



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У
НОВОМ САДУ



Марко Бошковић

**САВРЕМЕНЕ МЕТОДЕ ПРОЈЕКТОВАЊА
КОНВЕНЦИОНАЛНИХ ИНДУСТРИЈСКИХ
РЕГУЛАТОРА ПОД ОГРАНИЧЕЊИМА
НА РОБУСНОСТ**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Нови Сад, 2021



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:			
Идентификациони број, ИБР:			
Тип документације, ТД:	Монографска документација		
Тип записа, ТЗ:	Текст, штампани материјал		
Врста рада, ВР:	Докторска дисертација		
Аутор, АУ:	Марко Бошковић		
Ментор, МН:	др Милан Рапаић, ванредни професор др Томислав Шекара, редовни професор		
Наслов рада, НР:	Савремене методе пројектовања конвенционалних индустријских регулатора под ограничењима на робусност		
Језик публикације, ЈП:	Српски		
Језик извода, ЈИ:	Српски/Енглески		
Земља публиковања, ЗП:	Република Србија		
Уже географско подручје, УГП:	АП Војводина		
Година, ГО:	2021		
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт		
Место и адреса, МА:	Факултет техничких наука, 21 000 Нови Сад, Трг Доситеја Обрадовића 6		
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	7/160/214/21/75/0		
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжењерство		
Научна дисциплина, НД:	Аутоматика и управљање системима		
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Пројектовање конвенционалних регулатора, нумеричке методе пројектовања, аналитичке методе пројектовања, перформанса, робусност, потискивање поремећаја, секундарна регулација фреквенције		
УДК			
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду		
Важна напомена, ВН:			
Извод, ИЗ:	Предмет истраживања је развој нових метода пројектовања конвенционалних управљачких структура пропорционално-интегрално-диференцијалног типа, са и без редно везаног стабилног регулатора. Предложене методе пројектовања су примјенљиве на широјој класи индустријских процеса: стабилних, интегралних, нестабилних, процеса са временским кашњењем, затим процеса са неминималном фазом, процеса са дистрибуираним параметрима. Посебно су развијене аналитичке формуле подешавања параметара PID/PIDC регулатора за секундарну регулацију фреквенције и снаге размјене у оквиру конвенционалних електроенергетских система.		
Датум прихватања теме, ДП:	10.09.2020.		
Датум одбране, ДО:			
Чланови комисије, КО:	Председник:	др Зоран Јеличић, редовни професор	Потпис ментора
	Члан:	др Филип Кулић, редовни професор	
	Члан:	др Мирна Капетина, доцент	
	Члан:	др Јован Микуловић, редовни професор	
	Члан, ментор:	др Милан Рапаић, ванредни професор	
	Члан, ментор:	др Томислав Шекара, редовни професор	



KEY WORDS DOCUMENTATION

Образац Q2.HA.06-05- Издање 1

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monographic documentation
Type of record, TR :	Text, printed material
Contents code, CC :	PhD thesis
Author, AU :	Marko Bošković
Mentor, MN :	Milan Rapaić, PhD, associate professor Tomislav Šekara, PhD, full professor
Title, TI :	Modern methods for design of conventional industrial controllers under constraints on robustness
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian/ English
Country of publication, CP :	Republic of Serbia
Locality of publication, LP :	AP of Vojvodina
Publication year, PY :	2021
Publisher, PB :	Autor reprint
Publication place, PP :	Faculty of Technical Sciences, 21 000 Novi Sad, Trg Dositeja Obradovića 6
Physical description, PD : <small>(chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)</small>	7/160/214/21/75/0
Scientific field, SF :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, SD :	Automation and Control Systems
Subject/Key words, S/KW :	Design of conventional controllers, optimization-based design methods, analytical design methods, performance, robustness, load disturbance suppression, load frequency control
UC	
Holding data, HD :	Library of the Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad
Note, N :	
Abstract, AB :	The subject of the research is the development of new methods for designing conventional control structures of the proportional-integral-differential type, with and without a series-connected stabilizing compensator. The proposed design methods are applicable to a wide class of industrial processes: stable, integral, unstable, time-delayed processes, processes with non-minimum phase, processes with distributed parameters. Analytical formulas for adjusting the parameters of PID / PIDC controllers for secondary regulation of frequency and power interchange within conventional power systems have been specially developed.
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	10.09.2020.
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	President: Zoran Jeličić, PhD, full professor
	Member: Filip Kulić, PhD, full professor
	Member: Mirna Kapetina, PhD, assistant professor
	Member: Jovan Mikulović, PhD, full professor
	Member, Mentor: Milan Rapaić, PhD, accociate professor
	Member, Mentor: Tomislav Šekara, PhD, full professor
	Menthor's sign

Life is and will ever remain
an equation incapable of solution,
but it contains certain known factors.
— Nikola Tesla

Посвећено драгој тетки Бранки Ђуричић. . .

Захвалница

Ова дисертација је настала као резултат истраживања под руководством професора Милана Рапаића и професора Томислава Шекаре. Од самог почетка сам имао подршку и несебичну помоћ од оба професора. Имао сам привилегију да будем дио њиховог тима и учим од њих. Захваљујем им се на посвећеном времену, стрпљењу, стручним савјетима, сугестијама, смјерницама и критикама који су употпунили и унаприједили ову дисертацију, али истовремено обликовали мене као човјека.

Велику захвалност дугујем професору Зорану Јеличићу на подршци и разумијевању током цјелокупних докторских студија. Посебну захвалност бих изразио драгој колегиници Мирни Капетини на подршци током докторских студија и што је увијек била спремна да ми помогне у рјешавању било ког проблема. Захвалио бих се свим члановима комисије који су својим сугестијама, коментарима и савјетима допринијели побољшању квалитета ове дисертације. Захвалност бих изразио и професорима Михаилу Лазаревићу и Петру Мандићу са Машинског факултета Универзитета у Београду као и професору Будимиру Лутовцу са Електротехничког факултета Универзитета Црне Горе на подршци и успјешној сарадњи.

Драгим професорима и колегама Видану Говедарици, Мирјани Максимовић и колеги Миодрагу Форцану са Електротехничког факултета Универзитета у Источном Сарајеву се захваљујем што су имали стрпљења за мене и неизмјерно и несебично ме подржавали и мотивисали у току студија и искрено цијенили мој рад. Поменуо бих и уважене професоре Слободана Милојковића и Божидача Крстајића, којима се овом приликом такође захваљујем на подршци.

Ипак, највећу захвалност дугујем својим родитељима Чедомиру и Ранки, сестри Милицы, рођаку Душану и вољеним за њихову свакодневну безрезервну подршку и љубав.

Садржај

1. Увод	1
2. Преглед стања у научној области и полазне основе у истраживању	6
2.1. Мотиви истраживања	6
2.2. Стање у научној области од интереса и преглед истраживања	10
2.2.1. Нумеричке методе пројектовања	13
2.2.2. Аналитичке методе пројектовања	17
3. Структуре управљања са конвенционалним регулаторима	21
3.1. Конвенционални регулатори	22
3.2. Структуре конвенционалних регулатора са измјештеним дејством	25
3.3. Карактеристичне функције преноса	30
3.4. Анализа робусности усљед неодређености параметара процеса	34
3.5. Фундаментална ограничења на перформансу и робусност	39
4. Основни квантитативни показатељи понашања система	42
4.1. Квантитативне мјере перформансе система	43
4.2. Квантитативне мјере робусности система	48
4.2.1. Осјетљивост на мјерни шум	50
5. Савремене методе пројектовања конвенционалних регулатора	52
5.1. Нумеричке методе пројектовања	55
5.1.1. Пројектовање оптималног PI регулатора оптимизацијом комбинованог критеријума перформансе под ограничењима на робусност	55

5.1.2.	Пројектовање оптималног PID и PIDC регулатора под ограничењима на перформансе и робусност примјеном принципа несиметричног оптимума	61
5.1.3.	Пројектовање оптималног PID регулатора под ограничењима на робусност	66
5.2.	Аналитичке методе пројектовања	73
5.2.1.	Аналитичко пројектовање PID регулатора примјеном спектра полова и D-разлагања	73
5.2.2.	Аналитичко пројектовање PIDC регулатора на основу спектра полова под ограничењима на робусност	81
5.2.3.	Аналитичко пројектовање PI и PID регулатора на основу комплементарне функције осјетљивости	87
5.2.4.	Аналитичко пројектовање PD регулатора на основу функције комплементарне осјетљивости	94
6.	Аналитичке формуле подешавања параметара PIDC и PID регулатора за секундарну регулацију фреквенције у електроенергетском систему	100
6.1.	Упрошћени модел електроенергетског система за пројектовање LFC	105
6.2.	Предложена процедура пројектовања PIDC и PID регулатора за секундарну регулацију фреквенције	107
6.3.	Пројектовање PIDC регулатора	109
6.3.1.	Електроенергетски системи са агрегатима са парном турбином	110
6.3.2.	Електроенергетски системи са агрегатима са хидротурбином	113
6.4.	Апроксимација PIDC регулатора са PID регулаторима	115
6.5.	Симулациона анализа и дискусија	118
6.5.1.	Случај електроенергетског система са термоагрегатима са NRH парном турбином	119
6.5.2.	Случај електроенергетског система са термоагрегатима са RH парном турбином	121
6.5.3.	Случај електроенергетског система са хидроагрегатима	124
6.5.4.	Филтрација мјерног шума	131
6.5.5.	Разматрање утицаја нелинеарности типа GRC	131

6.5.6. Проширење методологије пројектовања на електро- енергетске системе са више области у интерконекцији	133
7. Закључак	138
Литература	140

Списак слика

3.1. Структурна блок шема система управљања	21
3.2. Структурни блок дијаграм PI регулатора	27
3.3. Структурни блок дијаграм PD регулатора	27
3.4. Структурни блок дијаграм PID регулатора	28
3.5. Структурни блок дијаграм PIDC регулатора	28
3.6. Упрошћени структурни блок дијаграм система управљања	30
3.7. Представљање немоделоване динамике код линеарних система укључујући трансформације система са адитивном неодређености (a) у систем са мултипликативном неодређености (b), односно у еквивалентни блок дијаграм (c) погодан за примјену теореме о малом појачању	36
3.8. Никвистов дијаграм за номиналну функцију преноса у отвореној спрези $L(s) = C(s)G_p(s)$ укључујући неизвјесност узроковану адитивном промјеном процеса за Δ и 3Δ	36
3.9. Илустрација ефекта воденог кревета на основу амплитудских фреквенцијских карактеристика функције осјетљивости и функције комплементарне осјетљивости	40
3.10. Илустрација како спецификације у амплитуди $ S $ у области ниских фреквенција и амплитуди $ T $ у области високих фреквенција дефинишу границе појачања повратног преноса $ L $	41
4.1. Спецификације у временском домену на основу типичног одскочног одзива релаксираног система	47
4.2. Никвистова крива функције преноса у отвореној спрези $L(s)$ са назначеним маргинама стабилности: g_m , ϕ_m и индексом робусности M_s	49

5.1. Поређење одзива система на јединични степ поремећај за процесе $G_{p3}(s)$, $K = 120$ и $G_{p4}(s)$, $n = 3 - \max J_c$ и АПХ метод	57
5.2. Поређење одзива система на јединични степ поремећај за процесе $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,2$ и $G_{p6}(s)$, $L_1 = 1 - \max J_c$ и АПХ метод	58
5.3. Поређење одзива система на јединични степ поремећај за процесе $G_{p8}(s)$, $\theta = 2$ и $G_{p9}(s) - \max J_c$ и АПХ метод	58
5.4. Поређење одзива система на јединични степ поремећај за процесе $G_{p13}(s)$ и $G_{p14}(s) - \max J_c$ и АПХ метод	58
5.5. Поређење одзива система на јединични степ поремећај за процесе $G_{p17}(s)$ и $G_{p19}(s) - \max J_c$ и АПХ метод	60
5.6. Поређење одзива система на јединични степ поремећај за процесе $G_{p21}(s)$ и $G_{p23}(s) - \max J_c$ и АПХ метод	60
5.7. Одскочни одзиви система на референцу и поремећај са PIDC и PID регулатором пројектованих на основу принципа несиметричног оптимума за процесе $G_{p4}(s)$, $n = 4$ и $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,7$	64
5.8. Одзиви система на референцу и поремећај са PIDC и PID регулатором пројектованих на основу принципа несиметричног оптимума за процесе $G_{p16}(s)$ и $G_{p8}(s)$	64
5.9. Одзиви система на референцу и поремећај са PIDC и PID регулатором пројектованих на основу принципа несиметричног оптимума за процесе $G_{p9}(s)$ и $G_{p13}(s)$	64
5.10. Одзиви система на референцу и поремећај са PIDC и PID регулатором пројектованих на основу принципа несиметричног оптимума за процесе $G_{p22}(s)$ и $G_{p14}(s)$	65
5.11. Одзиви система на референцу и поремећај за процес $G_{p4}(s)$, $n = 4 - \text{PSO}$, $\max(k_p)$, GA и TR метод	69
5.12. Одзиви система на референцу и поремећај за процес $G_{p5}(s) - \text{PSO}$, $\max(k_p)$, GA и TR метод	69
5.13. Одзиви система на референцу и поремећај за процес $G_{p8}(s)$, $\theta = 1 - \text{PSO}$, $\max(k_p)$, GA и TR метод	70
5.14. Одзиви система на референцу и поремећај за процес $G_{p10}(s)$, $L = 1 - \text{PSO}$, $\max(k_p)$, GA и TR метод	70
5.15. Одзиви система на референцу и поремећај за процес $G_{p11}(s)$, $L = 0,5 - \text{PSO}$, $\max(k_p)$, GA и TR метод	70

5.16. Одзиви система на референцу и поремећај за процес $G_{p12}(s)$, $L = 2$ – PSO, $\max(k_p)$, GA и TR метод	71
5.17. Одзиви система на референцу и поремећај за процес $G_{p15}(s)$ – PSO, $\max(k_p)$, GA и TR метод	71
5.18. Одзиви система на референцу и поремећај за процес $G_{p16}(s)$ – PSO, $\max(k_p)$, GA и TR метод	71
5.19. Илустрација области стабилности у комплексној параме- тарској равни	76
5.20. Жељена област пресликавања (осјенчени дио)	76
5.21. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p1}(s)$, $T = 1$ и $G_{p2}(s)$, $T = 1$	77
5.22. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p3}(s)$, $T = 0,5$ (лијево) и $G_{p4}(s)$, $n = 2$ (десно)	78
5.23. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,2$ и $G_{p6}(s)$, $L_1 = 0,5$	78
5.24. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p8}(s)$, $\theta = 0,5$ и $G_{p9}(s)$, $T = 0,5$	78
5.25. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p10}(s)$, $L = 0,2$ и $G_{p11}(s)$, $L = 0,5$	79
5.26. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p12}(s)$, $L = 2$ и $G_{p13}(s)$	79
5.27. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p15}(s)$ и $G_{p16}(s)$	79
5.28. Одзиви система на јединични степ поремећај за процесе $G_{p4}(s)$, $n = 4$ и $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,2$	80
5.29. Одзиви система на јединични степ поремећај за процесе $G_{p12}(s)$ и $G_{p16}(s)$	81
5.30. Одзиви система на јединични одскачни референтни сигнал и одскачни поремећај за процесе $G_{p8}(s)$, $\theta = 1$ и $G_{p9}(s)$, $T =$ $0,5$ са PIDC регулатором пројектованим на основу спектра полова	84
5.31. Одзиви система на јединични одскачни референтни сигнал и одскачни поремећај за процесе $G_{p10}(s)$ и $G_{p11}(s)$ са PIDC регулатором пројектованим на основу спектра полова	84

5.32. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе $G_{p12}(s)$ и $G_{p13}(s)$ са PIDC регулатором пројектованим на основу спектра полова	86
5.33. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе $G_{p15}(s)$ и $G_{p18}(s)$ са PIDC регулатором пројектованим на основу спектра полова	86
5.34. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе $G_{p20}(s)$ и $G_{p22}(s)$ са PIDC регулатором пројектованим на основу спектра полова	86
5.35. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе $G_{p24}(s)$ и $G_{p25}(s)$, $K = 25$	90
5.36. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процес $G_{p6}(s)$, $L_1 = 0$	91
5.37. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе $G_{p26}(s)$ и $G_{p27}(s)$	91
5.38. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе $G_{p4}(s)$, $n = 4$ и $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,7$	91
5.39. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе $G_{p28}(s)$ и $G_{p29}(s)$,	92
5.40. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p1}(s)$, $T = 1$ (лијево) и $G_{p31}(s)$, $L = 1$ (десно)	97
5.41. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p20}(s)$ и $G_{p12}(s)$, $L = 2$	97
5.42. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал и поремећај за процесе $G_{p15}(s)$, $D(s) = 1/s$ ($t > 25$ s) (лијево) и $G_{p33}(s)$, $D(s) = 0,05/s$ ($t > 25$ s) (десно)	99
6.1. Хијерархијска шема регулације мрежне фреквенције укључујући функције појединих регулационих блокова	103
6.2. Упрошћени блок дијаграм линеаризованог модела електроенергетског система за LFC анализу	105
6.3. Управљачка структура система са регулатором $C(s) = Q(s) - 1/R$ за секундарну регулацију фреквенције	107
6.4. Зависност индекса M_s , M_p , Δf_p за електроенергетски систем са агрегатима са NRH парном турбином у односу на N за унапријед задате вриједности IAE	119

- 6.5. Зависност M_s (пуна плава), M_p (испрекидана црвена) M_n (тачкаста зелена) и IAE (испрекидано-тачкаста црна) у функцији подесивог параметра λ (Лијево); Поређење девијације фреквенције система са агрегатима са NRH турбином у номиналном режиму (Десно). 121
- 6.6. Поређење девијација фреквенције за електроенергетски систем са NRH турбином у пертурбованом режиму: са +50% промјеном у K_p и T_p (Лијево); са -50% промјеном у K_p , T_p , T_T и T_G (Десно). 121
- 6.7. Зависност M_s (пуна плава), M_p (испрекидана црвена) M_n (тачкаста зелена) и IAE (испрекидано-тачкаста црна) у функцији подесивог параметра λ (Лијево); Поређење девијације фреквенције система са RH турбином у номиналном режиму (Десно). 123
- 6.8. Поређење фреквенцијских карактеристика PIDC₂ и PID регулатора добијених на основу предложене Тејлорове и конвенционалне Маклоренове апроксимације 126
- 6.9. Поређење девијација фреквенције за електроенергетски систем са RH турбином у пертурбованом режиму: са +50% промјеном у K_p и T_p (Лијево); са -50% промјеном у K_p , T_p , T_T и T_G (Десно). 126
- 6.10. Зависност M_s (пуна плава), M_p (испрекидана црвена) M_n (тачкаста зелена) и IAE (испрекидано-тачкаста црна) у функцији подесивог параметра λ (Лијево); Поређење девијације фреквенције система са хидротурбином у номиналном режиму (Десно). 127
- 6.11. Поређење девијације фреквенције система са хидроагрегатима при -50% промјени T_W (Лијево); Поређење девијације фреквенције система са хидроагрегатима при +50% промјени T_W (Десно). 128
- 6.12. Никвистове криве система са PIDC₁ регулатором за $\lambda = 3,58$ (пуна плава линија) и $\lambda = 7,04$ (испрекидана црна линија) функције преноса у отвореној спреси $C(i\omega)G_m(i\omega)$ (лијево); Поређење девијације фреквенције система са хидроагрегатима при +100% повећању T_W 129

6.13. Одзиви система на јединични степ поремећај који дјелује од 1 s за електроенергетски систем са агрегатима са NRH турбином укључујући мјерни шум са: (Лијево) предложеним PIDC регулатором; (Десно) предложеним PID регулатором.	132
6.14. Поређење одзива система на јединични степ поремећај који дјелује од 1 s за електроенергетски систем са NRH турбином укључујући мјерни шум	132
6.15. Управљачка структура електроенергетског система са PIDC/PID регулатором укључујући анти-GRC шему	133
6.16. Поређење девијације фреквенције (лијево) и генерисане снаге (десно) у систему са укљученом анти-GRC структуром .	133
6.17. Управљачка структура за секундарну регулацију фреквенције код електроенергетског система од двије регулационе области у интерконекцији	135
6.18. Девијација фреквенције Δf_1 у области 1 и фреквенције Δf_2 , респективно, размјена снаге ΔP_{tie} између области 1 и 2 . . .	135
6.19. Упрошћени блок дијаграм система од четири електроенергетске области у интерконекцији	136
6.20. Девијације фреквенције Δf_1 , Δf_2 , Δf_3 и Δf_4	137
6.21. Снаге размјене ΔP_{tie1} , ΔP_{tie2} , ΔP_{tie3} и ΔP_{tie4}	137

Списак табела

5.1. Параметри оптимално подешеног PI регулатора и индекси перформансе и робусности	59
5.2. Параметри регулатора добијени на основу принципа несиметричног оптимума при $T_f = \sqrt{2 k_h }/M_n$ за PIDC регулатор и $T_f = k_d /M_n$ за PID регулатор	65
5.3. Основни параметри примијењеног PSO алгоритма [115]	68
5.4. Параметри PID регулатора и добијени индекси перформансе и робусности користећи алгоритме: PSO, $\max(k_p)$, GA и TR	72
5.5. Параметри PID регулатора на основу предложене процедуре пројектовања за задате вриједности прескока A_p и времена смирења t_s	80
5.6. Параметри PIDC регулатора за процесе $G_{p1}(s)$, $G_{p2}(s)$ и $G_{p3}(s)$ под ограничењем на робусност $M_s = 2$ за $\alpha = 1$, $\alpha = 0,98$, и $\alpha = 0,96$; за остале процесе је $\alpha = 1$	85
5.7. Аналитичке формуле подешавања параметара PI/PID регулатора за типичне индустријске процесе без кашњења	89
5.8. Параметри PI/PID регулатора и добијени индекси перформансе/робусности примјеном предложене методе пројектовања	93
5.9. Параметри PID регулатора и добијени индекси перформансе/робусности примјеном предложене методе пројектовања	93
5.10. Аналитичке формуле подешавања параметара PD регулатора	96
5.11. Параметри PD регулатора и добијени индекси перформансе и робусности	98
6.1. Параметри електроенергетског система	106

6.2. Аналитичке формуле подешавања параметара PIDC регулатора у случају система са термоагрегатима са NRH парном турбином	112
6.3. Аналитичке формуле подешавања параметара PIDC регулатора у случају система са RH парном турбином	113
6.4. Аналитичке формуле подешавања параметара PIDC регулатора у случају система са хидроагрегатима	115
6.5. Аналитичке формуле подешавања параметара PID регулатора у случају система са агрегатима са NRH парном турбином	116
6.6. Аналитичке формуле подешавања параметара PID регулатора у случају система са хидроагрегатима	117
6.7. Аналитичке формуле подешавања параметара PID регулатора у случају система са термоагрегатима са RH парном турбином	117
6.8. Параметри предложеног PID регулатора за задато M_s и M_n уз $T_f = k_d /M_n$ и добијени индекси перформансе и робусности за систем са NRH турбином	122
6.9. Параметри предложеног PID регулатора за задато M_s и M_n уз $T_f = k_d /M_n$ и добијени индекси перформансе и робусности за систем са агрегатима са RH турбином	125
6.10. Параметри предложеног PID регулатора за задато M_s и M_n уз $T_f = k_d /M_n$ и добијени индекси перформансе и робусности за систем са хидроагрегатима	130

Списак скраћеница

Ознака	Енглески назив	Српски назив
ACE	Area Control Error	грешка регулационе области
ADRC	Active Disturbance Rejection Control	управљање активним потискивањем поремећаја
AGC	Automatic Generation Control	аутоматска регулација производње
AMIGO	Approximate MIGO	апроксимирани MIGO
ARMA	Auto-Regressive Moving Average	ауторегресивни (модел) са промјенљивом средином
ARMAX	Auto-Regressive Moving Average eXogenous input	ауторегресивни (модел) са промјенљивом средином и спољашњом побудом
ARX	Auto-Regressive eXogenous input	ауторегресивни (модел) са спољашњом побудом
AVR	Automatic Voltage Regulator	аутоматски регулатор напона
DE	Differential Evolution	диференцијална еволуција
DTC	Dead Time Compensator	компензатор временског кашњења
ED	Economic Dispatch	оптимална расподјела (активне снаге)
EMS	Energy Management System	систем за управљање производњом

Ознака	Енглески назив	Српски назив
ENTSO-E	European Network of Transmission System Operators for Electricity	европска мрежа оператора преносног система електричне енергије
FOPDT	First Order Plus Dead Time	(процес) првог реда са временским кашњењем
FQDP	Frequency Quality Defining Parameters	параметри за дефинисање квалитета фреквенције
GA	Genetic Algorithm	генетски алгоритам
GRC	Generation Rate Constraint	ограничење брзине производње
IAE	Integral of Absolute Error	интеграл апсолутне грешке
IE	Integral Error	интеграл грешке
IFAC	International Federation of Automatic Control	Међународна федерација за аутоматско управљање
IPDT	Integral Plus Dead Time	интегрални (процес) са временским кашњењем
ISA	Instrument Society of America	друштво Америке за (индустријске) инструменте
ISE	Integral of Square Error	интеграл квадрата грешке
ITAE	Integral of Time-weighted Absolute Error	интеграл апсолутне грешке са временским тежинским фактором
ITNAE	Integral of Multiplied Time Absolute Error	интеграл апсолутне грешке са временским тежинским фактором реда n
IMC	Internal Model Control	управљање са унутрашњим моделом
LFC	Load Frequency Control	секундарна регулација фреквенције и снаге размјене
LQR	Linear Quadratic Regulator	линеарни квадратни регулатор

Ознака	Енглески назив	Српски назив
MIGO	M-constrained Integral Gain Optimization	оптимизација интегралног појачања под M-ограничењем
MIMO	Multi-Input Multi-Output	(систем) са више улаза и више излаза
NRH	Non-ReHeated	без (поновног) загријевања
OE	Output Error	грешка на излазу
PD	Proportional Derivative	пропорционално-диференцијални
PI	Proportional Integral	пропорционално-интегрални
PID	Proportional-Integral-Derivative	пропорционално-интегрално-диференцијални (регулатор)
PIDC	Proportional-Integral-Derivative plus Compensator	пропорционално-интегрално-диференцијални плус компензатор
PLL	Phase-Locked Loop	фазно закључана петља
PSO	Particle Swarm Optimization	оптимизација ројем честица
QE	Quadratic Error	квадратна грешка
RH	Reheated	(турбина) са загријевањем
SIMC	Skogestad IMC	метод управљања са унутрашњим моделом који је развио Skogestad
SISO	Single-Input Single-Output	(систем) са једним улазом и једним излазом
SOPDT	Second Order Plus Dead Time	(процес) другог реда плус временско кашњење
TSO	Transmission System Operator	оператор преносног система
TR	Trust Region	поуздана област
TV	Total Variation	укупна варијација

1 УВОД

Ова дисертација је настала као резултат вишегодишњег научноистраживачког рада аутора у области теорије управљања. Анализом доступне литературе и остварених научно-стручних резултата предложени алгоритми пројектовања конвенционалних регулатора представљају оригинални допринос у теорији управљања и по први пут су на такав начин обједињени у овој дисертацији.

Централни проблем истраживања је развој нових метода подешавања параметара конвенционалних управљачких структура пропорционално-интегрално-диференцијалног типа, са и без редно везаног стабилишућег компензатора. У зависности од присутних дејстава, овакве структуре се у литератури најчешће обиљежавају латиничним скраћеницама PI, PD, PID, PIDC, које ћемо и ми у наставку користити. Рјешење истраживачког проблема своди се на одређивање параметара претходно изабраних регулационих структура тако да систем у затвореној спреси оствари задате (жељене) показатеље понашања. С тим у вези, у овом тексту ћемо под термином „пројектовање регулатора” подразумевати различите процедуре подешавања параметара регулатора, при чему је структура регулатора (PI, PD, PID или PIDC) унапријед задата. Развијене методе пројектовања су примјенљиве на широкој класи индустријских процеса: стабилних, интегралних, нестабилних, процеса са транспортним кашњењем, затим процеса са неминималном фазом, процеса са дистрибуираним параметрима итд. Предложени поступци пројектовања имају општи карактер са становишта примјене у индустријској пракси, а основни предуслов за њихову примјену је претходно познавање модела процеса. Према најбољим сазнањима аутора приказани резултати су оригинални, и као такви су верификовани публикацијама у научним часописима [107, 112, 141] и зборницима научних конференција [104, 106, 120, 133, 135, 139].

Заједнички именитељ свих предложених метода пројектовања јесте

максимизација квантитативних показатеља способности система да ефикасно потисне (неутралише, компензује) спољашње поремећаје, уз ограничење на његову осјетљивост на различите типове несигурности, као што су грешке моделовања и мјерни шум. Квантитативни показатељи способности система да ефикасно неутралише спољње поремећаје се по правилу дефинишу у временском домену, то су: вриједност прескока, вријеме смирења, различити интегрални показатељи (као што су интеграл грешке, интеграл апсолутне грешке итд.) и друге. Осјетљивост система се квантитативно описује разноврсним показатељима, као што су претечи стабилности (претек појачања, фазе и кашњења), те различите мјере осјетљивости дефинисане у фреквенцијском домену (M_s , M_p , M_n). Иако и једна и друга група показатеља понашања, у општем случају, дефинишу перформансе система управљања, у релевантној литератури на енглеском језику је термин „индекс перформансе” резервисан само за прву групу, односно за квантитативне показатеље способности система да ефикасно потисне спољашњи поремећај (односно успјешно да прати референцу). Показатељи отпорности система на несигурности и мјерни шум се тада обично називају „индексима робусности”. Тако рецимо, каже се да добро пројектован регулатор мора постићи задовољавајући компромис између перформансе и робусности [10, 36, 37]. Може се рећи да је потрага за овим компромисом на примјеру широке класе репрезентативних модела индустријских процеса, те разматрање различитих начина на који се он може постићи, основна тема истраживања ове дисертације.

Дисертација се структурно може подијелити у двије цјелине. У првој цјелини, у поглављу 5, приказане су оригинално развијене процедуре пројектовања конвенционалних регулатора за широку класу индустријских процеса. Развијене методе се могу класификовати у двије групе: прва група су нумеричке методе пројектовања, а друга група су аналитичке методе пројектовања. Нумеричке методе пројектовања се заснивају на рјешавању погодно дефинисаног критеријума оптималности и оне су описане у поглављу 5.1. Прва предложена метода пројектовања, приказана у одјелку 5.1.1 се односи на оптимизацију параметара PI регулатора гдје критеријум оптималности дефинисан линеарном комбинацијом интегралног и пропорционалног појачања. У другој методи пројектовања, имплементираној у одјелку 5.1.2 се врши оптимизација параметара PID и PIDC регулатора рјешавањем проблема максимизације интегралног по-

јачања под ограничењима на мјерни шум. Додатна ограничења су дефинисана на основу принципа несиметричног оптимума и алтернативног ограничења на робусност, датог у виду претека фазе. Трећа нумеричка метода пројектовања у одјељку 5.1.3 се односи на минимизацију интеграла апсолутне грешке (*Integral of Absolute Error* – IAE) под ограничењима на робусност гдје су параметри PID регулатора одређени примјеном савремених глобалних оптимизационих алгоритама, међу којима је и алгоритам оптимизације ројем честица (*Particle Swarm Optimization* – PSO). Код аналитичких метода пројектовања се избором подесивих параметара усклађује компромис између показатеља ефикасности компензације поремећаја и робусности и оне су описане у поглављу 5.2. У оквиру ове групе представљена је у одјељку 5.2.1 метода пројектовања PID регулатора заснована на увођењу захтјева у временском домену и спектру полова у којој се примјењује метода D-разлагања за одређивање области стабилности у равни параметара регулатора. Слична метода пројектовања која се заснива на примјени концепта спектра полова и дефинисања погодне, референтне тест функције, развијена је у одјељку 5.2.2 за подешавање параметара PIDC регулатора узимајући у обзир робусност система. Као типичне аналитичке методе пројектовања истичу се методе у којима су изведене формуле којима су дате експлицитне функционалне зависности параметара регулатора у односу на параметре модела регулисаног процеса. У том смислу, у одјељку 5.2.3 изведена су експлицитна аналитичка правила за подешавање параметара конвенционалних регулатора за класу стабилних процеса нижег реда. Битно је истаћи да се иста методологија пројектовања може примијенити за извођење аналитичких правила за знатно ширу класу индустријских процеса. Међутим, у том случају би се добили регулатори вишег реда па би било неопходно извршити редукцију реда функције преноса регулатора, односно правила подешавања би имала знатно сложенију форму. У одјељку 5.2.4 је представљена и метода аналитичког пројектовања PD регулатора на основу комплементарне функције осјетљивости. Све методе пројектовања су верификоване на широкој класи модела индустријских процеса који се уобичајено користе у научној литератури за потврду њихове ефикасности. Примарни циљ у представљеним методама пројектовања је да управљачка структура са конвенционалним регулатором остварује ефикасно потискивање поремећаја, а затим коришћењем структура са два степена слободе омогућено

је додатно обликовање одзива на референтни сигнал.

Друга цјелина, поглавље 6, се односи на управљање фреквенцијом у оквиру конвенционалних електроенергетских система гдје на примјеру адекватних модела ових система представљена методологија пројектовања PID и PIDC регулатора унутар система за секундарну регулацију фреквенције и снаге размјене. Најприје, у одјелку 6.3 је извршено пројектовање PIDC регулатора за електроенергетски систем са једном регулационом области са термоагрегатима (без загријевања и са поновним загријевањем паре) и хидроагрегатима. Према сазнањима ово је прва студија у којој је примијењена јединствена методологија која обједињује процедуру пројектовања за електроенергетске системе са агрегатима са сва три типа турбина. На основу описане методологије пројектовања у одјелцима 6.3 и 6.4 изведене су компактне аналитичке формуле подешавања PIDC и PID регулатора за секундарну регулацију фреквенције. Поступак апроксимације добијених PIDC регулатора са једноставнијим PID управљачким алгоритмима је детаљно описан у одјелку 6.4. Апроксимациона процедура омогућава задржавање жељеног нивоа робусности управљачке петље. Предложена метода пројектовања регулатора је једноставна и директна: описана је са два подесива параметра: λ који првенствено утиче на ефикасност компензације поремећаја и N који примарно одређује робусност и осјетљивост на мјерни шум. У овом контексту разликоваћемо два типа PIDC регулатора: PIDC₁ и PIDC₂ у зависности од реда серијски везаног компензатора, који може имати вриједност један или два, респективно. У одјелку 6.5 је дата детаљна нумеричка анализа као и поређење остварених показатеља понашања са недавно објављеним методама пројектовања. У одјелку 6.5.5 је у контексту предложене методологије пројектовања испитана појава ограничења брзине производње (*Generation Rate Constraint* – GRC) као једног типа нелинеарности који је укључен у модел електроенергетског система. На крају, у одјелку 6.5.6 је представљено проширење предложене процедуре на електроенергетске системе са више области у интерконекцији.

Ова дисертација је формално организована у седам поглавља. Послије првог поглавља, у коме је укратко описан проблем истраживања, у поглављу 2 је описана мотивација истраживања као и преглед актуелног стања у области. У овом дијелу дисертације су такође дате полазне основе у истраживању.

У поглављу 3 су су описане структуре управљања са конвенционалним регулаторима, уведена је нотација и терминологија која ће се користити, а затим дате теоријске основе развоја савремених метода пројектовања конвенционалних регулатора. Овде су такође описана основна начела анализе робусности система усљед неодређености параметара у моделу процеса. Поред тога, наведена су ограничења остваривости перформансе у виду интегралних релација на функције осјетљивости и комплементарне осјетљивости.

У поглављу 4 су дефинисани основни квантитативни показатељи понашања система управљања као интегрални дио савремених метода пројектовања конвенционалних регулатора.

Поглавља 5 и 6 су централни дио ове дисертације гдје су представљене новоразвијене процедуре пројектовања конвенционалних регулатора под ограничењима на робусност. У поглављу 5 су описане све методе пројектовања конвенционалних регулатора које су развијене. Најприје су представљене нумеричке, а затим аналитичке методе пројектовања. После је представљања сваке процедуре пројектовања посебно, извршена је симулациона анализа на изабраним представницима индустријских процеса. У поглављу 6 је описана детаљна анализа извођења аналитичких формула подешавања параметара PID/PIDC регулатора у системима за секундарну регулацију фреквенције у електроенергетском систему укључујући поређење ефикасности потискивања поремећаја и робусности са недавно развијеним техникама пројектовања.

У поглављу 7 су дата закључна разматрања, дат је резиме остварених кључних резултата и могућности и смјернице за даљу истраживачку дјелатност.

2 Преглед стања у научној области и полазне основе у истраживању

У овом поглављу биће наведене бројне студије које потврђују доминантност примјене конвенционалних регулатора у индустријској пракси. Биће описани разлози зашто су конвенционални управљачки алгоритми заступљени у индустрији без обзира на развој софистицираних техника управљања. Истовремено ће бити наглашени мотиви за провођење истраживања у овој области. На крају ће бити дат приказ литературе од значаја за ово истраживање као и сви они научни извори који додатно расвијетљавају централну тему истраживања.

2.1 Мотиви истраживања

Регулација процеса је област система управљања чији развој је снажно наглашен теоретским доприносима који укључују примјену различитих формалних дисциплина као што су: комплексна анализа, диференцијалне једначине, теорија вјероватноће, диференцијална геометрија, теорија оптимизације и теорија графова [1]. Због тога је регулација процеса једна од области инжењерства са највећим степеном примјене математике гдје циљ да се на различите начине постигну бенефити примјене повратне спреге. Увођењем концепта повратне спреге у системе аутоматског управљања остварен је позитиван ефекат на ефикасност компензације поремећаја и робусност система у затвореној спреси: могао се утицај поремећаја смањити и постићи мања осјетљивост система на промјене параметара процеса [2]. Предуслов да би се то постигло је да се адекватно подесе параметри изабране управљачке структуре. Као водећи управљачки алгоритам који се користи у имплементацији повратне спреге у индустрији је пропорционално-интегрално-диференцијални

(*Proportional-Integral-Derivative* – PID) регулатор као главни представник конвенционалних индустријских регулатора. Под конвенционалним индустријским регулаторима уобичајено је сматрати P, PI, PD, PID регулаторе, али и регулаторе добијене серијским везивањем ових регулатора и филтара одговарајућег реда чиме се добијају регулатори вишег реда (PIDC регулатори). Иако коријени PID регулације датирају још почетком 1900-тих година, PID регулатори су и данас неизоставни дио управљачких структура у индустрији. Регулационе структуре PID типа имају широку примјену у индустрији за рјешавање различитих проблема у процесној индустрији: регулација нивоа, брзине, позиције, притиска, температуре, протока, као и широк спектар примјена у електромоторним погонима, аутомобилској индустрији, контроли лета, хемијској индустрији итд. Пропорционално-интегрално-диференцијални регулатор долази у много различитих облика: као стандардни контролер са једном петљом, као софтверска компонента у програмабилним логичким контролерима и дистрибуираним управљачким системима, као уграђени контролер у роботским манипулаторима и осталим мехатроничким системима [3]. У многим случајевима софистициране управљачке технике се могу додати да би се прошириле могућности PID регулатора путем адаптивног подешавања параметара, компензације временског кашњења, директног (*feed-forward*) управљања итд. [4]. Битно је истаћи да се у академској и индустријској заједници одржавају посебни симпозијуми и конференције гдје PID регулатор главна тематска област. Примјер су конференције које организује Међународна федерација за аутоматско управљање (*International Federation of Automatic Control* – IFAC). До сада су одржане три такве конференције: 2000. године у Тераси (Шпанија), 2012. године у Бреши (Италија) и 2018. године у Генту (Белгија). Осим тога, поједини универзитети као што је Универзитет у Лунду (Шведска) имају континуалан пројекат развоја нових метода пројектовања PID регулатора који траје још од 1990-тих година.

Навешћемо неколико истраживања којима се потврђује доминантност примјене конвенционалних регулатора у односу на остале типове напредних управљачких алгоритама. Експерти из индустрије, Десборо (*Desborough*) и Милер (*Miller*), су на основу истраживања унутар компаније Ханивел (*Honeywell*) [5], које укључивало 11 000 регулатора у нафтној, хемијској индустрији те индустрији целулозе и папира, утврдили да 98%

регулатора има PID структуру. Друго истраживање [6] у коме је учествовало око 100 представника академске и индустријске заједнице класификовало је PID регулатор као други допринос двадесетог вијека у категорији управљања (*control*), одлучивања (*decision*) и комуникације (*communication*), непосредно иза микропроцесора. Истраживање [7] спроведено у котловско-турбинским постројењима у Гуангдонг (*Guangdong*) провинцији у Кини је показало да 94,4% спрега има PI структуру, 3,7% спрега има PID структуру, а свега 1,9% чине напредне технике регулације [7]. Недавно спроведена студија у [8], је рангирала PID регулацију на прво мјесто са аспекта високог утицаја на индустрију. Основни закључак наведеног истраживања је да ефективност и једноставност имплементације обезбјеђују предност PID алгоритма у односу на остале алгоритме управљања: предиктивно управљање по моделу, интелигентно управљање, нелинеарно управљање, адаптивно управљање итд. Без обзира на развој теорије наведених техника управљања, значај PID регулатора није смањен. Наиме, са перспективе процесне регулације, процесно индустријско постројење се може хијерархијски организовати тако да су виши слојеви регулисани у дужем временском распону (дани, седмице) и одлуке које се ту доносе су више стратешког него оперативног карактера. На тим слојевима се користе напредне технике управљања и оне се као такве користе за задавање референци PID регулаторима који се користе на нижим управљачким, односно регулаторским нивоима [9, 10].

Резултати многих истраживања истовремено дају разлоге и објашњавају потребу за даљим развојем нових метода пројектовања конвенционалних регулатора [4]. На основу студије [11] утврђено је да 50% регулационих петљи ради коректно, 25% неефикасно, 25% дисфункционално. Главни разлози за неефикасан рад су: лоше пројектовање система (у технолошком смислу) – 20%, проблеми са вентилима, позиционерима, актуаторима – 30%, лоше подешени регулатори – 30%. Анализа перформанси индустријских процеса у [12] је показала да више од 30% инсталираних регулатора ради у ручном режиму, око 25% управљачких спрега користи фабричка подешавања, а 30% спрега има проблеме са инсталираном опремом. Генерално речено, смањење перформанси система се одражава на економски аспект повећавајући губитке у производњи што је аспект који се не смије занемарити. С обзиром на наведене чињенице, Одвајер (*O'Dwyer*) је направио збирку великог броја аналитичких формула за

подешавање параметара PI/PID регулатора која је представљена у [13], а све са циљем што веће заступљености у индустријској пракси. Исти аутор наводи у [14] да је до средине 2008. године развијено 563 аналитичка правила за подешавање PI регулатора, односно 1168 аналитичких правила за подешавање параметара PID регулатора. Значајно је навести да поред процесне индустрије, конвенционални регулатори имају широку примјену и у осталим гранама индустрије. Примјера ради, користе се за регулацију позиције роботских манипулатора [15–17], управљање електроенергетским претварачима [18–20], управљање електричним машинама [21, 22], регулацију температуре соларних пећи [23], регулацију вјетроелектрана [24, 25] итд.

Вриједно је помена да је у подешавању регулатора до 1942. године доминирао концепт покушаја и погрешке. Те године Зиглер (*Ziegler*) и Николс (*Nichols*) су развили врло утицајна аналитичка правила за подешавање параметара PID регулатора [26]. Међутим, иако су ова правила веома значајна, данас знамо да су користили недовољну информацију о процесу тако да се добијени систем у затвореној спреси одликује лошом робусношћу. Значајно је навести да су први адаптивни регулатори били регулатори са прилагодљивим појачањем (*gain scheduling controllers*) код којих су параметри PID регулатора одређивани на основу „лукап“ (*lookup*) табела претходно израчунатих вриједности параметара PID регулатора [10]. И данас, многи сложенији регулатори могу се посматрати као уопштење PID регулатора (регулатор по стањима, опсервер поремећаја, пропорционално-резонантни регулатор).

Као последица широке индустријске примјене, развој нових метода пројектовања конвенционалних регулатора за индустријске процесе и даље привлачи пажњу истраживача. Ове технике се разликују по сложености, примјењивости, по количини информације коју користе, различитим циљевима пројектовања и сл. У наставку текста је укратко описан приступ у пројектовању регулатора, а затим наведен преглед истраживања.

2.2 Стање у научној области од интереса и преглед истраживања

У оквиру ове дисертације претпостављено је да су математички модели процеса познати и задати. Изналажење математичког модела је нетривијалан поступак и његово постављање и верификација је често скопчана са значајним потешкоћама. Важно је напоменути да се код процеса пројектовања регулатора до задовољавајућег модела долази кроз поступак идентификације, који се чак може вршити и у реалном времену, упоредо са радом система у затвореној спрези. Први корак у поступку идентификације, јесте претпостављање профила, односно структуре, модела. Стога се приликом пројектовања регулатора, често методологија везује за претпостављену структуру модела процеса, па тако познајемо поступке пројектовања регулатора за системе првог, другог и вишег реда, са и без астатизма и/или временског кашњења, и слично. Поступци идентификације и пројектовања регулатора су стога веома често нераскидиво повезани. У циљу верификације ефикасности предложених метода пројектовања регулатора, у овој дисертацији је кориштена широка класа репрезентативних модела индустријских процеса из [29], којима су придружени тест процеси из [81], а која садржи све претходно набројане моделе процеса.

За праксу су значајне и различите методе карактеризације процеса, односно поступци за одређивање класе модела и избор методологије пројектовања и самих параметара регулатора. Ови својеврсни *ad hoc* модели се историјски везују за Зиглера и Николса. Најпознатија метода карактеризације процеса је управо Зиглер-Николсова метода у временском и фреквенцијском домену [26]. Ове методе су у литератури познате још и под називом експеримент у отвореној и експеримент у затвореној повратној спрези, респективно. Данас су развијене и друге технике карактеризације процеса као што су релејни експеримент [27] и фазно закључана петља (*Phase Locked Loop* – PLL) [28] и њихове модификације [29–31]. Развојем ових техника омогућено је да се се широка класа индустријских процеса апроксимира адекватно са моделом одговарајућег реда обухватајући [32]: конвенционалне системе коначне димензије, системе са кашњењем, системе у чијем понашању преовладавају таласни и транспортни проблеми, системи који се описују фракционим диференцијалним једначинама

итд. Поред наведених истакнимо да су развијене и опште методе за идентификацију процеса на основу модела: ARX (*AutoRegressive with eXternal input*), ARMA (*AutoRegressive Moving Average*), ARMAX (*AutoRegressive Moving Average with eXogenous input*), OE (*Output Error*) и многе друге [33].

Основни циљ пројектовања регулатора у процесној регулацији (*process control*) је ефикасно потискивање поремећаја [34], док у проблемима праћења (*motion tracking*) је од примарне важности праћење жељене референце (нпр. трајекторије роботских манипулатора и других мехатроничких система) [35]. Битно је истаћи да су многе методе пројектовања фокусиране само на ефикасност потискивања поремећаја и праћења задате путање, а не укључују разматрање робусности. Такве су многе технике подешавања примјеном спектра полова, предиктивно управљање по моделу, пројектовање линеарних квадратних оптималних регулатора (*Linear Quadrature Regulator* – LQR) и сл. У зависности од приступа у пројектовању конвенционалних регулатора разликоваћемо двије групе: нумеричке и аналитичке методе пројектовања. Код нумеричких метода циљ је свести поступак пројектовања регулатора на одговарајући оптимизациони проблем, односно поставити критеријум оптималности који се минимизује (или максимизује) уз одговарајућа ограничења. Критеријумом оптималности се најчешће квантитативно мјери способност регулатора да ефикасно потисне поремећај, док ограничења обезбјеђују адекватну робусност [10, 36–38]. Са аспекта поставке процедуре пројектовања битно је уочити да се под појмом оптимизационог пројектовања не подразумева да је сам поступак оптималан, већ да је заснован на примјени неког нумеричког оптимизационог алгорита у одређивању параметара регулатора. То је уједно и разлог зашто нумеричке методе називамо и оптимизационим методама¹. С друге стране, код аналитичких метода² пројектовања постоји један или више подесивих параметара којима се усклађује компромис између ефикасности компензације поремећаја и робусности система у затвореној спреси. У поступку извођења аналитичких правила, битно

¹У релевантној литератури на енглеском језику (нпр. [10], поглавље 6.7) нумеричке методе пројектовања се уобичајено називају методама заснованим на оптимизацији (*optimization – based methods*) параметара регулатора или скраћено оптимизационим методама (*optimization methods*).

²Аналитичке методе пројектовања се у релевантној литератури на енглеском језику (нпр. [10], поглавље 6.2) односе на методе подешавања (*tuning methods*) параметара, тј. на извођење правила подешавања (*tuning rules*) параметара регулационе структуре.

је назначити и да аналитичке методе могу користити оптимизационе поступке. У том смислу би се могла извршити додатна подјела аналитичких метода на оне код којих се поступак пројектовања формулише као оптимизациони проблем и на оне код којих се параметри регулатора одређују на други начин.

Временска кашњења унутар управљачке петље укључују транспортна и мјерна кашњења, вријеме анализе, као и прорачунска кашњења. Временска кашњења су нераздвојни дио у системима са дистрибуираним параметрима, а користе се при редукацији реда система вишег реда моделима нижег реда са кашњењима. У том смислу добијају се класе процеса описане моделима првог реда са временским кашњењем (*First Order Plus Dead Time* – FOPDT), моделима са интегралним дејством укључујући временско кашњење (*Integral Plus Dead Time* – IPDT), моделима другог реда са временским кашњењем (*Second Order Plus Dead Time* – SOPDT) итд. Системи FOPDT чија је временска константа T , а временско кашњење L се уобичајено описују са нормализованим временским кашњењем $\tau = L/(L+T)$. При томе, важи сљедећа класификација [10]: $0 \leq \tau \leq 0,2$ означава процесе у којима доминира временска константа процеса, $0,7 \leq \tau \leq 1,0$ су процеси у којима је доминантно кашњење у процесу, а $0,2 < \tau < 0,7$ означава процесе са балансираном (уравнотеженом) динамиком. Појава временског кашњења усложњава анализу и синтезу регулатора и отежава постизање задовољавајуће компензације поремећаја и робусности, али је кључна за практичну примјенљивост резултата. Постоје намјенске управљачке структуре, пројектоване искључиво за системе са доминантним временским кашњењем. Ове управљачке структуре захтијевају и посебне методе пројектовања. Најпознатија структура је *Smith* предиктор (1959. године) [39] или *Smith* компензатор временског кашњења (*Dead Time Compensator* – DTC). То је посебна структура управљања којом се не бавимо у дисертацији, али има велики значај због чега су касније развијене бројне модификације *Smith* предиктора и проширење на системе са више улаза и више излаза (*Multi-Input Multi-Output* – МИМО) који укључују вишеструка кашњења. Развојем микропроцесора индустријски контролери су почев од 1980-тих нудили DTC као стандардни алгоритам као што је PID. Данас су развијене бројне структуре *Smith* предиктора са различитим модификацијама намијењене за регулацију стабилних и интегралних процеса са кашњењем [40–44]. Слично, у

раду [45] је дата модификована структура *Smith* предиктора која омогућава независно пројектовање регулатора за потискивање поремећаја од регулатора за праћење референце за нестабилне процесе са временским кашњењем. У литератури се могу наћи и друге методе које се односе само на пројектовање одређене класе индустријских процеса, као што су нестабилни процеси са транспортним кашњењем. Такви су бројни процеси у хемијској индустрији као што су реактори за полимеризацију, реактори за континуално мијешање и биореактори чија се динамика може описати моделима првог и другог реда са једним или два нестабилна пола [46–48]. Савремене методе пројектовања конвенционалних регулатора које разматрамо у оквиру ове дисертације омогућавају да се на ефикасан начин управља чак и системима са изразито доминантним временским кашњењем, и у великом броју случајева могу уклонити потребу за примјеном намјенских структура, као што је *Smith* предиктор.

У наставку је дат преглед истраживања односно наведени су неки од радова у научној области од интереса који су засновани на рјешавању погодне дефинисаних критеријума оптималности, а затим је дат преглед истакнутих примјера аналитичких метода пројектовања конвенционалних регулатора које се користе у широј научној и стручној литератури.

2.2.1 Нумеричке методе пројектовања

Радови у овој области који су подстакли развој нових метода пројектовања су [49] (1998. год.) и [50] (2002. год.) у којима су Панагопулос (*Panagopoulos*), Острем (*Åström*) и Хеглунд (*Hägglund*) описали методе оптималног пројектовања PI и PID регулатора засноване на минимизацији интеграла грешке под ограничењима на функцију осјетљивости и функцију комплементарне осјетљивости. Показано је да је проблем пројектовања еквивалентан максимизацији интегралног појачања у оквиру домена допустивих вриједности параметара регулатора. Аутори су извођењем математичких релација показали да је оптимизациони проблем неконвексан и предложили су одређивање параметара регулатора примјеном Њутн-Рапсоновог (*Newton-Raphson*) нумеричког алгоритма. Једно проширење ове методе пројектовања је дато у [51] (2008. год.), гдје су Шекара и Матаушек представили процедуру пројектовања засновану на максимизацији комбинованог критеријума оптималности дефинисаног у виду линеарне комбинације интегралног појачања и пропусног опсега

система у затвореној спрези.

Примјена градијентних оптимизационих процедура за рјешавање неконвексних оптимизационих проблема какав је оптимизациони проблем под ограничењима на функције осјетљивости и комплементарне осјетљивости из [49, 50] је захтјевна са аспекта прорачунске ефикасности и тачности. Због тога су Хванг (*Hwang*) и Хсиао (*Hsiao*) [52] (2002. год.) предложили један другачији приступ који разматрањем ограничења омогућава формулисање аналитичких израза који као резултат дају границе скупа допустивих вриједности параметара регулатора. Ограничења су типа једнакости дефинисана максималним вриједностима функције осјетљивости и комплементарне осјетљивости. Конструкцијом граница области допустивих вриједности параметара добија се максимално допустиво интегрално појачање чиме се остварује ефикасно потискивање поремећаја.

Максимизација интегралног појачања под ограничењима на робусност даје одличне резултате за PI регулатор. Примјена исте процедуре за оптимизацију параметара PID регулатора може довести да регулатор унесе превелики скок фазе услед диференцијалног дејства. Стога је препоручљиво увести додатна ограничења као што су истакли Вален (*Wallén*), Острем и Хеглунд у [53] (2002. год.), гдје је ограничаван однос временске константе интегралног и диференцијалног дејства PID регулатора $n = T_i/T_d$. Ако се узме ограничење $n = 4$, аутори наводе да је могуће извршити ефикасно пројектовање регулатора на основу итеративног алгорита за одређивање параметара PI регулатора предложеног у [49].

Оптимизациони поступак пројектовања PID регулатора под ограничењима на робусност су представили Кристиансон (*Kristiansson*) и Ленартсон (*Lennartson*) у [54, 55] (2006. год.). Дата процедура пројектовања је заснована на погодном дефинисаном критеријуму оптималности који укључује ограничења на основу квантитативних мјера излазне перформансе, маргине стабилности и управљачког дејства. Поред нумеричке процедуре, изведена су и једноставна аналитичка правила подешавања регулатора. Демонстрирано је како увођење диференцијалног дејства значајно побољшава понашање система у односу на PI регулацију, под истим ограничењем на маргине стабилности уз осредње повећање управљачке активности. Ово је потврђено за већину процеса (стабилних неосцилаторних) укључујући оне са већим вриједностима транспортног кашњења. Користећи предложену процедуру различити регулатори се могу поредити под

истим условима.

Шекара и Матаушек су у [56] (2009. год.) као критеријум оптималности у процедури пројектовања PID регулатора користили пропорционално појачање регулатора, док се у широј научној литератури као критеријум оптималности до тада користило интегрално појачање [49, 50]. На основу проширења Зиглер-Николсове карактеризације процеса у фреквенцијском домену из [30], у раду [57] (2014. год.), Матаушек и Шекара су дефинисали четворопараметарски модел процеса као полазну основу за пројектовање регулатора. Аутори су такође извели аналитичке формуле подешавања параметара регулатора у функцији параметара модела процеса. Верификација методе пројектовања је извршена на широкој класи представника индустријских процеса: стабилних, интегралних и нестабилних укључујући транспортно кашњење као и процеса са осцилаторном динамиком.

Гарпингер (*Garpinger*) и Хеглунд су у раду [58] (2015. год.), представили један метод оптималног пројектовања регулатора који аутоматски бира који тип регулатора (PI или PID) је бољи за дати модел процеса. Развијен је софтвер који одређује регулатор са оптималним или субоптималним одзивом на степ поремећај под ограничењима на робусност и осјетљивост на мјерни шум. Показано је да тип оптималног регулатора зависи од максимално дозвољене осјетљивости на мјерни шум, али и од динамике самог процеса. Тако на примјер, велики број процеса са доминантном временском константом има малу корист додавањем диференцијалног дејства осим ако је дозвољено да осјетљивост на шум буде већа. Слично, за процесе са доминантним временским кашњењем увођење диференцијалног дејства не уноси превише значајне предности чак и за веће вриједности осјетљивости на мјерни шум. Насупрот овим процесима, регулатори са диференцијалним дејством показују побољшања за процесе са уравнотеженом динамиком што је такође истакнуто у [58].

Диференцијално дејство је у многим случајевима искључено из управљачких структура, јер његово присуство повећава осјетљивост система на мјерни шум. У том случају настају велике варијације управљачког сигнала које уз велике амплитуде управљачког сигнала узрокују хабање и оштећење актуатора. Зато је код пројектовања регулатора са диференцијалним чланом неопходно узети у разматрање осјетљивост система на мјерни шум. Многи експерти из индустрије, међу којима је и Шински

(*Shinsky*) [34], сматрају да увођење диференцијалног дејства може значајно побољшати понашање система у многим управљачким примјенама. Слично, Исаксон (*Issakson*) истиче да PID регулатори могу дати супериорније резултате у односу на PI регулаторе чак и за једноставне моделе процеса [59]. Додатни закључак студије у [59] је да би пројектовање филтра требало да буде интегрални дио процедуре пројектовања регулатора са диференцијалним дејством. Поред тога, у неким случајевима је погодно и за PI регулаторе укључити филтар првог реда с циљем смањења утицаја мјерног шума на понашање система [60, 61]. Већина метода пројектовања регулатора користи неко од искуствених правила за избор временске константе филтрације [10, 62] чиме се усклађује ниво осјетљивости система на мјерни шум. С друге стране, временска константа филтра се може укључити као додатни параметар у процесу оптимизације параметара регулатора. С обзиром да су пропорционално, интегрално, диференцијално појачање и временска константа филтрације параметри у оптимизационом проблему, ове методе пројектовања су у литератури познате као четворопараметарске методе оптимизације параметара PID регулатора. Такав је приступ заснован на рјешавању сложенијих оптимизационих проблема и примијењен је у радовима [54, 56, 58, 60, 63, 64].

У раду [56], утицај мјерног шума је вреднован на основу максимума модула функције преноса од шума до управљачког сигнала. Овако дефинисан показатељ осјетљивости за PID регулатор са филтром првог реда одговара осјетљивости при високим фреквенцијама. Стога се овај показатељ може изразити у функцији диференцијалног појачања и временске константе филтрације филтра првог реда чиме је ограничење на шум укључено у оптимизациони проблем. Уколико је на PID регулатор серијски везан филтар вишег реда онда се индекс осјетљивости на мјерни шум при високим фреквенцијама своди на нулу. Стога је у [63] уведен нови индекс осјетљивости на мјерни шум на основу граничне фреквенције бијелог шума за задату структуру управљања. У [60] је дефинисан посебан показатељ за ограничавање енергије управљачког сигнала услед мјерног шума. Додатно је уведена квантитативна мјера која разматра амплитуду међуодбирка управљачког сигнала, односно његов диференцијал, услед мјерног шума и заједно са претходним индексом је укључена у оптимизациони проблем. У раду [58] је коришћено ограничење на H_2 -норму³

³ H_2 и H_∞ норме за стабилни SISO систем, функције преноса $G(s)$ су дефинисане

функције преноса од мјерног шума до управљачког сигнала.

2.2.2 Аналитичке методе пројектовања

Као што је напоменуто раније, нумеричке методе пројектовања се по правилу формулишу као оптимизациони проблеми. Иако се конвексношћу ових проблема нисмо експлицитно бавили у оквиру дисертације, из искуства је познато да посједују већи број локалних оптимума. Велики број конвенционалних оптимизационих процедура стога даје лоше резултате када се примијене на проблеме пројектовања регулатора. Ове процедуре су примјенљиве, али само уколико им се постави довољно добро почетно рјешење, што управо чини и основни недостатак нумеричких метода пројектовања. Због тога су развијене разноврсне аналитичке методе пројектовања. Као резултат се добијају аналитичке формуле које представљају најнепосреднији и најједноставнији начин за оператора-инжењера да подеси параметре изабране регулационе структуре. Уобичајено је да су овим формулама параметри регулатора најчешће дати у експлицитној форми у функцији параметара познатог модела процеса.

Због историјског значаја наведимо да су Зиглер и Николс 1942. године дали формуле у аналитичком облику за подешавање конвенционалних регулатора на основу два метода [26]. Први метод је познат као експеримент у отвореној спреси гдје се анализира одскочни одзив система на основу кога се одређују два параметра: први параметар је најстрмији нагиб, а други параметар је пресјек најстрмије тангенте са временском осом. Други метод је познат као експеримент у затвореној спреси и односи се на анализу у фреквенцијском домену са пропорционалним регулатором. Теоретски, појачање пропорционалног регулатора се повећава док систем не дође на границу стабилности. У пракси се овај поступак врши примјеном релејног експеримента или неких других метода у фреквенцијском домену. Овим је дефинисано тзв. критично појачање процеса и мјерењем периода осцилација (критичног периода) дефинисани су параметри регулатора.

Посебна група аналитичких правила се заснива на конфигурацији структуре управљања са унутрашњим моделом (*Internal Model Control*)

изразима [90]: $\|G(s)\|_2 = \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G(i\omega)|^2 d\omega\right)^{1/2}$, $\|G(s)\|_{\infty} = \sup_{\omega} |G(i\omega)|$, респективно.

– ИМС). У зависности од модела процеса развијен је велики број аналитичких правила подешавања параметара PID регулатора које су Ривера (*Rivera*), Морари (*Morari*) и Скогестада (*Skogestad*) представили у [65]. Функција преноса ИМС регулатора се бира на основу минимално фазног дијела процеса и изабране функције преноса (облика инерцијалног елемента унапријед задатог реда) чијом се временском константом усклађује компромис између ефикасности потискивања поремећаја и робусности система [66]. Касније су и остали аутори користили разне модификације управљања засноване на ИМС принципу [67–69] чиме су развијена правила која се одликују флексибилношћу и једноставношћу примјене.

У литератури је познато и тзв. „ламбда” подешавање чији је развој првобитно започео Далин (*Dahlin*) [70]. Заснива се на познатом моделу првог реда процеса који се може добити снимањем одскочног одзива система. Временска константа система у затвореној спреси је подесиви параметар и служи за постизање компромиса између показатеља перформансе и робусности. Мање вриједности временске константе се односе на агресивнију управљачку активност, а већим вриједностима се постиже „питомије” управљање. Реципрочна вриједност ове временске константе је у оригиналном раду означена са λ одакле потиче назив ове методе пројектовања.

Једна од модификација „ламбда” подешавања је аналитичка метода пројектовања коју је развио Скогестада, а у литератури је позната под називом *Skogestad*-ИМС или скраћено SIMC правила подешавања [72]. Побољшања су остварена посебно за процесе у коме је доминантна временска константа самог процеса. Детаљна анализа избора параметара регулатора на основу модела првог реда дата је у [72]. SIMC је процедура пројектовања која се врши у два корака. У првом кораку је потребно одредити модел првог или другог реда са временским кашњењем. У другом кораку се на основу модела израчунавају параметри регулатора. При томе PI регулатор се добија на основу модела првог реда, док подешавање PID регулатора је резултат разматрања модела другог реда. Ако је модел вишег реда онда је потребно извршити редукцију реда модела првим или другим редом користећи половично правило (*half rule*) описано у [72].

Једна од аналитичких метода пројектовања су и тзв. MIGO и AMIGO правила подешавања. MIGO (*M-constrained Integral Gain Optimization*) се добијају на основу оптимизације интегралног појачања под ограничењем

на робусност, а AMIGO је његова апроксимативна варијанта. Детаљни алгоритам извођења ових правила је дат у [10].

У литератури постоји неколицина четворопараметарских метода пројектовања PID регулатора. У раду [73] (2014. год.), Сеговиа (*Segovia*), Острем и Хеглунд су представили методологију избора временске константе филтра другог реда која је функција пресјечне фреквенција појачања функције преноса у отвореној спреси и једног подесивог параметра (којег називају α). Прорачуни су изведени на моделу процеса првог реда гдје су параметри регулатора одређени на основу „ламбда”, SIMC и AMIGO правила подешавања. Демонстрирано је како параметар α директно утиче на успостављање компромиса између перформансе и робусности система. Слична анализа и једноставна правила за избор временске константе филтра су дати у [74].

У литератури се могу наћи аналитичка правила изведена на основу задатог облика комплементарне функције осјетљивости за изабрану структуру управљања. Овакав приступ је дао Лиу (*Liu*) у [46] (2005. год.) и примијењен је на нестабилне процесе са транспортним кашњењем. Исти приступ је примијењен у методологијама пројектовања које су развили Лиу [47] (2011. год.) и Шамсузоха (*Shamsuzzoha*) [48] (2009. год.) са циљем постизања ефикаснијег потискивања поремећаја за класу интегралних и нестабилних процеса са транспортним кашњењем. Пројектовање сложених регулатора (регулатора вишег реда) на овом принципу, под ограничењима на робусност и осјетљивост на мјерни шум за широку класу индустријских процеса, је представљено у [75]. Основни циљ у наведеним техникама пројектовања је постизање што ефикаснијег потискивања поремећаја. Упоредо се могу задати ограничења на робусност и могуће је једним параметром постићи жељени компромис између ефикасности компензације поремећаја и робусности. Користећи овај приступ развијена су аналитичка правила подешавања PIDC регулатора [75, 76]. Примјеном методе пројектовања [75] постиже се ефикасније потискивање поремећаја у односу на PID регулатор [62]. Примјеном нових формула подешавања параметара PIDC регулатора из [76] за задати степен робусности система остварени су приближно исти показатељи перформансе и робусности као и у случају оптимално подешеног PIDC регулатора [77].

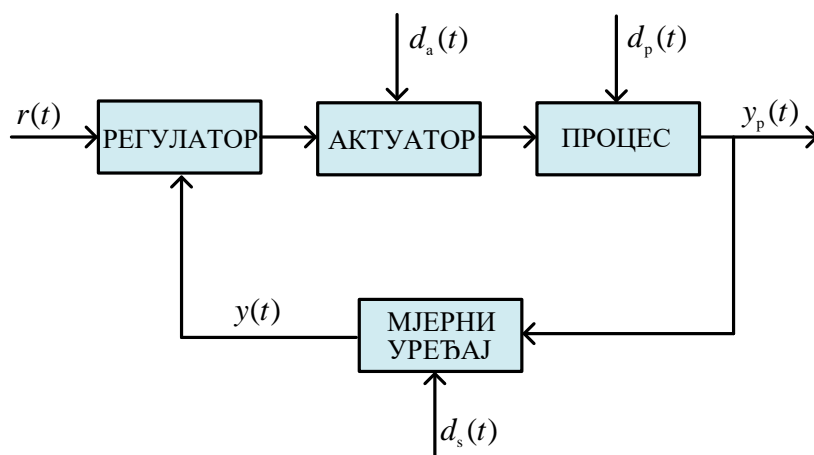
У овој дисертацији су предложене како нумеричке, тако и аналитичке методе пројектовања конвенционалних регулатора. Основна идеја је би-

ла да се развију што једноставније методологије пројектовања са циљем ефикасног потискивања поремећаја уз очување робусности система. У том смислу, развијене методе пројектовања допуњују претходно наведену групу савремених метода пројектовања конвенционалних регулатора. У основи, предложене методе пројектовања нису ограничене на посебну, ужу класу процеса, већ се могу користити на моделе процеса без претходне редукције реда, што се првенствено односи на нумеричке методе пројектовања. Код новоразвијених нумеричких метода пројектовања, дефинисани су критеријуми оптималности и погодно уведена ограничења на перформансе/робусност. Тако на примјер, у првој представљеној нумеричкој методи дефинисан је нови комбиновани критеријум оптималности са циљем повећања пропусног опсега система и ефикаснијег потискивања поремећаја. Један дио приказаних аналитичких метода пројектовања се заснива на примјени методе D-разлагања којом се утврђују границе допустивих вриједности параметара конвенционалног регулатора. Тиме је развијен једноставан поступак подешавања жељеног понашања система у затвореној спрези уз истовремено очување робусности система. Код осталих новоразвијених аналитичких метода, основна особина поступка пројектовања је униформисаност, која се огледа у погодном избору функције комплементарне осјетљивости. Тиме се омогућава да се избором подесивих параметара постиже ефикасније потискивање поремећаја уз висок степен робусности система у затвореној спрези. Детаљна анализа утицаја подесивих параметара на успостављање компромиса између ефикасности компензације поремећаја и робусности је извршена на примјеру PID и PIDC регулатора у системима за секундарну регулацију фреквенције и снаге размјене код конвенционалних електроенергетских система.

3 Структуре управљања са конвенционалним регулаторима

У овом одјелку ће бити представљена основна структура управљања, а затим дате структуре управљања са конвенционалним регулаторима које се користе у дисертацији. Потом ће бити уведена нотација и терминологија којом ћемо се служити при развоју метода пројектовања регулатора. Биће описане релевантне функције преноса односно дефинисане функције осјетљивости на основу којих ће бити дата анализа робусности услед неодређености параметара процеса.

Сваки систем управљања се може представити у виду основне структурне блок шеме дате на Сл. 3.1. У основне елементе система управљања убрајају се: објекат управљања (процес), актуатор (извршни орган), регулатор и мјерни уређај. Референтни сигнал је означен са $r(t)$. Поремећај је представљен да дјелује на парцијалне улазе процеса, актуатора и мјерног уређаја и означен је са d_p , d_a и d_s , респективно. Основни



Слика 3.1. Структурна блок шема система управљања

елемент сваког система управљања је процес, јер све остале компонен-

те су на одређени начин условљене процесом. На улаз процеса дјелује сигнал на излазу актуатора и поремећај d_p . Излаз процеса је означен са y_p коју називамо регулисана (управљана) промјенљива. Мјерни уређај се састоји од мјерног елемента-сензора и претварачког елемента. На његов улаз дјелује поремећај d_s . Излазна промјенљива се путем мјерног уређаја трансформише у погодан сигнал за даљу примјену $y(t)$. Регулатор се састоји од детектора сигнала грешке и појачавача са елементима за обраду сигнала. Референтни улазни сигнал и сигнал на излазу мјерног уређаја се упоређују у компаратору (детектору) сигнала грешке. Тиме се генерише сигнал грешке као разлика референтног сигнала и сигнала повратне спреге. Регулатор појачава и обликује сигнал грешке тако да на излазу даје управљачки сигнал који дјелује на улаз актуатора. Актуатор дјелује на процес с циљем остваривања задатих техничких захтјева (свођење сигнала грешке на нулу, ефикасно потискивање поремећаја итд.).

Код пројектовања система управљања заснованих на познатом моделу процеса, какав је случај у овој дисертацији, пројектант има пред собом готово постројење (процес). Стога, његов задатак се своди на избор управљачког система (регулатора). У [4] је истакнуто да већина PID контролера обавља функцију регулатора. Стога ћемо термин контролер користити као синоним са термином регулатор. Први корак је избор структуре регулатора, а затим развој методе пројектовања регулатора односно подешавања његових параметара. У том смислу, у наставку овог одјелка су описане структуре конвенционалних регулатора које су кориштене у дисертацији.

3.1 Конвенционални регулатори

Развој конвенционалних регулатора датира почетком прошлог вијека када су се проучавали механизми за аутоматско управљање бродом. Николас Минорски (*Minorsky*) је у свом раду из 1922. године описао управљачки закон са три дејства који је касније постао познат као PID управљање. Касније су PID управљачки закон нагласили и остали пионери аутоматике: Гребе (*Grebe*, 1933. год.), Иваноф (*Ivanoff*, 1934. год.) и Митереф (*Mitereff*, 1935 год.). У то вријеме је више пута показано да у недостатку било каквог знања (у смислу динамичког модела) процеса који се регулише, PID регулатор представља најбољу форму контролера

[2].

Понашање конвенционалних регулатора је одређено њиховом структуром која може да укључи пропорционално (P) дејство (члан), интегрално (I) дејство, диференцијално дејство (D) и диференцијално дејство другог реда. Пропорционално и интегрално дејство се могу наћи као самостални регулациони блокови, док је у пракси рјеђи случај да се диференцијално дејство самостално користи. Најчешћи случај у практичним системима је да се користи комбинација од по два или више дејстава. У случају комбинације два дејства добијају се PI и PD регулатори, у случају комбинације три дејства добија се PID регулатор, а његовим проширењем добија се PIDC регулатор. Сваком од ових дејстава придружује се одговарајуће појачање конвенционалног регулатора. Стога су конвенционални регулатори у потпуности дефинисани функцијом преноса и изабраном структуром (топологијом). Тако су функције преноса PI, PD, PID и PIDC регулатора дефинисане релацијама⁴:

$$C_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right), \quad (3.1a)$$

$$C_{PD}(s) = k_p + k_d s = k_p \left(1 + sT_d \right), \quad (3.1b)$$

$$C_{PID}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s = k_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right), \quad (3.1v)$$

$$C_{PIDC}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s + k_h s^2 = k_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d + s^2 T_h \right). \quad (3.1r)$$

гдје су k_p , k_i , k_d пропорционално, интегрално и диференцијално појачање. Са k_h је означено диференцијално појачање другог реда (уз члан s^2) за PIDC регулатор. У овој дисертацији ће се користити изрази представљени преко појачања k_p , k_i , k_d и k_h . Алтернативно могуће је користити релације изражене преко интегралне временске константе T_i , диференцијалне временске константе T_d , диференцијалне временске константе другог реда T_h . На основу (3.1a)-(3.1r) важе следеће везе: $k_i = k_p/T_i$, $k_d = k_p T_d$ и $k_h = k_p T_h$.

Са становишта примјене битно је навести основне принципе избора и примјене конвенционалних регулатора. Примјера ради, P регулатор се може посматрати као генерализација ON-OFF (двопозиционог) регула-

⁴Наведени изрази описују тзв. идеалне или „школске” (*textbook*) структуре конвенционалних регулатора.

тора. Основни недостатак ON-OFF регулације је осцилаторни карактер управљачког сигнала. Овај проблем се може отклонити кориштењем Р дејства. Погодним избором појачања Р регулатора може се вршити регулација система нижег реда, укључујући нестабилне системе првог реда. Међутим, недостатак је што се јавља грешка у устаљеном стању. Стога се уводи интегрално дејство код кога је управљачки сигнал пропорционалан интегралу грешке у времену. Тиме се добија PI регулатор којим се у потпуности може отклонити грешка у устаљеном стању на константан улаз. Пропорционално-интегрални регулатори се користе у индустрији нарочито у ситуацијама када није потребан брз одзив система. У системима који посједују интеграторе (тзв. астатизме) у моделима процеса (као што су добро изоловани термички процеси, и др.), а код којих компензација поремећаја није од примарне важности, интегрално дејство није потребно (као што су роботски манипулатори и други мехатронички системи итд.). У тим случајевима се користи PD регулатор с циљем предикције грешке што може да побољша управљање и при чему се адекватним избором D члана повећава резерва стабилности система. Ако се поред Р и I дејства, уведе D дејство могуће је повећати брзину реаговања система као и побољшати стабилност система у затвореној спреси. То је уједно и основни разлог доминантности примјене PID регулатора у процесној индустрији. Додавањем диференцијалног дејства другог реда добија се PIDC регулатор којим је због увођења додатног параметра могуће постићи боље резултате са аспекта компромиса између ефикасности компензације поремећаја и робусности у односу на PID регулатор [78].

Да би се остварила каузалност функције преноса регулатора, што је предуслов физичке имплементације регулационе структуре, неопходно је укључити нискофреквентни филтар. Напоменимо да се најчешће користи $G_f(s) = 1$ за PI регулатор, осим у случајевима када се јавља мјерни шум који нарушава квалитет регулације. Ако функцију преноса излазног филтра означимо са $G_f(s)$ добијају се оствариве функције преноса конвенционалних регулатора које, у општем случају, имају облик:

$$C(s) = C_{PI}(s)G_f(s), \quad (3.2a)$$

$$C(s) = C_{PD}(s)G_f(s), \quad (3.2б)$$

$$C(s) = C_{PID}(s)G_f(s), \quad (3.2в)$$

$$C(s) = C_{PIDC}(s)G_f(s). \quad (3.2г)$$

Предност уношења филтриране процесне промјенљиве је што динамика филтра може да се комбинује са динамиком процеса тако да се регулациона структура може пројектовати у виду еквивалентног пројектовања идеалног регулатора $C_{PID}(s)$ за процес $G_p(s)G_f(s)$. У зависности од изабране структуре регулатора и конкретне процедуре пројектовања у дисертацији су кориштени нискофреквентни филтри првог или другог реда функција преноса

$$G_f(s) = \frac{1}{T_f s + 1}, \quad (3.3a)$$

$$G_f(s) = \frac{1}{T_f^2 s^2 / 2 + T_f s + 1}. \quad (3.3b)$$

Као почетна тачка у пројектовању неопходно је установити структуру изабраног конвенционалног регулатора. Стога су у наставку описане структуре које су кориштене у овој дисертацији.

3.2 Структуре конвенционалних регулатора са измјештеним дејством

У литератури се могу наћи различите параметризације конвенционалних регулатора. У општем случају могу се разликовати три основне форме: стандардна (*Instrument Society of America* – ISA), паралелна форма и серијска форма. Паралелна форма настаје незнатном измјеном стандардне форме и код ове форме могуће је да су нуле регулатора комплексне што је корисно при регулацији система са осцилаторним половим [79]. За разлику од паралелне, код серијске форме су могуће само реалне нуле у функцији преноса регулатора. Битно је напоменути да ако су параметри серијске структуре познати, онда је могуће израчунати параметре еквивалентне паралелне структуре. Међутим, обрнуто важи само при услову $T_i > 4T_d$ [3]. Такође, серијска и паралелна структура се разликују само у случају PID и PIDC регулатора док су за P, PI и PD регулаторе обје структуре идентичне.

У основи, паралелна форма се може посматрати да настаје измјеном класичне паралелне структуре која подразумијева да су у директној грани сва три дејства PID регулатора. Нагли скок пропорционалног члана код класичне паралелне PID структуре настаје усљед наглих промјена

референтног сигнала. Усљед тога варијације управљачког сигнала могу штетно дјеловати на актуаторску јединицу. Једноставно рјешење је да се реструктурира блок шема тако да се пропорционални члан премјести у повратну грану. Тиме се отклања скок у управљачком сигналу што доводи до мало споријег одзива система. Ако се PI регулатор реструктурира на овај начин, добија се структура позната у индустријској терминологији под називом I-P структура, што значи да интегрални члан дјелује на грешку, а пропорционални члан на процесну промјенљиву односно мјерени излаз система. У случају PID регулатора, добија се ID-P структура код које се може појавити скок усљед диференцијалног дејства. Да би се избјегла појава скока управљачког сигнала усљед диференцијалног члана овај члан се измјешта у повратну грану. Тиме се добија I-PD структура регулатора гдје само интегрални члан дјелује у директној грани, а пропорционални и диференцијални члан су измјештени у повратну грану. Аналогно се и за PIDC регулатор, поред пропорционалног и диференцијалног, може измјестити двоструко диференцијално дејство у повратну грану. Предност паралелне форме у односу на серијску је што се из PIDC регулатора добијају једноставно остали типови регулатора подешавајући одговарајућа појачања на нулу. Паралелна форма се користи најчешће у аналитичким прорачунима с обзиром да се параметри појављују линеарно у управљачком закону. Према томе, у овој дисертацији се користи паралелна форма са измјештеним пропорционалним, диференцијалним и диференцијалним дејством другог реда укључујући филтрацију излазног сигнала. Ове структуре су приказане на Сл. 3.2-Сл. 3.4, а њима придружени управљачке сигнали⁵ су дати сљедећим изразима.

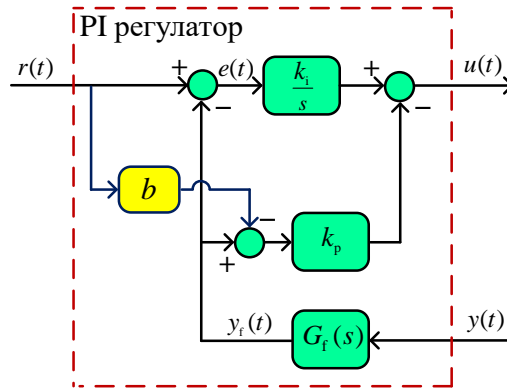
- PI регулатор

$$U(s) = k_p [bR(s) - Y_f(s)] + \frac{k_i}{s} [R(s) - Y_f(s)]. \quad (3.4)$$

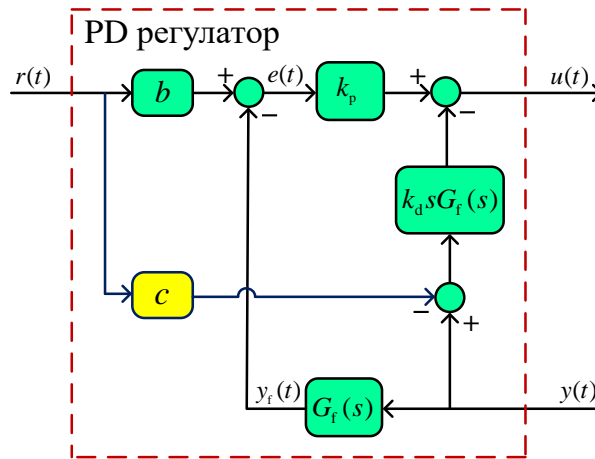
- PD регулатор

$$U(s) = k_p [bR(s) - Y_f(s)] + k_d s G_f(s) [cR(s) - Y(s)]. \quad (3.5)$$

⁵Овдје је битно напоменути да је код имплементације нумеричких метода пројектовања важно водити рачуна о статичком појачању процеса. Због тога се управљачки сигнал множи са параметром γ који узима вриједност $\gamma = 1$ ако је статичко појачање процеса позитивно, односно $\gamma = -1$ ако је појачање процеса негативно што је истакнуто у [56].



Слика 3.2. Структурни блок дијаграм ПИ регулатора



Слика 3.3. Структурни блок дијаграм PD регулатора

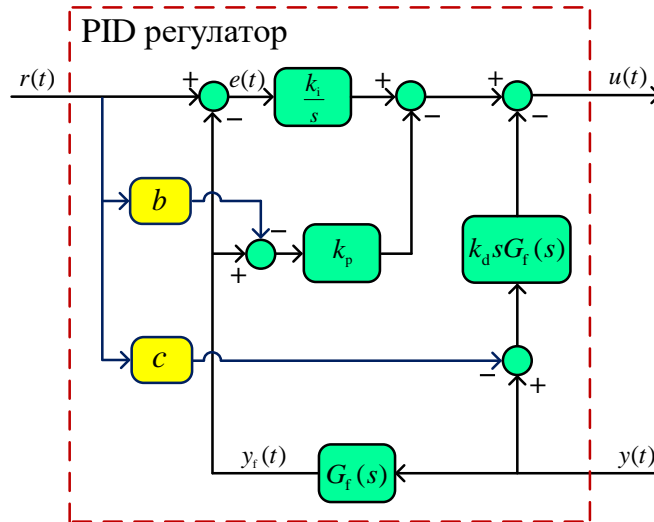
- PID регулатор

$$U(s) = k_p [bR(s) - Y_f(s)] + \frac{k_i}{s} [R(s) - Y_f(s)] + k_d s G_f(s) [cR(s) - Y(s)]. \quad (3.6)$$

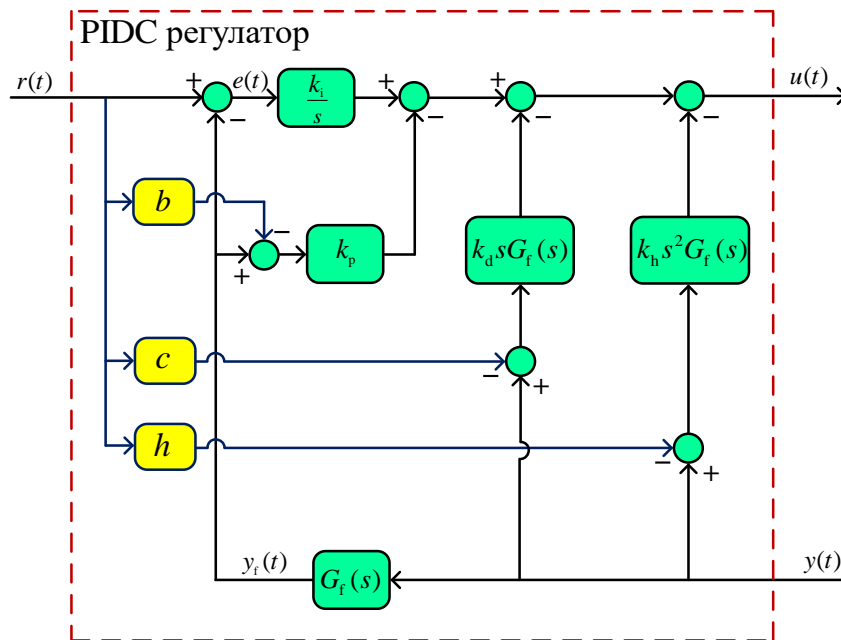
- PIDC регулатор

$$U(s) = k_p [bR(s) - Y_f(s)] + \frac{k_i}{s} [R(s) - Y_f(s)] + k_d s G_f(s) [cR(s) - Y(s)] + k_h s^2 G_f(s) [hR(s) - Y(s)]. \quad (3.7)$$

Треба имати у виду да се регулатор пројектује са циљем што ефикаснијег потискивања поремећаја, а управљачки сигнал се реализује према релацијама (3.1a)-(3.1г). Ознаке b , c и h у овим релацијама и на Сл. 3.2-Сл. 3.5 представљају одговарајућа појачања од референтног сигнала до



Слика 3.4. Структурни блок дијаграм PID регулатора



Слика 3.5. Структурни блок дијаграм PIDC регулатора

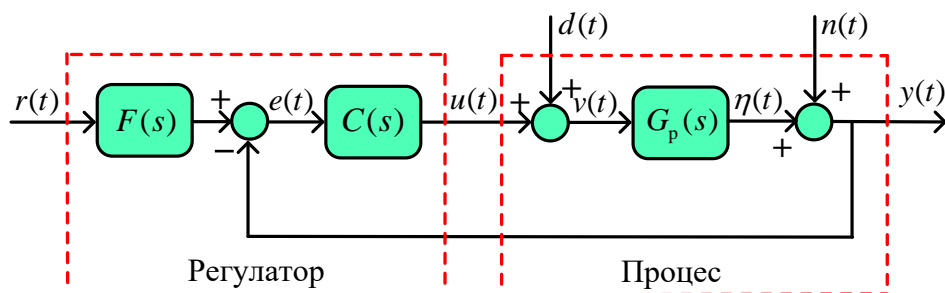
управљачког сигнала. Ова појачања су тежински фактори у опсегу $[0, 1]$ којима се накнадно (послије пројектовања регулатора) може извршити додатно обликовање одзива на референцу (*set-point weighting*), што је детаљно објашњено у [10]. Треба истаћи да су могуће и друге структуре управљања које су развијене за одређену класу процеса. Примјери су различите структуре управљања које су развијене за интегралне и нестабилне процесе укључујући и временско кашњење [45].

Имплементација конвенционалних регулатора се у општем случају мо-

же извести у аналогном и дигиталном домену. Аналогна имплементација се изводи на основу анализе у континуалном домену и може бити пнеуматског, механичког или електричног типа. У савремено доба имплементација система управљања се типично изводи у дигиталном домену, док се пројектовање регулатора може извести како у дигиталном тако и континуалном домену. Треба имати у виду да ако су процес и регулатор описани рационалним функцијама преноса онда су оба приступа равноправна, јер се може извршити трансформација из континуалног домена у дигитални без нарушавања квалитета регулације [80]. У том смислу развијене су различите технике дискретизације континуалних система [82, 83]. У случају да регулатор (или процес) нису описани рационалном функцијом преноса онда се пројектовање врши у континуалном домену, а затим се примјењује нека од метода рационалних апроксимација одакле се касније врши трансформација у дигитални еквивалент [84–86]. Тачност примијењене апроксимације зависи прије свега од реда функције којом се линеарни стационарни систем апроксимира. У том смислу препоручљиво је да је дискретни еквивалент описан стабилним моделом што је могуће вишег реда. Међутим, са аспекта практичне реализације циљ је да ред дискретног еквивалента не буде већи од реда континуалног система. У поступку дискретизације потребно је ријешити неколико важних питања као што су: задржавање фундаменталних особина полова и нула, задржавање појачања у устаљеном стању, очување временског одзива на типично дејство, очување фреквенцијског одзива итд. [87, 88]. Основни разлози дискретизације су јефтинија имплементација (рачунарски код), једноставнија реконфигурација као и могућност временског дијелења што подразумева имплементацију вишеструких контролера у истом хардверу. Поред наведених особина, савремене дигиталне платформе се одликују високим степеном поузданости, малом осјетљивости са промјенама температуре, напона напајања и старости [89, 90]. Стога се физичка реализација управљачких закона најчешће остварује на лако доступним *embedded* платформама водећи рачуна о аритметичким могућностима и осталим динамичким ефектима дигиталне платформе [91].

3.3 Карактеристичне функције преноса

Квалитетним системом аутоматског управљања сматра се онај систем код кога испројектовани регулатор даје такво управљање да се постиже праћење задате референце и истовремено ефикасно потискивање поремећаја. Да би се то постигло, у процедуру пројектовања се уводе погодна изабрана ограничења и/или анализирају се показатељи перформансе и робусности система у затвореној спреси. Једна од могућности је да се користе управљачке структуре код којих је омогућено да се регулатор за потискивање поремећаја пројектује независно од регулатора за праћење референце. Формално се оба ова подсистема могу свести на упрошћени блок дијаграм система управљања приказан на Сл. 3.6. При томе важе следеће ознаке: $G_p(s)$ је функција преноса процеса, $C(s)$ је функција преноса регулатора, $F(s)$ је функција преноса префилтра, $r(t)$ је референтни сигнал, $y(t)$ сигнал на излазу система управљања, $d(t)$ је поремећај, а $n(t)$ је мјерни шум. Са $v(t)$ и $\eta(t)$ су означени сигнали на улазу и излазу процеса $G_p(s)$, респективно. У односу на основну структурну блок шему са Сл. 3.1, моделом процеса су обухваћени извршни орган, објекат управљања и мјерни уређај. Поремећај који дјелује на улазе извршног органа и процеса са Сл. 3.1 је обједињен и моделован тако да се налази на улазу процеса (означен са $d(t)$), што је истакао Шински у [92] наводећи да је то најчешћи случај у регулацији процеса у индустрији. С друге стране, поремећај који дјелује на мјерни уређај са Сл. 3.1 се уобичајено означава са $n(t)$ као на Сл. 3.6.



Слика 3.6. Упрошћени структурни блок дијаграм система управљања

За дату структуру управљања можемо писати следећу матрицу функције преноса за улазне величине r , d и n у односу на излазне величине e ,

u , v , η и y :

$$\begin{bmatrix} Y(s) \\ H(s) \\ V(s) \\ U(s) \\ E(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{1+C(s)G_p(s)} \begin{bmatrix} F(s)C(s)G_p(s) & G_p(s) & 1 \\ F(s)C(s)G_p(s) & G_p(s) & -G_p(s)C(s) \\ F(s)C(s) & 1 & -C(s) \\ F(s)C(s) & -C(s)G_p(s) & -C(s) \\ F(s) & -G_p(s) & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(s) \\ D(s) \\ N(s) \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Структура приказана на Сл. 3.6 има два степена слободе. Први степен слободе се односи на регулатор $C(s)$, а други степен слободе је префилтар $F(s)$ који се још назива филтар референце. Ако би ставили $F(s) = 1$ онда би структура са Сл. 3.6 имала један степен слободе. То подразумева да постоји само један степен слободе којим се обликује функција преноса од r и d до излаза y . Пројектовање регулатора треба да обезбједи малу осјетљивост система на дјеловање поремећаја, мало појачање мјерног шума те велику робусност система на промјене понашања процеса. Префилтар се пројектује са циљем додатног обликовања одзива система на референтни сигнал. Алтернативно се може користити структура са директним управљањем (*feed-forward*) позната под називом *set-point weighting* структура гдје се уводе блокови са појачањем од референтног до управљачког сигнала што је илустровано на сликама Сл. 3.2-Сл. 3.5, гдје су представљене структуре конвенционалних регулатора.

Велики број савремених процедура пројектовања регулатора се заснива на оптимизацији погодном изабраних критеријума оптималности под задатим ограничењима. Поред тога, савремени приступ пројектовања аналитичким методама такође користи погодном дефинисана ограничења на перформансу и робусност. Дефинишимо најприје функцију повратног преноса (*loop-transfer function*):

$$L(s) = C(s)G_p(s). \quad (3.9)$$

Уобичајен приступ је да се ограничења задају на неке од сљедећих функ-

ција осјетљивости:

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)}, \quad (3.10a)$$

$$T(s) = \frac{L(s)}{1 + L(s)}, \quad (3.10б)$$

$$S_d(s) = \frac{G_p(s)}{1 + L(s)}, \quad (3.10в)$$

$$S_n(s) = \frac{C(s)}{1 + L(s)}. \quad (3.10г)$$

Наведене дефиниције функција преноса се односе на номинални модел процеса. Треба имати у виду да се назив „функција осјетљивости” система управљања односи на функцију $S(s)$. Према томе, свака од наведених функција има конкретан назив [10]: $S(s)$ је функција осјетљивости, $T(s)$ је функција комплементарне осјетљивости, $S_d(s)$ је функција осјетљивости у односу на улазни поремећај, $S_n(s)$ је функција осјетљивости у односу на мјерни шум. Систем са регулационом структуром са два степена слободе је потпуно карактеризован са шест функција преноса тзв. „Шесточлана банда” (*Gang of six*). Међутим, како је Шински навео, регулатор би требало пројектовати да што ефикасније потискује поремећај, а накнадно се може додатно обликовати одзив на референцу [92]. У том случају ($F(s) = 1$), систем заснован на негативној повратној спрези са Сл. 3.6 описан је са четири функције преноса познате као „Четворочлана банда” (*Gang of four*) које су дате у (3.10).

На основу претходних дефиниција могу се добити сљедеће алгебарске релације које повезују различите функције осјетљивости:

$$S(s) + T(s) = 1, \quad (3.11a)$$

$$S_d(s) = S(s)G_p(s) = \frac{T(s)}{C(s)}, \quad (3.11б)$$

$$S_n(s) = S(s)C(s) = \frac{T(s)}{G_p(s)}. \quad (3.11в)$$

Овим релацијама су изражена фундаментална ограничења која је потребно размотрити у смислу постизања компромиса између показатеља понашања система (индекса перформансе и робусности). Дакле, ограничења се задају на наведене функције осјетљивости [3, 10] или коришћење алтернативних захтјева задатих у фреквенцијском домену или временском

домену. У процедурама пројектовања је могуће ове захтјеве на различите начине комбиновати са ограничењима на функције осјетљивости како би систем задржао жељени ниво перформансе и робусности. Да би се то постигло неопходно је размотрити функције преноса од поремећаја d до сигнала у на излазу као и функцију преноса од мјерног шума n до управљачког сигнала u .

Функција преноса од поремећаја d до излаза у процеса, $G_{yd}(s)$ за систем са Сл. 3.6 је дата изразом:

$$G_{yd}(s) = \frac{G_p(s)}{1+L(s)} = G_p(s)S(s) = \frac{T(s)}{C(s)}, \quad (3.12)$$

одакле се закључује да $G_{yd}(s)$ одговара функцији осјетљивости у односу на поремећај $S_d(s)$. Имајући у виду да је поремећај d најчешће нискофреквентног карактера разматра се понашање функције преноса G_{yd} при ниским фреквенцијама. За систем $G_p(0) = K \neq 0$ са регулатором са интегралним дејством појачања k_i , појачање регулатора је неограничено у области ниских фреквенција одакле се за мале вриједности s добија слједећа апроксимација функције преноса од поремећаја d до излаза у:

$$G_{yd}(s) = G_p(s)S(s) \approx \frac{sG_p(s)}{s + Kk_i} \cdot K \approx \frac{s}{k_i}. \quad (3.13)$$

Из претходне релације се закључује да је интегрално појачање k_i једноставна мјера степена потискивања поремећаја. С друге стране, како $|S|$ тежи ка 1 у области већих вриједности s , добија се апроксимација $G_{yd}(s) \approx G_p(s)$ у области високих фреквенција.

Функција преноса од мјерног шума до излаза система $G_{un}(s)$ дата је изразом:

$$G_{un}(s) = -\frac{C(s)}{1+L(s)} = -C(s)S(s) = -\frac{T(s)}{G_p(s)}, \quad (3.14)$$

одакле се уочава да $G_{un}(s)$ одговара $-S_n(s)$, односно функцији осјетљивости у односу на мјерни шум, али са негативним предзнаком. Функција комплементарне осјетљивости $T(s)$ има вриједности близу 1 при ниским фреквенцијама па вриједи апроксимација $G_{un}(s) \approx -1/G_p(s)$. Имајући у виду да је мјерни шум високофреквентног карактера, од пресудне важности је анализа његовог утицаја при високим фреквенцијама. Са обзиром

да је функција осјетљивости $S(s)$ са вриједностима близу 1, за високе фреквенције се добија апроксимација $G_{un}(s) \approx -C(s)$.

Функција преноса од референтног сигнала r до излаза у дата је изразом:

$$G_{yr}(s) = \frac{F(s)L(s)}{1+L(s)} = F(s)T(s). \quad (3.15)$$

Претходно дефинисане функције преноса имају велики значај приликом спецификације захтјева у процесу пројектовања регулатора, односно приликом подешавања њихових параметара. Како су ове спецификације од суштинског значаја за ову дисертацију, њима ћемо се детаљно бавити у наредном одјељку.

3.4 Анализа робусности усљед неодређености параметара процеса

Испитивање осјетљивости система аутоматског управљања у основи се своди на процјену утицаја промјене параметара процеса на стање система. Систем управљања је робуснији уколико је његова комплементарна функција осјетљивости по свим фреквенцијама мала, односно уколико промјена параметара процеса мање утиче на стање система. Уобичајен приступ је да се најприје размотри класа неодређености у разматраном моделу процеса. Класе неодређености се могу подијелити у три групе:

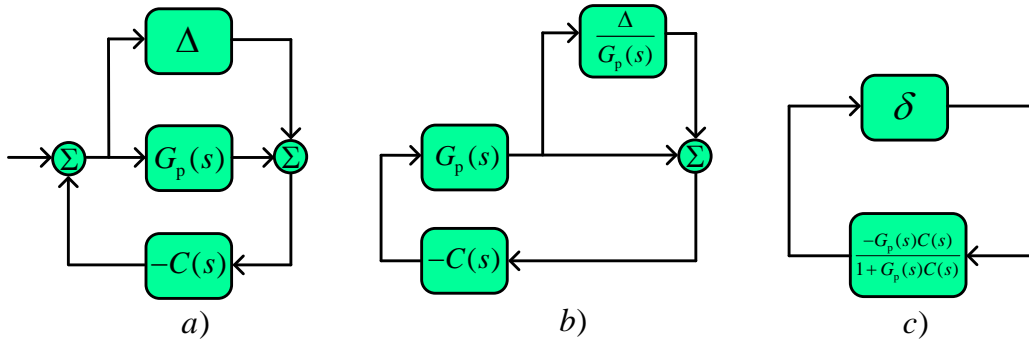
1. Параметарске неодређености су оне код којих структура модела (укључујући ред) позната, али параметри модела имају неодређеност.
2. Неодређености усљед занемарене или немоделоване динамике код којих обично недостаје динамика у моделу при високим фреквенцијама било кроз намјерно занемаривање или због недостатка разумијевања физичког процеса. Сваки модел реалног система садржи у извјесном степену овај извор неодређености.
3. Трећа група су сједињене (*lumped*) неодређености код којих може бити један или више извора параметарских и/или неодређености усљед немоделоване динамике који су комбиновани у јединствену обједињену пертурбацију изабране структуре.

У поступку моделовања је чест случај да се (немоделована) динамика

сензора и актуатора, као и нелинеарности тешко укључују у модел система или су сувише компликоване. Осим тога, параметри су често неадекватно одређени било због мјерних несигурности било због промјенљивих услова производње [90]. Због тога се ако је могуће користе једноставни модели првог или другог реда са временским кашњењем. Пројектовање под ограничењима на робусност се управо користи у анализи и синтези система за такве несавршене моделе процеса како би се сачувала стабилност система и перформанса упркос постојању промјене параметара процеса чиме се ефикасно може ријешити проблем параметарске неодређености у моделу процеса. Што се тиче немоделоване динамике, она се може урачунати развојем сложенијих модела који се користе у пројектовању регулационих структура. Међутим, једноставнији приступ је да се разматра да ли је систем у затвореној спреси осјетљив на генеричке типове немоделоване динамике што је илустровано на Сл. 3.7. На овај начин је могуће за сва три типа неодређености параметара (адитивна – Δ , мултипликативна – δ , неодређеност параметара у повратној грани – Δ_{fb}) поставити услове робусне стабилности. Ако са $G_p(s)$ означимо номинални модел система претходно дефинисане неодређености су међусобно повезане преко релација: $\delta = \frac{\Delta}{G_p}$ и $\Delta_{fb} = \frac{\Delta}{G_p(G_p + \Delta)} = \frac{\delta}{G_p(1 + \delta)}$.

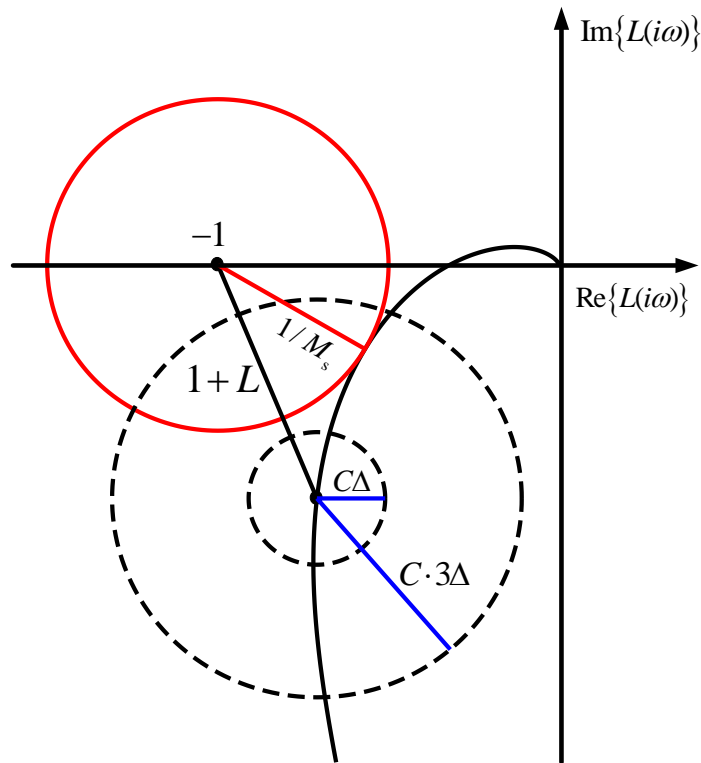
Разматрање осјетљивости система на грешке моделовања се заснива на сљедећим аспектима: специфицирању скупа неодређености параметара како би се гарантовала стабилност и перформанса за све могуће процесе. При томе, ограничавајући фактори су нестабилни полови, минималнофазне нуле, временско кашњење, а основна правила су да нуле у десној полуравни ограничавају пропусни опсег за $S(i\omega)$, слично ограничење поставља временско кашњење, полови у десној полуравни захтијевају минимални пропусни опсег за $T(i\omega)$.

Никвистов критеријум је основа класичне теорије управљања, али истовремено од суштинске важности код анализе стабилности робусног управљања. Примјена критеријума омогућава утврђивање стабилности система у затвореној спреси на основу функције преноса у отвореној спреси $L(s) = C(s)G_p(s)$ без претходног израчунавања полова система у затвореној спреси односно нула карактеристичне једначине система $1 + L(s) = 0$. Никвистов критеријум се изводи на основу Кошијеве теореме о аргументима и може се интерпретирати на сљедећи начин: систем у затвореној спреси (са појачањем $L(s)$ у отвореној спреси) ће у јединичној



Слика 3.7. Представљање немоделоване динамике код линеарних система укључујући трансформације система са адитивном неодређености (a) у систем са мултипликативном неодређености (b), односно у еквивалентни блок дијаграм (c) погодан за примјену теореме о малом појачању

негативној повратној спрези бити стабилан ако Никвистова крива $L(i\omega)$ обухвата критичну тачку -1 тачно N_p пута у смјеру супротном од кретања казаљке на сату, гдје N_p број полова $L(s)$ који су лоцирани у десној полуравни комплексне s -равни.



Слика 3.8. Никвистов дијаграм за номиналну функцију преноса у отвореној спрези $L(s) = C(s)G_p(s)$ укључујући неизвјесност узроковану адитивном промјеном процеса за Δ и 3Δ

На основу Никвистове криве са Сл. 3.7 могуће је извести услове за

допустиву неодређеност процеса. С обзиром да адитивна промјена параметара процеса $G_p + \Delta$ узрокује промјену функције преноса у отвореној спрези $G_p C + C\Delta$ (што је илустровано на Сл. 3.7), систем ће остати стабилан док год варијације $C\Delta$ не прелазе критичну тачку односно број обухватања критичне тачке мора остати непромијењен. Никвистова крива неће достићи тачку -1 под условом да је $|C\Delta| < |1 + L|$ односно

$$|\Delta| < \left| \frac{1 + G_p C}{C} \right| \quad \text{тј.} \quad |\delta| = \left| \frac{\Delta}{G_p} \right| < \frac{1}{|T|}. \quad (3.16)$$

На основу израза (3.16) може се извршити провјера стабилности за било коју неодређеност у процесу која задовољава задато ограничење. Са аспекта пројектовања регулатора ова релација даје мјеру робусности с обзиром да се унапријед може задавати ограничење да T има мање вриједности у одговарајућем фреквенцијском опсегу.

Директно из Никвистовог критеријума слиједи позната теорема малог појачања (*Small Gain Theorem*) [90]: Ако је $L(s)$ стабилно и $\|L\|_\infty < 1$, онда је појачање у петљи мање од 1 за све фреквенције па $L(i\omega)$ неће обухватати критичну тачку -1. На основу ове теореме може се вршити анализа робусне стабилности за разматрану управљачку структуру. Теорема малог појачања се може примијенити и за нестабилне системе. У случају да је линеарни систем у каскади са статичком нелинеарношћу онда се ова теорема своди на критеријум стабилности Попова.

Ако је неодређеност Δ адитивног типа тј. процес је описан са $G_p + \Delta$ услов робусне стабилности је $\|CS\Delta\|_\infty < 1$. Ако се искористи субмултипликативна особина норми $\|AB\| \leq \|A\| \cdot \|B\|$, претходни услов се може записати у облику

$$\|\Delta\| < \frac{1}{\|CS\|_\infty}, \quad (3.17)$$

чиме је описано конзервативно ограничење које показује количину толерисане адитивне неодређености која одржава стабилност система. За неодређеност δ мултипликативног типа, процес се може описати са $G_p(1 + \delta)$ па је услов робусне стабилности дат са $\|T\delta\|_\infty < 1$ одакле се добија ограничење

$$\|\delta\| < \frac{1}{\|T\|_\infty}, \quad (3.18)$$

при чему $\|T\|_\infty$ одговара квантитативни индекс M_p описан релацијом (4.12). Велика вршна вриједност комплементарне функције осјетљивости $\|T\|_\infty$ води ка малим толерисаним вриједностима неодређености мултипликативног типа. У случају неодређености у повратној спрези Δ_{fb} процес се може представити са $G_p/(1 + \Delta_{fb}G_p)$ па је услов робусне стабилности $\|G_p S \Delta_{fb}\|_\infty < 1$. Одавде се добија ограничење на неодређеност облика

$$\|\Delta_{fb}\| < \frac{1}{\|G_p S\|_\infty}. \quad (3.19)$$

На основу функција осјетљивости и комплементарне осјетљивости могуће је извести закључке са становишта утицаја неодређености у процесу на функције преноса $G_{yr}(s)$, $G_{yd}(s)$ и $G_{un}(s)$. Утицај малих варијација у функцији преноса процеса се може анализирати диференцирањем израза (3.13): одавде се добија релација

$$\frac{dG_{yd}(s)}{G_{yd}(s)} = S(s) \frac{dG_p(s)}{G_p(s)}. \quad (3.20)$$

Из претходне релације је јасно да је одзив на поремећај неосјетљив на варијације у процесу за фреквенције за које $|S(i\omega)|$ има мале вриједности, односно у области фреквенција од интереса када је у питању поремећај d . На сличан начин може се вршити анализа утицаја малих варијација у функцији преноса процеса на $G_{un}(s)$ диференцирањем израза (3.14) одавде се добија осјетљивост облика:

$$\frac{dG_{un}(s)}{G_{un}(s)} = -T(s) \frac{dG_p(s)}{G_p(s)}. \quad (3.21)$$

С обзиром да функција комплементарне осјетљивости има мале вриједности у области високих фреквенција закључује се да неодређености у процесу имају мали утицај на функцију преноса од мјерног шума до управљачког сигнала $G_{un}(s)$. Ако се изврши диференцирање израза (3.15) у односу на функцију преноса процеса добија се осјетљивост функције преноса G_{yr} у односу на $G_p(s)$:

$$\frac{dG_{yr}(s)}{G_{yr}(s)} = S(s) \frac{dG_p(s)}{G_p(s)}. \quad (3.22)$$

Одавде се закључује да је релативна грешка функције преноса у затвореној спрези мала када је функција осјетљивости мала.

3.5 Фундаментална ограничења на перформансу и робусност

Перформанса у линеарним системима подлијеже одређеним неизбјежним ограничењима остваривости перформансе и робусности која се могу извести на основу појединачне структуре номиналног модела. Ограничења остваривости дају дубљи увид у факторе који фундаментално ограничавају оствариву перформансу система управљања [93]. Добијени резултати су нарочито корисни за системе са аутоматским подешавањем, адаптивним механизмима и аутономијом гдје се процјена перформанси врши аутоматски [94]. Тако, на примјер, у [94] су дате неједнакости за пресјечну учестаност појачања за минимално и неминимално фазне системе, којима су одређене границе релативне стабилности система.

Са становишта анализе функција осјетљивости система управљања битно је навести ограничење описано Бодеовом интегралном формулом (Бодеов интеграл осјељивости) [95]. Нека функција повратног преноса система $L(s)$ тежи према нули брже од $1/s$ када $s \rightarrow \infty$. Ако су p_k , $k = 1, 2, \dots, N_P$ полови функције $L(s)$ који се налазе у десној полуравни комплексне равни, тада функција осјетљивости $S(s)$ задовољава следећи интеграл [90]:

$$\int_0^{\infty} \log |S(i\omega)| d\omega = \int_0^{\infty} \log \left| \frac{1}{1+L(i\omega)} \right| d\omega = \pi \sum_{k=1}^{N_P} p_k. \quad (3.23)$$

Претходна релација значи да ако се потискивање поремећаја побољша у једном опсегу фреквенција онда то иде на рачун погоршања у другој области фреквенција. Интеграл се повећава са порастом броја половина у десној полуравни, и брзи нестабилни полови су „гори”. У најбољем случају, када $L(s)$ нема половина у десној полуравни онда се израз (3.23) своди на облик:

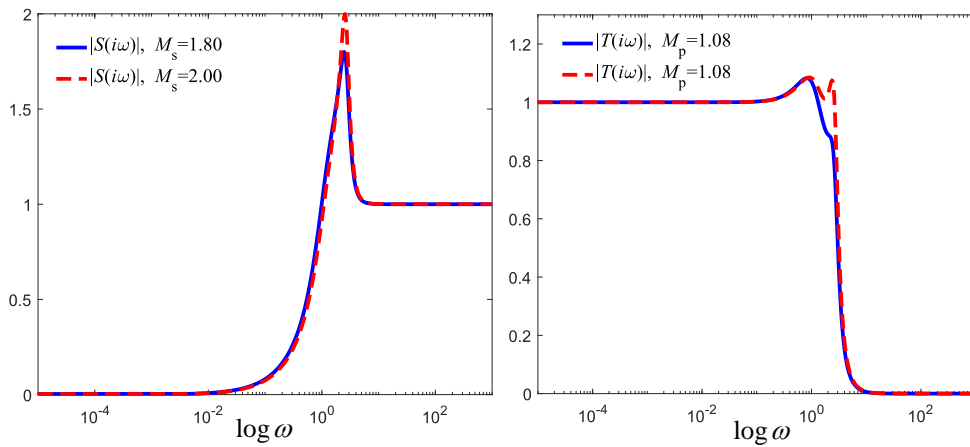
$$\int_0^{\infty} \log |S(i\omega)| d\omega = 0. \quad (3.24)$$

Претходни изрази описују такозвани ефекат „воденог кревета” (*water-bed effect*). Ове релације се могу појаснити чињеницом да је немогуће смањити осјетљивост система управљања у свим дијеловима фреквенцијског домена што значи да смањивање осјетљивости у једној области

Фреквенција се врши на рачун повећања нивоа осјетљивости у области других фреквенција. Илустрација ефекта „воденог кревета” је приказана на Сл. 3.9. Аналогно се може добити интегрална релација за комплементарну функцију осјетљивости система која има облик:

$$\int_0^{\infty} \frac{\log |T(i\omega)|}{\omega^2} d\omega = \pi \sum_{k=1}^{N_R} \frac{1}{z_k}, \quad (3.25)$$

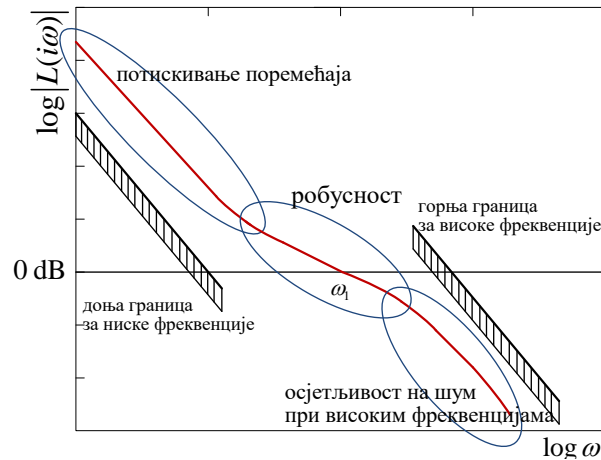
гдје су z_k , $k = 1, 2, \dots, N_R$ нуле у десној полуравни функције повратног преноса $L(s)$ [93].



Слика 3.9. Илустрација ефекта воденог кревета на основу амплитудских фреквенцијских карактеристика функције осјетљивости и функције комплементарне осјетљивости

Концепт пројектовања система управљања се може посматрати као „обликовање петље” (*loop shaping*). Другим ријечима, потребно је да се одреди регулатор C тако да фреквенцијски одзив функције повратног преноса $L(i\omega)$, има погодан облик. На Сл. 3.10 је илустровано како спецификације амплитуде S у нискофреквенцијском подручју и T у високофреквенцијском подручју резултују у границама за појачање петље L . На основу претходних разматрања може се закључити да је основно ограничење дато релацијом (3.11a), те да опште правило за остваривање добре перформансе и робусности је да се обликује појачање петље L тако да има велике вриједности ($|L(i\omega)| \gg 1$) у области ниских фреквенција, а мале вриједности ($|L(i\omega)| \ll 1$) у области виших фреквенција. Из овога слиједи да функција осјетљивости треба да има мале вриједности при нижим фреквенцијама, а приближно 1 при вишим фреквенцијама. Аналогно, комплементарна функција осјетљивости треба приближно да је 1 у

нискофреквенцијском подручју, а има мале вриједности у области виших фреквенција.



Слика 3.10. Илустрација како спецификације у амплитуди $|S|$ у области ниских фреквенција и амплитуди $|T|$ у области високих фреквенција дефинишу границе појачања повратног преноса $|L|$

Неминималнофазни и нестабилни системи уводе додатна ограничења у контексту постизања компромиса при пројектовању система управљања. Тако на примјер, један од закључака студије [96] је да неминималнофазне нуле ограничавају опсег за који се перформанса система може остварити, док нестабилни полови захтијевају активну регулацију над одређеним фреквенцијским опсезима и смањују укупну перформансу система. Квантитативни изрази и интегрална ограничења за неминималнофазне и нестабилне системе су детаљно разматрани у [96, 97]. Ова ограничења се могу користити са осталим захтјевима на жељену перформансу како би се израчунале апроксимативне релације које дају дубљи увид у остварени компромис при пројектовању система. Детаљна анализа ограничења за системе са једним улазом и једним излазом (*Single-Input Single-Output* – SISO) је изложена у [94]. Нуле у десној полуравни функције преноса у отвореној спрези дефинишу горњу границу фреквенције до које је могуће смањити $|S(i\omega)|$ при ниским фреквенцијама. Слично, полови у десној полуравни дефинишу доњу границу фреквенције од које је могуће смањити функцију комплементарне осјетљивости $|T(i\omega)|$ при високим фреквенцијама. С друге стране, у области средњих фреквенција треба избјећи велике вриједности $|S(i\omega)|$ и $|T(i\omega)|$ да би се спријечила велика осјетљивост на поремећај, али и смањено утицај мјерног шума што је илустровано на Сл. 3.10.

4 ОСНОВНИ КВАНТИТАТИВНИ ПОКАЗАТЕЉИ ПОНАШАЊА СИСТЕМА

У овом поглављу су дате дефиниције релевантних показатеља (индекса) понашања система управљања који ће се користити при пројектовању конвенционалних регулатора. Уколико се предложена метода пројектовања формулише као оптимизациони проблем (као што су методе предложене у одјељцима 5.1.1, 5.1.2 и 5.1.3), тада се „индекси перформансе”, односно њихове комбинације обично јављају у виду критеријума оптималности, док се „индекси робусности” јављају као ограничења. Код свих таквих метода кључни научни и стручни допринос ове дисертације лежи у конкретном начину формулисања оптимизационог проблема, односно у избору критеријума оптималности и скупа ограничења. Интересантно је напоменути да у великој већини практично сретаних случајева, резултатни оптимизациони проблем није конвексан, па ни унимодалан. Велики број локалних оптимума у великој мјери отежава изналажење оптималног рјешења. Ипак развојем савремених, глобалних оптимизационих алгоритама као што је генетски алгоритам или алгоритам оптимизације ројем честица, постало је практично могуће ријешити проблем пројектовања чак и у веома сложеним случајевима, узимајући у обзир сложена ограничења и без потребе за претходном редукцијом реда процеса управљања, као што је приказано у одјељку 5.1.3. Насупрот томе, код аналитичких метода пројектовања (као што су оне предложене у одјељцима 5.2.1, 5.2.2, 5.2.3 и 5.2.4) циљ је добити изразе који, на основу одређених подесивих параметара које задаје инжењер на терену, дефинишу параметре регулатора у затвореном облику. Да би се добила аналитичка правила подешавања што једноставнијег облика погодна је аналитичке методе пројектовања примијенити на редукованим моделима процеса (као на примјер у одјељцима 5.2.3 и 5.2.4). Дио ових подесивих параметара

се добија на основу номиналног модела процеса, а дио утиче на тражени компромис између „перформансе” система са једне и „робусности” са друге стране.

4.1 Квантитативне мјере перформансе система

Савремена теорија управљања подразумијева да пројектант може квантитативно специфицирати жељену перформансу (понашање) система. Дефинисани показатељ се онда може користити за вредновање перформансе система. Квантитативна мјера перформансе је неопходна за аутоматску оптимизацију параметара система управљања као и за пројектовање оптималних система. Систем се сматра оптималним системом управљања ако су параметри подешени тако да неки показатељ понашања достиже екстремну вриједност уобичајено минималну под задатим ограничењима. Постоје различити квантитативни показатељи перформансе система. Који од тих показатеља ће се користити зависи од конкретног објекта управљања и циљева, а ово су неки од најчешће коришћених критеријума [98]:

1. Критеријуми за оцјену тачности рада система који се изражавају у виду сигнала грешке у устаљеном стању.
2. Критеријуми који одређују претек стабилности система, односно служе као мјера за процјену колико се систем налази далеко од границе стабилности. Неки примјери ових критеријума су унапријед задато вријеме смирења прелазног процеса, степен стабилности или задати степен релативне стабилности.
3. Критеријуми за оцјену брзине реаговања система на побуду различитим улазним сигнаlima и поремећајима.
4. Интегрални критеријуми перформансе који у себи свеобухватно садрже битне карактеристике прелазног режима система.

Од наведених критеријума најчешће се примјењују интегрални критеријуми, јер садрже све релевантне динамичке карактеристике система и најчешћи су квантитативни показатељи понашања система. Стога се у литератури могу наћи различити интегрални индекси перформансе. Ради прецизности њихове дефиниције разликоваћемо два типа: први се рачуна при референтном сигналу јединичне амплитуде и тада важи запис $x = r$, а други се рачуна при поремећају јединичне амплитуде и њему

одговара запис $x = d$. У случају да се користи само један од наведених случајева уобичајено је да се индекси r и d изоставе [99]. У наставку су дате опште дефиниције према претходно наведеним случајевима при чему сигнал грешке $e_x(t)$ одговара сигналу $e(t)$ који се налази на улазу дијела регулатора у директној грани (видјети слике Сл. 3.2, Сл. 3.3, Сл. 3.4, Сл. 3.5). Интеграл грешке (*Integral Error* – IE) дефинисан је релацијом

$$IE_x = \int_0^{\infty} e_x(t) dt. \quad (4.1)$$

Индекс IE није задовољавајући с обзиром да може бити минималан у регулационим петљама које осцилију. Стога се користи интеграл апсолутне грешке који укључује IE, а истовремено кажњава осциловање регулационе петље. Интеграл апсолутне грешке (*Integral of Absolute Error* – IAE) дефинисан је релацијом

$$IAE_x = \int_0^{\infty} |e_x(t)| dt, \quad (4.2)$$

Индекс IAE не прави разлику између негативних и позитивних доприноса у грешци и има најближу повезаност са економским аспектима производње [34]. Погодан је за немонотоне степ одзиве и најчешће се користи при онлајн подешавању параметара регулатора. Интеграл квадрата грешке (*Integral Squared Error* – ISE) дефинисан је са

$$ISE_x = \int_0^{\infty} e_x^2(t) dt. \quad (4.3)$$

Индекс ISE „је веома осјетљив на” грешке с великим вриједностима у односу на грешке мањих вриједности. Велике вриједности грешке се нарочито јављају дјеловањем поремећаја и манифестују се као прескок, као што је случај код одзива на степ сигнал. Стога се овај показатељ користи да назначи агресивнију управљачку активност укључујући прескоке. Показано је да ISE нема повезаности са економском перформансом регулационе петље, посебно са аспекта поремећаја [99]. Интеграл апсолутне грешке са временским тежинским фактором (*Integral of the Time-weighted Absolute Error* – ITAE) дефинисан је са

$$ITAE_x = \int_0^{\infty} t |e_x(t)| dt. \quad (4.4)$$

Множење са временом повећава грешке које се јављају дуго након поремећаја, а самим тим мање су наглашене грешке на почетку управљачке активности. Велике вриједности наглашавају велике девијације регулационе петље. Индекс ИТАЕ прави компромис између амплитуде грешке и трајања њеног времена смирења. Интеграл апсолутне грешке са временским тежинским фактором реда n (*Integral of Multiplied Absolute Error* – ИТНАЕ) дефинисан је са

$$\text{ITNAE}_x = \int_0^{\infty} t^n |e_x(t)| dt. \quad (4.5)$$

Индекс ИТНАЕ је најконзервативнији у односу на претходно наведене показатеље понашања, с обзиром да множење са временом експонента n знатно наглашава грешке које постоје дужи временски период. Са особинама је сличан ИТАЕ индексу. Поред наведених, за пројектовање регулатора користи се и квадратни критеријум (*Quadratic Error* – QE) са тежинским фактором λ који је дефинисан релацијом:

$$\text{QE}_x = \int_0^{\infty} (e_x^2(t) + \lambda u^2(t)) dt. \quad (4.6)$$

Индекс QE укључује доприносе оба фактора која описују перформансу управљања: грешку управљања којим је дефинисан квалитет управљања и излаз регулатора којим се одређује ефекат утрошка енергије за актуатор.

За потребе пројектовања конвенционалних регулатора у овој дисертацији се користи интеграл апсолутне вриједности грешке IAE, којим се може вредновати ефикасност потискивања поремећаја [92], односно IAE_d који се може израчунати на сљедећи начин:

$$\text{IAE} = \text{IAE}_d = \int_0^{\infty} |e_d(t)| dt = \int_0^{\infty} \left| \mathcal{L}^{-1} \{ S_d(s) D(s) \} \right| dt, \quad (4.7)$$

гдје са $e_d(t)$ означен одзив система на поремећај јединичне амплитуде који дјелује на улазу процеса, а са \mathcal{L}^{-1} је означен оператор инверзне Лапласове трансформације. За добро пригушене системе важи $\text{IAE} \approx \text{IE}$. Вриједност IAE се рачуна при јединичној амплитуди поремећаја. У раду је цјелокупна анализа урађена разматрајући константан поремећај па је IAE рачунат за јединични степ поремећај тј. $D(s) = 1/s$ и његова вриједност је једнака површини коју одзив система на јединични степ поремећај

гради са временском осом.

Битно је истаћи да се у општем случају регулатор пројектује према карактеру поремећаја. Тако на примјер, за константан поремећај, функција преноса регулатора (PI, PID, PIDC) мора имати интегрално дејство како би у потпуности био потиснут такав поремећај. С друге стране, ако је поремећај типа рампе тј. $D(s) = 1/s^2$, онда функција преноса регулатора мора садржати двоструко интегрално дејство, тј. члан $1/s^2$ како би се у потпуности елиминисао поремећај типа рампе. Аналогно у случају простопериодичног поремећаја, потребно је пројектовати резонантни регулатор који садржи члан $1/(s^2 + \omega_r^2)$, гдје ω_r одговарајућа резонантна фреквенција поремећаја према којој се пројектује регулатор.

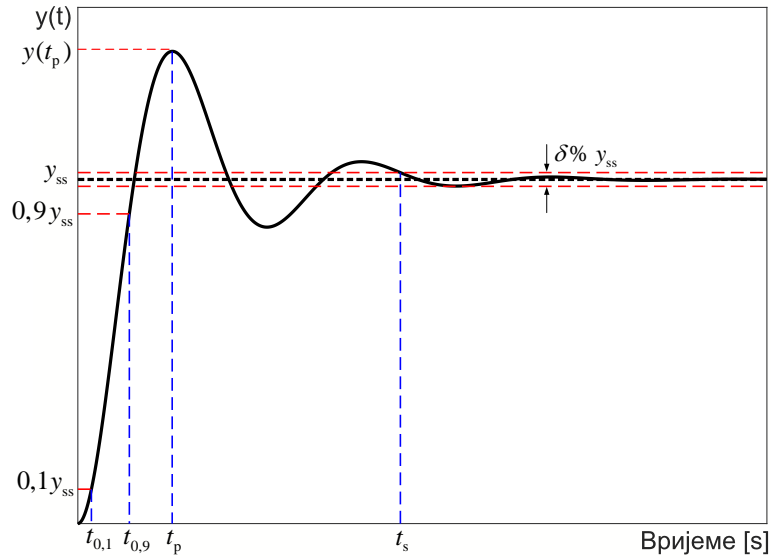
Перформанса система управљања је уобичајено вреднована на основу карактеристике прелазног режима система. Ова карактеристика се добија када се на улаз система доведе побудни сигнал, најчешће референтни сигнал, а у одређеним случајевима и поремећај. Уобичајено је да се користи јединични одскочни одзив за вредновање перформансе система управљања због тога што га је лако генерисати. У практичним ситуацијама прелазни одзив садржи пригушене осцилације прије достизања устаљеног стања. Стога је неопходно дефинисати захтјеве пројектовања у временском домену [100]: прескок, вријеме пораста, вријеме смирења итд. Карактеристичне тачке на основу којих су дате дефиниције су назначене на Сл. 4.1. Излаз система означен је са $y(t)$, а вриједност излазне промјенљиве у устаљеном стању са y_{ss} . Прескок A_p се најчешће изражава у процентима, а дефинише се на сљедећи начин:

$$A_p = \frac{y(t_p) - y_{ss}}{y_{ss}} 100\%, \quad (4.8)$$

гдје са t_p означен временски тренутак у коме одскочни одзив достиже свој максимум. Већи прескок подразумијева већу брзину реаговања система, а с друге стране циљ је је да прескок буде што мањи како би се избјегле нежељене осцилације у систему. Вријеме пораста (успона) t_r дефинисано је као временски интервал за који се излазна промјенљива промијени од 10% до 90% вриједности у устаљеном стању, односно:

$$t_r = t_{0,9} - t_{0,1}, \quad (4.9)$$

гдје је $y(t_{0,1}) = 0,1y_{ss}$ и $y(t_{0,9}) = 0,9y_{ss}$. Вријеме смирења t_s дефинисано је



Слика 4.1. Спецификације у временском домену на основу типичног одскочног одзива релаксираног система

као вријеме за које излаз система достигне и остане у δ % вриједности у устаљеном стању y_{ss} , гдје δ унапријед задата вриједност, најчешће $\delta\% \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$. Према томе, вријеме смирења је први тренутак почев од кога вриједи следећа релација:

$$|y(t) - y_{ss}| \leq \delta\% y_{ss} \quad (4.10)$$

за свако $t \geq t_s$. На основу задатих спецификација у временском домену могуће је на различите начине дефинисати локацију доминантних полова што се користи у методама пројектовања конвенционалних регулатора на основу спектра полова.

У поступку пројектовања регулатора, циљ је да се обликује одзив на референцу тако да се минимизују дати захтјеви (ако су укључени у критеријум оптималности) код нумеричких метода или да се остваре задате спецификације код аналитичких метода пројектовања. Циљ је да за усвојени критеријум, вриједности подесивих параметара система, при којима критеријум има минималну вриједност, одговара оптимална перформанса, односно динамичко понашање система које најадекватније одговара унапријед постављеним техничким захтјевима за синтезу.

4.2 Квантитативне мјере робусности система

Стабилност система у затвореној спреси у номиналном радном режиму је основни циљ синтезе сваког система. Међутим неопходно је да систем има довољно висок ниво робусности, односно да услед промјене параметара, грешака моделовања и малих нелинеарности систем сачува стабилност како би и даље остварио адекватно праћење референце и потискивање поремећаја. Због тога се уводи мјера стабилности система односно показатељ колико је систем удаљен од нестабилне области. У области савремене теорије пројектовања конвенционалних регулатора уводе се ограничења дефинисана преко функција осјетљивости. Као квантитативна мјера робусности најчешће се користи максимална осјетљивост M_s која је дефинисана изразом

$$M_s = \max_{\omega=\omega_s} \left| \frac{1}{1+L(i\omega)} \right|, \quad (4.11)$$

гдје ω_s фреквенција у којој се постиже максимум [56]. Осјетљивост на грешке моделовања се може процијењивати максималном вриједношћу M_p функције комплементарне осјетљивости

$$M_p = \max_{\omega=\omega_p} \left| \frac{L(i\omega)}{1+L(i\omega)} \right|, \quad (4.12)$$

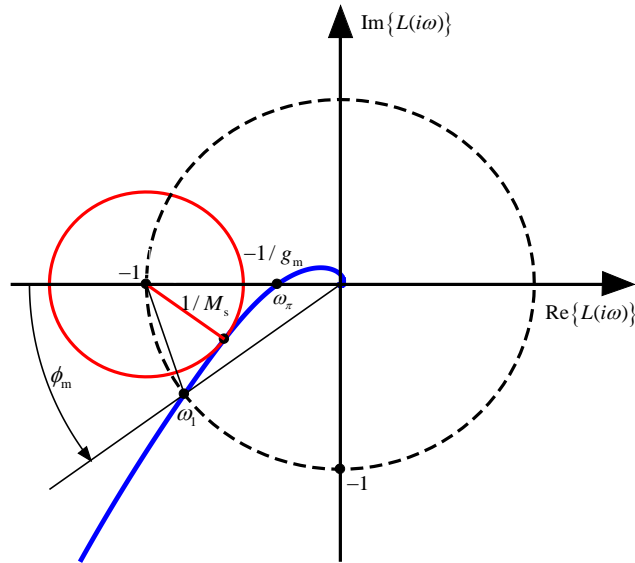
гдје ω_p фреквенција у којој се постиже максимум [56]. Као алтернативне класичне мјере робусности могу се користити претек (маргина) појачања и претек фазе [101]. Претек појачања је дефинисан са

$$g_m = \frac{1}{|L(i\omega_\pi)|}, \quad \arg \{L(i\omega_\pi)\} = -\pi, \quad (4.13)$$

гдје је ω_π пресјечна учестаност фазе. Претек фазе је дефинисан са

$$\phi_m = \pi + \arg \{L(i\omega_1)\}, \quad |L(i\omega_1)| = 1, \quad (4.14)$$

гдје је ω_1 пресјечна учестаност појачања. На Сл. 4.2 је дата илустрација Никвистове криве за систем управљања са стабилним процесом и регулатором на којој су означене вриједности g_m , ϕ_m . На основу Сл. 4.2 може се извести једна битна релација између претека појачања g_m и претека



Слика 4.2. Никвистова крива функције преноса у отвореној спреси $L(s)$ са назначеним маргинама стабилности: g_m , ϕ_m и индексом робустности M_s

фазе ϕ_m са индексом робустности M_s :

$$g_m \geq \frac{M_s}{M_s - 1}. \quad (4.15)$$

Из претходне релације је јасно да се смањивањем M_s повећава претек појачања. На сличан начин изводи се веза маргине фазе са M_s која има облик:

$$\phi_m \geq 2 \arcsin \frac{1}{2M_s}. \quad (4.16)$$

При томе, за $M_s = 2$ добијају се следеће релације за претек појачања и претек фазе: $g_m \geq 2$ и $\phi_m \geq 29^\circ$, док за $M_s = 1,4$ вриједи $g_m \geq 3,5$ и $\phi_m \geq 42^\circ$ итд. На сличан начин је могуће извести функционалне везе максимума функције комплементарне осјетљивости M_p са претецима појачања и фазе [102]. Типичне вриједности ових параметара за стабилне процесе су у опсегу 1,2-2 [10].

Функција осјетљивости одређује ниво утицаја повратне спреге са пројектованим регулатором на варијације на излазу система. Поремећаји са фреквенцијским садржајем такви да важи $|S(i\omega)| < 1$ су пригушени, док поремећаји са фреквенцијама за које је испуњено $|S(i\omega)| > 1$ су појачани повратном спрегом. Максимум функције осјетљивости M_s дефинисан релацијом (4.11) је мјера највећег појачања поремећаја. Код пројектовања

под ограничењима на робусност уобичајено је да се умјесто класичних мјера користи јединствена мјера као што је индекс M_s . Основни разлог је што не постоје аналитичке методе оптимизације ових класичних квантитативних мјера и што се може десити да систем не мора бити отпоран на истовремене варијације у појачању и фази система. С друге стране, проблем максимизације растојања $1/M_s$ (видјети Сл. 4.2) одговара минимизацији H_∞ норме функције осјетљивости. За SISO системе H_∞ норма функције преноса $G(s)$ одговара вршној амплитуди на Бодевим дијаграмима функције преноса $G(i\omega)$, тј. $\|G\|_\infty = \sup_{\omega} |G(i\omega)|$. Код H_∞ управљања перформанса се оптимизује у смислу минимизације H_∞ норме функција осјетљивости, нпр. $S(s)$ и $T(s)$. Овај проблем је познат и као min-max проблем, јер H_∞ приступ минимизује „најгори” сценарио када функција преноса у затвореној спрези има вршну вриједност. Рјешење H_∞ проблема доводи до равнања криве због чега могу „искочити” други пикови за друге фреквенције услед ефекта воденог кревета. Слично, умјесто равне Бодеве карактеристике може се задавати другачији облик што представља савремени приступ класичног обликовања регулационе петље. Овде се уводи тежинска функција $W(s)$, и врши оптимизација тежинске норме $\|WS\|_\infty$ [102].

4.2.1 Осјетљивост на мјерни шум

У индустријском окружењу мјерни шум може генерисати велике промјене управљачког сигнала те довести до оштећења актуатора. Утицај функције преноса од мјерног шума до управљачке промјенљиве, $S_n(s)$, зависи од много фактора. Од посебне важности је да се размотри утицај шума мјерења који се јавља на високим фреквенцијама. Због тога се као интегрални дио савремених метода пројектовања уводи максимална осјетљивост на шум мјерења дефинисана релацијом [56]:

$$M_n = \max_{\omega} |S_n(i\omega)|. \quad (4.17)$$

Напоменимо да се у овој дисертацији првенствено користи претходно дефинисани индекс осјетљивости на мјерни шум који одговара H_∞ норми [54], али да у литератури постоје и други квантитативни показатељи за описивање осјетљивости на мјерни шум система у затвореној спрези. Тако на примјер за ограничавање нивоа осјетљивости на мјерни шум у [61]

је коришћена H_2 норма функције $S_n(s)$. С обзиром да осјетљивост на шум утиче на активност управљачког сигнала, односно напор управљања, могу се увести додатне квантитативне мјере који се уобичајено користе у оквиру вјероватноће и математичке статистике за потребе анализе сигнала и система. У том смислу дефинисаћемо варијансу сигнала као додатни индекс који се може користити у анализи резултата. Варијација сигнала се може квантитативно изразити на основу варијансе сигнала. Варијанса сигнала $y(t)$ је дефинисана изразом⁶[71]:

$$\text{Var}_y = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N [y(t_k) - \bar{y}]^2, \quad (4.18)$$

гдје је N број узорака, а $\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y(t_k)$ је аритметичка средина узорака. Алтернативно се може користити стандардна девијација сигнала која представља квадратни коријен варијансе односно важи релација $\text{Var}_y = \sigma_y^2$. Постоје различити начини да се претходне дефиниције користе у поступку пројектовања конвенционалних регулатора. Тако на примјер, да би се утицај мјерног шума одржавао прихватљивим може се ограничити количник варијансе управљачког сигнала и варијансе мјерног шума што је примијењено у [58]. Предуслов је претходно познавање спектралне густине шума.

Као адекватан показатељ „глаткости” управљачког сигнала може се користити тотална варијација TV_d која се уобичајено рачуна при јединичном степ поремећају. Стога, напор управљања се може вредновати на основу тоталне варијације управљачког сигнала, дефинисане са [72]:

$$\text{TV}_x = \sum_{i=1}^{\infty} |u_{i+1} - u_i| \quad (4.19)$$

при чему је $x = r$ ако се прорачун врши при референтном сигналу јединичне амплитуде односно $x = d$ за поремећај јединичне амплитуде. Са $|u_{i+1} - u_i|$ је означена разлика вриједности управљачког сигнала између два узастопна узорка.

⁶ Дати израз одговара уобичајеној дефиницији варијансе сигнала у статистици, али се овдје примјењује на детерминистички сигнал.

конвенционалних регулатора

У овом одјелку приказаћемо оригиналне методе пројектовања конвенционалних регулатора проистекле током рада на овој дисертацији. Најприје ће, у одјелку 5.1 бити представљене нумеричке методе пројектовања код којих се рјешава погодно дефинисани критеријум оптималности. Послије тога, у одјелку 5.2 су представљене аналитичке методе пројектовања код којих се промјеном вриједности подесивог параметра усклађује компромис између ефикасности компензације поремећаја и робусности система. На примјеру изабраних структура конвенционалних регулатора биће извршена верификација свих развијених метода пројектовања. У основи, пројектовање конвенционалних регулатора на основу развијених метода омогућава ефикасно потискивање поремећаја (и обликовање референце). Битно је истаћи да нумеричке методе пројектовања укључују комплетан модел процеса (без претходне редукције реда процеса), док је у општем случају аналитичке методе пројектовања погодније примијенити на моделе нижег реда. Примјеном нумеричких метода, пројектовање је могуће вршити на основу широке класе полазних модела процеса узимајући у обзир сложена ограничења на перформансе и робусност. Мана ових метода је та што се рјешења добијају нумеричким путем, те свака промјена модела процеса или параметара критеријума оптималности захтијева понављање поступка оптимизације и поновно срачунавање параметара регулатора. Насупрот томе, аналитичке методе пројектовања, чак и када се формулишу језиком оптимизације, дају рјешења у затвореној форми, те се као таква могу прилагодити промјенама параметара модела, критеријума и ограничења. У том смислу, аналитичке формуле представљају једноставан и директан начин за оператора да подеси изабрану регулациону структуру. Мана аналитичких метода пројектовања

лежи у томе што су оне примјенљиве на моделе, критеријуме и ограничења једноставнијег облика, те се прије њихове примјене мора извршити одговарајућа апроксимација.

У литератури је уобичајено да се новоразвијене методе пројектовања регулатора најприје верификују служећи се скупом функција преноса којима се описује широка класа различитих индустријских процеса [3, 10, 14]. У овој дисертацији су употријебљене функције преноса из [29], којима су придружене и функције преноса из [81]. Група тест процеса из [29] је:

$$G_{p1}(s) = \frac{e^{-s}}{Ts+1}, \quad 0,02 \leq T \leq 1000,$$

$$G_{p2}(s) = \frac{e^{-s}}{(Ts+1)^2}, \quad 0,01 \leq T \leq 500,$$

$$G_{p3}(s) = \frac{1}{(s+1)(Ts+1)^2}, \quad 0,005 \leq T \leq 10,$$

$$G_{p4}(s) = \frac{1}{(s+1)^n}, \quad 3 \leq n \leq 8,$$

$$G_{p5}(s) = \frac{1}{(s+1)(\theta s+1)(\theta^2 s+1)(\theta^3 s+1)}, \quad 0,01 \leq \theta \leq 0,9,$$

$$G_{p6}(s) = \frac{e^{-sL_1}}{s(s(1-L_1)+1)}, \quad 0,01 \leq L_1 \leq 1,$$

$$G_{p7}(s) = \frac{T}{(Ts+1)(s(1-L_1)+1)} e^{-sL_1}, \quad T = 1; 2; 5; 10; \quad 0,01 \leq L_1 \leq 1,$$

$$G_{p8}(s) = \frac{1-\theta s}{(s+1)^3}, \quad 0,1 \leq \theta \leq 1,$$

$$G_{p9}(s) = \frac{1}{(s+1)(T^2 s^2 + 1,4Ts + 1)}, \quad 0,1 \leq T \leq 1,$$

$$G_{p10}(s) = \frac{e^{-Ls}}{(s^2 + 0,1s + 1)}, \quad L = 0,2; 0,5; 1; 2,$$

$$G_{p11}(s) = \frac{e^{-Ls}}{(5s-1)(2s+1)(0,5s+1)}, \quad L = 0,5; 1$$

$$G_{p12}(s) = \frac{4e^{-Ls}}{4s-1}, \quad L = 0,5; 1; 2,$$

Наведени тест процеси су проширени сљедећом групом процеса из [81]:

$$\begin{aligned}
 G_{p13}(s) &= \frac{1}{\cosh\sqrt{2s}}, & G_{p14}(s) &= e^{-\sqrt{s}}, \\
 G_{p15}(s) &= \frac{2e^{-s}}{(10s+1)(5s+1)}, & G_{p16}(s) &= \frac{e^{-5s}}{(s+1)^3}, \\
 G_{p17}(s) &= \frac{e^{-15s}}{(s+1)^3}, & G_{p18}(s) &= \frac{(2s+1)e^{-4s}}{(10s+1)(7s+1)(3s+1)}, \\
 G_{p19}(s) &= e^{-s}, & G_{p20}(s) &= \frac{e^{-0,5s}}{s}, \\
 G_{p21}(s) &= \frac{1}{s(s+1)^2}, & G_{p22}(s) &= \frac{1}{s(s+1)^3}, \\
 G_{p23}(s) &= \frac{100}{(s+10)^2} \left(\frac{1}{s+1} + \frac{0,5}{s+0,05} \right), & G_{p24}(s) &= \frac{3}{s}, \\
 G_{p25}(s) &= \frac{K}{2s+1}, \quad K = 5; 25 & G_{p26}(s) &= \frac{2}{(10s+1)(5s+1)}, \\
 G_{p27}(s) &= \frac{4}{s^2+0,16s+1}, & G_{p28}(s) &= \frac{5(1+s)}{(2s+1)(5s+1)}, \\
 G_{p29}(s) &= \frac{5(1-s)}{(2s+1)(5s+1)}, & G_{p30}(s) &= \frac{4}{(5s+1)(15s+1)} \\
 G_{p31}(s) &= \frac{2e^{-Ls}}{s(s+1)}, \quad L = 0; 1 & G_{p32}(s) &= \frac{1}{s(s-1)}, \quad L = 0; 1 \\
 G_{p33}(s) &= \frac{4e^{-0,5s}}{s(4s-1)},
 \end{aligned}$$

Наведени представници индустријских процеса укључују стабилне процесе, нестабилне процесе (G_{p11} , G_{p12} , G_{p32} , G_{p33}), интегралне процесе (G_{p20} , G_{p24} , $G_{p31} - G_{p33}$), осцилаторне процесе (G_{p9} , G_{p10}), процесе са временским кашњењем (G_{p1} , G_{p2} , G_{p6} , G_{p7} , $G_{p10} - G_{p12}$, $G_{p15} - G_{p20}$, $G_{p31} - G_{p33}$) процесе са неминималном фазом (G_{p8} , G_{p29}), процесе са дистрибуираним параметрима (G_{p13} , G_{p14}). Математички прорачуни и развој алгоритама пројектовања су урађени у *Maple* инжењерском софтверу. У циљу верификације ефикасности развијених метода пројектовања извршена је симулациона анализа у *MATLAB/Simulink* софтверском пакету. Анализа процеса чији су модели описани нерационалним функцијама преноса $G_{p13}(s)$ и $G_{p14}(s)$ је извршена примјеном алгорита за нумеричко израчунавање инверзне Лапласове трансформације [103]. У оквиру симулационе анализе, код свих метода пројектовања регулатора према Сл. 3.2 - Сл. 3.5, тежински фактори су: $b = 0$ (PI регулатор), $b = 0$, $c = 0$ (PID регулатор), $b = 0$, $c = 0$, $h = 0$ (PIDC регулатор), односно $b = 1$, $c = 0$ (PD регулатор).

5.1 Нумеричке методе пројектовања

5.1.1 Пројектовање оптималног PI регулатора оптимизацијом комбинованог критеријума перформансе под ограничењима на робусност

У овом потпоглављу биће представљен један нови „комбиновани” критеријум за оптимизацију параметара PI регулатора под ограничењима на робусност дефинисану у виду максималне вриједности функције осјетљивости. Развијена метода пројектовања је оригинална и први пут је представљена у [104]. У принципу, иста методологија пројектовања се може примијенити и на остале структуре конвенционалних регулатора са интегралним дејством. Критеријум оптималности је дефинисан у виду линеарне комбинације интегралног и пропорционалног појачања PI регулатора. Већи број метода подешавања PI/PID регулатора заснива се на максимизацији интегралног појачања k_i . Тако, на примјер, у [49] је извршена минимизација IAE што одговара максимизацији интегралног појачања регулатора, јер важи $IAE \approx IE = \int_0^\infty e(t) dt = 1/k_i$. При томе, IAE се своди на IE за добро пригушене системе тј. за оне код којих је грешка $e(t) = r(t) - y(t)$ позитивна. С друге стране, идеја да се интегрално појачање прошири са пропорционалним појачањем произилази из анализе $\max(k_p)$ метода из [56] који се показао ефикасним у оптимизацији параметара PID регулатора под ограничењима на робусност. Стога је пропорционално појачање укључено у критеријум оптималности са циљем да се смањи прескок у поремећају.

Функција повратног преноса система са PI регулатором са Сл. 3.2 дата је изразом

$$L(s) = C(s)G_p(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} G_p(s) \quad (5.1)$$

гдје су $k_p > 0$, $k_i > 0$ подесиви параметри. Први корак у оптимизационој процедури је дефинисање новог комбинованог критеријума перформансе J_c на следећи начин

$$J_c = \alpha k_i + (1 - \alpha) k_p \quad (5.2)$$

чиме се уводи додатни параметар α односно нови степен слободе којим се

омогућава ефикасније потискивање поремећаја (мање вриједности IAE). Други корак је да се уведу ограничења на робусност на основу помоћне функције $F(s)$ дефинисане са

$$F(\omega_s, k_p, k_i) = |1 + L(i\omega_s)|^2 - 1/M_s^2, \quad \alpha \in [0, 1]. \quad (5.3)$$

Увођењем функције $F(s)$ омогућава се кориснику да задаје жељени ниво робусности. Ово ограничење се исказује кроз два услова. Први услов је да је испуњено $F(\omega_s, k_p, k_i) = 0$, односно задаје се жељена вриједност M_s , за стабилне процесе адекватне вриједности за M_s су из опсега $1, 2 - 2$ чиме се постижу адекватне вриједности претека фазе и претека појачања система [10]. Други услов је да се избјегне пресијецање Никвистове криве функције повратног преноса $L(s)$ са кругом у центру $(-1, i0)$, полупречника $1/M_s$. Другим ријечима, други услов обезбјеђује да је добијена вриједност екстрем по ω_s . Оптимизациона процедура се може представити у компактном облику на сљедећи начин:

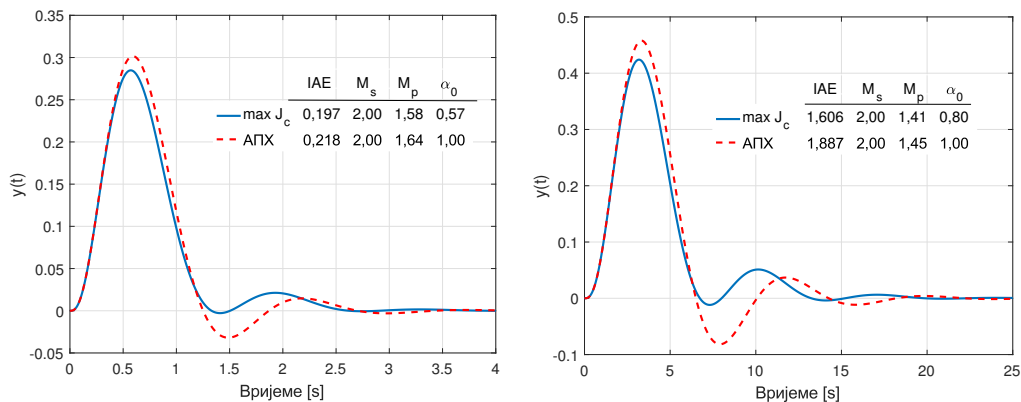
$$\begin{aligned} \max_{k_i, k_p, \omega_s} \quad & J_c \\ & F(\omega_s, k_p, k_i) = 0 \\ & \frac{\partial F(\omega_s, k_p, k_i)}{\partial \omega_s} = 0 \end{aligned} \quad (5.4)$$

За различите усвојене вриједности подесивог параметра $\alpha \in [0, 1]$ се добијају различите вриједности параметара PI регулатора. Рјешење нумеричке (оптимизационе) процедуре даје оптималне параметре PI регулатора $k_p = k_{p0}$, $k_i = k_{i0}$, $\omega_s = \omega_{s0}$, односно $\alpha = \alpha_0$ који одговарају $\min_{\alpha} \text{IAE}$. Треба истаћи да се за $\alpha = 1$, оптимизациона процедура своди на оптимизациону процедуру из [49] односно $\max(k_i)$ оптимизацију. У основи, ово је сложен, неконвексан оптимизациони проблем који се рјешава итеративно. За његово рјешавање кориштена је метода секвенцијалног квадратног програмирања [105]. Да би процедура оптимизације била ефикасна неопходно је изабрати добра почетна погађања. Почетне вриједности параметара у оптимизацији k_p^* , k_i^* и ω_s^* су добијени на основу [51].

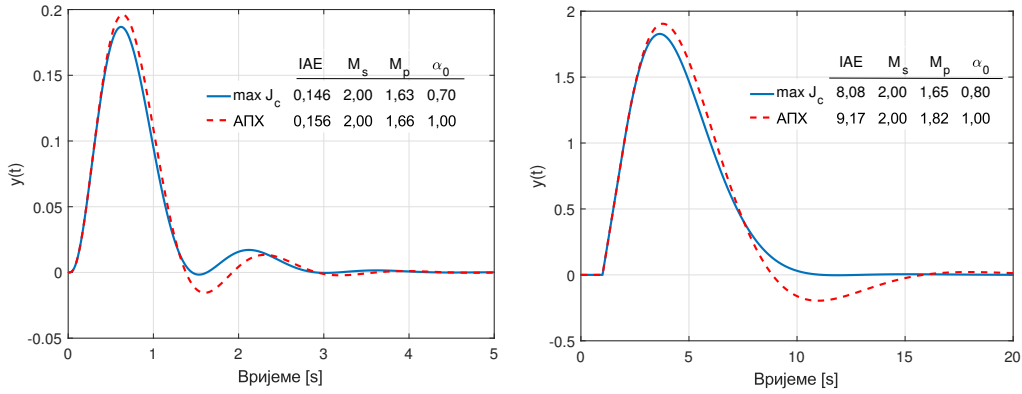
Напоменимо да у случају постојања великог мјерног шума пропоручљиво је да се филтар шума укључи у оптимизациону процедуру. Ако временска константа филтра није интегрални дио оптимизационе процедуре, онда се временска константа филтра T_f може израчунати на основу сљеде-

ће релације: $T_f = 1/(N\omega_{s0})$, [49], гдје је $N \in [2, 10]$ параметар који корисник дефинише тако да се не наруши компромис између перформансе и робустности система. Други приступ је да се у оптимизациону процедуру уведе додатно ограничење дато у виду задатог максимума функције осјетљивости на мјерни шум M_n . Увођењем додатног ограничења, као рјешење оптимизационе процедуре добија се нови скуп оптималних параметара: $k_p = k_{p0}$, $k_i = k_{i0}$, $\omega_s = \omega_{s0}$, $T_f = T_{f0}$. Добијени резултати пројектовања оптималног PI регулатора су поређени са резултатима технике за подешавање параметара PI регулатора засноване на неконвексној оптимизацији коју су развили Острем, Панагопулос и Хеглунд [49]. Ефикасност предложене методе пројектовања је потврђена симулацијама на дванаест представника индустријских процеса анализираних у [49, 51] који укључују стабилне, интегралне и осцилаторне процесе са транспортним кашњењем.

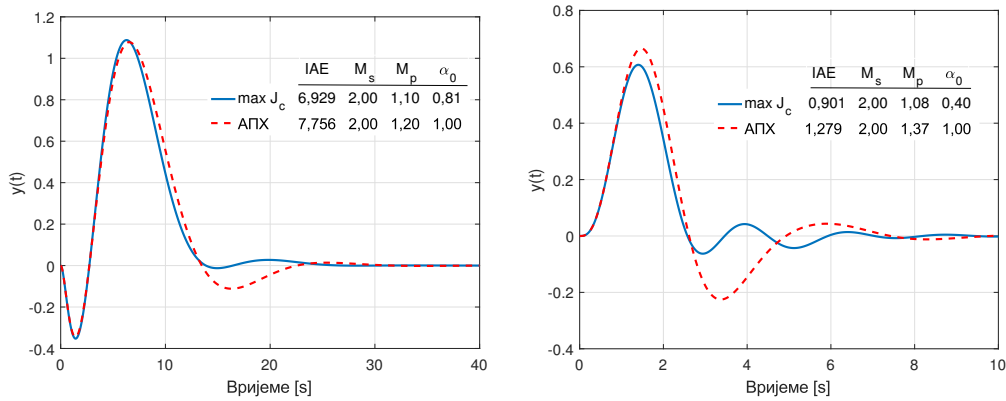
На Сл. 5.1-Сл. 5.6 приказани су одзиви система у затвореној спрези са оптимално подешеним PI регулатором на јединични одскочни поремећај за процесе $G_{p1}(s)$, $G_{p2}(s)$, $G_{p4}(s)$ и $G_{p5}(s)$, $G_{p7}(s)$ и $G_{p8}(s)$, $G_{p9}(s)$ и $G_{p12}(s)$. На свакој слици су поређени одзиви на основу предложене нумеричке методе пројектовања којег ћемо назвати $\max J_c$ критеријум и методе из [49], односно максимизације појачања k_i којег ћемо скраћено означити са АПХ по иницијалима аутора. Поред тога, у Табели 5.1 су представљени добијени параметри PI регулатора на основу предложене оптимизационе процедуре, вриједности IAE и максимума функције комплементарне осјетљивости M_p за двије задате вриједности $M_s = 1,8$ и $M_s = 2,0$. Поред тога, у Табели 5.1 је дата она вриједност параметра $\alpha = \alpha_0$ за који се постиже најефикасније потискивање поремећаја под задатим ограничењима.



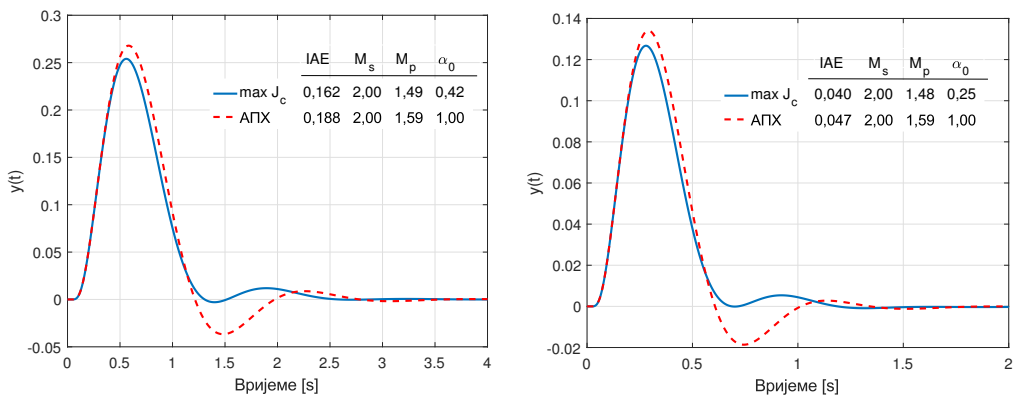
Слика 5.1. Одзиви система на јединични степ поремећај за процес $G_{p3}(s)$, $K = 150$ и $G_{p4}(s)$, $n = 3$: $\max J_c$ (пуна плава линија), АПХ метод (испрекидана црвена линија)



Слика 5.2. Одзиви система на јединични степ поремећај за процес $G_{p5}(s)$, $\theta = 0, 2$ и $G_{p6}(s)$, $L_1 = 1$: $\max J_c$ (пуна плава линија), АПХ метод (испрекидана црвена линија)



Слика 5.3. Одзиви система на јединични степ поремећај за процес $G_{p8}(s)$, $\theta = 2$ и $G_{p9}(s)$: $\max J_c$ (пуна плава линија), АПХ метод (испрекидана црвена линија)

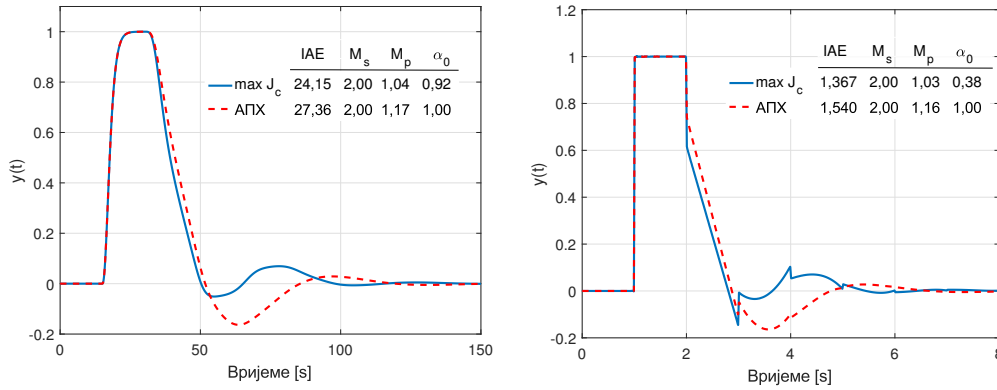


Слика 5.4. Одзиви система на јединични степ поремећај за процес $G_{p13}(s)$ и $G_{p14}(s)$: $\max J_c$ (пуна плава линија), АПХ метод (испрекидана црвена линија)

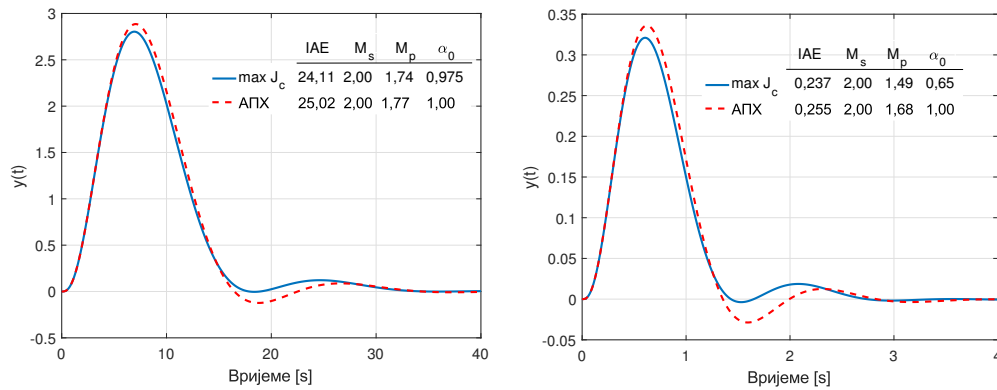
Добијени резултати показују да се предложеном оптимизационом процедуром добијају адекватни показатељи перформансе и робусности система у затвореној спреси. При томе, остварују се мање вриједности IAE

Табела 5.1. Параметри оптимално подешеног PI регулатора и индекси перформансе и робусности

Процес	k_p	k_i	ω_{s0}	IAE	M_s	M_p	$\alpha = \alpha_0$
$G_{p3}(s), K = 150$	2,474	4,161	4,923	0,240	1,8	1,410	0,650
$G_{p3}(s), K = 150$	2,995	5,089	5,337	0,197	2,0	1,585	0,570
$G_{p4}(s), n = 3$	1,307	0,558	0,926	1,810	1,8	1,21	0,850
$G_4(s), n = 3$	1,628	0,635	0,995	1,603	2,0	1,40	0,800
$G_{p5}(s), \theta = 0,2$	3,725	5,529	4,377	0,181	1,8	1,44	0,800
$G_{p5}(s), \theta = 0,2$	4,628	6,886	4,811	0,146	2,0	1,63	0,700
$G_{p6}(s), L_1 = 1$	0,481	0,098	0,819	10,345	1,8	1,55	0,820
$G_{p6}(s), L_1 = 1$	0,547	0,124	0,871	8,081	2,0	1,66	0,800
$G_{p8}(s), \theta = 2$	0,310	0,159	0,457	7,399	1,8	1,00	0,905
$G_{p8}(s), \theta = 2$	0,389	0,175	0,512	6,929	2,0	1,10	0,810
$G_{p9}(s)$	0,616	1,234	2,482	0,925	1,8	1,08	0,435
$G_{p9}(s)$	0,729	1,349	2,550	0,901	2,0	1,08	0,400
$G_{p13}(s)$	2,694	5,251	5,191	0,191	1,8	1,34	0,500
$G_{p13}(s)$	3,198	6,217	5,597	0,162	2,0	1,49	0,420
$G_{p14}(s)$	5,298	21,765	10,321	0,048	1,8	1,34	0,350
$G_{p14}(s)$	6,419	25,358	11,318	0,040	2,0	1,48	0,250
$G_{p17}(s)$	0,311	0,041	0,117	24,595	1,8	1,00	0,958
$G_{p17}(s)$	0,394	0,044	0,128	24,151	2,0	1,04	0,920
$G_{p19}(s)$	0,295	0,732	2,069	1,387	1,8	1,00	0,580
$G_{p19}(s)$	0,381	0,770	2,305	1,367	2,0	1,03	0,380
$G_{p21}(s)$	0,292	0,032	0,386	31,519	1,8	1,60	0,990
$G_{p21}(s)$	0,352	0,041	0,429	24,109	2,0	1,74	0,975
$G_{p29}(s)$	2,281	3,504	4,554	0,292	1,8	1,46	0,750
$G_{p29}(s)$	2,761	4,351	4,977	0,235	2,0	1,63	0,650



Слика 5.5. Одзиви система на јединични степ поремећај за процес $G_{p17}(s)$ и $G_{p19}(s)$: $\max J_c$ (пуна плава линија), АПХ метод (испрекидана црвена линија)



Слика 5.6. Одзиви система на јединични степ поремећај за процес $G_{p21}(s)$ и $G_{p23}(s)$: $\max J_c$ (пуна плава линија), АПХ метод (испрекидана црвена линија)

у односу на АПХ метод за исту вриједност M_s . С друге стране, поређењем резултата у односу на [51] за исту вриједност M_s добијени су бољи или мало бољи резултати са аспекта потискавања поремећаја односно остварених вриједности IAE.

5.1.2 Пројектовање оптималног PID и PIDC регулатора под ограничењима на перформансе и робусност примјеном принципа несиметричног оптимума

У овом дијелу рада биће представљена једна ефикасна метода пројектовања PIDC и PID регулатора [106, 107]. Пројектовање регулатора се заснива на максимизацији интегралног појачања k_i под ограничењима на осјетљивост на мјерни шум M_n . Додатна ограничења су дефинисана на основу принципа несиметричног оптимума чиме се обезбјеђује висок степен несиметричности фреквенцијске карактеристике функције повратног преноса система за задати претек фазе ϕ_m . Рјешење оптимизационе процедуре даје параметре PIDC/PID регулатора који воде ка минимуму IАЕ. Принцип несиметричног оптимума је првобитно развио Лорон (*Loron*) у раду [108] гдје представљена аналитичка метода пројектовања PID регулатора изведена на основу принципа симетричног оптимума који је развио Кеслер (*Kessler*) [109]. Принцип несиметричног оптимума може да се изрази у виду захтјева да се фазна фреквенцијска карактеристика $\phi(\omega)|_{\omega=\omega_1}$, односно карактеристика функције повратног преноса $\phi_m(\omega_1) = 180^\circ + \phi(\omega_1)$ буде несиметрична у односу на праву повучену кроз пресјечну учестаност појачања нормално на фреквенцијску осу [110]. Ефикасан начин да се ово постигне је да се формира критеријум оптималности који укључује да одређен број парних извода фазне фреквенцијске карактеристике тежи нули у пресјечној учестаности појачања. Функција преноса PIDC регулатора је дата изразом

$$C(s) = \frac{k + \frac{k_i}{s} + k_d s + k_h s^2}{\frac{T_i}{2} s^2 + T_f s + 1} \quad (5.5)$$

У оптимизациони проблем се укључују следећа ограничења:

а) Претек фазе $\phi_m = \phi_m^z$:

$$\begin{aligned} \phi_m(\omega_1) &= 180^\circ + \arg L(i\omega_1), \\ |L(i\omega_1)| &= 1 \end{aligned} \quad (5.6)$$

б) Временска константа филтрације T_f :

$$T_f = \sqrt{\frac{2|k_h|}{M_n}}, \quad (5.7)$$

гдје M_n осјетљивост на мјерни шум при високим фреквенцијама дат са:

$$M_n = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left| \frac{C(i\omega)}{1 + C(i\omega)G_p(i\omega)} \right| = \frac{2|k_h|}{T_f^2}. \quad (5.8)$$

в) Принцип несиметричног оптимума би се у идеалном случају за функцију $\phi_m(\omega)$ могао изразити на сљедећи начин

$$\mu_n = \left. \frac{\partial^n \phi_m(\omega)}{\partial \omega^n} \right|_{\omega=\omega_1} = 0, \quad n = 2, 4, 6, \dots \quad (5.9)$$

У предложеној процедури овај захтјев несиметричности функције $\phi_m(\omega)$ у пресјечној учестаности ω_1 је ублажен тиме што су коришћена само прва два ограничења из (5.9) [111]. Описани захтјеви при пројектовању регулатора се могу исказати у форми оптимизационог проблема на више начина, од којих се овдје наводе два. Оба формирана критеријума оптималности користе наведене захтјеве, али формално нису еквивалентни. Први начин је да се оптимизациони проблем представи у компактном облику:

$$\begin{aligned} \max_{\omega_1, k_p, k_i, k_d, k_h} \quad & k_i \\ & |L(i\omega_1)| = 1 \\ & 180^\circ + \arg L(i\omega_1) = \phi_m^{\check{z}} \\ & \mu_2(\omega, k_p, k_i, k_d, k_h) = 0 \\ & \mu_4(\omega, k_p, k_i, k_d, k_h) = 0 \end{aligned} \quad (5.10)$$

Алтернативно се захтјеви (5.9) могу укључити у оптимизациони проблем на другачији начин. Тада се критеријум оптималности може дефинисати као количник μ_4^2/k_i при чему се онда врши минимизација уз задата ограничења и користи само једно ограничење из (5.9). У овом случају

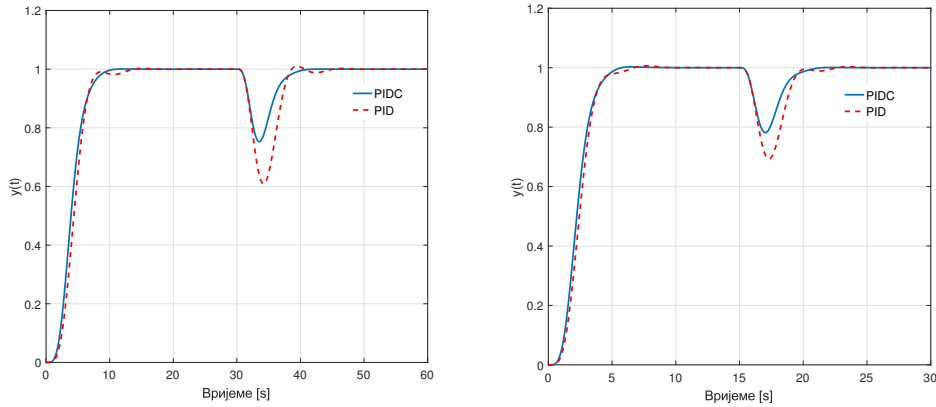
оптимизациони проблем се записује у компактном облику:

$$\begin{aligned}
 \min_{\omega_1, k_p, k_i, k_d, k_h} \quad & \frac{\mu_4^2}{k_i} \\
 & |L(i\omega_1)| = 1 \\
 & 180^\circ + \arg L(i\omega_1) = \phi_m^{\check{z}} \\
 & \mu_2(\omega, k_p, k_i, k_d, k_h) = 0
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

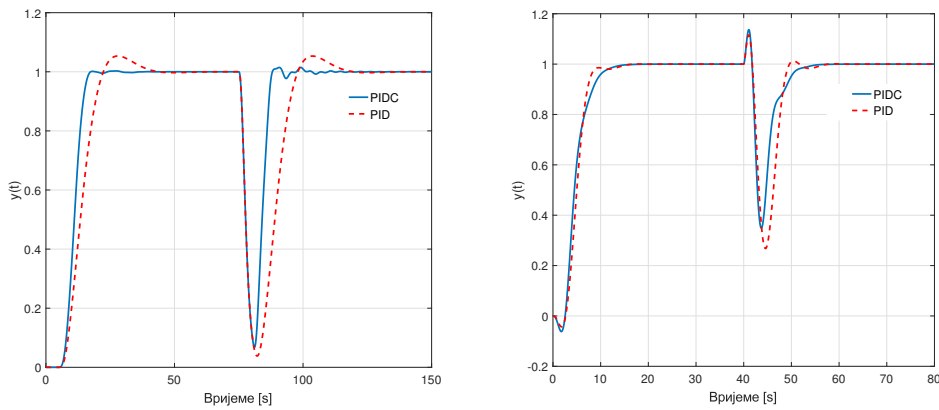
Оптимизациони проблем (5.10) је ријешен примјеном методе секвенцијалног квадратног програмирања [105]. Почетна погађања параметара регулатора су узета на основу [110]. Поређење је вршено са нумеричком методом пројектовања PID регулатора из [110] која се може записати у облику

$$\begin{aligned}
 \min_{\omega_1, k_p, k_i, k_d} \quad & \mu_4^2 \\
 & |L(i\omega_1)| = 1 \\
 & 180^\circ + \arg L(i\omega_1) = \phi_m^{\check{z}} \\
 & \mu_2(\omega, k_p, k_i, k_d, k_h) = 0
 \end{aligned} \tag{5.12}$$

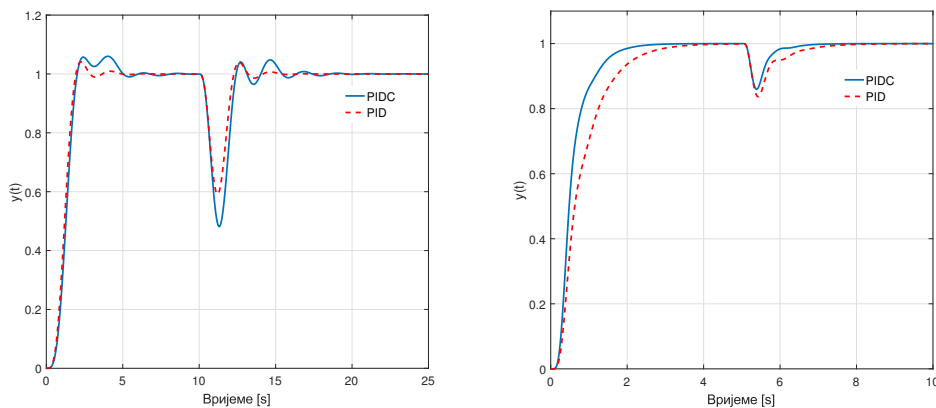
На Сл. 5.7 - Сл. 5.10 приказани су резултати гдје су дати одзиви система у затвореној спреси на референцу и поремећај са PIDC и PID регулатором пројектованим на принципу несиметричног оптимума. Закључује се да квалитет добијених резултата, те остварено унапређење показатеља квалитета понашања, оправдава увођење сложенијег, PIDC регулатора. Добијени показатељи перформансе и робусности су дати су у Табели 5.2.



Слика 5.7. Одскочни одзиви система на референцу и поремећај са PIDC и PID регулатором за процесе $G_{p4}(s)$, $n = 4$, $D(s) = 1/s$ за $t > 30$ s (лијево) и $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,7$, $D(s) = 1/s$ ($t > 15$ s) (десно)



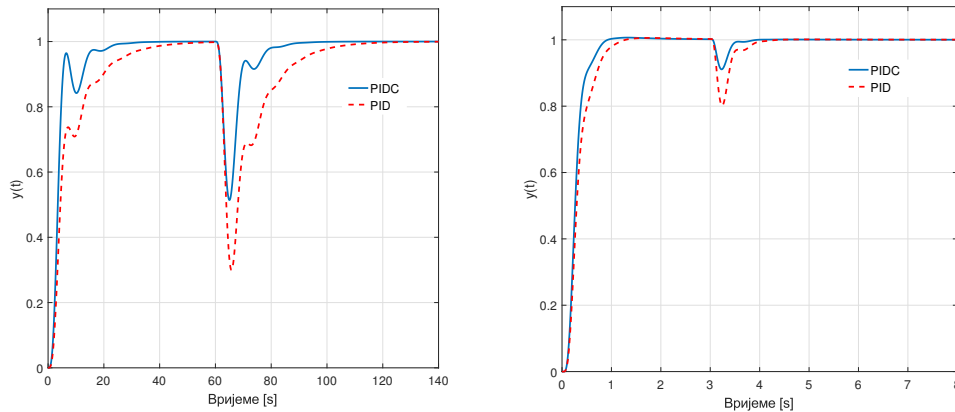
Слика 5.8. Одскочни одзиви система на референцу и поремећај са PIDC и PID регулатором за процесе $G_{p16}(s)$, $D(s) = 1/s$ за $t > 70$ s (лијево) и $G_{p8}(s)$, $\theta = 1$, $D(s) = 1/s$ ($t > 40$ s) (десно)



Слика 5.9. Одскочни одзиви система на референцу и поремећај за процес: $G_{p9}(s)$, $D(s) = 1/s$ за $t > 10$ s (лијево) и $G_{p13}(s)$, $D(s) = 1/s$ ($t > 5$ s) (десно)

Табела 5.2. Параметри регулатора добијени на основу принципа несиметричног оптимума при $T_f = \sqrt{2|k_h|}/M_n$ за PIDC регулатор и $T_f = |k_d|/M_n$ за PID регулатор

Процес	k_p	k_i	k_d	k_h	ω_1	ϕ_{pf}^z	M_n	M_s	M_p
$G_{p4}(s), n = 4$	3,6400	1,0494	4,4755	1,9538	0,9598	50	55	1,77	1,19
	1,8547	0,6308	1,4830	-	0,6034	50	55	1,78	1,21
$G_{p5}(s), \theta = 0,7$	4,2948	2,1015	3,0799	0,7164	1,6858	45	50	1,87	1,33
	2,6228	1,4255	1,4407	-	1,2458	45	50	1,91	1,35
$G_{p8}(s), \theta = 1$	1,4872	0,4447	1,5977	0,4987	0,5743	55	8	2,85	1,89
	0,9230	0,3488	0,5709	-	0,3845	55	3	1,99	1,18
$G_{p9}(s)$	2,1284	2,2735	0,6305	0,1799	1,7923	60	8	1,46	1,06
	1,0799	1,7079	0,2317	1,3536	-	60	4	1,90	1,07
$G_{p13}(s)$	8,7957	14,3215	1,0387	0,0683	7,3631	40	25	2,38	1,46
	6,5945	8,6528	0,4971	-	6,8526	40	25	2,23	1,57
$G_{p14}(s)$	11,1849	40,5659	0,4301	0,0063	11,0319	40	40	1,93	1,47
	10,1364	30,9493	0,2855	-	10,6247	40	20	2,11	1,52
$G_{p16}(s)$	0,8473	0,1599	1,7423	1,6798	0,1669	60	20	2,73	1,73
	0,2229	0,0932	0,1386	-	0,0931	60	11	1,63	1,01
$G_{p22}(s)$	1,3347	0,1590	1,9454	1,4053	0,7119	30	20	2,08	1,96
	0,8296	0,0615	1,2812	-	0,6529	30	20	2,56	2,04



Слика 5.10. Одзиви система на референцу и поремећај са PIDC и PID регулатором за процес: $G_{p22}(s), D(s) = 0,5/s, (t > 60 \text{ s})$ (лијево); $G_{p14}(s), D(s) = 2/s (t > 3 \text{ s})$ (десно)

5.1.3 Пројектовање оптималног PID регулатора под ограничењима на робуност

У овом потпоглављу, критеријум оптималности и ограничења су сложени, па је оптимизацију погодније вршити савременим глобалним оптимизационим процедурама, као што је PSO алгоритам. Резултати методе пројектовања биће приказани на примјеру PID регулатора [112], али се у општем случају иста методологија пројектовања може примијенити и на остале структуре конвенционалних регулатора. Најприје је дефинисан оптимизациони проблем са ограничењима, а затим је извршена његова трансформација у еквивалентан оптимизациони проблем без ограничења. Критеријум оптималности је дефинисан у виду интеграла апсолутне грешке (IAE) док су ограничења типа неједнакости изражена у виду жељених вриједности максимума : M_s^z функције осјетљивости, M_p^z функције комплементарне осјетљивости и M_n^z функције осјетљивости на мјерни шум. Додатно ограничење Q^z је коришћено с циљем постизања занемарљивог прескока у одскочном одзиву система у затвореној спреси. Наиме, у [54] је дефинисан индекс Q на следећи начин:

$$Q = \max_{\omega=\omega_q} \left| \frac{k_i G_p(i\omega)}{1 + L(i\omega)} \right| \quad (5.13)$$

гдје ω_q одговара фреквенцији гдје се постиже максимум. Слично, параметар Q је такође уведен у [62] са циљем минимизације критеријума $\min_q J_v = 1,01/k_i$, гдје $J_v = \max_{\omega} |G_p(i\omega)/(1 + L(i\omega))/(i\omega)|$. Сада се оптимизациони проблем може представити у компактном облику на следећи начин:

$$\begin{aligned} \min_q \quad & \text{IAE} \\ & M_s \leq M_s^z \\ & M_p \leq M_p^z \\ & Q \leq Q^z \end{aligned} \quad (5.14)$$

гдје $q = (k_p, k_i, k_d, T_f, \omega_s, \omega_p, \omega_q)$ скуп параметара по којима се врши оптимизација. Следећи корак је трансформација оптимизационог проблема из (5.14) у еквивалентни оптимизациони проблем без ограничења. Најчешће технике које се користе у ову сврху су технике казних и баријер-

них функција [113]. Техника казних функција се заснива на додавању казненог члана који изразито повећава вриједности критеријума оптималности ако задата ограничења нису задовољена (недопустива област) [114]. У случају баријерних техника додаје се израз који фаворизује тачке у унутрашњости допустиве области у односу на оне које су близу постављене границе. У представљеној процедури је примијењена техника казних функција како би се „казниле” итерације изван допустиве области, чиме је модификован критеријум оптималности како би се применио PSO алгоритам из [115, 116]. Основна идеја у примјени технике казних функција је да што се више итерационе тачке помјерају изван допустиве области, утолико се утицај казненог фактора повећава. Једна од опција је да се користи казни фактор промјенљиве вриједности, међутим за потребе предложене оптимизационе процедуре је погодно узети довољно велику вриједност казненог фактора. Зато је при симулацијама кориштена фиксна вриједност $\lambda_{kf} = 10^4$ за све разматране случајеве. На овај начин је модификован критеријум оптималности чиме је дефинисан проблем слободне оптимизације:

$$\min_q \quad \text{IAE} + \lambda_{kf} [(M_s > M_s^{\check{z}}) + (M_p > M_p^{\check{z}}) + (Q > Q^{\check{z}})] \quad (5.15)$$

гдје λ_{kf} казни фактор. Изрази облика $(X > X^{\check{z}})$ у (5.15) су скраћени запис за функцију дефинисану са

$$(X > X^{\check{z}}) = \begin{cases} 1 & \text{за } X > X^{\check{z}}, \\ 0 & \text{за } X < X^{\check{z}}. \end{cases} \quad (5.16)$$

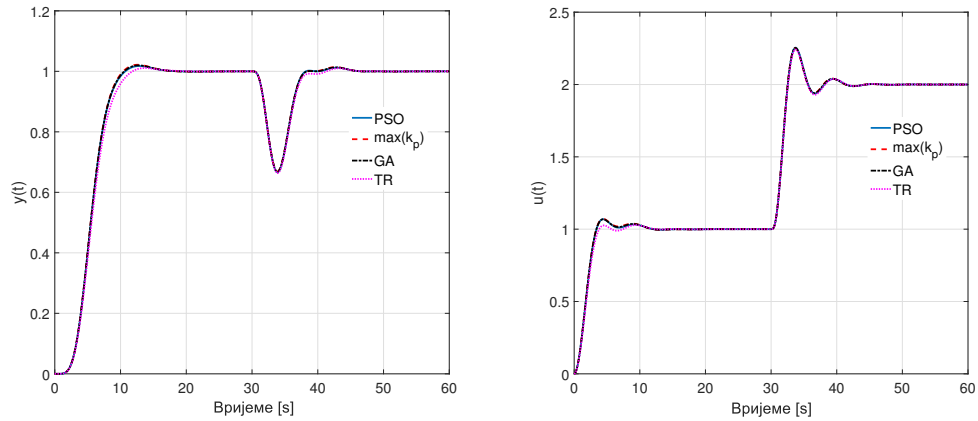
за $X \in \{M_s, M_p, Q\}$. Оптимизациони проблем (5.15) се може ријешити примјеном различитих алгоритама. Најприје је примијењен PSO алгоритам из [115]. Параметри примијењеног PSO алгоритма кориштени при оптимизацији дати су у Табели 5.3. Предложени поступак своди проблем пројектовања регулатора на проблем рјешавања веома сложеног оптимизационог проблема. Конвенционални нумерички оптимизациони поступци не дају адекватна рјешења у овом случају, па је неопходно примијенити неки од савремених, глобалних оптимизационих метода. У оквиру овог рада приказани су резултати добијени примјеном генетског алгоритма (GA) [117] и PSO алгоритма, као и „*trust-region*” алгоритма који се примјењује у оквиру MATLAB-ове уграђене функције *fminunc* [118]. Упркос

Табела 5.3. Основни параметри примијењеног PSO алгоритма [115]

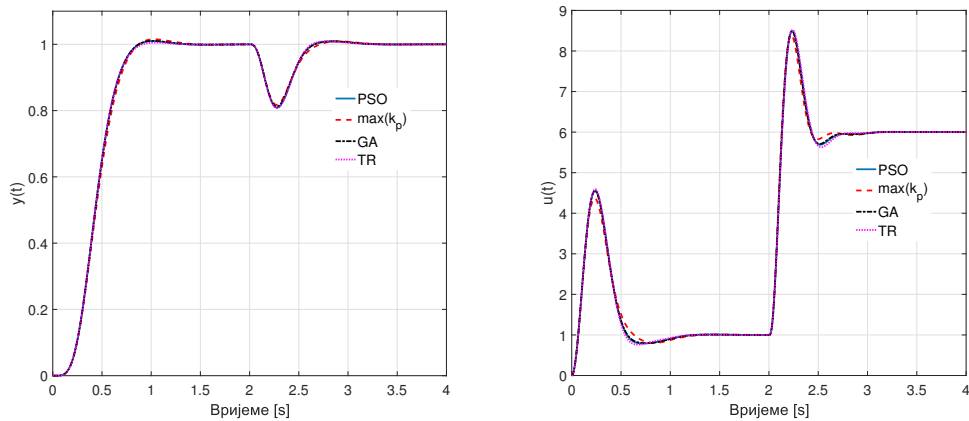
Параметри	Вриједност	Објашњење
npart	30	Број честица
niter	60	Број итерација
crp	2,5	Почетна вриједност најбољег сопственог фактора
crf	0,5	Крајња вриједност најбољег сопственог фактора
cgi	0,5	Почетна вриједност најбољег глобалног фактора
cgf	2,5	Крајња вриједност најбољег глобалног фактора
wi	0,9	Почетна вриједност инерцијалног фактора
wf	0,4	Крајња вриједност инерцијалног фактора
vspaninit	1,0	Распон почетне брзине
initoffset	$[k_p^*, k_i^*, k_d^*]$	Почетна погађања параметара
initspan	1	Опсег почетне популације

сложености полазних оптимизационих проблема, те упркос чињеници да не постоји гаранција да су добијена рјешења заиста оптимална, чињеница да овако различити алгоритми дају сличне коначне резултате даје нам за право да претпоставимо да је добијено рјешење заиста блиско оптималном. Прорачунска ефикасност је условљена почетним вриједностима параметара регулатора. У прорачуну параметара је коришћена веза временске константе филтрације и диференцијалног појачања: $T_f = |k_d|/M_n$. Почетна погађања параметара $[k_p^*, k_i^*, k_d^*]$ за сва три разматрана алгоритма су узети на основу [62]. За све примјере је узето $Q^z = 1,01$, док се почетне вриједности фреквенција могу узети као $\omega_s^* = \omega_u$, $\omega_p^* = 0,7\omega_u$, $\omega_q^* = \omega_u/7$. На дијаграмима је приказано и поређење одзива система када се регулатор пројектује предложеном методом и одзива система код кога је регулатор пројектован $\max(k_p)$ методом из [62]. Вриједно помена је да је сличан приступ у пројектовању заснован на PSO алгоритму примијењен у [119] за DTC-PID регулатор који се даље може параметризовати у PID регулатор. Остварени резултати су приказани на Сл. 5.11-Сл. 5.18. Параметри PID регулатора и показатељи перформансе и робусности су

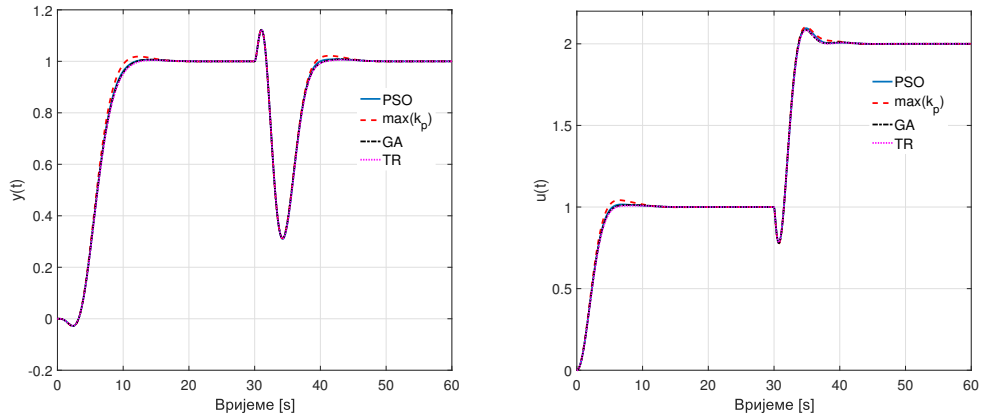
дати у Табели 5.4. Закључује се да су алгоритми PSO, GA и TR подједнако квалитетни са аспекта остварених показатеља понашања система. У свим случајевима регулатор у потпуности потискује поремећај и остварен је жељени ниво робусности.



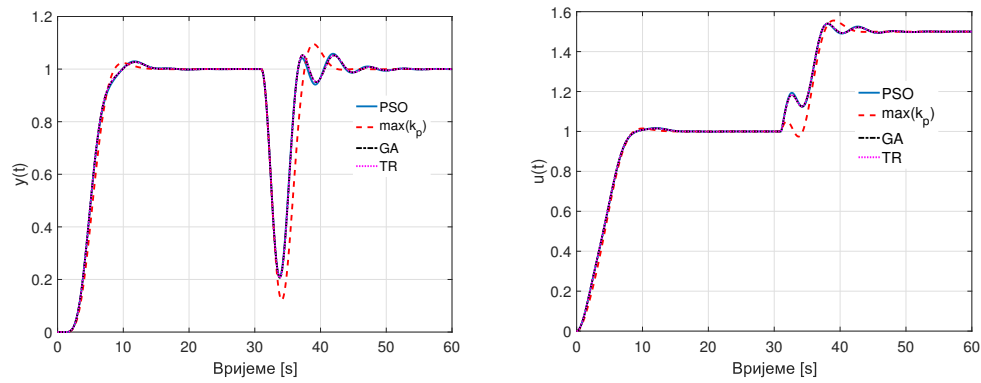
Слика 5.11. Одзиви система на јединични степ референтни сигнал и поремећај $D(s) = 1/s$ ($t > 30$ s) за процес $G_{p4}(s)$, $n = 4$; Управљачки сигнали $u(t)$



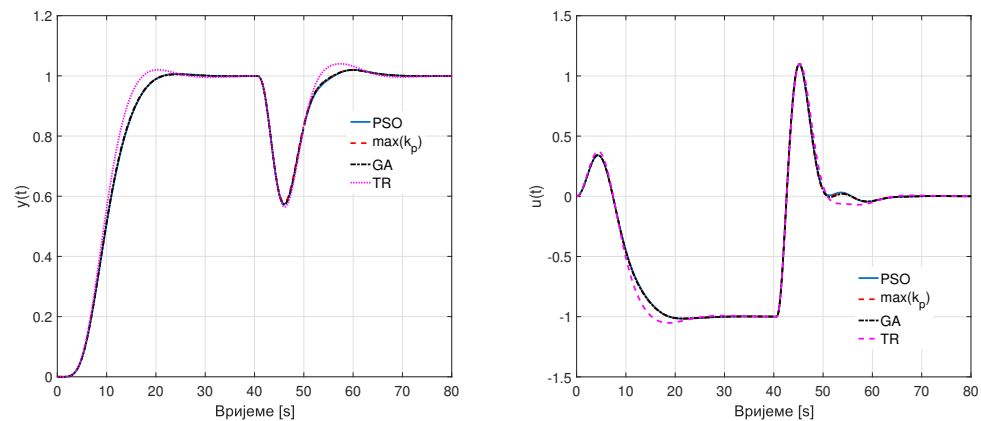
Слика 5.12. Одзиви система на јединични степ референтни сигнал и поремећај $D(s) = 5/s$ ($t > 2$ s) за процес $G_{p5}(s)$ (лијево); Управљачки сигнали $u(t)$ (десно)



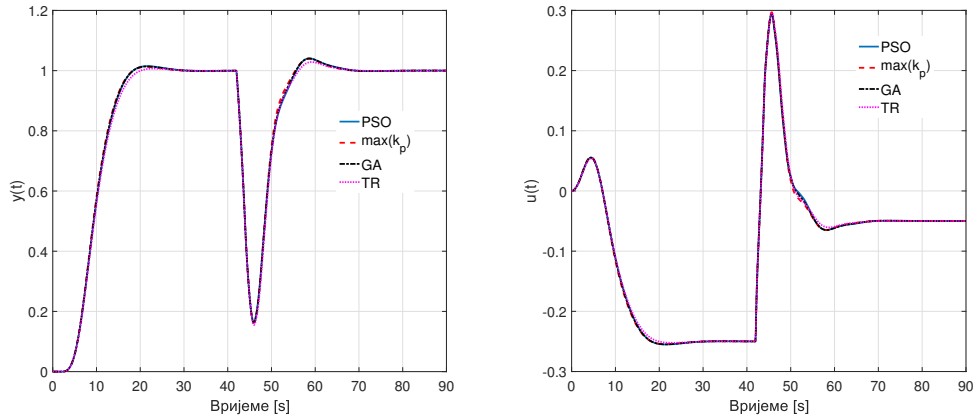
Слика 5.13. Одзиви система на јединични степ референтни сигнал и поремећај $D(s) = 1/s$ ($t > 30$ s) за процес $G_{p8}(s)$, $\theta = 1$ (лијево); Управљачки сигнали $u(t)$ (десно)



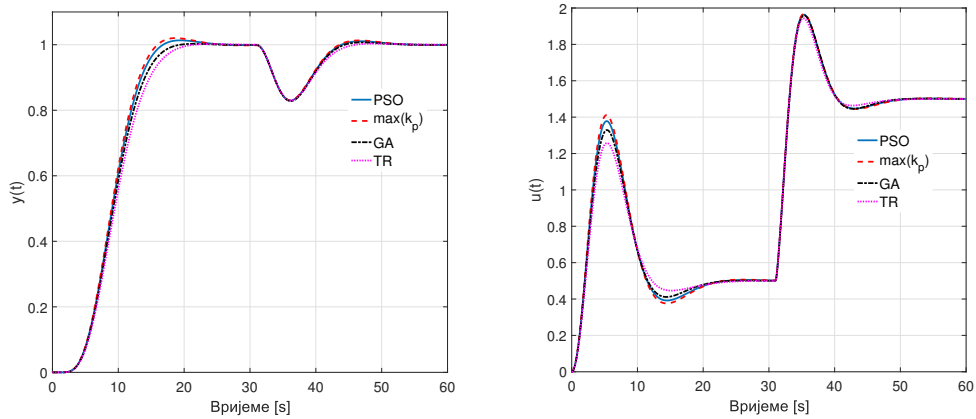
Слика 5.14. Одзиви система на јединични степ референтни сигнал и поремећај $D(s) = 0,5/s$ ($t > 30$ s) за процес $G_{p10}(s)$, $L = 1$ (лијево); Управљачки сигнали $u(t)$ (десно)



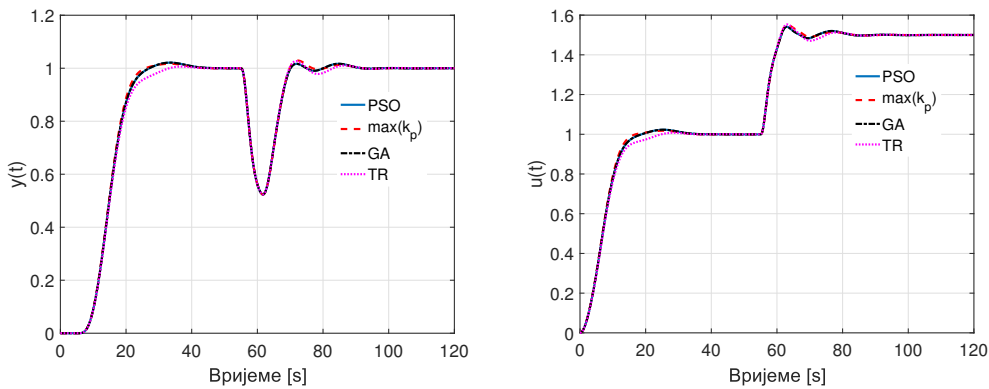
Слика 5.15. Одзиви система на јединични степ референтни сигнал и поремећај $D(s) = 1/s$ ($t > 40$ s) за процес $G_{p11}(s)$, $L = 0,5$ (лијево); Управљачки сигнали $u(t)$ (десно)



Слика 5.16. Одзиви система на јединични степ референтни сигнал и поремећај $D(s) = 0,2/s$ ($t > 40$ s) за процес $G_{p12}(s)$, $L = 2$; Управљачки сигнали $u(t)$



Слика 5.17. Одзиви система на јединични степ референтни сигнал и поремећај $D(s) = 1/s$ ($t > 30$ s) за процес $G_{p15}(s)$; Управљачки сигнали $u(t)$



Слика 5.18. Одзиви система на јединични степ референтни сигнал и поремећај $D(s) = 0,5/s$ ($t > 50$ s) за процес $G_{p16}(s)$; Управљачки сигнали $u(t)$

Табела 5.4. Параметри PID регулатора и добијени индекси перформансе и робустности користећи алгоритме: PSO, $\max(k_p)$, GA и TR

Процес	ω_n	k_p	k_i	k_d	T_f	IAE	M_n	M_s	M_p	g_m	ϕ_m
$G_{p4}(s), n = 4$ -PSO	1,00	2,3052	0,8585	2,5697	0,0982	1,2489	26,16	2,00	1,34	2,75	47,31
$G_{p4}(s), n = 4$ - $\max(k_p)$		2,3057	0,8682	2,6478	0,1012	1,2499	26,16	2,00	1,34	2,73	47,92
$G_{p4}(s), n = 4$ -GA		2,3060	0,8624	2,6144	0,0999	1,2492	26,16	2,00	1,34	2,74	47,68
$G_{p4}(s), n = 4$ -TR		2,3005	0,8103	2,5052	0,0958	1,2945	26,16	2,00	1,34	2,77	47,79
$G_{p5}(s), \theta = 0, 2$ -PSO	11,18	25,1076	91,9705	2,7106	0,0108	0,0124	250	1,99	1,67	4,11	33,94
$G_{p5}(s), \theta = 0, 2$ - $\max(k_p)$		25,6860	92,2890	2,9116	0,0105	0,0121	256,6	2,00	1,68	3,81	34,61
$G_{p5}(s), \theta = 0, 2$ -GA		25,4409	93,3127	2,7605	0,0106	0,0120	260	2,00	1,74	4,02	33,81
$G_{p5}(s), \theta = 0, 2$ -TR		25,1522	92,0173	2,6323	0,0101	0,0121	260	2,00	1,68	4,21	33,16
$G_{p8}(s), \theta = 1$ -PSO	1,00	1,0141	0,4088	0,8056	0,1007	2,7533	8,00	2,00	1,15	2,14	53,82
$G_{p8}(s), \theta = 1$ - $\max(k_p)$		1,0145	0,4268	0,8446	0,1021	2,7964	8,27	2,00	1,15	2,13	52,38
$G_{p8}(s), \theta = 1$ -GA		1,0193	0,4075	0,8271	0,1000	2,7586	8,27	2,00	1,14	2,12	54,53
$G_{p8}(s), \theta = 1$ -TR		1,0093	0,4010	0,7999	0,0967	2,7892	8,27	1,99	1,14	2,16	54,83
$G_{p10}(s), L = 1$ -PSO	1,03	-0,1490	0,2258	0,4605	0,1439	5,1116	3,20	1,75	1,09	2,81	56,15
$G_{p10}(s), L = 1$ - $\max(k_p)$		-0,2986	0,1795	0,2536	0,0798	6,5257	3,18	2,00	1,01	1,99	59,39
$G_{p10}(s), L = 1$ -GA		-0,1541	0,2255	0,4429	0,1393	5,1270	3,18	1,67	1,02	2,99	60,55
$G_{p10}(s), L = 1$ -TR		-0,1541	0,2255	0,4429	0,1393	5,4680	3,18	1,61	1,00	2,99	60,55
$G_{p11}(s), L = 0, 5$ -PSO	0,43	3,4891	0,3836	7,0282	0,3514	2,8860	20,00	3,00	2,61	1,92	22,14
$G_{p11}(s), L = 0, 5$ - $\max(k_p)$		3,5178	0,3921	7,0284	0,3417	2,8203	20,57	3,00	2,61	1,91	21,75
$G_{p11}(s), L = 0, 5$ -GA		3,4877	0,3848	6,9436	0,3472	2,8632	20,00	3,00	2,61	1,93	21,94
$G_{p11}(s), L = 0, 5$ -TR		3,3688	0,4141	6,7973	0,3999	3,0068	20,00	2,87	2,61	2,01	22,28
$G_{p12}(s), L = 2$ -PSO	0,58	0,5319	0,0437	0,5281	0,2200	25,3966	2,40	3,97	3,20	1,38	18,29
$G_{p12}(s), L = 2$ - $\max(k_p)$		0,5340	0,0446	0,5179	0,2149	24,7500	2,41	4,00	3,27	1,39	17,67
$G_{p12}(s), L = 2$ -GA		0,5311	0,0437	0,5198	0,2157	25,3175	2,41	3,94	3,20	1,39	18,05
$G_{p12}(s), L = 2$ -TR		0,5311	0,0421	0,4998	0,2074	25,4432	2,41	3,94	3,27	1,40	17,66
$G_{p15}(s)$ -PSO	0,54	5,6586	0,9627	11,9741	0,1859	1,1622	64,42	2,00	1,70	2,56	34,72
$G_{p15}(s)$ - $\max(k_p)$		5,6539	0,9894	12,0512	0,1871	1,1633	64,41	2,00	1,71	2,55	34,72
$G_{p15}(s)$ -GA		5,6616	0,9183	11,7059	0,1817	1,1644	64,42	2,00	1,70	2,59	34,55
$G_{p15}(s)$ -TR		5,6687	0,8754	12,0079	0,1864	1,1847	64,42	2,00	1,64	2,55	35,66
$G_{p16}(s)$ -PSO	0,40	0,6260	0,1341	1,3397	0,8373	8,0894	1,60	1,97	1,01	1,89	65,51
$G_{p16}(s)$ - $\max(k_p)$		0,6302	0,1363	1,2675	0,8178	8,1519	1,55	2,00	1,02	1,93	64,31
$G_{p16}(s)$ -GA		0,6264	0,1342	1,3421	0,8388	8,0992	1,60	2,00	1,01	1,89	65,49
$G_{p16}(s)$ -TR		0,6519	0,1314	1,2015	0,7509	8,1145	1,60	2,00	1,01	1,89	66,37
$G_{p18}(s)$ -PSO	0,21	2,5879	0,1894	11,9613	0,4430	5,7030	27,00	2,00	1,35	2,34	44,44
$G_{p18}(s)$ - $\max(k_p)$		2,5929	0,1969	12,1891	0,4367	5,6914	27,91	2,00	1,35	2,33	43,92
$G_{p18}(s)$ -GA		2,5947	0,1910	12,0001	0,4300	5,6817	27,91	2,00	1,34	2,34	44,22
$G_{p18}(s)$ -TR		2,5133	0,1844	12,0001	0,4300	5,9157	27,91	1,95	1,27	2,39	46,34
$G_{p20}(s)$ -PSO	3,14	1,6237	1,0188	0,3393	0,0283	1,0787	12,00	2,00	1,60	2,09	38,15
$G_{p20}(s)$ - $\max(k_p)$		1,6232	1,0499	0,3391	0,0284	1,0696	11,91	2,00	1,62	2,09	37,47
$G_{p20}(s)$ -GA		1,6244	1,0370	0,3358	0,0280	1,0706	12,00	2,00	1,62	2,09	37,58
$G_{p20}(s)$ -TR		1,6023	1,0208	0,2950	0,0246	1,0798	12,00	2,00	1,67	2,17	35,95

5.2 Аналитичке методе пројектовања

5.2.1 Аналитичко пројектовање PID регулатора примјеном спектра полова и D-разлагања

У овом потпоглављу биће представљена процедура аналитичког пројектовања PID регулатора за општи облик функције преноса дате у рационалном облику са кашњењем под ограничењима на перформансу [120]. Предложена процедура пројектовања примјењује технику подешавања полова на карактеристичну једначину система у затвореној спрези одакле се добијају зависности интегралног и диференцијалног појачања у функцији пропорционалног појачања тј. линеарне зависности облика $k_i = k_i(k_p)$ и $k_d = k_d(k_p)$ за усвојену константу филтрације T_f . Замјењујући $k_p = k_1 + ik_2$ у новонасталу карактеристичну једначину система уз услов доминантности задатих полова и примјеном технике D-разлагања добијају се параметарске криве $k_1 = k_1(\omega)$ и $k_2 = k_2(\omega)$ [120]. Пресликавањем жељене области из s -равни којом се специфицирају захтјеви перформансе настају одговарајуће области стабилности у параметарској (k_1, k_2) -равни. На основу њих се утврђује потенцијална област стабилности, и уколико она постоји, за које вриједности параметара (k_1, k_2) , односно пропорционалног појачања, систем је стабилан, који даље једнозначно одређују интегрално и диференцијално појачање PID регулатора.

Концепт подешавања динамике система на основу доминантних полова је уведен у [121], а даље је разрађен у [3]. Конвенционалне технике које користе технику доминантних полова су засноване на упрошћеном моделу процеса те особина доминантности полова не може бити гарантована. Тада у случају неадекватног пројектовања, систем у затвореној спрези може постати нестабилан. Да би се то спријечило, у [122] је представљена техника гдје се гарантује доминантност задатих полова. У том раду су развијене двије процедуре засноване на геометријском мјесту коријенова и Никвистовом критеријуму с циљем да се обезбиједи доминантност задатих полова. Треба истаћи да се у [122], модели процеса са транспортним кашњењем не могу ријешити техником геометријског мјеста коријенова већ се за такве процесе користи Никвистов критеријум. Вриједно поменути је да је недавно у [123] извршена генерализација резултата [122] гдје илустровано да се геометријско мјесто коријенова може примијенити на

процесе са транспортним кашњењем.

Функција повратног преноса система са PID регулатором са Сл. 3.4 је

$$L(s) = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s(T_f s + 1)} G_p(s) = C(s)G_p(s) \quad (5.17)$$

гдје $f(s) = 1 + C(s)G_p(s)$ карактеристична једначина система. Постоје различити начини да се поставе захтјеви како би се обезбиједила жељена перформанса система у затвореној спреси. Један од начина је да се захтјеви искажу у виду прескока A_p и времена смирења t_s дефинисаних са

$$A_p = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (5.18a)$$

$$t_s = \frac{4,6}{\zeta\omega_n} \quad (5.18b)$$

Релација (5.18b) приближно одговара дефиницији 1% времена смирења система. Рјешавањем једначина (5.18a) и (5.18b), добијају се вриједности фактора релативног пригушења полова система у затвореној спреси ζ и природне непригушене учестаности ω_n . Тиме се захтјев перформансе може изразити у компактном облику у виду коњуговано-комплексних полова $\rho_{1,2} = \sigma_d \pm i\omega_d$ датих са

$$\rho_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm i\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (5.19)$$

Усвајајући временску константу филтра у облику $T_f = 1/(\sigma_d N)$, $N \geq 10$ и замјењујући $s = \rho_1$ у карактеристичну једначину система $1 + C(s)G_p(s) = 0$ добија се

$$k_p + \frac{k_i}{\rho_1} + k_d \rho_1 = -\frac{T_f \rho_1 + 1}{G_p(\rho_1)} \quad (5.20)$$

одакле се рјешавањем добијају зависности $k_i = k_i(k_p)$ и $k_d = k_d(k_p)$ изражене релацијама

$$k_i = -\frac{\sigma_d^2 + \omega_d^2}{2\sigma_d} k_p - \frac{(\sigma_d^2 + \omega_d^2)(\omega_d U - \sigma_d V)}{2\sigma_d \omega_d} = a_i k_p + b_i \quad (5.21a)$$

$$k_d = -\frac{1}{2\sigma_d} k_p - \frac{\omega_d U + \sigma_d V}{2\sigma_d \omega_d} = a_d k_p + b_d \quad (5.21b)$$

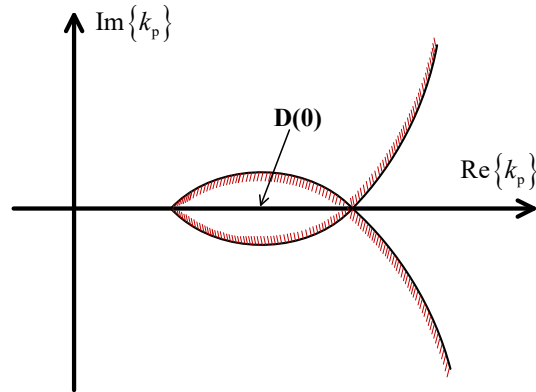
гдје су: $U = \operatorname{Re}\{(T_f \rho_1 + 1)/G_p(\rho_1)\}$ и $V = \operatorname{Im}\{(T_f \rho_1 + 1)/G_p(\rho_1)\}$. Уврштавајући изразе (5.21a) и (5.21б) у карактеристичну једначину система добија се еквивалентна карактеристична једначина у односу на параметар k_p

$$1 + k_p \hat{W}(s) = 0. \quad (5.22)$$

Битно је истаћи да $\hat{W}(s)$ није рационална функција за процесе са транспортним кашњењем. У наставку је описано како се техника D-разлагања примјењује на новодобијену карактеристичну једначину (5.22).

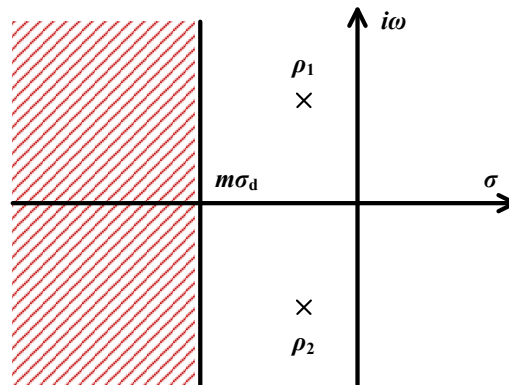
Почеци развоја технике D-разлагања могу се наћи у раду [124] у коме је Вишнеградски (*Vishnegradsky*) разматрао карактеристичну једначину трећег реда са два коефицијента као параметра. Његов рад је проширио Нејмарк (*Neimark*) [125, 126] на системе вишег реда чиме је развио строжији алгоритам дајући му име D-разлагање. На основу ове процедуре, пресликавање имагинарне осе из комплексне равни у раван параметара контролера омогућава одређивање области стабилности система у затвореној спрези у параметарској равни. Касније је Митровић [127, 128] предложио пресликавање других контура (не само имагинарне осе), док је Шиљак [129] проширио овај приступ на случајеве са нелинеарном зависношћу параметара. Недавно су Гријазина (*Gryazina*) и Полијак (*Polyak*) [130] развили технику D-разлагања за утврђивање инваријантних области коријена карактеристичне једначине система.

Концепт D-разлагања заснива се на чињеници да се карактеристична једначина може представити у параметарској равни преко области независних коријенова, односно области које садрже фиксан број стабилних и нестабилних коријена [131]. Области означене са $D(0)$, ако постоје, представљају области асимптотске стабилности система у затвореној спрези [130]. На Сл. 5.19 приказан је типичан облик кривих D-разлагања у односу на један параметар означен са k_p . Да би се одредио апсолутан број коријенова (полова система у затвореној спрези) који имају позитивне реалне дијелове потребно је шрафирати добијену криву [132]. Циљ је да ови полови буду доминантни полови система у затвореној спрези што се може постићи тако што захтијевамо да сви реални дијелови осталих полови $\operatorname{Re}\{s_i\}$ система у затвореној спрези буду m пута мањи од $\sigma_d = -\zeta \omega_n$. Како не би дошло до поништавања динамике пол-нула неопходно је водити рачуна да не постоје нуле у близини полови $\rho_{1,2}$ као и нуле функције преноса



Слика 5.19. Илустрација области стабилности у комплексној параметарској равни

у односу на степ референтни сигнал. На овај начин се задатак пројектовања PID регулатора своди на одређивање параметара да сви полови и нуле спрегнутог преноса $Y(s)/R(s)$ осим полова $\rho_{1,2}$ и неминималних нула леже у осјенченој области на Сл. 5.20. Дакле, умјесто имагинарне осе,



Слика 5.20. Жељена област пресликавања (осјенчени дио)

крива D-разлагања се генерише пресликавањем помјерене ординатне осе [129, 132] : $f(m\sigma_d + i\omega) = 0$, за $\omega \in (-\infty, \infty)$. Прије него што се изврши пресликавање, неопходно је карактеристичну једначину $f(s) = 0$ написати у односу на параметар k_p .

$$s(T_f s + 1) + (b_i + b_d s^2)G_p(s) + k_p(a_i + s + a_d s^2)G_p(s) = 0 \quad (5.23)$$

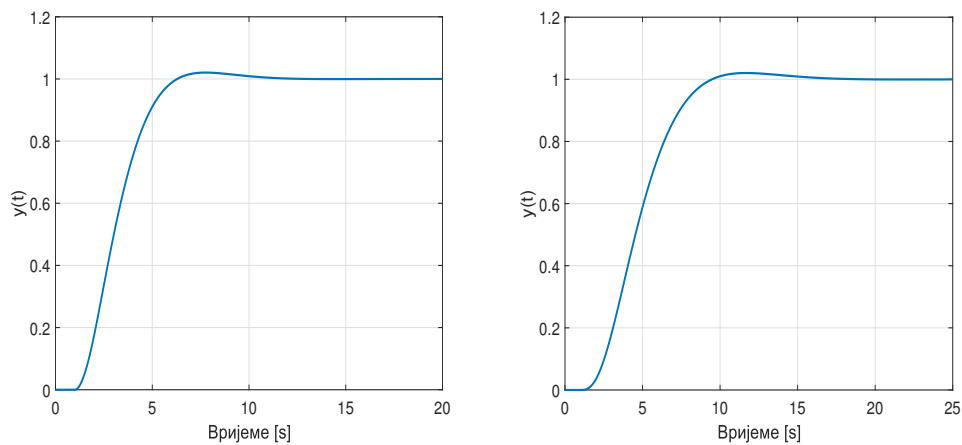
Из једначине (5.23) слиједи

$$k_p = -\frac{s(T_f s + 1) + (b_i + b_d s^2)G_p(s)}{(a_i + s + a_d s^2)G_p(s)} \quad (5.24)$$

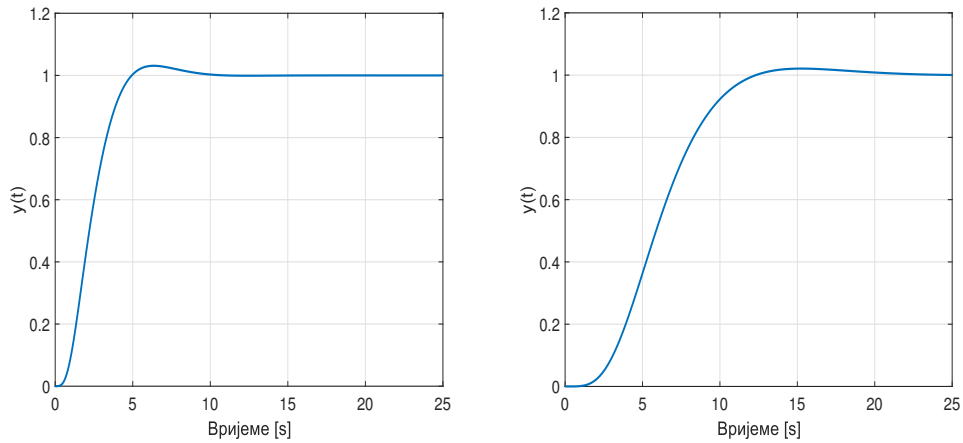
Као што је раније наглашено доминантност пара коњуговано комплексних полова $\rho_{1,2}$ захтијева да су сви остали полови лоцирани лијево од праве $m\sigma_d + i\omega$ [120]. Замјењујући $s = m\sigma_d + i\omega$ у (5.24) добија се сљедећа једначина

$$k_1(\omega) + ik_2(\omega) = -\frac{(m\sigma_d + i\omega)(T_f(m\sigma_d + i\omega) + 1) + (b_i + b_d(m\sigma_d + i\omega)^2)(U_1 + iV_1)}{(a_i + m\sigma_d + i\omega + a_d(m\sigma_d + i\omega)^2)(U_1 + V_1)} \quad (5.25)$$

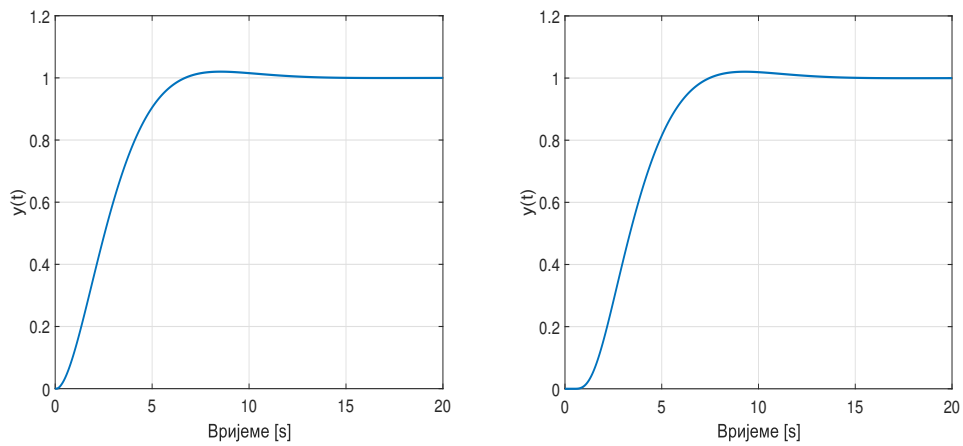
гдје $G_p(m\sigma_d + i\omega) = U_1(\omega) + iV_1(\omega)$. Функције $k_1(\omega)$ и $k_2(\omega)$ представљају реални и имагинарни дио од k_p , тј. $k_p(m\sigma_d + i\omega) = k_1(\omega) + ik_2(\omega)$. Једначином (5.25) се пресликава помјерена вертикална оса из s -равни у комплексну раван параметра k_p . Имајући у виду да је $k_1(\omega)$ парна функција, а $k_2(\omega)$ непарна функција учестаности ω добијена крива D-разлагања биће симетрична у односу на реалну осу. Област стабилности се добија унутар добијеног сегмента на реалној оси ограниченог пресјеком криве D-разлагања и реалне осе као на Сл. 5.19. На Сл. 5.21-Сл. 5.27 су приказани одзиви на референтни сигнал. Остварене су жељене спецификације у прескоку и времену смирења. Поред тога, испројектовани регулатор у потпуности потискује поремећај што је приказано на Сл. 5.28 и Сл. 5.29.



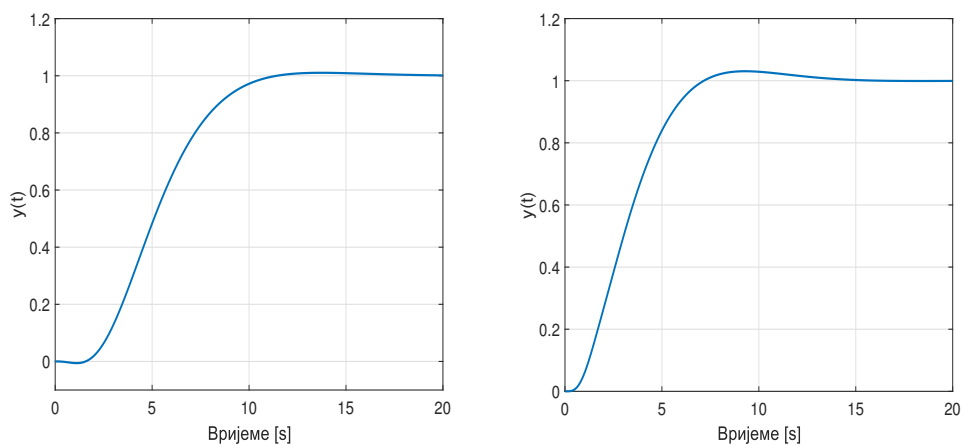
Слика 5.21. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p1}(s)$, $T = 1$ и $G_{p2}(s)$, $T = 1$



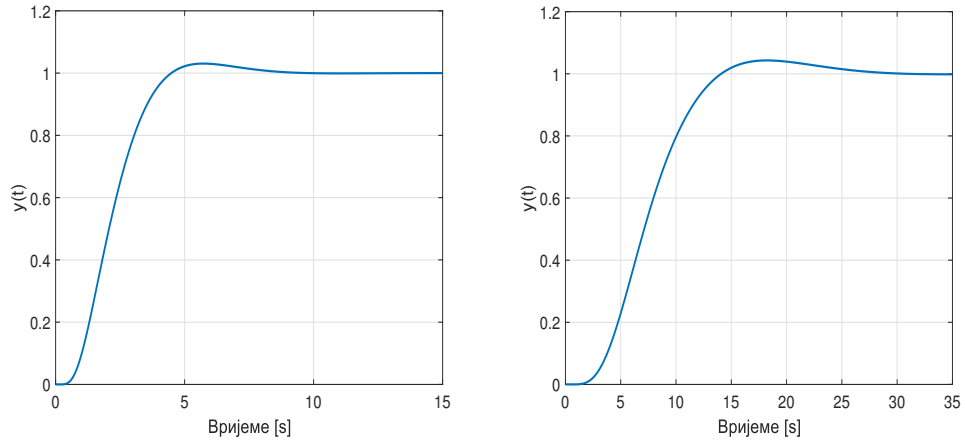
Слика 5.22. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p3}(s)$, $T = 0,5$ (лијево) и $G_{p4}(s)$, $n = 2$ (десно)



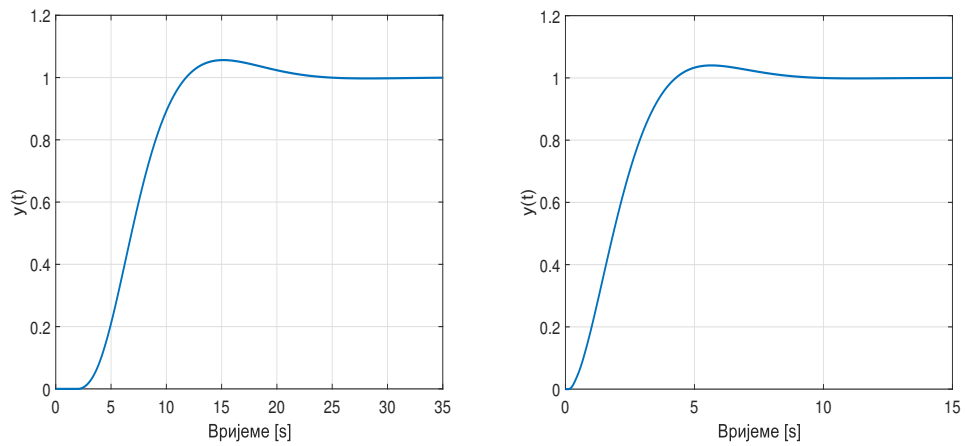
Слика 5.23. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,2$ и $G_{p6}(s)$, $L_1 = 0,5$



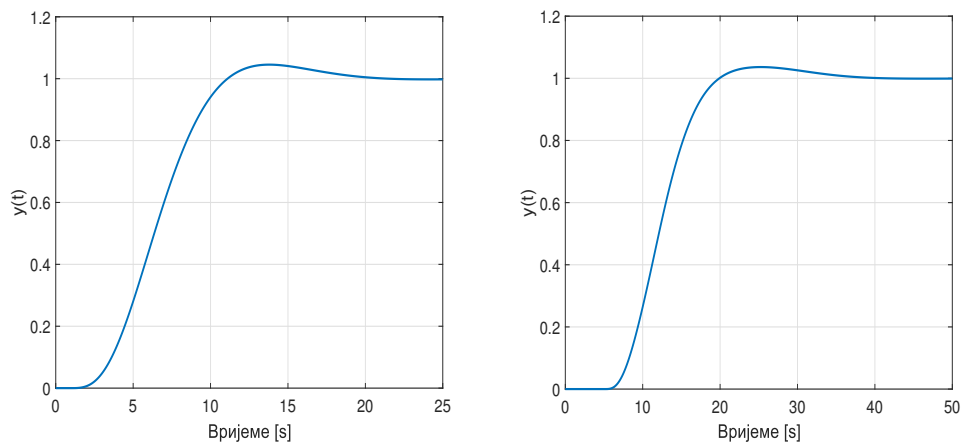
Слика 5.24. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p8}(s)$, $\theta = 0,5$ и $G_{p9}(s)$, $T = 0,5$



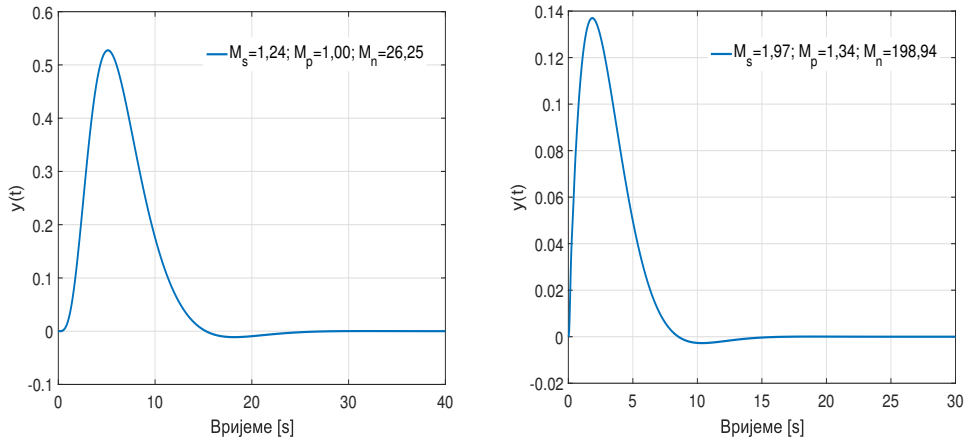
Слика 5.25. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p10}(s)$, $L = 0,2$ и $G_{p11}(s)$, $L = 0,5$



Слика 5.26. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p12}(s)$, $L = 2$ и $G_{p13}(s)$



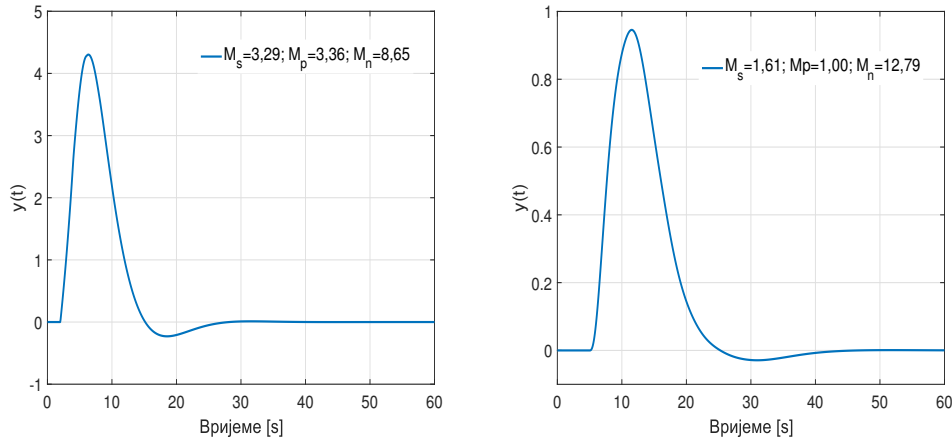
Слика 5.27. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p15}(s)$ и $G_{p16}(s)$



Слика 5.28. Одзиви система на јединични степ поремећај за процесе $G_{p4}(s)$, $n = 4$ и $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,2$

Табела 5.5. Параметри PID регулатора на основу предложене процедуре пројектовања за задате вриједности прескока A_p и времена смирења t_s

Процес	m	$A_p[\%]$	$t_s[s]$	k_p	k_i	k_d	T_f
$G_{p1}(s)$, $T = 1$	2	2	8	0,50	0,4794	0,1526	0,0174
$G_{p2}(s)$, $T = 1$	3	2	12	0,60	0,3409	0,4249	0,0261
$G_{p3}(s)$, $T = 0,5$	3	3	8	3,00	1,7718	2,2361	0,0174
$G_{p4}(s)$, $n = 2$	2	2	16	0,80	0,2989	0,9135	0,0348
$G_{p5}(s)$, $\theta = 0,2$	2	2	10	4,00	1,8559	4,3171	0,0217
$G_{p6}(s)$, $L_1 = 0,5$	3	2	10	1,00	0,2861	0,5775	0,0217
$G_{p8}(s)$, $\theta = 0,5$	2	1	12	0,75	0,3269	0,5992	0,0261
$G_{p9}(s)$, $T = 0,5$	3	3	12	2,00	0,9646	2,5893	0,0261
$G_{p10}(s)$, $L = 0,2$	3	3	7	2,00	1,4181	2,6772	0,0152
$G_{p11}(s)$, $L = 0,5$	2	4	24	3,50	0,3526	6,9870	0,0522
$G_{p12}(s)$, $L = 2$	1	5	20	0,50	0,0376	0,3764	0,0435
$G_{p13}(s)$	3	4	8	1,5	1,3424	1,2642	0,0174
$G_{p15}(s)$	2	5	16	6,20	1,0728	12,4493	0,0348
$G_{p16}(s)$	1	3	28	0,46	0,1218	0,7788	0,0609
$G_{p22}(s)$	1	4	20	0,70	0,1172	1,1982	0,0435



Слика 5.29. Одзиви система на јединични степ поремећај за процесе $G_{p12}(s)$ и $G_{p16}(s)$

5.2.2 Аналитичко пројектовање PIDC регулатора на основу спектра полова под ограничењима на робусност

У овом дијелу рада је представљена једна процедура пројектовања PIDC регулатора којом се добијају одзиви на референтни сигнал и поремећај са жељеним карактеристикама [133]. Процедура пројектовања је заснована на погодном избору референтне „тест” функције која одговара оптималној перформанси система у смислу минималног времена смирења и без прескока. За усвојену константу филтрације и примјеном технике спектра полова добијају се функционалне зависности три параметра PIDC регулатора у функцији од четвртог параметра (нпр. пропорционалног појачања k_p). Циљ је да се гарантује жељена робусност задавањем максимума M_s функције осјетљивости, док се адекватна перформанса постиже погодним избором доминантних полова.

Функција преноса PIDC регулатора са Сл. 3.5 је

$$C(s) = \frac{k_h s^3 + k_d s^2 + k_p s + k_i}{s \left(\frac{T_f^2}{2} s^2 + T_f s + 1 \right)}, \quad (5.26)$$

гдје су k_p, k_i, k_d, k_h подесиви параметри и T_f временска константа филтра другог реда са фактором релативног пригушења $\zeta = 1/\sqrt{2}$. Локација доминантних полова система у затвореној спреси се може задати на основу захтјева перформансе исказане нпр. у виду времена смирења и прескока као у [120, 132]. Међутим, за потребе предложене процедуре позиција доминантних полова се одређује на основу референтне „тест” функције

$F_{\text{test}}(s)$. С обзиром да је функција преноса PIDC регулатора трећег реда, $F_{\text{test}}(s)$ је дефинисана као

$$F_{\text{test}}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\zeta} + 1\right)(s^2 + 2\zeta s + 1)} \quad (5.27)$$

са фактором релативног пригушења $\zeta = 1/\sqrt{2}$ с циљем добијања оптималне перформансе у смислу минималног времена смирења t_s без прескока [10]. Доминантни полови су сада дефинисани на основу полова s_i „тест” функције на сљедећи начин

$$p_i = \frac{\omega_u}{\alpha} s_i, \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.28)$$

гдје ω_u критична фреквенција разматраног процеса и $\alpha \leq 1$ је слободан параметар за додатно подешавање локације полова. За задату вриједност параметра α добијају се доминантни полови на основу (5.28) који се могу записати као $p_{1,2} = \sigma_d \pm i\omega_d$ и $p_3 = \sigma_d$. Замјењујући један од комплексних полова (нпр. p_1) и реални пол p_3 у карактеристичну једначину система у затвореној спрези $1 + C(s)G_p(s) = 0$ добијају се сљедеће једначине

$$k_h p_1^3 + k_d p_1^2 + k_p p_1 + k_i = -p_1 \frac{\frac{T_f^2}{2} p_1^2 + T_f p_1 + 1}{G_p(p_1)}, \quad (5.29a)$$

$$k_h p_3^3 + k_d p_3^2 + k_p p_3 + k_i = -p_3 \frac{\frac{T_f^2}{2} p_3^2 + T_f p_3 + 1}{G_p(p_3)} \quad (5.29b)$$

Даље, раздвајајући реални и имагинарни дио у једначинама (5.29a) и (5.29b) добија се систем од три линеарне једначине са промјенљивим k_i , k_d , k_h . За усвојену вриједност временске константе филтра $T_f = 1/(N\omega_u)$, $N \in (2, 10)$ добијају се сљедеће линеарне зависности параметара k_i , k_d , k_h у односу на параметар k_p :

$$k_i = -\frac{\sigma_d(\sigma_d^2 + \omega_d^2)}{3\sigma_d^2 + \omega_d^2} k_p + \frac{\sigma_d(\sigma_d^2 + \omega_d^2)(\sigma_d^2 U_1 - (\sigma_d^2 + \omega_d^2)U_2 + \sigma_d \omega_d V_1)}{\omega_d^2(3\sigma_d^2 + \omega_d^2)}, \quad (5.30a)$$

$$k_d = -\frac{3\sigma_d}{3\sigma_d^2 + \omega_d^2} k_p - \frac{\sigma_d(3\sigma_d^2 + \omega_d^2)U_1 + \omega_d^3 V_1 + \sigma_d(\omega_d^2 - 3\sigma_d^2)U_2}{\omega_d^2(3\sigma_d^2 + \omega_d^2)}, \quad (5.30b)$$

$$k_h = -\frac{1}{3\sigma_d^2 + \omega_d^2} k_p + \frac{\sigma_d(2\sigma_d^2 + \omega_d^2)U_1 - \sigma_d\omega_d V_1 + 2\sigma_d^2 U_2}{\omega_d^2(3\sigma_d^2 + \omega_d^2)} \quad (5.30в)$$

гдје су U_1 , U_2 , V_1 скраћени записи за изразе: $U_1 = \operatorname{Re}\left\{\frac{T_f^2 p_1^2 + T_f p_1 + 1}{G_p(p_1)}\right\}$, $U_2 = \operatorname{Re}\left\{\frac{T_f^2 p_3^2 + T_f p_3 + 1}{G_p(p_3)}\right\}$, $V_1 = \operatorname{Im}\left\{\frac{T_f^2 p_1^2 + T_f p_1 + 1}{G_p(p_1)}\right\}$. Сређивањем карактеристичне једначине система уз зависности $k_i = k_i(k_p)$, $k_d = k_d(k_p)$, $k_h = k_h(k_p)$ добија се еквивалентна карактеристична једначина изражена по појачању k_p као јединим слободним параметром:

$$1 + k_p \hat{W}(s) = 0. \quad (5.31)$$

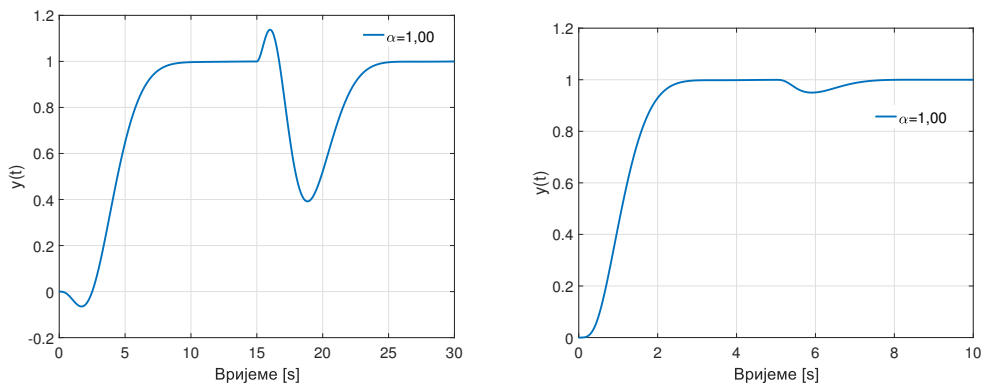
Треба имати у виду да је помоћна функција $\hat{W}(s)$ нерационална функција за системе са транспортним кашњењем. Да би се осигурала особина „доминантности” полова $p_i, i = 1, 2, 3$ може се искористити идеја образложена у претходном потпоглављу тако да сви остали полови система у затвореној спреси лоцирани лијево од праве $m\sigma_d + i\omega$ и $m \geq 1$ [120]. У том смислу примјеном технике D-разлагања, и избором параметра k_p из области стабилности систем остварује жељени компромис између ефикасности потискавања поремећаја и робусности. Као додатна смјерница у пројектовању регулатора може послужити очекивано вријеме смирења. На основу симулираног јединичног одскочног одзива референтне „тест” функције (5.27) добија се да је 1% нормализовано вријеме смирења $t_n = 6.5886$ s. Масовним симулацијама, утврђено је да се 1% вријеме смирења за систем у затвореној спреси са PIDC регулатором може процијенити на основу релације:

$$t_s \approx 6,5886 \frac{\alpha}{\omega_u} + L, \quad (5.32)$$

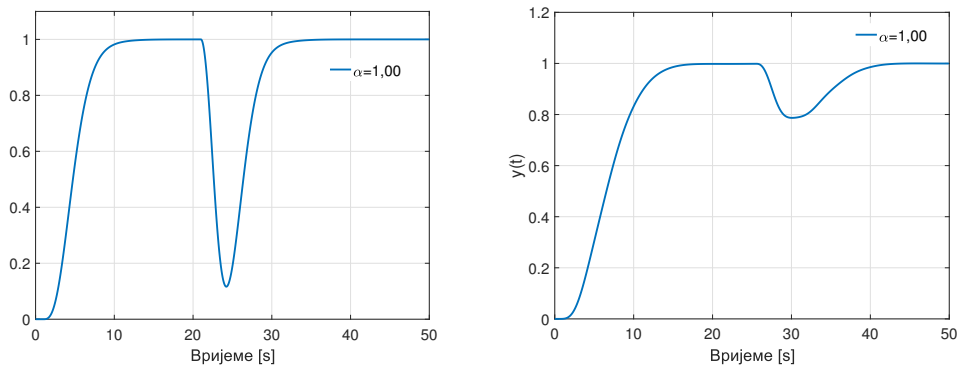
гдје L транспортно кашњење у разматраном процесу. Резултати симулација приказани су на Сл. 5.30-Сл. 5.34. У свим разматраним примјерима је узето да је $b = 0$. Добијени параметри PIDC регулатора укључујући показатеље перформансе и робусности су приказани у Табели 5.6.

Утицај параметра α на понашање система је анализиран на три процеса: $G_{p4}(s)$, $G_{p5}(s)$ и $G_{p16}(s)$. За исто ограничење на робусност $M_s = 2$ и три вриједности параметра α , добијају се адекватне (ниске) вриједно-

сти IAE и вријеме смирења блиско процијењеном. Добијени показатељи понашања система су приказани у Табели 5.6. Процес $G_{p4}(s)$, $n = 4$ је типични процес са балансираном динамиком. Процијењено вријеме смирења за овај процес на основу (5.32) је 6,59 s. Исти поступак је поновљен за остала два модела - репрезентативна представника динамике процеса: $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,7$ у коме доминира временска константа процеса, и процеса $G_{p16}(s)$ у коме је доминантна динамика транспортног кашњења. На крају, је анализиран процес $G_{p16}(s)$ који се одликује прескоком око 3% и временом смирења незантно већим од процијењене вриједности 21,47 s.



Слика 5.30. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе: $G_{p8}(s)$, $\theta = 1$ $D(s) = 1/s$ ($t > 15$ s); $G_{p9}(s)$, $T = 0,5$ $D(s) = 1/s$ ($t > 20$ s)

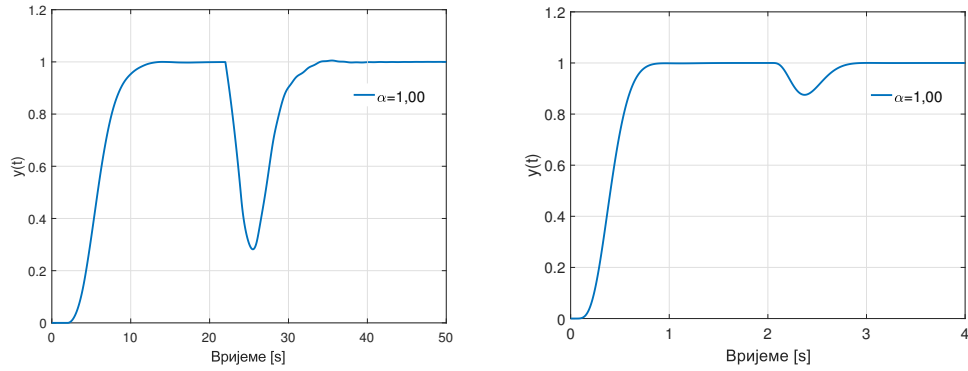


Слика 5.31. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе: $G_{p10}(s)$, $L = 1$, $D(s) = 0,5/s$ ($t > 20$ s); $G_{p11}(s)$, $L = 0,5$ $D(s) = 1/s$ ($t > 25$ s)

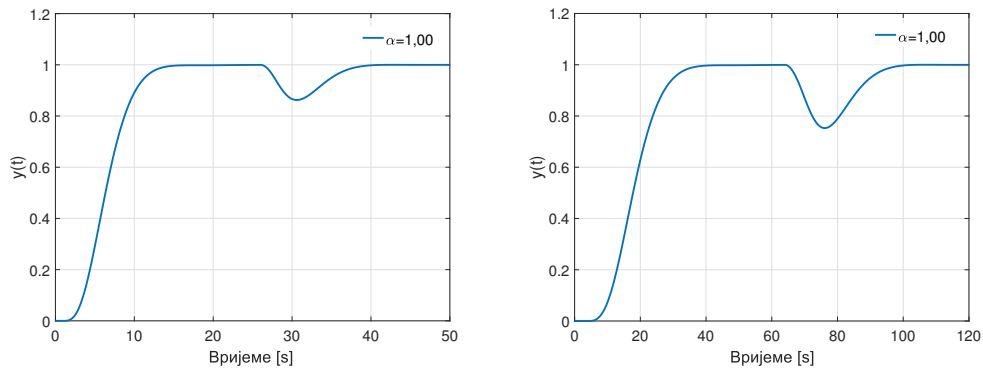
Вриједно помена је да предложена методологија пројектовања у поређењу са $\max(k_i)$ и $\max(k_p)$ методама примијењеним на PIDC регулатор из [77] као и у односу на фракциони PIDC регулатор из [134] даје мање вриједности IAE при истом ограничењу на робусност M_s .

Табела 5.6. Параметри PIDC регулатора за процесе $G_{p1}(s)$, $G_{p2}(s)$ и $G_{p3}(s)$ под ограничењем на робустност $M_s = 2$ за $\alpha = 1$, $\alpha = 0,98$, и $\alpha = 0,96$; за остале процесе је $\alpha = 1$

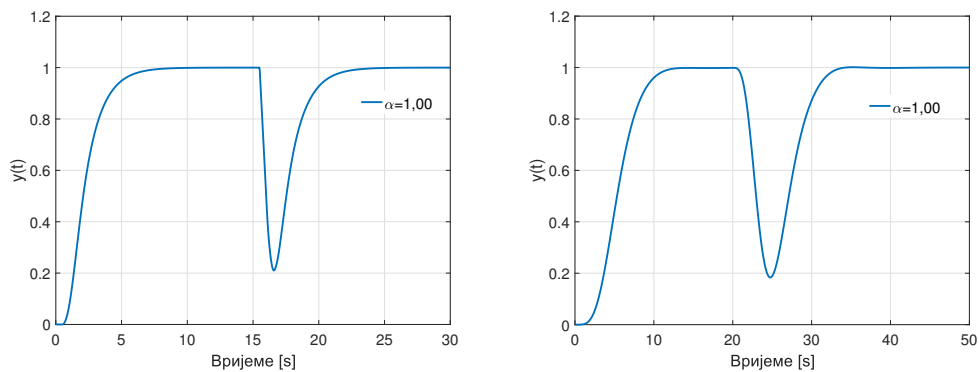
Процес	ω_u	α	k_p	k_i	k_d	k_h	T_f	IAE	M_n	M_s	M_p	t_s
$G_{p4}(s)$, $n = 4$	1,00	1,00	4,4920	1,4761	4,9548	2,1860	0,2857	0,6940	53,56	2,00	1,52	5,81
	1,00	0,98	4,4345	1,4724	4,8509	2,1155	0,2857	0,7078	51,83	2,00	1,53	7,00
		0,96	4,3674	1,4652	4,7404	2,0452	0,2857	0,7238	50,18	2,00	1,54	7,28
$G_{p5}(s)$, $\theta = 0,7$	1,00	1,00	5,4350	2,9591	3,5590	0,9049	0,1673	0,3396	64,64	2,00	1,53	3,59
	1,7075	0,98	5,3695	2,9504	3,4900	0,8769	0,1673	0,3440	62,64	2,00	1,54	3,45
		0,96	5,3080	2,9436	3,4259	0,8513	0,1673	0,3491	60,81	2,00	1,56	3,35
$G_{p16}(s)$	1,00	1,00	0,7908	0,1479	1,5829	1,3611	0,8333	7,3071	3,92	2,00	1,06	21,69
	0,4000	0,98	0,7845	0,1477	1,5559	1,3109	0,8333	7,3772	3,77	2,00	1,07	22,05
		0,96	0,7780	0,1474	1,5295	1,2643	0,8333	7,4442	3,64	2,00	2,07	22,34
$G_{p15}(s)$	0,5389	1,00	7,550	1,1459	16,0989	5,7647	0,3711	0,8727	83,69	2,00	1,64	13,61
$G_{p2}(s)$, $T = 1$	1,3065	1,00	1,858	0,8380	1,3211	0,3136	0,1531	1,2011	26,76	2,00	1,22	5,58
$G_{p8}(s)$, $\theta = 1$	1,0000	1,00	1,3810	0,4826	1,2916	0,4039	0,2000	2,3391	20,19	2,00	1,21	8,68
$G_{p18}(s)$	0,2144	1,00	3,9730	0,2553	19,8947	31,1277	0,9328	3,9168	71,54	2,00	1,36	36,05
$G_{p22}(s)$	0,5773	1,00	1,3750	0,2307	2,4970	1,6975	0,3464	4,3393	28,29	2,00	1,55	11,64
$G_{p10}(s)$, $L = 1$	1,0304	1,00	-0,3340	0,1279	0,1986	0,0812	0,1941	7,8206	4,31	2,00	1,00	10,93
$G_{p20}(s)$	3,1416	1,00	1,3700	0,5529	0,1999	-0,00844	0,0637	1,8087	4,17	2,00	1,47	7,08
$G_{p13}(s)$	9,8696	1,00	8,6280	21,7326	0,8679	0,02533	0,0253	0,0461	79,26	2,00	1,54	0,79
$G_{p9}(s)$, $T = 0,5$	2,6077	1,00	18,5430	15,5706	8,2281	1,6085	0,0959	0,0642	350	2,00	1,45	2,59
$G_{p12}(s)$	0,5828	1,00	0,6413	0,0596	0,7772	0,3611	0,4902	16,8626	3,00	4,00	3,27	11,96
$G_{p11}(s)$, $L = 0,5$	0,4287	1,00	5,4890	0,6022	12,1107	8,6620	0,4665	1,6608	79,75	3,00	2,09	15,56



Слика 5.32. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе: $G_{p12}(s)$, $D(s) = 0,2/s$ ($t > 20$ s); $G_{p13}(s)$, $D(s) = 1/s$ ($t > 2$ s)



Слика 5.33. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе: $G_{p15}(s)$, $D(s) = 1/s$ ($t > 25$ s); $G_{p18}(s)$, $D(s) = 1/s$ ($t > 60$ s)



Слика 5.34. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе: $G_{p20}(s)$, $D(s) = 1/s$ ($t > 15$ s); $G_{p22}(s)$, $D(s) = 1/s$ ($t > 20$ s)

5.2.3 Аналитичко пројектовање PI и PID регулатора на основу комплементарне функције осјетљивости

У овом потпоглављу је представљена процедура пројектовања PI/PID регулатора која се заснива на погодном избору комплементарне функције осјетљивости, а примјеном једног подесивог параметра λ врши се подешавање перформансе/робусности система у затвореној спреси. Фокус је постављен на рјешавање проблема регулације типичних индустријских процеса ниског реда без кашњења [135]. Регулатор функције преноса $C(s)$ је пројектован за процесе првог и другог реда узимајући у обзир ограничења на робусност и осјетљивост на мјерни шум. Пројектовани регулатор за процесе првог реда има структуру PI-типа, док се за процесе другог реда без нула добија структура PID-типа. Као резултат процедуре пројектовања изведене су аналитичке формуле подешавања параметара PI и PID регулатора за опште облике функција преноса првог и другог реда. Даље је такође представљен један поступак којим се објашњава како се предложена процедура пројектовања може ефикасно примијенити и на процесе вишег реда.

Функција преноса широке класе индустријских процеса се може записати у општем облику $G_p(s) = P(s)e^{-\tau s}/Q(s)$, гдје су $P(s)$ и $Q(s)$ полиноми степена $\deg Q(s) = n \geq \deg P(s) = m$, $P(0) \neq 0$. Поред тога ограничавамо се на случај $\tau = 0$ имајући у виду да су разматрани процеси без кашњења. Комплементарна функција осјетљивости за систем управљања са процесом $G_p(s)$ је дефинисана изразом $T(s) = L(s)/(1 + L(s))$, гдје $L(s) = C(s)G_p(s)$ функција преноса система у отвореној спреси. Први корак у процедури пројектовања регулатора је задавање жељеног облика комплементарне функције осјетљивости:

$$T(s) = \frac{N(s)}{M(s)}, \quad N(s) = 1 + \sum_{j=1}^n \eta_j s^j, \quad M(s) = (\lambda s + 1)^{2n}, \quad (5.33)$$

гдје $\eta_j \in \mathbb{R}$, $j = \overline{1, n}$ и $\lambda > 0$ је подесиви параметар. На основу израза за комплементарну функцију осјетљивости добија се општи облик функције преноса регулатора

$$C(s) = \frac{1}{G_p(s)} \frac{T(s)}{1 - T(s)} = \frac{1}{P(s)} \frac{N(s)Q(s)}{F(s)} \quad (5.34)$$

гдје $F(s) = P(s) - N(s)$. Параметри $\overline{\eta_1}, \overline{\eta_n}$ се бирају тако да се изврши поништавање полова процеса $G_p(s)$ са нулама функције $F(s)$. Ова правила су раније дефинисана у [75] при пројектовању сложених регулатора за индустријске процесе са кашњењем. Она се могу сумирати преко следећа три правила. Означимо број различитих полова процеса $G_p(s)$ са q не узимајући у обзир полове у координатном почетку. Нека је вишеструкост полова у координатном почетку r .

Правило 1. За сваки од различитих полова s_v , $v = 1, \dots, q$ формира се q једначина

$$F(s) \Big|_{s=s_v} = 0 \quad \text{за } v = 1, \dots, q \quad (5.35)$$

Правило 2. Преостале једначине чији је број $n - q - r$ се добијају за вишеструке полове процеса $G_p(s)$ на основу услова

$$\frac{d^j F(s)}{ds^j} \Big|_{s=s_v} = 0, \quad j = 1, \dots, l_v - 1 \quad \text{за } v = 1, \dots, q \quad (5.36)$$

гдје са l_v означена вишеструкост пола s_v .

Правило 3. За полове функције преноса $G_p(s)$ у координатном почетку вишеструкости r директно се пише додатних r једначина:

$$\frac{d^j F(s)}{ds^j} \Big|_{s=0} = 0, \quad j = 1, \dots, r \quad (5.37)$$

Најприје ћемо извести аналитичке формуле подешавања параметара PI/PID регулатора за $n \leq 2$, $m = 0$, а онда илустровати могуће проширење методе пројектовања за процесе вишег реда. За интегралне процесе функције преноса $G_p(s) = K/s$ и за инерцијалне процесе првог реда функције преноса $G_p(s) = K/(s+1)$ добија се PI регулатор $C(s) = k_p + k_i/s$. За процесе другог реда без нула функције преноса облика $G_p(s) = K/(s(Ts+1))$, $G_p(s) = K/((T_1s+1)(T_2s+1))$ и $G_p(s) = K\omega_n^2/(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)$ добија се PID регулатор $C(s) = (k_p + k_i/s + k_d s)/(T_f s + 1)$. Аналитичка правила подешавања параметара PI/PID регулатора за наведену класу индустријских процеса су приказана у Табели 5.7.

Предложена процедура пројектовања се може успјешно примијенити и на процесе вишег реда. У овим случајевима добијени регулатор у (5.33) је описан функцијом преноса вишег реда па је потребно користити неку

Табела 5.7. Аналитичке формуле подешавања параметара PI/PID регулатора за типичне индустријске процесе без кашњења

Процес	Регулатор	Параметри регулатора
$G_p(s) = \frac{K}{s}$	PI	$k_p = \frac{2}{K\lambda}, k_i = \frac{1}{K\lambda^2}$
$G_p(s) = \frac{K}{Ts+1}$	PI	$k_p = \frac{2T-\lambda}{K\lambda}, k_i = \frac{T}{K\lambda^2}$
$G_p(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}$	PID	$k_p = \frac{4T^2}{K\lambda^2(4T-\lambda)}, k_i = \frac{T^2}{K\lambda^3(4T-\lambda)},$ $k_d = \frac{6T^2-\lambda(4T-\lambda)}{K\lambda(4T-\lambda)}, T_f = \frac{T\lambda}{4T-\lambda}$
$G_{p4}(s) = \frac{K}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$	PID	$k_p = \frac{(T_1+T_2)\lambda^3-4T_1T_2\lambda^2+4T_1^2T_2^2}{K\lambda^2(4T_1T_2-\lambda(T_1+T_2))},$ $k_i = \frac{T_1^2T_2^2}{K\lambda^3(4T_1T_2-\lambda(T_1+T_2))},$ $k_d = \frac{(T_1^2+T_1T_2+T_2^2)\lambda^2-4T_1T_2(T_1+T_2)\lambda+6T_1^2T_2^2}{K\lambda(4T_1T_2-\lambda(T_1+T_2))}$ $T_f = \frac{T_1T_2\lambda}{4T_1T_2-\lambda(T_1+T_2)}$
$G_p(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2}$	PID	$k_p = \frac{\zeta\omega_n^3\lambda^3-2\omega_n^2\lambda^2+2}{K\omega_n^2\lambda^2(2-\zeta\omega_n\lambda)}, k_i = \frac{1}{2K\omega_n^2\lambda^2(2-\zeta\omega_n\lambda)},$ $k_d = \frac{(4\zeta-1)\omega_n^2\lambda^2-8\zeta\omega_n\lambda+6}{2K\omega_n^2\lambda^3(2-\zeta\omega_n\lambda)}, T_f = \frac{\lambda}{2(2-\zeta\omega_n\lambda)}$

од метода рационалних апроксимација. Апроксимацијом се добија одговарајући регулатор нижег реда (најчешће PID типа) водећи рачуна да буде задржан жељени ниво перформансе и робусности система у затвореној спреси. У циљу апроксимације функције преноса регулатора вишег реда овдје је примијењена *Padé* апроксимација (5.34) дефинисана са [136, 137]

$$C^{\text{PA}[M,N]}(s) = \frac{P_M(s)}{Q_N(s)} = \frac{\sum_{i=0}^M p_i s^i}{1 + \sum_{j=1}^N q_j s^j} \quad (5.38)$$

гдје се непознати коефицијенти одређују из Тејлоровог развоја (*Taylor series*) функције преноса регулатора $C(s)$:

$$C^{\text{TS}}(s) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k s^k, \quad a_k = \frac{1}{k!} \frac{d^k}{ds^k} C(0) \quad (5.39)$$

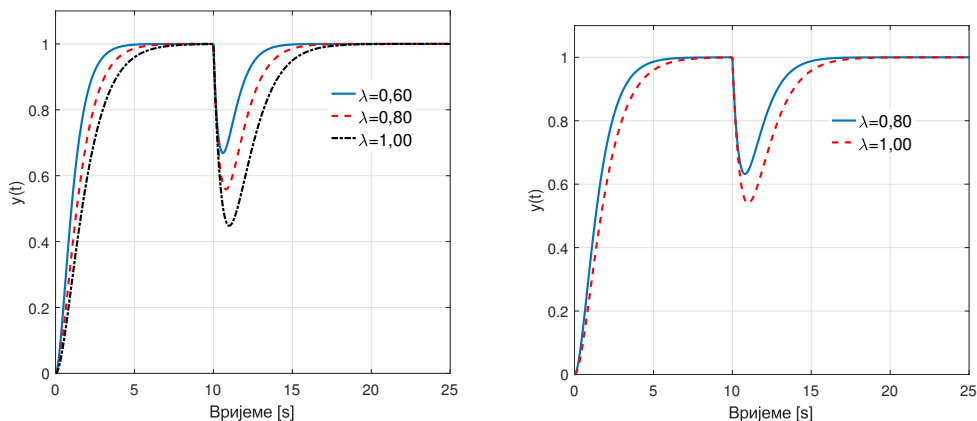
на основу следеће везе

$$C^{\text{TS}}(s) = C^{\text{PA}[M,N]}(s) + O(s^{M+N+1}) \quad (5.40)$$

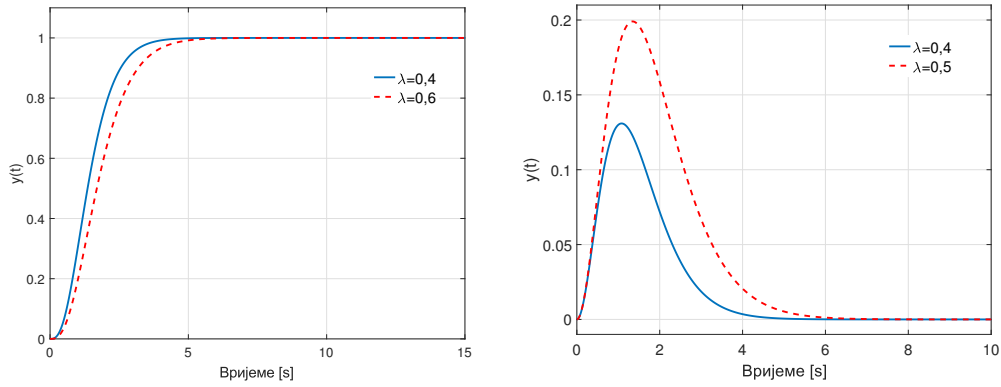
Padé апроксимација се добија из (5.38) и (5.40) изједначавањем $M + N + 1$ коефицијената $C^{TS}(s)Q_N(s)$ и коефицијената $P_M(s)$. Према томе, непознати коефицијенти p_i , $i = 0, \dots, M$, и q_j , $j = 1, \dots, N$ се добијају рјешавањем система од $M + N + 1$ линеарних једначина које се могу записати у матричном облику (5.41). Имајући у виду да је $a_n = 0$, $n < 0$ и $q_j = 0$, $j > N$, (5.41) има облик

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & -a_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -a_{M-1} & -a_{M-2} & \cdots & -a_{M-N} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & -a_M & -a_{M-1} & \cdots & -a_{M-N+1} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & -a_{M+1} & -a_M & \cdots & -a_{M-N+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_{M+N-1} & -a_{M+N-2} & \cdots & -a_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ \vdots \\ p_M \\ q_1 \\ q_2 \\ \vdots \\ q_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_M \\ a_{M+1} \\ a_{M+2} \\ \vdots \\ a_{M+N} \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

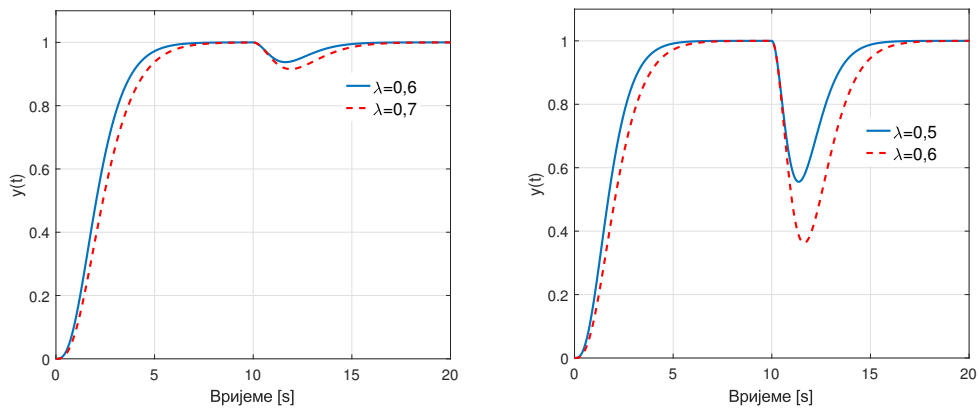
Избором $M = N = 2$ у (5.38) добија се каузални облик функције преноса PID регулатора. Вриједно помена је да с циљем постизања робуснијег система у затвореној спреси у случају процеса са доминантним нулама у лијевој полуравни процеса погодно је жељену комплементарну функцију осјетљивости модификовати што је недавно показано у [138]. На Сл. 5.35-Сл. 5.39 су приказани одзиви разматраних процеса на референтни сигнал и поремећај.



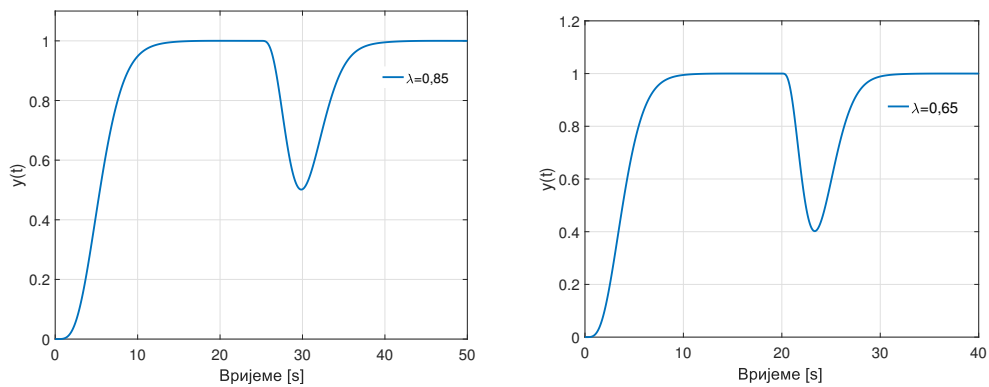
Слика 5.35. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе: $G_{p24}(s)$, $D(s) = 0,5/s$ ($t > 10$ s) (лијево); $G_{p25}(s)$, $K = 25$ $D(s) = 0,1/s$ ($t > 10$ s) (десно)



Слика 5.36. Одзив система на јединични одскочни референтни сигнал за процес $G_{p6}(s)$, $L_1 = 0$; Одзив система на јединични поремећај за исти процес

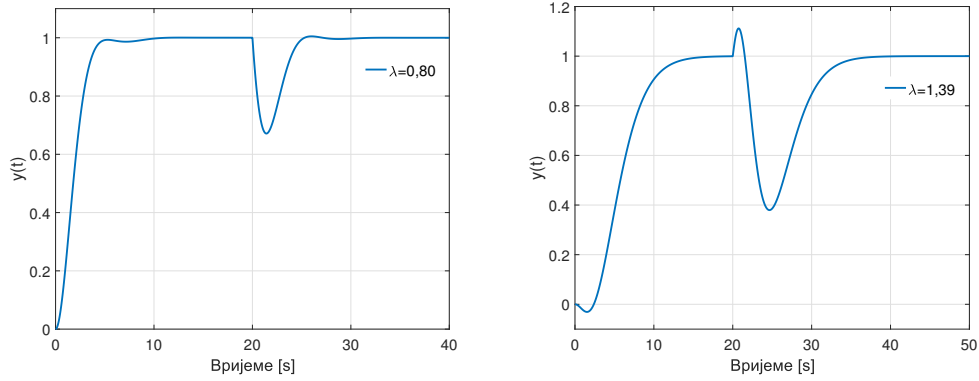


Слика 5.37. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе: $G_{p26}(s)$, $D(s) = 5/s$ ($t > 10$ s); $G_{p27}(s)$, $D(s) = 0,5/s$ ($t > 10$ s)



Слика 5.38. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе: $G_{p4}(s)$, $n = 4$, при $D(s) = 1/s$ ($t > 25$ s); $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,7$ при $D(s) = 1/s$ ($t > 20$ s)

Параметри регулатора и остварени индекси перформансе и робусности су приказани у Табели 5.8. Уочава се да се примјеном једног подесивог



Слика 5.39. Одзиви система на јединични одскочни референтни сигнал и одскочни поремећај за процесе: $G_{p28}(s)$ при $D(s) = 1/s$ ($t > 20$ s); $G_{p29}(s)$ при $D(s) = 0,5/s$ ($t > 20$ s)

параметра λ подешава жељена перформанса/робусност система што чини ову методу пројектовања флексибилном и једноставном за примјену. Закључује се да систем са пројектованим регулатором има висок ниво робусности те да смањивањем вриједности параметра λ систем ефикасније потискује поремећај, али се при томе повећава осјетљивост на мјерни шум при високим фреквенцијама. С обзиром на карактер одзива система (без прескока, добро пригушен) важи релација $IAE = IE = 1/k_i$ што се види у Табели 5.8. Оператор надгледа процес и по потреби смањује IAE све док актуатор може да генерише управљачке сигнале одговарајућег интензитета уз очување жељеног нивоа робусности.

Предложена методологија пројектовања се може успјешно примијенити и на процесе вишег реда. У том смислу размотрени су сљедећи процеси другог реда са нулом у лијевој и десној полуравни: $G_{p28}(s)$, $G_{p29}(s)$ (Сл. 5.39), као и процеси вишег реда $G_{p4}(s)$, $n = 4$, $G_{p5}(s)$, $\theta = 0,7$ (Сл. 5.38), а добијени квантитативни резултати су сумирани у Табели 5.8. Тако на примјер, за процес $G_{p4}(s)$, $n = 4$ за $\lambda = 0,85$ добија се регулатор четвртог реда функције преноса

$$C(s) = \frac{3,6594(s^2 + 2,0303s + 1,0306)(s^2 + 1,9723s + 0,9730)}{s(s + 2,7174)(s^2 + 2,6943s + 3,7856)} \quad (5.42)$$

одакле се примјеном *Padé* апроксимације за $M = N = 2$ добија PID регулатор

$$C(s) = \frac{0,8890s^2 + 1,0623s + 0,3567}{s(0,0606s + 1)} \quad (5.43)$$

Табела 5.8. Параметри PI/PID регулатора и добијени индекси перформансе/робусности примјеном предложене методе пројектовања

Процес	λ	k_p	k_i	k_d	T_f	IAE	M_n	M_s	M_p
$G_{p24}(s)$	0,60	1,1111	0,9259	-	-	1,0800	1,11	1,00	1,15
	0,80	0,8333	0,5208	-	-	1,9201	0,83	1,00	1,15
	1,00	0,6667	0,3333	-	-	3,0003	0,67	1,00	1,15
$G_{p25}(s)$	0,80	0,1600	0,1250	-	-	8,0000	0,16	1,00	1,02
	1,00	0,1200	0,0800	-	-	12,500	0,12	1,00	1,00
$G_{p6}(s), L_1 = 0$	0,40	6,9444	4,3403	3,1667	0,1111	0,2304	28,50	1,34	1,38
	0,50	4,5714	2,2857	2,4286	0,1429	0,4375	17,00	1,33	1,35
$G_{p26}(s)$	0,60	72,2167	30,2986	57,8665	0,1571	0,0329	368,42	1,38	1,49
	0,70	53,3474	19,2312	48,9474	0,1847	0,0519	265,01	1,38	1,47
$G_{p27}(s)$	0,50	0,7704	0,5102	0,6934	0,1275	1,9600	5,44	1,33	1,34
	0,60	0,4615	0,2964	0,5619	0,1537	3,3738	3,67	1,30	1,25

На исти начин су добијени параметри и за остале процесе вишег реда представљени у Табели 5.9

Табела 5.9. Параметри PID регулатора и добијени индекси перформансе/робусности примјеном предложене методе пројектовања

Процес	λ	k_p	k_i	k_d	T_f	IAE	M_n	M_s	M_p
$G_{p4}(s), n = 4$	0,85	1,0623	0,3567	0,8890	0,0606	2,8043	14,66	1,40	1,00
$G_{p5}(s), \theta = 0,7$	0,65	0,8619	0,3993	0,5078	0,5988	2,5048	0,85	1,40	1,00
$G_{p28}(s)$	0,80	7,1974	1,1355	9,3918	4,5470	0,8807	2,06	1,06	1,27
$G_{p29}(s)$	1,39	0,7115	0,1389	0,8704	0,2593	7,6114	3,36	2,00	1,35

5.2.4 Аналитичко пројектовање PD регулатора на основу функције комплементарне осјетљивости

У овом потпоглављу биће представљена једна метода пројектовања PD регулатора која се заснива на погодном избору комплементарне функције осјетљивости [139]. На основу предложене процедуре пројектовања изведена су аналитичка правила подешавања параметара регулатора на основу једног подесивог параметра λ . Избором параметра λ успоставља се жељени компромис између перформансе и робусности система управљања. Да би се у номиналном режиму постигло ефикасно праћење задатог референтног сигнала без прескока пројектован је префилтар $F(s)$.

Разматра се функција преноса широке класе индустријских процеса која се може записати у општем облику $G_p(s) = H(s)e^{-\tau s}/Q(s)$, гдје су $Q(s)$ и $H(s)$ полиноми степена $\deg Q(s) = n \geq \deg H(s) = m$, $H(0) \neq 0$. Први корак у процедури пројектовања је избор комплементарне функције осјетљивости у облику:

$$T(s) = \frac{\sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j}{(\lambda s + 1)^{2n-1}} e^{-Ls} \quad (5.44)$$

гдје $\eta_j \in \mathbb{R}$, $j = \overline{1, n}$ и $\lambda > 0$ је подесиви параметар. С обзиром на дефиницију комплементарне функције осјетљивости добија се да је функција преноса регулатора дефинисана изразом:

$$C(s) = \frac{1}{G_p(s)} \frac{T(s)}{1 - T(s)} \quad (5.45)$$

Ако се у претходни израз уврсти жељени облик $T(s)$ из (5.44) добија се општи израз за $C(s)$ у функцији параметара λ и η_j :

$$C(s) = \frac{Q(s)}{H(s)} \frac{\sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j}{(\lambda s + 1)^{2n-1} - e^{-Ls} \sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j} \quad (5.46)$$

Други корак⁷ се заснива на прорачуну параметара η_j , $j = \overline{1, n}$ на основу

⁷Описани корак у процедури пројектовања се може примијенити на све процесе: стабилне, гранично стабилне и нестабилне [48], а када функција преноса процеса са-

правила да се изврши елиминација нула функције $\Delta(s) = (\lambda s + 1)^{2n-1} - e^{-Ls} \sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j$ са половима функције преноса $G_p(s)$. Ова правила се могу изразити у виду n једначина односно приказати са два основна правила:
 а) Ако се број полова функције преноса процеса $G_p(s)$ изрази са m , тада се за сваки пол s_v формира m једначина:

$$\Delta(s)|_{s=s_v} = 0 \quad \text{за } v = 1, \dots, m \quad (5.47)$$

Преосталих $n - m$ једначина се добијају за вишеструке полове процеса $G_p(s)$ на основу услова:

$$\left. \frac{d^j \Delta(s)}{ds^j} \right|_{s=s_v} = 0 \quad j = 1, \dots, l_v - 1 \quad \text{за } v = 1, \dots, m \quad (5.48)$$

Број једначина у (5.50) је за сваки пол $l_v - 1$, гдје l_v вишеструкост пола s_v . Такође, очигледно је да се за процесе са астатизмом првог реда параметар $\eta_0 = 1$. На основу (5.46) закључује се да функција преноса регулатора $C(s)$ садржи трансцедентални члан за процесе са временским кашњењем. Стога је неопходно примијенити неку од метода рационалних апроксимација. У том смислу је овдје примијењена Маклоренова (*Maclaurin*) апроксимација. Извршен је Маклоренов развој функције $f(s) = C(s)(T_f s + 1)$ при чему су задржана само прва два члана развоја тј. кориштена је апроксимација облика $f(s) \approx \hat{f}(s)$ гдје је $\hat{f}(s) = f(0) + f'(0)s$. Сада је функција преноса PD регулатора дефинисана изразом:

$$C(s) = \frac{f(0) + f'(0)s}{T_f s + 1} \quad (5.49)$$

Битно је навести да је поступак описан у другом кораку процедуре пројектовања примјенљив како за процесе са стабилним тако и за процесе са нестабилним половима. Временска константа филтра T_f у (5.49) се може дефинисати као количник подесивог параметра λ и параметра N као $T_f = \lambda/N$, гдје је $N \geq 10$. На основу (5.49) је очигледно да су параметри PD регулатора k_p и k_d дати изразима $k_p = f(0)$ и $k_d = f'(0)$.

Послије пројектовања PD регулатора потребно је још испројектовати префилтер $F(s)$ како би у номиналном режиму систем у затвореној спредржи нуле треба водити рачуна о изабраној функцији комплементарне осјетљивости како би се постигао већи ниво робусности система [138].

зи пратио задати референтни сигнал без прескока. Адекватним избором подесивог параметра λ одзив са таквим карактеристикама се остварује ако се функција преноса префилтра изабере у облику:

$$F(s) = \frac{(\lambda s + 1)^{n-1}}{\sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j} \quad (5.50)$$

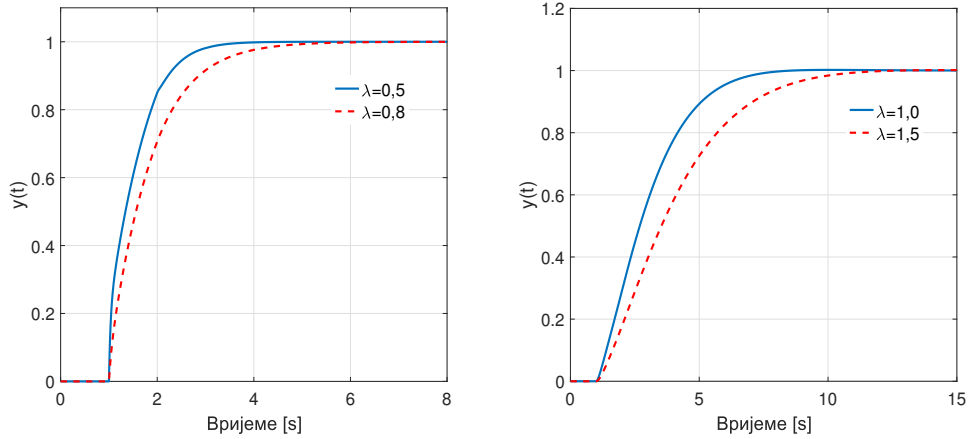
гдје су параметри η_j , $j = \overline{1, n}$ претходно одређени. На крају се, на основу претходних корака, могу извести аналитичка правила подешавања параметара PD регулатора за конкретне моделе процеса. Ова правила су представљена у Табели 5.10.

Табела 5.10. Аналитичке формуле подешавања параметара PD регулатора

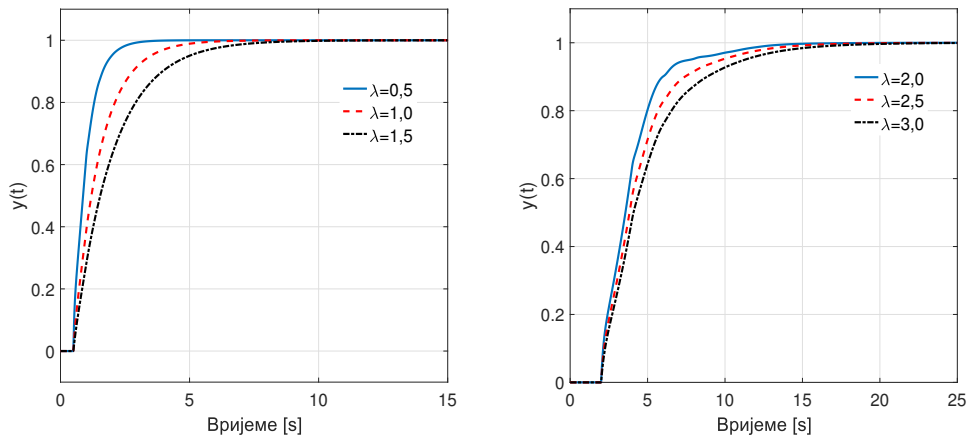
Процес	Параметри PD регулатора
$G_p(s) = \frac{K}{Ts+1}$	$k_p = \frac{T-\lambda}{K\lambda}, k_d = \frac{(T-\lambda)T_f}{K\lambda}$
$G_p(s) = \frac{K}{Ts+1} e^{-Ls}$	$k_p = \frac{\eta_0}{K(1-\eta_0)}, k_d = \frac{-\lambda - \eta_0 L + (1-\eta_0)(T+T_f)}{K(1-\eta_0)^2} \eta_0$ $\eta_0 = \frac{T-\lambda}{T e^{L/T}}$
$G_p(s) = \frac{K}{s}$	$k_p = \frac{1}{K\lambda}, k_d = \frac{T_f}{K\lambda}$
$G_p(s) = \frac{K}{s} e^{-Ls}$	$k_p = \frac{1}{K(\lambda+L)}, k_d = \frac{L^2 + 2T_f(\lambda+L)}{2K(\lambda+L)^2}$
$G_p(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$	$k_p = \frac{\eta_0}{K(1-\eta_0)}, k_d = \frac{-3\eta_0 \lambda + \eta_1 + \eta_0(1-\eta_0)(T_1 + T_2 + T_f)}{K(1-\eta_0)^2}$ $\eta_0 = \frac{(T_1 + T_2)\lambda^3 - 3T_1 T_2 \lambda^2 + T_1^2 T_2^2}{T_1^2 T_2^2}$ $\eta_1 = \frac{(T_1^2 + T_1 T_2 + T_2^2)\lambda^2 - 3T_1 T_2 (T_1 + T_2)\lambda + 3T_1^2 T_2^2}{T_1^2 T_2^2} \lambda$
$G_p(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-Ls}, L < T_1, T_2$	$k_p = \frac{\eta_0}{K(1-\eta_0)}, k_d = \frac{-3\eta_0 \lambda + \eta_1 - \eta_0^2 L + \eta_0(1-\eta_0)(T_1 + T_2 + T_f)}{K(1-\eta_0)^2}$ $\eta_0 = \frac{\alpha_1 e^{L/T_2} - \beta_1 e^{L/T_1}}{T_1^2 T_2^2 (T_1 - T_2) e^{L(1/T_1 + 1/T_2)}}, \eta_1 = \frac{\alpha_1 T_2 e^{L/T_2} - \beta_1 T_1 e^{L/T_1}}{T_1^2 T_2^2 (T_1 - T_2) e^{L(1/T_1 + 1/T_2)}}$ $\alpha_1 = -T_2^2 \lambda^3 + 3T_1 T_2^2 \lambda^2 - 3T_1^2 T_2^2 \lambda + T_1^3 T_2^2$ $\beta_1 = -T_1^2 \lambda^3 + 3T_1^2 T_2 \lambda^2 - 3T_1^2 T_2^2 \lambda + T_1^3 T_2^3$
$G_p(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}$	$k_p = \frac{T^2}{K\lambda^2(3T-\lambda)}, k_d = \frac{-\lambda^4 + 6T\lambda^3 - 12T^2\lambda^2 + T^2(8T-T_f)\lambda + 3T^3 T_f}{K\lambda^2(3T-\lambda)^2}$
$G_p(s) = \frac{K}{s(Ts+1)} e^{-Ls}, L < T$	$k_p = \frac{1}{K(3\lambda+L-\eta_1)}, k_d = \frac{-6\lambda^2 + L^2 + 2L(T+T_f) + 2(3\lambda-\eta_1)(T+T_f+\eta_1)}{2K(3\lambda+L-\eta_1)^2}$ $\eta_0 = 1, \eta_1 = \frac{\lambda^3 - 3T\lambda^2 + 3T^2\lambda + T^3(e^{L/T} - 1)}{T^2 e^{L/T}}$
$G_p(s) = \frac{K}{Ts-1}$	$k_p = \frac{\lambda+T}{K\lambda}, k_d = \frac{(\lambda+T)T_f}{K\lambda}$
$G_p(s) = \frac{K}{Ts-1} e^{-Ls}, L < T$	$k_p = \frac{\eta_0}{K(\eta_0-1)}, k_d = \frac{\lambda + \eta_0 L + (1-\eta_0)(T-T_f)}{K(\eta_0-1)^2} \eta_0, \eta_0 = \frac{\lambda+T}{T e^{-L/T}}$
$G_p(s) = \frac{K}{s(Ts-1)}$	$k_p = \frac{T^2}{K\lambda^2(\lambda+3T)}, k_d = \frac{\lambda^4 + 6T\lambda^3 + 12T^2\lambda^2 + T^2(8T+T_f)\lambda + 3T^3 T_f}{K\lambda^2(\lambda+3T)^2}$
$G_p(s) = \frac{K}{s(Ts-1)} e^{-Ls}, L < T$	$k_p = \frac{1}{K(\eta_1 - 3\lambda - L)}, k_d = \frac{6\lambda^2 - L^2 + 2L(T-T_f) + 2(3\lambda-\eta_1)(T-T_f-\eta_1)}{2K(3\lambda+L-\eta_1)^2}$ $\eta_0 = 1, \eta_1 = \frac{\lambda^3 + 3T\lambda^2 + 3T^2\lambda + T^3(1-e^{-L/T})}{T^2 e^{-L/T}}$

Изведене аналитичке формуле за подешавање параметара PD регула-

тора су верификоване на представницима индустријских процеса датих у Табели 5.10. На Сл. 5.40 и Сл. 5.41 приказани су одзиви система на јединични одскочни сигнал за различите вриједности подесивог параметра λ .



Слика 5.40. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p1}(s)$, $T = 1$ (лијево) и $G_{p31}(s)$, $L = 1$ (десно)

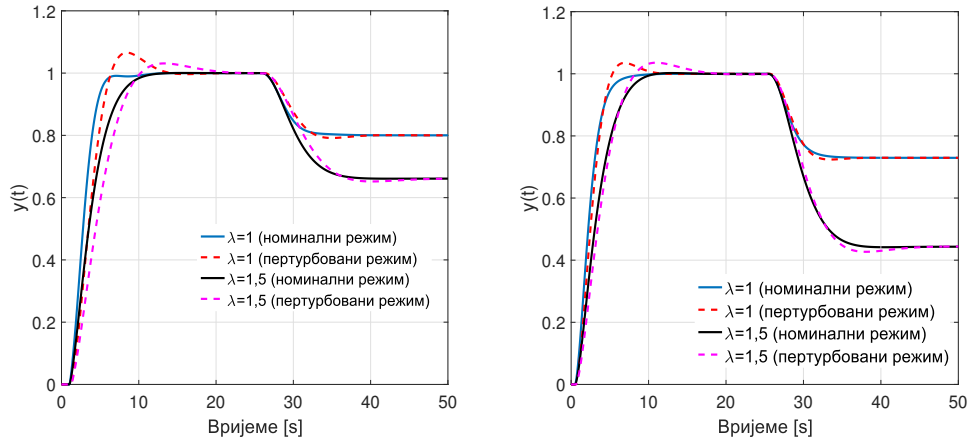


Слика 5.41. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал за процесе $G_{p20}(s)$ и $G_{p12}(s)$, $L = 2$

Параметри PD регулатора и остварени индекси перформансе и робуности су представљени Табели 5.11. На Сл. 5.42 приказани су одзиви система на референтни одскочни сигнал и поремећај за два случаја. Први случај се односи на номинални модел процеса, а други случај на пертурбовани модел (временске константе и временска кашњења у моделу процеса су увећани за 20% у односу на номинални модел). Анализа је урађена за статички процес $G_{p15}(s)$ и астатички процес $G_{p33}(s)$.

Табела 5.11. Параметри PD регулатора и добијени индекси перформансе и робусности

Процес	λ	k_p	k_d	T_f	M_s	M_p	M_n	t_r	t_s
$G_{p25}(s), K = 5$	1,0	0,2000	0,0133	0,0667	1,00	0,50	0,20	2,19	4,61
	1,5	0,0667	0,0067	0,1000	1,00	0,25	0,07	3,29	6,91
$G_{p1}(s), T = 1$	0,5	0,2254	0,0440	0,0333	1,11	0,18	1,32	1,20	3,27
	0,8	0,0794	0,0088	0,0533	1,04	0,07	0,16	1,80	4,69
$G_{p24}(s)$	1,0	0,3333	0,0222	0,0667	1,00	1,00	0,33	2,19	4,60
	1,5	0,2222	0,0222	0,1000	1,00	1,00	0,22	3,29	6,91
$G_{p20}(s)$	0,5	1,0000	0,1583	0,0333	1,47	1,00	4,81	1,11	2,79
	1,0	0,6667	0,1000	0,0667	1,30	1,00	1,50	2,21	5,10
	1,5	0,5000	0,0812	0,1000	1,22	1,00	0,81	3,30	7,40
$G_{p30}(s)$	0,8	10,2632	18,0347	0,0800	1,07	1,07	225,43	2,99	4,94
	1,0	6,6098	13,7306	0,1000	1,06	1,04	137,31	3,75	6,22
$G_{p15}(s)$	1,0	4,5031	12,6310	0,1000	1,72	1,14	126,31	3,11	9,19
	1,5	2,4506	7,8978	0,1500	1,39	0,88	52,65	5,33	10,70
$G_{p31}(s), L = 0$	0,5	0,8000	0,5667	0,0333	1,03	1,00	17,00	1,91	3,14
	1,0	0,2500	0,1417	0,0667	1,07	1,00	2,12	3,71	6,32
$G_{p31}(s), L = 1$	1,0	0,1667	0,1500	0,0667	1,38	1,00	2,25	3,70	7,36
	1,5	0,1123	0,0570	0,1000	1,31	1,00	0,57	5,46	10,58
$G_{p12}(s), L = 0$	1,0	1,2500	0,0833	0,0667	1,00	1,25	1,25	2,19	4,61
	1,5	0,9167	0,0917	0,1000	1,00	1,37	0,92	3,30	6,90
$G_{p12}(s), L = 2$	2,0	0,4197	0,3562	0,1333	2,44	2,47	2,87	3,85	12,53
	2,5	0,3989	0,3377	0,1667	2,35	2,68	2,16	5,22	14,33
	3,0	0,3826	0,3260	0,2000	2,30	2,88	1,73	6,58	16,50
$G_{p32}(s)$	1,5	0,0988	1,4263	0,1500	2,62	3,56	9,51	5,42	15,90
	2,0	0,0500	1,2900	0,2000	3,74	4,71	6,45	7,23	22,10
$G_{p33}(s)$	1,0	0,1848	0,9004	0,1000	2,07	1,98	9,00	3,28	7,45
	1,5	0,0898	0,6928	0,1500	1,82	2,01	4,62	5,23	9,57



Слика 5.42. Одзиви система на јединични референтни степ сигнал и поремећај за процесе $G_{p15}(s)$, $D(s) = 1/s$ ($t > 25$ s) (лијево) и $G_{p33}(s)$, $D(s) = 0,05/s$ ($t > 25$ s) (десно)

На основу Сл. 5.40-Сл. 5.42 може се закључити да се мањим вриједностима параметра λ постиже бржи одзив, али се тиме повећава вриједност M_n , што се види из Табелу 5.11. Поред тога, добијене су адекватне вриједности показатеља перформансе (M_n , t_r , t_s) и показатеља робусности (M_s , M_p). Флексибилност методе подешавања произилази из чињенице да оператор подешавања жељени компромис између перформансе и робусности са само једним подесивим параметром. Аналогним поступком се може извршити и пројектовање сложених компензатора што је представљено у [140]. Са Сл. 5.40-Сл. 5.42 може се установити да систем управљања са PD регулатором одлично прати задати референтни сигнал, због чега се и користи за елиминацију позиционе грешке роботских манипулатора и других мехатроничких система. Међутим, са Сл. 5.42 се закључује да систем управљања са PD регулатором не може у потпуности да потисне поремећај. То је уједно и разлог што се у процесној регулацији за потребе потискивања поремећаја користе регулатори са интегралним дејством.

Аналитичке формуле подешавања параметара PIDC и PID регулатора за секундарну регулацију фреквенције у електроенергетском систему

У овом поглављу је представљена новоразвијена методологија пројектовања PID и PIDC регулатора у оквиру система за секундарну регулацију фреквенције и снаге размјене конвенционалних електроенергетских система [141]. Значај регулације мрежне фреквенције за перформансу и стабилност електроенергетског система је систематски изучаван од шездесетих година двадесетог вијека [142]. Три основна фактора деградације стабилности у савременим електроенергетским системима настају као последица нерегулисања угла ротора⁸, напона и фреквенције [143, 144]. Према одредбама европске мреже оператора преносног система за електричну енергију (*European Network of Transmission System Operators for Electricity*), неопходно је да се врши стални мониторинг фреквенције као и одржавање њене вриједности у дозвољеним границама. Ове границе су утврђене вриједностима параметара за дефинисање квалитета фреквенције (*Frequency Quality Defining Parameters – FQDP*) које прилагођава надлежни оператор преносног система (*Transmission System Operator – TSO*)

⁸Стабилност угла ротора (*rotor angle stability*) односи се на способност међусобно повезаних синхроних машина електроенергетског система да остане у синхронизму при нормалним радним условима и након што је изложен поремећају. Зависи од способности одржавања/враћања у стање равнотеже између електромагнетног обртног момента и механичког обртног момента сваке синхроне машине у систему. Нестабилност која може настати јавља се у облику све већих угаоних њихања неких генератора што доводи до њиховог губитка синхронизма са другим генераторима [144].

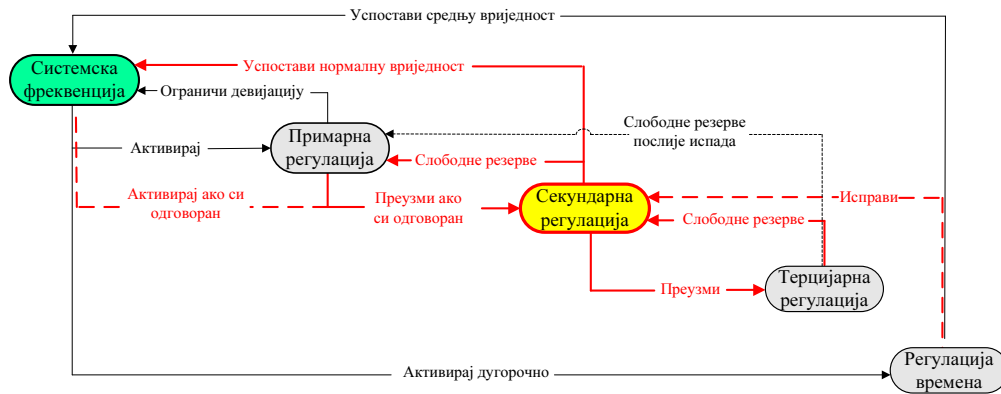
[145]. Мрежна фреквенција је фундаментални критеријум за идентификацију неравнотеже између производње и потрошње електричне енергије као и основни показатељ стабилног и поузданог рада електроенергетског система. Мрежна фреквенција зависи од баланса активних снага [146]: фреквенција се смањује када је снага оптерећења већа од снаге производње у систему. Снага оптерећења у систему представља збир снаге губитака и снаге потрошње у систему. Аналогно, ако је снага производње већа од укупне снаге потрошње у систему долази до повећања фреквенције у систему. Без одговарајуће заштитне опреме, велика девијација фреквенције може да узрокује оштећења електричне опреме, генератора, преносних линија, прекидача, осигурача и других елемената електричног система. Неадекватна регулација фреквенције може довести до погоршања перформанси потрошача и узроковати неприхватљив квалитет електричне енергије испоручен крајњим корисницима; може ометати рад заштитне опреме па чак довести и до колапса цјелокупног електроенергетског система [147, 148].

Велики број истраживања је спроведен с циљем побољшања перформанси електроенергетског система са становишта секундарне регулације фреквенције. Ове студије укључују како изоловане једномашинске системе (*single – area*) системе, тако и вишемашинске системе које укључују више регулационих области (*multi – area*) у интерконекцији. Свеобухватан преглед истраживања и литературе је детаљно представљен у [149–152]. Од суштинске важности је да регулатор у систему секундарне регулације обезбиједи брзо потискивање поремећаја и робусну перформансу у присуству неодређености параметара процеса. У овом дијелу рада најприје ће фокус бити извођење формула за изоловане једномашинске системе, узимајући у обзир да су конвенционалне технике за секундарну регулацију фреквенције по правилу децентрализоване и ограничене на индивидуалне области. Ово је дјелимично посљедица концепта (тзв. *tie – line bias* регулације) унутар система аутоматске регулације производње и принципа неинтерактивности који обезбјеђује парцијалну аутономију индивидуалних области у устаљеном стању и економичност рада [153]. Свака регулациона област има свој сопствени мрежни контролер обично интегралног (I) или пропорционално-интегралног (PI) типа [146]. Регулатори са оваквом структуром показују спор одзив, могу довести до великих девијација фреквенције па чак узроковати нестабилност система ако су

параметри система значајно промијењени у односу на номиналне вриједности. Систем секундарне регулације се активира ако девијација фреквенције превазилази допустиве границе и тиме осигурава да су промјене фреквенције и снаге размјене између области у интерконекцији враћене на жељене вриједности. Ову функцију извршава систем аутоматске регулације производње (*Automatic Generation Control – AGC*). AGC систем је уобичајени дио савременог система за управљање енергијом (*Energy Management System – EMS*) чије су главне функције: секундарна регулација фреквенције и снаге размјене (*Load Frequency Control – LFC*) и економична расподјела производње (*Economic Dispatch – ED*) [144]. Стога ћемо скраћено регулаторе за секундарну регулацију фреквенције означавати LFC регулатори. Електроенергетски системи састоје се од регулационих области које се састоје од различитих постројења за производњу електричне енергије укључујући конвенционалне електране (термоелектране, хидроелектране, нуклеарне електране) заједно са обновљивим изворима и дистрибуираним (децентрализованим) изворима енергије. Регулатор секундарне регулације (LFC регулатор) врши прорачун *Area Control Error – ACE* која представља мјеру неравнотеже између производње и потрошње у сусједним областима у интерконекцији. Адекватно пројектован регулатор ће да одржава мрежну фреквенцију и размјену снаге на номиналним вриједностима тако што ће регулисати да ACE буде једнака нули. Шематски приказ хијерарије⁹ управљачких стратегија које се користе у савременим електроенергетским системима приказан је на Сл. 6.1.

Снажан развој теорије система управљања од седамдесетих година двадесетог вијека до данас утицао је на бројне студије примјене различитих техника управљања у контексту секундарне регулације фреквенције. У наставку ће бити наведене неке од ових техника. Пројектовање LFC регулатора за системе са двије области у интерконекцији примјеном оптималне теорије с циљем побољшања маргина стабилности дато је у [154].

⁹Циљ регулације времена (*Time Control*) је праћење и ограничавање евидентираних одступања између синхроног времена (*Synchronous Time*) и астрономског времена (*Universal Time Co-ordinated – UTC*) у синхроној области. Ако просјечна системска фреквенција у синхроној зони одступа од номиналне фреквенције од 50 Hz, то ће довести до разлике између синхроног времена и астрономског времена. Ово поравнање времена служи као индикатор дјеловања примарне, секундарне и терцијарне регулације (равнотежа снаге) и не смије да пређе 30 секунди. Одговарајући координациони центар је надлежан за обрачун синхроног времена и организацију његове корекције. Корекција обухвата подешење задате фреквенције за секундарну регулацију у свакој регулационој области/блоку на 49,99 Hz или 50,01 Hz, зависно од смјера корекције, за период од једног дана (од 0 до 24 часа) [145].



Слика 6.1. Хијерархијска шема регулације мрежне фреквенције укључујући функције појединих регулационих блокова [145]

Приступ заснован на спецификацији максималне резонантне вриједности система у затвореној спрези примјеном Николсових (*Nichols*) дијаграма за пројектовање PID регулатора представљен је у [155] за електроенергетске системе са двије области у интерконекцији са хидротурбинама. Поред наведених, робусна анализа на основу разматрања Рикатијеве (*Riccati*) једначине је примијењена за одређивање интегралног појачања регулатора у LFC систему у [156]. Управљање активним потискивањем поремећаја је демонстрирано у [157–159], док је Харитонова (*Kharitonov*) теорема кориштена за пројектовање децентрализованог PI регулатора у [160]. Адаптивни LFC регулатор пројектован је у [161] са PI адаптацијом да задовољи теорију хиперстабилности Попова узимајући у обзир промјене параметара електроенергетског система. Децентрализована LFC регулациона шема, пројектована користећи теорију Љапунова, је предложена у [162] и примијењена на електроенергетски система са три области у интерконекцији. Предиктивно управљање по моделу (*Model-predictive control* – MPC) је такође примијењено за пројектовање LFC система у [163] и у [164] гдје остварена боља перформанса у поређењу са конвенционалним PI регулаторима. Примјена фази логике у подешавању конвенционалних и оптималних LFC регулатора је представљена у [165, 166] с циљем постизања боље перформансе у односу на конвенционалне регулаторе са фиксним појачавањем. Примјер примјене фази логике за подешавање PI регулатора за системе са двије области у интерконекцији даз је у [167], док је представљена примјена FGPI регулатора за електроенергетске системе са једном и двије области типа хидроелектране [168]. Слично, у [169] је

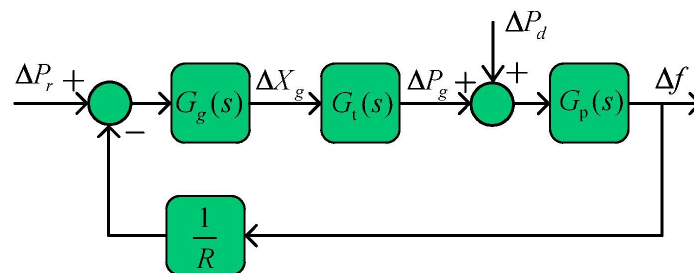
директни-индиректни адаптивни фази-логички регулатор је пројектован за електроенергетске системе са више области у интерконекцији. Пројектовање LFC регулатора примјеном неуронских мрежа је дато у [170], док је уопштени приступ неуронских мрежа примијењен у [171] за пројектовање нелинеарног LFC регулатора. Различите студије су проведене у сврху примјене регулатора промјенљиве структуре за LFC системе: у [172] је кориштен комбиновани приступ заснован на теорији система промјенљиве структуре и линеарној оптималној теорији управљања и примијењен је на електроенергетске системе у интерконекцији који садрже хидроагрегате и термоагрегате, у [173] је пројектован дискретни регулатор на основу клизног режима гдје се оптимални параметри клизне површине добијају оптимизацијом примјеном генетског алгорита. На основу овог приступа недавно су развијени и нови алгоритми [174–176]. Пројектовање регулатора фракционог реда за LFC системе је разматрано у [177–180]. Различите технике које узимају у обзир комуникационо кашњење унутар петљи за секундарну регулацију фреквенције су недавно развијене [181–191]. Многи аутори су користили метахеуристичке алгоритме и друге софистициране технике за оптимизацију изабраних управљачких структура (које су обично PI или PID типа). Навешћемо неке од најчешће коришћених техника овог типа: генетски алгоритми (*Genetic Algorithm* – GA) су примијењени у [191, 192], док се оптимизација ројем честица (*Particle Swarm Optimization* – PSO) користила у [191, 193]. Међутим, треба истаћи и да се „мање” конвенционалне технике доступне у литератури као што су: империјалистички компетитивни алгоритам (*Imperialist Competitive Algorithm* – ICA) [194], вјештачка колонија пчела (*Artificial Bee Colony* – ABC) [195], алгоритам свитаца (*Firefly Algorithm* – FA) [179, 196], алгоритам заснован на ефекту утицаја наставника на резултате ученика у настави (*Teaching Learning Based Optimization* – TLBO) [197], алгоритам заснован на опонашању процеса исхране бактерија (*Bacteria Foraging Optimization* – BFO) [198], алгоритам диференцијалне еволуције (*Differential Evolution* – DE) [199] итд. Важно је истаћи да иако су метахеуристички алгоритми ефективни у извођењу ефикасних и робусних контролера, они су неизбежно прорачунски захтијевнији и обично се не могу једноставно поново подесити од стране погонских инжењера.

Треба напоменути да ниједна од претходно наведених LFC техника није примијењена у пракси. Стандардни индустријски PI/PID регулато-

ри су доминантни у LFC примјенама због њихове једноставне структуре и једноставне имплементације. Тан (*Tan*) је у [200, 201] предложио методологију пројектовања PID регулатора са два степена слободе засновану на управљању са унутрашњим моделом (*Internal Model Control* – IMC). Сличну методологију пројектовања су разматрали Саксена (*Saxena*) и Хоте (*Hote*) [202, 203]. Падхан (*Padhan*) и Мајхи (*Majhi*) [204] су предложили технику којом се постиже ефикасно потискивање поремећаја. Код ове технике параметри PID регулатора се добијају примјеном на основу апроксимације Лорановим (*Laurent*) редом. Анвар (*Anwar*) и Пан (*Pan*) су у [205] представили процедуру пројектовања PID регулатора засновану на директној синтези у фреквенцијском домену и примијенили је на системе са једном, двије и четири регулационе области у интерконекцији. Насупрот овим техникама, са перспективе инжењера-оператора, аналитичке формуле подешавања параметара регулатора представљају најједноставнији начин да се подеси регулатор.

6.1 Упрошћени модел електроенергетског система за пројектовање LFC

У савременим електроенергетским системима великих размјера фреквенција се мијења са временским константама које су у распону од неколико секунди до неколико минута, што је релативно споро у поређењу са динамиком напона и динамиком ротора [148]. LFC регулатори се уобичајено пројектују у односу на номинални модел приказан на Сл. 6.2. Релевантне промјенљиве су описане у Табели 6.1. Детаљна анализа уз извођење модела електроенергетског система са Сл. 6.2 представљена је у [144].



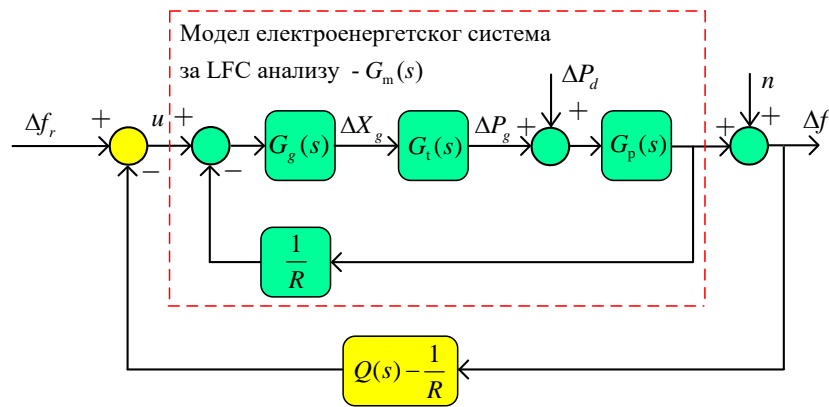
Слика 6.2. Упрошћени блок дијаграм линеаризованог модела електроенергетског система за LFC анализу

Табела 6.1. Параметри електроенергетског система

Ознака	Значење	Јединица
T_G	Временска константа турбинског регулатора	s
R	Регулација брзине усљед активности турбинског регулатора	Hz/p.u. MW
T_T	Временска константа турбине	s
T_P	Временска константа генератора и потрошача	s
K_P	Појачање електричног система	-
T_r	Временска константа турбине са поновним загријевањем паре	s
c	Процент снаге генерисане у порцији поновног загријевања паре	-
T_W	Временска константа хидротурбине	s
$\Delta f(t)$	Девијација фреквенције у односу на номиналну вриједност	Hz
$\Delta P_r(t)$	Референтна промјена снаге	-
$\Delta P_g(t)$	Промјена снаге на излазу генератора	Hz/p.u. MW
ΔX_g	Промјена у позицији вентила турбинског регулатора	-
ΔP_d	Поремећај	Hz/p.u. MW

Модел електроенергетског система са Сл. 6.2 састоји се од турбинског регулатора са карактеристиком снаге у функцији фреквенције (*droop characteristics*¹⁰), примарног погона/покретача (*prime mover*), генератора и оптерећења, као што је приказано на Сл. 6.2. Генераторска јединица трансформише механичку снагу примарног погона (парна турбина, хидротурбина итд.) и уноси је у електроенергетски систем у електричном облику. Динамика генератора и оптерећења се обично описује помоћу функције преноса $G_p(s) = K_P / (T_P s + 1)$, гдје $K_P = 1/D$, $T_P = 2H/D$ [146]. Коефицијент H , који се уобичајено назива „константа инерције” описује релаксационо вријеме енергије која је складиштена у ротору; D је такозвани „коефицијент пригушења оптерећења” са типичним вриједностима у опсегу 1–2 [146]. Турбински регулатор контролише проток паре/воде у турбини подешавањем положаја вентила у складу са тренутном потребом за напајањем и мјереним одступањем фреквенције. Динамика турбинског регулатора се може описати функцијом преноса $G_g(s) = 1 / (T_G s + 1)$ са карактеристиком (*droop characteristics*), окарактерисану са појачањем $1/R$. Парне турбине (без загријевања и са поновним загријевањем) користе пару под притиском за добијање „ротационе” енергије као механичког улаза за генераторе. Турбина без поновног загријевања паре (*Non-Reheated Turbine* – NRH) се обично моделује

¹⁰Однос промјене брзине (фреквенције), (Δf) и промјене у генерисаној излазној снази (ΔP_g) може се изразити као [144]: $R(\text{Hz/p.u.MW}) = \Delta f / \Delta P_g$.



Слика 6.3. Управљачка структура система са регулатором $C(s) = Q(s) - 1/R$ за секундарну регулацију фреквенције

функцијом преноса $G_t(s) = 1/(T_T s + 1)$. У турбинама са поновним загријевањем паре (*Rehated Turbine* – RH), пара пролази кроз гријач за постизање боље термичке ефикасности. Одговарајући линеарни модел RH турбине је, дакле, нешто сложенији: $G_t(s) = (cT_T s + 1)/((T_T s + 1)(T_T s + 1))$ где је T_T временска константа која описује процес поновног загријевања паре. Хидротурбине су описане функцијом преноса неминималне фазе $G_t(s) = (1 - T_W s)/(1 + 0,5T_W s)$, при чему је T_W тзв. „*water time constant*” функција дужине бране и других конструкционих параметара. Детаљнији поступци у вези са моделовањем електроенергетских система, посебно у сврху LFC анализе могу се наћи у [146, 148].

6.2 Предложена процедура пројектовања PIDC и PID регулатора за секундарну регулацију фреквенције

LFC систем се може упрошћено приказати класичним блок дијаграмом приказаним на Сл. 6.3, са LFC регулатором дефинисаним са $C(s) = Q(s) - 1/R$ у спољашњој петљи. Регулатор $Q(s)$ се пројектује за познату функцију преноса процеса $G(s)$ дефинисану са

$$G(s) = G_g(s)G_t(s)G_p(s) \quad (6.1)$$

као што је приказано на Сл. 6.2 и Сл. 6.3. Ако се узме у обзир да је статичка карактеристика регулатора окарактерисана са појачањем R , цјелокуп-

ни електроенергетски систем је представљен моделом $G_m(s) = G(s)/(1 + G(s)/R)$, што је означено црвеним оквиром на Сл. 6.3. Једноставним прорачуном закључујемо да карактеристична једначина $1 + Q(s)G(s)$ одговара систему са Сл. 6.3. Основни циљ пројектовања LFC регулатора је да се одреде управљачки сигнал којима ће се остварити нулта грешка у стационарном стању девијације фреквенције ($\Delta f_T = 0$) и ефикасно потискивање поремећаја (промјена снаге) уз истовремено задржавање индекса перформансе и робусности који су наведени у наставку. На основу Сл. 6.3 интеграл апсолутне грешке је дефинисан са

$$\text{IAE} = \int_0^{\infty} |\Delta f_{\Delta P_d}(t)| dt, \quad (6.2)$$

гдје је $\Delta f_{\Delta P_d}(t)$ одзив система на јединични степ поремећај. Ако се са $\mathcal{L}^{-1}\{\bullet\}$ означи инверзна Лапласова трансформација, онда је

$$\Delta f_{\Delta P_d}(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G_p(s)}{1 + Q(s)G(s)} \frac{1}{s} \right\}. \quad (6.3)$$

За добро пригушене системе, IAE се може ефикасно апроксимирати интегралом грешке па важи сљедећа веза

$$\text{IE} = \lim_{s \rightarrow 0} \Delta F_{\Delta P_d}(s) \approx \text{IAE}, \quad (6.4)$$

гдје је $\Delta F_{\Delta P_d}(s) = \mathcal{L}\{\Delta f_{\Delta P_d}(t)\}$ [10]. Као индекс перформансе користићемо и интеграл временски тежинске апсолутне грешке ITAE = $\int_0^{\infty} t |\Delta f_{\Delta P_d}(t)| dt$. Напор управљања се може изразити у виду тоталне варијације управљачког сигнала $u(t)$ дефинисане са [72]:

$$\text{TV}_d = \sum_{i=1}^{\infty} |u_{i+1} - u_i|. \quad (6.5)$$

гдје $|u_{i+1} - u_i|$ разлика вриједности управљачких сигнала између два узастопна узорка. Индекс TV_d је добар показатељ глаткости управљачког сигнала и рачунат је при јединичном степ поремећају тј. за $\Delta P_d(s) = 1/s$. Максимум функције осјетљивости M_s се може изразити релацијом

$$M_s = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1 + C(i\omega)G_m(i\omega)} \right| = \max_{\omega} \left| \frac{1 + G(i\omega)/R}{1 + Q(i\omega)G(i\omega)} \right|. \quad (6.6)$$

Жељени ниво робусности на неодређености параметара процесе се може осигурати ограничавањем вриједности максимума функције комплементарне осјетљивости који се може изразити

$$M_p = \max_{\omega} \left| \frac{C(i\omega)G_m(i\omega)}{1 + C(i\omega)G_m(i\omega)} \right| = \max_{\omega} \left| \frac{(Q(i\omega) - 1/R)G(i\omega)}{1 + Q(i\omega)G(i\omega)} \right|. \quad (6.7)$$

Осјетљивост на мјерни шум се може изразити у облику

$$M_n = \max_{\omega} \left| \frac{-C(i\omega)}{1 + C(i\omega)G_m(i\omega)} \right| = \max_{\omega} \left| \frac{-Q(i\omega) + 1/R}{1 + Q(i\omega)G(i\omega)} \right|. \quad (6.8)$$

Треба истаћи да добијене функције преноса LFC регулатора имају исти ред бројиоца и имениоца (*bi-proper*) тј. релативног су реда нула. За регулаторе са оваквом особином максимална осјетљивост на мјерни шум се постиже на високим фреквенцијама односно важи $M_n = M_{n,\infty}$. У том случају добијају се следећи компактни изрази

$$\begin{aligned} M_n = M_{n,\infty} &= \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left| \frac{-Q(i\omega) + 1/R}{1 + Q(i\omega)G(i\omega)} \right| = |1/R - Q(\infty)| = \\ &= \begin{cases} 1/R - Q(\infty) & \text{за } Q(\infty) < 1/R, \\ Q(\infty) - 1/R & \text{за } Q(\infty) > 1/R. \end{cases} \end{aligned} \quad (6.9)$$

Уочава се да је гранична вриједност $Q(\infty)$ реална с обзиром да је функција преноса регулатора $Q(s)$ релативног реда нула.

6.3 Пројектовање PIDC регулатора

Први корак у процедури пројектовања LFC регулатора је спецификарање жељеног облика функције преноса затвореној спрези $W(s)$ система са Сл. 6.3. С обзиром да је $W(s) = \frac{Q(s)G(s)}{1 + Q(s)G(s)}$, функција преноса регулатора је дата изразом

$$Q(s) = \frac{W(s)}{1 - W(s)} \frac{1}{G(s)}. \quad (6.10)$$

Промјене фреквенције усљед поремећаја у промјени снаге могу се изразити у виду

$$\frac{\Delta F_{\Delta P_d}(s)}{\Delta P_d(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + Q(s)G_p(s)}, \quad (6.11)$$

што се може записати као

$$\Delta F_{\Delta P_d}(s) = (1 - W(s))G_p(s)\Delta P_d(s). \quad (6.12)$$

Идеалан случај би био да регулатор потискује поремећај на свим фреквенцијама односно да важи $W(s) = 1$ за свако s . Међутим, таква функција преноса у затвореној спреси би резултовала нереализујивим регулаторима. Стога као практична алтернатива бира се да важи $W(0) = 1$ чиме се постиже потпуна елиминација поремећаја константне амплитуде у устаљеном стању.

6.3.1 Електроенергетски системи са агрегатима са парном турбином

Више различитих облика функције преноса система у затвореној спреси је разматрано у литератури [46, 68, 75]. У избору одговарајућег типа функције преноса морају се испунити два конкурентска захјева. Прво, број подесивих параметара треба да буде што је могуће мањи. Други, пожељно је да се различите карактеристике система у затвореној спреси могу подешавати независно једна од друге. Стога, у овом раду предлаже се сљедећи облик жељене функције преноса у затвореној спреси

$$W(s) = \frac{\eta_s + 1}{(\lambda s + 1)(\frac{\lambda}{N}s + 1)^3}, \quad (6.13)$$

гдје су λ и N слободни параметри који утичу на перформансу и робусност система. Трећи параметар η_s није слободан већ се добија из услова да се поништи пол процеса $s = -1/T_p$. Битно је истаћи да би се могле изабрати и другачији, сложенији облици функција преноса али би они неминовно резултовали у сложенијим структурама регулатора. На основу (6.13), (6.12) поприма облик

$$\Delta F_{\Delta P_d}(s) = \frac{(\lambda s + 1)(\frac{\lambda}{N}s + 1)^3 - (\eta_s + 1)}{(\lambda s + 1)(\frac{\lambda}{N}s + 1)^3} \frac{K_p}{T_p s + 1} \Delta P_d(s), \quad (6.14)$$

гдје $\Delta P_d(s) = 1/s$. Пол процеса $G_P(s)$ ће бити поништен ако се η_s изабере тако да је испуњено

$$\left((\lambda s + 1) \left(\frac{\lambda}{N} s + 1 \right)^3 - (\eta_s s + 1) \right) \Big|_{s=-1/T_P} = 0, \quad (6.15)$$

одакле се добија

$$\eta_s = \frac{-\lambda^4 + (3N + 1)T_P\lambda^3 - 3N(N + 1)T_P^2\lambda^2 + N^2(N + 3)T_P^3\lambda}{T_P^3N^3}. \quad (6.16)$$

а) PIDC регулатор за електроенергетске системе са термоагрегатима са NRH парном турбином

Замјењујући (6.13) и (6.16) у (6.10) и користећи функцију преноса $G(s)$ која одговара генераторима термоагрегатима са NRH турбином добија се

$$Q_n(s) = \frac{(\eta_s s + 1)(T_G s + 1)(T_T s + 1)(T_P s + 1)}{K_P \left((\lambda s + 1) \left(\frac{\lambda}{N} s + 1 \right)^3 - (\eta_s s + 1) \right)}. \quad (6.17)$$

Ово је каузални регулатор трећег реда PIDC₁ типа, а то ћемо показати на следећи начин. Најприје запишимо функцију преноса у облику

$$Q_n(s) = \frac{Q_n^{\text{num}}(s)}{Q_n^{\text{den}}(s)} = \frac{(\eta_s s + 1)(T_G s + 1)(T_T s + 1)}{\frac{K_P}{T_P s + 1} \left((\lambda s + 1) \left(\frac{\lambda}{N} s + 1 \right)^3 - (\eta_s s + 1) \right)}. \quad (6.18)$$

Из (6.18) имамо да је

$$Q_n^{\text{num}}(s) = T_G T_T \eta_s s^3 + ((T_G + \eta_s) + \eta_s T_G) s^2 + (T_T + T_G + \eta_s) s + 1. \quad (6.19)$$

Да би се извеле формуле подешавања у функцији параметара процеса потребно је уврстити параметар η_s из (6.16) и скратити пол функције преноса $G_P(s)$. Тиме се добија полином трећег реда у имениоцу $Q_n^{\text{den}}(s)$. Да би се то урадило погодно је $Q_n^{\text{den}}(s)$ развити у Маклоренов ред одакле се добија:

$$Q_n^{\text{den}}(s) = \frac{\lambda^4 K_P}{T_P N^3} s^3 + \frac{\lambda^3 K_P (3T_P N + T_P - \lambda)}{T_P^2 N^3} s^2 + \frac{\lambda^2 K_P (3T_P^2 N^2 + 3T_P^2 N - 3NT_P \lambda - T_P \lambda + \lambda^2)}{T_P^2 N^3} s. \quad (6.20)$$

Коначно, на основу (6.19) и (6.20) показује се да је пројектовани регулатор трећег реда. Множењем полинома $Q_n^{\text{num}}(s)$ и $Q_n^{\text{den}}(s)$ са N^3/K_P дефинисани су коефицијенти функције преноса регулатора $Q_n(s)$ који приказани у Табели 6.2.

Табела 6.2. Аналитичке формуле подешавања параметара PIDC регулатора у случају система са термоагрегатима са NRH парном турбином

Функција преноса регулатора PIDC₁ типа

$$Q_n(s) = \frac{B(s)}{sA(s)} = \frac{b_{3n}s^3 + b_{2n}s^2 + b_{1n}s + b_{0n}}{s(a_{2n}s^2 + a_{1n}s + a_{0n})}, \quad C(s) = Q_n(s) - \frac{1}{R}$$

$$b_{3n} = \frac{T_G T_T \eta_s N^3}{K_P}, \quad b_{2n} = \frac{T_G T_T + (T_G + T_T) \eta_s N^3}{K_P}, \quad b_{1n} = \frac{(T_G + T_T + \eta_s) N^3}{K_P}, \quad b_{0n} = \frac{N^3}{K_P}$$

$$a_{2n} = \frac{\lambda^4}{T_P^2}, \quad a_{1n} = \frac{\alpha \lambda^3}{T_P^2}, \quad a_{0n} = \frac{3N(N+1)T_P^2 - \alpha \lambda}{T_P^3} \lambda^2, \quad \text{гдје је } \alpha = (3N+1)T_P - \lambda$$

b) PIDC регулатор за електроенергетске системе са RH парном турбином

Замјењујући (6.13) и (6.16) у (6.10) и користежи функцију преноса $G(s)$ која одговара генераторима са RH парном турбином добија

$$Q_r(s) = \frac{(\eta_s s + 1)(T_G s + 1)(T_T s + 1)(T_P s + 1)(T_r s + 1)}{K_P \left((\lambda s + 1) \left(\frac{\lambda}{N} s + 1 \right)^3 - (\eta_s + 1) \right) (c T_r s + 1)}. \quad (6.21)$$

У овом случају се добија каузални регулатор PIDC₂ типа што се показује сређивањем израза (6.21). Аналогно као и у претходној анализи запишимо функцију преноса регулатора у облику

$$Q_r(s) = \frac{Q_r^{\text{num}}(s)}{Q_r^{\text{den}}(s)} = \frac{(\eta_s s + 1)(T_G s + 1)(T_T s + 1)(T_r s + 1)}{\frac{K_P}{T_P s + 1} \left((\lambda s + 1) \left(\frac{\lambda}{N} s + 1 \right)^3 - (\eta_s + 1) \right) (c T_r s + 1)}. \quad (6.22)$$

Из (6.22) имамо да је

$$\begin{aligned} Q_r^{\text{num}}(s) &= T_r T_G T_T \eta_s s^4 + \left(T_G T_T \eta_s + T_r (T_G T_T + (T_G + T_T) \eta_s) \right) s^3 \\ &+ \left(T_G T_T + (T_G + T_T) \eta_s + T_r (T_G + T_T + \eta_s) \right) s^2 \\ &+ \left(T_G + T_T + \eta_s + T_r \right) s + 1. \end{aligned} \quad (6.23)$$

Потребно је још уврстити параметар η_s из (6.16) и скратити пол функције

преноса $G_P(s)$ како би се добио полином четвртог реда у имениоцу $Q_r^{\text{den}}(s)$.
Одавде се добија израз:

$$\begin{aligned} Q_r^{\text{den}}(s) = & cT_r \frac{\lambda^4 K_P}{T_P N^3} s^4 + \left(\frac{\lambda^4 K_P}{T_P N^3} + cT_r \frac{\alpha \lambda^3 K_P}{T_P^2 N^3} \right) s^3 \\ & + \left(\frac{\alpha \lambda^3 K_P}{T_P^2 N^3} + cT_r \frac{K_P (3N(N+1)T_P^2 - \alpha \lambda)}{T_P^3 N^3} \right) s^2 \\ & + \frac{\lambda^2 K_P (3T_P^2 N^2 + 3T_P^2 N - 3NT_P \lambda - T_P \lambda + \lambda^2)}{T_P^2 N^3} s, \end{aligned} \quad (6.24)$$

гдје је $\alpha = (3N+1)T_P - \lambda$. Коначно, на основу (6.23) и (6.24) показује се да је пројектовани регулатор четвртог реда. Множењем полинома $Q_r^{\text{num}}(s)$ и $Q_r^{\text{den}}(s)$ са N^3/K_P дефинисани су коефицијенти функције преноса регулатора $Q_r(s)$ који приказани у Табели 6.3.

Табела 6.3. Аналитичке формуле подешавања параметара PIDC регулатора у случају система са РН парном турбином

Функција преноса регулатора PIDC₂ типа

$$Q_r(s) = \frac{B_r(s)}{sA_r(s)} = \frac{b_{4r}s^3 + b_{3r}s^2 + b_{2r}s + b_{1r}}{s(a_{3r}s^3 + a_{2r}s^2 + a_{1r}s + a_{0r})}, \quad C(s) = Q_r(s) - \frac{1}{R}$$

$$b_{4r} = T_r b_{3n}, \quad b_{3r} = b_{3n} + T_r b_{2n}, \quad b_{2r} = b_{2n} + T_r b_{1n}, \quad b_{1r} = b_{1n} + T_r b_{0n}, \quad b_{0r} = b_{0n}$$

$$a_{3r} = cT_r a_{2n}, \quad a_{2r} = a_{2n} + cT_r a_{1n}, \quad a_{1r} = a_{1n} + cT_r a_{0n}, \quad a_{0r} = a_{0n}$$

6.3.2 Електроенергетски системи са агрегатима са хидротурбином

У овом случају, предлаже се функција преноса у затвореној спреси у облику

$$W(s) = \frac{1 - T_W s}{1 + T_W s} \frac{\eta_s s + 1}{(\lambda s + 1) \left(\frac{T_W}{N} s + 1 \right)^2}. \quad (6.25)$$

Као и у претходном случају, λ и N су подесиви параметри, док се η_h одређује тако да се изврши поништавање пола процеса у $-1/T_P$. Приметијемо да функција преноса (6.25) садржи нулу у десној полуравни која је намјерно уведена у како би се поништила са нулом процеса $s = 1/T_W$ у

(6.10). Како би се смањио утицај нуле у десној полуравни у постављен је пол у (6.25) у $s = -1/T_W$ чиме се побољшава робусност система у затвореној спрези. Жељени одзив система на поремећај према (6.12) за агрегате са хидротурбином је

$$\Delta F_{\Delta P_d}(s) = \frac{(1 + T_W s)(\lambda s + 1)\left(\frac{T_W}{N}s + 1\right)^2 - (1 - T_W s)(\eta_h s + 1)}{(1 + T_W s)(\lambda s + 1)\left(\frac{T_W}{N}s + 1\right)^2} \frac{K_P}{T_P s + 1} \Delta P_d(s), \quad (6.26)$$

гдје је $\Delta P_d(s) = 1/s$ при јединичном одскочном поремећају. Поништавањем пола $s = -1/T_P$ са нулом $\Delta F_{\Delta P_d}(s)$, жељена динамика је одређена првенствено подесивим параметром λ

$$\left((T_W s + 1)\left(\frac{T_W}{N}s + 1\right)^2(\lambda s + 1) - (\eta_h s + 1)(1 - T_W s) \right) \Big|_{s=-1/T_P} = 0, \quad (6.27)$$

одакле се добија вриједност η_h у функцији параметара λ и N

$$\eta_h = \frac{(NT_P - T_W)^2(T_P - T_W)\lambda + T_P T_W [(T_P - T_W)(2NT_P - T_W) + 2N^2 T_P^2]}{N^2 T_P^2 (T_P + T_W)}. \quad (6.28)$$

Добијени регулатор је PIDC₁ типа и описан је каузалном функцијом преноса трећег реда

$$Q_h(s) = \frac{(\eta_h s + 1)(T_G s + 1)(0,5T_W s + 1)(T_P s + 1)}{K_P \left((T_W s + 1)\left(\frac{T_W}{N}s + 1\right)^2(\lambda s + 1) - (\eta_h s + 1)(1 - T_W s) \right)}. \quad (6.29)$$

Напишимо у сљедећем облику функцију преноса регулатора:

$$Q_h(s) = \frac{(\eta_h s + 1)(T_G s + 1)(0,5T_W s + 1)}{\frac{K_P}{T_P s + 1} \left((T_W s + 1)\left(\frac{T_W}{N}s + 1\right)^2(\lambda s + 1) - (\eta_h s + 1)(1 - T_W s) \right)}. \quad (6.30)$$

Из (6.30) имамо да је

$$Q_h^{\text{num}}(s) = 0,5\eta_h T_G T_W s^3 + (0,5T_G T_W + 0,5\eta_h T_W + \eta_h T_G)s^2 + (0,5T_W + T_G + \eta_h)s + 1. \quad (6.31)$$

Потребно је још уврстити параметар η_h из (6.28) и скратити пол функције преноса $G_P(s)$ како би се добио полином трећег реда у имениоцу $Q_h^{\text{den}}(s)$.

Одавде се добија израз:

$$\begin{aligned} Q_h^{\text{den}}(s) = & \frac{T_W^3 \lambda K_P}{N^2 T_P} s^3 + \frac{K_P T_W^2 (2NT_P \lambda + T_W T_P + T_P \lambda - T_W \lambda)}{N^2 T_P^2} s^2 \\ & + T_W K_P \frac{2T_W T_P^2 N^2 + 2\lambda T_P^2 N^2 + 4T_W T_P^2 N + 2\lambda T_P^2 N - 2NT_P T_W \lambda + T_W T_P^2 - T_P T_W^2 - T_P T_W \lambda + T_W^2 \lambda}{T_P^2 N^2 (T_W + T_P)} s. \end{aligned} \quad (6.32)$$

На основу (6.31) и (6.32) показано је да је пројектовани регулатор трећег реда. Множењем полинома $Q_h^{\text{num}}(s)$ и $Q_h^{\text{den}}(s)$ са N^2/K_P дефинисани су коефицијенти функције преноса регулатора $Q_h(s)$ приказани у Табели 6.4.

Табела 6.4. Аналитичке формуле подешавања параметара PIDC регулатора у случају система са хидроагрегатима

Функција преноса регулатора PIDC₁ типа

$$Q_h(s) = \frac{B(s)}{sA(s)} = \frac{b_{3h}s^3 + b_{2h}s^2 + b_{1h}s + b_{0h}}{s(a_{2h}s^2 + a_{1h}s + a_{0h})}, \quad C(s) = Q_h(s) - \frac{1}{R}$$

$$b_{3h} = \frac{T_G T_W \eta_h N^2}{2K_P}, \quad b_{2h} = \frac{T_G T_W + (2T_G + T_W) \eta_h}{2K_P} N^2, \quad b_{1h} = \frac{2T_G + T_W + 2\eta_h}{2K_P} N^2, \quad b_{0h} = \frac{N^2}{K_P}$$

$$a_{2h} = \frac{T_W^3 \lambda}{T_P}, \quad a_{1h} = \frac{T_W^2 (2NT_P \lambda + T_P T_W + T_P \lambda - T_W \lambda)}{T_P^2}, \quad a_{0h} = \left(\frac{N\lambda + 2(N+1)T_W}{N} - \eta_h \right) N^2$$

6.4 Апроксимација PIDC регулатора са PID регулаторима

У практичним ситуацијама, често је погодније изабрати регулациону структуру PID типа. Уобичајени поступак за извођење PID регулатора из сложених регулатора је примјена Маклоренове апроксимације [46, 67]. За случај електроенергетског система са агрегатима са NRH парном турбином и хидротурбином добијени PIDC регулатор је трећег реда па се директно може примијенити развој функције

$$f(s) = s(T_f s + 1) Q_{n/h}(s) \quad (6.33)$$

у Маклоренов ред по s као у [62], користећи само прва три члана $f(s) \approx f(0) + f'(0)s + 0,5f''(0)s^2$. PID регулатор добијен овом апроксимацијом је

дат у облику

$$Q_{\text{PID}}(s) = \frac{f(0) + f'(0)s + 0,5f''(0)s^2}{s(T_f s + 1)}. \quad (6.34)$$

са параметрима $k_p = f'(0)$, $k_i = f(0)$ и $k_d = 0,5f''(0)$. Временска константа филтра T_f је добијена на основу максимума осјетљивости на мјерни шум M_n који на основу (6.9) износи $\lim_{s \rightarrow \infty} Q_{\text{PID}}(s) = M_n + 1/R$ односно из релације

$$T_f - \frac{0,5f''(0)}{M_n + 1/R} = 0 \quad (6.35)$$

добија се експлицитни израз за временску константу филтрације T_f за системе са агрегатима са NRH парном и хидротурбином који је дат у Табели 6.5 и Табели 6.6, респективно.

Табела 6.5. Аналитичке формуле подешавања параметара PID регулатора у случају система са агрегатима са NRH парном турбином

<p>Функција преноса регулатора PID типа</p> $Q(s) = \frac{k_i + k_p s + k_d s^2}{s(T_f s + 1)}, \quad C(s) = Q(s) - \frac{1}{R}$
$k_p = \frac{a_{0n}(T_f b_{0n} + b_{1n}) - a_{1n} b_{0n}}{a_{0n}^2}$
$k_i = \frac{b_{0n}}{a_{0n}}$
$k_d = \frac{(T_f b_{1n} + b_{2n})a_{0n}^2 - [a_{1n}(T_f b_{0n} + b_{1n}) + b_{0n}a_{2n}]a_{0n} + a_{1n}^2 b_{0n}}{a_{0n}^3}$
$T_f = \frac{a_{0n}a_{1n}b_{1n} + a_{0n}a_{2n}b_{0n} - a_{0n}^2 b_{2n} - a_{1n}^2 b_{0n}}{a_{0n}(a_{0n}b_{1n} - a_{1n}b_{0n} - a_{0n}^2(M_n + 1/R))}$

Иако је Маклоренова апроксимација широко коришћена у овом контексту, показала се неадекватном за PIDC₂ регулаторе што ће бити објашњено у наставку. Адекватна апроксимација PIDC₂ регулатора се добија Тејлоровим развојем функције

$$f_1(s) = y(s)(T_f s + 1), \quad y(s) = sQ_r(s) \quad (6.36)$$

у тачки $s_0 = 1/\lambda$. Користећи прва три члана развоја добија се апрокси-

Табела 6.6. Аналитичке формуле подешавања параметара PID регулатора у случају система са хидроагрегатима

Функција преноса регулатора PID типа

$$Q(s) = \frac{k_i + k_p s + k_d s^2}{s(T_f s + 1)}, C(s) = Q(s) - \frac{1}{R}$$

$$k_p = \frac{a_{0h}(T_f b_{0h} + b_{1h}) - a_{1h} b_{0h}}{a_{0h}^2},$$

$$k_i = \frac{b_{0h}}{a_{0h}}$$

$$k_d = \frac{(T_f b_{1h} + b_{2h})a_{0h}^2 - [a_{1h}(T_f b_0 + b_{1h}) + b_{0h} a_{2h}]a_{0h} + a_{1h}^2 b_{0h}}{a_{0h}^3}$$

$$T_f = \frac{a_{0h} a_{1h} b_{1h} + a_{0h} a_{2h} b_{0h} - a_{0h}^2 b_{2h} - a_{1h}^2 b_{0h}}{a_{0h}(a_{0h} b_{1h} - a_{1h} b_{0h} - a_{0h}^2 (M_n + 1/R))}$$

мирани PID регулатор

$$Q_{PID}(s) = \frac{f_1(s_0) + f_1'(s_0)(s - s_0) + 0,5f_1''(s_0)(s - s_0)^2}{s(T_f s + 1)}. \quad (6.37)$$

Временска константа филтра се може добити из захтјева на осјетљивост M_n на основу израза (6.9)

$$T_f = \frac{0,5y''(s_0)}{M_n + 1/R - y'(s_0) - 0,5s_0 y''(s_0)}. \quad (6.38)$$

Формуле подешавања параметара k_p , k_i и k_d , T_f , за систем са агрегатом са RH парном турбином приказане су у Табели 6.7.

Табела 6.7. Аналитичке формуле подешавања параметара PID регулатора у случају система са термоагрегатима са RH парном турбином

Функција преноса регулатора PID типа

$$Q(s) = \frac{k_i + k_p s + k_d s^2}{s(T_f s + 1)}, C(s) = Q(s) - \frac{1}{R}$$

$$k_p = -s_0(T_f s_0 + 1)y''(s_0) - T_f s_0 y'(s_0) + T_f y(s_0) + y'(s_0),$$

$$k_i = 0,5s_0^2(T_f s_0 + 1)y''(s_0) - s_0 y'(s_0) + y(s_0)$$

$$k_d = 0,5(T_f s_0 + 1)y''(s_0) + T_f y'(s_0)$$

$$T_f = \frac{y''(s_0)}{2(M_n + 1/R) - s_0 y''(s_0) - 2y'(s_0)}, \text{ гдје је } s_0 = 1/\lambda \text{ и } y(s) = B_r/A_r(s)$$

Напомена: Могуће је директно пројектовати PID регулаторе за задате вриједности индекса перформансе/робусности (M_s и M_n у нашем случају) [62]. У овом случају, прецизне вриједности параметара $\lambda > 0$ и ω се одређују рјешавањем двије нелинеарне алгебарске једначине (Потпоглавље 5.1.1):

$$\left|1 + C(i\omega)G_m(i\omega)\right|^2 - \frac{1}{M_s^2} = 0, \quad (6.39a)$$

$$\frac{\partial \left|1 + C(i\omega)G_m(i\omega)\right|^2}{\partial \omega} = 0. \quad (6.39b)$$

6.5 Симулациона анализа и дискусија

Изведене аналитичке формуле ће бити верификоване на моделима електроенергетског система за различите типове турбина. Параметри коришћени у анализи су [201, 204, 205]:

(a) за систем са агрегатима са NRH парном турбином: $K_P = 120$, $T_P = 20$, $T_T = 0,3$, $T_G = 0,08$ па је модел описан са функцијом преноса

$$G(s) = \frac{250}{s^3 + 15,8833s^2 + 42,4583s + 2,0833} \quad \text{са } R = 2,4. \quad (6.40)$$

(b) за систем са агрегатима са RH парном турбином: $K_P = 120$, $T_P = 20$, $T_T = 0,3$, $T_G = 0,08$, $T_r = 4,2$, $c = 0,35$ па је модел описан са функцијом преноса

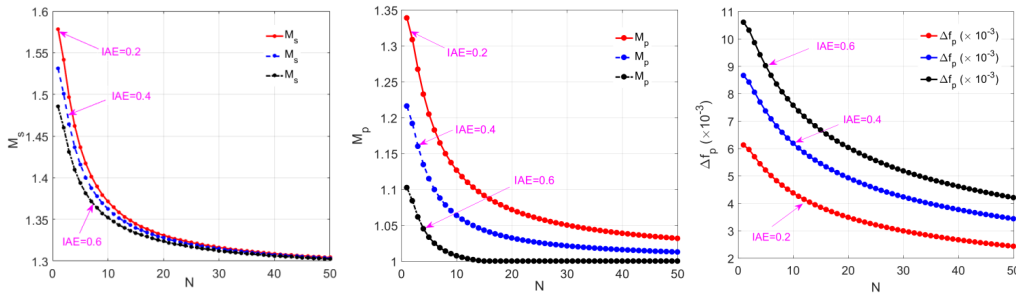
$$G(s) = \frac{87,4999s + 59,5238}{s^4 + 16,1214s^3 + 46,2401s^2 + 12,1925s + 0,4960} \quad \text{са } R = 2,4. \quad (6.41)$$

(c) за систем са хидроагрегатима: $K_P = 1$, $T_P = 6$, $T_W = 4$, $T_G = 0,2$ одакле се добија модел система функције преноса

$$G(s) = \frac{-1,6667s + 0,4167}{s^3 + 5,6667s^2 + 3,4167s + 0,4167} \quad \text{са } R = 0,05. \quad (6.42)$$

Најприје ћемо извести закључке о утицају подесивог параметра N који првенствено утиче на осјетљивост на мјерни шум. На Сл. 6.4 приказане су зависности M_s и M_p у функцији N , гдје параметар λ биран тако да се оствари жељена вриједност IAE. Узимајући да је $N = 20$ добија се систем са високим нивоом робусности са $M_s \approx 1,33$ и $M_p \approx 1,10$. Овдје је битно водити рачуна да параметар N нема велике вриједности јер би се

тада знатно повећала осјетљивост мјерни шум. Примјера ради, за $N = 20$ се добија да је $M_n \approx 132,31$ док за $N = 50$ се добија да је $M_n \approx 463,69$, у оба случаја при $IAE = 0,4$. Посљедњи график на Сл. 6.4 приказује зависност максимума девијације фреквенција који је означен са Δf_p у функцији параметра N за задате вриједности IAE. При симулацији одзива система те прорачуну максимума девијације фреквенције се узимало да је дјеловао поремећај амплитуде 0,01 као и у радовима [201, 204, 205].



Слика 6.4. Зависност индекса M_s , M_p , Δf_p за електроенергетски систем са агрегатима са NRH парном турбином у односу на N за унапријед задате вриједности IAE

6.5.1 Случај електроенергетског система система са термоагрегатима са NRH парном турбином

На Сл. 6.5 (лијево) приказане су зависности индекса перформансе и робусности у функцији једног подесивог параметра за изабрано $N = 20$. Као што је раније закључено, индекси M_s и M_p имају вриједности у околини тачака 1,33 и 1,10, респективно, што чини овај систем довољно робусним. За произвољне вриједности параметара λ и N , предложени PIDC регулатор води ка сљедећој вриједности максимума функције осјетљивости на мјерни шум

$$M_n = \left| \frac{T_G T_T T_P}{K_P \lambda^4} - \frac{1}{R} \right|, \quad (6.43)$$

гдје се IAE може апроксимирати са

$$IAE \approx K_P (3\lambda/N + \lambda - \eta_s) \quad (6.44)$$

Сл. 6.5 (десно) приказује одзиве система при поремећају амплитуде 0,01 који дјелује почев од 1 s. Да би се показала ефективност предложене тех-

нике подешавања параметара регулатора, на истој слици су приказани одзиви система при неколико вриједности параметра λ . Уочава се да се добија адекватна перформанса система у затвореној спреси, а да је процедура подешавања параметара регулатора једноставна и флексибилна: повећавајући параметар λ добијају се веће вриједности IAE и Δf_p , уз истовремено смањивање индекса осјетљивости.

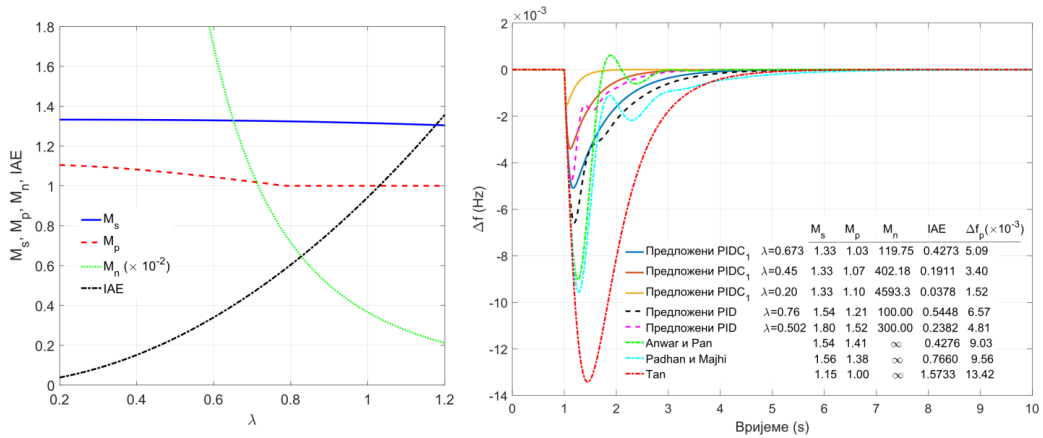
Евалуација предложене методе пројектовања извршена је кроз поређење са три друге релевантне LFC технике а резултати поређења су приказани на Сл. 6.5 и Табели 6.8. Разматрајући, на примјер, регулатор који су пројектовали Анвар и Пан [205], закључује се да је за приближно исту перформансу система (IAE $\approx 0,427$) са предложеним PIDC₁ регулатором остварују знатно мањим индекси робусности. Поред тога, предложеном PID регулатору пројектованом под ограничењем $M_s = 1,54$ одговара $M_n = 100$ и незнатно слабија перформанса IAE $\approx 0,5448$; међутим максимум девијације фреквенције је знатно мањи са предложеним PID регулатором ($\Delta f_p = 6,57 \times 10^{-3}$ у поређењу са $\Delta f_p = 9,03 \times 10^{-3}$) што са мањом вриједношћу M_p указује на мању осјетљивост на грешке моделовања. Сви одзиви на Сл. 6.5 добијени примјеном предложених PIDC и PID регулатора дају мање вриједности Δf_p у поређењу са [201, 204, 205]. Осим тога, одговарајућим избором вриједности параметра λ , могуће је остварити значајно мање вриједности IAE у односу на регулаторе осталих аутора. Ради илустрације, на Сл. 6.5 приказан је и одзив система са пројектованим PIDC₁ регулатором за $\lambda = 0,20$ (пуна жута линија) чија је функција преноса

$$Q_n = \frac{4593,70305(s + 3,33333)(s + 4,35379)(s + 12,5)}{s(s^2 + 304,95s + 31484,72525)}. \quad (6.45)$$

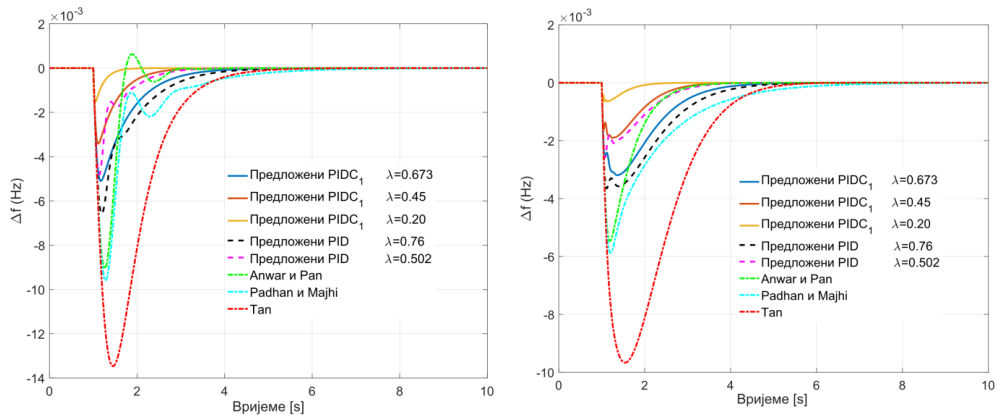
Треба истаћи да се ефикасније потискивање поремећаја може остварити на рачун већег управљачког напора (веће вриједности TV_d). У општем случају, веће вриједности λ воде ка већим вриједностима IAE, али при томе се смањују TV_d , M_s и M_p . Стога је од суштинске важности наћи компромис између индекса робусности и перформансе.

Параметри PID регулатора који се користе у симулацијама представљени су у Табели 6.5. Робусност система са пројектованим регулаторима је верификована на два случаја: када су се параметри процеса повећали (Сл. 6.6, Лијево) и када су се смањили (Сл. 6.6, Десно), у оба случаја 50%

у односу на номиналне вриједности.



Слика 6.5. Зависност M_s (пуна плава), M_p (испрекидана црвена) M_n (тачкаста зелена) и IAE (испрекидано-тачкаста црна) у функцији подесивог параметра λ (Лијево); Поређење девијације фреквенције система са агрегатима са NRH турбином у номиналном режиму (Десно).



Слика 6.6. Поређење девијација фреквенције за електроенергетски систем са NRH турбином у пертурбованом режиму: са +50% промјеном у K_R и T_R (Лијево); са -50% промјеном у K_R , T_R , T_T и T_G (Десно).

6.5.2 Случај електроенергетског система са термоагрегатима са RH парном турбином

На Сл. 6.7 (лијево) приказане су зависности M_s , M_p , M_n и IAE у функцији подесивог параметра λ (при фиксној вриједности $N = 20$) за систем са RH парном турбином са PIDC₂ регулатором. Очигледно је да се повећавањем параметра λ , индекси осјетљивости M_s , M_p и M_n смањују, док се

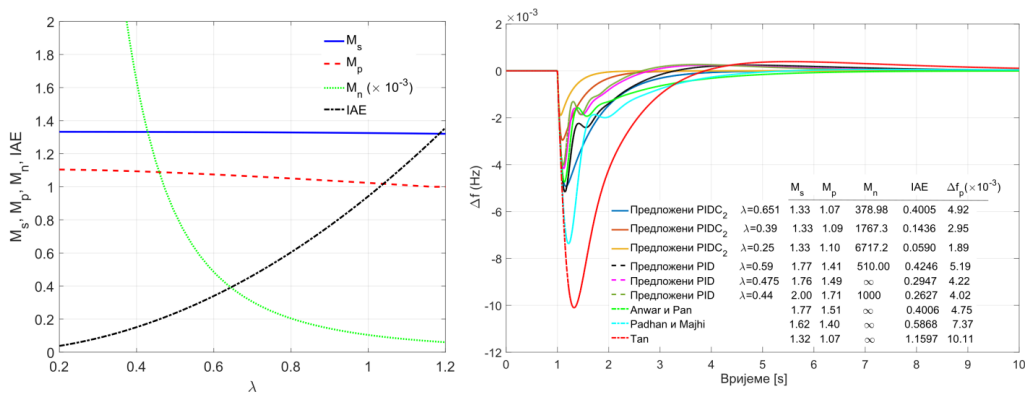
Табела 6.8. Параметри предложеног PID регулатора за задато M_s и M_n уз $T_f = |k_d|/M_n$ и добијени индекси перформансе и робусности за систем са NRH турбином

Регулатор	λ	k_p	k_i	k_d	M_s	M_p	M_n	IAE	ITAE	TV_d	$\Delta f_p (\times 10^{-3})$
	0,76	2,2363	1,8354	0,5805	1,54	1,21	100	0,5448	0,4561	7,70	6,57
	0,67	2,6420	2,3611	0,6703	1,60	1,29	150	0,4238	0,3126	9,30	5,96
Предложени PID	0,58	3,2137	3,1501	0,7927	1,70	1,40	200	0,3176	0,2028	11,73	5,32
	0,502	3,9272	4,2042	0,9362	1,80	1,52	300	0,2382	0,1316	14,75	4,81
	0,445	4,6611	5,3495	1,0769	1,90	1,63	400	0,1873	0,0920	17,99	4,81
	0,402	5,4007	6,5545	1,2129	2,00	1,75	500	0,1530	0,0682	21,35	4,09
Anwar and Pan [205]	-	1,52+1/R	2,50	0,27	1,54	1,41	∞	0,4276	0,1837	4,12	9,03
Padhan and Majhi [204]	-	1,4978+1/R	1,3046	0,2357	1,56	1,38	∞	0,7660	0,8379	4,04	9,56
Tan [201]	-	0,4036+1/R	0,6356	0,1832	1,15	1,00	∞	1,5733	1,4532	1,89	13,42

IAE повећава (лошија перформанса). За систем (6.41) са PIDC₂ регулатором функције преноса (6.21), функционална зависност M_n од параметара λ и N је дата изразом

$$M_{n,r} = \left| \frac{T_G T_T T_P \eta_s N^3}{\alpha K_P \lambda^4} - \frac{1}{R} \right|, \quad (6.46)$$

док се може израчунати на основу релације (6.44) која важи и за NRH турбине. Одзиви система на поремећај амплитуде 0,01 који дјелује почев од 1 s су приказани на Сл. 6.7 (десно).



Слика 6.7. Зависност M_s (пуна плава), M_p (испрекидана црвена) M_n (тачкаста зелена) и IAE (испрекидано-тачкаста црна) у функцији подесивог параметра λ (Лијево); Поређење девијације фреквенције система са RH турбином у номиналном режиму (Десно).

Демонстрирано је како се погодним избором подесивог параметра λ , мање вриједности IAE остварују са PIDC₂ регулатором у поређењу са PID регулаторима из [201, 204, 205]. На примјер, иста вриједност IAE $\approx 0,4$ као у [205], пројектован је PIDC₂ регулатор за $\lambda = 0,651$ при мањим вриједностима $M_s = 1,33$ и $M_p = 1,10$. У ствари, као што је илустровано на Сл. 6.7 (десно), за мање вриједности λ , PIDC₂ регулатор даје мање вриједности IAE и Δf_p , задржавајући при томе исти ниво робусности. Слично, као и код система са агрегатима са NRH парном турбином, добијају се веће вриједности TV_d. Може се извући исти закључак: ефикасније потискивање поремећаја (мање вриједности IAE се могу остварити за мање λ , али на рачун веће напора управљања (што се види из већих вриједности TV_d).

Извршићемо анализу перформансе апроксимираног PID регулатора пројектованог за системе са RH парном турбином. Да би се извршила ва-

лидација апроксимације поређене су амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике PIDC₂ и PID регулатора. Добијени PIDC₂ регулатор за $\lambda = 0.651$ има функцију преноса

$$Q_r(s) = \frac{379,40189(s+0,23809)(s+1,34171)(s+3,33333)(s+12,5)}{s(s+0,68027)(s^2+93,65199s+2968,4109)} \quad (6.47)$$

Параметри PID регулатора добијени Тејлоровом апроксимацијом у $s_0 = 1/0,651$ су: $k_p = 7,10452$, $k_i = 3,2346$, $k_d = 2,16606$, $T_f = 7,10452$. Параметри PID регулатора добијени Маклореновом апроксимацијом су: $k_p = 9,5749$, $k_i = 2,5009$, $k_d = -1,8411$, $T_f = 0,0048$. У оба случаја T_f је изабрано тако да се постигне иста осјетљивост на мјерни шум $M_n = 378,98$. Амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике регулатора (6.47) и обје PID апроксимације су приказане на Сл. 6.8. Уочава се да се Тејлоровом апроксимацијом постиже подударане карактеристике у широком фреквенцијском опсегу. С друге стране, Маклоренова апроксимација даје лошу фазну карактеристику доводећи до нестабилности система у затвореној спреси. Стога је за регулаторе PIDC₂ типа коришћена Тејлорова апроксимација умјесто Маклоренове.

Резултати представљени на Сл. 6.7 (десно) указују да за исту вриједност $M_s = 1,76$ пројектовани PID регулатор остварује коначну вриједност $M_n = 510$, док је перформанса незнатно лошија ($IAE \approx 0,4246$ у односу на систем са идеалним регулатором из [205] гдје је $IAE \approx 0,4005$). Међутим, ради поређења, ако се пројектује идеални PID регулатор као у [205], добија се значајно боља перформанса система у затвореној спреси са $IAE \approx 0,2947$.

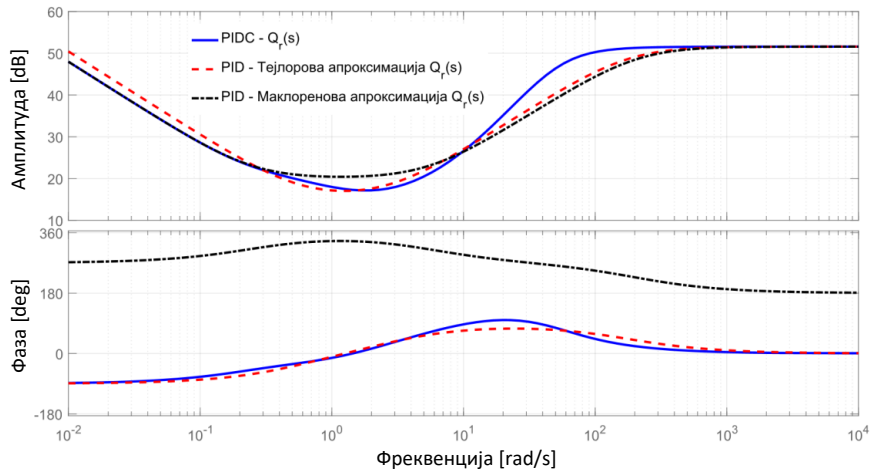
Параметри PID регулатора кориштени у симулацијама су приказани у Табели 6.6. На Сл. 6.9 је показано да се са предложеним регулаторима остварује висок степен робусности у случајевима када се параметри процеса разликују у односу на њихове номиналне вриједности.

6.5.3 Случај електроенергетског система са хидроагрегатима

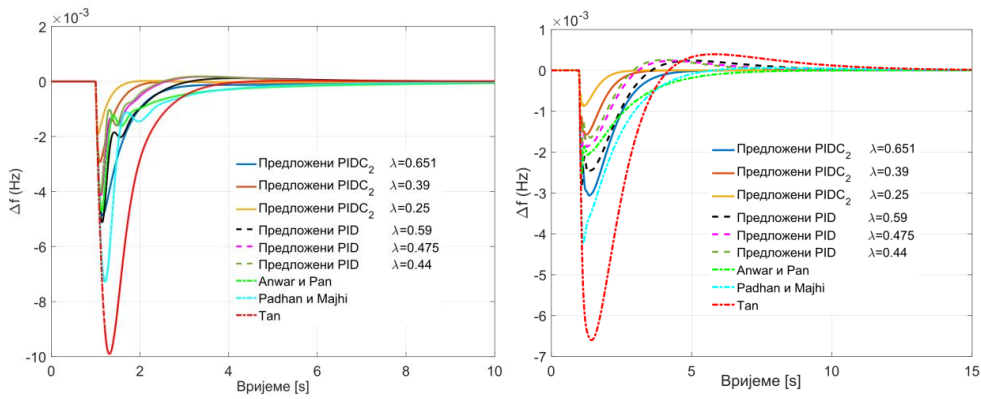
На Сл. 6.10 (лијево) приказане су зависности индекса робусности и перформансе у функцији подесивог параметра λ (при фиксној вриједности $N = 50$) за случај електроенергетског система са хидроагрегатима са регулатором PIDC₁ типа. Добијени резултати дају јаснији увид пројектанту у циљу постизања бољег компромиса између перформансе и робу-

Табела 6.9. Параметри предложеног PID регулатора за задато M_s и M_n уз $T_f = |k_d|/M_n$ и добијени индекси перформансе и робусности за систем са агрегатима са RH турбином

Регулатор	λ	k_p	k_i	k_d	M_s	M_p	M_n	IAE	ITAE	TV _d	$\Delta J_p (\times 10^{-3})$
	0,765	5,7819	2,2215	1,7441	1,60	1,26	250	0,6480	1,0997	24,48	6,45
	0,645	7,1897	3,4007	2,1907	1,70	1,37	400	0,4910	0,8223	26,38	5,57
Предложени PID	0,59	8,0343	4,2643	2,4768	1,76	1,43	510	0,4246	0,6961	38,45	5,16
	0,475	10,5589	7,3646	3,2528	1,76	1,49	∞	0,2947	0,4455	53,24	4,22
	0,56	8,5612	4,8778	2,6693	1,80	1,48	560	0,3902	0,6291	42,46	4,95
	0,475	10,4385	7,4664	3,3571	1,90	1,60	1000	0,2974	0,4474	56,91	4,29
	0,44	11,3669	9,1685	3,7776	2,00	1,70	1000	0,2627	0,3799	67,13	4,02
Anwar and Pan [205]	-	10,60+1/R	2,50	2,57	1,76	1,51	∞	0,4006	0,5282	41,73	4,75
Padhan and Majhi [204]	-	6,164+1/R	1,9302	1,1601	1,58	1,40	∞	0,5868	0,8308	17,52	7,37
Tan [201]	-	2,7935+1/R	1,2735	0,7866	1,29	1,07	∞	1,1597	1,9481	9,52	10,11



Слика 6.8. Поређење амплитудске и фазне фреквенцијске карактеристике PIDC₂ регулатора за $\lambda = 0,651$ (пуна плава), PID регулатора добијеног Тејлоровом апроксимацијом (испрекидана црвена), и PID регулатора добијеног конвенционалном Маклореновом апроксимацијом (црта-тачка црна)



Слика 6.9. Поређење девијација фреквенције за електроенергетски систем са RH турбином у пертурбованом режиму: са +50% промјеном у K_P и T_P (Лијево); са -50% промјеном у K_P , T_P , T_T и T_G (Десно).

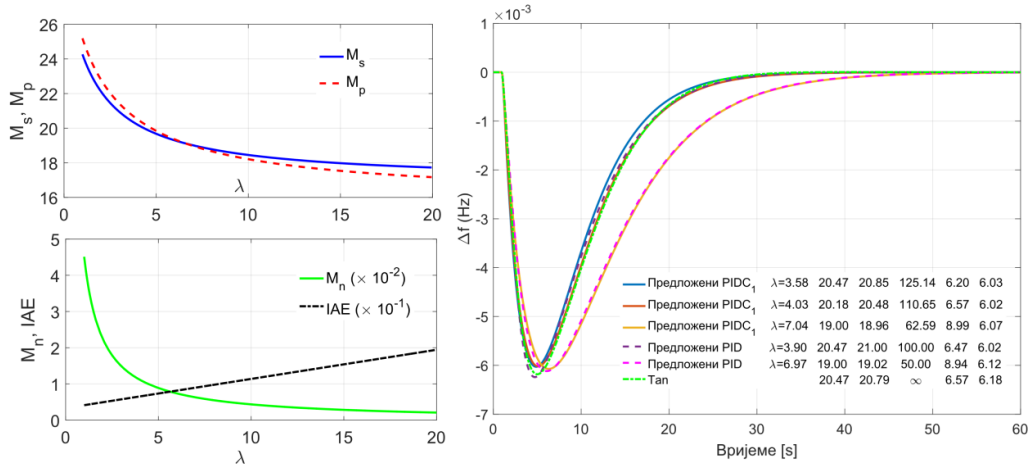
ности. Очигледно је да за веће вриједности параметра λ , вриједности индекса M_s , M_p и M_n се смањују. За систем са регулатором PIDC₁ типа, M_n се може израчунати на основу релације

$$M_{n,h} = \left| \frac{T_G T_P \eta_h N^2}{2K_P T_W^2 \lambda} - \frac{1}{R} \right|, \quad (6.48)$$

при чему се IAE може апроксимирати изразом

$$IAE \approx K_P (\lambda - \eta_h + 2T_W(N+1)/N). \quad (6.49)$$

Ефикасност предложене методе пројектовања је верификована ана-



Слика 6.10. Зависност M_s (пуна плава), M_p (испрекидана црвена) M_n (тачкаста зелена) и IAE (испрекидано-тачкаста црна) у функцији подесивог параметра λ (Лијево); Поређење девијације фреквенције система са хидротурбином у номиналном режиму (Десно).

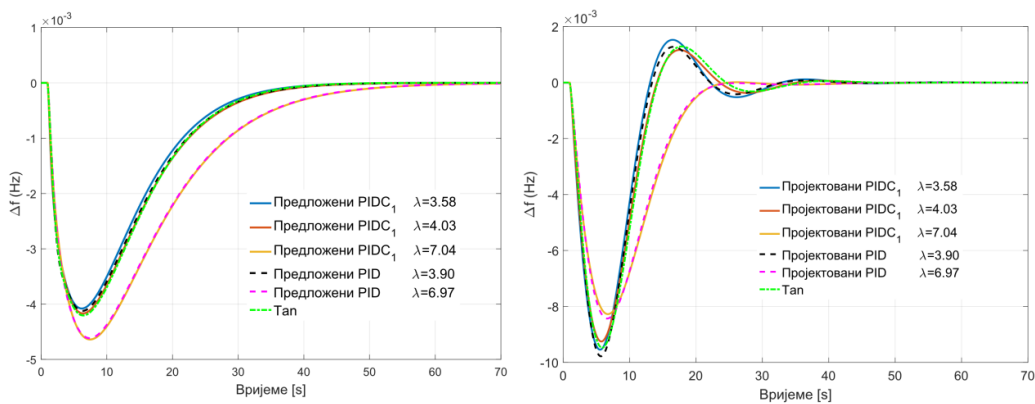
лизирањем одзива система на одскочни поремећај амплитуде 0,01 који дјелује почев од 1 s. Добијени резултати су приказани на Сл. 6.10 (десно). Поређени су резултати са [201]: за исту вриједност максималне осјетљивости $M_s = 20,47$ пројектован је PIDC₁ регулатор за $\lambda = 3,58$, међутим добијена вриједност $IAE = 6,20$ и вршна девијација фреквенције $\Delta f_p = 6,03 \times 10^{-3}$ су мањи него у [201]. Функција преноса добијеног PIDC₁ регулатора је

$$Q_h(s) = \frac{144,78406(s+0,18087)(s+0,5)(s+5)}{s(s^2+25,36266s+406,63273)}. \quad (6.50)$$

Симулације су поновљене за различите вриједности параметра λ како би се илустровала флексибилност процедуре пројектовања као и могућност добијања мањих вриједности индекса M_s , M_p и M_n . За исту вриједност $IAE = 6,57$, пројектован је PIDC₁ регулатор за $\lambda = 4,03$. Добијене су сљедеће вриједности индекса робусности и перформансе: $M_s = 20,18$, $M_p = 20,48$, $M_n = 110,65$ и $\Delta f_p = 6,02 \times 10^{-3}$ које су мање у односу на [201]. Треба истаћи да сви предложени регулатори воде ка коначној вриједности индекса M_n (која је дефинисана изразом (6.48)), док је у [201] пројектован идеални PID регулатор (без филтра шума) гдје је $M_n = \infty$. Размотримо такође резултате при PID регулатору пројектованом према Табели 6.6 за $M_s = 20,47$ и $M_n = 100$. У овом случају добијене су незнатно мање вриједности IAE и $\Delta f_p = 6,02 \times 10^{-3}$ у поређењу са [201]. Боља робу-

ност система се може остварити уз захтјев $M_s = 19,00$ и $M_p = 50$ одакле се добија $M_p = 19,02$. Такав регулатор је робуснији на промјене параметара процеса у односу на претходно разматрани. Одговарајући резултати су приказани на Сл. 6.10. Добијене су сљедеће вриједности индекса перформансе: $ITAE = 47,69$ и $TV_d = 24,35$ са PIDC регулатором $\lambda = 3,58$, и $ITAE = 51,72$ и $TV_d = 24,33$ са PID регулатором за $\lambda = 3,90$. У оба случаја регулатор је пројектован при захтјеву $M_s = 20,47$, а добијени индекси перформансе су мањи у односу на [201]. Поред тога, PIDC регулатори пројектовани за $\lambda = 4,03$ и $\lambda = 7,04$ су окарактерисани са $TV_d = 24,22$ и $TV_d = 24,19$, респективно што значи да оба захтијевају практично исти напор управљања.

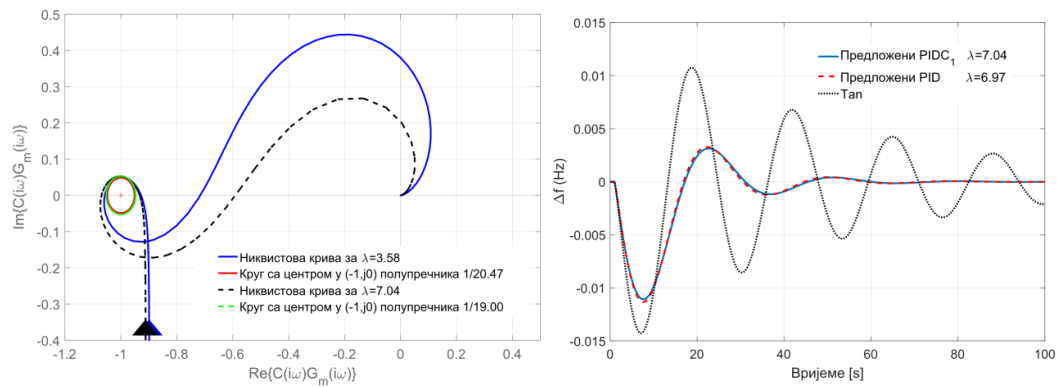
На Сл. 6.11 илустрована је робусна стабилност система са хидроагрегатима са пројектованим PIDC₁ и PID регулаторима. Сл. 6.11 (десно) показује да ако је временска константа има вриједност $T_W = 6$, која је већа у односу на номиналну вриједност $T_W = 4$, одзив система поприма осцилаторан карактер. Међутим, ако је $T_W = 2$, одзив система је и даље добро пригушен, што показује Сл. 6.11 (лијево).



Слика 6.11. Поређење девијације фреквенције система са хидроагрегатима при -50% промјени T_W (Лијево); Поређење девијације фреквенције система са хидроагрегатима при +50% промјени T_W (Десно).

Сложеност пројектовања регулатора за електроенергетски систем са хидроагрегатима проистиче из чињенице да одговарајући модел $G_m(s)$ дефинисан са (6.42) има два нестабилна пола $s_{p1} \approx 0,3119$ и $s_{p2} \approx 3,0924$, једну пол у лијевој полуравни $s_{p3} \approx -9,0711$ и једну нулу у десној полуравни $s_z = 0,25$. Сл. 6.12 приказује Никвистове криве система са PIDC₁ регулатором за $\lambda = 3,58$ и $\lambda = 7,04$ са вриједностима $M_s = 29,47$ и $M_s = 19,00$, респективно. С обзиром да систем има два нестабилна пола у отвореној

спрези и Никвистова крива окружује критичну тачку $(-1, i0)$ једном у смјеру супротно од казаљке на сату, систем у затвореној спрези је стабилан према Никвистовом критеријуму стабилности. У оба случаја, маргина стабилности је мала. Међутим, треба имати у виду да смањивање осјетљивости M_s може бити значајно, нарочито ако су неодређености параметара процеса велике. На примјер, ако је временска константа хидротурбине T_W двоструко веча у односу на номиналну вриједност, тј. $T_W = 8$, онда ће систем са предложеним PIDC₁/PID регулатор са $M_s = 19$ имати стабилан одзив (без осцилација). С друге стране, систем са регулатором из [201], са $M_s = 20,47$ ће имати одзив осцилаторног карактера као што показује Сл. 6.12. Треба нагласити да је могуће додатно смањити вриједност M_s , што је илустровано на Сл. 6.10 (горња/лијево), али тиме би се неизбежно повећале вриједности IАЕ, вријеме смирења, што је незадовољавајуће са практичног аспекта.



Слика 6.12. Никвистове криве система са PIDC₁ регулатором за $\lambda = 3,58$ (пуна плава линија) и $\lambda = 7,04$ (испрекидана црна линија) функције преноса у отвореној спрези $C(i\omega)G_m(i\omega)$ (лијево); Поређење девијације фреквенције система са хидроагрегатима при +100% повећању T_W

Табела 6.10. Параметри предложеног PID регулатора за задато M_s и M_n уз $T_f = |k_d|/M_n$ и добијени индекси перформансе и робусности за систем са хидроагрегатима

Регулатор	λ	k_p	k_i	k_d	M_s	M_p	M_n	IAE	ITAE	TV _d	$\Delta f_p (\times 10^{-3})$
Предложени PID	6,97	0,9313	0,1118	1,5092	19,00	19,02	50	8,94	98,76	24,04	6,12
	3,90	1,1968	0,1546	1,9040	20,47	21,00	100	6,47	51,72	24,34	6,02
Tan [201]	-	-18,8558+1/R	0,1523	1,8124	20,47	20,79	∞	6,57	52,11	24,40	6,18

6.5.4 Филтрација мјерног шума

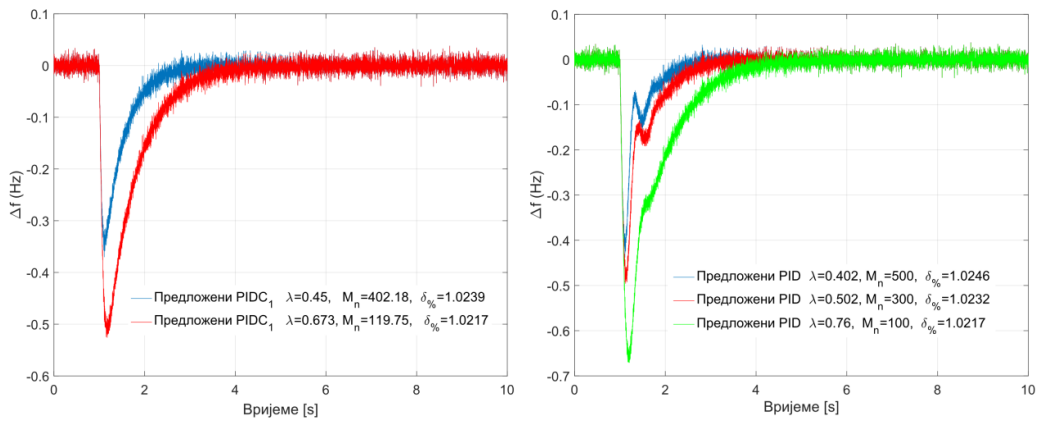
Успостављање компромиса између робусности и перформансе је од примарног значаја приликом пројектовања регулатора [10, 36, 54, 56, 59, 61, 72, 73, 92]. При томе, „јача” филтрација повећава отпорност на мјерни шум а истовремено смањује ефикасно потискивање поремећаја. Избором индекса n омогућава се подешавање жељеног нивоа филтрације. На примјер, смањујући M_n , временска константа филтра T_f се повећава према релацији (6.35) чиме се смањује утицај мјерног шума. С друге стране, систем са већим вриједностима M_n има особину ефикаснијег потискивања поремећаја (мање вриједности IAE), на рачун већег управљачког напора (што се види из повећавања вриједности TV_d у претходним табелама).

Утицај мјерног шума се може испитати додавањем извора шума у разматраним примјерима. Ради једноставности, утицај шума биће изражен у облику стандардне девијације (квадратног коријена варијансе) излазног сигнала у односу на амплитуду поремећаја, односно $\delta_{\%} = (\sigma_y/1) \times 100$ за јединични степ поремећај. Прорачуни су извршени у устаљеном стању, што одговара интервалу од 6-10 s у симулацијама. У свим симулацијама извор шума има стандардну девијацију $\sigma_n = 0,01$ што одговара $\delta_{\%} = 1$.

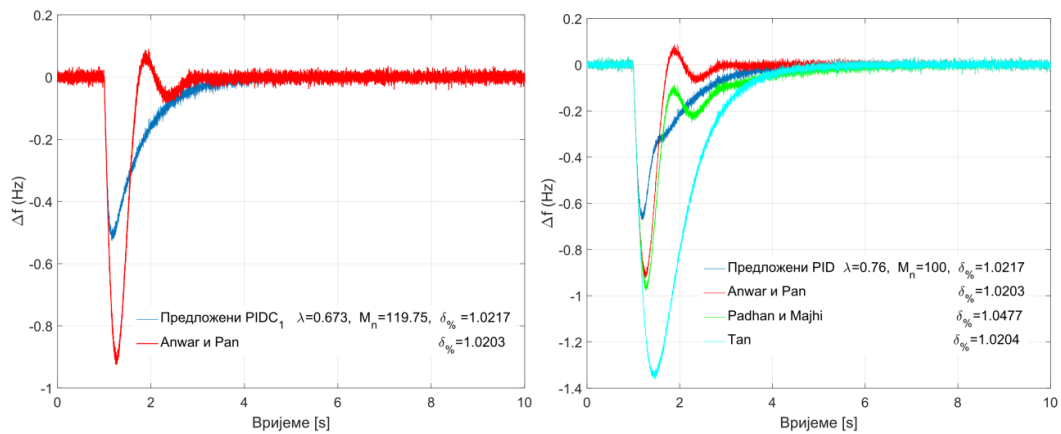
Добијени одзиви система на степ поремећај за електроенергетски систем са агрегатима са NRH парном турбином са укљученим мјерним шумом приказани су на Сл. 6.13 и Сл. 6.14. Ови резултати прате резултате раније анализирани са Сл. 6.5 и Сл. 6.6. Уочава се да сви разматрани регулатори показују сличну перформансу када се анализира утицај шума на излаз система у затвореној спреси. Међутим, овдје треба истаћи да пропагација шума до управљачког сигнала се може подешавати вриједношћу M_n што указује да различити системи (различито M_n) показују различито понашање са аспекта осјетљивости на мјерни шум.

6.5.5 Разматрање утицаја нелинеарности типа GRC

Код електроенергетских система постоје физичка ограничења у брзини промјене генерисане снаге. Ова појава утиче на перформансу управљачког система за секундарну регулацију фреквенције и може узроковати нестабилност у случају некоришћења адекватне анти-GRC структуре. У литератури су предложени различити типови анти-GRC структура. У овом раду је коришћена анти-GRC структура из [200] као што је



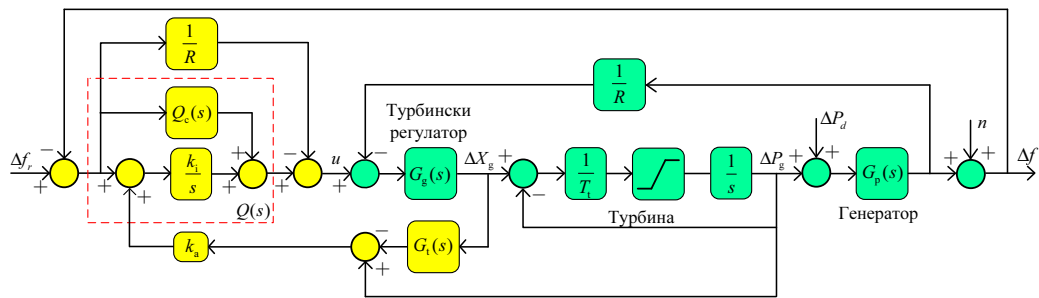
Слика 6.13. Одзиви система на јединични степ поремећај који дјелује од 1 s за електроенергетски систем са агрегатима са NRH турбином укључујући мјерни шум са: (Лијево) предложеним PIDC регулатором; (Десно) предложеним PID регулатором.



Слика 6.14. Поређење одзива система на јединични степ поремећај који дјелује од 1 s за електроенергетски систем са NRH турбином укључујући мјерни шум

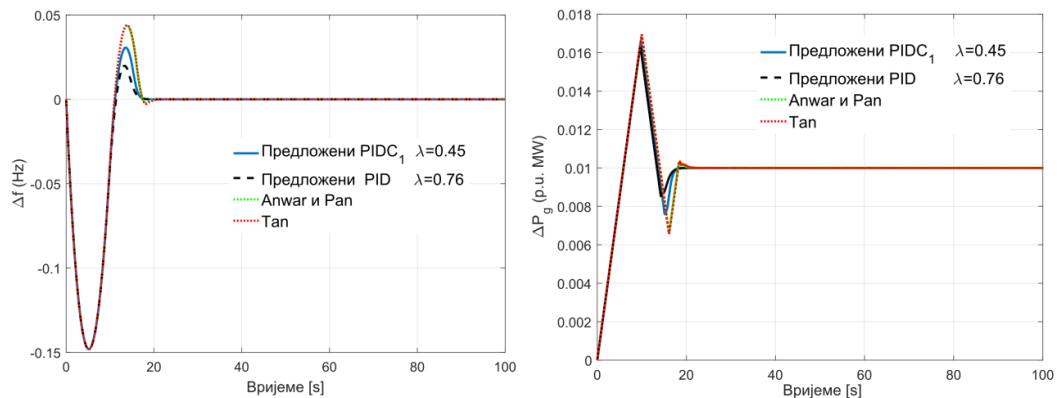
приказано на 6.15, гдје појачање k_a одређује брзину конвергенције грешке до нулте вриједности. На 6.15 је приказана анти-GRC структура са предложеним PIDC/PID регулатором, при чему је $Q_c(s) = Q(s) - k_i/s$ и $k_i = \lim_{s \rightarrow 0} sQ(s)$.

Ефикасност предложене процедуре пројектовања у односу на остале ауторе је провјерена поређењем перформансе за електроенергетски систем са агрегатима са парном NRH турбином (6.40). За ограничење брзине генерисане снаге је узета вриједност $0,0017$ р.и. MWs^{-1} као у [200, 205]. Параметри пројектованог PID регулатора за $\lambda = 0,76$ су дати у Табели 6.8, док је PIDC регулатор пројектован за $\lambda = 0,45$ на основу



Слика 6.15. Управљачка структура електроенергетског система са PIDC/PID регулатором укључујући анти-GRC шему

формула приказаних у 6.2. Параметри регулатора из [205] су дати у Табели 6.8, док је регулатор из [200] дефинисан са: $k_p = 0,669$, $k_i = 1,0185$, $k_d = 0,2235$. У свим регулационим структурама је кориштена иста вриједност појачања $k_a = 2$. У свим случајевима, било са предложеним PID или PIDC регулатором добијене су мање осцилације што је илустровано на слици 6.16.



Слика 6.16. Поређење девијације фреквенције (лијево) и генерисане снаге (десно) у систему са укљученом анти-GRC структуром

6.5.6 Проширење методологије пројектовања на електроенергетске системе са више области у интерконекцији

Предложена методологија пројектовања PIDC и PID регулатора за секундарну регулацију фреквенције електроенергетског система се може директно проширити на електроенергетске системе са више области у интерконекцији. За такве системе неопходно је да се на референтну вриједност регулише не само мрежна фреквенција већ се и размјене снага

између сусједних регулационих области морају држати на вриједностима према програмираном распореду. У таквим случајевима грешка регулационе области (*Area Control Error* – ACE) се користи као улаз регулатора. За регулациону област i , ACE се дефинише као

$$ACE_i = \Delta P_{tiei} + B_i \Delta f_i, \quad (6.51)$$

гдје је B_i коефицијент учешћа за област i . Укупна снага размјене ΔP_{tiei} између области i и осталих области у интерконекцији је дата изразом [205]

$$\Delta P_{tiei} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \Delta P_{tieij} = \frac{1}{s} \left[\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N T_{ij} \Delta f_i - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N T_{ij} \Delta f_j \right], \quad (6.52)$$

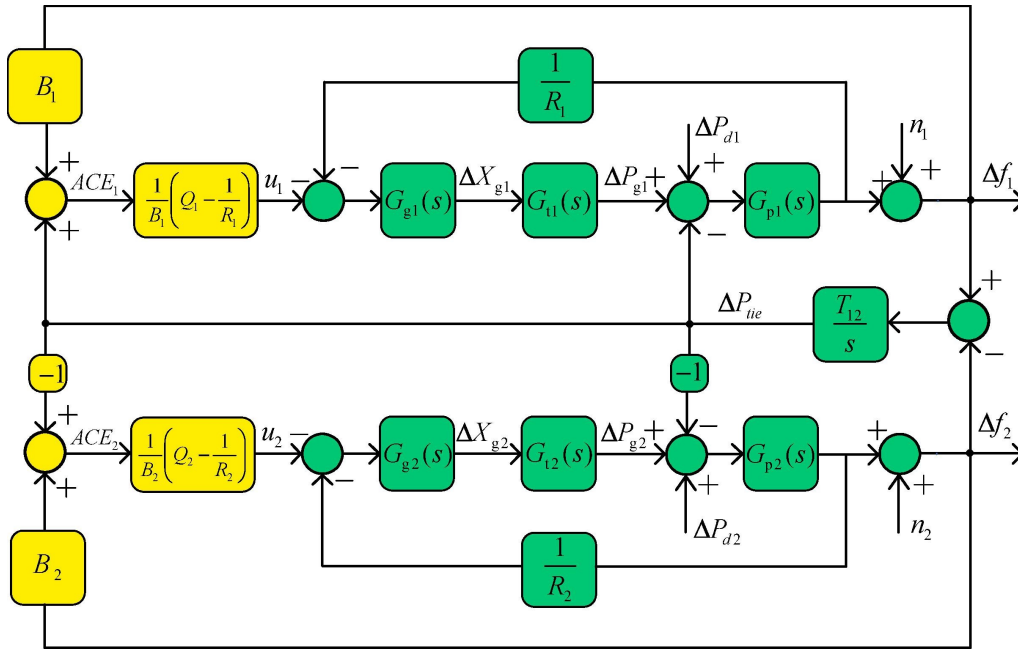
гдје је T_{ij} коефицијент синхронизације снаге. Под претпоставком да нема размјене снаге између области у интерконекцији, односно за $\Delta P_{tiei} = 0$, може се примијенити приступ пројектовања децентрализованих регулатора, што је детаљније објашњено у [200]. На овај начин је закон управљања локалне повратне спреге дат са $u_i = C_i(s) B_i \Delta f_i$ према 6.17. Према томе, PIDC и PID регулатори за сваку регулациону област се могу независно подесити на основу изведених аналитичких формула. У нашем случају, једина разлика код система са више области у интерконекцији је што је сада регулатор у i -тој области дефинисан са

$$C_i(s) = \frac{1}{B_i} \left(Q_i(s) - \frac{1}{R_i} \right), \quad (6.53)$$

при чему су формуле подешавања регулатора $Q_i(s)$ изведене у потпоглављима 6.3 и 6.4.

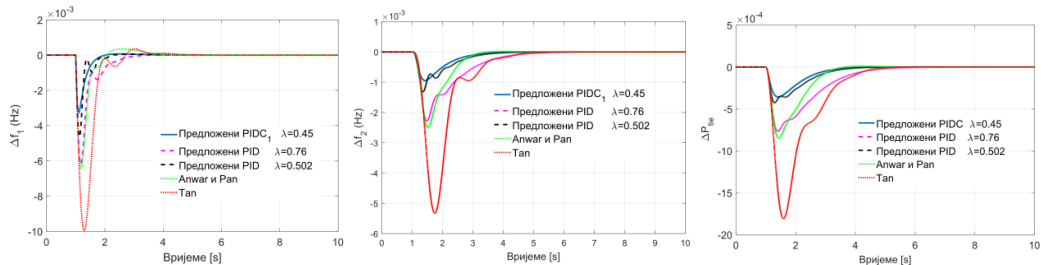
Ефикасност предложене методе пројектовања је илустрована на примјеру система састављеног од два електроенергетска система са агрегатима са парним NRH турбином као у [200, 205]. Блок дијаграм разматраног система је приказан на 6.17. Параметри оба система у интерконекцији су: $T_{G1} = T_{G2} = 0,08$, $T_{T1} = T_{T2} = 0,3$, $T_{P1} = T_{P2} = 20$, $K_{P1} = K_{P2} = 120$, $R_1 = R_2 = 2,4$, $B_1 = B_2 = 0,425$, $T_{12} = T_{21} = 0,545$.

Одзиви система са предложеним PIDC и PID регулаторима при поремећају амплитуде 0,01 који дјелује почев од 1 s су поређени са резултатима из [200, 205]. Закључује се да се примјеном предложених регулатора



Слика 6.17. Управљачка структура за секундарну регулацију фреквенције код електроенергетског система од двије регулационе области у интерконекцији

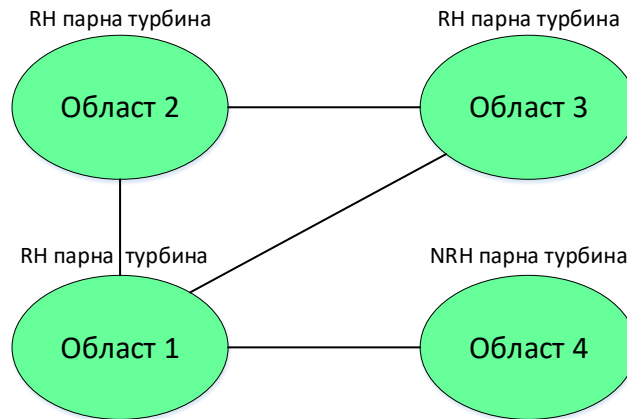
остварују значајно мање девијације фреквенције у обе области у интерконекцији.



Слика 6.18. Девијација фреквенције Δf_1 у области 1 и фреквенције Δf_2 , респективно, размјена снаге ΔP_{tie} између области 1 и 2

Аналогно се може илустровати ефикасност предложене методологије и на системима са више електроенергетских области у интерконекцији. У том смислу размотрићемо примјер система од четири области (три са агрегатима са RH парним турбинама и четврта са агрегатом са NRH парном турбином) анализиран у [205]. Упрошћени блок дијаграм овог система приказан је на Сл. 6.19.

Параметри области 1,2 и 3 су: $K_{P1} = K_{P2} = K_{P3} = 120$, $T_{P1} = T_{P2} = T_{P3} = 20$, $T_{T1} = T_{T2} = T_{T3} = 0,3$, $T_{G1} = T_{G2} = T_{G3} = 0,08$, $T_{11} = T_{12} = T_{13} = 4,2$, $c_1 = c_2 = c_3 = 0,35$ $R_1 = R_2 = R_3 = 2,4$. Параметри области 4 су $K_{P4} = 120$,



Слика 6.19. Упрости блок дијаграм система од четири електроенергетске области у интерконекцији

$T_{P4} = 20$, $T_{T4} = 0,3$, $T_{G4} = 0,08$, $R_4 = 2,4$. Коефицијенти синхронизације су $T_{12} = T_{23} = T_{31} = T_{41} = 0,0707$, а регулационе константе области $B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = 0,425$. Параметри регулатора из [205] за области 1,2,3 су $k_p = 24,941$, $k_i = 5,88$, $k_d = 5,489$, а за област 4 су $k_p = 3,552$, $k_i = 5,952$, $k_d = 1,176$. Према предложеној методологији пројектован је PIDC₂ регулатор за области 1,2,3 за $\lambda = 0,4$ чија је функција преноса:

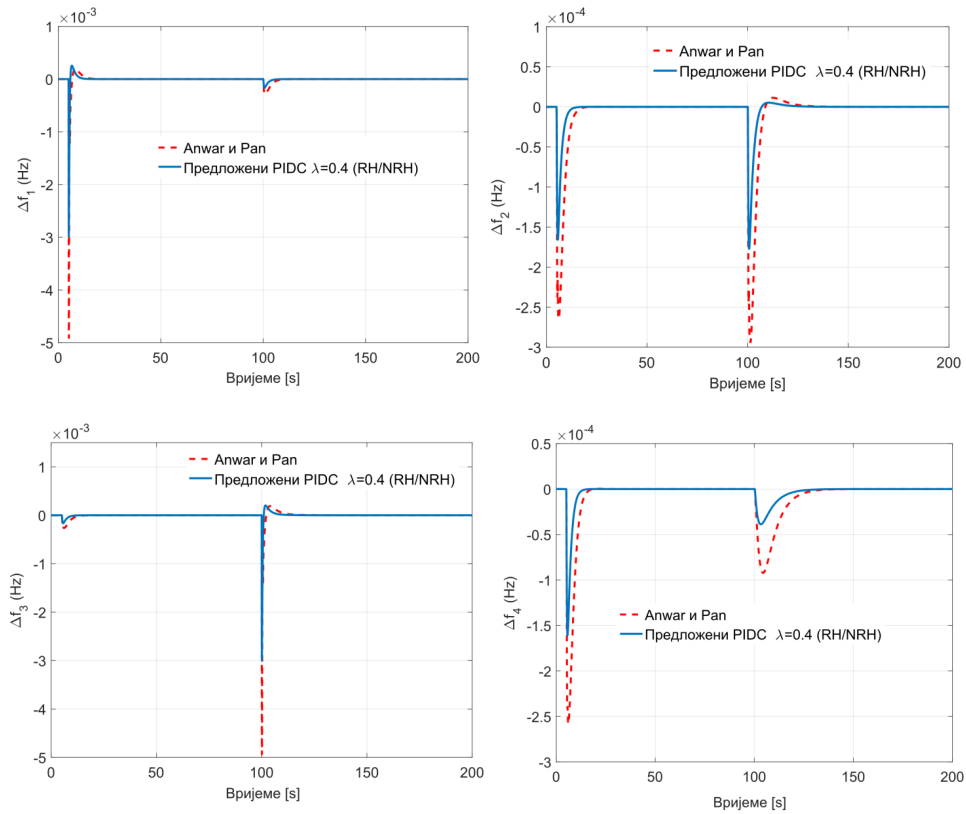
$$Q_r(s) = \frac{1638,36149(s+2,17988)(s+3,33333)(s+12,5)(s+0,23809)}{s(s^2+152,45s+7867,3775)(s+0,68027)}. \quad (6.54)$$

За исто $\lambda = 0,4$ пројектован је PIDC₁ регулатор за област 4, функције преноса:

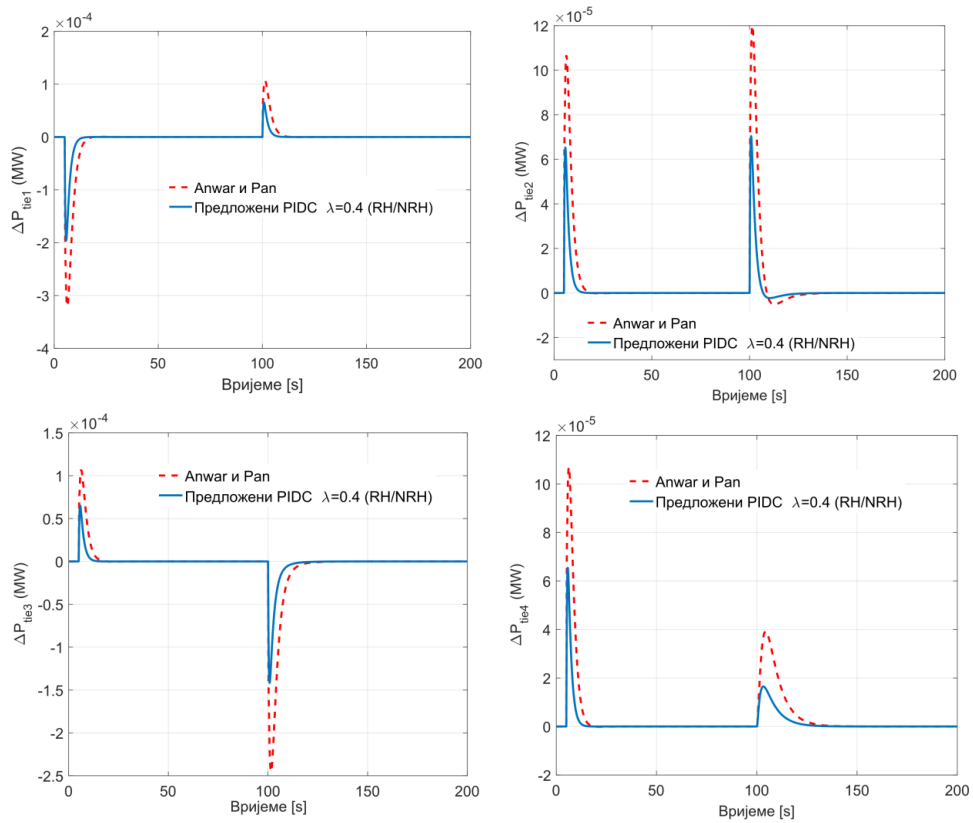
$$Q_n(s) = \frac{573,42652(s+2,17987)(s+3,33333)(s+12,5)}{s(s^2+152,45s+7867,3775)}. \quad (6.55)$$

Перформанса система са децентрализованим регулаторима је поређена при поремећају $\Delta P_{d1} = 0,01$ р.у. у области 1 у тренутку $t = 5$ s и поремећају $\Delta P_{d3} = 0,01$ р.у. у области 3 у тренутку $t = 100$ s. Остварени резултати су приказани на Сл. 6.20 и Сл. 6.21.

Аналитичке формуле подешавања параметара PIDC и PID регулатора за секундарну регулацију фреквенције у електроенергетском систему



Слика 6.20. Девијације фреквенције Δf_1 , Δf_2 , Δf_3 и Δf_4



Слика 6.21. Снаге размјене ΔP_{tie1} , ΔP_{tie2} , ΔP_{tie3} и ΔP_{tie4}

7 Закључак

Докторска дисертација је посвећена пројектовању конвенционалних регулатора за типичне индустријске процесе. Представљени су резултати оригиналних метода пројектовања које су недавно развијене и научно верификоване у међународном часопису [141], националним часописима [107, 112], научним конференцијама међународног значаја [120, 133, 139], као и националног значаја [104, 106, 135]. Остали дио радова кандидата је такође директно [111, 140] или индиректно [82, 83] повезан са тематиком дисертације.

Предност нумеричких метода пројектовања у односу на аналитичке методе пројектовања је што критеријум оптималности укључује модел процеса (у општем случају вишег реда) без потребе за редукцијом реда процеса чиме би се занемарио дио динамике система. Недостатак нумеричких метода пројектовања је што оптимизација параметара зависи од задатих почетних вриједности од чега ће зависити конвергенција ка оптималним параметрима. С друге стране, погодно је аналитичке методе примијенити на моделима нижег реда како би изведене формуле подешавања биле једноставније. Алтернативно, аналитичке методе пројектовања је могуће примијенити и на моделе без претходне редукције реда, али се у том случају могу добити регулатори вишег реда па је ради имплементације погодно извршити апроксимацију тог регулатора неким од конвенционалних регулатора нижег реда. Битно је напоменути да методе пројектовања које су предложене у овој дисертацији имају општи карактер са аспекта примјенљивости, тј. нису ограничене на посебну (ужу) класу процеса већ се могу користити за пројектовање регулатора за ширу класу представника индустријских процеса укључујући временско кашњење. Ипак треба имати у виду да, иако су развијене методе пројектовања опште по свом карактеру, не морају бити боље од партикуларних метода пројектовања за поједине класе проблема које су биле предмет

других истраживања. Са аспекта поставке процедуре пројектовања битно је уочити да нумеричка метода сама по себу не мора бити оптимална, она само користи нумеричке оптимизационе поступке у одређивању параметара регулатора. У том смислу је битно такође назначити и да аналитичке методе могу користити оптимизационе поступке у добијању аналитичких правила подешавања. Примјеном PID регулатора за нелинеарне процесе добија се различита перформанса у различитим областима што се може успјешно ријешити примјеном регулатора са прилагодљивим појачањем (*gain scheduling*). При томе је погодно користити самоподешавање с циљем аутоматског прилагођења појачања. У случају система са промјенљивом динамиком (временски варијантних система), потребно је користити адаптивне технике пројектовања [206]. За процесе у којима је доминантно дуго временско кашњење, погодно је користити намјенске структуре управљања, као што су компензатори временског кашњења како би се повећао пропусни опсег система у затвореној спреси уз очување робусности система [207].

Са аспекта регулације електроенергетских система може се идентификовати неколико могућих смјерова у даљем истраживању. Први корак би био развој аналитичких правила подешавања изабране структуре конвенционалног регулатора у склопу система за аутоматску регулацију напона (*Automatic Voltage Regulator – AVR*) [208–211]. Даље, било би интересно проширити методологију пројектовања на истовремену регулацију фреквенције и напона, на начин који је уобичајен код микромрежа [212–214]. У овом контексту било би значајно да се размотре обновљиви извори енергије, као што су соларне електране и вјетроелектране. Такође, било би интересно да се предложени регулатори пореде са ADRC регулаторима, нарочито у случајевима када значајне нелинеарности постоје у регулационој петљи. Ова разматрања су остављена за будућа истраживања.

Библиографија

- [1] K.J. Åström, P.R. Kumar, Control: A perspective, *Automatica*, Vol. 50, No. 1, pp. 3-43, 2014.
- [2] S. Bennett, *A History of Control Engineering 1930–1955*, London: Peter Peregrinus, 1993.
- [3] K.J. Åström, T. Hägglund, *PID Controllers Theory Design and Tuning*, 2nd ed., Research Triangle Park, NC: Instrument society of America, 1995.
- [4] K.J. Åström, T. Hägglund, The future of PID control, *Control engineering practice*, Vol. 9, No. 11, pp. 1163-1175, 2001.
- [5] L. Desborough, R. Miller, Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring—Honeywell’s Experience, *AIChE symposium series*, New York; American Institute of Chemical Engineers, pp. 169-189, 2002.
- [6] R.R. Rhinehart, The century’s greatest contributions to control practice, *ISA Transactions*, Vol. 39, No. 1, pp. 3-13, 2000.
- [7] L. Sun, D. Li, K.Y. Lee, Optimal disturbance rejection for PI controller with constraints on relative delay margin, *ISA Transactions*, Vol. 63, pp. 103-111, 2016.
- [8] T. Samad, A survey on industry impact and challenges thereof, *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 37, No. 1, pp. 17-18, 2017.
- [9] S. Skogestad, Control structure design for complete chemical plants, *Computers & Chemical Engineering* Vol. 28, Vol. 1-2, pp. 219-234, 2004.
- [10] K.J. Åström, T. Hägglund, *Advanced PID Control*, ISA – ISA Press, Research Triangle Park, USA, 2006.

- [11] W.L. Bialkowski, Dreams vs reality: A view from both sides of the gap, Pulp & Paper Canada, Vol. 94, No. 11, pp. 19–27, 1993.
- [12] D.B. Ender, Process control performance: Not as good as you think, Control Engineering, Vol. 40, No. 10, pp. 180-190, 1993.
- [13] A. O'Dwyer, Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules, Imperial College Press, 2009.
- [14] R. Vilanova, A. Visioli, PID control in the third millennium. London, Springer, 2012.
- [15] J. Alvarez-Ramirez, I. Cervantes, R. Kelly, PID regulation of robot manipulators: stability and performance, Systems & control letters, Vol. 41, No. 2, pp. 73-83, 2000.
- [16] V. Santibañez, K. Camarillo, J. Moreno-Valenzuela, R. Campa, A practical PID regulator with bounded torques for robot manipulators, International Journal of Control, Automation and Systems, Vol. 8, No. 3, pp. 544-555, 2010.
- [17] S. González-Vázquez, J. Moreno-Valenzuela, Time-scale separation of a class of robust PD-type tracking controllers for robot manipulators, ISA transactions, Vol. 52, No. 3, pp. 418-428, 2013.
- [18] V. Mummadi, Design of Robust Digital PID Controller for H-Bridge Soft-Switching Boost Converter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 7, pp. 2883-2897, 2011.
- [19] Z. Shen, Y. Na, M. Hao, A multimode digitally controlled boost converter with PID autotuning and constant frequency/constant off-time hybrid PWM control, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 9, pp. 2588-2598, 2011.
- [20] H-H Park, G-H Cho, A DC–DC converter for a fully integrated PID compensator with a single capacitor, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Vol. 61, No. 8, pp. 629-633, 2014.
- [21] R-M Jan, C-S Tseng, R-J Liu, Robust PID control design for permanent magnet synchronous motor: A genetic approach, Electric Power Systems Research, Vol. 78, No. 7, pp. 1161-1168, 2008.

- [22] H-B Shin, J-G Park, Anti-windup PID controller with integral state predictor for variable-speed motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 3, pp. 1509-1516, 2011.
- [23] M. Beschi, F. Padula, A. Visioli, Fractional robust PID control of a solar furnace, *Control Engineering Practice*, Vol. 56, pp. 190-199, 2016.
- [24] J-W Perng, G-Y Chen, S-C Hsieh, Optimal PID controller design based on PSO-RBFNN for wind turbine systems, *Energies*, Vol. 7, No. 1, pp. 191-209, 2014.
- [25] H. Moradi, G. Vossoughi, Robust control of the variable speed wind turbines in the presence of uncertainties: A comparison between H_∞ and PID controllers, *Energy*, Vol. 90, pp. 1508-1521, 2015.
- [26] J.G. Ziegler, N.B. Nichols, Optimum settings for automatic controllers, *Transactions ASME*, Vol. 64, No. 11, pp. 759-768, 1942.
- [27] K.J. Åström, T. Hägglund, Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins, *Automatica*, Vol. 20, No. 5, pp. 645–651, 1984.
- [28] D.W. Clarke, J.W. Park, Phase-locked loops for plant tuning and monitoring, *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, Vol. 150, pp. 155–169, 2003.
- [29] K.J. Åström, T. Hägglund, Revisiting the Ziegler–Nichols step response method for PID control, *Journal of Process Control*, Vol. 14, No. 6, pp. 635-650, September 2004.
- [30] T.B. Šekara, M.R. Mataušek. Revisiting the Ziegler-Nichols process dynamics characterization, *Journal of Process Control*, Vol. 20, No. 3, pp. 360-363, March 2010.
- [31] T.B. Šekara, M.R. Mataušek, Relay-based critical point estimation of a process with the PID controller in the loop, *Automatica*, Vol. 47, No. 5, pp. 1084-1088, 2011.
- [32] T.B. Šekara, Modern methods of design, analysis, optimization and implementation of conventional control algorithms for processes with finite and infinite degrees of freedom, *International Journal of Electrical Engineering and Computing*, pp. 11-20, 2017.

- [33] R. Isermann, M. Münchhof, Identification of Dynamic Systems, An Introduction with Applications, Springer, 2011.
- [34] F.G. Shinskey, Process-Control Systems. Application, Design, and Tuning, 4th ed., McGraw-Hill, 1221 Avenue of the Americas, New York, NY 10020, 1996.
- [35] R. Kelly, V.S. Davila, and J.A.L. Perez. Control of robot manipulators in joint space, Springer Science & Business Media, 2006.
- [36] O. Garpinger, T. Hägglund, K.J. Åström, Criteria and Trade-offs in PID Design, IFAC Proc. Volumes, Vol. 45, Issue 3, pp. 47-52, 2012.
- [37] O. Garpinger, T. Hägglund, K.J. Åström, Performance and robustness trade-offs in PID control, Journal of Process Control, Vol. 24, No. 5, pp. 568-577, 2014.
- [38] T. Hägglund, A unified discussion on signal filtering in PID control, Control Engineering Practice, Vol. 21, pp. 994-1006, Aug. 2013.
- [39] O.J. Smith, A controller to overcome dead time, ISA Journal, Vol. 6, pp. 28-33, 1959.
- [40] K. Watanabe, M. Ito, A process-model control for linear systems with delay, IEEE Transactions on Automatic control, Vol. 26, No. 6, pp. 1261-1269, 1981.
- [41] K.J. Åström, C.C. Hang, B.C. Lim, A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time, IEEE transactions on Automatic Control, Vol. 39, No. 2, pp. 343-345, 1994.
- [42] M.R. Matausek, A.D. Micić, A modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time, IEEE transactions on automatic control, Vol. 41, No. 8, pp. 1199-1203, 1996.
- [43] S. Majhi, D.P. Atherton, Obtaining controller parameters for a new Smith predictor using autotuning, Automatica, Vol. 36, No. 11, pp. 1651-1658, 2000.
- [44] K. Ibrahim, Obtaining controller parameters for a new PI-PD Smith predictor using autotuning, Journal of Process Control, Vol. 13, No. 5, pp. 465-472, 2003.

- [45] J.E. Normey-Rico, E.F. Camacho, Unified approach for robust dead-time compensator design, *Journal of Process Control*, Vol. 19, No. 1, pp. 38-47, 2009.
- [46] T. Liu, W. Zhang, D. Gu, Analytical design of two-degree-of freedom control scheme for open-loop unstable processes with time delay, *Journal of Process Control*, Vol. 15, No. 5, pp. 559–572, 2005.
- [47] T. Liu, F. Gao, Enhanced IMC design of load disturbance rejection for integrating and unstable processes with slow dynamics, *ISA transactions*, Vol. 50, No. 2, pp. 239-248, 2011.
- [48] M. Shamsuzzoha, M. Lee, Enhanced disturbance rejection for open-loop unstable process with time delay, *ISA transactions*, Vol. 48, No. 2, pp. 237-244, 2009.
- [49] H. Panagopoulos, K.J. Åström, T. Hägglund, Design of PI controllers based on non-convex optimization, *Automatica*, Vol. 34, No.5, pp. 585-601, 1998.
- [50] H. Panagopoulos, K.J. Åström, T. Hägglund, Design of PID controllers based on constrained optimization, *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, Vol. 149, pp. 32-40 January 2002.
- [51] T. B. Šekara, M. R. Mataušek, Optimal and robust tuning of the PI controller based on the maximization of the criterion J_c defined by the linear combination of the integral gain and the closed-loop system bandwidth, *ELECTRONICS*, Vol. 12, No. 1, 1st June 2008.
- [52] C. Hwang and C-Y. Hsiao, Solution of non-convex optimization arising in PI/PID control design, *Automatica*, Vol. 38, pp. 1895-1904, November 2002.
- [53] A. Wallén, K.J. Åström, and T. Hägglund, Loop-shaping design of PID controllers with constant T_i/T_d ratio, *Asian Journal of Control*, Vol. 4, pp. 403-409, December 2002.
- [54] B. Kristiansson and B. Lennartson, Evaluation and simple tuning of PID controllers with high-frequency robustness, *Journal of Process Control*, Vol. 16, pp. 91-102, February 2006.

- [55] B. Kristiansson and B. Lennartson, Robust tuning of PI and PID controllers: using derivative action despite sensor noise, *IEEE Control Systems Magazine*, pp. 55-69, February 2006.
- [56] T.B. Šekara, M.R. Mataušek, Optimization of PID Controller Based on Maximization of the Proportional Gain Under Constraints on Robustness and Sensitivity to Measurement Noise, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 54, No. 1, pp. 184–189, 2009.
- [57] M. R. Mataušek, T. B. Šekara, A fast closed-loop process dynamics characterization, *ISA Transactions*, Vol. 53, No. 2, pp. 489-496, March, 2014.
- [58] O. Garpinger, T. Hägglund, Software-based optimal PID design with robustness and noise sensitivity constraints, *Journal of Process Control*, Vol. 33, pp. 90–101, 2015.
- [59] A.J. Isaksson and S.F. Graebe, Derivative filter is an integral part of PID design, *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, vol.149, pp. 41-45, January 2002.
- [60] P.O. Larsson, T. Hägglund, Control signal constraints and filter order selection for PI and PID controllers, in: *American Control Conference*, San Francisco, CA, USA, pp. 4994–4999, 2011.
- [61] P. Larsson, T. Hägglund, Comparison between robust PID and predictive PI controllers with constrained control signal noise sensitivity, *IFAC Proceedings Volumes*, Vol. 45, No. 3, pp. 175–180, 2012.
- [62] M.R. Mataušek, T.B. Šekara, PID controller frequency-domain tuning for stable, integrating and unstable processes, including dead-time, *Journal of Process Control*, Vol. 21, No. 1, pp. 17–27, 2011.
- [63] A.D. Micić, M.R. Mataušek, Optimization of PID controller with higher-order noise filter, *Journal of Process Control*, Vol. 24, No. 5, pp. 694-700, 2014.
- [64] K. Soltesz, C. Grimholt, S. Skogestad, Simultaneous design of proportional-integral-derivative controller and measurement filter by optimisation, *IET Control Theory & Applications*, pp.1-16, Nov. 2016.

- [65] D.E. Rivera, M. Morari, S. Skogestad, Internal model control: PID controller design, *Industrial & engineering chemistry process design and development*, Vol. 25, No. 1, pp. 252-265, 1986.
- [66] M. Morari, E. Zafiriou, *Robust process control*, 1989.
- [67] Y. Lee, S. Park, M. Lee, C. Brosilow, PID controller tuning for desired closed-loop responses for SI/SO systems, *Aiche journal*, Vol. 44, No. 1, pp. 106-115, 1998.
- [68] Y. Lee, S. Park, M. Lee, PID controller tuning to obtain desired closed loop responses for cascade control systems, *Industrial & Engineering Chemistry Research*, Vol. 37, pp. 1859–1865, 1998.
- [69] M. Shamsuzzoha, M. Lee, IMC-PID Controller Design for Improved Disturbance Rejection of Time-Delayed Processes, *Industrial & Engineering Chemistry Research*, Vol. 46, No. 7, pp. 2077–2091, 2007.
- [70] E.B. Dahlin, Designing and tuning digital controllers, *Instruments and Control Systems*, Vol. 41, No. 6, pp. 77–83, 1968.
- [71] S.W. Smith, *The scientist and engineer's guide to digital signal processing*, San Diego: California Technical Pub., 2nd ed., 1999.
- [72] S. Skogestad, Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning, *Journal of Process Control*, Vol. 13, No. 4, pp. 291–309, 2003.
- [73] V.R. Segovia, T. Hägglund, K.J. Åström, Measurement noise filtering for common PID tuning rules, *Control Engineering Practice*, Vol. 32, pp. 43-63, 2014.
- [74] V.R. Segovia, T. Hägglund, K.J. Åström, Measurement noise filtering for PID controllers, *Journal of Process Control*, Vol. 2, No. 4, 299-313, 2014.
- [75] T.B. Šekara, M.B. Trifunović, V. Govedarica, Frequency domain design of a complex controller under constraints on robustness and sensitivity to measurement noise, *Electronics*, Vol. 15, No. 1, pp. 40-44, 2011.
- [76] M.B. Trifunović, T.B. Šekara, Tuning formulae for PID/PIDC controllers of processes with the ultimate gain and ultimate frequency, in: *Proceedings of Infoteh-Jahorina*, Vol. 10, Ref. A-3, pp. 12-17, 2011.

- [77] T.B. Šekara, M.B. Trifunović, Optimalno podešavanje PID regulatora sa redno vezanim diferencijalnim kompenzatorom u frekvencijskom domenu, INDEL, Banja Luka, 4-6 Novembar, 2010.
- [78] P.D. Mandić, M.Č. Bošković, T.B. Šekara, M.P. Lazarević, A new optimization method of PIDC controller under constraints on robustness and sensitivity to measurement noise using amplitude optimum principle, unpublished.
- [79] W.S. Levine (editor), The Control Handbook, Control Systems Fundamentals, Second Edition, CRC Press, 2011.
- [80] T.B. Šekara, Savremeni postupci projektovanja, analize, optimizacije i implementacije konvencionalnih upravljačkih algoritama za procese sa konačno i beskonačno stepeni slobode, INFOTEH-JAHORINA, Vol. 16, pp. 652-659, 2017.
- [81] T.B. Šekara, M.R. Mataušek, Classification of dynamic processes and PID controller tuning in a parameter plane, Journal of Process Control, Vol. 21, No. 4, pp. 620-626, April 2011.
- [82] T.B. Šekara, M.Č. Bošković, P.D. Mandić, M.P. Lazarević, M.R. Rapaić, Nova metoda diskretizacije PI/PID regulatora, XV međunarodni naučno-stručni simpozijum INFOTEH-JAHORINA, Vol. 15, pp. 768-772, Jahorina, Bosna i Hercegovina, 16. mart - 18. mart 2016.
- [83] M. Bošković, T.B. Šekara, M.R. Rapaić, V. Govedarica, Primjena Padé aproksimacije za diskretizaciju linearnih stacionarnih sistema”, 5. Matematička konferencija Republike Srpske, (Trebinje, 5. jun - 6. jun, 2015), Zbornik radova 6. matematičke konferencije Republike Srpske, pp. 99-111, Pale 2017.
- [84] M. Bošković, T.B. Šekara, M.R. Rapaić, B. Jakovljević, Rational approximations to design controllers for unstable processes, including dead time, X International Symposium on Industrial Electronics (INDEL 2014), pp. 200-204, Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, 6-8 November, 2014.
- [85] M. Bošković, T.B. Šekara, M.R. Rapaić, B. Jakovljević, A New Method for Approximation of Non-Rational Transfer Function of Controllers

- with Unstable Dipoles, 2nd International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN 2015), AUI3.2 1-6, Srebrno jezero, Srbija, June 8-11, 2015.
- [86] M.Č. Bošković, T.B. Šekara, M.R. Rapaić, M.P. Lazarević, P. Mandić, A novel ARX-based discretization method for linear non-rational systems, International Conference on Fractional Differentiation and its Applications (ICFDA 2016), Vol. 1, pp. 343-352, Novi Sad, Serbia, July 18-20, 2016.
- [87] K.J. Åström, P. Hagander, J. Sternby, Zeros of Sampled Systems, Automatica, Vol. 20, No. 1, pp. 31-38, 1984.
- [88] T.B. Šekara, New transformation polynomials for discretization of analogue systems, Electrical Engineering, Vol. 89, pp. 137-147, 2006.
- [89] J. Ledin, Embedded Control Systems in C/C++: An Introduction for Software Developers Using MATLAB, CMP Books, 2003.
- [90] K.J. Åström, and R.M. Murray. Feedback systems: an introduction for scientists and engineers, Princeton university press, 2010.
- [91] P.H. Petkov, J.K. Krlev, T.N. Slavov, Design of embedded robust control systems using Matlab/Simulink, Institution of Engineering & Technology, 2018.
- [92] F.G. Shinskey, How good are our controllers in absolute performance and robustness? Measurement and Control, Vol. 23, pp. 114–21, 1990.
- [93] R.H. Middleton, Trade-offs in linear control system design, Automatica, Vol. 27, No. 2, pp. 281-292, 1991.
- [94] K.J. Åström, Limitations on Control System Performance, European Journal of Control, Vol. 6, No.1, pp. 2-20, 2000.
- [95] H.W. Bode, Network Analysis and Feedback Amplifier Design, Van Nostrand, Princeton, NJ, 1945.
- [96] J.S. Freudenberg, D.P. Looze, Frequency domain properties of scalar and multivariable feedback systems, Vol. 104, Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1988.
- [97] W.S. Levine, The Control Handbook, CRC Press, 1996.

- [98] M. Stojić: *Kontinualni sistemi automatskog upravljanja*; Nauka, Beograd, 2003.
- [99] P.D. Domański, *Control Performance Assessment: Theoretical Analyses and Industrial Practice*, Springer, 2020.
- [100] K. Ogata, *Modern control engineering*, Pearson, 5. edition, 2010.
- [101] G.F. Franklin, J.D. Powell, A. Emami-Naeini, *Feedback control of dynamic systems*, London: Pearson, Seventh edition, 2015.
- [102] S. Skogestad, I. Postlethwaite, *Multivariable feedback control: analysis and design*, Vol. 2, New York: Wiley, 2007.
- [103] L. Brančić, *Numerical inverse Laplace transforms for electrical engineering simulation, MATLAB for Engineers-Applications in Control, Electrical Engineering, IT and Robotics*, IntechOpen, 2011.
- [104] M. Bošković, T.B. Šekara, M.R. Rapaić, B. Jakovljević, *A New Combined Performance Criterion for Optimization of PI Controller*, International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN 2016), pp. AUI2.3. 1-4, Zlatibor, Serbia, June 13-16, 2016.
- [105] <https://www.maplesoft.com/support/help/Maple/view.aspx?path=Optimization%2fGeneral%2fMethods>
- [106] T.B. Šekara, M. Bošković, M. Radulović, B. Cvetković, *Nova metoda za optimizaciju PIDC regulatora pod ograničenjima na pretek faze i osjetljivost na mjerni šum*, XXI međunarodni naučno-stručni skup Informacione tehnologije (IT 2016), pp. 57-60, Žabljak, Crna Gora, 29. februar-05. mart 2016.
- [107] M.Č. Bošković, T.B. Šekara, M. Radulović, B. Cvetković, *A novel method for optimization of PID/PIDC controller under constraints on phase margin and sensitivity to measurement noise based on non-symmetrical optimum method*, ETF Journal of Electrical Engineering, Faculty of Electrical Engineering, University of Montenegro, Vol. 22, No. 1, pp. 15-23, November 2016.
- [108] L. Loron, *Tuning of PID Controllers by the Non-symmetrical Optimum Method*, Automatica, Vol. 33, No. 1, pp. 103-107, 1997.

- [109] C. Kessler, Das Symmetrische Optimum, Teil I. at Automatisierungstechnik, Vol. 6, pp. 1-12, pp. 395-400, 1958.
- [110] T.B. Šekara, M. Radulović, Nova metoda za optimizaciju PID regulatora zasnovana na principu nesimetričnog optimum, Informacione tehnologije, IT 2015.
- [111] M.Č. Bošković, M.R. Rapaić, T.B. Šekara, V. Govedarica, „Non-symmetrical Optimum Design Method of Fractional-order PID Controller”, International Symposium on Industrial Electronics (INDEL 2018), Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, 2-3 November 2018.
- [112] M.Č. Bošković, M.R. Rapaić, Z.D. Jeličić, Particle swarm optimization of PID controller under constraints on performance and robustness, International Journal of Electrical Engineering and Computing, Vol. 2, No. 1, pp. 1-10, 2018.
- [113] D. Bertsekas, Nonlinear Programming, Athena Scientific, Belmont, Massachusetts, 1999.
- [114] M.J. Kochenderfer, T.A. Wheeler, Algorithms for optimization, MIT Press, 2019.
- [115] M.R. Rapaić, Matlab implementation of the Particle Swarm Optimization algorithm, <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/22228-particle-swarm-optimization-pso-algorithm>
- [116] Ž. Kanović, M.R. Rapaić, Z.D. Jeličić, Generalized Particle Swarm Optimization Algorithm – Theoretical and Empirical Analysis with Application in Fault Detection, Applied Mathematics and Computation, Vol. 217, No. 24, pp. 10175-10186, August 2011.
- [117] <https://www.mathworks.com/help/gads/ga.html>
- [118] <https://www.mathworks.com/help/optim/ug/unconstrained-nonlinear-optimization-algorithms.html>
- [119] A.I. Ribić, M.R. Mataušek, A dead-time compensating PID controller structure and robust tuning, Journal of Process Control, Vol. 22, No. 7, pp. 1340-1349, August 2012.

- [120] M. Bošković, T.B. Šekara, P. Mandić, M.P. Lazarević, V. Govedarica, Jedna nova metoda projektovanja PID regulatora primjenom spektra polova i D-razlaganja pod ograničenjima na performanse, XIV međunarodni naučno-stručni simpozijum INFOTEH-JAHORINA, Vol. 14, pp. 808-812, Jahorina, Bosna i Hercegovina, 18. mart – 20. mart 2015.
- [121] P. Persson, K.J. Åström, Dominant pole design - a unified view of pid controller tuning, Selected Papers from 4th IFAC Symposium Adaptive Systems in Control and Signal Processing, Grenoble, France, 1–3 July 1992, IFAC Postprint Volume, pp. 377-382, 1993.
- [122] Q-G. Wang, Z. Zhang, K.J. Åström, L.S.Chek, Guaranteed dominant pole placement with PID controllers, Journal of Process Control, Vol. 19, No. 2, pp. 349–352, 2009.
- [123] T.B. Šekara, M.R. Rapaić, A revision of root locus method with applications, Journal of Process Control, Vol. 34, pp. 26–34, 2015.
- [124] I. Vishnegradsky, Sur la théorie générale des régulateurs, Comptes rendus de l'Académie des sciences, Vol. 83, pp. 318–321, 1876.
- [125] Y.I. Neimark, Search for the parameter values that make automatic control system stable, Automatika i Telemekhanika, (in Russian), Vol. 9, No.3 pp.190–230, 1948.
- [126] Y.I. Neimark, Stability of the linearized systems, Leningrad LKVVIA,(in Russian), Leningrad, 1949.
- [127] D. Mitrović, Graphical analysis and synthesis of feedback control systems I - Theory and analysis, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry, Vol. 77, No. 6, pp. 476-487, Jan. 1959.
- [128] D. Mitrović, Graphical analysis and synthesis of feedback control systems II - synthesis, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry, Vol. 77, No. 6, pp. 487–496, 1959.
- [129] D. Siljak, Generalization of the parameter plane method, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 11, No. 1, pp. 63-70, Jan. 1966.

- [130] E.N. Gryazina, B.T. Polyak, Stability regions in the parameter space: d-decomposition revisited, *Automatica*, Vol. 42, No. 1, pp. 13–26, 2006.
- [131] Y.I. Neimark, D-partition and robust stability, *Computational Mathematics and Modeling*, Vol. 9, No. 2, pp. 160–166, 1998.
- [132] P.D. Mandić, T.B. Šekara, M.P. Lazarević, M.Č. Bošković, Dominant pole placement with fractional order PID controllers: D-decomposition approach, *ISA Transactions*, Vol. 67, pp. 76–86, 2017.
- [133] M.Č. Bošković, M.R. Rapaić, T.B. Šekara, P.D. Mandić, M.P. Lazarević, Pole placement based design of PIDC controller under constraint on robustness, *XV međunarodni naučno-stručni simpozijum INFOTEH-JAHORINA*, Vol. 16, pp. 664-668, Jahorina, Bosna i Hercegovina, 22. mart - 24. Mart 2017.
- [134] T.B. Šekara, M.R. Rapaić, M.P. Lazarević, Optimal tuning of fractional PIDC^α controller in the frequency domain, *International Conference on Fractional Differentiation and Its Applications (ICFDA)*, pp. 1-4, Catania, Italy, 2014.
- [135] M.Č. Bošković, T.B. Šekara, M.R. Rapaić, V. Govedarica, Tuning rules of PI/PID controllers with robustness constraint for industrial processes without dead-time, *XXII međunarodni naučno-stručni skup Informacione Tehnologije (IT 2017)*, pp. 90-93, Žabljak, Crna Gora, februar 2017.
- [136] G.A. Baker, *Essentials of Padé Approximants*, Academic Press, New York, USA, 1975.
- [137] M.Č. Bošković, M.R. Rapaić, T.B. Šekara, P.D. Mandić, M.P. Lazarević, B. Cvetković, B. Lutovac, M. Daković, On the Rational Representation of Fractional Order Lead Compensator using Padé Approximation, *7th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO 2018)*, Budva, Montenegro, 2018.
- [138] M.Č. Bošković, T.B. Šekara, M.R. Rapaić, V. Govedarica, Novel Tuning Rules for Stable Dead-Time Processes with Dominant Left Half-Plane Zero, *XI International Symposium on Industrial Electronics (INDEL 2016)*, pp. 1-5, Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, November 2016.

- [139] M.Č. Bošković, M.R. Rapaić, T.B. Šekara, M. Ponjavić, M. Barjaktarović, B. Lutovac, Novel Tuning Rules of PD Controller for Industrial Processes, 8th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO 2019), Budva, Montenegro, 10-14 June 2019.
- [140] M.Č. Bošković, M.R. Rapaić, T.B. Šekara, P.D. Mandić, M.P. Lazarević, Jedna nova metoda projektovanja složenih kompenzatora u sistemima upravljanja, 18th International Symposium INFOTEH-JAHORINA, Jahorina, Bosnia and Herzegovina, 20-22 March 2019.
- [141] M.Č. Bošković, T.B. Šekara, M.R. Rapaić, Novel tuning rules for PIDC and PID load frequency controllers considering robustness and sensitivity to measurement noise, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 114, p. 105416, January 2020.
- [142] C. Concordia, L.K. Kirchmayer, Tie-line power and frequency control of electric power systems, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems, Vol. 72, No. 3, pp. 562–572, 1953.
- [143] P. Kundur, J. Paserba, V. Ajjarapu, G. Andersson et al., Definition and classification of power system stability, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 19, No. 3, pp. 1387–1401, 2004.
- [144] L.L. Grigsby, editor, Power system stability and control, CRC Press, 2012.
- [145] ENTSO-E, Continental Europe Operation Handbook, European Network for Transmission System Operators for Electricity, online: <www.entsoe.eu/publications/system-operations-reports/operation-handbook>
- [146] P. Kundur, Power system stability and control, McGraw-Hill, 1994.
- [147] B.J. Kirby, J. Dyer, C. Martinez, R.A. Shoureshi, R. Guttromson, J. Dagle, Frequency control concerns in the North American Electric Power System, Technical Report no. ORNL/TM-2003/41, Oak Ridge National Lab. 2002, online: <<https://doi.org/10.2172/885842>>.
- [148] H. Bevrani, Robust power system frequency control, New York: Springer, 2009.

- [149] H. Shayeghi, H.A. Shayanfar, A. Jalili, Load frequency control strategies: a state-of-art survey for the researcher, *Energy Conversion and Management*, Vol. 50, No. 2, pp. 344–353, 2009.
- [150] S.K. Pandey, S.R. Mohanty, N. Kishor, A literature survey on load-frequency control for conventional and distribution generation power systems, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 25, pp. 318–334, 2013.
- [151] H.H. Alhelou, M-E. Hamedani-Golshan et al. Challenges and opportunities of load frequency control in conventional, modern and future smart power systems: a comprehensive review, *Energies*, Vol. 11, No. 10, p. 2497, 2018.
- [152] R. Shankar, S.R. Pradhan, K. Chatterjee, R. Mandal, A comprehensive state of the art literature survey on LFC mechanism for power system, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 76, pp. 1185–1207, 2017.
- [153] M. Čalović, A. Sarić, P. Stefanov, *Eksploatacija elektroenergetskih sistema u uslovima slobodnog tržišta*, Tehnički fakultet, Čačak, 2005.
- [154] C.E. Fosha, O.I. Elgerd, The megawatt-frequency control problem: a new approach via optimal control theory, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-89, No. 4, pp. 563–577, 1970.
- [155] A. Khodabakhshian, M. Edrisi, A new robust PID load frequency controller, *Control Engineering Practice*, Vol. 16, No. 9, pp. 1069–1080, 2008.
- [156] Y. Wang, R. Zhou, C. Wen, Robust load-frequency controller design for power systems, *IEE Proc. C- Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 140, No. 1, pp. 11-16, 1993.
- [157] F. Liu, Y. Li, Y. Cao, J. She, M. Wu, A two-layer active disturbance rejection controller design for load frequency control of interconnected power system, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 31, No. 4, pp. 3320–3321, 2016.
- [158] MdM. Rahman, A.H. Chowdhury, MdA. Hossain, Improved load frequency control using a fast acting active disturbance rejection controller, *Energies*, Vol. 1, No. 11, p. 1718, 2017.

- [159] L. Dong, Y. Zhang, Z. Gao, A robust decentralized load frequency controller for interconnected power systems, *ISA Transactions*, Vol. 51, No. 3, pp. 410–419, 2012.
- [160] M.R. Toulabi, M. Shiroei, A.M. Ranjbar, Robust analysis and design of power system load frequency control using the Kharitonov's theorem, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 55, pp. 51–58, 2014.
- [161] C.T. Pan, C.M. Liaw, An adaptive controller for power system load-frequency control, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 4, No. 1, 122–128, 1989.
- [162] M. Zribi, M. Al-Rashed, M. Alrifai, Adaptive decentralized load frequency control of multi-area power systems, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 27, No.8, pp. 575–583, 2005.
- [163] T.H. Mohamed, H. Bevrani, A.A. Hassan, T. Hiyama, Decentralized model predictive based load frequency control in an interconnected power system, *Energy Conversion and Management*, Vol. 52, No. 2, pp. 1208–1214, 2011.
- [164] A.M. Ersdal, L. Imsland, K. Uhlen, Model predictive load-frequency control, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 31, No. 1, pp. 777–785, 2016.
- [165] C.S. Chang, W. Fu, Area load frequency control using fuzzy gain scheduling of PI controllers, *Electric Power Systems Research*, Vol. 42, No. 2, pp. 145–152, 1997.
- [166] J. Talaq, F. Al-Basri, Adaptive fuzzy gain scheduling for load frequency control, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 14, No. 1, pp. 145–150, 1999.
- [167] İ. Kocaarslan, E.Çam, Fuzzy logic controller in interconnected electrical power systems for load-frequency control, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 27, No. 8, 542–549, 2005.
- [168] E. Çam, Application of fuzzy logic for load frequency control of hydroelectrical power plants, *Energy Conversion and Management*, Vol. 48, No. 4, pp.1281–1288, 2007.

- [169] H.A. Yousef, K. AL-Kharusi, M.H. Albadi, N. Hosseinzadeh, Load frequency control of a multi-area power system: an adaptive fuzzy logic approach, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 29, No. 4, 1822–1830, 2014.
- [170] F. Beaufays, Y. Abdel-Magid, V. Widrow, Application of neural networks to load frequency control in power systems, *Neural Networks*, Vol. 7, No. 1, pp. 183–194, 1994.
- [171] D.K. Chaturvedi, P.S. Satsanagi, P.K. Kalra, Load frequency control: a generalised neural network approach, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 21, No. 6, pp. 405–415, 1999.
- [172] Y.Y. Hsu, W.C. Chan, Optimal variable structure controller for the load-frequency control of interconnected hydrothermal power systems, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 6, No. 4, pp. 221–229, 1984.
- [173] K. Vrdoljak, N. Perić, I. Petrović, Sliding mode based load-frequency control in power systems, *Electric Power Systems Research*, Vol. 80, No. 5, pp. 514–527, 2010.
- [174] Y. Mi, Y. Fu, C. Wang, P. Wang, Decentralized sliding mode load frequency control for multi-area power systems, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 28, No. 6, pp. 4301–4309, 2013.
- [175] A. Pilloni, A. Pisano, E. Usai, Robust finite-time frequency and voltage restoration of inverter-based microgrids via sliding-mode cooperative control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, No. 1, pp. 907–917, 2018.
- [176] S. Prasad, S. Purwar, N. Kishor, Load frequency regulation using observer based nonlinear sliding mode control, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 104, pp. 178–93, 2019.
- [177] S. Sondhi, Y.V. Hote, Fractional order PID controller for load frequency control, *Energy Conversion and Management*, Vol. 85, pp. 343–353, 2014.
- [178] S. Sondhi, Y.V. Hote, Fractional order PID controller for perturbed load frequency control using Kharitonov’s theorem, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 78, pp. 884–896, 2016.

- [179] S. Debbarma, L.C. Saikia, N. Sinha, Automatic generation control using two degree of freedom fractional order PID controller, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 58, pp. 120–129, 2014.
- [180] S. Saxena, Load frequency control strategy via fractional-order controller and reduced-order modeling, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 104, pp. 603–614, 2019.
- [181] F. Yang, J. He, Q. Pan, Further improvement on delay-dependent load frequency control of power systems via truncated B-L inequality, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 33, No. 5, pp. 5062–5071, 2018.
- [182] A. Khalil, J-H. Wang, O. Mohamed, Robust stabilization of load frequency control under networked environment, *International Journal of Automation and Computing*, Vol. 14, No. 1, pp. 93–105, 2017.
- [183] C. Peng, J. Zhang, Delay-distribution-dependent load frequency control of power systems with probabilistic interval delays, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 31, No. 4, pp. 3309–3317, 2016.
- [184] C-K. Zhang, L. Jiang, Q.H. Wu, Y. He, M. Wu, Delay-dependent robust load-frequency control for time delay power systems, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 28, No. 3, pp. 2192–2201, 2013.
- [185] C-K. Zhang, L. Jiang, QH. Wu, Y. He, M. Wu, Further results on delay-dependent stability of multi-area load frequency control, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 28, No. 4, pp. 4465–4474, 2013.
- [186] R. Dey, S. Ghosh, G. Ray, A. Rakshit, H_∞ load frequency control of interconnected power systems with communication delays, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 42, pp. 672–684, 2012.
- [187] A. Khalil, A. Swee Peng, A new method for computing the delay margin for the stability of load frequency control systems, *Energies*, Vol. 11, No. 12, p. 3460, 2018.
- [188] P. Ojaghi, M. Rahmani, LMI-based robust predictive load frequency control for power systems with communication delays, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 32, No. 5, pp. 4091–4100, 2017.

- [189] L. Xiong, H. Li, J. Wang, LMI based robust load frequency control for time delayed power systems via delay margin estimation, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 100, pp. 91–103, 2018.
- [190] A. Ahmadi, M. Aldeen, An LMI approach to the design of robust delay-dependent overlapping load frequency control of uncertain power systems, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 81, pp. 48–63, 2016.
- [191] Y.L. Abdel-Magid, M.M. Dawoud, Optimal AGC tuning with genetic algorithm, *Electric Power Systems Research*, Vol. 38, No. 3, pp. 231–238, 1996.
- [192] S.K. Aditya, D. Das, Design of load frequency controllers using genetic algorithm for two area interconnected hydro power system, *Electric Power Components and Systems*, Vol. 31, No. 1, pp. 81–94, 2003.
- [193] H. Gozde, M.C. Taplamaciogly, Automatic generation control application with craziness based particle swarm optimization in a thermal power system, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 33, No. 1, pp. 8–16, 2011.
- [194] H. Shabani, B. Vahidi, M. Ebrahimpour, A robust PID controller based on imperialist competitive algorithm for load-frequency control of power systems, *ISA Transactions*, Vol. 52, No. 1, pp. 88–95, 2013.
- [195] H. Gozde, M.C. Taplamacioglu, İ. Kocaarslan, Comparative performance analysis of Artificial Bee Colony algorithm in automatic generation control for interconnected reheat thermal power system, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 42, pp. 167–178, 2012.
- [196] R.K. Sahu, S. Panda, S. Padhan, A hybrid firefly algorithm and pattern search technique for automatic generation control of multi area power systems, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 64, pp. 9–23, 2015.
- [197] A.K. Barisal, Comparative performance analysis of teaching learning based optimization for automatic load frequency control of multi-source

- power systems, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 66, pp. 67–77, 2015.
- [198] E.S. Ali, S.M. Ebd-Elazim, Bacteria foraging optimization algorithm based load frequency controller for interconnected power system, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 33, No. 3, pp. 633–638, 2011.
- [199] R.K. Sahu, S. Panda, U.K. Rout, DE optimized 2-DOF PID controller for load frequency control of power system with governor dead-band nonlinearity, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 49, pp. 19–33, 2013.
- [200] W. Tan, Tuning of PID load frequency controller for power systems, *Energy Conversion and Management*, Vol. 50, No. 6, pp. 1465–1472, 2009.
- [201] W. Tan, Unified tuning of PID load frequency controller for power systems via IMC, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 25, No. 1, pp. 341–350, 2010.
- [202] S. Saxena, Y.V. Hote, Load frequency in power systems via internal model control scheme and model-order reduction, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 28, No. 3, pp. 2749–2757, 2013.
- [203] S. Saxena, Y.V. Hote, Stabilization of perturbed system via IMC: An application to load frequency control, *Control Engineering Practice*, Vol. 64, pp. 61–73, 2017.
- [204] D.G. Padhan, S. Majhi, A new control scheme for PID load frequency controller of single-area and multi-area power systems, *ISA Transactions*, Vol. 52, No. 2, pp. 242–251, 2013.
- [205] MdN. Anwar, S. Pan, A new PID load frequency controller design method in frequency domain through direct synthesis approach, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 67, pp. 560–569, 2015.
- [206] K.J. Åström, B. Wittenmark, *Adaptive control*, Courier Corporation, 2013.

- [207] J.E. Normey-Rico, E.F. Camacho, Dead-time compensators: A survey, *Control engineering practice*, Vol. 16, No. 4, pp. 407-428, 2008.
- [208] S. Das, I. Pan, On the Mixed H_2/H_∞ Loop-Shaping Tradeoffs in Fractional-Order Control of the AVR System, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 10, No. 4, pp. 1982-1991, 2014.
- [209] M.A. Sahib, A novel optimal PID plus second order derivative controller for AVR system, *Engineering Science and Technology, an International Journal*, Vol. 18, No. 2, pp. 194-206, 2015.
- [210] M. Modabbernia, B. Alizadeh, A. Sahab, M.M. Moghaddam, Robust control of automatic voltage regulator (AVR) with real structured parametric uncertainties based on H_∞ and μ -analysis, *ISA Transactions*, Vol. 100, pp. 46-62, 2020.
- [211] A. Sikander, P. Thakur, A new control design strategy for automatic voltage regulator in power system, *ISA Transactions*, Vol. 100, pp. 235-243, 2020.
- [212] U.B. Tayab, M.A.B. Roslan, L.J. Hwai, M. Kashif, A review of droop techniques for microgrid, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 76, pp. 717-727, 2017.
- [213] E. Weitenberg, Y. Jiang, C. Zhao, E. Mallada, C. De Persis, F. Dörfler, Robust decentralized secondary frequency control in Power Systems: Merits and Trade-Offs, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 64, No. 10, pp. 3967-3982, 2019.
- [214] A. Piloni, M. Gholami, A. Pissano, E. Usai, On the robust distributed secondary control of islanded inverter-based microgrids, in M. Steinberg, M. Horn, L. Fridman: *Variable-Structure System and Sliding-Mode Control – From Theory to Practice*, Springer, Cham. pp. 309-357, 2020.

Овај Образац чини саставни део докторске дисертације, односно докторског уметничког пројекта који се брани на Универзитету у Новом Саду. Попуњен Образац укоричити иза текста докторске дисертације, односно докторског уметничког пројекта.

План третмана података

Назив пројекта/истраживања
Савремене методе пројектовања конвенционалних индустријских регулатора под ограничењима на робусност
Назив институције/институција у оквиру којих се спроводи истраживање
а) Универзитет у Новом Саду, Факултет техничких наука
Назив програма у оквиру ког се реализује истраживање
Истраживање се реализује у оквиру израде докторске дисертације на студијском програму Рачунарство и аутоматика.
1. Опис података
<p><i>1.1 Врста студије</i></p> <p><i>Укратко описати тип студије у оквиру које се подаци прикупљају</i></p> <p>У овој студији нису прикупљани подаци.</p> <hr/> <hr/>
<p><i>1.2 Врсте података</i></p> <p>а) квантитативни</p> <p>б) квалитативни</p>
<p><i>1.3. Начин прикупљања података</i></p> <p>а) анкете, упитници, тестови</p> <p>б) клиничке процене, медицински записи, електронски здравствени записи</p> <p>в) генотипови: навести врсту _____</p> <p>г) административни подаци: навести врсту _____</p>

д) узорци ткива: навести врсту _____

ђ) снимци, фотографије: навести врсту _____

е) текст, навести врсту _____

ж) мапа, навести врсту _____

з) остало: описати _____

1.3 Формат података, употребљене скале, количина података

1.3.1 Употребљени софтвер и формат датотеке:

а) Excel фајл, датотека _____

б) SPSS фајл, датотека _____

в) PDF фајл, датотека _____

г) Текст фајл, датотека _____

д) JPG фајл, датотека _____

е) Остало, датотека _____

1.3.2. Број записа (код квантитативних података)

а) број варијабли _____

б) број мерења (испитаника, процена, снимака и сл.) _____

1.3.3. Поновљена мерења

а) да

б) не

Уколико је одговор да, одговорити на следећа питања:

а) временски размак између поновљених мера је _____

б) варијабле које се више пута мере односе се на _____

в) нове верзије фајлова који садрже поновљена мерења су именоване као _____

Напомене: _____

Да ли формати и софтвер омогућавају дељење и дугорочну валидност података?

а) Да

б) Не

Ако је одговор не, образложити _____

2. Прикупљање података

2.1 Методологија за прикупљање/генерисање података

2.1.1. У оквиру ког истраживачког нацрта су подаци прикупљени?

а) експеримент, навести тип _____

б) корелационо истраживање, навести тип _____

ц) анализа текста, навести тип _____

д) остало, навести шта _____

2.1.2 Навести врсте мерних инструмената или стандарде података специфичних за одређену научну дисциплину (ако постоје).

2.2 Квалитет података и стандарди

2.2.1. Третман недостајућих података

а) Да ли матрица садржи недостајуће податке? Да Не

Ако је одговор да, одговорити на следећа питања:

а) Колики је број недостајућих података? _____

б) Да ли се кориснику матрице препоручује замена недостајућих података? Да Не

в) Ако је одговор да, навести сугестије за третман замене недостајућих података

2.2.2. На који начин је контролисан квалитет података? Описати

2.2.3. На који начин је извршена контрола уноса података у матрицу?

3. Третман података и пратећа документација

3.1. Третман и чување података

3.1.1. Подаци ће бити депоновани у _____ репозиторијум.

3.1.2. URL адреса _____

3.1.3. DOI _____

3.1.4. Да ли ће подаци бити у отвореном приступу?

а) Да

б) Да, али после ембарга који ће трајати до _____

в) Не

Ако је одговор не, навести разлог _____

3.1.5. Подаци неће бити депоновани у репозиторијум, али ће бити чувани.

Образложење

3.2 Метаподаци и документација података

3.2.1. Који стандард за метаподатке ће бити примењен? _____

3.2.1. Навести метаподатке на основу којих су подаци депоновани у репозиторијум.

Ако је потребно, навести методе које се користе за преузимање података, аналитичке и процедуралне информације, њихово кодирање, детаљне описе варијабли, записа итд.

3.3 Стратегија и стандарди за чување података

3.3.1. До ког периода ће подаци бити чувани у репозиторијуму? _____

3.3.2. Да ли ће подаци бити депоновани под шифром? Да Не

3.3.3. Да ли ће шифра бити доступна одређеном кругу истраживача? Да Не

3.3.4. Да ли се подаци морају уклонити из отвореног приступа после извесног времена?

Да Не

Образложити

4. Безбедност података и заштита поверљивих информација

Овај одељак МОРА бити попуњен ако ваши подаци укључују личне податке који се односе на учеснике у истраживању. За друга истраживања треба такође размотрити заштиту и сигурност података.

4.1 Формални стандарди за сигурност информација/података

Истраживачи који спроводе испитивања с људима морају да се придржавају Закона о заштити података о личности (https://www.paragraf.rs/propisi/zakon_o_zastiti_podataka_o_licnosti.html) и

одговарајућег институционалног кодекса о академском интегритету.

4.1.2. Да ли је истраживање одобрено од стране етичке комисије? Да Не

Ако је одговор Да, навести датум и назив етичке комисије која је одобрила истраживање

4.1.2. Да ли подаци укључују личне податке учесника у истраживању? Да Не

Ако је одговор да, наведите на који начин сте осигурали поверљивост и сигурност информација везаних за испитанике:

- a) Подаци нису у отвореном приступу
 - б) Подаци су анонимизирани
 - ц) Остало, навести шта
-
-

5. Доступност података

5.1. Подаци ће бити

- a) јавно доступни*
- б) доступни само уском кругу истраживача у одређеној научној области*
- ц) затворени*

Ако су подаци доступни само уском кругу истраживача, навести под којим условима могу да их користе:

Ако су подаци доступни само уском кругу истраживача, навести на који начин могу приступити подацима:

5.4. Навести лиценцу под којом ће прикупљени подаци бити архивирани.

6. Улоге и одговорност

6.1. Навести име и презиме и мејл адресу власника (аутора) података

Марко Бошковић, marko.boskovic@uns.ac.rs

6.2. Навести име и презиме и мејл адресу особе која одржава матрицу с подацима

Марко Бошковић, marko.boskovic@uns.ac.rs

6.3. Навести име и презиме и мејл адресу особе која омогућује приступ подацима другим истраживачима

Марко Бошковић, marko.boskovic@uns.ac.rs
