrjetat neurale

Termi *rrjete neurale* i referohet një rrjeti ose qarku të neuroneve biologjike në trupin e njeriut. Kohët e fundit, termi rrjete neurale i referohemi si rrjetat neurale artificiale. Rrjetat neurale artificiale janë të kompozuara nga nyje ose neurone artificiale, të ndërlidhura me njëra-tjetrën dhe të programuara për të imituar neuronet biologjike të njeriut. Këto rrjeta përdoren për zgjidhjen e problemeve të inteligjencës artificiale pa qenë nevoja të krijohet një model i sistemit real.

Një rrjetë neurale është një analog elektrik i rrjetës neurale biologjike të njeriut [64]. Rrjetat neurale janë sisteme procesimi paralele me informacion të shpërndarë. Ato karakterizohen nga fuqia llogaritëse, toleranca e gabimit, të mësuarit nëpërmjet të dhënave eksperimentale, dhe janë algoritma të një niveli të ulët që arrijnë cilësi të mirë në procesimin e të dhënave numerike. Ato janë të afta të përfaqësojnë me një saktësi të paracaktuar, pothuajse të gjitha funksionet jolineare që ndërtohen mbi të dhënat e identifikimit hyrje-dalje. Përderisa pjesa më e madhe e sistemeve praktike që ne njohim në industri janë të një natyre jolineare, rrjetat neurale janë ndër metodat më të pranuar dhe më të përdorura të kontrollit inteligjent.

6.4 Inteligjenca Swarm

Inteligjenca swarm bazohet në sjelljen kolektive të bashkësive të kafshëve dhe insekteve në natyrë. Në këtë studim janë propozuar dy algoritma të rëndësishëm të inteligjencës swarm, *PSO* dhe *BFO*.

-Algoritmi PSO-PID

Optimizimi i Bashkësisë së Grimcave (ang. particle swarm optimisation (PSO)) është një algoritm i krijuar nga Eberhart dhe Kennedy në 1995 [65]. *PSO* është një metodë llogaritëse optimizuese në fushën e inteligjencës llogaritëse, e përshtatshme për zgjidhjen e problemeve jolineare. Arkitektura e këtij algoritmi bazohet në modelet matematike

që përfaqësojnë sjelljet natyrore të kafshëve, të tilla si sjelljet organizuese të zogjve në tufë për gjetjen e ushqimit. Algoritmi *PSO* funksionon duke përdorur një popullatë (të quajtur *bashkësi*) zgjidhjesh të mundshme të quajtura *grimca*. Këto grimca ose ndryshe zgjidhjet potenciale të problemit optimizues, lëvizin rreth një hapësire kërkimi sipas një ligji të caktuar. Lëvizjet e grimcave udhëzohen nga pozicioni i tyre më i mirë i njohur në hapësirën e kërkimit, dhe gjithashtu edhe nga pozicioni më i mirë i njohur për të gjithë bashkësinë. Kur zbulohen pozicione më të mira, këto pozicione udhëzojnë lëvizjen e mëtejshme të grimcave. Procesi përsëritet derisa arrihet një zgjidhje e kënaqshme. Në këtë metodë optimizimi, një bashkësi grimcash vendosen në një hapësirë kërkimi d -dimensionale me një shpejtësi dhe pozicion të vendosur në mënyrë të rastësishme. Pozicioni fillestar i grimcës pranohet si pozicioni më i mirë për fillimin e algoritmit, dhe më pas shpejtësia e grimcës rivlerësohet duke u bazuar në eksperiencën e grimcave të tjera të bashkësisë (popullatës). Nga [66] elementët e algoritmit *PSO* janë:

-grimca e i -të në popullatë që përfaqësohet në hapësirën d -dimensionale nga (139):

$$x_i = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, \dots, x_{id}) \quad (139)$$

-pozicionet e mëparshme më të mira të grimcës së i -të përfaqësohen nga (140):

$$P_{opt} = (P_{opt_{i,1}}, P_{opt_{i,2}}, P_{opt_{i,3}}, \dots, P_{opt_{i,d}}) \quad (140)$$

-Indeksi i grimcës më të mirë në tufë është $G_{opt_{i,d}}$

-shpejtësia e grimcës së i -të që përfaqësohet nga (141):

$$V_i = (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}, \dots, v_{id}) \quad (141)$$

-Shpejtësia e rivlerësuar dhe distanca nga $P_{opt_{i,d}}$ në $G_{opt_{i,d}}$ jepet nga ligji (142):

$$\begin{aligned} V_{i,m}^{t+1} &= W \cdot V_{i,m}^t + C_1 \cdot rand() (P_{opt_{i,m}} - X_{i,m}^t) \\ + C_2 \cdot rand() (G_{opt_{i,m}} - X_{i,m}^t) - X_{i,m}^{t+1} &= X_{i,m}^t + V_{i,m}^{t+1} \end{aligned} \quad (142)$$

për $i = 1, 2, 3, \dots, n$; $m = 1, 2, 3, \dots, d$

ku m numri i grimcave në popullatë, d indeksi i dimensionit, t treguesi i iteracionit, $V_{i,m}^t$ shpejtësia e grimcës në iteracionin i , W faktori i peshimit të inercisë, C_1, C_2 konstantja e përshpejtimit, $rand()$ numër i rastësishëm midis vlerës 0 dhe 1, $X_{i,m}^t$ pozicioni aktual i grimcës

i në iteracion, $P_{opt_{i,m}}$ pozicioni më i mirë i mëparshëm i grimcës së i -të, $G_{opt_{i,m}}$ grimca më e mirë midis gjithë grimcave të popullatës. Bllokskema e algoritmit PSO është paraqitur në figurën 6.1.

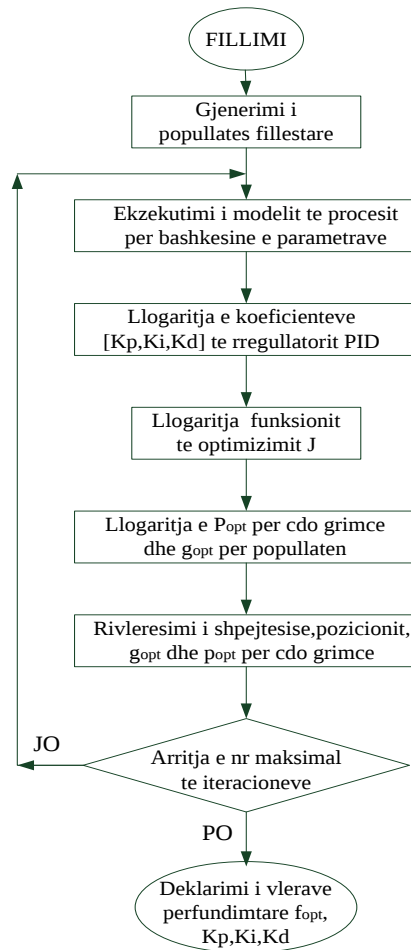


Figura 6.1 Bllokskema e algoritmit PSO

-Algoritmi BFO-PID

Algoritmi i Optimizimit të Zhvillimit të Bakterieve (ang. *Bacterial Foraging Optimization (BFO)*) bazohet në kërkimin shkencor të kryer nga [67] në lidhje me zhvillimin dhe sjelljen e bakterieve *E.coli*. Në këtë metodë optimizimi kemi katër sjellje tipike që imitojnë sjelljet në natyrë:

i. Kemotaksis

Ky proces i ngjan lëvizjes së një bakteri (*E.coli*) nëpërmjet notimit dhe zhvendosjes me anë të flagjelit. Biologjikisht një bakter *E.coli* mund të lëvizë në dy mënyra të ndryshme. Ai mund të notojë për një periudhë kohe në të njëjtin drejtim, ose ai mund të zhvendoset në mënyrë të

alternuar midis dy mënyrave të lëvizjes përgjatë gjithë jetës. Për të përfaqësuar një zhvendosje, përdorim një drejtim të rastësishëm me madhësi njësi të dhënë nga $\theta(j)$. Kjo paraqitje përdoret për të përcaktuar drejtimin e lëvizjes pas një zhvendosjeje. Në veçanti: $\theta^i(j+1, k, l) = \theta^i(j, k, l) + C(i) \cdot \theta(j)$, ku $\theta^i(j, k, l)$ paraqet bakterin e i -të në kemotaksisin e j -të, riprodhimin e k -të, eliminimin e l -të dhe hapi i shpërndarjes $C(i)$ është madhësia e hapit e marrë në një drejtim të rastësishëm të specifikuar nga madhësia njësi $\theta(j)$.

ii. Popullimi

Bakteriet *E.coli* vetëorganizohen në koloni të mirëstrukturuara me përshtatshmëri të lartë mjedisore duke përdorur një mekanizëm komunikimi kompleks. Bakteriet prodhojnë sinjale tërheqëse për njëri-tjetrin, për të krijuar kolonitë. Paraqitja analitike e këtij procesi është (143):

$$\begin{aligned} J_{cc}(\theta, P(j, k, l)) &= J_{cc}^i(\theta, P^i(j, k, l)) \\ &= \sum \left[D_{\text{tërheqje}} \cdot e^{(-W_{\text{tërheqje}} \sum (\theta_m - \theta_m^i))^2} \right] \\ &+ \sum \left[H_{\text{shytytje}} \cdot e^{(-W_{\text{shytytje}} \sum (\theta_m - \theta_m^i))^2} \right] \end{aligned} \quad (143)$$

ku $J_{cc}(\theta, P(j, k, l))$ është vlera e funksionit të optimizimit (që duhet minimizuar), për të paraqitur një funksion optimizimi që varet nga koha. S është numri total i baktereve, P është numri i parametrave që do të optimizohen, të cilat janë prezente në çdo bakterie dhe $D_{\text{tërheqje}}$, $W_{\text{tërheqje}}$, H_{shytytje} , W_{shytytje} , janë koeficientë të ndryshëm që duhen zgjedhur në varësi të zbatimit të algoritmit.

iii. Riprodhimi

Bakteriet më pak të shëndetshme vdesin dhe secila prej bakterieve të shëndetshme ndahet në dy bakterie bija, secilat të vendosura në të njëjtin pozicion.

iv. Eliminimi dhe shpërndarja

Në mjedisin lokal mundet që jeta e bakterieve të një popullate ndryshon ose gradualisht (p.sh nëpërmjet konsumit të lëndëve ushqyese) ose në mënyrë të papritur nga influenza të tjera. Mund të ndodhë që të gjitha bakteriet në një zonë të vdesin ose një grup shpërndahet në një pjesë të re të mjedisit. Ato mund të shkatërrojnë progresin e efektit kemotaktik, por ato gjithashtu mund të ndihmojnë këtë efekt, nqs shpërhapja ndodh në zona me burime ushqimore të mira. Nga një perspektivë më e gjerë, eliminimi dhe shpërndarja janë pjesë të një sjelljeje lëvizëse të popullatës për distanca të largëta. Bllokskema e algoritmit *BFO* është paraqitur në figurën 6.2.

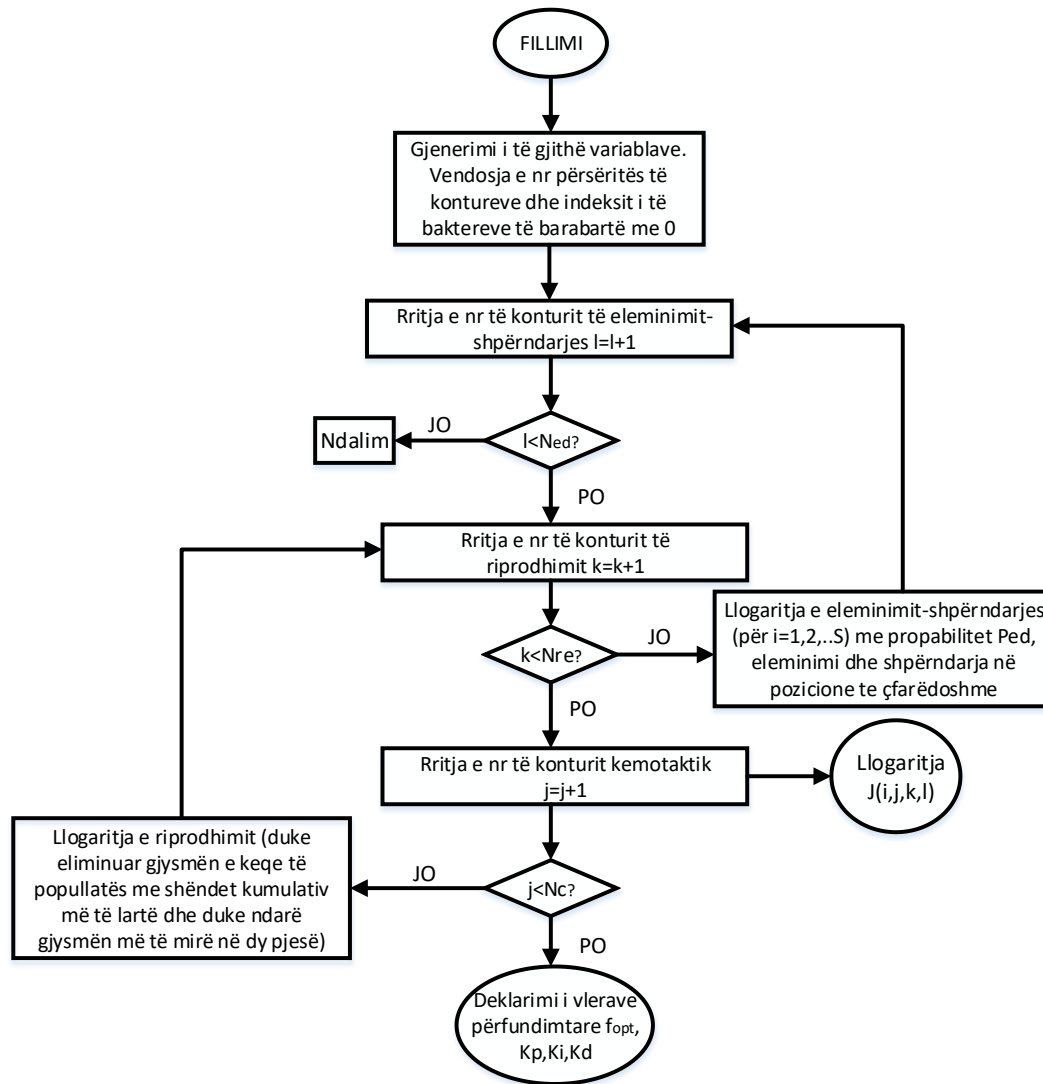


Figura 6.2 Bllokskema e algoritmit BFO

Proçedurat e kërkimit për rregullatorin *BFO-PID* që është propozuar është si më poshtë:

Hapi 1)

Vendosim parametrat fillestare S , D , N_s , N_c , N_{re} , N_{ed} , P_{ed} , θ , $C(i)$, $D_{tërheqje}$, $W_{tërheqje}$, $H_{shtytje}$, dhe $W_{shtytje}$, ku:

S - numri i baktereve që do të përdoren për kërkim në të gjithë zonën

D -numri i parametrave që do të optimizohen

N_s - gjatësia e notimit pas çdo largimi të bakteries do të realizohet në një hap kemotaktik

N_{re} -numri maksimal i riprodhimeve që do të kryhen

N_{ed} -numri maksimal i ngjarjeve eliminim-shpërndarje që do ti ndodhë baktereve

P_{ed} -propabiliteti për të cilin do të vazhdojë ngjarja eliminim-shpërndarje

θ -vendodhja e çdo bakterie e cila përcaktohet nga numrat e rastësishëm në bashkësinë $[0,1]$

$C(i)$ - madhësia e hapit kemotaktik e supozuar konstante për modelin tonë

Hapi 2)

Konturi eliminim-shpërndarje: $l = l + 1$

Hapi 3)

Konturi i riprodhimit: $k = k + 1$

Hapi 4)

Konturi kemotaktik: $j = j + 1$

- Për $i = 1, 2, 3, \dots, S$, marrim një hap kemotaktik për çdo i
- Llogarisim $J(i, j, k, l)$, vendosim $J(i, j, k, l) = J(i, j, k, l) + J_{cc}(\theta^i(j, k, l), P(j, k, l))$
- Marrim $J_{fundit} = J(i, j, k, l)$, për të ruajtur këtë vlerë derisa të gjejmë një optimizim më të mirë.
- Zhvendosja: Gjenerojmë një vektor me numra të rastësishëm $\theta(i) \in R^P$ me çdo element $\theta_m(i)$, $m = 1, 2, 3, \dots, D$, një numër rastësor në $[-1, 1]$.
- Lëvizja: Marrim

$$\theta^i(j+1, k, l) = \frac{\theta^i(j, k, l) + c(i) \cdot \theta(i)}{\sqrt{\theta^T(i) \cdot \theta(i)}} \quad (144)$$

Kjo sjell një hap me madhësi $C(i)$ në drejtimin e zhvendosjes së bakteries i .

- Llogarisim $J(i, j, k, l)$, dhe më pas marrim $J(i, j, k, l) = J(i, j, k, l) + J_{cc}(\theta(j, k, l), P(j, k, l))$
- Notimi: në këtë hap përdoret një përafrim përderisa ne kemi supozuar për sjelljen e notimit të çdo bakterie që merret për bakteriet sipas rradhës $(1, 2, \dots, i)$ për ato që kanë lëvizur dhe $(i+1, i+2, \dots, S)$ për bakteriet që nuk kanë lëvizur. Kjo bëhet për të thjeshtuar simulimin.

Marrim $m = 0$ (numërimi i gjatësisë së notimit), ndërsa për $m < N_S$ (nqs nuk janë larguar shumë), marrim $m = m + 1$

Nqs $J(i, j, k, l) < J_{fundit}$ (pra nqs indeksi është më i mirë), atëherë vendosim $J_{fundit} = J(i, j+1, k, l)$ dhe marrim ekuacionin (144), dhe përdorim këtë $\theta^i(j+1, k, l)$ për të llogaritur $J(i, j+1, k, l)$ e re siç vepruam në pikën f .

Përndryshe, marrim $m = N_s$, ky është fundi i veprimit logjik *while* të algoritmit.

- h) Shkojmë në bakterien e rradhës $(i + 1)$ nqs “ i ” nuk është e barabartë me S (që do të thotë që të shkojmë në pikën (b)) për të procesuar bakterien e rradhës.

Hapi 5)

Nqs $j < N_c$ kthehemi në hapin 3. Në këtë rast, vazhdojmë kemotaksin, përderisa jeta e bakteries nuk ka përfunduar.

Hapi 6) Riprodhimi

- a) Për një k dhe l të dhënë, dhe për secilën $i = 1, 2, 3, 4, \dots, S$ marrim $J_{dobishem}^i = \sum J(i, j, k, l)$ si shëndetin e bakteries (një masë që tregon sesa ushqim ka marrë bakteria gjatë jetës së saj dhe sa e suksesshme ka qenë në shmangien e substancave të dëmshme). I rendisim bakteriet sipas parametrave kemotaktik $C(i)$ sipas rendit të rritjes së funksionit $J_{dobishem}$ (J më e madhe do të thotë që kemi shëndet më të keq).
- b) Bakteria S_r me vlerat më të mëdha të $J_{dobishem}$ vdes, dhe bakteriet e tjera me vlerat më të mira ndahen dhe kopjet që krijohen vendosen në të njëjtin pozicion si prindërit e tyre.

Hapi 7)

Nqs $k < N_{re}$, kthehemi në hapin 2. Në këtë rast, ne nuk kemi arritur numrin e specifikuar të hapave të riprodhimit, kështu që ne fillojmë gjeneratën tjetër në hapin e ardhshëm kemotaktik.

Hapi 8) Eleminimi-Shpërndarja

Për $i = 1, 2, 3, \dots, S$, me propabilitet P_{ed} , eliminojmë dhe shpërndajmë çdo bakterie (kjo detyron mbajtjen e numrit të bakterieve konstante në popullatë). Për të arritur këtë, nqs ne eliminojmë një bakterie, thjesht e shpërndajmë atë në një vendodhje të rastësishme në fushën e optimizimit.

Hapi 9)

Nqs $l < N_{ed}$, atëherë rikthehemi në hapin 1, përndryshe i japim fund llogaritjeve.

6.5 Rregullatori i propozuar fuzzy

Logjika Fuzzy mbi të cilën është ndërtuar edhe rregullatori i propozuar në këtë studim, ndjek një arsyetim inxhinierik të njohurive dhe ekspertizës njerëzore, për modelimin dhe kontrollin e sistemeve me jolinearitete dhe pasaktësi. Pothuajse të gjithë sistemet në industri, paraqesin jolinearitete dhe pasaktësi modelimi për shkak të pasaktësive në matjet, modelimin dhe kontrollin e tyre. *Rregullatorët Fuzzy* projektohen me anë të rregullave linguistike të trajtës “*if-then*”, të cilët paraqesin arsyetimin e ngjashëm të këtyre rregullatorëve me atë të njeriut.

Variablat e kontrolluar mund të kombinohen me rregulla “*if-then*” me anë të lidhjeve logjike “*and*” (dhe (alb)) dhe “*or*” (ose (alb)). Në këtë rast rregullatori i propozuar është një rregullator *fuzzy jolinear PID*, i cili ka një sipërfaqe kontrolli jolineare dhe strukturë të ngjashme me atë të rregullatorit *PID*. Diagrama logjike e përbërësve kryesorë të rregullatorit *jolinear Fuzzy PID* është paraqitur në figurën 6.3.

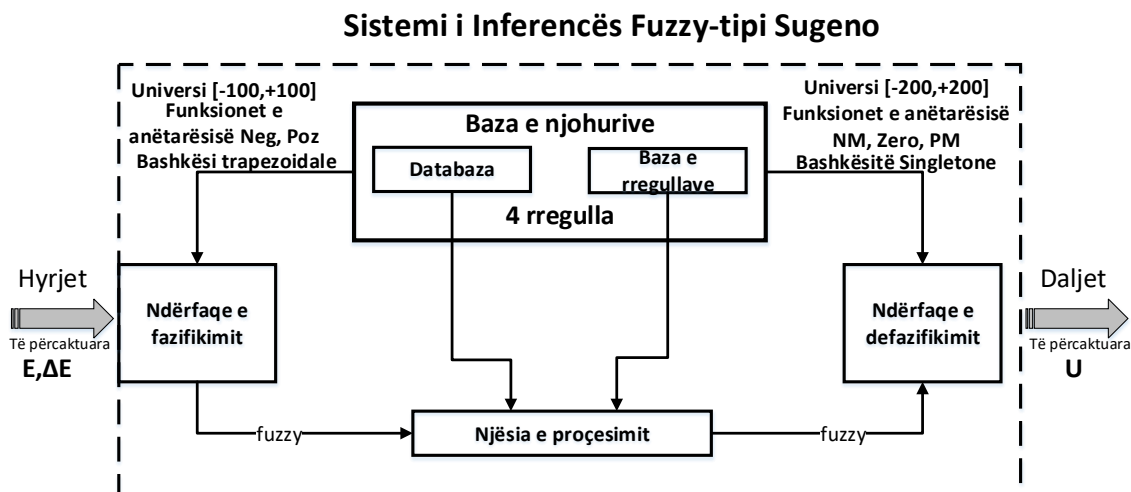


Figura 6.3 Sistemi i inferences Fuzzy

Hyrjet e sistemit të inferencës fuzzy, janë vlerat e përcaktuara të variablave të kontrollit, që zakonisht merren gabimi E dhe ndryshimi i gabimit ΔE i sistemit të kontrollit. Ndërfaqja e fazifikimit kryen një kërkim në funksionet e anëtarësisë për të derivuar gradën e anëtarësisë. Ajo vlerëson hyrjet e përcaktuara numerike sipas premisë së rregullave. Çdo premisë prodhon një gradë anëtarësie duke shprehur shkallën e plotësisë të premisë. Baza e njohurive është databaza e cila përmban të gjitha rregullat e projektuara të kontrollit. Rregullat e kontrollit zakonisht përcaktohen nga eksperiencia dhe njohuria e inxhinierit të kontrollit. Njësia e procesimit kombinon vlerat e anëtarësisë në pjesën e premisë, zakonisht nëpërmjet veprimit të prodhimit, për të llogaritur peshat për secilën rregull. Bazuar në peshat e çdo rregulli, dalja fuzzy e kualifikuar procesohet më tej në ndërfaqen e defazifikimit. Ndërfaqja e defazifikimit konverton bashkësinë fuzzy μ_c , që rezulton nga inferenca, në një numër të vetëm të përcaktuar, në mënyrë që të formojë sinjalin e kontrollit U për objektin e rregullimit. Burimet e jolinearitetit në rregullatorët fuzzy janë pozicioni, forma dhe numri i funksioneve të anëtarësisë në anën e premisë. Rregullatori i propozuar *jolinear Fuzzy PID* është i ndërtuar nga një nën-rregullator *fuzzy PD* dhe një veprim integral i ndarë siç tregohet në figurën 6.4.

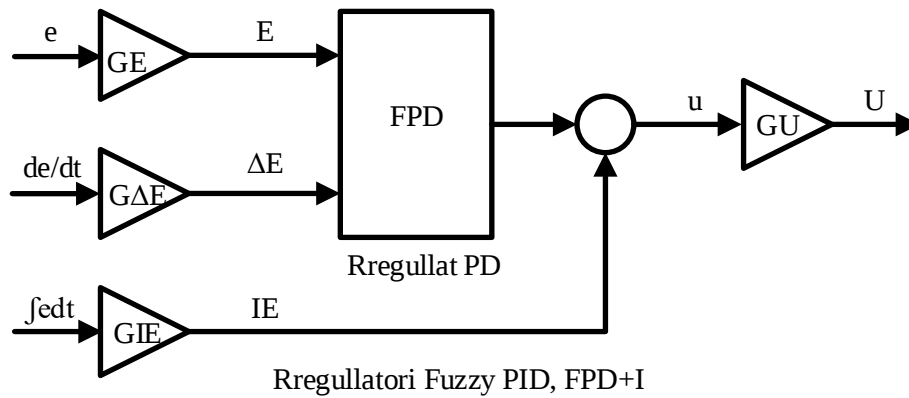


Figura 6.4 Rregullatori jolinear Fuzzy PID

Në këtë studim është propozuar një sistem inference *Sugeno*. Koeficientët e amplifikimit GU , $G\Delta E$, GIE , të rregullatorit *fuzzy PID* llogariten duke u bazuar në koeficientët e rregullatorit klasik *PID*, duke përdorur relacionet (145):

$$GU = \frac{K_p}{GE}, G\Delta E = GE \cdot T_d, GIE = GE \cdot \frac{1}{T_i} \quad (145)$$

Ku K_p është koeficienti proporcional, T_i është konstantja e kohës integrale, T_d është konstantja e kohës derivuese. Në këtë rast janë zgjedhur dy hyrje, gabimi E dhe ndryshimi i gabimit ΔE , dhe baza e rregullave përbëhet nga 9 rregulla. Universet e premisë janë zgjedhur si përqindje të shkallës së plotë të matjeve $[-100,100]$. Në anën e premisë, janë zgjedhur funksionet e anëtarësisë “*Neg*”, “*Zero*” dhe “*Poz*”, që do të thotë vlerat “*negative*”, “*zero*” dhe “*pozitive*” dhe në anën e përfundimit, janë zgjedhur funksionet e anëtarësisë “*NM*”, “*N*”, “*Zero*”, “*P*”, “*PM*”, që do të thotë, “*e madhe negative*”, “*negative*”, “*zero*”, “*pozitive*”, dhe “*pozitive e madhe*”. Në mënyrë që të përftojme një rregullator jolinear, funksionet e anëtarësisë në anën e premisë zgjidhen si bashkësi trapezoidale. Universi i përfundimit është në kufijtë $[-200,200]$, përderisa kemi dy hyrje dhe funksionet e anëtarësisë janë të tipit *singleton* në $NM = -200$, $PM = 200$. Variablat e premisë “*gabimi*” dhe “*ndryshimi ne gabim*” kombinohen me lidhëset “*and*” të cilat zbatohen si një funksion “*prodhimi*”. Në këtë rast, funksionet e “*prodhimit*” dhe “*shumatores*” përdoren për veprimet e “*aktivizimit*” dhe të “*akumulimit*”. Strategjia e kontrollit fuzzy, e kompozuar nga nëntë rregulla, bazohet në gabimin dhe derivatin e tij, siç tregohet në tabelën 26.

Përderisa, është zgjedhur një rregullator tip *Sugeno*, dalja është një mesatare e peshuar me peshat e pozicioneve të *singleton*eve. Në këtë rast është zgjedhur $GE = 100$, mqs universi i gabimit është $[-100,100]$ dhe gabimi maksimal është 1.

Tabela 26 Baza e rregullave

Gabimi E	Ndryshimi në gabim ΔE	Dalja e kontrollit, sinjali u
Neg	Neg	NM
Neg	Zero	N
Neg	Poz	Zero
Zero	Neg	N
Zero	Zero	Zero
Zero	Poz	P
Poz	Neg	Zero
Poz	Zero	P
Poz	Poz	PM

6.6 Rezultatet e simulemeve për rregullatorin fuzzy PID jolinear

Duke zbatuar metodat e kontrollit të projektimit, simulimet janë kryer në Matlab për procesin me vonesë kohe të kontrollit të temperaturës (31).

Siç shihet nga rezultatet e përftuara në paragrafin 4.2.6, cilësia më e mirë e rregullimit për procesin e temperaturës përfitohet me metodat *Chien-Hrones-Reswick* (mbirregullim 0%) dhe *Wang-Juang-Chan*. Simulimet në këtë pjesë përfshijnë projektimin dhe simulimin e rregullatorit të propozuar *jolinear fuzzy PID*. Koeficientët e rregullatorit *CHR-PID* (mbirregullim 0%) u përdoren si bazë për llogaritjen e koeficientëve amplifikues të rregullatorit jolinear fuzzy. Amplifikimet fuzzy të përftuara nga relacionet (144) janë (146):

$$GU = 0.2105, G\Delta E = 1500, GIE = 0.071 \quad (146)$$

Familja e funksioneve të anëtarësisë së hyrjes së zbatuar në këtë rast ilustron në figurën 6.5.

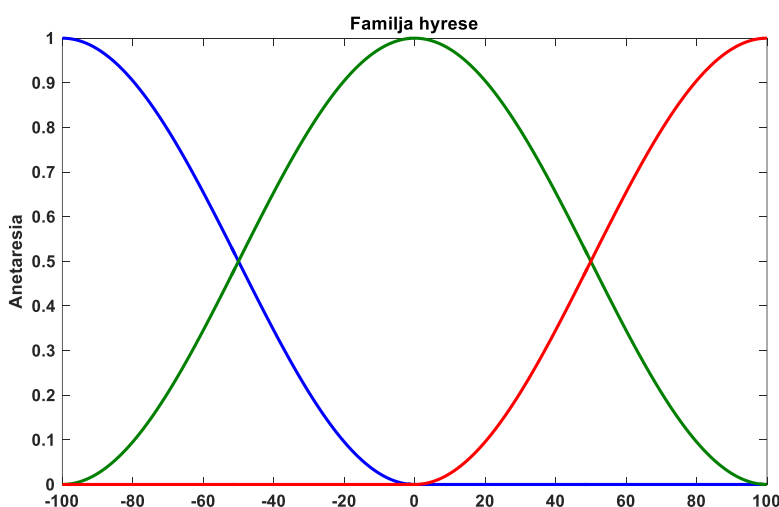


Figura 6.5 Funksionet e anëtarësisë së hyrjes

Sipërfaqja e kontrollit për rregullatorin e propozuar *jolinear fuzzy PID* me bazë me 9 rregulla tregohet në figurën 6.6.

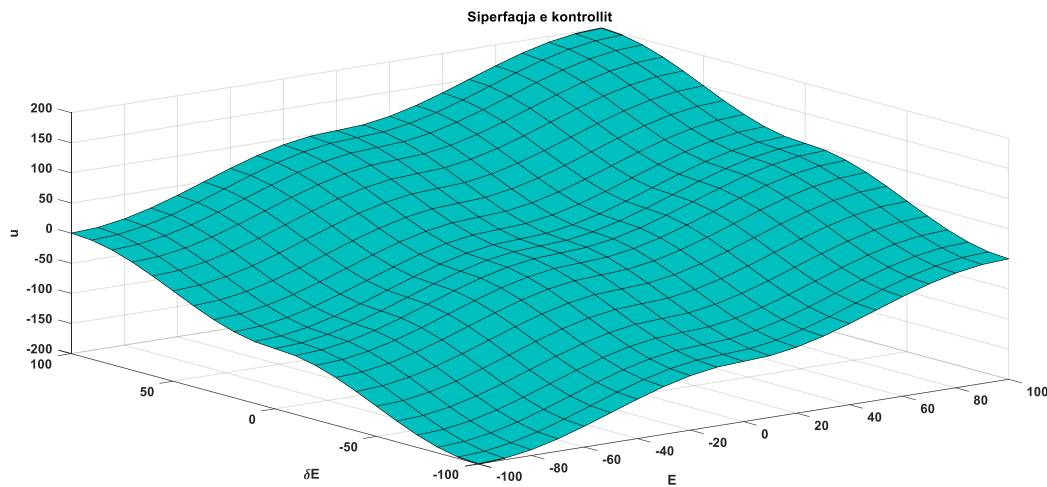


Figura 6.6 Sipërfaqja e kontrollit për rregullatorin *jolinear fuzzy PID*

Përgjigja kalimtare e procesit të kontrollit të temperaturës të përfutur me rregullatorin *jolinear fuzzy PID* tregohet në figurën 6.7.

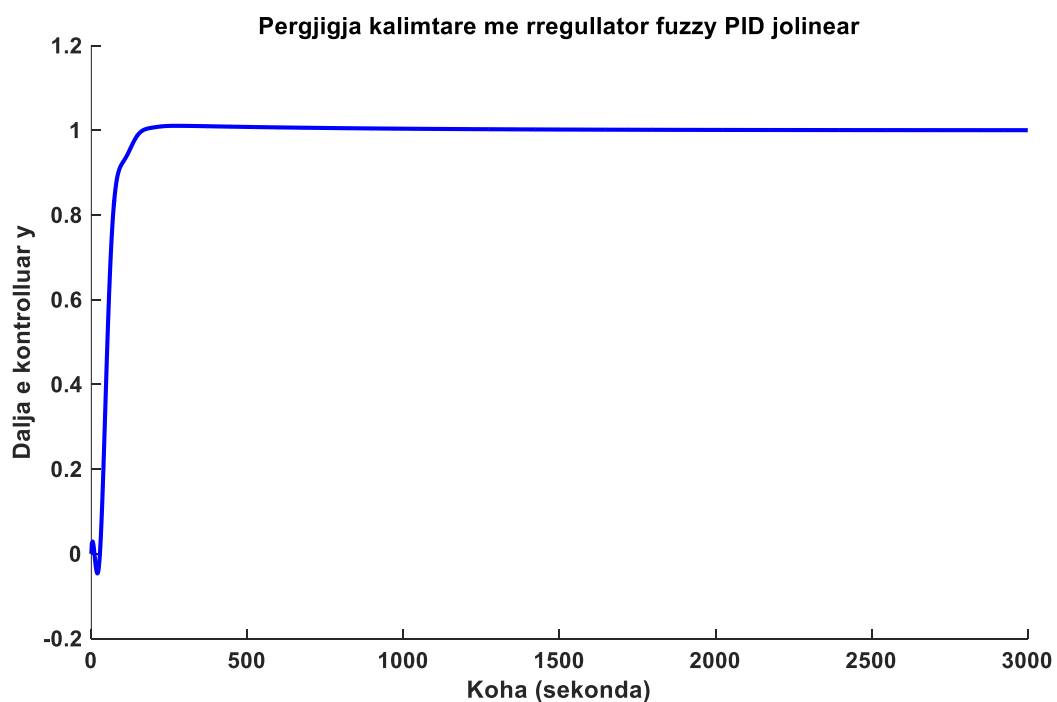


Figura 6.7 Përgjigja kalimtare e procesit të kontrollit të temperaturës për rastin e rregullatorit *jolinear fuzzy PID*

Karakteristikat e cilësisë së përfutur për rastin e rregullatorit *jolinear fuzzy PID* janë: koha e ngritjes $t_{ng} = 62$ sekonda, koha e stabilizimit $t_s = 105$ sekonda dhe mbirregullimi $M_r(\%) =$

0%. Karakteristika e përftuar në këtë rast me rregullatorin *jolinear fuzzy PID* është më e mirë se karakteristika e përftuar nga rregullatori *CHR-PID*, që ishte metoda më e mirë *PID* e përftuar në rastin tonë.

6.7 Rregullatori i propozuar neural

Metoda tjetër inteligjente e propozuar për kontrollin e procesit të temperaturës (31) është një rregullator neural. Në rastin e marrë në shqyrtim, është zbatuar një projektim kontrolli me rrjetë neurale indirekte. *Kontrolli neural indirekt* bazohet në modelin e rrjetës neurale të procesit që do të kontrollohet. Sistemi i propozuar i kontrollit është i përbërë nga dy rrjeta neurale me lidhje të përparme me shumë shtresa. Ato përdoren për të përfaqësuar modelin e rrjetës neurale që përfaqëson funksionin e transmetimit të procesit me vonesë kohe që shqyrtohet, dhe gjithashtu rregullatorin me rrjetë neurale që përfaqëson jolinearitetet dhe ndryshimet në hyrje të sistemit. Modeli i rrjetës neurale të procesit ndërtohet duke u bazuar në procedurën e identifikimit të procesit. Të dhënat hyrje-dalje të procesit shqyrtohen duke trajtuar një sinjal të caktuar hyrjeje. Si hap i dytë, rregullatori i rrjetës neurale projektohet duke u bazuar në modelin neural të identifikuar të procesit me vonesë kohe. Në këtë rast janë zgjedhur rrjetat me shumë shtresa, sepse ato mund të përdoren për çdo tip modeli jolinear.

Në rrjetat neurale me lidhje të përparme me shumë shtresa, neuronet e një shtrese kanë lidhje të peshuara me neuronet e shtresës ngjitur. Çdo shtresë ka një matricë peshimi W , një vektor bias b , dhe një vektor daljeje a . Shtresa hyrëse pranon të dhënat e hyrjes ose të dhënat e trajnimit dhe i përçon këto të dhëna në shtresat e fshehura. Pjesa më e madhe e të dhënave procesohet në shtresat e fshehura. Shtresa e fundit është shtresa e daljes, ku ne marrim të dhënat e daljes nga rrjeta neurale. Të dhënat e daljes nga një rrjetë neurale me n -shtresa realizohet me anë të relacionit (147):

$$a^n = f^n(W^n f^{n-1}(W^{n-1} f^{n-2}(W^{n-2}p + b^{n-2}) \dots \dots + b^{n-1}) + b^n) \quad (147)$$

Ku a është dalja e rrjetit, f është funksioni i transmetimit i përdorur në çdo shtresë, W është vlera e peshimit, b është vlera bias. Indekset e çdo parametri në (147) përfaqësojnë numrin e shtresave. Në këtë studim janë përdorur funksionet e aktivizimit logaritmike sigmoide (148) në shtresat e fshehura.

$$\log sig(n) = \frac{1}{1 + e^{-n}} \quad (148)$$

Në shtresën e daljes janë përdorur funksione aktivizimi lineare (149).

$$f(n) = K \cdot n \quad (149)$$

Zakonisht, për të përdorur një rrjetë neurale, ndiqet një proces me shumë hapa. Ai përbëhet nga hapat e mëposhtëm: të mbledhurit e të dhënave hyrje-dalje të procesit, zgjedhja e tipit të rrjetës neurale, inicializimi i peshave dhe biase-ve të rrjetës, trajnimi i rrjetës, vlerësimi/testimi i rrjetës, dhe në fund zbatimi i rrjetës neurale të projektuar në skemën e kontrollit. Siç u trajtua edhe më lart, rrjetat neurale kanë nevojë të trajnohen nga të dhënat e hyrjes dhe daljes së procesit në mënyrë që të arrijmë një ligj kontrolli të bazuar në kriterin e cilësisë. Bllokskema për trajnimin e procesit ilustron në figurën 6.8:

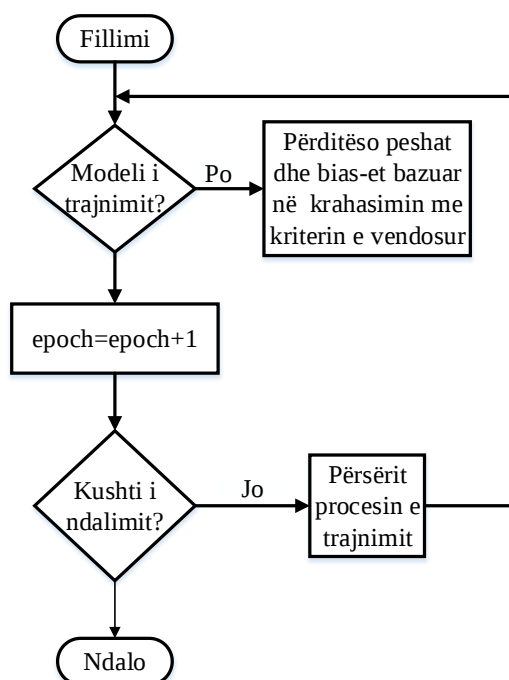


Figura 6.8 Diagrama për procesin e trajnimit

Në këtë rast është përdorur një metodë trajnimi *Levenberg-Marquardt (LM)*, si një ndër metodat më popullore të trajnimit të rrjetave neurale me lidhje të përparme. Kur marrin informacion, neuronet e hyrjes marrin të dhënat hyrëse të trajnimit, dhe neuronet e daljes gjenerojnë të dhënat e daljes. Nga të dhënat hyrje-dalje, rrjeta llogarit gabimin dhe metoda e trajnimit *LM* mundëson reduktimin e gabimit deri në një vlerë të paracaktuar. Trajnimi i rrjetës fillon me pesha W dhe bias-e b të rastësishme, dhe më pas këto vlera modifikohen derisa të përftohet cilësia më e mirë e rrjetës, që është pika ku rrjeta ka reduktuar gabimin në një vlerë të përcaktuar. Pas trajnimit të suksesshëm, rrjeta është e aftë të merret me çdo hyrje të re të dhënash, për të gjetur të dhënat korrekte të daljes.

6.8 Rezultatet e simulimeve për rregullatorin neural

Pjesa e simulimeve përfshin projektimin dhe simulimin e rregullatorit inteligjent të rrjetës neurale. Si hap i parë, regjistrohen të dhënat e hyrjes nga një sinjal pseudorastësor, dhe të dhënat e daljes nga dalja e modelit të procesit të temperaturës. Këto të dhëna janë përdorur për të trajnuar rrjetën neurale që do të përfaqësojë procesin e temperaturës. Struktura e përfutur e modelit të rrjetës neurale për procesin e temperaturës, përbëhet nga 10 neurone në shtresën e fshehur. Zgjedhja e numrit të neuroneve në shtresën e fshehur dhe funksionin e transmetimit vjen nga rezultatet e simulimit nga rrjeta me numër të ndryshëm neuronesh dhe funksione të ndryshme transmetimi. Niveli më i lartë i paraqitjes së strukturës së rrjetës neurale për modelin e procesit, tregohet në figurën 6.9 dhe struktura e brendshme e rrjetës neurale tregohet në figurën 6.10.

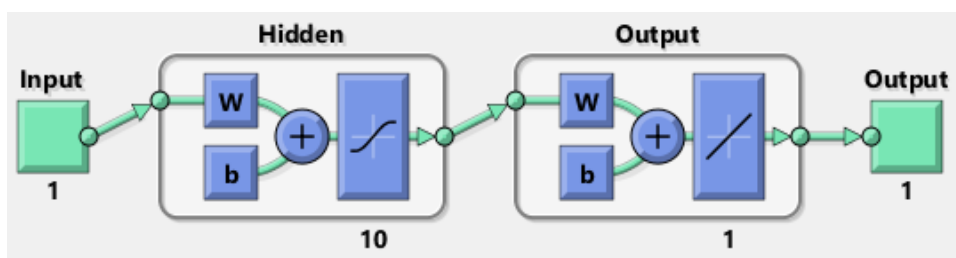


Figura 6.9 Struktura e rrjetës neurale për modelin e procesit

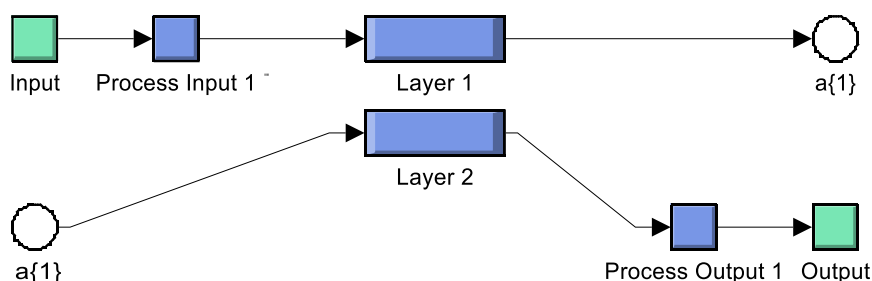


Figura 6.10 Struktura e brendshme e rrjetës neurale

Siç ilustron në figurën 6.11 dhe figurën 6.12 në këtë rast janë përdorur funksione aktivizimi logaritmike sigmoide në shtresën e fshehur dhe funksion aktivizimi linear në shtresën e daljes.

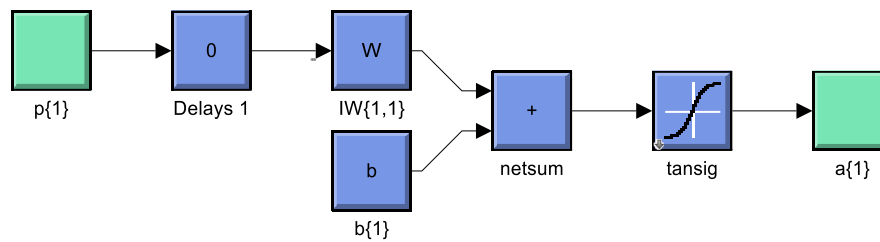


Figura 6.11 Funkzioni i aktivizimit për shtresën e fshehur

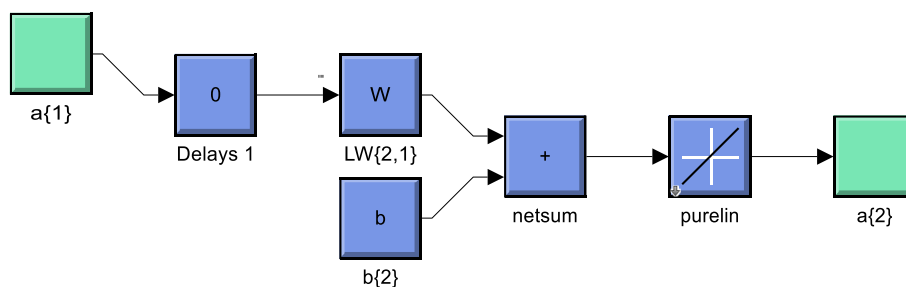


Figura 6.12 Funkzionet e aktivizimit për shtresën e daljes

Nga simulimet e kryera, cilësia e rrjetës neurale rezultoi shumë e mirë, rrjeta kërkoi 14 iteracione për të arritur gabimin e paracaktuar prej 0.000015 siç tregohet në figurën 6.13.

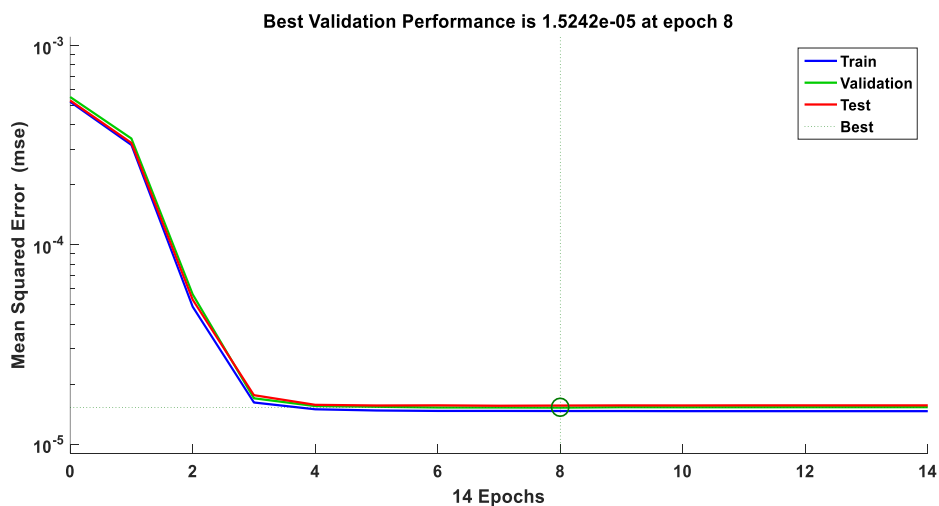


Figura 6.13 Gabimi i arritur për modelin e rrjetës neurale për procesin e temperaturës

Ky gabim shumë i vogël midis daljes aktuale të rrjetës dhe daljes së dëshiruar të rrjetës, konfirmon cilësinë e lartë të rrjetës, dhe tregon aftësinë e saj për të imituar modelin e procesit

të temperaturës së rendit të parë. Rrjeta neurale e trajnuar e krijuar në Simulink për procesin e temperaturës tregohet në figurën 6.14.

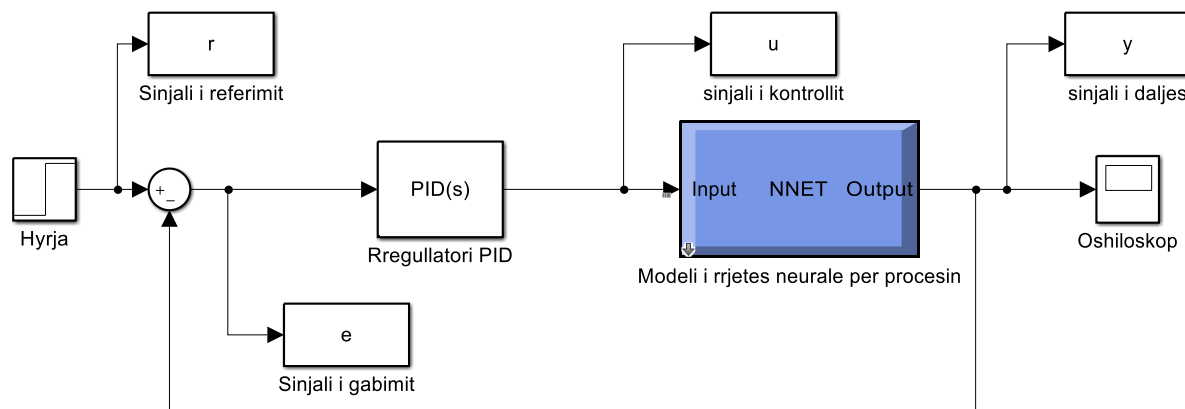


Figura 6.14 Diagrama Simulink për rrjetën neurale të modelit të procesit të temperaturës

Të dhënat e trajnuara për rregullatorin neural u morën nga skema e kontrollit *PID* e përdorur në pjesën e parë të simulimeve. Fillimisht u regjistrua si sinjali i hyrjes ashtu edhe sinjali i daljes për rregullatorin *PID* dhe të dhënat u përdorën për trajnimin e rrjetës. Struktura e përfutur e rregullatorit neural ka 20 neurone në shtresën e fshehur. Gabimi i paracaktuar u vendos në vlerën 0.0005. Procesi i trajnimit mori 10 iteracione për të arritur vlerën e gabimit të paracaktuar. Figura 6.15 tregon rrjetën neurale të përfutur që përfaqëson rregullatorin *PID* dhe figura 6.16 tregon skemën e plotë të kontrollit me rrjetë neurale të projektuar në Matlab-Simulink.

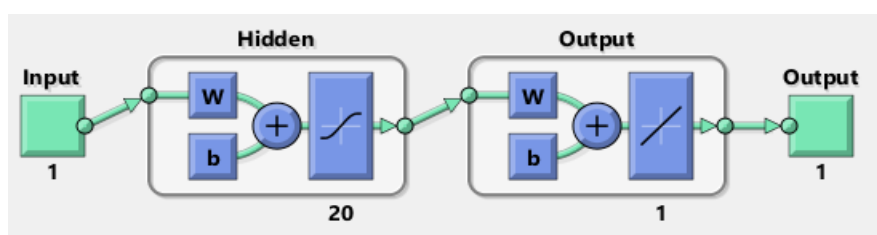


Figura 6.15 Struktura e rrjetës neurale të rregullatorit

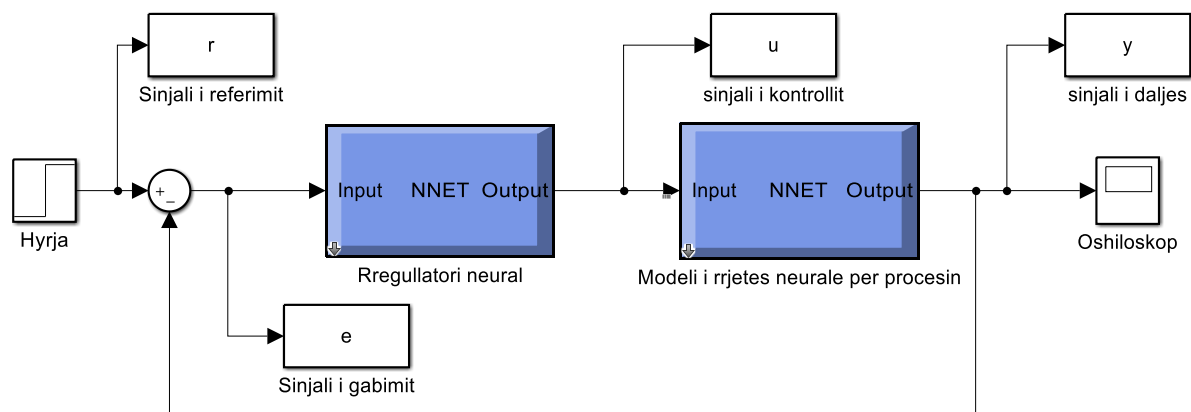


Figura 6.16 Diagrama Simulink për skemën e plotë të kontrollit me rrjetë neurale

Figura 6.17 tregon përgjigjen e sistemit të kontrolluar me rrjetë neurale. Është e qartë që cilësia e kontrollit të sistemit me rrjetë neurale është më e mirë se ajo e përftuar me rregullatorët *PID*, të trajtuar në pjesën e parë të simulimeve. Kriteret e cilësisë të përftuara nga skema e kontrollit me rrjetë neurale janë koha e ngritjes $t_{ng} = 42$ sek, koha e stabilizimit $t_s = 110$ sekonda dhe mbirregullimi $M_r = 2.2\%$.

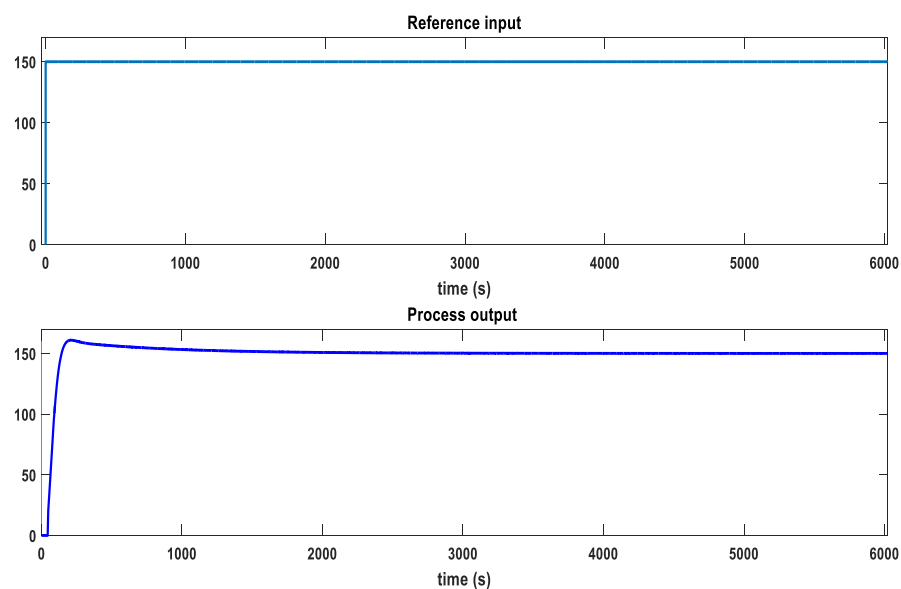


Figura 6.17 Përgjigja e sistemit të kontrollit me rrjetë neurale

Edhe në rastin e zbatimit të rregullatorit neural, karakteristika e përftuar për sistemin me vonesë kohe të procesit të kontrollit të temperaturës, janë më të mira se ato të përfthuara me rregullatorët klasik *PID*.

6.9 Rregullatorët e propozuar PSO-PID dhe BFO-PID

Për rregullatorët e propozuar sipas algoritmeve inteligjente *PSO-PID* dhe *BFO-PID*, simulimet do të realizohen për procesin e rendit të tretë me vonesë kohe (150).

$$G_p(s) = \frac{1}{0.31s^3 + 1.75s^2 + 3s} e^{-3s} \quad (150)$$

Duke përdorur *Përafrimin Pade* të rendit të parë për termin e vonesës, përftojmë funksionin transmetues (151) që do të shqyrtohet gjatë simulimeve:

$$G_p(s) = \frac{1}{0.93s^4 + 5.56s^3 + 10.75s^2 + 3s} \quad (151)$$

Skema e propozuar e kontrollit për gjetjen e koeficientëve optimalë të rregullatorit *PID* është paraqitur në figurën 6.8

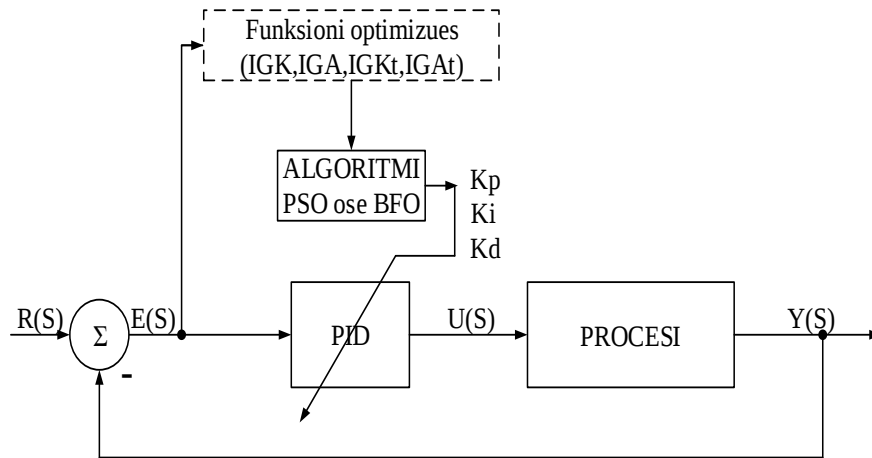


Figura 6.18 Skema e kontrollit e propozuar për procesin

Për përcaktimin e rregullatorit *PSO-PID* ose *BFO-PID* të cilët realizojnë minimizimin e kriterëve integrale si funksione optimizimi, përdoren parametrat e rregullatorit klasik *PID* si vlera hyrëse, dhe si vlerë dalëse të funksionit merren vlerat e optimizimit të modelit të rregullatorit *PID* (152).

$$\text{Funksioni } [J] = \text{kriteri integral}(K_p, K_i, K_d) \quad (152)$$

Në skemën e propozuar të kontrollit sipas figurës 6.18 synohet rregullimi i tre koeficientëve të rregullatorit *PID*, në mënyrë që ai të japë rezultatet më të mira në dalje, pra synohet optimizimi i koeficientëve të *PID* për të arritur rezultat sa më optimal. Kriteret integrale të cilësisë të përdorura si funksione optimizuese, vlerësojnë cilësinë e kombinimeve të ndryshme të koeficientëve të *PID* në një hapësirë kërkimi 3-dimensionale. Çdo pikë në këtë hapësirë kërkimi 3-dimensionale për algoritmat e propozuara, paraqet një kombinim të caktuar të koeficientëve $[K_p, K_i, K_d]$, për të cilën përftohet një karakteristikë e caktuar kalimtare e sistemit.

Duke përdorur kriteret integrale të cilësisë, *IGA*, *IGK*, *IGAt*, *IGKt*, janë përftuar përgjigjet kalimtare për procesin tonë, të cilat janë paraqitur në figurën 6.19.

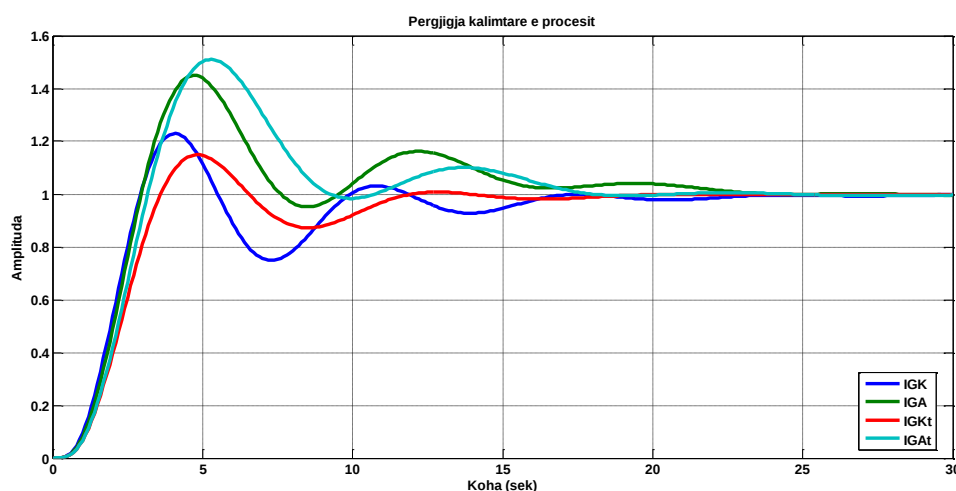


Figura 6.19 Përgjigja kalimtare e procesit për metodat klasike

Nga simulimet, kemi përftuar koeficientët korrespondues të rregullatorit *PID* për të katër kriteret integrale të cilësisë sipas metodave klasike. Koeficientët e rregullatorëve *PID* të përftuara me anë të algoritmave klasike janë treguar në tabelën 27.

Tabela 27 Rregullatorët *PID* të përftuar me algoritmat klasike

Indeksi i performancës	Koeficientët e rregullatorit <i>PID</i>		
	K_p	K_i	K_d
IGK	3.042	0.001987	22.1
IGA	2.328	3.997e-15	1.582
IGKt	3.505	2.753e-05	14.69
IGAt	8.596	1.518	13.26

Për gjetjen e koeficientëve të rregullatorit *PID* me anë të algoritmit inteligjent *PSO*, në këtë studim kemi përdorur hapësirën e kërkimit 3-dimensionale ku vlerat e K_p , K_i , K_d janë tre dimensionet e hapësirës. Në këtë algoritm kemi përzgjedhur si funksione optimizimi, 4 kriteret

integrale në fushën e kohës. Algoritmet janë ekzekutuar në ambientin Matlab ku si funksione optimizuese janë përdorur relacionet (153):

$$\begin{aligned}
 IGK: J &= e' * e * dt \\
 IGA: J &= \text{sum}(\text{abs}(e) * dt) \\
 IGKt: J &= (t' * e' * dt) * e \\
 IGA_t: J &= \text{sum}(t' * \text{abs}(e) * dt)
 \end{aligned} \tag{153}$$

Numri i iteracioneve llogaritëse që do të kryejnë algoritmat është bazuar në kohëzgjatjen e llogaritjeve dhe kompleksitetin e problemit optimizues.

Konstantet fillestare për fillimin e programit llogaritës për *PSO-PID* janë marrë $W=0.3$, $C_1=C_2=1.5$. Në fund të ekzekutimit të algoritmit *PSO* në Matlab shfaqet pika e hapësirës së kërkimit $[K_p, K_i, K_d]$, që është pika përfundimtare e optimumit global e shënuar si g_{opt} , dhe i përket vlerës minimale të funksionit optimizues që e kemi shënuar me f_{opt} .

Koeficientët e rregullatorëve *PID* të përfutuara me anë të algoritmit inteligjent *PSO* janë treguar në tabelën 28. Në tabelën 28 janë treguar gjithashtu vlerat më të mira (minimale) të funksioneve optimizuese (kriteret integrale). Në figurën 6.20 janë paraqitur karakteristikat kalimtare të procesit për rregullim me anë të algoritmit *PSO* për funksionet e ndryshme të optimizimit.

Tabela 28 Rregullatorët *PID* të përftuar me algoritmin inteligjent *PSO*

Algoritmi	Koeficientët e rregullatorit <i>PID</i>			f_{opt}
	K_p	K_i	K_d	
PSO-IGK	0.8587	0.3290	18.7447	0.7002
PSO-IGA	3.4373	0.3114	14.1379	1.6575
PSO-IGKt	3.6658	0.1784	9.2223	0.6179
PSO-IGA_t	5.2616	0.3611	11.2419	5.1510

Në algoritmin *BFO* konstantet fillestare për fillimin e programit llogaritës janë marrë $D_{tërheqje}=0.01$, $W_{tërheqje}=0.01$, $H_{shytyje}=0.01$, $W_{shytyje}=0.01$. Në tabelën 29 janë paraqitur vlerat e gjetura të koeficientëve të rregullatorit *PID* me anë të algoritmit *BFO*, dhe vlerat minimale përkatëse të funksioneve optimizuese. Në figurën 6.21 janë paraqitur karakteristikat kalimtare të procesit për rregullim me anë të algoritmit *BFO* për funksionet e ndryshme të optimizimit.

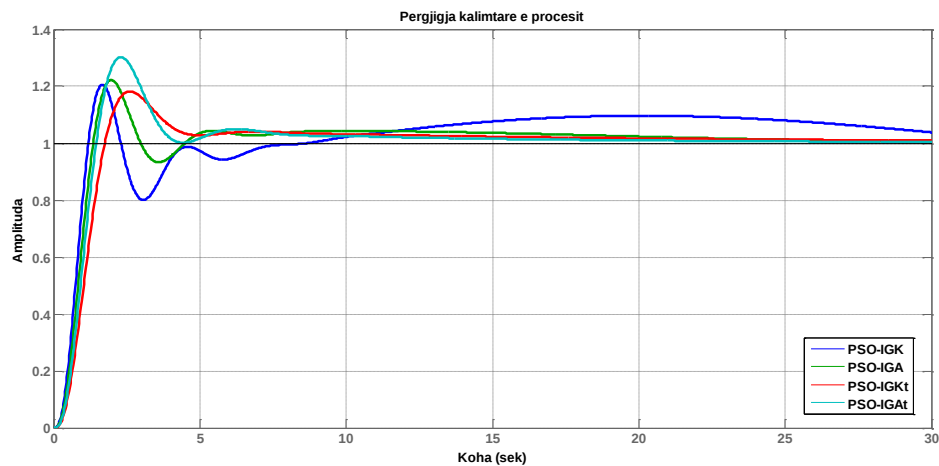


Figura 6.20 Përgjigjet kalimtare të procesit për algoritmin *PSO-PID*

Tabela 29 Rregullatorët PID të përfutur me algoritmin BFO

Algoritmi	Koeficientët e rregullatorit <i>PID</i>			f_{opt}
	K_p	K_i	K_d	
BFO-IGK	1.5823	1.5187	17.8117	0.7865
BFO-IGA	8.1119	0.4878	8.7152	1.9695
BFO-IGKt	4.3073	0.8238	6.7563	1.7230
BFO-IGAt	5.7679	0.7655	7.2006	4.2287

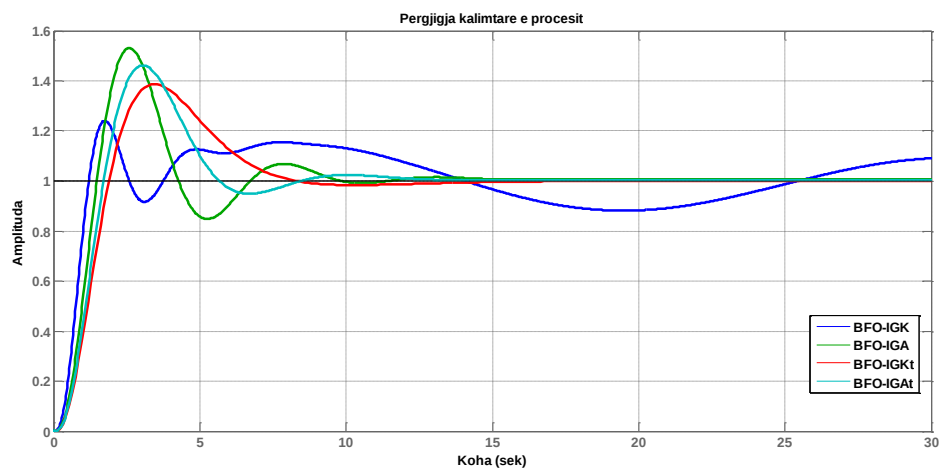


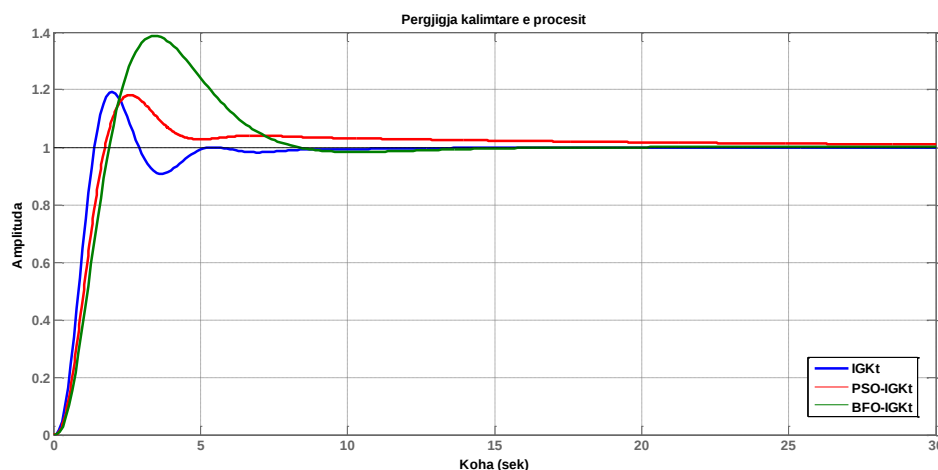
Figura 6.21 Përgjigjet kalimtare të procesit për algoritmin *BFO-PID*

Në tabelën 30 janë paraqitur karakteristikat e përgjigjeve kalimtare për rastin e rregullatorëve *PID* klasik, *PSO-PID* dhe *BFO-PID*.

Tabela 30 Karakteristikat e cilësisë së përgjigjeve kalimtare të procesit

Karakteristikat	Metoda klasike				Metoda PSO-PID				Metoda BFO-PID			
	IGA	IGK	IGKt	IGA _t	IGA	IGK	IGKt	IGA _t	IGA	IGK	IGKt	IGA _t
Koha e ngritjes t_{ng}	25.29	6.59	8.60	7.84	0.83	0.72	1.09	0.89	0.73	0.91	1.19	1.07
Koha e rregullimit t_r	210.13	95.95	48.77	75.08	21.39	102.42	17.45	12.17	100.68	9.26	7.62	10.87
Mbirrregullimi $M_r(\%)$	31.82	30.82	19.31	50.27	22.2	20.52	18.22	30.27	24.04	53.12	38.7	46.18
Vlera maksimale h_{max}	1.32	1.31	1.19	1.50	1.22	1.21	1.18	1.30	1.24	1.53	1.39	1.46
Koha e mbirrregullimit t_{max}	64	17	21	23	1.97	1.67	2.59	2.3	1.75	2.59	3.44	3.06

Në figurën 6.22 janë paraqitur karakteristikat më të mira kalimtare të procesit për metodat *IGKt*, *PSO-IGKt* dhe *BFO-IGKt*.

**Figura 6.22 Pergjigjet më të mira kalimtare për procesin**

6.10 Konkluzione për metodat e propozuara me rregullatorë inteligjentë

- Cilësia e përftuar për rastin e rregullatorit *jolinear fuzzy PID* është më e mirë se ajo e përftuar me rregullatorët *PID* klasikë, të trajtuar në pjesën e parë të simulimeve.
- Cilësia e kontrollit të sistemit me *rrjete neurale* është më e mirë se ajo e përftuar me rregullatorët *PID*, të trajtuar në pjesën e parë të simulimeve.
- Nga simulimet e kryera arrijmë në konkluzionet që metodat e bazuara në algoritmat inteligjente *PSO* dhe *BFO* janë mjaft efikente në arritjen e një kontrolli shumë të mirë të proceseve me vonesë kohe.

- Veçanërisht, koha e ngritjes t_{ng} dhe koha e rregullimit t_r reduktohet shumë duke rezultuar në sisteme kontrolli që kanë një reagim më të shpejtë ndaj ndryshimeve në hyrje të sistemit.
- Nga tabela 30 arrijmë në përfundimin që kriteri integral $IGKt$ që përdoret si funksion optimizues për gjetjen e vlerave optimale të koeficientëve K_p , K_i , K_d të rregullatorit PID , është funksioni më i mirë që mund të përdoret për metodat e trajtuara më lart.
- Nga krahasimi i rezultateve nga përdorimi i algoritmave inteligjente, kemi arritur në konkluzionin që algoritmi PSO është më eficient dhe paraqet një rregullim më të mirë të procesit.
- M.q.s algoritmi PSO ka arkitekturë llogaritjeje më të thjeshtë sesa algoritmi BFO ai rezulton një algoritëm më i shpejtë në llogaritje dhe jep vlera më të mira (minimale) të funksionit optimizues f_{opt} .

7 PËRFUNDIME DHE REKOMANDIME PËR TË ARDHMEN

7.1 Përfundime

Gjetjet kryesore të disertacionit janë:

- Me futjen e vonesës në sistem, amplifikimi dhe faza ulen në mënyrë monotone me rritjen e frekuencës. Kjo është shumë e zakonshme për zbatimet e kontrollit të proceseve. Termi i vonesës τ zhvendos vetëm sinusoidën në kohë, dhe rrjedhimisht ndikon në fazën dhe jo amplifikimin e sistemit. Me fjalë të tjera, termi i vonesës:
 - Nuk ndryshon madhësinë e $G_1(jw)$
 - Shton një vonesë faze proporcionale me frekuencën wKontrolli i këtyre proceseve është i vështirë sepse vonesat shkaktojnë zhvendosje lineare të fazës që kufizojnë bandën e frekuencave të operimit të kontrollit dhe ndikojnë në qëndrueshmërinë e konturit të mbyllur.
- Gabimet në parashikimin e kohës së vonesës mund të kenë një ndikim të madh në përshkrimin e gabimeve të modelimit të procesit. Nqs koha e vonesës është dominuese, ose të paktën është e rëndësishme, ky gabim do të jetë shkaku për kalimin e sistemit të konturit të mbyllur në paqëndrueshmëri.
 - Për proceset vetëstabilizuese me kohë vonesë kemi që vlera maksimale e gabimit është $\delta G_{max} = 2$. Për këto procese, gabimi në amplifikim ka një ndikim të rëndësishëm në brezin e frekuencave të ulëta por pothuajse nuk ka efekt në frekuencat e mesme dhe të larta. Në frekuencat e mesme dhe të larta, kurbat janë të dominuara nga gabimi i kohës së vonesës, prandaj në këtë tip procesi, i duhet kushtuar vëmendje e veçantë, gabimit të parashikimit të kohës së vonesës.
 - Për proceset integrale me vonesë kohe, gabimi maksimal këtu është i përcaktuar nga gabimet në kohën e vonesës, ndërsa gabimi në amplifikim dhe T_{ek} janë më të rëndësishme në frekuencat e ulëta dhe të mesme. Ndikimi i T_{ek} është më i rëndësishëm këtu sesa në rastin e proceseve vetëstabilizuese.
- N.q.s duam të përftojmë cilësi dhe karakteristikë robuste, duhet të vendosim një $\Delta\phi \geq 35^\circ$, në mënyrë që faza shtesë e futur në sistem si pasojë e pranisë së kohë vonesës, në pikën w_c të mos kalojë vlerën -55° . Koha e vonesës τ jep një fazë shtesë prej $-\tau w$, e cila në frekuencën $w = 1/\tau$ është $-1 \text{ rad} = -57^\circ$, e cila është më shumë se -55° . Kështu, për të patur një cilësi të pranueshme kontrolli, nevojitet të kemi një $w_c < 1/\tau$.

- Rregullat *ZN* japin një cilësi të keqe kur procesi paraqet një kohë të madhe vonese. Kur përdoret një model i rendit të parë me vonesë kohe i procesit vetëstabilizues, është e mundur të përdoret koha relative e vonesës $\hat{\tau} = \frac{\tau}{\tau+T}$ për të analizuar mundësinë e përftimit të një cilësie të mirë me një rregullator *ZN-PID*. Metoda *ZN* mundëson një cilësi të arsyeshme kur $\hat{\tau} < 0.4$, që është rasti për procese integruese me kohë vonese, dhe konstante kohe dominuese.
- Rregullatorët *ZN-PID* dhe *CC-PID* kërkojnë zbatimin e filtrave në sinjalet e referimit, për të përftuar karakteristika më të mira të ndjekjes së ndryshimit të sinjalit referues.
- Për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, rregullatori *SIMC-PID* jep një përgjigje të ngadaltë si ndaj ndjekjes së sinjalit referues ashtu edhe në eliminimin e shqetësimit në dalje.
- Për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, metodat *WJC-PID* dhe *CHR-PID-0%* kanë përgjigjet më të mira në ndjekjen e sinjalit referues dhe një përgjigje të ngadaltë ndaj shqetësimit në dalje të procesit.
- Duke bërë një kompromis midis shpejtësisë së përgjigjes dhe karakterit robust, për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, rregullatorët më të mirë janë *WJC-PID* dhe *CHR-PID-0%*.
- Për rastin e procesit me kohë vonese dominuese, karakteristikat e përftuara për rregullatorët *ZN-PID* dhe *CC-PID* përkeqësohen. Këto dy rregullatorë japin oshilime në ndjekjen e sinjalit referues dhe duan një kohë të gjatë për arritjen e vlerës së stabilizimit.
- Për rastin e procesit me kohë vonese dominuese, rregullatori *SIMC-PID* jep një përgjigje shumë të mirë si ndaj ndjekjes së sinjalit referues ashtu edhe në eliminimin e shqetësimit në dalje.
- Rregullatorët më të mirë të përftuar për rastin e procesit me kohë vonese dominuese janë *SIMC-PID* dhe *WJC-PID*.
- Rregullatori *WJC-PID* jep një cilësi të mirë kontrolli dhe karakter robust, si për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, ashtu edhe për rastin e procesit me vonesë kohe dominuese.
- Nga simulimet e kryera për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, përgjigja ndaj sinjalit referues është e shpejtë dhe pa oshilime për të tre metodat parashikuese. Krahasuar me rregullatorin *WJC-PID*, që rezultoi rregullatori me karakteristikat më të mira në metodat klasike, përgjigja ndaj shqetësimit është më e mirë për 3 metodat parashikuese, *Parashikuesi Smith*, *Vendosja e Polit Dominues*, dhe *IMC*.

- *Parashikuesi Smith* dhe metoda *IMC* japin karakteristikat më robuste të rregullimit për rastin e procesit me konstante kohe dominuese.
- Karakteristikat e përfutuara për metodat parashikuese janë robuste edhe në rastin e procesit me kohë vonese dominuese, sepse vlerat e parametrimit të ndjeshmërisë M_s janë të ulëta.
- Metodatat e parashikimit të kohës së vonesës kanë ndjeshmëri në vlera optimale edhe në rastin e një gabimi në përcaktimin e kohës së vonesës së procesit, d.m.th janë metoda robuste.
- Metoda e *Parashikuesit të Smithit* është metoda që jep cilësi më të mirë rregullimi si për rastin e procesit me konstante kohe dominuese, ashtu edhe për rastin me vonesë kohe dominuese.
- Nga analiza e kryer, në përdorimin e rregullatorëve *PID* me dy shkallë lirie, parametrat α dhe γ janë të lidhur me tiparin robust të rregullatorit dhe duhet të rregullohen duke përdorur një kompromis midis cilësisë së rregullimit dhe tiparit robust.
- Edhe për rastet e proceseve me vonesë kohe dominuese, është e mundur që të projektojmë një rregullator *PID* që të arrijë një cilësi rregullimi, që do të varet drejtpërdrejt vetëm nga përafrimi polinomial i termit të vonesës së kohës τ .
- N.q.s realizojmë një projektim të mirë të rregullatorit *PID*, mund të përftojme një sistem me karakter robust të mirë dhe me një konstante kohe të konturit të mbyllur $T_0 = 0.5\tau$.
- Analiza e cilësisë së arritshme të rregullimit bazohet në studimin e gabimeve të modelimit dhe të supozimeve të modelimit që përdoren për të përcaktuar rregullatorin. Gabimi i parashikimit të kohës së vonesës është pasaktësia më e rëndësishme e modelimit. Kështu, analiza supozon që gabimet e modelimit shkaktohen vetëm nga përafrimi i kohës së vonesës. Në temë është trajtuar marrëdhënia midis kohës reale të vonesës τ dhe cilësisë së arritshme, të matura për parametrin T_0 dhe mbirregullimin e përgjigjes së konturit të mbyllur, ku T_0 jep një përshtypje të mirë të vlerës maksimale të shpejtësisë së përgjigjes së konturit të mbyllur të sistemit, që ruan një mbirregullim afër vlerës 10%. Në temë arrihet në konkluzionin, që ne mund të përftojme një sistem të konturit të mbyllur, me një mbirregullim të vogël dhe pothuajse pa oshilime, n.q.s. konstantja e kohës së konturit të mbyllur, mbahet afër vlerës 0.5τ . Kjo analizë na lejon të arrijmë në një konkluzion të rëndësishëm: Avantazhi i përdorimit të një rregullatori më të komplikuar për një proces me një kohë vonese dominuese, lidhet më shumë me gabimet në parashikimin e kohës së vonesës, sesa vlerën absolute të këtij parametri.

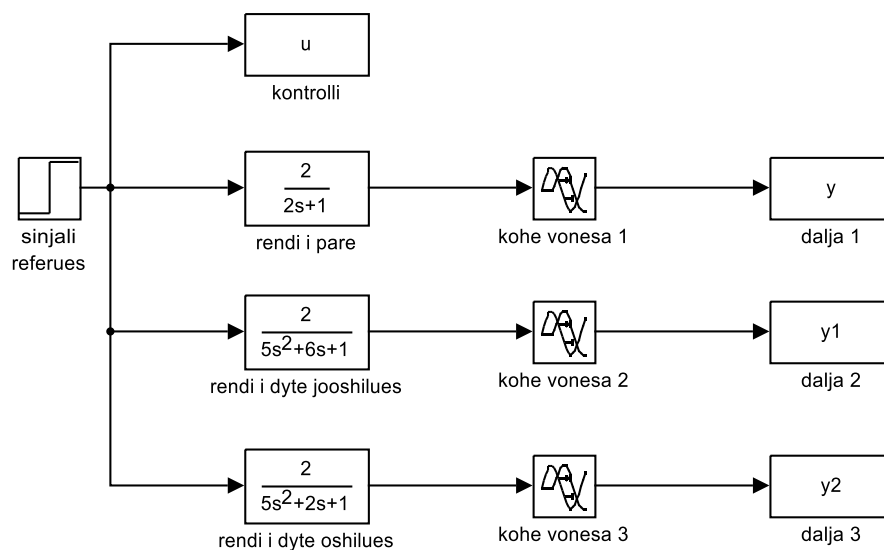
- Metoda grafike bazohet në gjetjen e zonave kufitare të qëndrueshmërisë duke përdorur pjesët reale dhe imagjinare të ekuacionit karakteristik të konturit të mbyllur. Metoda bazohet tërësisht në përgjigjet në frekuencë të proceseve, parametrat e të cilave mund të njihen ose jo, dhe nuk ka kufizime për rendin e procesit. Kurbat kufitare të qëndrueshmërisë vendosen në planet e ndërtuara duke përdorur si boshte koordinative koeficientët e rregullatorit *PID*. Nga simulimet e kryera arrijmë në konkluzionet që metoda e krijuar është efikase në gjetjen e të gjithë koeficientëve *PID* që sigurojnë qëndrueshmërinë e një sistemi të caktuar. Gjithashtu përdorimi i kriterëve të cilësisë si rezerva në amplitudë dhe rezerva në fazë, siguron karakteristika më robuste për sistemet e kontrollit dhe rezultojnë në përgjigje kalimtare me tregues cilësie shumë të mirë.
- Cilësia e përftuar për rastin e rregullatorit *jolinear fuzzy PID* është më e mirë se ajo e përftuar me rregullatorët *PID* klasikë, të trajtuar në pjesën e parë të simulimeve.
- Cilësia e kontrollit të sistemit me *rrjetë neurale* është më e mirë se ajo e përftuar me rregullatorët *PID*, të trajtuar në pjesën e parë të simulimeve.
- Bazuar në simulimet e kryera, arrijmë në konkluzionet që metodat e bazuara në *algoritmat inteligjente PSO dhe BFO* janë mjaft efikase në përfundimin e një cilësie kontrolli mjaft të mirë për proceset e rënde të larta dhe veçanërisht të proceseve të rënde të larta me kohë vonese. Në mënyrë specifike, kohët e ngritjes *tr* dhe kohët e stabilizimit *ts* reduktohen në mënyrë të konsiderueshme (respektivisht 6-12 herë dhe 6-15 herë), duke përftuar sisteme kontrolli që kanë përgjigje më të shpejta ndaj ndryshimeve në hyrje të sistemit. Nga simulimet e kryera, arrihet në konkluzionet që kriteret integrale të cilësisë *IGKt* dhe *IGAt*, janë funksionet më të mira për këto metoda, kur përdoren si funksione optimizimi për të gjetur vlerat optimale *Kp*, *Ki*, *Kd* të rregullatorëve *PID*. Nga rezultatet e përftuara, kriteri më i mirë integral që mund të përdoret në të dy algoritmet *PSO* dhe *BFO* është *IGKt*. Duke krahasuar rezultatet e përgjithshme nga zbatimi i algoritmeve inteligjente, konkludojmë që algoritmi *PSO* është më efikas dhe siguron një rregullim më të mirë të procesit sesa algoritmi *BFO*. Në shumicën e rasteve ai siguron një mbirregullim më të vogël në përgjigjen kalimtare të sistemit. Bazuar në simulimet, koha e llogaritjes për algoritmin *PSO* rezultojnë më e vogël se algoritmi *BFO* dhe kjo justifikohet edhe me faktin që algoritmi *PSO* ka një arkitekturë llogaritëse më të thjeshtë sesa algoritmi *BFO*.

7.2 Rekomandime për të ardhmen

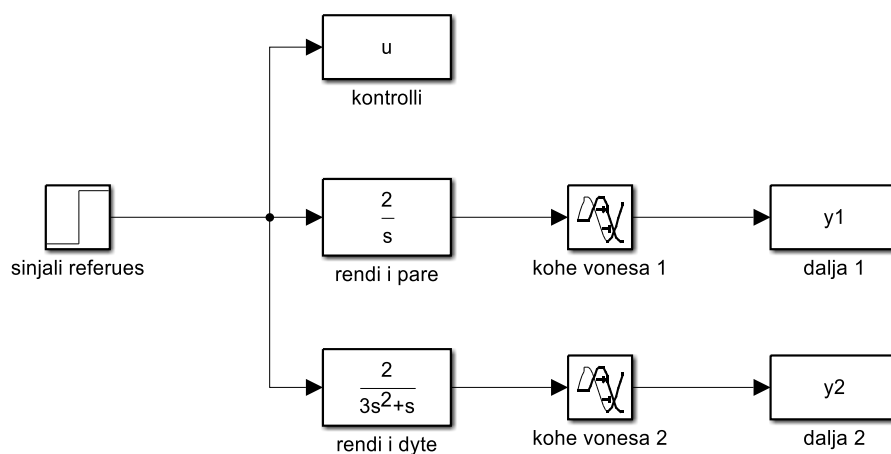
- Në vazhdim të punimit shkencor të kryer deri në këtë fazë, skemat e ndryshme të kontrollit të propozuara në këtë studim, mund të testohen dhe zbatohen fillimisht në ambiente laboratorit dhe më pas në procese reale.
- Rregullatorët inteligjentë si *fuzzy*, *rrjetat neurale* dhe *algoritmat PSO* dhe *BFO* mund të projektohen dhe zbatohen në rregullatorë të programueshëm siç janë paketat FPGA (field programmable gate arrays (ang.)). Projektimi, testimi dhe vlerësimi i rregullatorëve të ndryshëm në paketat FPGA realizohet lehtësisht me anë të softuerëve të dedikuar. Gjithashtu kostoja e këtyre paketave është shumë e ulët.
- M.q.s rregullatorët inteligjentë të propozuar, si *fuzzy*, *rrjetat neurale* dhe *algoritmat PSO* dhe *BFO*, janë adaptive dhe mund të përdoren për një fushë të gjerë modelesh të proceseve industriale, realizimi i këtyre rregullatorëve me anë të rregullatorëve të programueshëm FPGA, do të mund të uli ndjeshëm kostot e nevojshme për të realizuar skemat e kontrollit për proceset me vonesë kohe dhe jo vetëm.

A. SHTOJCË

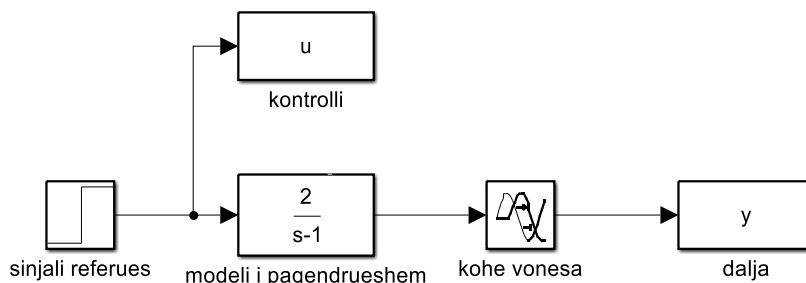
Blokskemat në Simulink-Matlab



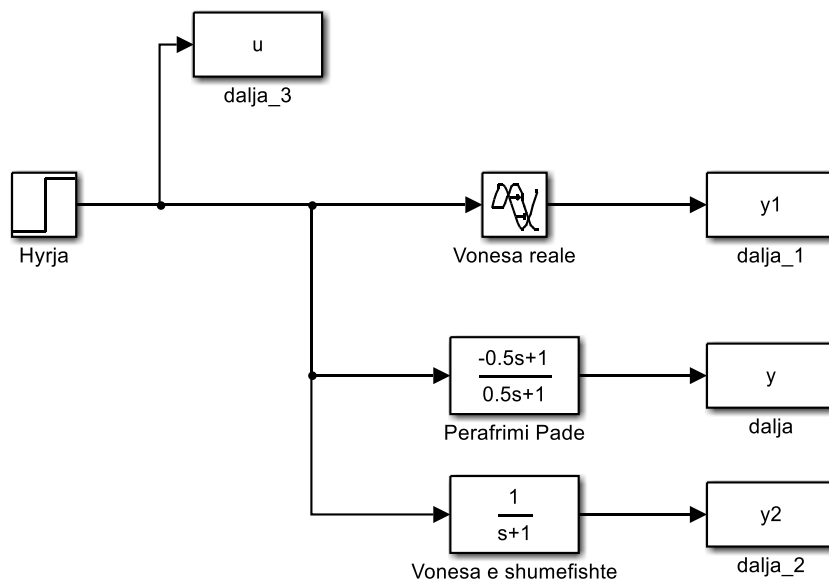
Blokskema për ndërtimin e grafikëve të figurës 2.1



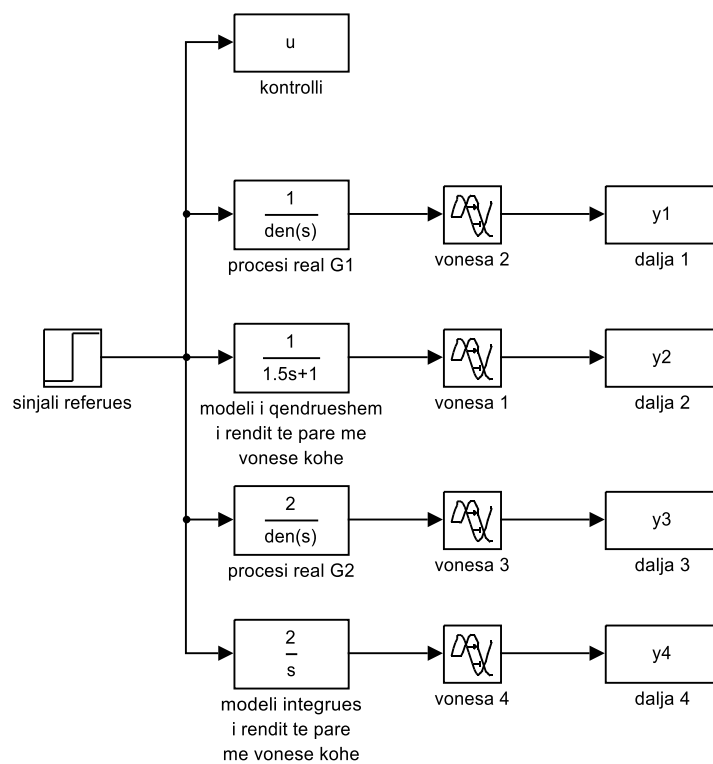
Blokskema për ndërtimin e grafikëve të figurës 2.2



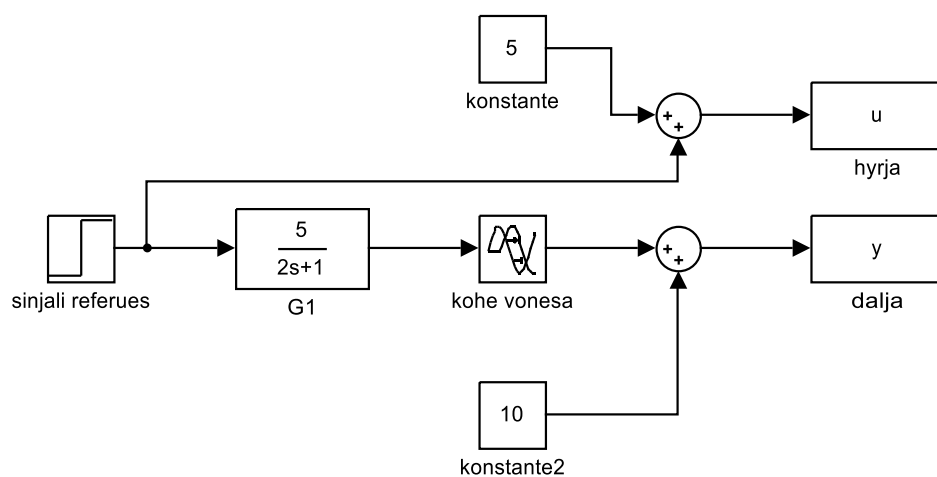
Blokskema për ndërtimin e grafikëve të figurës 2.3

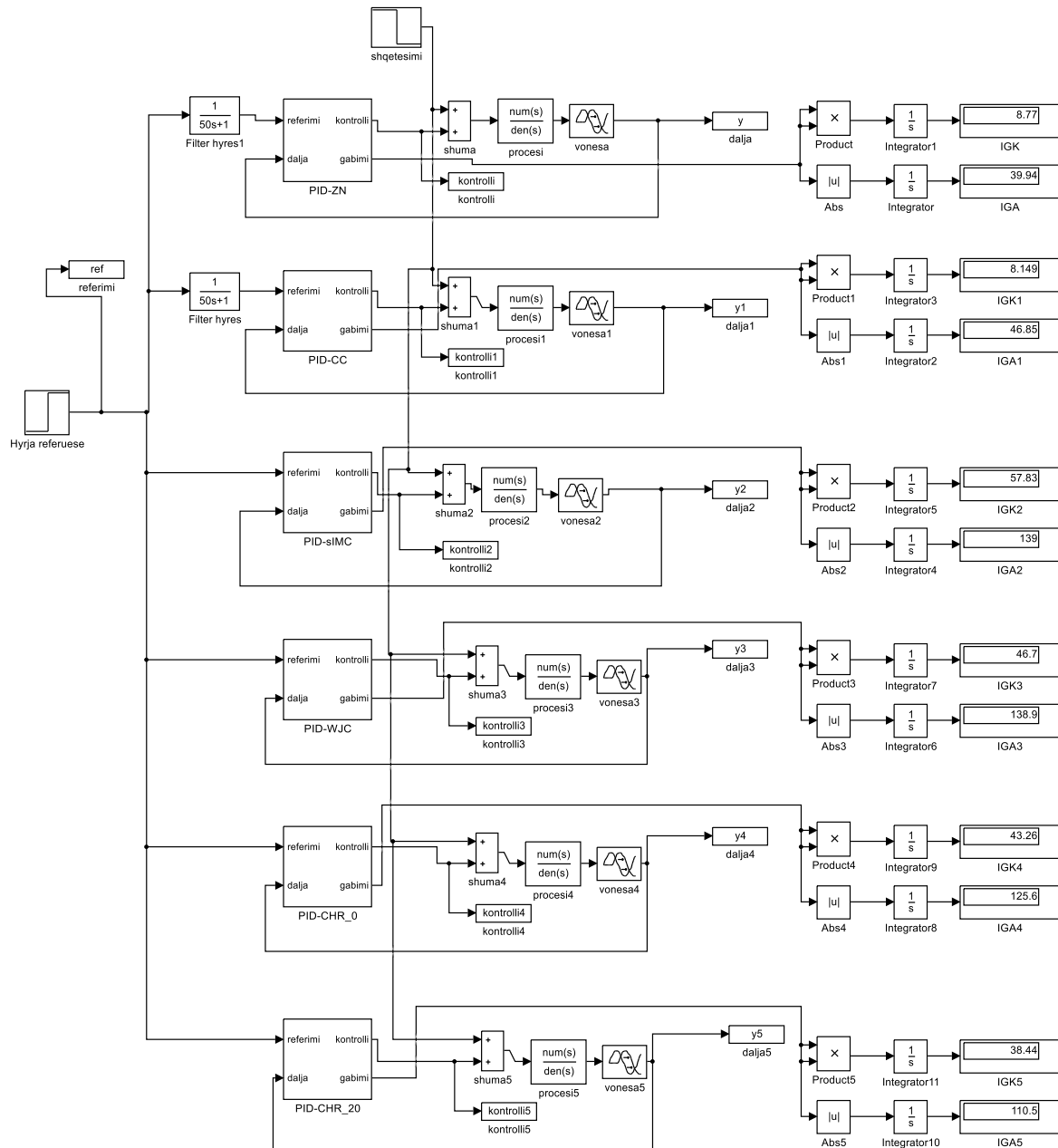


Blokskema e simulimit për figurën 2.6

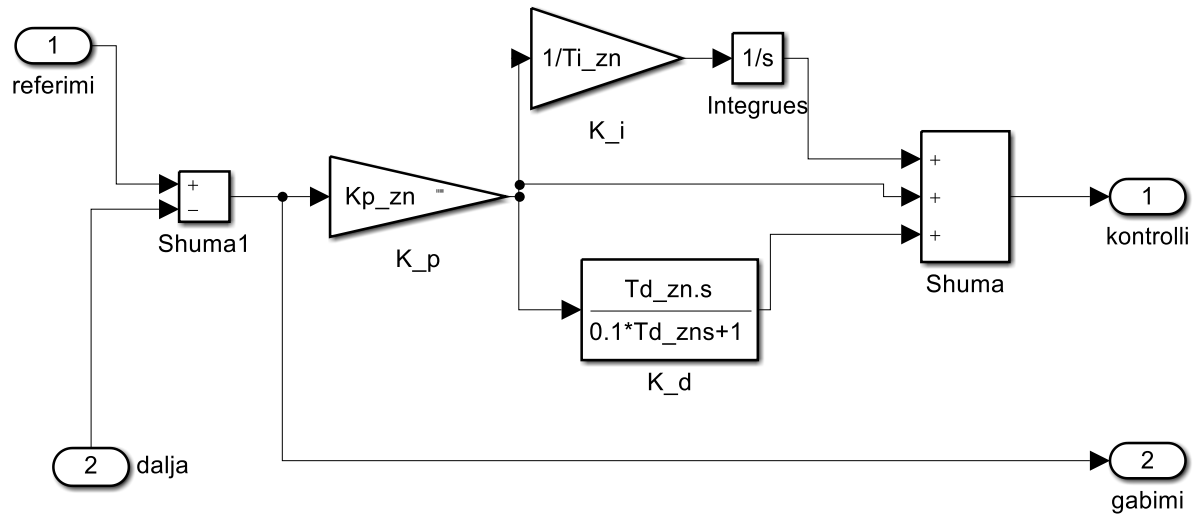


Modeli Simulink për ndërtimin e karakteristikave të përfuara në figurën 2.7

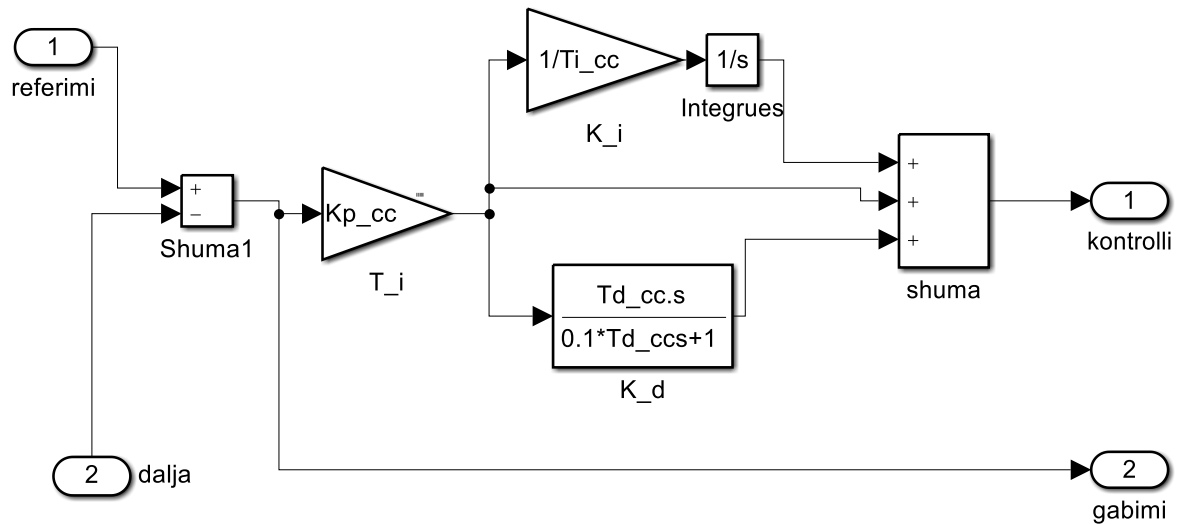
**Blokskema për ndërtimin e figurës 2.9**



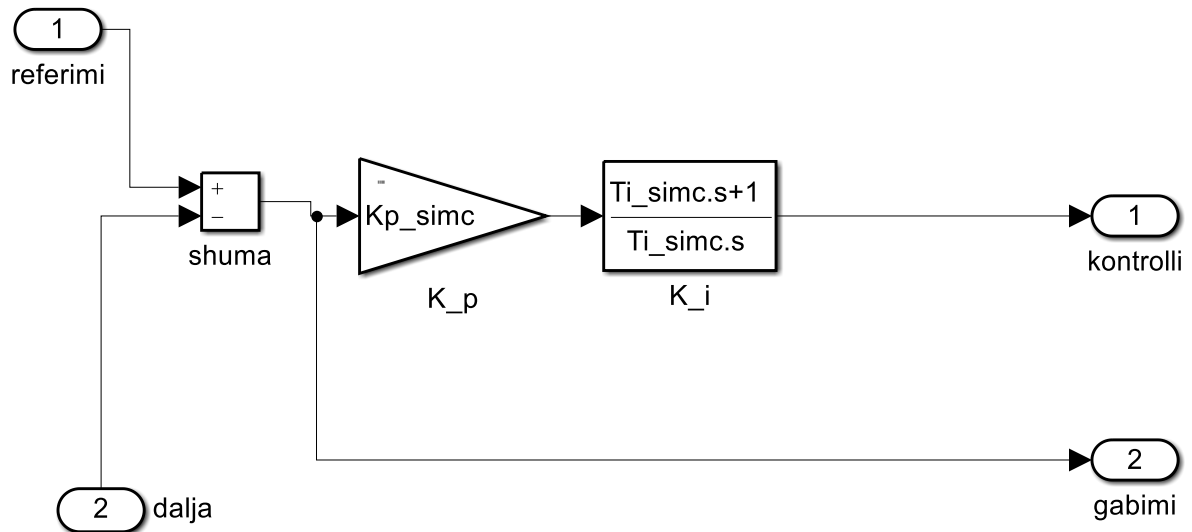
Blokskema për ndërtimin e figurës 4.2, 4.3, 4.4



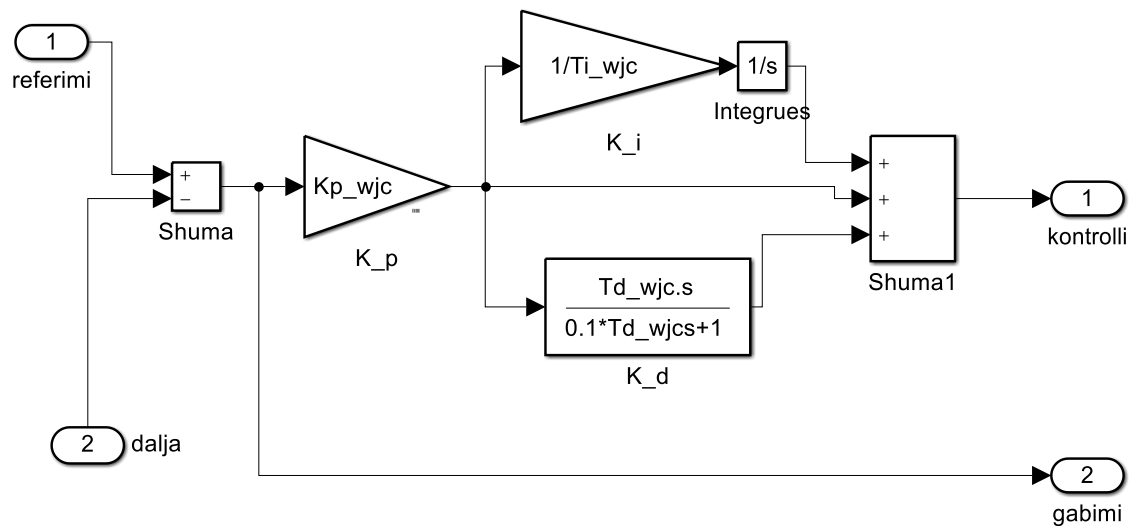
Rregullatori ZN-PID i figurës 4.2, 4.3, 4.4



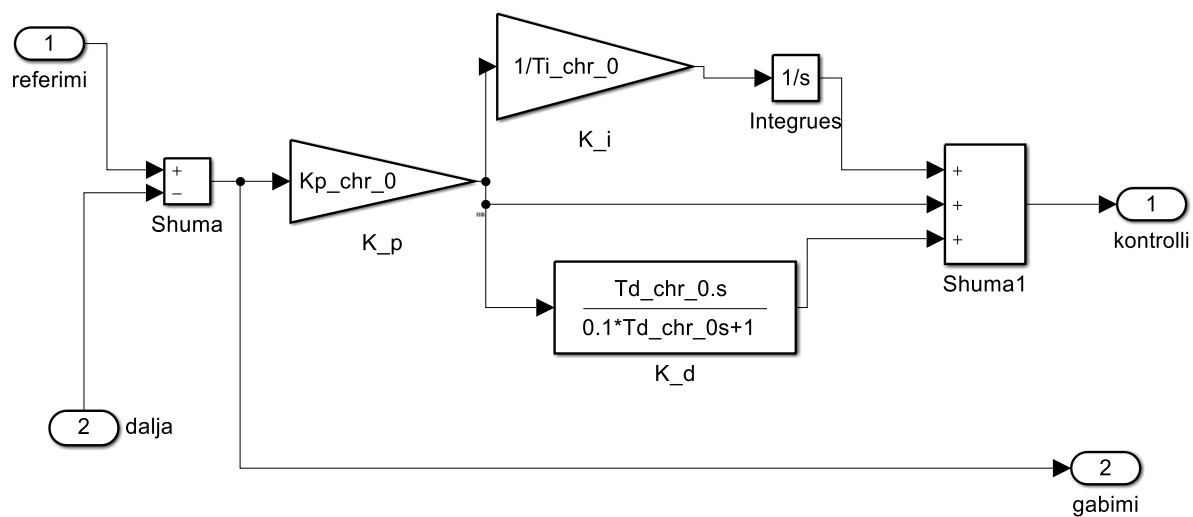
Rregullatori CC-PID i figurës 4.2, 4.3, 4.4



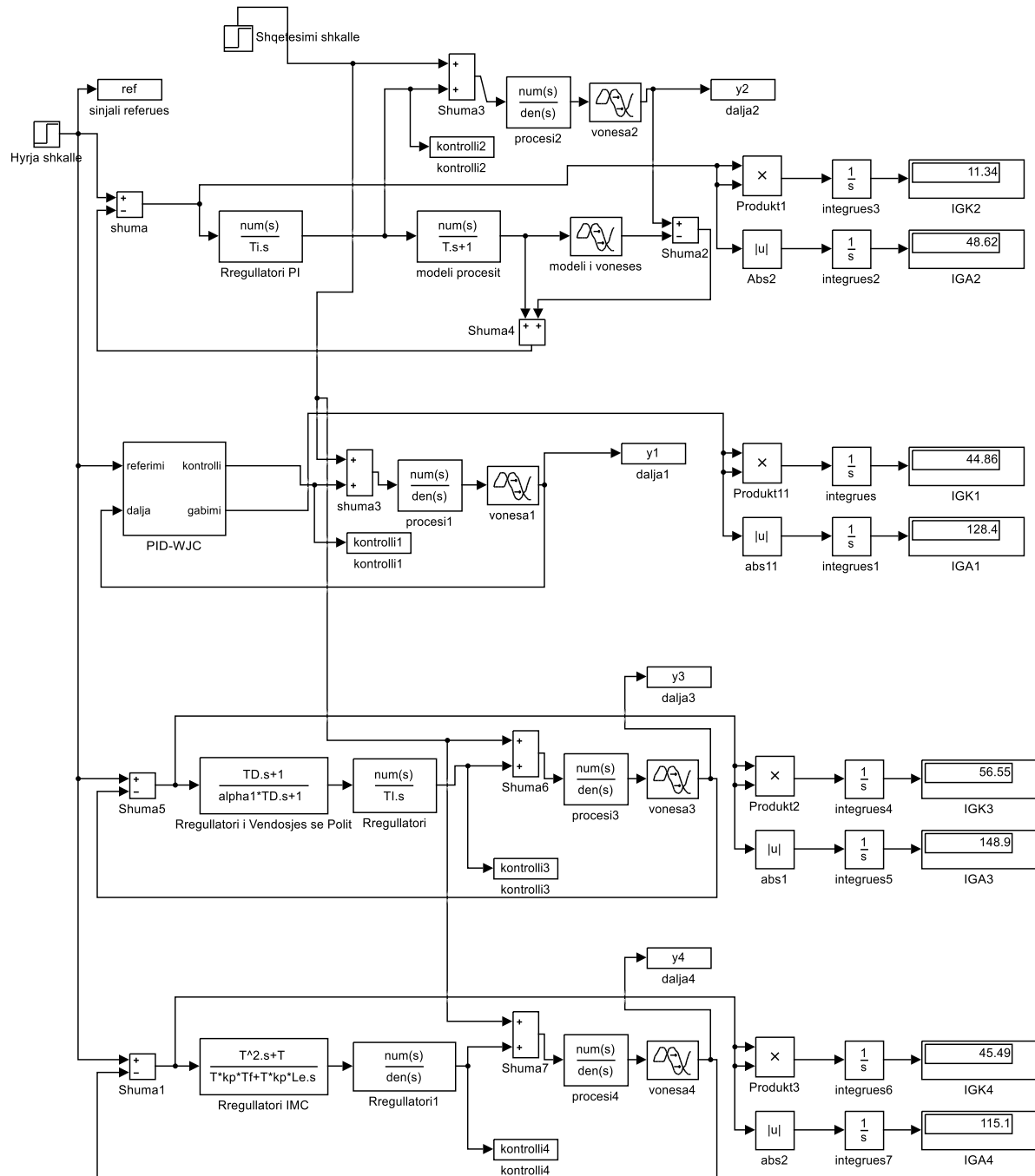
Rregullatori SIMC-PID i figurës 4.2, 4.3, 4.4



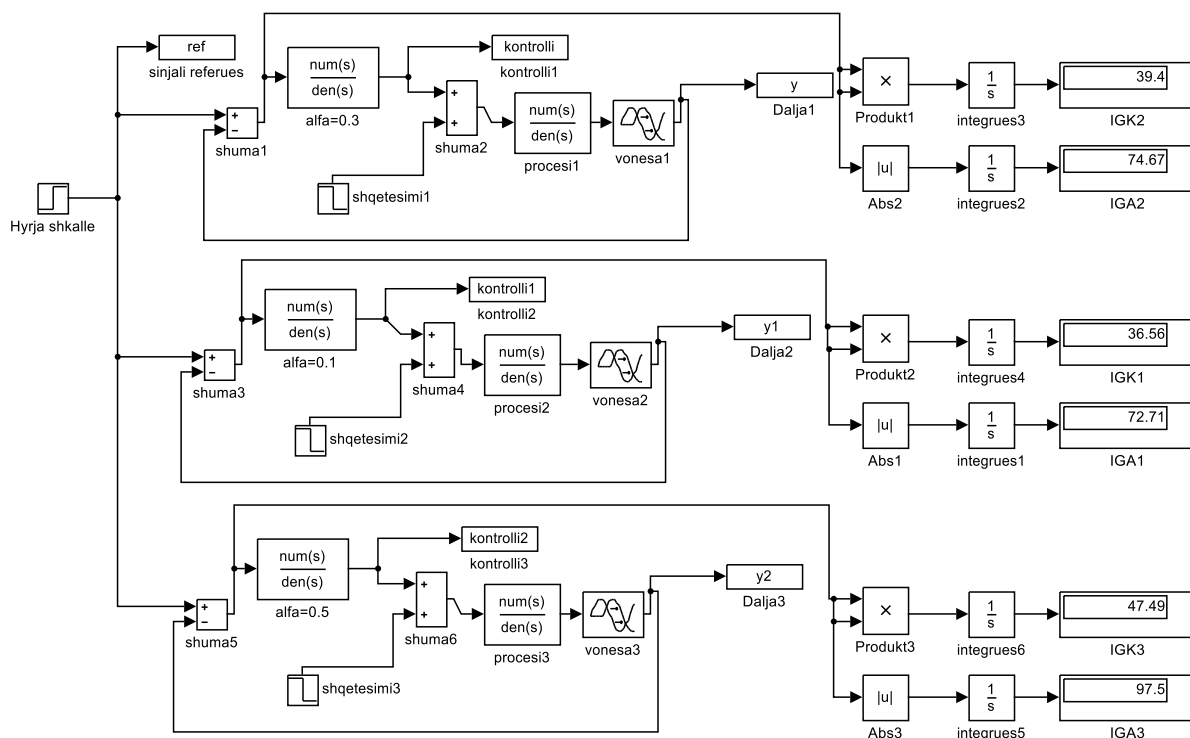
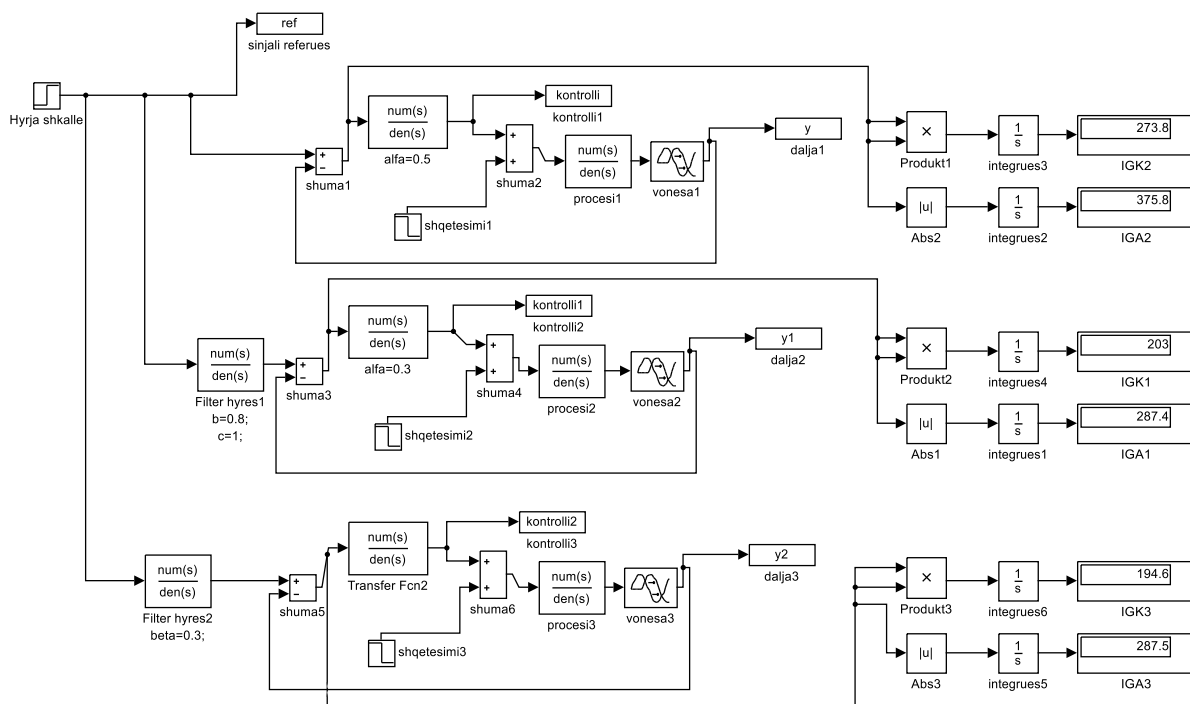
Rregullatori WJC-PID i figurës 4.2, 4.3, 4.4



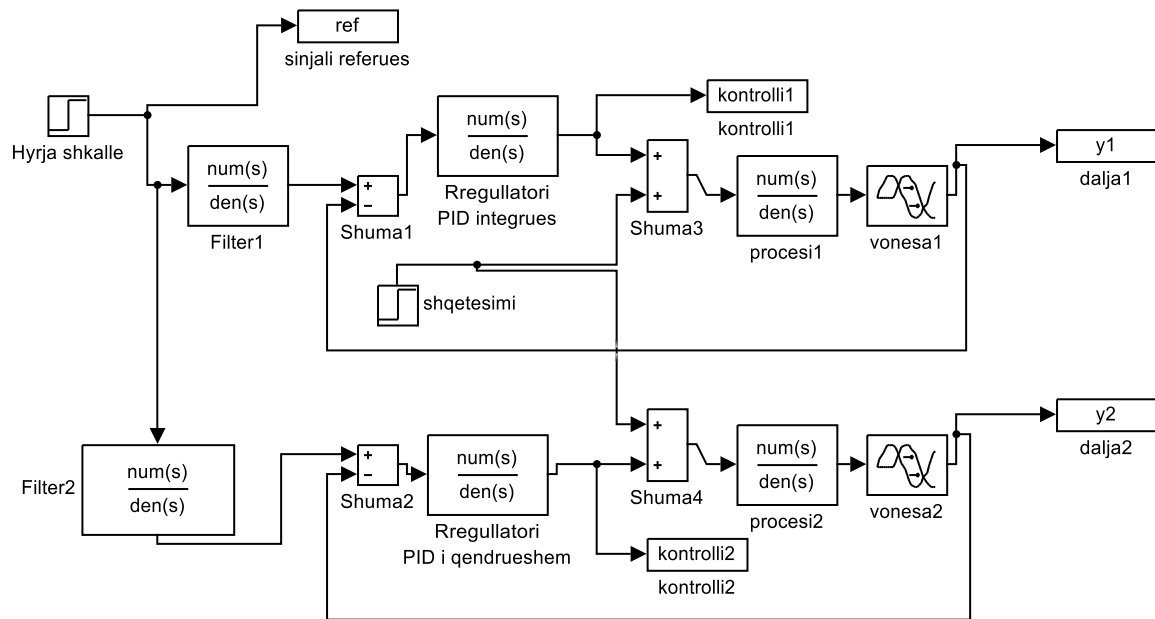
Rregullatori CHR-PID-0% dhe CHR-PID-20% i figurës 4.2, 4.3, 4.4



Krahasimi i metodave parashikuese në figurën 4.11,4.12,4.13


 Rregullimi robust për vlera të ndryshme të parametrit α në figurën 4.14


Rregullimi robust me rregullator PID me dy shkallë lirie në figurën 4.16



Kontrolli robust PID me bazë modelin e qëndrueshëm dhe me bazë modelin integrues në figurën

4.18

B. SHTOJCË

Kodet në Matlab për kryerjen e simulimeve dhe ndërtimin e figurave

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Programimi ne Matlab i pergjigjes kalimtare shkalle te modelit te rendit
te pare & te dyte te procesit
clear all
close all
% modeli Simulink
sim('simulimi_modeleve_te_gendrueshme')
% parametrat per figuren 2.1
plot(tout,y,tout,y1,tout,y2,tout,u,'--','LineWidth',2)
legend('modeli i rendit I','modeli i rendit II jooshilues','modeli i rendit
II oshilues','sinjali i
hyrjes','Location','SouthEast','FontSize',11,'FontWeight','bold',
'FontName','Arial')
axis([0 50 -0.2 3])
xlabel('koha (sek)', 'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('hyrja dhe
dalja','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
print -dmeta -r600 -s figura1.1.eps
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Programimi ne Matlab i pergjigjes kalimtare shkalle te modelit integrues
te procesit te rendit te pare dhe te dyte me vonese kohe
clear all
close all
% modeli Simulink
sim('simulimi_modeleve_integruese')
% parametrat per figuren 2.2
plot(tout,y1,tout,y2,tout,u,'--','LineWidth',2)
legend('modeli i rendit I','modeli i rendit II','sinjali i
hyrjes','Location','SouthEast','FontSize',11,'FontWeight','bold',
'FontName','Arial')
axis([0 50 -0.5 50])
xlabel('koha (sek)', 'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('hyrja dhe
dalja','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
print -dmeta -r600 -s figura1.3.eps
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Programimi ne Matlab i pergjigjes kalimtare shkalle te modelit te
%paqendrueshem
clear all
close all
% modeli Simulink
```

```
sim('simulimi_modelit_te_pagendrueshem')
% parametrat per figuren 2.3
plot(tout,y,tout,u,'--','LineWidth',2)
legend('modeli i pagendrueshem','sinjali i
hyrjes','Location','SouthEast','FontSize',11,'FontWeight','bold',
'FontName','Arial')
axis([0 20 -0.5 30])
xlabel('koha (sek)', 'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('hyrja dhe
dalja','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
print -dmeta -r600 -s figural.5.eps
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Krahasimi i modeleve te rendit te pare plus kohe vonese me funksionet
transmetuese reale te procesit
clear all
close all
% modeli Simulink
sim('perafrimi_rendeve_te_larta')
% parametrat per figuren 2.5
h=subplot(2,1,1);
plot(tout,y1,tout,y2,tout,u,'--','LineWidth',2)
legend('procesi real G_1','modeli i qendrueshem','sinjali i
hyrjes','Location','SouthEast','FontSize',11,'FontWeight','bold',
'FontName','Arial')
axis([0 30 -0.1 1.5])
xlabel('koha (sek)', 'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('hyrja dhe
dalja','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
title('procesi i qendrueshem', 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(2,1,2);
plot(tout,y3,tout,y4,tout,u,'--','LineWidth',2)
legend('procesi real G_2','modeli integrues','sinjali i
hyrjes','Location','SouthEast','FontSize',11,'FontWeight','bold',
'FontName','Arial')
axis([0 20 -0.5 15])
xlabel('koha (sek)', 'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('hyrja dhe
dalja','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
title('procesi integrues', 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
print -dmeta -r600 -s figural.7.eps
print -dmeta -r600 -s perafrimi_rendeve_te_larta.eps
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Programimi ne Matlab i identifikimit te modelit rendit te pare te procesit
clear all
close all
% modeli Simulink
sim('identifikimi_procesit')
% parametrat per figuren 2.9
plot(tout,y,'--',tout,u,'LineWidth',2)
legend('sinjali i daljes y','sinjali i hyrjes
u','Location','SouthEast','FontSize',11,'FontWeight','bold',
'FontName','Arial')
axis([0 50 0 25])
xlabel('koha (sek)', 'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('hyrja dhe
dalja','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
print -dmeta -r600 -s figura1.9.eps
print -dmeta -r600 -s identifikimi_procesit.eps
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Gabimi i modelimit te procesin e qendrueshem (figura 2.10)
clear all
close all
% percaktojme gabimet
dtau=0.3;
Tn=0.4;
Tek=0.3;
dK=[.1 .2];
dT=[.1 .2];
n=0;
for jj=1:2
    dt=dT(jj);
    for kk=1:2
        dk=dK(kk);
        n=n+1;
        ww=logspace(-2,2,300);
        for i=1:300
            w=ww(i);
            %error
            dG=(1+dk);
            dG=dG*((1+w*j*Tn)/((1+w*j*(Tn+dt))*(1+w*j*Tek)));
            dG=dG*exp(-w*j*dtau)-1;
            er(n,i)=abs(dG);
        end
    end
end
% parametrat per figuren
h=subplot(1,1,1);
loglog(ww,er(1,:),ww,er(2,:), '--',ww,er(3,:), ':',ww,er(4,:), '-
.', 'LineWidth',2)
legend('\deltaT=0.1, \deltaK=0.1', '\deltaT=0.1, \deltaK=0.2', '\deltaT=0.2,
\deltaK=0.1', '\deltaT=0.2,
\deltaK=0.2', 'Location', 'SouthEast', 'FontSize',11, 'FontWeight', 'bold',
'FontName', 'Arial')
axis([10^(-2) 10^(2) 10^(-1) 10^(0.3)])
```

```
xlabel('frekuenca e normuar', 'FontSize',  
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial');  
ylabel('amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial');  
ax = gca;  
ax.FontSize = 11;  
ax.FontWeight = 'bold';  
ax.FontName = 'Arial';  
print -dmeta -r600 -s figura1.13.eps  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%Gabimi i modelimit per procesin integruess (figura 2.11)  
clear all  
close all  
% percaktimi i gabimeve  
dtau=0.20;  
dK=[.1 .2];  
Tek=[.5 1];  
n=0;  
for jj=1:2  
    tu=Tek(jj);  
    for kk=1:2  
        dk=dK(kk);  
        n=n+1;  
        ww=logspace(-2,2,300);  
        for i=1:300  
            w=ww(i);  
            %error  
            dG=(1+dk);  
            dG=dG/(1+w*j*tu);  
            dG=dG*exp(-w*j*dtau)-1;  
            er(n,i)=abs(dG);  
        end  
    end  
end  
% parametrat per figuren  
h=subplot(1,1,1);  
loglog(ww,er(1,:),ww,er(2,:), '--', ww,er(3,:), ':', ww,er(4,:), '-  
.', 'LineWidth', 2)  
legend('\deltaK=0.1, T_e_k=0.5', '\deltaK=0.2, T_e_k=0.5', '\deltaK=0.1,  
T_e_k=1', '\deltaK=0.2,  
T_e_k=1', 'Location', 'SouthEast', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold',  
'FontName', 'Arial')  
axis([10^(-2) 10^(2) 10^(-1) 10^(0.3)])  
xlabel('frekuenca e normuar', 'FontSize',  
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial');  
ylabel('amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial');  
ax = gca;  
ax.FontSize = 11;  
ax.FontWeight = 'bold';  
ax.FontName = 'Arial';  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
% ndertimi i figures 2.5  
clear all
```

```

close all
% krijimi i bandes se frekuencave
w=logspace(-2,2,1000);
tau=1;
% percaktimi G1(s)
num1=1;
den1=exp(-tau);

% percaktimi G2(s)
num2=1;
den2=[1 1];
% Percaktimi P1(s)
num3=[-0.5 1];
den3=[0.5 1];
% llogaritja e pergjigjes ne frekuence
[m1,f1]=bode(num1,den1,w);
[m2,f2]=bode(num2,den2,w);
[m3,f3]=bode(num3,den3,w);
% faza ne grade
L1=tau*180/pi;
f_at=-L1*w';
% llogaritja e fazes
f2=f2+f_at;
f3=f1+f_at;
% figurat
h=subplot(2,1,1);
loglog(w,m2,'-.',w,m3,'--','LineWidth',2)
axis([.01 10 .1 10])
legend('Vonesa e shumefishte','Perafrimi Padé')
xlabel('frekuenca','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('amplituda','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');

h=subplot(2,1,2);
semilogx(w,f_at,'-',w,f2,'--',w,f3,'-.','LineWidth',2)
axis([.01 10^-300 0])
legend('Vonesa reale','Vonesa e shumefishte','Perafrimi Padé','Location','SouthEast','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
xlabel('frekuenca','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('faza','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');

ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% figura 2.6 krahasimi i rendeve te larta te perafrimit Pade
clear all
close all
s=tf('s');
G=exp(-s)*1/(s+1);
P11=pade(G,1);
P22=pade(G,2);
P33=pade(G,3);
P44=pade(G,4);
P55=pade(G,5);

```

```
t=10;
step(t,G,P11,P22,P33,P44,P55)
legend('G','P_11','P_22','P_33','P_44','P_55','Location','SouthEast','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
xlabel('koha(sek)', 'FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('dalja', 'FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Ndertimi i figures 3.2
clear all
close all
G1 = tf(5,[1,2]);
G2 = tf(5,[1,2],'InputDelay',0.5);
figure(1),
subplot(1,3,1)
num=5;den=[1 2];delay=0.5;w=0.2;
G=tf(num,den,'OutputDelay',delay);
t=0:.5:100;um=1;up=0;
u=um*sin(w*t+up);
[mag,pha]=bode(G,w);pha=pha*pi/180;
ym=um*mag;yp=up+pha;
y=ym*sin(w*t+yp);
axis([0 70 -2 2])
plot(t,u,t,y,t,t-t,':');hold on
xlabel('Koha [sek]');
text(30,1,'u(t)'); text(37,2,'y(t)');
hold on
subplot(1,3,2)
bode (G1,G2)
legend ('G_1','G_2')
hold on
subplot(1,3,3)
G1 = tf(5,[1,2]);
G2 = tf(5,[1,2],'InputDelay',0.5);
nyquist (G1,G2)
legend ('G_1','G_2')
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%ndertimi i figures 3.3
clear all
s = tf('s');
delay = exp(-93.9*s);
sys_pade = pade(delay,3);
G = tf(5.6,[40.2 1]);% procesi pa vonesë
G_pade=G*sys_pade;
R= 0.1 * (1 + tf(1,[100 0]));% rregullatori PI

% Funksioni transmetues i konturit te mbyllur
%T = feedback(G_pade*R,1);
```

```

L = G_pade*R;%funksioni transmetues per gjendjen e hapur
S = 1/(1+L);%funksioni transmetues sipas shmangies
T = 1-S;

figure(1);clf;
[mag1,pha1,w]=bode(L);
[mag2,pha2]=bode(S,w);
[mag3,pha3]=bode(T,w);
subplot(2,1,1)
loglog(w,mag1(:),w,mag2(:),w,mag3(:))
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
plot(w,w./w,':')
legend('|L|', '|S|', '|T|')
hold off

subplot(2,1,2)
semilogx(w,pha1(:),w,pha2(:),w,pha3(:),w,-180*w./w,':')
xlabel('Frekuenca (rad/s)','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Faza','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('Faza L','Faza S','Faza T')

ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
print -dmeta -r600 -s figural.19.eps

% Gjetja e GM, PM dhe vlerave maksimale
[Gm,Pm,W180,Wc]=margin(L)
[norm_S,ws]=norm(S,inf,1e-4)
[norm_T,wt]=norm(T,inf,1e-4)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%Seksioni 4.2.6 Krahاسimi i metodave klasike PID
%%% ZN, CC, S-IMC-PID, WJC, CHR_0%, CHR_10%
%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
%koha e simulimit
tsim=2000;
tper=1000;
% percaktimi i modelit te procesit me vonese kohe
numP=1.33;
denP=[1140 1];
% vonesa e kohes se procesit
K=1.33;
tau=30;
T=1140;
%%%%%%%%%%%%
% metoda ZN
a=K*tau/T;
Kp_zn=1.2/a;

```

```
Ti_zn=2*tau;
Td_zn=tau/2;
%%rregullatori ZN
Gr_zn=tf([Kp_zn],[1]) + tf([Kp_zn],[Ti_zn 0]) + tf(Kp_zn*Td_zn*[1
0],[0.1*Td_zn 1]);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% metoda SIMC
Kp_simc=(0.5*T)/(K*tau);
Ti_simc=min(T,8*tau);
% Rregullatori SIMC
Gr_simc=tf(Kp_simc*[Ti_simc 1],[Ti_simc 0]);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Metoda CC
Kp_cc=(1.35/a)*(1+(0.18*tau)/(1-tau));
Ti_cc=((2.5-2*tau)/(1-0.39*tau))*tau;
Td_cc=0.37*(1-tau)*tau/(1-0.81*tau);
% Rregullatori CC-PID
Gr_cc=tf([Kp_cc],[1]) + tf([Kp_cc],[Ti_cc 0]) + tf(Kp_cc*Td_cc*[1
0],[0.1*Td_cc 1]);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Metoda CHR
%Per mbirregullim 0%
Kp_chr_0=0.6/a; Ti_chr_0=T; Td_chr_0=0.5*tau;
%Per mbirregullim 20%
Kp_chr_20=0.95/a;Ti_chr_20=1.4*T; Td_chr_20=0.47*tau;
%%rregullatori CHR
%Per mbirregullim 0%
Gr_chr_0=tf([Kp_chr_0],[1]) + tf([Kp_chr_0],[Ti_chr_0 0]) +
tf(Kp_chr_0*Td_chr_0*[1 0],[0.1*Td_chr_0 1]);
%Per mbirregullim 20%
Gr_chr_20=tf([Kp_chr_20],[1]) + tf([Kp_chr_20],[Ti_chr_20 0]) +
tf(Kp_chr_20*Td_chr_20*[1 0],[0.1*Td_chr_20 1]);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Metoda WJC
Kp_wjc=((0.7303+0.5307*T/tau)*(T+0.5*tau))/(K*(T+tau)); Ti_wjc=T+0.5*tau;
Td_wjc=0.5*tau*T/(T+0.5*tau);
%%Rregullatori WJC
Gr_wjc=tf([Kp_wjc],[1]) + tf([Kp_wjc],[Ti_wjc 0]) + tf(Kp_wjc*Td_wjc*[1
0],[0.1*Td_wjc 1]);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
sim('krahاسimi_metodave_PID');
% parametrat e figures
h=subplot(2,1,1);
plot(t,y,t,y1,t,y2,t,y3,t,y4,t,y5,'LineWidth',2)
legend('ZN-PID','CC-PID','S-IMC-PID','WJC-PID','CHR_0_%-PID','CHR_2_0_%-
PID','Location','SouthEast')
xlabel('koha (sek)', 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('sinjali referues dhe dalja', 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
h=subplot(2,1,2);
plot(t,kontrolli,t,kontrolli1,t,kontrolli2,t,kontrolli3,t,kontrolli4,t,kont
rolli5,'LineWidth',2)
legend('ZN-PID','CC-PID','S-IMC-PID','WJC-PID','CHR_0_%-PID','CHR_2_0_%-
PID','Location','SouthEast')
xlabel('koha (sek)', 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('sinjali i kontrollit', 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
```

```

ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
print -dmeta -r600 -s figura4.1.eps
%%%%%% llogaritja e robusticitetit
s=tf('s');
Gp=exp(-30*s)*1.33/(1140*s+1);
P22=pade(Gp,2);
%%
% max i M=(1+CG)^-1 per te gjitha metodat
% ZN
M=(1+Gr_zn*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_zn=max(m)
% CC
M=(1+Gr_cc*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_cc=max(m)
% S-IMC
M=(1+Gr_simc*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_simc=max(m)
% WJC
M=(1+Gr_wjc*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_wjc=max(m)
% CHR_0%
M=(1+Gr_chr_0*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_chr_0=max(m)
% CHR_20%
M=(1+Gr_chr_20*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_chr_20=max(m)
%%%%%%%%
%%karakteristikat ne fushen e kohes
stepinfo(y),
stepinfo(y1),stepinfo(y2),stepinfo(y3),stepinfo(y4),stepinfo(y5)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Krahasimi i metodave Parashikuesi Smith, Vendorsja e Polit, IMC dhe WJC
% (seksioni 4.4.4)
clear all
close all
% Procesi i temperatures
tau=30;
eme=[1400 1];
num=1.33;
% modeli
Le=30;
kp=1.33;
T=1400;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Metoda WJC
Kp_wjc=((0.7303+0.5307*T/Le)*(T+0.5*Le))/(kp*(T+Le)); Ti_wjc=T+0.5*Le;
Td_wjc=0.5*Le*T/(T+0.5*Le);

```

```
%%%Rregullatori WJC
Gr_wjc=tf([Kp_wjc],[1]) + tf([Kp_wjc],[Ti_wjc 0]) + tf(Kp_wjc*Td_wjc*[1
0],[0.1*Td_wjc 1]);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Parashikuesi Smith
% Rregullatori PI
kc=50;
Ti=1400;
% modeli i kohes se voneses
Le=30;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Metoda e vendosjes se polit
TI=T; TD=0.5*Le;
% Amplifikimi Kc=Kc1
T0=25;
kx1=(2*T)/((4*T0+Le)*kp);
alpha1=(4*T0*T0)/((4*T0+Le)*Le);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Metoda IMC
Tf=20;
kx2=T/(kp*(Le+Tf));
TI=T; TD=0.5*Le; alpha2=Tf/(Le+Tf);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% simulimi
tsim=2000;
tstep=5;
tper=1000;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
sim('krahاسimi_smith_pid');
% parametrat e figures
h=subplot(2,1,1);
plot(t,y1,t,y2,t,y3,t,y4,t,ref,':','LineWidth',2)
legend('WJC-PID','Parashikuesi Smith','Vendosja e
Polit','IMC','referimi','Location','SouthEast')
xlabel('koha (sek)','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('sinjali referues dhe dalja','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
h=subplot(2,1,2);
plot(t,kontrolli1,t,kontrolli2,t,kontrolli3,t,kontrolli4,'LineWidth',2)
legend('WJC-PID','Parashikuesi Smith','Vendosja e
Polit','IMC','Location','NorthEast')
ylabel('sinjali i kontrollit','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
xlabel('koha (sek)','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5
llogaritja e robusticitetit
s=tf('s');
Gp=exp(-30*s)*1.33/(1140*s+1);
P22=pade(Gp,2);
%
```

```

% max i M=(1+CG)^-1 per te gjitha metodat
% Smith
Gr_smith1=kc*(T*s+1);
Gr_smith2=(T*s)+kc*kp*(1-exp(-Le*s));
Gr_smith=Gr_smith1/Gr_smith2
M=(1+Gr_smith*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_smith=max(m)
% WJC
M=(1+Gr_wjc*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_wjc=max(m)
%%Vendosja e Polit
Gr_pol1=(kx1*(T*s+1))/(T*s);
Gr_pol2=(1+0.5*Le*s)/(0.5*alpha1*Le*s);
Gr_pol=Gr_pol1*Gr_pol2;
M=(1+Gr_pol*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_pol=max(m)
%%IMC
Gr_imc1=T/((Tf+Le)*kp);
Gr_imc2=(T*s+1)/(T*s);
Gr_imc3=(0.5*Le*s+1)/((Tf+Le+0.5*Tf*Le*s)/(Tf+Le));
Gr_imc=Gr_imc1*Gr_imc2*Gr_imc3;
M=(1+Gr_imc*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_imc=max(m)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5
%%%%%%%%
%%karakteristikat ne fushen e kohes
stepinfo(y1),stepinfo(y2),stepinfo(y3),stepinfo(y4)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%rregullimi robust per vlera te ndryshme te parametrizimit alfa
%%% figura 4.14
clear all
close all
% koha e simulimit
tsim=2500;
tstep=5;
% procesi dhe modeli
%procesi
num=5.6;
eme=[40.2 1];
tau=93.9;
% model me Tn=45, taun=95 dhe kn=5.6
taue=95;
T=45;
Kp=5.6;
% rregullimi PID pa filter ne sinjalin referues
alfa1=0.1;
T0=(sqrt(alfa1^2+alfa1)+alfa1)*taue/2;
kx=(2*T)/((4*T0+taue)*Kp)
kx01=kx;
numCel=kx*conv([T 1],[taue/2 1]);
denCel=conv([T 0],[alfa1*taue/2 1]);
Gr_1=tf(numCel,denCel)

```

```
%%
alfa1=0.3;
T0=(sqrt(alfa1^2+alfa1)+alfa1)*taue/2;
kx=(2*T)/((4*T0+taue)*Kp)
kx03=kx;
numCe=kx*conv([T 1],[taue/2 1]);
denCe=conv([T 0],[alfa1*taue/2 1]);
Gr_2=tf(numCe,denCe)
%%
alfa1=0.5;
T0=(sqrt(alfa1^2+alfa1)+alfa1)*taue/2;
kx=(2*T)/((4*T0+taue)*Kp)
kx05=kx;
numCe2=kx*conv([T 1],[taue/2 1]);
denCe2=conv([T 0],[alfa1*taue/2 1]);
Gr_3=tf(numCe2,denCe2)
sim('krahاسimi_robust_alfa');
% parametrat e figurave
h=subplot(2,1,1);
plot(t,y1,t,y,t,y2,t,ref,':','LineWidth',2)
legend('y per \alpha=0.1','y per \alpha=0.3','y per
\alpha=0.5','referimi','Location','SouthEast')
xlabel('koha (sek)','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('sinjali referues dhe dalja','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
h=subplot(2,1,2);
plot(t,kontrolli1,t,kontrolli,t,kontrolli2,'LineWidth',2)
legend('u per \alpha=0.1','u per \alpha=0.3','u per
\alpha=0.5','Location','SouthEast')
xlabel('koha (sek)','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('sinjali i kontrollit','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5
%%%%%%%%% llogaritja e robusticitetit
s=tf('s');
Gp=exp(-95*s)*5.6/(45*s+1);
P22=pade(Gp,2);
%%%
% alfa=0.1
M=(1+Gr_1*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_1=max(m)
% alfa=0.3
M=(1+Gr_2*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_2=max(m)
% alfa=0.5
M=(1+Gr_3*P22)^(-1);
[m,f]=bode(M);
M_3=max(m)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5
```

```

%%karakteristikat ne fushen e kohes
stepinfo(y1),stepinfo(y),stepinfo(y2)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% Rregullimi robust me PID me filtra ne sinjalin referues
%%% figura 4.16
clear all
close all
% koha e simulimit
tsim=2500;
tstep=5;
% procesi dhe modeli
%procesi
num=5.6;
eme=[40.2 1];
tau=93.9;
% model me Tn=45, taun=95 dhe kn=5.6
taue=95;
T=45;
Kp=5.6;
% rregullimi PID pa filter ne sinjalin referues
alfa1=0.5;
T0=(sqrt(alfa1^2+alfa1)+alfa1)*taue/2;
kx=(2*T)/((4*T0+taue)*Kp);
numCe=kx*conv([T 1],[taue/2 1]);
denCe=conv([T 0],[alfa1*taue/2 1]);
% rregullimi PID me filter ne sinjalin referues
alfa1=0.3;
T0=(sqrt(alfa1^2+alfa1)+alfa1)*taue/2;
kx=(2*T)/((4*T0+taue)*Kp);
numCe1=kx*conv([T 1],[taue/2 1]);
denCe1=conv([T 0],[alfa1*taue/2 1]);
% percaktimi i filterit
b=0.8;
c=1;
numW1=[0.5*c*T*taue b*(T+0.5*taue) 1];
denW1=conv([T 1],[taue/2 1]);
F1=tf(numW1,denW1)
% percaktimi i filterit
beta=0.3;
Tr=taue/2;
numW2=[beta*Tr 1];
denW2=[Tr 1];
F2=tf(numW2,denW2)
sim('filters_PID');
% parametrat e figurave
h=subplot(2,1,1);
plot(t,y,t,y1,t,y2,t,ref,':','LineWidth',2)
legend('y per \alpha=0.5','y per \alpha=0.3, b=0.8','y per
\beta=0.3','referimi','Location','SouthEast')
xlabel('koha (sek)', 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('sinjali referues dhe dalja', 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';

```

```
ax.FontName='Arial';
h=subplot(2,1,2);
plot(t,kontrolli,t,kontrolli1,t,kontrolli2,'LineWidth',2)
legend('u per \alpha=0.5','u per \alpha=0.3, b=0.8','u per
\beta=0.3','Location','SouthEast')
xlabel('koha (sek)', 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('sinjali i kontrollit', 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%karakteristikat ne fushen e kohes
stepinfo(y),stepinfo(y1),stepinfo(y2)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% Rregullimi robust me PID per proceset me konstante kohe dominuese me
%%% ane te metodave te rregullimit me modele te qendrueshme dhe integruese
%%% seksioni 4.5.7
clear all
close all
%koha e simulimit
tsim=2000;
td=1000;
% procesi dhe modeli
%procesi G(s) i qendrueshem me konstante kohe dominuese
% tau=30; T=1400
num=1.33;
T=1400;
eme=[T 1];
tau=30;
% rasti i pare i simulimit
%modeli integrues Kv=Kp/T dhe taun=30
taui=30;
kv=1/T;
% rregullimi
gamma=0.7;
Tf=0.5*gamma*taui %tabela 23
f=(gamma+sqrt(gamma*gamma+gamma))/2 %ekuacioni (94)
Kc=(kv*taui^2)^(-1)*(1+3/(1+4*f)); %tabela 23
TI=2*taui*(1+f); %tabela 23
TITD=0.25*taui^2*(4+gamma*(1+4*f)); %tabela 23
Ki=Kc/TI; %tabela 23
numCi=Ki*[TITD TI 1];
denCi=[Tf 1 0];
G_integrues=tf(numCi,denCi); % funksioni transmetues i rregullatorit
% filtri ne sinjalin referues
cc=0.7;
bb=0.45;
numWi=[cc*TITD bb*TI 1];
denWi=[TITD TI 1];
G_filter=tf(numWi,denWi);

% rasti i dyte i simulimit
```

```

% model i qendrueshem with T=1400 and taun=30 and k=1.33
taue=30;
T=1400;
Kp=1.33;
% rregullimi PID pa filter ne sinjalin referues
alfa1=0.3;
T0=(sqrt(alfa1^2+alfa1)+alfa1)*taue/2
kx=(2*T)/((4*T0+taue)*Kp)
numCe=kx*conv([T 1],[taue/2 1]);
denCe=conv([T 0],[alfa1*taue/2 1]);
G_qendrueshem=tf(numCe,denCe); % funksioni transmetues i rregullatorit
% filtri ne sinjalin referues
b=1;
c=1;
numWe=[0.5*c*T*taue b*(T+0.5*taue) 1];
denWe=conv([T 1],[taue/2 1]);
F1=tf(numWe,denWe)
sim('kontrolli_robust_gama');

h=subplot(2,1,1);
plot(t,y1,t,y2,t,ref,':','LineWidth',2)
legend('y per PID integrues','y per PID te
qendrueshem','referimi','Location','SouthEast')
xlabel('koha (sek)','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('sinjali referues dhe dalja','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

h=subplot(2,1,2);
plot(t,kontrolli1,t,kontrolli2,'LineWidth',2)
legend('u per PID integrues','u per PID te
qendrueshem','Location','NorthEast')
xlabel('koha (sek)','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ylabel('sinjali i kontrollit','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial');
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5
%%karakteristikat ne fushen e kohes
stepinfo(y1),stepinfo(y2)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%llogaritja e zones (Kp,Ki)
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=5.6/(40.2*s+1);
Td=93.9;

```

```
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.0001:0.1;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kis1=-w'.*Id./(magGd.^2);
h=subplot(1,3,1);
plot(Kps1,Kis1,'r','LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis([0 0.4 0 0.004])
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per procesin G1','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.1;
y = 0.0015;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.2;
y = 0.0035;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=0.1;
Ki1=0.0015;
Gc1=Kp1 +Ki1/s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
step(g1)
xlabel('Koha (sek)','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_1','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,3);
Kp2=0.2;
Ki2=0.0035;
Gc2=Kp2 +Ki2/s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
step(g2)
xlabel('Koha (sek)','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
```

```

title('Pergjigja kalimtare per procesin G_1','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=1.33/(1400*s+1);
Td=30;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.0001:0.1;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kis1= -w'.*Id./(magGd.^2);
h=subplot(1,3,1);
plot(Kps1,Kis1,'r','LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 70 0 1.2])
title ('Zona e qendrushmerise ne planin (K_p,K_i) per procesin
G2','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 30;
y = 0.4;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 50;
y = 1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=30;
Ki1=0.4;
Gc1=Kp1 +Ki1/s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
step(g1)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_2','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;

```

```
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,3);
Kp2=50;
Ki2=1;
Gc2=Kp2 +Ki2/s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
step(g2)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_2', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=2/(5*s+6*s+1);
Td=5;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.01:1;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kis1= -w'.*Id./(magGd.^2);
h=subplot(1,3,1);
plot(Kps1,Kis1,'r','LineWidth',2)
xlabel('K_p', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('K_i', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
grid on
axis([0 4 0 0.4])
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per procesin
G3', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
x = 1;
y = 0.1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
x = 2.3;
y = 0.15;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
```

```

Kp1=1;
Ki1=0.1;
Gc1=Kp1 +Ki1/s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
step(g1)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_3', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,3);
Kp2=2.3;
Ki2=0.15;
Gc2=Kp2 +Ki2/s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
step(g2)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_3', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=2/(5*s+2*s+1);
Td=5;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.01:1;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kis1= -w'.*Id./(magGd.^2);
h=subplot(1,3,1);
plot(Kps1,Kis1,'r','LineWidth',2)
xlabel('K_p', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('K_i', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
grid on
axis ([0 3 0 0.3])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per procesin
G_4', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
x = 0.5;
y = 0.1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on

```

```
x = 2;
y = 0.25;
plot(x,y, '+ b', 'LineWidth',2);
text(x,y, ['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,2);
set(Gp, 'iodelay',Td)
Kp1=0.5;
Ki1=0.1;
Gc1=Kp1 +Ki1/s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
step(g1)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_4', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,3);
Kp2=2;
Ki2=0.25;
Gc2=Kp2 +Ki2/s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
step(g2)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_4', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%llogaritja e zones (Kp,Kd)
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=5.6/(40.2*s+1);
Td=93.9;
[num,den]=tfdata(Gp, 'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.0001:0.05;
set(Gp, 'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
```

```

Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kds1=Id./(w'.*(magGd.^2));
h=subplot(1,3,1);
plot(Kps1,Kds1,'r','LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_d','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 0.5 0 10])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G_1','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.1;
y = 3;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.4;
y = 6;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=0.1;
Kd1=3;
Gc1=Kp1 +Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
step(g1)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_1','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,3);
Kp2=0.4;
Kd2=6;
Gc2=Kp2 +Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
step(g2)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_1','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all

```

```

s=tf('s');
Gp=1.33/(1400*s+1);
Td=30;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.0001:0.15;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kds1=Id./(w.*(magGd.^2));
h=subplot(1,3,1);
plot(Kps1,Kds1,'r','LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_d','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis([0 100 0 1200])
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G_2','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 20;
y = 200;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 70;
y = 400;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=20;
Kd1=200;
Gc1=Kp1 +Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
step(g1)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_2','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,3);
Kp2=70;
Kd2=400;
Gc2=Kp2 +Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
step(g2)

```

```

xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_2', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize = 11;
ax.FontWeight = 'bold';
ax.FontName = 'Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=2/(5*s+6*s+1);
Td=5;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.01:1;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kds1=Id./(w'.*(magGd.^2));
h=subplot(1,3,1);
plot(Kps1,Kds1,'r','LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('K_d','FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
grid on
axis ([0 5 0 8])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G3', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
x = 1;
y = 3;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
x = 3;
y = 6;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize = 11;
ax.FontWeight = 'bold';
ax.FontName = 'Arial';
hold on
h=subplot(1,3,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=1;
Kd1=3;
Gc1=Kp1+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
step(g1)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')

```

```
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_3','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,3);
Kp2=3;
Kd2=6;
Gc2=Kp2 +Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
step(g2)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_3','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=2/(5*s+2*s+1);
Td=5;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.01:1;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kds1=Id./(w'.*(magGd.^2));
h=subplot(1,3,1);
plot(Kps1,Kds1,'r','LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_d','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis([0 4 0 5])
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G_4','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 1;
y = 1.5;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 2;
y = 4;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
```

```

ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=1;
Kd1=1.5;
Gc1=Kp1 +Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
step(g1)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_4','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,3,3);
Kp2=2;
Kd2=4;
Gc2=Kp2 +Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
step(g2)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_4','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%llogaritja e zones (Kp,Ki) per vlera te Kd
%procesi G_1
clear all
close all
TF=tf([5.6],[40.2 1]);
get(TF);
set(TF,'iodelay',93.9);
w=0.001:0.0001:0.1;
Gp=squeeze(freqresp(TF,w));
Rp=real(Gp);
Ip=imag(Gp);
magGp=abs(Gp);
Kdc1=0.5;
Kp1=-Rp./(magGp.^2);
Ki1=(Kdc1).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc2=1;
Kp2=-Rp./(magGp.^2);
Ki2=(Kdc2).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc3=2;
Kp3=-Rp./(magGp.^2);
Ki3=(Kdc3).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc4=4;
Kp4=-Rp./(magGp.^2);

```

```

Ki4=(Kdc4).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kp1,Ki1,Kp2,Ki2,Kp3,Ki3,Kp4,Ki4,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 0.4 0 0.005])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per
K_d=0.5,1,2,4','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
legend('K_d=0.5','K_d=1','K_d=2','K_d=4')
x = 0.1;
y = 0.0015;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

%%%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');
G=(5.6/(40.2*s+1))*exp(-93.9*s);
Kp1=0.1;
Ki1=0.0015;
Kd1=0.5;
Gc1=Kp1+Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kd2=1;
Gc2=Kp1+Ki1/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);
Kd3=2;
Gc3=Kp1+Ki1/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
Kd4=4;
Gc4=Kp1+Ki1/s+Kd4*s;
g4=feedback(Gc4*G,1);
step(g1,g2,g3,g4)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_1','FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
legend('K_d=0.5','K_d=1','K_d=2','K_d=4')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%procesi G_2
clear all
close all
TF=tf([1.33],[1400 1]);
get(TF);
set(TF,'iodelay',30);
w=0.001:0.0001:0.15;
Gp=squeeze(freqresp(TF,w));
Rp=real(Gp);

```

```

Ip=imag(Gp);
magGp=abs(Gp);
Kdc1=0.01;
Kp1=-Rp./(magGp.^2);
Ki1=(Kdc1).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc2=100;
Kp2=-Rp./(magGp.^2);
Ki2=(Kdc2).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc3=200;
Kp3=-Rp./(magGp.^2);
Ki3=(Kdc3).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc4=300;
Kp4=-Rp./(magGp.^2);
Ki4=(Kdc4).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kp1,Ki1,Kp2,Ki2,Kp3,Ki3,Kp4,Ki4,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis([0 70 0 1.5])
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per
K_d=0.01,100,200,300','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
legend('K_d=0.01','K_d=100','K_d=200','K_d=300')
x = 20;
y = 0.25;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

%%%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');
G=(1.33/(1400*s+1))*exp(-30*s);
Kp1=20;
Ki1=0.25;
Kd1=0.01;
Gc1=Kp1+Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kd2=100;
Gc2=Kp1+Ki1/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);
Kd3=200;
Gc3=Kp1+Ki1/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
Kd4=300;
Gc4=Kp1+Ki1/s+Kd4*s;
g4=feedback(Gc4*G,1);
step(g1,g2,g3,g4)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_2','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('K_d=0.01','K_d=100','K_d=200','K_d=300')
ax = gca;

```

```

ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%procesi G_3
clear all
close all
TF=tf([2],[5 6 1]);
get(TF);
set(TF,'iodelay',5);
w=0.001:0.0001:1;
Gp=squeeze(freqresp(TF,w));
Rp=real(Gp);
Ip=imag(Gp);
magGp=abs(Gp);
Kdc1=0.1;
Kp1=-Rp./(magGp.^2);
Ki1=(Kdc1).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc2=1;
Kp2=-Rp./(magGp.^2);
Ki2=(Kdc2).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc3=2;
Kp3=-Rp./(magGp.^2);
Ki3=(Kdc3).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc4=3;
Kp4=-Rp./(magGp.^2);
Ki4=(Kdc4).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kp1,Ki1,Kp2,Ki2,Kp3,Ki3,Kp4,Ki4,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 2 0 0.5])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per
K_d=0.1,1,2,3','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
legend('K_d=0.1','K_d=1','K_d=2','K_d=3')
x = 0.5;
y = 0.1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

%%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');
G=(2/(5*s^2+6*s+1))*exp(-5*s);
Kp1=0.5;
Ki1=0.1;
Kd1=0.1;
Gc1=Kp1+Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kd2=1;
Gc2=Kp1+Ki1/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);

```

```

Kd3=2;
Gc3=Kp1+Ki1/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
Kd4=3;
Gc4=Kp1+Ki1/s+Kd4*s;
g4=feedback(Gc4*G,1);
step(g1,g2,g3,g4)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_3', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
legend('K_d=0.1', 'K_d=1', 'K_d=2', 'K_d=3')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%procesi G_4
clear all
close all
TF=tf([2],[5 2 1]);
get(TF);
set(TF, 'iodelay',5);
w=0.001:0.0001:2;
Gp=squeeze(freqresp(TF,w));
Rp=real(Gp);
Ip=imag(Gp);
magGp=abs(Gp);
Kdc1=0.1;
Kp1=-Rp./(magGp.^2);
Ki1=(Kdc1).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc2=0.2;
Kp2=-Rp./(magGp.^2);
Ki2=(Kdc2).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc3=0.5;
Kp3=-Rp./(magGp.^2);
Ki3=(Kdc3).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
Kdc4=1;
Kp4=-Rp./(magGp.^2);
Ki4=(Kdc4).*(w'.^2)-w'.*Ip./(magGp.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kp1,Ki1,Kp2,Ki2,Kp3,Ki3,Kp4,Ki4, 'LineWidth',2)
xlabel('K_p', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('K_i', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
grid on
axis ([0 0.5 0 0.3])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per
K_d=0.1,0.2,0.5,1', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
legend('K_d=0.1', 'K_d=0.2', 'K_d=0.5', 'K_d=1')
x = 0.1;
y = 0.05
plot(x,y, '+ b', 'LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

```

```
%%%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');
G=(2/(5*s^2+2*s+1))*exp(-5*s);
Kp1=0.1;
Ki1=0.05;
Kd1=0.1;
Gc1=Kp1+Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kd2=0.2;
Gc2=Kp1+Ki1/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);
Kd3=0.5;
Gc3=Kp1+Ki1/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
Kd4=1;
Gc4=Kp1+Ki1/s+Kd4*s;
g4=feedback(Gc4*G,1);
step(g1,g2,g3,g4)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_4','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('K_d=0.1','K_d=0.2','K_d=0.5','K_d=1')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%llogaritja e zones (Kp,Kd) per vlera te ndryshme te Ki
%procesi G_1
clear all
close all
s=tf('s');
G=(5.6)/(40.2*s+1);
td=93.9;
set(G, 'IodeIay',td);
w=eps:0.0001:0.05;
Ki1=0.0015;
Ki2=0.002;
Ki3=0.003;
Ki4=0.004;
h=subplot(1,2,1);
axix=[0 0.5];
axiy=[0 15];
stabpd1(G,w,Ki1,axix,axiy)
hold on
stabpd2(G,w,Ki2,axix,axiy)
stabpd3(G,w,Ki3,axix,axiy)
stabpd4(G,w,Ki4,axix,axiy)
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G_1','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
```

```

x = 0.1;
y = 7;
plot(x,y, '+ b', 'LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
legend('K_i=0.0015', 'K_i=0.002', 'K_i=0.003', 'K_i=0.004')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

%%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');
G=5.6/(40.2*s+1);
Td=93.9;
set(G, 'iodelay',Td)
Kp1=0.1;
Ki1=0.0015;
Kd1=7;
Gc1=Kp1 +Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kp2=0.1;
Ki2=0.002;
Kd2=7;
Gc2=Kp2+Ki2/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);
Kp3=0.1;
Ki3=0.003;
Kd3=7;
Gc3=Kp3+Ki3/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
Kp4=0.1;
Ki4=0.004;
Kd4=7;
Gc4=Kp4+Ki4/s+Kd4*s;
g4=feedback(Gc4*G,1);
grid on
hold on
step(g1,g2,g3,g4)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_1', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
legend('K_i=0.2', 'K_i=0.25', 'K_i=0.27', 'K_i=0.3')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%procesi G_2
clear all
close all
s=tf('s');
G=(1.33)/(1400*s+1);
td=30;
set(G, 'iodelay',td);
w=eps:0.0001:0.15;

```

```
Ki1=0.2;
Ki2=0.3;
Ki3=0.4;
Ki4=0.5;
h=subplot(1,2,1);
axix=[0 100];
axiy=[0 1200];
stabpd1(G,w,Ki1,axix,axiy)
hold on
stabpd2(G,w,Ki2,axix,axiy)
stabpd3(G,w,Ki3,axix,axiy)
stabpd4(G,w,Ki4,axix,axiy)
title('Zona e qendrushmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G_2','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on

x = 20;
y = 200;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
legend('K_i=0.2','K_i=0.3','K_i=0.4','K_i=0.5')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');
G=1.33/(1400*s+1);
Td=30;
set(G,'iodelay',Td)
Kp1=20;
Ki1=0.2;
Kd1=200;
Gc1=Kp1 +Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kp2=20;
Ki2=0.3;
Kd2=200;
Gc2=Kp2+Ki2/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);
Kp3=20;
Ki3=0.4;
Kd3=200;
Gc3=Kp3+Ki3/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
Kp4=20;
Ki4=0.5;
Kd4=200;
Gc4=Kp4+Ki4/s+Kd4*s;
g4=feedback(Gc4*G,1);
grid on
hold on
step(g1,g2,g3,g4)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
```

```

title('Pergjigja kalimtare per procesin G_2','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('K_i=0.2','K_i=0.3','K_i=0.4','K_i=0.5')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%procesi G_3
clear all
close all
s=tf('s');
G=(2)/(5*s^2+6*s+1);
td=5;
set(G,'iodelay',td);
w=eps:0.0001:1;
Ki1=0.2;
Ki2=0.22;
Ki3=0.24;
Ki4=0.26;
h=subplot(1,2,1);
axix=[0 1.5];
axiy=[0 8];
stabpd1(G,w,Ki1,axix,axiy)
hold on
stabpd2(G,w,Ki2,axix,axiy)
stabpd3(G,w,Ki3,axix,axiy)
stabpd4(G,w,Ki4,axix,axiy)
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G_3','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on

x = 0.8;
y = 2;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
legend('K_i=0.2','K_i=0.22','K_i=0.24','K_i=0.26')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

%%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');
G=2/(5*s^2+6*s+1);
Td=5;
set(G,'iodelay',Td)
Kp1=0.8;
Ki1=0.2;
Kd1=2;
Gc1=Kp1 +Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kp2=0.8;
Ki2=0.22;
Kd2=2;

```

```
Gc2=Kp2+Ki2/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);
Kp3=0.8;
Ki3=0.24;
Kd3=2;
Gc3=Kp3+Ki3/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
Kp4=0.8;
Ki4=0.26;
Kd4=2;
Gc4=Kp4+Ki4/s+Kd4*s;
g4=feedback(Gc4*G,1);
grid on
hold on
step(g1,g2,g3,g4)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_3','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('K_i=0.2','K_i=0.22','K_i=0.24','K_i=0.26')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%procesi G_4
clear all
close all
s=tf('s');
G=(2)/(5*s^2+2*s+1);
td=5;
set(G,'iodelay',td);
w=eps:0.0001:1;
Ki1=0.1;
Ki2=0.11;
Ki3=0.12;
Ki4=0.13;
h=subplot(1,2,1);
axix=[0 0.6];
axiy=[0 2];
stabpd1(G,w,Ki1,axix,axiy)
hold on
stabpd2(G,w,Ki2,axix,axiy)
stabpd3(G,w,Ki3,axix,axiy)
stabpd4(G,w,Ki4,axix,axiy)
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G_4','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on

x = 0.2;
y = 1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
legend('K_i=0.1','K_i=0.11','K_i=0.12','K_i=0.13')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
```

```

ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

%%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');
G=2/(5*s^2+2*s+1);
Td=5;
set(G,'iodelay',Td)
Kp1=0.2;
Ki1=0.1;
Kd1=1;
Gc1=Kp1 +Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kp2=0.2;
Ki2=0.11;
Kd2=1;
Gc2=Kp2+Ki2/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);
Kp3=0.2;
Ki3=0.12;
Kd3=1;
Gc3=Kp3+Ki3/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
Kp4=0.2;
Ki4=0.13;
Kd4=1;
Gc4=Kp4+Ki4/s+Kd4*s;
g4=feedback(Gc4*G,1);
grid on
hold on
step(g1,g2,g3,g4)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_4','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('K_i=0.1','K_i=0.11','K_i=0.12','K_i=0.13')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%funksioni per llogaritjen e bashkesive (Kp,Kd) per Ki te caktuar
function[Kp1,Kd1]=stabpdl(G,w,Kil,axix,axiy)
s=tf('s');
om=imag(frd(s,w));
Gp=frd(G,w);
Rp=real(Gp);
Ip=imag(Gp);
Gd=abs(Gp);
Gd2=Gd^2;
xlim(axix);

```

```
ylim(axiy);
xlabel('K_p');
ylabel('K_d');
grid on;
P1=-Rp;
numKp1=P1;
numKd1=((Ki1*Gd2)+(om*Ip));
Kp1=numKp1/(Gd2);
Kd1=numKd1/((om^2)*(Gd2));
line('Xdata', Kp1.responsesdata(:),'Ydata',
Kd1.responsesdata(:),'color','r','linewidth',2);
grid on
hold on
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%llogaritja e zones (Kp,Ki) per rezerve ne amplitude dhe faze
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=5.6/(40.2*s+1);
Td=93.9;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM1=1;
PM1=0*pi/180;
w=eps:0.0001:0.05;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs1=GM1*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM1);
Rd1=real(Gs1);
Id1=imag(Gs1);
magGd1=abs(Gs1);
Kps1=-Rd1./(magGd1.^2);
Kis1=-w'.*Id1./(magGd1.^2);
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rd2=real(Gs2);
Id2=imag(Gs2);
magGd2=abs(Gs2);
Kps2=-Rd2./(magGd2.^2);
Kis2=-w'.*Id2./(magGd2.^2);
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
Rd3=real(Gs3);
Id3=imag(Gs3);
magGd3=abs(Gs3);
Kps3=-Rd3./(magGd3.^2);
Kis3=-w'.*Id3./(magGd3.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kps1,Kis1,Kps2,Kis2,Kps3,Kis3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 0.3 0 0.004])
```

```

title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per procesin
G1','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.1;
y = 0.002;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.05;
y = 0.0005;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.01;
y = 0.0001;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,2,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=0.1;
Ki1=0.002;
Gc1=Kp1 +Ki1/s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
Kp2=0.05;
Ki2=0.0005;
Gc2=Kp2 +Ki2/s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
Kp3=0.01;
Ki3=0.0001;
Gc3=Kp3 +Ki3/s;
g3=feedback(Gc3*Gp,1);
step(g1,g2,g3)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_1','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=1.33/(1400*s+1);
Td=30;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;

```

```

w=eps:0.0001:0.2;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kis1=-w'.*Id./(magGd.^2);
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rd2=real(Gs2);
Id2=imag(Gs2);
magGd2=abs(Gs2);
Kps2=-Rd2./(magGd2.^2);
Kis2=-w'.*Id2./(magGd2.^2);
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
Rd3=real(Gs3);
Id3=imag(Gs3);
magGd3=abs(Gs3);
Kps3=-Rd3./(magGd3.^2);
Kis3=-w'.*Id3./(magGd3.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kps1,Kis1,Kps2,Kis2,Kps3,Kis3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis([0 80 0 0.8])
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per procesin G_2','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 20;
y = 0.4;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 10;
y = 0.08;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 4;
y = 0.01;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,2,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=20;

```

```

Kil=0.4;
Gc1=Kp1 +Kil/s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
Kp2=10;
Ki2=0.08;
Gc2=Kp2 +Ki2/s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
Kp3=4;
Ki3=0.01;
Gc3=Kp3 +Ki3/s;
g3=feedback(Gc3*Gp,1);
step(g1,g2,g3)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_2', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=2/(5*s+6*s+1);
Td=5;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.01:1;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kis1= -w'.*Id./(magGd.^2);
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rd2=real(Gs2);
Id2=imag(Gs2);
magGd2=abs(Gs2);
Kps2=-Rd2./(magGd2.^2);
Kis2= -w'.*Id2./(magGd2.^2);
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
Rd3=real(Gs3);
Id3=imag(Gs3);
magGd3=abs(Gs3);
Kps3=-Rd3./(magGd3.^2);
Kis3= -w'.*Id3./(magGd3.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kps1,Kis1,Kps2,Kis2,Kps3,Kis3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('K_i', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')

```

```
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 3 0 0.3])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per procesin
G_3','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 1;
y = 0.1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.5;
y = 0.05;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.1;
y = 0.01;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,2,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=1;
Ki1=0.1;
Gc1=Kp1 +Ki1/s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
Kp2=0.5;
Ki2=0.05;
Gc2=Kp2 +Ki2/s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
Kp3=0.1;
Ki3=0.01;
Gc3=Kp3 +Ki3/s;
g3=feedback(Gc3*Gp,1);
step(g1,g2,g3)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_3','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s=tf('s');
```

```

Gp=2/(5*s+2*s+1);
Td=5;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.01:1;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./(magGd.^2);
Kis1=-w'.*Id./(magGd.^2);
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rd2=real(Gs2);
Id2=imag(Gs2);
magGd2=abs(Gs2);
Kps2=-Rd2./(magGd2.^2);
Kis2=-w'.*Id2./(magGd2.^2);
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
Rd3=real(Gs3);
Id3=imag(Gs3);
magGd3=abs(Gs3);
Kps3=-Rd3./(magGd3.^2);
Kis3=-w'.*Id3./(magGd3.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kps1,Kis1,Kps2,Kis2,Kps3,Kis3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis([0 2 0 0.2])
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per procesin G_4','FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 1;
y = 0.1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.5;
y = 0.02;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.2;
y = 0.01;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';

```

```
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,2,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=1;
Ki1=0.1;
Gc1=Kp1 +Ki1/s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
Kp2=0.5;
Ki2=0.02;
Gc2=Kp2 +Ki2/s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
Kp3=0.2;
Ki3=0.01;
Gc3=Kp3 +Ki3/s;
g3=feedback(Gc3*Gp,1);
step(g1,g2,g3)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_4','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%llogaritja e zones (Kp,Kd) me rezerve amplitude dhe faze
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=5.6/(40.2*s+1);
Td=93.9;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM1=1;
PM1=0*pi/180;
w=eps:0.0001:0.05;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs1=GM1*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM1);
Rd1=real(Gs1);
Id1=imag(Gs1);
magGd1=abs(Gs1);
Kps1=-Rd1./(magGd1.^2);
Kds1=Id1./(w'.*(magGd1.^2));
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rd2=real(Gs2);
Id2=imag(Gs2);
magGd2=abs(Gs2);
Kps2=-Rd2./(magGd2.^2);
Kds2=Id2./(w'.*(magGd2.^2));
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
```

```

Rd3=real(Gs3);
Id3=imag(Gs3);
magGd3=abs(Gs3);
Kps3=-Rd3./(magGd3.^2);
Kds3=Id3./(w'.*(magGd3.^2));
h=subplot(1,2,1);
plot(Kps1,Kds1,Kps2,Kds2,Kps3,Kds3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_d','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 0.5 0 10])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G_1','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.1;
y = 6;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.1;
y = 2;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.05;
y = 1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,2,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=0.1;
Kd1=6;
Gc1=Kp1 +Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
Kp2=0.1;
Kd2=2;
Gc2=Kp2 +Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
Kp3=0.05;
Kd3=1;
Gc3=Kp3 +Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*Gp,1);
step(g1,g2,g3)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_1','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')

```

```
ax = gca;
ax.FontSize = 11;
ax.FontWeight = 'bold';
ax.FontName = 'Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s = tf('s');
Gp = 1.33 / (1400*s + 1);
Td = 30;
[num, den] = tfdata(Gp, 'v');
GM1 = 1;
PM1 = 0*pi/180;
w = eps:0.0001:0.15;
set(Gp, 'iodelay', Td)
Gs1 = GM1*squeeze(freqresp(Gp, w)) * exp(-j*PM1);
Rd1 = real(Gs1);
Id1 = imag(Gs1);
magGd1 = abs(Gs1);
Kps1 = -Rd1 ./ (magGd1.^2);
Kds1 = Id1 ./ (w' .* (magGd1.^2));
GM2 = 2;
PM2 = 29*pi/180;
Gs2 = GM2*squeeze(freqresp(Gp, w)) * exp(-j*PM2);
Rd2 = real(Gs2);
Id2 = imag(Gs2);
magGd2 = abs(Gs2);
Kps2 = -Rd2 ./ (magGd2.^2);
Kds2 = Id2 ./ (w' .* (magGd2.^2));
GM3 = 3.5;
PM3 = 41*pi/180;
Gs3 = GM3*squeeze(freqresp(Gp, w)) * exp(-j*PM3);
Rd3 = real(Gs3);
Id3 = imag(Gs3);
magGd3 = abs(Gs3);
Kps3 = -Rd3 ./ (magGd3.^2);
Kds3 = Id3 ./ (w' .* (magGd3.^2));
h = subplot(1, 2, 1);
plot(Kps1, Kds1, Kps2, Kds2, Kps3, Kds3, 'LineWidth', 2)
xlabel('K_p', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('K_d', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta R=3.5, \delta \phi=41', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
grid on
axis ([0 100 0 1200])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p, K_d) per procesin G_2', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
x = 50;
y = 600;
plot(x, y, '+ b', 'LineWidth', 2);
text(x, y, ['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
x = 20;
y = 200;
plot(x, y, '+ b', 'LineWidth', 2);
text(x, y, ['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
```

```

hold on
x = 10;
y = 200;
plot(x,y, '+ b', 'LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,2,2);
set(Gp, 'iodelay',Td)
Kp1=50;
Kd1=600;
Gc1=Kp1 +Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
Kp2=20;
Kd2=200;
Gc2=Kp2 +Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
Kp3=10;
Kd3=200;
Gc3=Kp3 +Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*Gp,1);
step(g1,g2,g3)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_2', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=2/(5*s+6*s+1);
Td=5;
[num,den]=tfdata(Gp, 'v');
GM1=1;
PM1=0*pi/180;
w=eps:0.0001:1;
set(Gp, 'iodelay',Td)
Gs1=GM1*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM1);
Rd1=real(Gs1);
Id1=imag(Gs1);
magGd1=abs(Gs1);
Kps1=-Rd1./(magGd1.^2);
Kds1=Id1./(w'.*(magGd1.^2));
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rd2=real(Gs2);
Id2=imag(Gs2);
magGd2=abs(Gs2);

```

```

Kps2=-Rd2./(magGd2.^2);
Kds2=Id2./(w'.*(magGd2.^2));
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
Rd3=real(Gs3);
Id3=imag(Gs3);
magGd3=abs(Gs3);
Kps3=-Rd3./(magGd3.^2);
Kds3=Id3./(w'.*(magGd3.^2));
h=subplot(1,2,1);
plot(Kps1,Kds1,Kps2,Kds2,Kps3,Kds3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_d','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 4 0 6])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G3','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 2;
y = 3;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.7;
y = 2;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.1;
y = 1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,2,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=2;
Kd1=3;
Gc1=Kp1 +Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
Kp2=0.7;
Kd2=2;
Gc2=Kp2 +Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
Kp3=0.1;
Kd3=1;
Gc3=Kp3 +Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*Gp,1);
step(g1,g2,g3)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')

```

```

title('Pergjigja kalimtare per procesin G_3','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=2/(5*s+2*s+1);
Td=5;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM1=1;
PM1=0*pi/180;
w=eps:0.0001:1.4;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs1=GM1*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM1);
Rd1=real(Gs1);
Id1=imag(Gs1);
magGd1=abs(Gs1);
Kps1=-Rd1./(magGd1.^2);
Kds1=Id1./(w'.*(magGd1.^2));
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rd2=real(Gs2);
Id2=imag(Gs2);
magGd2=abs(Gs2);
Kps2=-Rd2./(magGd2.^2);
Kds2=Id2./(w'.*(magGd2.^2));
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
Rd3=real(Gs3);
Id3=imag(Gs3);
magGd3=abs(Gs3);
Kps3=-Rd3./(magGd3.^2);
Kds3=Id3./(w'.*(magGd3.^2));
h=subplot(1,2,1);
plot(Kps1,Kds1,Kps2,Kds2,Kps3,Kds3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_d','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 2 0 4])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_d) per procesin
G_4','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 1;
y = 2;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on

```

```
x = 0.5;
y = 1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
x = 0.2;
y = 0.5;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on
h=subplot(1,2,2);
set(Gp,'iodelay',Td)
Kp1=1;
Kd1=2;
Gc1=Kp1 +Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*Gp,1);
Kp2=0.5;
Kd2=1;
Gc2=Kp2 +Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*Gp,1);
Kp3=0.2;
Kd3=0.5;
Gc3=Kp3 +Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*Gp,1);
step(g1,g2,g3)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_4','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%llogaritja e zones (Kp,Ki) per rezerve ne amplitude dhe faze
%procesi G_1
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=5.6/(40.2*s+1);
Td=93.9;
set(Gp,'iodelay',Td)
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
w=0.001:0.0001:0.05;
GM1=1;
PM1=0*pi/180;
Gs1=GM1*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM1);
Rp1=real(Gs1);
```

```

Ip1=imag(Gs1);
magGp1=abs(Gs1);
Kdc1=2;
Kp1=-Rp1./(magGp1.^2);
Ki1=(Kdc1).*(w'.^2)-w'.*Ip1./(magGp1.^2);
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rp2=real(Gs2);
Ip2=imag(Gs2);
magGp2=abs(Gs2);
Kdc2=2;
Kp2=-Rp2./(magGp2.^2);
Ki2=(Kdc2).*(w'.^2)-w'.*Ip2./(magGp2.^2);
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
Rp3=real(Gs3);
Ip3=imag(Gs3);
magGp3=abs(Gs3);
Kdc3=2;
Kp3=-Rp3./(magGp3.^2);
Ki3=(Kdc3).*(w'.^2)-w'.*Ip3./(magGp3.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kp1,Ki1,Kp2,Ki2,Kp3,Ki3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis([0 0.4 0 0.005])
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per K_d=2','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
x = 0.2;
y = 0.0015;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.1;
y = 0.001;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.01;
y = 0.0005;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

%%%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');

```

```
G=(5.6/(40.2*s+1))*exp(-93.9*s);
Kp1=0.2;
Ki1=0.0015;
Kd1=2;
Gc1=Kp1+Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kp2=0.1;
Ki2=0.001;
Kd2=2;
Gc2=Kp2+Ki2/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);
Kp3=0.01;
Ki3=0.0005;
Kd3=2;
Gc3=Kp3+Ki3/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
step(g1,g2,g3)
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_1','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%procesi G_2
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=1.33/(1400*s+1);
Td=30;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM1=1;
PM1=0*pi/180;
w=eps:0.0001:0.2;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs1=GM1*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM1);
Rp1=real(Gs1);
Ip1=imag(Gs1);
magGp1=abs(Gs1);
Kdc1=300;
Kp1=-Rp1./(magGp1.^2);
Ki1=(Kdc1).*(w'.^2)-w'.*Ip1./(magGp1.^2);
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rp2=real(Gs2);
Ip2=imag(Gs2);
magGp2=abs(Gs2);
Kdc2=300;
Kp2=-Rp2./(magGp2.^2);
Ki2=(Kdc2).*(w'.^2)-w'.*Ip2./(magGp2.^2);
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
Rp3=real(Gs3);
```

```

Ip3=imag(Gs3);
magGp3=abs(Gs3);
Kdc3=300;
Kp3=-Rp3./(magGp3.^2);
Ki3=(Kdc3).*(w'.^2)-w'.*Ip3./(magGp3.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kp1,Ki1,Kp2,Ki2,Kp3,Ki3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 70 0 1.5])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per K_d=300','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
x = 40;
y = 0.5;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 20;
y = 0.3;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 9;
y = 0.2;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

%%%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');
G=(1.33/(1400*s+1))*exp(-30*s);
Kp1=40;
Ki1=0.5;
Kd1=300;
Gc1=Kp1+Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kp2=20;
Ki2=0.3;
Kd2=300;
Gc2=Kp2+Ki2/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);
Kp3=9;
Ki3=0.2;
Kd3=300;
Gc3=Kp3+Ki3/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
step(g1,g2,g3)

```

```
xlabel('Koha (sek)','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('Amplituda','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_2','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%procesi G_3
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=2/(5*s+6*s+1);
Td=5;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM1=1;
PM1=0*pi/180;
w=eps:0.01:1;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs1=GM1*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM1);
Rp1=real(Gs1);
Ip1=imag(Gs1);
magGp1=abs(Gs1);
Kdc1=2;
Kp1=-Rp1./(magGp1.^2);
Ki1=(Kdc1).*(w'.^2)-w'.*Ip1./(magGp1.^2);
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rp2=real(Gs2);
Ip2=imag(Gs2);
magGp2=abs(Gs2);
Kdc2=2;
Kp2=-Rp2./(magGp2.^2);
Ki2=(Kdc2).*(w'.^2)-w'.*Ip2./(magGp2.^2);
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
Rp3=real(Gs3);
Ip3=imag(Gs3);
magGp3=abs(Gs3);
Kdc3=2;
Kp3=-Rp3./(magGp3.^2);
Ki3=(Kdc3).*(w'.^2)-w'.*Ip3./(magGp3.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kp1,Ki1,Kp2,Ki2,Kp3,Ki3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis ([0 3 0 0.5])
title ('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per K_d=2','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
```

```

x = 1;
y = 0.25;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
x = 0.5;
y = 0.1;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
x = 0.1;
y = 0.08;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'], 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
hold on
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';
hold on

%%%%
h=subplot(1,2,2);
s=tf('s');
G=(2/(5*s^2+6*s+1))*exp(-5*s);
Kp1=1;
Ki1=0.25;
Kd1=2;
Gc1=Kp1+Ki1/s+Kd1*s;
g1=feedback(Gc1*G,1);
Kp2=0.5;
Ki2=0.1;
Kd2=2;
Gc2=Kp2+Ki2/s+Kd2*s;
g2=feedback(Gc2*G,1);
Kp3=0.1;
Ki3=0.08;
Kd3=2;
Gc3=Kp3+Ki3/s+Kd3*s;
g3=feedback(Gc3*G,1);
step(g1,g2,g3)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_3', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize =11;
ax.FontWeight='bold';
ax.FontName='Arial';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%procesi G_4
clear all
close all
s=tf('s');

```

```

Gp=2/(5*s+2*s+1);
Td=5;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM1=1;
PM1=0*pi/180;
w=eps:0.01:1;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs1=GM1*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM1);
Rp1=real(Gs1);
Ip1=imag(Gs1);
magGp1=abs(Gs1);
Kdc1=0.2;
Kp1=-Rp1./(magGp1.^2);
Ki1=(Kdc1).*(w'.^2)-w'.*Ip1./(magGp1.^2);
GM2=2;
PM2=29*pi/180;
Gs2=GM2*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM2);
Rp2=real(Gs2);
Ip2=imag(Gs2);
magGp2=abs(Gs2);
Kdc2=0.2;
Kp2=-Rp2./(magGp2.^2);
Ki2=(Kdc2).*(w'.^2)-w'.*Ip2./(magGp2.^2);
GM3=3.5;
PM3=41*pi/180;
Gs3=GM3*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM3);
Rp3=real(Gs3);
Ip3=imag(Gs3);
magGp3=abs(Gs3);
Kdc3=0.2;
Kp3=-Rp3./(magGp3.^2);
Ki3=(Kdc3).*(w'.^2)-w'.*Ip3./(magGp3.^2);
h=subplot(1,2,1);
plot(Kp1,Ki1,Kp2,Ki2,Kp3,Ki3,'LineWidth',2)
xlabel('K_p','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
ylabel('K_i','FontSize', 11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
grid on
axis([0 2 0 0.25])
title('Zona e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i) per K_d=0.2','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41','FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
x = 0.3;
y = 0.08;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.3;
y = 0.03;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')
hold on
x = 0.1;
y = 0.01;
plot(x,y,'+ b','LineWidth',2);
text(x,y,['(' , num2str(x), ', ' , num2str(y), ')'],'FontSize',
11,'FontWeight','bold','FontName','Arial')

```

```

hold on
ax = gca;
ax.FontSize = 11;
ax.FontWeight = 'bold';
ax.FontName = 'Arial';
hold on

%%%%
h = subplot(1, 2, 2);
s = tf('s');
G = (2 / (5*s^2 + 2*s + 1)) * exp(-5*s);
Kp1 = 0.3;
Ki1 = 0.08;
Kd1 = 0.2;
Gc1 = Kp1 + Ki1/s + Kd1*s;
g1 = feedback(Gc1*G, 1);
Kp2 = 0.3;
Ki2 = 0.03;
Kd2 = 0.2;
Gc2 = Kp2 + Ki2/s + Kd2*s;
g2 = feedback(Gc2*G, 1);
Kp3 = 0.1;
Ki3 = 0.01;
Kd3 = 0.2;
Gc3 = Kp3 + Ki3/s + Kd3*s;
g3 = feedback(Gc3*G, 1);
step(g1, g2, g3)
xlabel('Koha (sek)', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ylabel('Amplituda', 'FontSize', 11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
title('Pergjigja kalimtare per procesin G_4', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
legend('\delta R=1, \delta \phi=0', '\delta R=2, \delta \phi=29', '\delta
R=3.5, \delta \phi=41', 'FontSize',
11, 'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Arial')
ax = gca;
ax.FontSize = 11;
ax.FontWeight = 'bold';
ax.FontName = 'Arial';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%ndertimi i grafikeve 3D per koeficientet Kp, Ki, Kd
%%procesi 1
clear all
close all
s = tf('s');
Gp = 5.6 / (40.2*s + 1);
Td = 93.9;
[num, den] = tfdata(Gp, 'v');
GM = 1;
PM = 0*pi/180;
w = eps:0.0001:0.05;
set(Gp, 'iodelay', Td)
Gs = GM*squeeze(freqresp(Gp, w)) * exp(-j*PM);
Rd = real(Gs);
Id = imag(Gs);

```

```

magGd=abs (Gs) ;
Kps1=-Rd./ (magGd.^2) ;
Kdc1=0.05;
Kis1= (Kdc1).*(w'.^2)-w'.*Id./ (magGd.^2);
[X1, Y1]=meshgrid(Kps1,Kdc1);
plot3(Y1,Kis1,X1)
grid on
hold on
Kdc3=50;
[X3, Y3]=meshgrid(Kps1,Kdc3);
Kis3=(Kdc3).*(w'.^2)-w'.*Id./ (magGd.^2);
plot3(Y3,Kis3,X3)
Kdc4=100;
[X4, Y4]=meshgrid(Kps1,Kdc4);
Kis4=(Kdc4).*(w'.^2)-w'.*Id./ (magGd.^2);
plot3(Y4,Kis4,X4)
Kdc5=150;
[X5, Y5]=meshgrid(Kps1,Kdc5);
Kis5=(Kdc5).*(w'.^2)-w'.*Id./ (magGd.^2);
plot3(Y5,Kis5,X5)
Kdc6=200;
[X6, Y6]=meshgrid(Kps1,Kdc6);
Kis6=(Kdc6).*(w'.^2)-w'.*Id./ (magGd.^2);
plot3(Y6,Kis6,X6)

xlabel('K_d')
ylabel('K_i')
zlabel('K_p')
axis tight
legend('Kd=0.05','Kd=10','Kd=50', 'Kd=100', 'Kd=150', 'Kd=200')
title('Zonat e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i,K_d) per
K_d=0.05,10,50,100,150,200')

%%procesi 2
clear all
close all
s=tf('s');
Gp=1.33/(1400*s+1);
Td=30;
[num,den]=tfdata(Gp,'v');
GM=1;
PM=0*pi/180;
w=eps:0.0001:0.2;
set(Gp,'iodelay',Td)
Gs=GM*squeeze(freqresp(Gp,w))*exp(-j*PM);
Rd=real(Gs);
Id=imag(Gs);
magGd=abs(Gs);
Kps1=-Rd./ (magGd.^2);
Kdc2=1000;
Kis2= (Kdc2).*(w'.^2)-w'.*Id./ (magGd.^2);
[X2, Y2]=meshgrid(Kps1,Kdc2);
plot3(Y2,Kis2,X2)
grid on
hold on
Kdc3=2000;
[X3, Y3]=meshgrid(Kps1,Kdc3);
Kis3=(Kdc3).*(w'.^2)-w'.*Id./ (magGd.^2);
plot3(Y3,Kis3,X3)
Kdc4=3000;
[X4, Y4]=meshgrid(Kps1,Kdc4);

```

```

Kis4=(Kdc4).*(w'.^2)-w'.*Id./(magGd.^2);
plot3(Y4,Kis4,X4)
Kdc5=4000;
[X5, Y5]=meshgrid(Kps1,Kdc5);
Kis5=(Kdc5).*(w'.^2)-w'.*Id./(magGd.^2);
plot3(Y5,Kis5,X5)
Kdc6=5000;
[X6, Y6]=meshgrid(Kps1,Kdc6);
Kis6=(Kdc6).*(w'.^2)-w'.*Id./(magGd.^2);
plot3(Y6,Kis6,X6)

xlabel('K_d')
ylabel('K_i')
zlabel('K_p')
axis tight
legend('Kd=1000','Kd=2000','Kd=3000','Kd=4000','Kd=5000')
title('Zonat e qendrueshmerise ne planin (K_p,K_i,K_d) per
K_d=1000,2000,3000,4000,5000')
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Kontrolli fuzzy PID jolinear i procesit te temperatures
% koeficientet e rregullatorit PID
Kp = 21.05;
Ti = 1400;
Td = 15;
Ts = 1.5;
% amplifikimet fuzzy
Alpha = 1;
GE = Alpha*100;
GU = (1/Alpha)*Kp/GE;
GCE = Alpha*GE*Td;
GIE = Alpha*GE*1/Ti;
% Procesi
s=tf('s');
G1 = tf(1.33,[1400,1],'InputDelay',30);
G_pade = pade(G1,2);
G=zpk(G_pade);
Ze = [0.1000 + 0.0574i 0.1000 - 0.0574i];
Po = [-0.0007143 -0.1000 + 0.0574i -0.1000 - 0.0574i];
K = 0.00095;
[A,B,C,D] = zp2ss(Ze, Po, K);
[Phi, Gamma] = c2d(A, B, Ts);

t = -Ts:Ts:400;
x = [0 0 0]';
u = t*0;
y = t*0;
Ref = ones(1, length(t));
Ref(1) = 0;
e = Ref - y;
ie = t*0;
ce = t*0;
P = t*0;
I = t*0;
D = t*0;

% Kontrolli PID

```

```
for n=2:length(t)
    e(n) = Ref(n) - y(n);
    ie(n) = ie(n-1) + e(n)*Ts ;
    ce(n) = (-1)*(y(n)-y(n-1))/Ts;

    P(n) = Kp*e(n);
    I(n) = Kp*(1/Ti)*ie(n);
    D(n) = Kp*Td*ce(n);
    u(n) = P(n) + I(n) + D(n);

    if t(n) >= 20
        Load = - 1;
    else
        Load = 0;
    end
    x = Phi*x + Gamma*(u(n)+Load);
    y(n+1) = C*x ;
end;

% Kontrolli Fuzzy PD+I
t = -Ts:Ts:6000;
x = [0 0 0]';
u = t*0;
y = t*0;
Ref = ones(1, length(t));
Ref(1) = 0;
e = Ref - y;
ie = t*0;
ce = t*0;
P = t*0;
I = t*0;
D = t*0;

for n=2:length(t)
    e(n) = Ref(n) - y(n); % gabimi
    ie(n) = ie(n-1) + e(n)*Ts ; % gabimi integral
    ce(n) = (-1)*(y(n)-y(n-1))/Ts; %

    FPD(n) = fpd(GE*e(n), GCE*ce(n), 1); % siperfaqja e kontrollit te
rregullatorit FPD
    FPD(n) = (GE*e(n) + GCE*ce(n));
    I(n) = GIE*ie(n)*2; % shtimi i pjeses integrale
    u(n) = (FPD(n) + I(n))*GU*1.15;
    x = Phi*x + Gamma*(u(n)+Load);
    y(n+1) = C*x ;
end;

figure(1);% Dalja e procesit
plot(t(2:length(t)), y(2:length(t)), 'LineWidth', 2, 'Color', 'b');
ylabel('Dalja e kontrolluar y');
xlabel('Koha (sekonda)');
title('Pergjigja kalimtare me rregullator fuzzy PID jolinear')
box off;

figure(2); % Sinjali i kontrollit
plot(t(2:length(t)), u(2:length(t)), 'LineWidth', 2, 'Color', 'b');
ylabel('Sinjali i kontrollit u');
```

```

xlabel('Koha (sekonda)');
box off;

figure(3); % siperfaqja e kontrollit
plotsurf(0);
% trajektorja e rregullatorit mbi siperfaqen e kontrollit
line(GE*e(2:length(t)), GCE*ce(2:length(t)), 2+FPD(2:length(t)),
'LineWidth', 2, 'Color', 'b');
title('Siperfaqja e kontrollit')

figure(4); % Funksionet e anetaresise
x = -100:100;
plot(x, is(x, [-100 -100 -100 0 0]), 'LineWidth', 2, 'Color', 'b');
hold on;
plot(x, is(x, [-100 0 0 100 0]), 'LineWidth', 2, 'Color', 'k');
plot(x, is(x, [0 100 100 100 0]), 'LineWidth', 2, 'Color', 'r');
title('Familja hyrese');
ylabel('Anetaresia');
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Algoritmi per PSO-PID
clc
close all
c1=1.5;
c2=1.5;
tic;
for i=1:50
for j=1:3
X(i,j)=i*rand;
V(i,j)=i*rand;
Pbest(i,j)=X(i,j);
end
end
for i=50:100
for j=1:3
X(i,j)=0.5*i*rand;
V(i,j)=0.5*i*rand;
Pbest(i,j)=X(i,j);
end
end
for i=1:100
kd=X(i,1);
kp=X(i,2);
ki=X(i,3);
F(i,1)=IGA (kd,kp,ki);
end
k=1;
m=1;
fbest=F(1,1);
while m<100
if fbest>F(m,1)
fbest=F(m,1);
k=m;
end
m=m+1;

```

```
end
k1=k;
fbest1=fbest;
Gbest=[X(k,1) X(k,2) X(k,3)]
gbest=Gbest;
k1
fbest1
gbest
for M=1:50
    for i=1:100
        for j=1:3
            V(i,j)=0.5*(100-i)*V(i,j)+c1*rand*(Pbest(i,j)-X(i,j))+c2*rand*(Gbest(1,j)-X(i,j));
            X(i,j)=X(i,j)+V(i,j);
        end
        kd1=X(i,1);
        kp1=X(i,2);
        ki1=X(i,3);
        kd=Pbest(i,1);
        kp=Pbest(i,2);
        ki=Pbest(i,3);
        L=IGA(kd,kp,ki);
        P=IGA(kd1,kp1,ki1);
        if P<L
            Pbest(i,1)=X(i,1);
            Pbest(i,2)=X(i,2);
            Pbest(i,3)=X(i,3);
        end
    end
    for i=1:100
        kd=Pbest(i,1);
        kp=Pbest(i,2);
        ki=Pbest(i,3);
        F(i,1)=IGA(kd,kp,ki);
    end
    m=1;
    k=1;
    while m<100
        if fbest>F(m,1)
            fbest=F(m,1);
            k=m;
        end
        m=m+1;
    end
    Gbest=[Pbest(k,1) Pbest(k,2) Pbest(k,3)];
end
k
fbest
toc
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function F= IGA(kd,kp,ki)
s=tf('s');
G=1/(0.93*s^4+5.56*s^3+10.75*s^2+3*s);
C=kp+ki/s+kd*s;
T1=series(G,C);
%llogaritja e gabimit
dt=0.001;
```

```
t=0:dt:10;
e=1-step(T1,t);
% llogaritja e cilesise
F=sum(abs(e)*dt);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function F= IGK(kd,kp,ki)
s=tf('s');
G=1/(0.93*s^4+5.56*s^3+10.75*s^2+3*s);
C=kp+ki/s+kd*s;
T1=series(G,C);
%llogaritja e gabimit
dt=0.001;
t=0:dt:20;
e=1-step(T1,t);
% llogaritja e cilesise
F=e'*e*dt;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function F= IGAt(kd,kp,ki)
s=tf('s');
G=1/(0.93*s^4+5.56*s^3+10.75*s^2+3*s);
C=kp+ki/s+kd*s;
T1=series(G,C);
%llogaritja e gabimit
dt=0.001;
t=0:dt:20;
e=1-step(T1,t);
% llogaritja e cilesise
F=sum(t'.*abs(e)*dt);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function F= IGKt(kd,kp,ki)
s=tf('s');
G=1/(0.93*s^4+5.56*s^3+10.75*s^2+3*s);
C=kp+ki/s+kd*s;
T1=series(G,C);
%llogaritja e gabimit
dt=0.001;
t=0:dt:20;
e=1-step(T1,t);
% llogaritja e cilesise
F=(t.*e'*dt)*e;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```


8 LITERATURA E PËRDORUR

- [1] Hale, J.K., "Effects of delays on stability and control," Center for Dynamical Systems and Nonlinear Studies, Georgia Institute of Technology, 1997.
- [2] Verriest, L. & Dugart, E., "Stability and Control of Time-Delay Systems," in *Volume 228 of Lecture Notes in Control and Information Sciences*, Springer-Verlag, 1998, p. 2.
- [3] Bensoussan, A., Da Prato, G., Defour, M.C. and Mitter, S.K., Representation and control of infinite dimensional systems (Systems & Control: Foundation & Applications, 2 volumes), Boston: Birkhauser, 1993.
- [4] Kuang, Y., Delay differential equations with applications in population dynamics, Boston: Academic Press, 1993.
- [5] MacDonald, N., Biological delays systems: linear stability theory, Cambridge: Cambridge University Press, 1989.
- [6] Halevi, Y., "Reduced-order models with delay," *International Journal of Control*, vol. 64, pp. 733-744, 1996.
- [7] Hale, J.K., "Effects of delays on stability and control. Report CDSN97-270," Center for Dynamical Systems and Nonlinear Studies, Georgia, 1997.
- [8] Kolmanovskii, V.B. and Myshkis, A.D., Applied Theory of functional differential equations, The Netherlands: Kluwer, 1992.
- [9] Beddington, J. and May, R.M., "Time lags are not necessarily destabilizing," *Math-Biosciences*, vol. 27, pp. 109-117, 1975.
- [10] MacDonald, N., "Two delays may not destabilize although either delay can," *Math-Biosciences*, vol. 82, pp. 127-140, 1986.
- [11] Smith, O.J.M., "A controller to overcome dead time," *Instrument Society of America Journal (ISA)*, vol. 6, pp. 28-33, 1959.

- [12] Freudenberg, J.S and Looze, D.P., "A sensitivity tradeoff for plants with time delay," *IEEE Transactions of Automatic Control*, vol. 32, pp. 99-104, 1987.
- [13] Avalos, G., Lasiecka, I. and Rebarber, R., "Lack of time-delay robustness for stabilization of a structural acoustics model," *SIAM Journal of Control Optimization*, vol. 37, pp. 1394-1418, 1999.
- [14] Shanmugathasan, N. and Johnson, R.D., "Exploitation of time delays for improved process control," *International Journal of Control*, vol. 48, pp. 1137-1152, 1988.
- [15] Pagilla, P. and Tomizuka, M., "Hybrid force/motion control of two arms carrying an object," in *1994 American Control Conference*, Baltimore, Maryland, 1994, 195-199.
- [16] Shin, K.G., and Cui, X., "Computing time delay and its effects on real-time control systems," *IEEE Transactions of Control Systems Technologies*, vol. 3, pp. 218-224, 1995.
- [17] Baldi, P. and Atiya, A.F., "How delays affect neural dynamics and learning," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 5, pp. 612-621, 1994.
- [18] Chen, Y., Gong, Z. and Wen, C., "Analysis of a high-order iterative learning control algorithm for uncertain nonlinear systems with state delays," *Automatica*, vol. 34, pp. 345-353, 1998.
- [19] Koltchinskii, V., Abdallah, C.T. and Ariola, M., "Statistical learning control of delay systems: theory and algorithms," in *Proc.38th IEEE Conference of Decision and Control*, Phoenix, AZ, 1999, 4696-4699.
- [20] Ziegler, J.G and Nichols, N.B., "Optimum settings for automatic controllers," *ASME*, vol. 64, pp. 759-768, 1942.
- [21] Cohen, G.H. and Coon, G.A., "Theoretical considerations of retarded control," *Transactions of the ASME*, pp. 827-834, 1953.
- [22] Chien, K.L., Hrones, J.A., Reswick, J.B., "On the automatic control of generalized passive systems," *Transactions of the ASME*, pp. 175-185, 1952.

- [23] Wang, F.S., Juang, W.S., and Chan, C.T., "Optimal tuning of PID controllers for single and cascade control loops," *Chemical Engineering Communications*, vol. 132, pp. 15-34, 1995.
- [24] Astrom, K.J. and Hagglund, T., PID controllers:theory, design and tuning, 2nd Edition, North Carolina: Instrument Society of America, 1995.
- [25] Smith, O.J.M., "Closed control of loops with dead time," *Chemical Engineering Process*, vol. 53, pp. 217-219, 1957.
- [26] Deshpande, P. and Ash, R., Elements of Computer Process Control, USA: ISA, 1981.
- [27] Goodwin, G. and Sin, K., Adaptive Filtering Prediction and Control, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1984.
- [28] Palmor, Z.J., The Control Handbook. Time Delay Compensation:Smith Predictor and its Modifications, CRC Press and IEEE Press, 1996.
- [29] Normey-Rico, J.E. and Camacho, E.F., "Dead-time compensators:A unified approach," in *In Proceedings of IFAC-LDTS'98*, pp.141-146, Grenoble, France, 1998.
- [30] Normey-Rico, J.E. and Camacho, E.F., "Smith predictor and modifications: A comparative study," in *In Proceedings of ECC99*, Germany, 1999.
- [31] Clarke, D.W. and Gawthrop, P.J., "Self-tuning control," *IEE-D*, vol. 123, pp. 633-640, 1979.
- [32] Clarke, D.W., Mothadi, C. and Tuffs, P.S., "Generalized predictive control. Part I:The basic algorithm.Part II: Extensions and interpretations," *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp. 137-160, 1987.
- [33] Lam, J., "Convergence of a class of Padé approximations for delay systems," *International Journal of Control*, vol. 52, no. 4, pp. 989-1008, 1990.
- [34] Partington, J.R., "Approximation of Delay Systems by Fourier-Laguerre Series," *Automatica*, vol. 27, no. 3, pp. 569-572, 1991.

- [35] Glader C, Hognas G, Makila P.M, Toivonen H.T., "Approximation of delay systems- A case study," *Internation Journal of Control*, vol. 53, no. 2, pp. 369-390, 1991.
- [36] Marango, P., "Veti kryesore te transformimit te Laplasit," in *Bazat e Automatikes 1*, Tirane, SHBLU, 2011, p. 98.
- [37] Ljung, L., *System identification: Theory for the user*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1987.
- [38] Astrom, K.J, Hagglund, T., *Advanced PID Control*, Research Triangle Park, NC: ISA - Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.
- [39] Ingimundarson, A. Hagglund, T., "Robust tuning procedures of dead-time compensating controllers," *Control Engineering Practice*, vol. 9, pp. 1195-1208.
- [40] Marango, P., "Bazat e Automatikes," Tirane, SHBLU, 2011, p. 128.
- [41] Dorf, R.C, Bishop, R.H., "Modern Control Systems -12th ed.," Prentice Hall, 2010, pp. 330-332.
- [42] Takatsu, H., Itoh, H., Araki, M., "Future needs for the control theory in industries-report and topics of the control technology survey in the japanese industry," *Journal of Process Control*, vol. 8, no. 5-6, pp. 369-374, 1998.
- [43] Ziegler, J.G, Nichols, N.B., "Optimum settings for automatic controllers," *Transactions of the ASME*, pp. 759-768, 1942.
- [44] Cohen, G.H., Coon, G.A., "Theoretical considerations of retarded control," *Transactions of the ASME*, pp. 827-834, 1953.
- [45] Chien, K.L, Hrones, J.A., Reswick, J.B., "On the automatic control of generalized passive systems," *Transactions of the ASME*, pp. 175-185, 1952.
- [46] Wang, F.S., Juang, W.S., Chan, C.T., "Optimal tuning of PID controllers for single and cascade control loops," *Chemical Engineering Communications*, vol. 132, pp. 15-34, 1995.

- [47] Skogestad, S., "Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning," *Journal of Process Control*, vol. 13, pp. 291-309, 2003.
- [48] Ho, M.J., Datta, A., Bhattacharyya, S.P., *Structure and synthesis of PID controllers*, London, UK: Springer-Verlag, 2000.
- [49] Ho, M.T., Datta, A., Bhattacharyya, S.P., "A linear programming characterization of all stabilizing PID controllers," in *Proceeding of American Control Conference*, pp.3922-3928, Albuquerque, NM, 1997.
- [50] Ou, L.L., Zhang, W.D, Yu, L., "Low-order stabilization of LTI system with time delay," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 54, no. 4, pp. 774-787, 2009.
- [51] Soylemez, M.T., Munro, N., Baki, H., "Fast calculation of stabilizing PID controllers," *Automatica*, vol. 39, pp. 121-126, 2003.
- [52] Bajcinca, N., "The method of singular frequencies for robust control design in an affine parameter space," in *Proceeding of 9th Mediterranean Conference on Control and Automation*, Dubrovnik, Croatia, 2001.
- [53] Bajcinca, N., "Design of robust PID controllers using decoupling at singular frequencies," *Automatica*, vol. 42, pp. 1943-1949, 2006.
- [54] Ho, M.T., "Synthesis of Hinf PID controllers," *Automatica*, vol. 39, pp. 1069-1075, 2003.
- [55] Kim, K., Kim, Y.C., "The complete set of PID controllers with guaranteed gain and phase margins," in *Proceeding of IEEE Conference on Decision and Control*, 6533-6538, 2005.
- [56] Bajcinca, N., "Methods for robust PID control," *ANASH-Approaching Science*, vol. 5, no. 7, pp. 46-54, 2010.
- [57] Silva, G.J., Datta, A., Bhattacharyya, S.P., "New result on the synthesis of PID controllers," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, no. 2, pp. 241-252, 2002.
- [58] Hohenbichler, N., Ackermann, J., "Synthesis of robust PID controllers for time delay systems," in *Proceedings of European Control Conference*, Cambridge UK, 2003.

- [59] Hohenbichler, N., "All stabilizing PID controllers for time delay systems," *Automatica*, vol. 45, pp. 2678-2684, 2009.
- [60] Marango, P., "Bazat e Automatikes," Tirane, SHBLU, 2011, pp. 235-236.
- [61] Lee, Ch.H., "A survey of PID controller design based on gain and phase margins (invited paper)," *International Journal of Computational Cognition*, vol. 2, no. 3, pp. 63-100, 2004.
- [62] Silva, G.J., Datta, A., Bhattacharyya, S.P., PID controllers for time delay systems, Boston: Birkhauser, 2005.
- [63] Zadeh, L.A., Fuzzy sets, 8, 1965, Information and Control, pp. 338-353.
- [64] Haykin, S. Neural networks and learning machines, 3rd edition. s.l. : Pearson Education, 2009, p. 8.
- [65] Eberhart R., Kennedy J., *A new optimizer using particle swarm theory*. Proc of 6th International Symposium on Micro Machine and Human Science, 39-43. Nagoya, Japan : s.n., 2004.
- [66] Haupt, R.L., Haupt, S.E., Practical Genetic Algorithms, 2nd Ed., pp. 189-190, Wiley, 2004,
- [67] Liu, Y., Passino, K.M., *Biomimicry of Social Foraging Bacteria for Distributed Optimization: Models, Principles and Emergent Behaviors*. Journal of Optimization Theory and Applications.
- [68] Dugart, L and Verriest, E., Stability and Control of Time-Delay Systems. *Volume 228 of Lecture Notes in Control and Information Sciences*. s.l. : Springer-Verlag, 1998, p. 2.
- [69] Hale, J.K., *Effects of delays on stability and control*. Report CDSN97-270. Georgia : Center for Dynamical Systems and Nonlinear Studies, 1997.
- [70] Marango, P., Bazat e Automatikes. Tirane : SHBLU, 2011, p. 128.
- [71] Ackermann, J., *Robust control: The parameter space approach*. London, UK : Springer-Verlag, 2002.

- [72] O'Dwyer, A., Handbook of PI and PID controller tuning rules, Imperial College Press, 2009.
- [73] Jantzen, J., Foundations of Fuzzy Control-A Practical Approach, John Wiley & Sons, Ltd, 2007.
- [74] Bobal, V., Kubalcik, M., Dostal, P. and Novak, J., "Adaptive Predictive Control of Laboratory Heat Exchanger", *WSEAS Transactions on Systems*, E-ISSN:2224-2678, Volume 13, 2014.
- [75] Abro, A. G. and Saleh, J. M., "Enhanced Artificial Bee Colony Algorithm to Optimize PID-AVR Controller", *International Journal of Systems Applications, Engineering & Development*, Issue 5, Volume 7, 2013
- [76] Halim, A. H. and Ismail, I., "Bio-Inspired Optimization Method-A Review", *NNGT Journal: International Journal of Information Systems*, Vol.1, July 30, 2014
- [77] Li, G.D., Wang, C.H. and Masuda, S., "The PID Prediction Control System using Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms", in IEEE International Conference of Grey Systems and Intelligent Services, November 10-12, 2009.
- [78] Wang, W., Wu, Bin, Zhao, Y. and Feng, D., "Particle Swarm Optimization for Open Vehicle Routing Problem", in ICIC 2006, LNAI 4114, pp.999-1007, Springer-Verlag, 2006.
- [79] Zhang, Y., Qiao, F. and Lu, J., "Performance Criteria Research on PSO-PID Control Systems", in IEEE International Conference on Intelligent Computing and Cognitive Informatics, 2010.
- [80] Asifa, H.M. and Vaishnav, S.R., "Particle Swarm Optimization Algorithm based PID Controller", in IEEE Third International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology, 2010.
- [81] Coello, C.A. and Lechuga, M. S., "MOPSO: A proposal for Multiple Objective Particle Swarm Optimization", in *Proceedings of IEEE CEC '02 Congress on Evolutionary Computation*, ISBN:0-7803-7282-4, pp.1051-1056, 2002.

- [82] Atiqah, N., Rahman, A., Zakaria, Z., Khawa T. and Rahman, A., "Active load and Loss Allocation in Transmission Line with Line Outage Condition via Cuckoo Search Optimization Technique", IEEE Conference (SCORED), 2013
- [83] Edite, M., Fernandes, G.P., Tiago F. M., Martins, C. and Ana Maria A.C.Rocha, "Fish Swarm Intelligent for Bound Constrained Global Optimization", in *Proceedings of the International Conference on Computational and Mathematical Methods in Science and Engineering, CMMSE 2009*, 1–3 July 2009.
- [84] Yang, X.S., "Firefly Algorithm, Levy Flights and Global Optimization", *Research and Development in Intelligent System XXVI*, Springer-Verlag, 2010.
- [85] Yatim, H. M. and Mat Darus, I. Z., "Self-tuning active vibration controller using particle swarm optimization for flexible manipulator system", *WSEAS Transactions on Systems and Control*, E-ISSN: 2224-2856, Volume 9, 2014.
- [86] Yordanova, S., "Robustness of Systems with Various PI-like Fuzzy Controllers for Industrial Plants with Time Delay", *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, Issue 6, Vol.7, pp. 528-534, June 2008.
- [87] Binitha, S. and Sathya, S. S., "A Survey of Bio inspired Optimization Algorithms", *International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE)*, ISSN:2231-2307, Volume 2, Issue 2, May 2012.
- [88] Bayoumi, E.H.E. and Salmeen, Z. A., "Practical Swarm Intelligent Control Brushless DC Motor Drive System using GSM Technology", *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, Vol.13, pp. 188-201, 2014.
- [89] Eberhart, R. C. and Shi, Y., "Particle swarm optimization: developments, applications and resources", in *Proc.of Congress on Evolutionary Computation 2001*, pp.81-86, IEEE service center, Piscataway, NJ, Seoul, Korea, 2001.
- [90] Bai, Q., "Analysis of particle swarm optimization algorithm", in *CIS Journal of Computer and Information Science*, Vol. 3, No 1, February 2010, pp.180-184, 2010.
- [91] Dong, Z., Wang, H., Wang, S., Hou, W., and Zhao, Q., "Intelligence Diagnosis Method Based on Particle Swarm Optimized Neural Network for Roller Bearings", *WSEAS Transactions on Systems*, E-ISSN:2224-2678, Issue 12, Volume 12, December 2013.

- [92] Das, S., Biswas, A., Dasgupta, S., and Abraham, A., “Bacterial Foraging Optimization Algorithm: Theoretical Foundations, Analysis, and Applications”, in *Foundations of Computational Intelligence, Studies in Computational Intelligence*, vol. 3, Springer, Berlin, Heidelberg, pp. 23–55, 2009.
- [93] Biswas, A., Dasgupta, S., Das, S., and Abraham, A., “Synergy of PSO and Bacterial Foraging Optimization-A Comparative Study on Numerical Benchmarks”, in *Innovations in Hybrid Intelligent Systems*, ASC 44, pp.255-263, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007.
- [94] Oshaba, A. S. and Ali, E. S., “Bacteria Foraging: A new Technique for Speed Control of DC Series Motor Supplied By Photovoltaic System”, *WSEAS Transactions on Power Systems*, E-ISSN: 2224-350X, Volume 9, 2014
- [95] Dasgupta, S., Das, S., Abraham, A., “Adaptive Computational Chemotaxis in Bacterial Foraging Optimization: An Analysis”, in *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 13, no. 4, 2009.

