



УНИВЕРЗИТЕТ У КРАГУЈЕВЦУ
ФАКУЛТЕТ ЗА МАШИНСТВО И
ГРАЂЕВИНАРСТВО У КРАЉЕВУ

Саша Продановић

**ПРОЈЕКТОВАЊЕ ПИД РЕГУЛАТОРА ЗА
МУЛТИВАРИЈАБИЛНЕ ПРОЦЕСЕ**

Докторска дисертација

Краљево, 2016. година

<i>I Аутор</i>	
Име и презиме:	мр Саша Продановић, дипл. инж. маш.
Датум и место рођења:	26.09.1977. године, Сарајево
Садашње запослење:	Виши асистент на Машинском факултету Универзитета у Источном Сарајеву
<i>II Докторска дисертација</i>	
Наслов:	Пројектовање ПИД регулатора за мултиваријабилне процесе
Број страница:	104
Број слика:	81
Број библиографских података:	72
Установа и место где је рад израђен:	Универзитет у Крагујевцу, Факултет за машинство и грађевинарство у Краљеву
Научна област (УДК):	Аутоматско управљање (681.532.7)
Ментор:	др Новак Недић, редовни професор
<i>III Оцена и одбрана</i>	
Датум пријаве теме:	06.03.2013. године
Број одлуке и датум прихватања докторске дисертације:	540 од 16.05.2013. године 389/9 од 10.07.2013. године
Комисија за оцену подобности теме и кандидата:	<ol style="list-style-type: none"> др Новак Недић, ред. проф. Факултет за машинство и грађевинарство у Краљеву др Зоран Бучевац, ред. проф. Машински факултет у Београду др Војислав Филиповић, ван. проф. Факултет за машинство и грађевинарство у Краљеву
Комисија за оцену и одбрану докторске дисертације:	<ol style="list-style-type: none"> др Зоран Бучевац, ред. проф., председник Машински факултет у Београду др Љубомир Лукић, ред. проф., члан Факултет за машинство и грађевинарство у Краљеву др Војислав Филиповић, ван. проф., члан Факултет за машинство и грађевинарство у Краљеву др Драган Пршић, доц., члан Факултет за машинство и грађевинарство у Краљеву др Љубиша Дубоњић, доц., члан Факултет за машинство и грађевинарство у Краљеву
Датум одбране дисертације:	

ПРЕДГОВОР

Ова докторска дисертација је резултат вишегодишњег научног и стручног усавршавања кандидата у области Аутоматског управљања.

Велику захвалност изражавам ментору проф. др Новаку Недићу за несебичну и непрестану помоћ у свим фазама израде ове дисертације. Проф. др Зоран Бучевац, проф. др Војислав Филиповић, проф. др Љубомир Лукић, доц. др Драган Пршић и доц. др Љубиша Дубоњић су у многоме допринијели квалитету ове дисертације и на томе сам им посебно захвалан.

Захваљујем се Факултету за машинство и грађевинарство у Краљеву Универзитета у Крагујевцу и Машинском факултету Универзитета у Источном Сарајеву на подршци у досадашњем раду.

Захваљујем се својој породици на подршци, разумијевању и стрпљењу током израде дисертације.

Источно Сарајево,
јун, 2016. године

мр Саша Продановић, дипл. инж. маш.

ПРОЈЕКТОВАЊЕ ПИД РЕГУЛАТОРА ЗА МУЛТИВАРИЈАБИЛНЕ ПРОЦЕСЕ

Резиме

Ова дисертација настоји да кроз унапређење метода пројектовања ПИД регулатора омогући правилан и свеобухватан приступ разматрању система аутоматског управљања узимањем у обзир њихове мултиваријабилности. Допринос је такође дат у пројектовању распрезивача као веома важног дијела управљачког система када су у питању мултиваријабилни системи. Презентована је кроз сљедећа поглавља.

Прво поглавље наглашава проблеме у управљању сложених система. Укратко су наведени коришћени прилази у истраживању и објекти који су разматрани.

У другом поглављу је укратко описан концепт мултиваријабилног система. Дате су његове основне особине и математички апарат који се користи за анализу и синтезу ових система.

Треће поглавље садржи преглед досадашњих резултата у пројектовању распрезивача и ПИД регулатора за мултиваријабилне системе. Разграничени су доприноси у пројектовању распрежућег управљања путем распрезивача као одвојеног елемента управљачког система и метода компензације интеракције за случај када се регулатор пројектује тако да сам обухвата функцију распрезања.

Функционалне шеме и математички модели објеката, чије је управљање у овом истраживању побољшано, дати су у поглављу четири. Било да су моделовани на бази физичких закона који владају у њима или су добијени методама идентификације, ови, до сада у литератури често коришћени, модели су послужили за оцјену квалитета предложених алгоритама управљања.

Поглавље пет је састављено од различитих типова централизованог распрежућег управљања. Разматрани су директни распрезивач са децентрализованим ПИ регулатором, затим инверзни статички распрезивач у комбинацији са П, ПИ и ПИД регулатором, као и поједностављени распрезивач са ПИД регулатором пројектованим методом Д – декомпозиције. Када је у питању анализа система управљања, предложен је приступ за одређивања границе интензитета поремећаја, који систем може успјешно компензовати у складу са постављеним захтјевима.

У шестом поглављу су истражене модификоване процедуре за одређивање степена интеракције, са циљем да се квантификује ниво спрегнутости. Као резултат су добијени парцијални индекси интеракције. Ови индекси су конципирани да дају индикацију утицаја спрезања на показатеље квалитета одзива. Такође је презентован итеративни приступ пројектовању распрезивача на бази задовољавања постављених ограничења на поједине параметре одзива. Коришћењем симулација размотрене су могућности примјене предложене методе на реалном систему (без познавања његовог математичког модела) и њене предности за случај када је математички модел претходно познат.

Седмо поглавље се односи на усавршавање децентрализованог релејног теста за пројектовање мултиваријабилних П, ПИ и ПИД регулатора за објекте управљања са двије улазне и двије излазне величине. У предложеном концепту објекат је распрегнут прије провођења релејног теста. Урађене су и модификације одговарајућих параметара неопходних за реализацију поменутог управљања. Овој проблематици је посвећена

пажња због великих предности релејног теста као што су једноставност и *on-line* имплементација без познавања математичког модела система.

У осмом поглављу су изнешени закључци и јасно су наглашени доприноси проведеног истраживања у дисертацији. Осврћући се на урађено дати су могући правци даљих истраживања који требају постати надградња за остварене резултете, изнешене идеје и отворена питања.

Кључне ријечи: мултиваријабилни систем, пројектовање, ПИД регулатор, распрезивач.

PID CONTROLLERS DESIGN FOR MULTIVARIABLE PROCESSES

Abstract

This thesis, through the improvement of methods for PID controller design, aims to enable proper and comprehensive approach to the consideration of automatic control systems by taking into account their multi variability. The contribution is also given in the decoupler design as a very important part of the control system when it comes to multivariable systems. It was presented through the following chapters.

The first chapter highlights the problems in the control of complex systems. There are briefly stated approaches used in research and objects that were considered.

The second chapter in short describes the concept of multivariable systems. Its main features and mathematical methods, which are used for the analysis and synthesis of these systems, were presented.

The third chapter contains the systematization of previous results in the design of decoupler and PID controller for multivariable systems. Contributions in the design of decoupling control based on decoupler as a separate element of the control system and method for compensation of interaction in the case when the regulator includes decoupling function are clarified.

Functional schemes and mathematical models of the objects, whose control in this research has been improved, are given in chapter four. Either, objects are modeled based on physical laws that are valid in them, or they were obtained using identification methods, they are often investigated in the literature and due to that were used to evaluate the quality of the proposed control algorithms here, too.

Chapter five is consisted of different types of centralized decoupling control. There are considerations of direct decoupler with decentralized PI controller, and then the inverted static decoupler in combination with P, PI and PID controller, as well as simplified decoupler with PID controller designed using D - decomposition method. When it comes to the analysis of the control system, there is proposed approach for determining the boundary of the disturbance intensity, which can be successfully compensated by the system in accordance with the defined requirements.

In the sixth chapter, modified procedures for determination of the interaction degree, in order to quantify the level of coupling, were explored. As a result, partial interaction indexes have been obtained. These indexes are conceptualized to give an indication of the impact of coupling to the quality indicators of the responses. An iterative approach to decoupler design, based on meeting the defined limits on chosen parameters of the responses, were presented, too. Using the simulations, possibilities of applying the proposed method to real system (without knowledge of its mathematical model) were discussed and its benefits for the case when the mathematical model is previously known were underlined.

The seventh chapter refers to the improvement of decentralized relay feedback test that are used for design of multivariable P, PI and PID controllers for the objects with two inputs and two outputs. In the proposed concept, the object is decoupled before carrying out the relay feedback test. Modifications of the appropriate parameters, that are required for the implementation of the aforementioned control, have been made, too. This issue has been

addressed because of the great advantages of relay feedback test such as simplicity and its on-line application without knowing the mathematical model of the system.

Eighth chapter involves the conclusions and clearly highlighted contributions of the research in the dissertation. Commenting on the achievements, possible directions of further research are given. They should become an upgrade for the results achieved, presented ideas and open issues.

Key words: multivariable system, design, PID controller, decoupler.

САДРЖАЈ

ОЗНАКЕ	8
1. УВОД	11
2. ОПИС КОНЦЕПТА СЛОЖЕНОГ МУЛТИВАРИЈАБИЛНОГ СИСТЕМА	13
2.1. Опште карактеристике	13
2.2. Основни показатељи квалитета понашања мултиваријабилних система	15
3. ПРЕГЛЕД ДОСАДАШЊИХ ИСТРАЖИВАЧКИХ РЕЗУЛТАТА	18
4. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛИ КОНКРЕТНИХ МУЛТИВАРИЈАБИЛНИХ СИСТЕМА	22
4.1. Формирање математичког модела процеса на бази физичких закона	22
4.1.1. Проточни резервоар	22
4.2. Математички модели процеса преузети из литературе	25
4.2.1. Дестилациона колона	25
4.2.2. Електрохидраулични сервосистем за тестове структуре	26
5. ПРОЈЕКТОВАЊЕ МУЛТИВАРИЈАБИЛНИХ П, ПИ И ПИД РЕГУЛАТОРА	28
5.1. Децентрализовано управљање помоћу распрезивача и ПИ регулатора	28
5.1.1. Анализа процеса	28
5.1.2. Децентрализовано распрежуће управљање	30
5.2. П, ПИ и ПИД регулатор у комбинацији са инверзним статичким распрезивачем	34
5.2.1. Пројектовање инверзног распрезивача	35
5.2.2. Пројектовање регулатора	35
5.3. Модификовани приступ управљању дестилационе колоне	43
5.3.1. Пројектовање директног распрезивача	43
5.3.2. Пројектовање регулатора методом Д – декомпозиције	44
5.3.3. Резултати и дискусија	46
5.4. Анализа могућности за компензацију дејства поремећаја	53
6. ПРОЈЕКТОВАЊЕ РАСПРЕЗИВАЧА У ЦИЉУ РАЗЛАГАЊА СЛОЖЕНОГ СИСТЕМА	57
6.1. Одређивање парцијалних индекса интеракције	57
6.2. Итеративно подешавање распрезивача	67
6.2.1. Поставка проблема	67
6.2.2. Пројектовање распрезивача - итеративна метода	69
6.2.3. Илустровање методе на примјерима	73
7. ПРИМЈЕНА РЕЛЕЈНОГ ТЕСТА ЗА ПРОЈЕКТОВАЊЕ МУЛТИВАРИЈАБИЛНИХ РЕГУЛАТОРА	83
8. ЗАКЉУЧЦИ	90
ЛИТЕРАТУРА	93
ПРИЛОЗИ	98
ИЗЈАВЕ АУТОРА	

ОЗНАКЕ

a		Амплитуда излазног сигнала линеарног система
a_k		Коефицијенти називника преносне функције
A		Амплитуде у тренутку прескока
d		Поремећај
d_i		Редни број поремећаја
d_{ij}		Елементи распрезивача
D		Распрезивач
e		Грешка управљане величине
F	(N)	Вриједности сила добијене од њихових мјерних органа
F_r	(N)	Референтна вриједност силе
g_{ij}		Елементи матрице преносних функција
G		Преносна функција објекта
G_m	(dB)	Претек појачања
h	(m)	Ниво, висина идеалне релејне карактеристике
$h_{\text{ново}}$	(m)	Ниво у новонасталом стационарном стању
$h_{\text{старо}}$	(m)	Ниво у претходном стационарном стању (или прије пуштања у рад)
i		Интензитет поремећаја
inkr		Инкремент
IE		Интеграл грешке
k		Елементи дијагоналног регулатора
K		Преносна функција регулатора, појачање
K_d		Диференцијално појачање
K_f		Корекциони фактор
K_i		Интегрално појачање
K_p		Пропорционално појачање
K_u		Критично појачање
L	(s)	Кашњење
m		Број улазних величина
m	(kg)	Маса
M		Полином имениоца преносне функције једноструко преносног процеса
n		Број итерација
N		Полином бројника преносне функције једноструко преносног процеса, општа ознака за параметар одзива y_2
p		Број излазних величина, пол преносне функције
P		Општа ознака за параметар одзива y_1
P_m	(°)	Претек фазе
r		Жељена (референтна) величина
R	(m ³ /s)	Проток рефлукса
RGA		Релативни низ појачања
s		Лапласов оператор
S		Осјетљивост система

S	(m^3/s)	Проток паре у ребојлеру
sep		Појединачна петља
t	($^{\circ}C$)	Температура
t_0		Тренутак увођења првог поремећаја
t_p		Период између сусједних поремећаја
t_{novo}	($^{\circ}C$)	Температура у новонасталом стационарном стању
t_{staro}	($^{\circ}C$)	Температура у претходном стационарном стању (или прије пуштања у рад)
t_{Π}	(s)	Тренутак прескока
T	(s)	Временска константа
T_i	(s)	Интегрална временска константа
T_k	(s)	Вријеме кашњења
T_s	(s)	Вријеме смирења T_s
T_u		Критична периода
T_u	(s)	Вријеме успона
u		Управљачка (манипулативна величина)
U		Јединствена матрица излазних вектора сингуларних вриједности, управљачка величина
v		Излаз из регулатора
V		Јединствена матрица улазних вектора сингуларних вриједности
V_1	(m^3)	Запремина воде која се доводи кроз вентил 1
V_2	(m^3)	Запремина воде која се доводи кроз вентил 2
V_r	(m^3)	Запремина резервоара
X_B		Процент метанола у доњим производима
X_D		Процент метанола у дестилату
X_i		Управљана величина
y		Излазна (управљана) величина
z		Поремећај
γ		Кондициони број
Δt		Вријеме трајања поремећаја
ε_s		Статичка грешка
λ		Елеменат релативног низа појачања
λ	(s)	Жељена временска константа процеса
$\lambda(T_k)$		Индекс интеракције у односу на вријеме кашњења
$\lambda(T_s)$		Индекс интеракције у односу на вријеме смирења
$\lambda(T_u)$		Индекс интеракције у односу на вријеме успона
$\lambda(A)$		Индекс интеракције у односу на вриједност амплитуде $A(t_{\Pi})$ у тренутку прескока
ζ		Коефицијент пригушења
Π	%	Прескок
ρ	(kg/m^3)	Густина
σ_m		Реални дио полова преносне функције
Σ		$p \times m$ дијагонална матрица

ω	(rad/s)	Пригушена учестаност
ω_c	(rad/s)	Пресјечна учестаност
ω_n	(rad/s)	Природна (непригушена) учестаност

1. УВОД

Огромна разноликост процеса и машина у човјековом окружењу захтијева све сложеније приступе њиховом изучавању. Из сложености приступа анализе тежи се да се добије што једноставније управљање тих објеката, које може обезбиједити жељене карактеристике система. Тако да се перманентно велика пажња посвећује стабилности, робусности и добрим показатељима квалитета динамичког понашања система.

Примјена рачунара не само да је омогућила бољу реализацију самог управљања, већ је олакшала идентификацију система и примјену сложенијих математичких модела за њихово проучавање. Такође је омогућила анализу и синтезу система коришћењем симулација. Раније често схватање система као једноструко преносног захтјева увођење већег броја претпоставки којима се занемарује утицај величина које истраживач сматра мање битним за функционисање система. Међутим, искључивање већег броја величина из модела система може кумулативно дати знатно искривљену слику о његовој природи. Системи са једним улазом и једним излазом могу вјеродостојно представити само системе код којих су неке величине доминантне у односу на све остале. С обзиром да и на процесе и машине најчешће дјелује више од једне физичке величине, и да је врло често потребно управљати више него једну излазну величину, много прикладнији и тачнији приступ анализи и синтези система аутоматског управљања је ако се он разматра као мултиваријабилни. Бројна истраживања су усмјерена на развој и усавршавање теорије мултиваријабилних система управљања. Они су по својој структури знатно сложенији од једноструко преносних јер поред постојања основних спрега (редне, паралелне и повратне) посједују интеракције (укрштене спреге) и различиту усмјереност улаза према излазима. Овим концептом повећавају се могућности за узимање у обзир свих утицаја на систем, чије би занемаривање могло проузроковати грешке у управљању. У овој дисертацији изучавани су мултиваријабилни системи са двије улазне и двије излазне величине (2x2 системи).

Када је ријеч о процесној индустрији објекти веома често имају већа временска кашњења излазне у односу на улазну величину. То додатно усложњава матрицу

преносних функција процеса, јер су тада њени чланови бесконачне димензије. У досадашњим истраживањима постоје методе пројектовања ПИД регулатора које директно користе моделе са кашњењем, али и методе које претходно апроксимирају систем да би био коначне димензије. У овој дисертацији су примјењивана оба поменута приступа. Разматрани су веома чести процеси попут проточног резервоара и дестилационе колоне. У индустрији постоји велики број варијација ових процеса тако да је квалитет предложених алгоритама управљања у овом истраживању детаљно поређен са досадашњим достигнућима.

Истраживања су рађена и за механичке објекте па је тако изучаван електрохидраулички систем управљања сила на цилиндрима у контактним тачкама њихових клипњача са конзолом. Конзола представља објекат на коме се врше тестови структуре за случај мањег и већег броја промјена оптерећења. Распрежуће управљање овог система, са високим степеном интракције услед еластичних својстава конзоле, је истраживано на моделу без кашњења.

Феномен интеракције заузима значајно мјесто у проведеним разматрањима па је пројектовање распрезивача проведено на више начина и идентификоване су предности и мане појединих метода. Поступци пројектовања ПИД регулатора су разматрани у њиховим комбинацијама са различитим распрезивачима. Поређења распрезивача су вршена за исти регулатор, и обрнуто, поређења регулатора су провођена за непромијењен распрезивач. Поједине анализе квалитета управљања за разматране објекте су усредсређене само на поређење крајњег резултата управљања, тј. одзива процеса. Другим ријечима ефикасност предложених метода за изабрани објекат управљања је поређена са методама из литературе без обзира на типове распрежућег управљања о којима ће у даљем тексту дисертације бити ријечи.

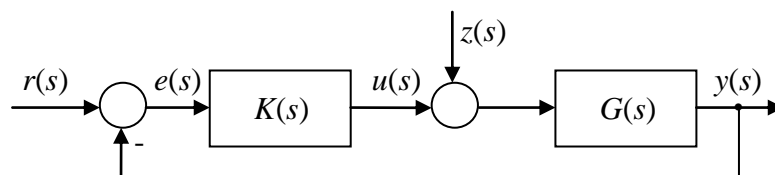
Увођење релеја као нелинеарности у мултиваријабилне системе у циљу пројектовања ПИД регулатора је такође било предмет истраживања. Испитивана је примјена децентрализованог релејног теста за претходно распрегнут систем са два улаза и два излаза. Тиме се настоје отклонити препреке и сметње примјени релејног теста у реалном времену, које су проузроковане интеракцијама у систему управљања.

2. ОПИС КОНЦЕПТА СЛОЖЕНОГ МУЛТИВАРИЈАБИЛНОГ СИСТЕМА

Анализи и синтези система аутоматског управљања (САУ) шансе за успјех се знатно увећавају са адекватним приступом објекту управљања са становишта његове природе.

2.1. Опште карактеристике

Теорија линеарних система примијењена на једноструко преносне (*single input single output* - SISO) системе има своје недостатке у погледу проучавања утицаја почетних услова на динамичко понашање управљаног објекта и система у цјелини. Ови недостаци се успјешно превазилазе примјеном концепта стања динамичких система Милојковић, Грујић (1990). Најједноставнији систем управљања са једном излазном величином је у ствари систем са два улаза, јер поред жељене (референтне) величине на њега дјелује и поремећај (слика 2.1.). Дакле и он је по својој природи у извјесној мјери мултиваријабилан.



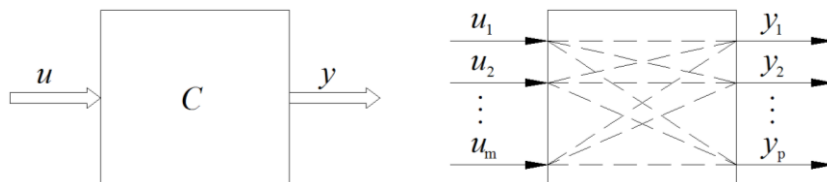
Слика 2.1. Систем аутоматског регулисања

Употреба преносне функције у овом случају намеће формирање исте у односу на обје улазне величине одвојено. Тај прилаз упаривања свих улазних са свим излазним величинама приказан је на слици 2.2. и важећи је при формирању матрице преносних функција представљене са једначинама (2.1) и (2.2), Дебељковић, Мулић (2004).

$$G(s)=[g_{ij}(s)] \quad (2.1)$$

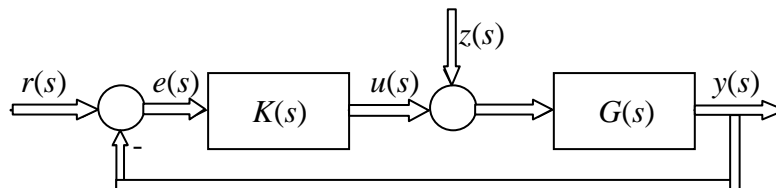
Гдје је i – излазна величина, j – улазна величина, при чему $i=1,2, \dots, p$ и $j=1,2, \dots, m$.

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) & \dots & g_{1m}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) & \dots & g_{2m}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{p1}(s) & g_{p2}(s) & \dots & g_{pm}(s) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$



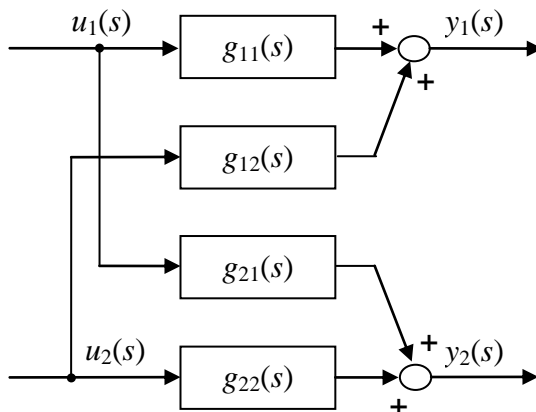
Слика 2.2. Дијаграм мултиваријабилног система, Дебељковић, Мулић (2004)

Због њихове вишеструкости, улазне и излазне величине се представљају векторима па тако имамо вектор улаза $u=[u_1 \ u_2 \ \dots \ u_m]^T$ и вектор излаза $y=[y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T$, док се на дијаграмима представљају дуплим стрелицама. Општи блок дијаграм мултиваријабилног система аутоматског регулисања (САР) је дат на слици 2.3.



Слика 2.3. Општи блок дијаграм мултиваријабилног САР, Дебељковић, Мулић (2004)

Дакле тачније представљање објекта се постиже узимањем у обзир његове мултиваријабилности. Разлог томе је што се на тај начин утицаји више величина могу узети у обзир. Један од случаја мултиваријабилног (вишеструко преносног) система је и систем са два улаза и два излаза (*two input two output* - ТИТО), који је изучаван у овој дисертацији. Његов блок дијаграм је дат на слици 2.4.



Слика 2.4. Блок дијаграм ТИТО система

Гдје су u_1 и u_2 улазне, а y_1 и y_2 излазне величине. Овај систем може бити приказан и у сљедећем облику (2.3):

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} = G(s) \cdot \begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Основно својство мултиваријабилних система је њихова сложена структура која се огледа у дјеловању најмање два улаза на све или само на неке излазне величине. Додатном усложњавању доприноси и чињеница да и излазне величине могу да дјелују једна на другу и тако формирају укрштене спреге. Ове релације чине спрезање у систему, тј. његове унутрашње интеракције. Наравно и у овој врсти система могу да постоје и повратне спреге било по стању или по управљаној величини. Системи са једнаким бројем улазних и излазних величина се представљају квадратном матрицом преносних функција, међутим математички апарат је знатно опширнији у случају када је она правоугаона, тј. када је број улаза и излаза неједнак. Због наведених сложености, теорија једноструко преносних система служи само као полазна основа, коју је неопходно прилагодити за изучавање мултиваријабилних система, с тим да постоје и сасвим нови прилази и методе изведени намјенски за мултиваријабилне системе.

Без обзира о којим системима се ради често се у њиховом разматрању велика већина пажње ставља на пројектовање регулатора и на анализу резултата управљања са становишта задовољавања постављених пројектних задатака. При томе се неправедно запостављају активности у које спадају: одређивање циљева управљања, одређивање и анализа математичког модела, дефинисање управљаних и управљачких величина, избор сензора и извршних органа, избор структуре система управљања и типа регулатора, избор хардвера и софтвера у коме регулатор треба бити изведен и његово (ако је изводљиво) *on-line* подешавање као и симулација управљаног објекта или његово испитивање у лабораторији.

2.2. Основни показатељи квалитета понашања мултиваријабилних система

Са математичког аспекта, при анализи и синтези мултиваријабилних система важну улогу имају осјетљивост и комплементарна осјетљивост система дате једначинама (2.4) и (2.5), респективно, Skogestad, Postlethwaite (2005).

$$S(s) = \frac{1}{1 + G(s) \cdot K(s)} \quad (2.4)$$

$$T(s) = \frac{G(s) \cdot K(s)}{1 + G(s) \cdot K(s)} \quad (2.5)$$

Овим показатељима се дају смјернице за пројектовање регулатора. Сходно томе смањење осјетљивости S иде у прилог успјешној компензацији поремећаја и бољем праћењу референтне величине. У том циљу је потребно да важи $|S(j\omega)| \ll 1$ што се постиже повећањем појачања отвореног кола. Смањење комплементарне осјетљивости $|T(j\omega)| \ll 1$ омогућава смањење утицаја шума мјерења на грешку управљане величине. Из једначине (2.5) слиједи да појачање отвореног кола треба смањити. Истовремена

компензација поремећаја и шума на истој фреквенцији је контрадикторна, јер важи да је $S(s) + T(s)=I$. Компромис се прави користећи чињеницу да се поремећаји јављају на ниским, а шумови на вишим фреквенцијама па се томе прилагођавају вриједности за S и T .

За разлику од једноструко преносних система, појачања не зависе само од фреквенције ω , већ и од правца улазних величина r . Пошто су у овом случају улазне и излазне величине вектори, амплитуде елемента сваког вектора морају се сабирати помоћу норме. Тако да појачање гласи:

$$\frac{\|y(\omega)\|_2}{\|r(\omega)\|_2} = \frac{\|G(j\omega)r(\omega)\|_2}{\|r(\omega)\|_2} = \frac{\sqrt{\sum_i |y(\omega)|^2}}{\sqrt{\sum_i |r(\omega)|^2}} \quad (2.6)$$

Максимална вриједност појачања представља максималну сингуларну вриједност, док минимална вриједност појачања представља минималну сингуларну вриједност матрице преносних функција $G(s)$ за случај да сви улази имају једнаку амплитуду $\|r\|_2=1$ и оне су дате једначинама (2.7) и (2.8), респективно.

$$\bar{\sigma}(G) = \max_{r \neq 0} \frac{\|Gr\|_2}{\|r\|_2} = \max_{\|r\|_2=1} \|Gr\|_2 \quad (2.7)$$

$$\underline{\sigma}(G) = \min_{r \neq 0} \frac{\|Gr\|_2}{\|r\|_2} = \min_{\|r\|_2=1} \|Gr\|_2 \quad (2.8)$$

Осим интерактивности разлика између једноструко преносних и мултиваријабилних (вишеструко преносних) система је и у усмјерености. Анализа појачања и праваца у мултиваријабилном систему се олакшава примјеном декомпозиције сингуларних вриједности. За фиксну фреквенцију ω матрица G се може разложити у:

$$G=U\Sigma V^T \quad (2.9)$$

При томе: Σ је $p \times m$ дијагонална матрица са $k=\min\{p, m\}$ ненегативних сингуларних вриједности σ_i пореданих по опадајућем редосљеду, U је $p \times p$ је јединствена матрица излазних вектора сингуларних вриједности u_i и њене колоне (вектори) су правци излаза објекта, V је $m \times m$ је јединствена матрица улазних вектора сингуларних вриједности v_i и њене колоне (вектори) су правци улаза објекта. Поред објеката са истим бројем улаза и излаза декомпозиција сингуларних вриједности се примјењује и када то није случај, тј. када је њихова матрица преносних функција правоугаона.

Такође користан показатељ је и кондициони број $\gamma(G)$, који се дефинише као однос максималне и минималне сингуларне вриједности.

$$\gamma(G) = \frac{\bar{\sigma}(G)}{\underline{\sigma}(G)} \quad (2.10)$$

Он даје мјеру условљености система. Систем је слабо условљен ако је вриједност његовог кондиционог броја много већа од 1 што значи да неке комбинације улаза и излаза имају велико појачање, а неке знатно мање. Предуслов за успјешно управљање оваквог објекта је да регулатор има широк опсег појачања у различитим правцима улаз – излаз.

Још један важан показатељ је Релативни низ појачања (*Relative gain array - RGA*).

$$RGA(G)=Gx(G^{-1})^T \quad (2.11)$$

гдје је са x означен Schur-ов производ елемент по елемент.

Он се користи за индикацију осјетљивости на неизвјесности, анализу објекта чија матрица преносних функција није квадратна, идентификацију нула у десној половини комплексне равни и као смјерница за адекватно упаривање улазних и излазних величина.

У овој дисертацији се углавном одступило од уобичајеног коришћења опште теорије представљене наведеним математичким законитостима, које важе за мултиваријабилне системе. Насупрот томе, истраживан је приступ у коме се алгоритам управљања формира на основу унапријед дефинисаних вриједности показатеља квалитета одзива управљаног објекта.

3. ПРЕГЛЕД ДОСАДАШЊИХ ИСТРАЖИВАЧКИХ РЕЗУЛТАТА

Истраживања управљања мултиваријабилних система симултано се развијају у оквиру два поља. То су пројектовање регулатора и пројектовање распрезивача. С обзиром на кратак период од почетка изучавања ових система постоји релативно мали број литературних јединица, које садрже поменути проблематику. У наставку је дат преглед досадашњих резултата из ове области са нагласком на врсту објекта управљања (процеси или механички системи).

Процесна индустрија обилује постројењима попут дестилационих колона. Због тога њихово управљање привлачи велику пажњу истраживача. Правци побољшања, поред увијек наглашених стабилности, робусности и перформанси система, иду и ка једноставности имплементације управљачког система и руковања њиме од стране инжењера оператера. То се данас углавном покушава остварити примјеном ПИД регулатора тако да је њихово подешавање предмет многих истраживања. Код једних пројектује се регулатор који уједно врши и распрезање процеса, тј. компензовање његове интеракције, док се помоћу других пројектују регулатори за које се одвојено пројектују распрезивачи. Интеракције између управљачких кругова система узрокују значајне потешкоће при остваривању задатих перформанси објекта, а у неким случајевима и његове стабилности. Подробнији приступ процесу (објекту), заснован на узимању у обзир његове мултиваријабилности, подстакао је многе истраживаче да се позабаве развијањем управљачких алгоритама који ће компензовати поменути интеракцију. У тежњи ка томе, у скорим деценијама, пројектовано је више врста распрезивача. Многи од њих су пројектовани за системе са два улаза и два излаза јер се велики број мултиваријабилних процеса у индустрији може са успјехом представити и разматрати као (*two input two output* - ТИТО процес) или као скуп више ТИТО подсистема.

Луубен (1986) је извео методу подешавања коначног броја SISO (један улаз један излаз) ПИ регулатора базирану на методи Ziegler-Nichols, узимајући да је већ ријешен

проблем упаривања улазних и излазних величина. Wang и др. (1997) користе онолико децентрализованих релејних тестова ког је реда и матрица преносних функција процеса. Поменуте тестове користе за естимацију матрице фреквентних одзива процеса, на бази које се пројектује распрежуће управљање, тј. регулатор чији су ПИ дијагонални, а ПИД вандијагонални елементи. Узимајући у обзир времена кашњења и евентуалне нуле неминималне фазе отвореног кола система, Wang и др. (2002) су представили метод пројектовања распрежућег управљања на основу интерног модела (ИМС), с тим да су увели и метод за редукцију модела којим се теоријски регулатор поједностављује ради лакше примјене у пракси. Стратегију која се среће у социо-политичким оквирима у империјалној борби за колоније Astapaz-Gargari и др. (2008) су примијенили за остваривање конвергенције параметара ПИД регулатора према њиховим најбољим вриједностима са становишта интеграла апсолутне грешке (IAE). Тај приступ, назван „*Colonial Competitive Algorithm*“ су користили за пројектовање мултиваријабилног ПИД регулатора, који распреже управљани процес. Garrido и др. (2010a) су увели инверзно распрезање унутар централизованог управљања за ПТО процес, с тим да формирају два дијагонална ПИ регулатора и два вандијагонална деривативна компензатора са временима кашњења. Чланове преносне матрице отвореног кола одређују на основу дефинисаног претека стабилности (претека појачања и претека фазе) или на основу природне фреквенције и фактора пригушења. Liu и др. (2007) су доказали да компензатори временског кашњења система морају бити обухваћени матрицом регулатора да би се постигло успјешно распрезање мултиваријабилног система са вишеструким кашњењима.

Поред горе наведених референци које се односе на методе пројектовања регулатора са интегрисаном функцијом распрезања процеса, у наставку се даје преглед студија са акцентом на методама за одвојено пројектовање распрезивача. Wang и др. (2000) користе итеративни метод за подешавање децентрализованог ПИД регулатора, а распрезивач формирају на основу постављеног услова да матрица преносних функција генерализованог процеса буде дијагонална. Још једна итеративна метода пројектовања ПИД регулатора је развијена од стране Vázquez и др. (1999). За ово подешавање као показатељ квалитета они користе фреквентни одзив. Åström и др. (2002) су пројектовали статички распрезивач $D=G^{-1}(0)$, а децентрализоване регулаторе подешавају преко максимизације интегралног појачања, правећи компромис између перформанси појединих управљачких петљи и интеракције у процесу. Vázquez и Morilla (2002) су увели методу према којој добијени распрезивач омогућава независно управљање петљи, а децентрализовани ПИ или ПИД регулатор се пројектује користећи итеративни нумерички алгоритам. Morilla и др. (2008) су пројектовали идеални распрезивач ПИ дејства такође на бази дијагоналности матрице преносних функција отвореног кола, а затим су га апроксимирали са четири ПИД регулатора без елемената кашњења. Кориговањем пропорционалног појачања обезбјеђују захтијеване перформансе система. Још један алгоритам управљања са инверзним распрезивачем су дали Garrido и др. (2010б) с тим да пројектују ПИ регулаторе за одвојене управљачке петље. Велику пажњу разради типова распрезања су такође посветили Morilla и др. (2013). За пројектовани распрезивач Maghadea и Patre (2012) су предложили методу

подешавања ПИ и ПИД регулатора уз услов остваривања дефинисаних претека појачања и фазе. Tavakoli и др. (2006) су предложили још један приступ одвојеног пројектовања распрезивача и децентрализованог ПИ и ПИД регулатора, с тим да регулатор пројектују користећи бездимензионални метод подешавања.

Распрезивач као дио централизованог система управљања има задатак да, чинећи његов производ са преносном функцијом процеса дијагоналним, поједностави пројектовање мултиваријабилног регулатора. Nordfeldt и Hägglund (2006), водећи рачуна да распрезивачем унесу што мање динамике у управљачки круг (петљу), након формирања модела процеса првог реда са кашњењем, из колона распрезивача $D=\text{adj}(G)$ елиминишу највеће заједничко вријеме кашњења и заједнички пол. Wang и Yang (2002) су пројектовали минимални $S+$ распрезивач користећи само матрицу преносних функција и обезбједивши стабилност система помоћу јединичне повратне спреге по излазу. Garrido и др. (2012) су централизовано управљање примјенили на котао као 2×2 процес. Инверзно распрезање су остварили преко четири регулатора, с тим да су развили директне компензаторе за одбијање дејства поремећаја. Cai и др. (2008) су увели веома једноставну методу за пројектовање идеалног дијагоналног распрезивача у оквиру које користе еквивалентну матрицу преносних функција добијену преко нормализоване интегрисане грешке (NIE). Mohammadpour и др. (2011) су увели нову параметарски зависну мјеру интеракције на основу декомпозиције сингуларних вриједности (SVD) и статичке инверзије, која се након тога користи за подешавање ПИ регулатора за системе описане квадратном матрицом преносних функција.

Важно је напоменути да када је у питању управљање дестилационе колоне, чије су варијације заступљене у горе наведеним радовима, истраживање поменуте проблематике је отишло у различитим правцима. Тако на примјер Савковић-Стевановић (2000) користи неуронско-фази модел за управљање дестилационог процеса за издвајање етанола након ферментације кукурузног скроба. García-Alvarado и др. (2005) пројектују мултиваријабилни ПИД регулатор помоћу варијација квадратног индекса Љапунова и сопствених вриједности карактеристичне матрице.

Значајни доприноси на пољу пројектовања децентрализованог ПИД регулатора методом D – декомпозиције су презентовани у радовима (Митровић (1959), Шиљак (1964 и 1966), Дубоњић и др. (2013), Le и др. (2015), Gryazina и др. (2008) и Bhattacharyya и др. (2009). Теорију система са кашњењем је исцрпно изложио Дебељковић (2011).

Конзола на коју дјелују електрохидраулички цилиндри представља оптерећење са високим нивоом интеракције. И овдје је разматрање мултиваријабилности кључно за квалитет управљања, чији је циљ остварити задате силе у току тестова структуре. Истраживања конзоле су провели Ramachandran и Dransfield (1993) с акцентом на одређивање интеракције између излаза система. Pannala и др. (1989) су за овај систем пројектовали регулатор који се заснива на техници мултиваријабилног фреквентног одзива. Singer и Meashio (1995) су формирали модел електрохидрауличког система са поменутом конзолом као оптерећењем, али нису разматрали компензацију спрезања. Поред горе наведених, проблематиком распрезања су се бавили и Јевтовић и Матаушек

(2010) који су регулатор пројектовали са нагласком на робусност и осјетљивост на шум мјерења.

Основе пројектовања ПИД регулатора на бази релејног теста поставили су Åström и Hägglund (1984) и (1995). Ову проблематику систематизовали су Филиповић и Недић (2008), Wang и др. (2003) и Yu (2006). Примјена ове методе је изучавана и за управљање нивоа кондензата у кондензатору турбине термоелектране, Продановић (2009). Релејни тест за једноструке системе усавршавали су многи аутори. Тако на примјер Padhy и Majhi (2006) су извршили идентификацију стабилног и нестабилног процеса првог реда са кашњењем и за њега пројектовали ПИ-ПД регулатор. Levy и др. (2012), након добијања устаљених осцилација процеса, ПИ и ПИД регулаторе подешавају у двије фазе. Jiménez и др. (2016) су пројектовали ПИД регулатор прилагођавањем фреквентног одзива, док оптимизацију параметара врше користећи једноставни генетски алгоритам.

У досадашњој пракси већина прилаза, који су се показали као ефикасни код једноструко преносних система, настоје се пренијети на мултиваријабилне системе. Тако да је иста ситуација и са реализацијом релејног теста. То најчешће захтјева модификацију основне процедуре коју су увели Åström и Hägglund (1984). Бројна истраживања се односе на ову тематику. Ту хронолошки спадају радови аутора Loh и др. (1993), Shen и Yu (1994), Palmor и др. (1995), Menani и Koivo (1996), Halevi и др. (1997), Ju и Chiu (1997), Semino и Scali (1998), Toh и Rangaiah (2002) и Hang и др. (2002).

У скорије вријеме такође постоје значајни доприноси на овом пољу. Тако на примјер Jeng и др. (2006) су увели елемент кашњења између релеја и регулатора, док претек појачања и фазе користе за процјену квалитета управљања. Campestrini и др. (2009) користе децентрализовани релејни тест при чему су доказали да је, у циљу проширења његове примјене, критичну тачку могуће помјерити на задату локацију без нарушавања квалитета динамичког понашања система. Selvakumar и Panda (2010) су увели приступ према коме идентификацију 2x2 процеса (дестилационих колона) и кориговање параметара регулатора врше на основу математичког модела нежељених одзива. Под нежељеним одзивима сматрају одзиве настале усљед интеракције у процесу и изводе их након реализације релејног теста. Voiko и др. (2013) су развили модел осцилаторног 2x2 процеса на који је примијењен релејни тест. Овај модел омогућава погодности при одређивању амплитуде и фреквенције устаљених осцилација у обје управљачке петље.

Задржавајући основну структуру методе засноване на примјени релеја као нелинеарности, у овој дисертацији су такође предложене њене одговарајуће модификације при реализацији у мултиваријабилним системима.

4. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛИ КОНКРЕТНИХ МУЛТИВАРИЈАБИЛНИХ СИСТЕМА

Два најчешћа начина одређивања математичког модела процеса су коришћење различитих метода идентификације и извођење модела на бази познатих закона физике. У наставку ће бити дати и описани конкретни примјери мултиваријабилних процеса који се често сусрећу у индустрији и чије је динамичко понашање истраживано у овој дисертацији да би се побољшали њихови алгоритми управљања. За један процес математички модел је изведен, док су остали преузети из литературе, а у тим истраживањима су добијени путем идентификације.

4.1. Формирање математичког модела процеса на бази физичких закона

Формирање математичког модела процеса на бази физичких законитости се заснива на повезивању његових улазних и излазних величина помоћу одговарајућих математичких релација.

4.1.1. Проточни резервоар

У овом случају је као примјер узет проточни резервоар у коме се мијеша вода из два одвојена улаза са протоцима Q_1 и Q_2 и на различитим температурама (слика 4.1.). Ови протоци представљају управљачке величине система управљања, а мијењају се промјеном проточних површина вентила 1 и 2. Управљане величине за овај процес су ниво h и температура t у резервоару. Мултиваријабилност овог система се огледа у чињеници да промјена протока, тј. запремине воде, кроз било који од ова два вентила директно и истовремено изазива промјену нивоа и температуре у резервоару. Вентил 3 на излазу из резервоара је *on/off* типа и проток кроз њега је означен са Q_3 . Циљ је мијешати воду из два извора да би се на излазу добио константан проток воде задате температуре. Ниво се настоји држати на константној вриједности да би се обезбиједило адекватно мијешање. Вода је узета ради поједностављења извођења матрице преносних

функција. Разматрани процес је представник велике групе процеса у којима се врши мијешање двају течности да се на излазу добије смјеса (производ) задате густине, температуре, концентрације појединих компоненти и слично. Веома су чести у многим гранама индустрије попут у прехранбене, хемијске и других. У наставку су дати подаци који прецизније дефинишу структуру разматраног процеса, који су моделовали Продановић и др. (2014).

Објекат: проточни резервоар представљен као процес са два улаза и два излаза (2x2 процес).

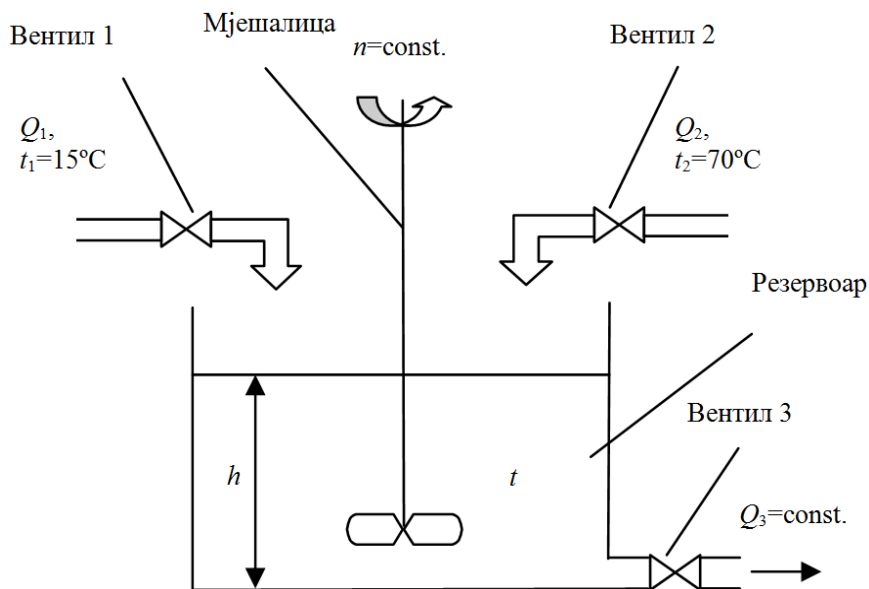
Улази:

- проток Q_1 (вода константне температуре $t_1=15^\circ\text{C}$)
- проток Q_2 (вода константне температуре $t_2=70^\circ\text{C}$)

Излази:

- ниво h (референтна вриједност је $h_r=1\text{m}$)
- температура t (референтна вриједност је $t_r=30^\circ\text{C}$)

Узето је да је резервоар облика ваљка, чија је површина основе (дна) $0,1\text{m}^2$.



Слика 4.1. Шема проточног резервоара

Уведене су претпоставке:

Претпоставка 1: Промјена густине воде ρ са температуром се занемарује,

Претпоставка 2: У релацијама за температуру запремина резервоара V_r се узима као константна,

Претпоставка 3: Проток на излазу $Q_3=\text{const.}$

Преносна функција (однос нивоа и протока) узета је на основу једначине континуитета и у општем облику гласи:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (4.1)$$

Појачање K је одређено користећи једначину:

$$K = \frac{h_{\text{staro}} - h_{\text{novo}}}{Q} \quad (4.2)$$

гдје су: h_{staro} – ниво у претходном стационарном стању (или прије пуштања у рад),
 h_{novo} – ниво у новонасталом стационарном стању,
 Q – вриједност побудног сигнала (у овом случају протока).

Времанска константа T је одређена као вријеме за које излаз достигне 63% од његове вриједности у стационарном стању.

Преносна функција (однос температуре и протока) узета је такође као систем првог реда, али са кашњењем. Њен општи облик гласи:

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (4.3)$$

Појачања K_1 и K_2 су одређена користећи закон о одржању енергије:

$$m_1 c t_1 + m_2 c t_2 = (m_1 + m_2) c t \quad (4.4)$$

Пошто се из обје доводне цијеви доводи иста течност (вода) специфични топлотни капацитет c се може пократити. Узимајући у обзир да је $m = \rho V$ и кратећи са густином ρ (претпоставка), имамо:

$$t = \frac{V_1 t_1 + V_2 t_2}{V_1 + V_2} \quad (4.5)$$

Примјењујући то на дати случај добијамо:

$$t_{\text{novo}} = \frac{t_1 V_1 - t_{\text{staro}} (V_r - V_1)}{V_r} \quad (4.6)$$

Такође је коришћен и израз:

$$K = \frac{t_{\text{staro}} - t_{\text{novo}}}{Q} \quad (4.7)$$

гдје су: t_{staro} – температура у претходном стационарном стању (или прије пуштања у рад),

t_{novo} – температура у новонасталом стационарном стању,
 Q – вриједност побудног сигнала (у овом случају протока).

Временске константе T_1 и T_2 и времена кашњења L_1 и L_2 су узети из дијапазона који се среће у пракси на основу података из литературе, због немогућности спровођења идентификације, којом се могу одредити егзактно.

Тако да општи облик матрице преносних функција (преносне матрице) гласи:

$$G(s) = \begin{bmatrix} Q_1 & Q_2 \\ \frac{K}{Ts + 1} & \frac{K}{Ts + 1} \\ \frac{K_1}{T_1 s + 1} e^{-L_1 s} & \frac{K_2}{T_2 s + 1} e^{-L_2 s} \end{bmatrix} \begin{matrix} h \\ t \end{matrix} \quad (4.8)$$

За разматрани случај, сходно узетим подацима, добија се матрица преносних функција за конкретан резервоар моделован као процес са два улаза и два излаза. Овај математички модел је током истраживања коришћен са више уведених пертурбација.

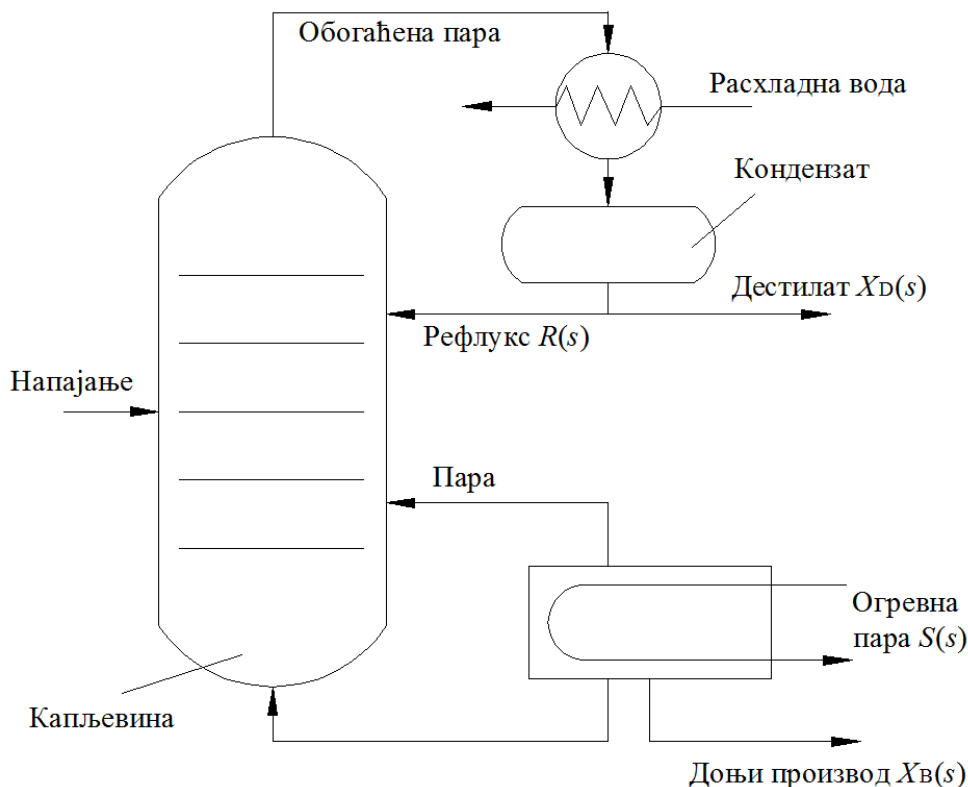
$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{10}{63s+1} & \frac{10}{63s+1} \\ \frac{-0,15}{10s+1}e^{-3s} & \frac{0,4}{10s+1}e^{-2s} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

4.2. Математички модели процеса преузети из литературе

У овом дијелу су приказани процеси и механизми чији су математички модели узети из литературе, гдје су добијени примјеном различитих поступака идентификације.

4.2.1. Дестилациона колона

Овдје је узета бинарна дестилациона колона (вода – метанол) чија је шема приказана на слици 4.2. Њене излазне величине су: $X_D(s)$ – проценат метанола у дестилату и $X_B(s)$ – проценат метанола у доњим производима, док су манипулативне (управљачке) величине: $R(s)$ – проток рефлукса и $S(s)$ – проток паре у ребојлеру. Дакле, процес је окарактерисан као 2x2 процес.



Слика 4.2. Шема бинерне дестилационе колоне, Atashpaz-Gargari и др. (2008)

Математички модел ове колоне су формирали Wood и Berry (1973), експерименталним путем, примјеном низа *on-line* импулсних тестова. С обзиром да се показао као добар, већ више деценија се интензивно користи у многим истраживањима као објекат за провјеру квалитета различитих алгоритама управљања. Општи облик модела је дат једначином (4.10).

$$\begin{bmatrix} X_D(s) \\ X_B(s) \end{bmatrix} = G(s) \cdot \begin{bmatrix} R(s) \\ S(s) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

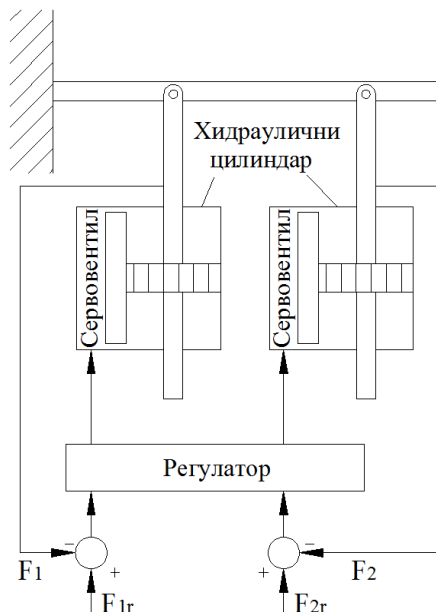
Матрица преносних функција у овом случају је сачињена од елемената првог реда са кашњењем као што слиједи.

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{12,8}{16,7s + 1} e^{-s} & \frac{-18,9}{21s + 1} e^{-3s} \\ \frac{6,6}{10,9s + 1} e^{-7s} & \frac{-19,4}{14,4s + 1} e^{-3s} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

4.2.2. Електрохидраулични сервосистем за тестове структуре

Тестови структуре разних механичких система се веома често изводе у пракси. Постоје бројне различите изведбе управљачких система, које имају задатак да обезбиједи (реализују) задато оптерећење. Електрохидраулични серво актуатори су њихове веома поуздане компоненте. Њихова примјена омогућава формирање поуздане структуре за механичка испитивања. Често се користе код симулатора летења, склопова намијењених за позиционирање, тестова лома, индустријских робота и слично.

У овом раду ће се разматрати електрохидраулични систем који се састоји од два цилиндра управљана преко серво вентила као што се види са слике 4.3. који су анализирали Singer и Meashio (1995).



Слика 4.3. Шема електрохидрауличног сервосистема за тестове структуре, Singer и Meashio (1995)

Клипњаче цилиндара су повезане са конзолом која представља њихово заједничко оптерећење. Адекватно разматрање динамичког понашања овог система је могуће само ако му се приступи као мултиваријабилном јер конзола као оптерећење, због својих еластичних својстава, генерише висок ниво интеракције (међусобног спрезања) између извршних органа (цилиндара). Задатак је управљати силе на клипњачама у контактним тачкама са конзолом, тј. остварити њихов задати интензитет и карактер промјене, који зависи од прописаних механичких услова тестирања. Силе се управљају преко протока кроз сервовентиле, који зависе од управљачких (манипулативних) величина (сигнала) из регулатора. Улазне величине система су референтне вриједности сила F_{r1} и F_{r2} , а излази су стварне вриједности сила добијене од њихових мјерних органа F_1 и F_2 .

За разлику од претходна два процеса чије матрице преносних функција садрже кашњење, овај систем (механизам) је по својој природи без кашњења. Његову матрицу преносних функција експериментално су одредили Singer и Meashio (1995) тако што су сигнале исте амплитуде и фреквенције доводили на оба улаза система и након тога снимали одзиве на оба излаза, а затим примијенили модул за идентификацију система у софтверу Матлаб да би добили одговарајуће елементе матрице преносних функција. Општи облик математичког модела овог система представљеног као 2x2 систем гласи:

$$G(s) = \frac{1}{\Delta(s)} \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Елементи матрице преносних функција добијени након поменуте идентификације су:

$$\begin{aligned} g_{11}(s) &= 2,926 \cdot 10^2 s^4 + 1,9152 \cdot 10^4 s^3 + 1,2667 \cdot 10^7 s^2 + 5,5825 \cdot 10^7 s + 4,7959 \cdot 10^9 \\ g_{12}(s) &= -3,8382 \cdot 10^4 s^3 - 1,7068 \cdot 10^7 s^2 - 8,3584 \cdot 10^7 s - 6,4967 \cdot 10^9 \\ g_{21}(s) &= -4,4533 \cdot 10^3 s^3 - 3,2461 \cdot 10^6 s^2 - 1,4362 \cdot 10^7 s - 1,2403 \cdot 10^9 \\ g_{22}(s) &= 2,506 \cdot 10^2 s^4 + 1,6229 \cdot 10^4 s^3 + 6,6134 \cdot 10^6 s^2 + 3,0476 \cdot 10^6 s + 2,4813 \cdot 10^9 \\ \Delta(s) &= s^5 + 1,2308 \cdot 10^2 s^4 + 6,993 \cdot 10^4 s^3 + 1,5098 \cdot 10^6 s^2 + 3,5504 \cdot 10^8 s + 8,2333 \cdot 10^{-6} \end{aligned} \quad (4.13)$$

5. ПРОЈЕКТОВАЊЕ МУЛТИВАРИЈАБИЛНИХ П, ПИ И ПИД РЕГУЛАТОРА

У овом поглављу ће бити представљено неколика приступа пројектовању П, ПИ и ПИД регулатора. Квалитет алгоритама управљања чији су они саставни дијелови ће бити тестиран и анализиран на моделима система који су дати у поглављу 4.

5.1. Децентрализовано управљање помоћу распрезивача и ПИ регулатора

У овом дијелу је формирано децентрализовано управљање нивоа и температуре у 2x2 проточном резервоару. За разлику од Morilla и др. (2013), гдје је предвиђено свођење матрице преносних функција процеса на дијагоналну, у овом истраживању ПИ регулатори су подешени на основу њених елемената на главној дијагонали, а да она при томе није дијагонална, што скраћује поступак подешавања. Процедура подешавања се знатно поједностављује када децентрализовано управљање обезбјеђује захтијевано понашање објекта, јер се тада може избјећи вишеструко провођење релејног теста као у Wang и др. (1997) и Menani и Koivo (2003).

5.1.1. Анализа процеса

Математички модел процеса је дат једначином (4.9). Спрезање у посматраном процесу као и идентификација евентуалних других проблема за његово управљање је проведена користећи познати математички апарат из Skogestad и Postlethwaite (2005). При анализи је варирано појачање K (0,01 ; 0,1 ; 1) у члановима $g_{11}(s)$ и $g_{12}(s)$, тј. увођењем пертурбација разматране су три варијанте проточног резервоара. Дакле матрица преносних функција изгледа (Продановић и Недић, 2014):

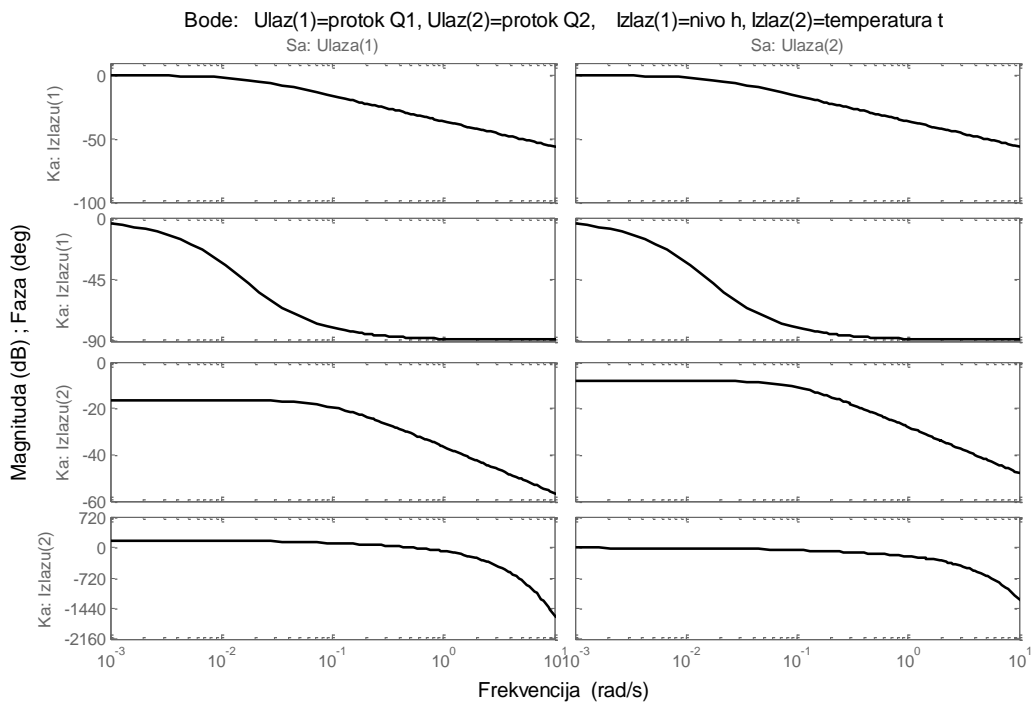
$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{K}{63s+1} & \frac{K}{63s+1} \\ \frac{-0,15}{10s+1} e^{-3s} & \frac{0,4}{10s+1} e^{-2s} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Процес нема нула, самим тим ни нула у десној полуравни комплексне равни, тако да са тог становишта нема ограничења за управљање.

Негативне вриједности полова процеса $p_1=-0,0159$ и $p_2=-0,1$ су једна од потврда стабилности процеса. Да је процес стабилан види се и из Бодевих дијаграма датих на слици 5.1. за сваки пар улаз-излаз. Ови дијаграми су приказани за вриједност појачања $K=1$, јер у том случају амплитудна фреквентна карактеристика има највећу вриједност у поређењу са варијантама процеса код којих је $K=0,1$ и $K=0,01$. Тако да се закључује да је и у остала два случаја процес стабилан, јер мање вриједности појачања K дају мању вриједност амплитудно фреквентне карактеристике и самим тим већи претек појачања а тиме и већи претек стабилности.

Као мјера спрезања у овом процесу размотрен је Релативни низ појачања (*Relative Gain Array – RGA*) и добијена је матрица релативних појачања за стационарно стање, која је иста за све три вриједности појачања K (0,01 ; 0,1 ; 1) и износи:

$$RGA[G(0)] = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,7273 & 0,2727 \\ 0,2727 & 0,7273 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$



Слика 5.1. Бодеве дијаграме за 2x2 проточни резервоар за вриједност појачања $K=1$

Анализа спрезања користећи вриједности *RGA* за пресјечну учестаност ω_c није проведена јер разматрани процес нема исту, као што се види са дијаграма на слици 5.1. Из једначине (5.2) се види да нема негативних чланова *RGA* у стационарном стању, што значи да ни у једној затвореној петљи статичко појачање не мијења знак када су остале петље затворене, тј. у функционисању система. Ова чињеница олакшава управљање, јер са тог становишта нема ограничења на упаривање појединих улаза и излаза процеса.

Међутим, вриједности вандијагоналних елемената RGA су различите од нуле, тако да је евидентно да у процесима овог типа постоји спрезање у чијем присуству је веома тешко или немогуће на конвенционалан начин остварити високе перформансе управљања, што доказују временски одзиви система, који ће бити дати у наставку. Дакле, очигледно је да матрица RGA из једначине (5.2) одступа од јединичне матрице, као њене најповољније варијанте са становишта погодности за управљање, тако да је за овај систем пројектован распрезивач у циљу компензације спрезања, које је анализом уочено. Поред овог истраживања, анализа проточног резервоара је извршена и у радовима Продановић и др. (2015) и у Продановић, Кошарац (2015).

5.1.2. Децентрализовано распрежуће управљање

С обзиром на истраживање које су провели Продановић и др. (2014) овакав проточни резервоар може на конвенционалан начин са успјехом бити управљан једино ако су појачања у вандијагоналним члановима $g_{12}(s)$ и $g_{21}(s)$ матрице преносних функција довољно мала у односу на појачања у њеним дијагоналним елементима $g_{11}(s)$ и $g_{22}(s)$. Да ова чињеница не би ограничавала могућности управљања разматраним проточним резервоаром у погледу дијапазона вриједности његових величина (димензије компонената, температура флуида) у наставку је пројектовано управљање кога чине распрезивач и децентрализовани регулатор.

Пројектовање директног распрезивача

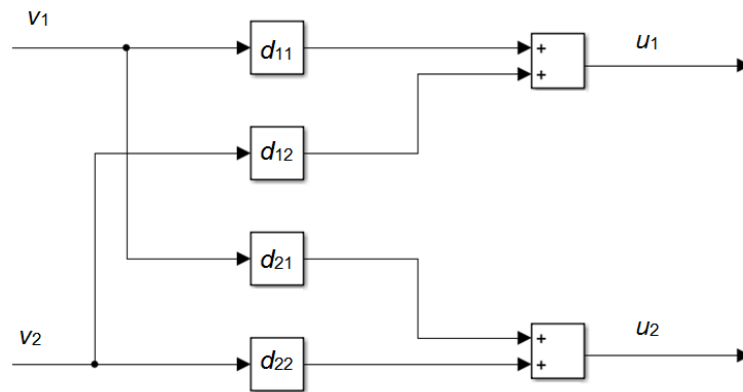
За рјешавање овог проблема употријебљен је директни распрезивач. Његово пројектовање се базира на захтјеву да производ матрице преносних функција и матрице распрезивача буде дијагонална матрица, чиме се постиже распрезање као што слиједи Morilla и др. (2013).

$$Q = G \cdot D = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}d_{11} + g_{12}d_{21} & g_{11}d_{12} + g_{12}d_{22} \\ g_{21}d_{11} + g_{22}d_{21} & g_{21}d_{12} + g_{22}d_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Елементи $d_{ij}(s)$ су чланови матрице распрезивача, чији је блок дијаграм приказан на слици 5.2.

Из једначине (5.3) се изводе матрица распрезивача $D(s)$ и финална дијагонална матрица $Q(s)$, с тим да је у једначини (5.4) дата и форма распрезивача за конкретан случај проточног резервоара, док се, у овом истраживању, дијагонална матрица (5.5) неће израчунавати у покушају да се процедура подешавања ПИ регулатора скрати.

$$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-g_{12}}{g_{11}} \\ \frac{-g_{21}}{g_{22}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0,375 \cdot e^{-s} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$



Слика 5.2. Директни распрезивач за процес 2x2, Morilla и др. (2013)

$$Q(s) = \begin{bmatrix} g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22}} & 0 \\ 0 & g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11}} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Пројектовање ПИ регулатора

Регулатори су пројектовани на основу елемената $g_{11}(s)$ и $g_{22}(s)$ на главној дијагонали матрице преносних функција процеса (проточног резервоара), дакле, као што је речено, без израчунавања дијагоналне матрице из једначине (5.5). Обзиром да су ови елементи првог реда пројектовани су регулатори ПИ типа. Наравно, у обзир су узете и преносне функције свих компонената између регулатора и процеса које су приказане на слици 5.3. на блок дијаграму читавог система управљања. За подешавање је коришћена λ -метода по Далину, која је један специфичан случај методе подешавања полова (Филиповић и Недић, 2008). Према овој методи параметри регулатора (пропорционално појачање K_p и интегрална временска константа T_i) гласе:

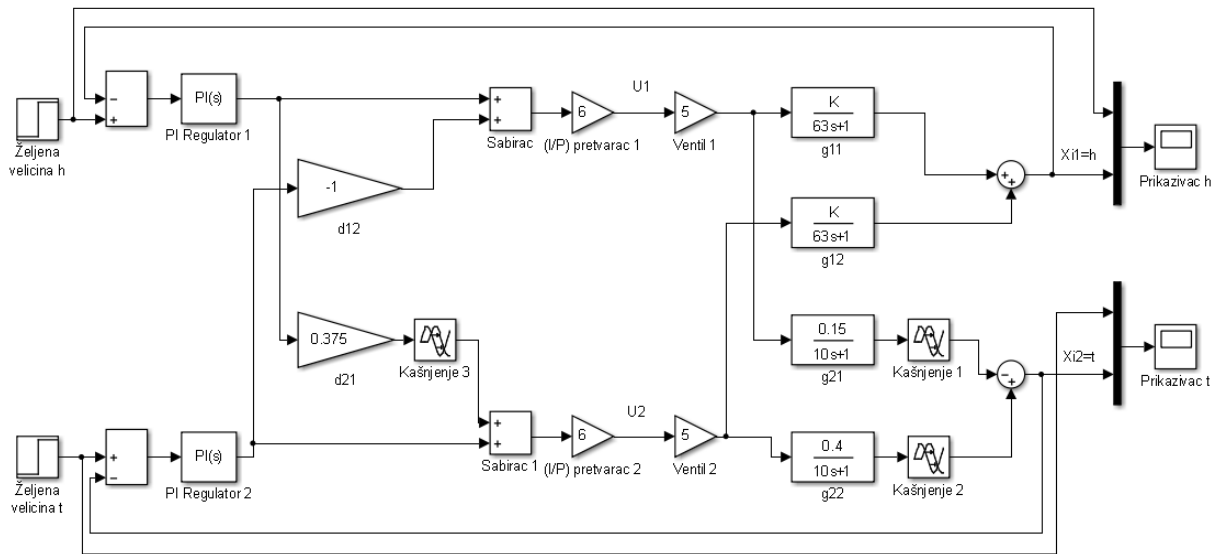
$$K_p = \frac{1}{K} \frac{T}{L + \lambda} \quad \text{и} \quad T_i = T \quad (5.6)$$

гдје је λ жељена временска константа процеса, која с обзиром да је при подешавању дат нагласак на брзини одзива износи $\lambda=T$. У Табели 5.1 су дате вриједности израчунатих параметара ПИ регулатора 1 (који формира управљање на основу повратне спреге по нивоу као излазу) за промјену појачања K и вриједности параметара ПИ регулатора 2 (који формира управљање на основу повратне спреге по температури као излазу).

Табела 5.1. Вриједности параметара ПИ регулатора за промјену појачања K

	ПИ регулатор 1		ПИ регулатор 2	
	K_p	K_i	K_p	K_i
$K=0,01$	3,33	0,0529	0,0694	0,0069
$K=0,1$	0,33	0,005		
$K=1$	0,03	0,0005		

Вриједности параметара ПИ регулатора 2 се нису мијењале јер је појачање K варирано само у елементу $g_{11}(s)$.

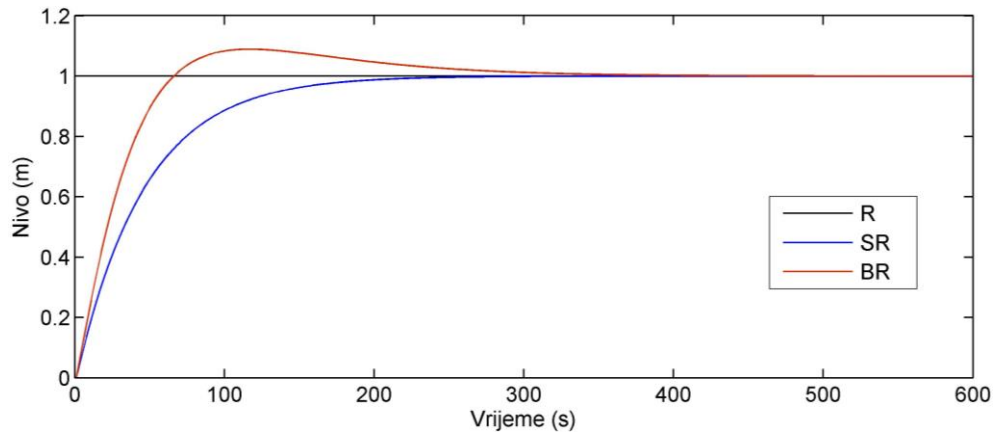


Слика 5.3. Блок дијаграм система управљања нивоом и температуром у проточном резервоару са примијењеним распрезивачем

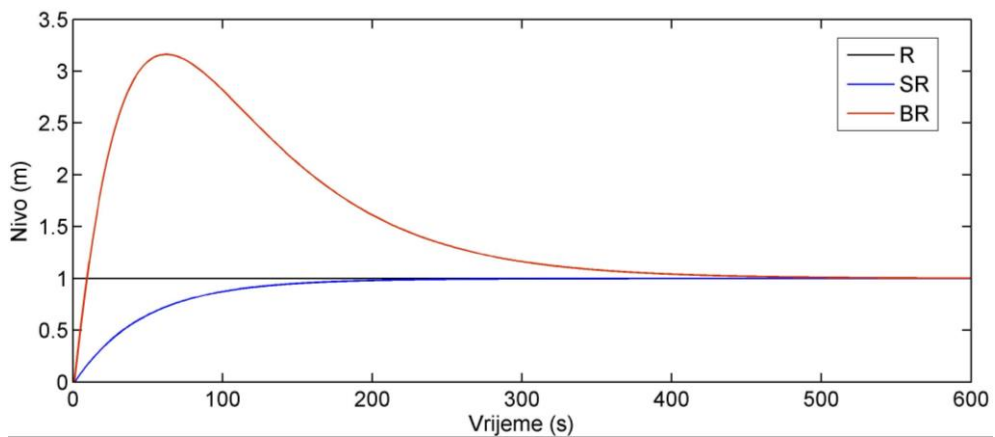
Слика 5.3. садржи блок дијаграм система управљања нивоа и температуре у проточном резервоару са примијењеним распрезивачем, који је дат једначином (5.4). Преносне функције компонената (осим распрезивача) за систем на слици 4. су узете из (Продановић и др. 2014), док је са I/P претварач означен струјно-пнеуматски претварач. Са U и X_i су означене управљачка и управљана величина, респективно.

Симулације су извршене за два типа управљања: први конвенционални (без распрезивача, тј. елеманата $d_{12}(s)$ и $d_{21}(s)$) и други децентрализован (са распрезивачем). Упоредни прикази одзива система (промјена нивоа у времену) у оба типа управљања за три разматране вриједности појачања K (0,01 ; 0,1 ; 1) су дати на сликама 5.4, 5.5 и 5.6, док је на слици 5.7 иста процедура проведена за други излаз, тј. температуру, али само за $K=0,01$ јер се она веома мало мијења са промјеном појачања K у елементима $g_{11}(s)$ и $g_{12}(s)$. И у конвенционалном и у децентрализованом приступу управљања узети су исти параметри ПИ регулатора приказани у Табели 1. На сљедећим сликама R представља жељену (референтну) величину.

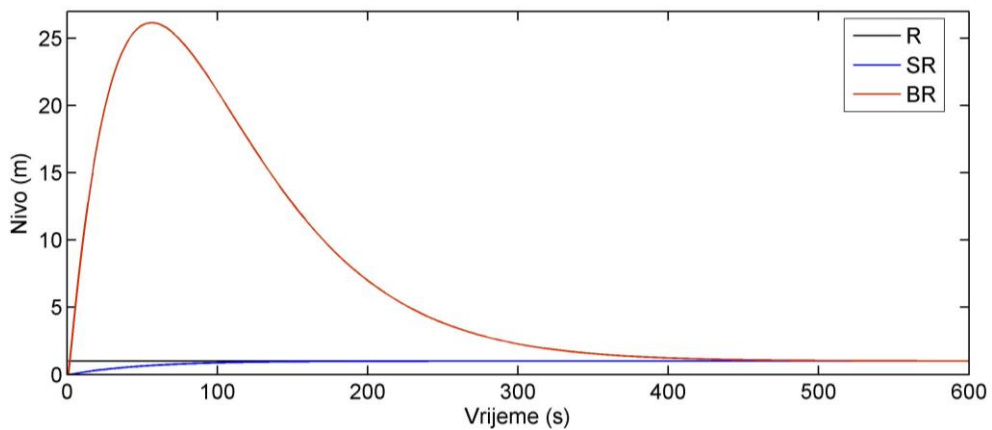
Одзиви на сликама 5.4, 5.5 и 5.6 показују да при управљању без распрезивача ниво има иоле прихватљиву промјену само за најмању вриједност појачања $K = 0,01$ (слика 5.4.), мада се и за ову вриједност појављује прескок који је потребно елиминисати. Процесе чији су одзиви приказани на сликама 5.5 и 5.6 уопште није могуће управљати на конвенционалан начин без распрезивача, јер прескок нивоа превазилази димензије резервоара, и због његове огромне вриједности. Иако систем није спор, вријеме смирења је превелико.



Слика 5.4. Ниво у резервоару при управљању са (SR) и без (BR) распрезивача при $K=0,01$



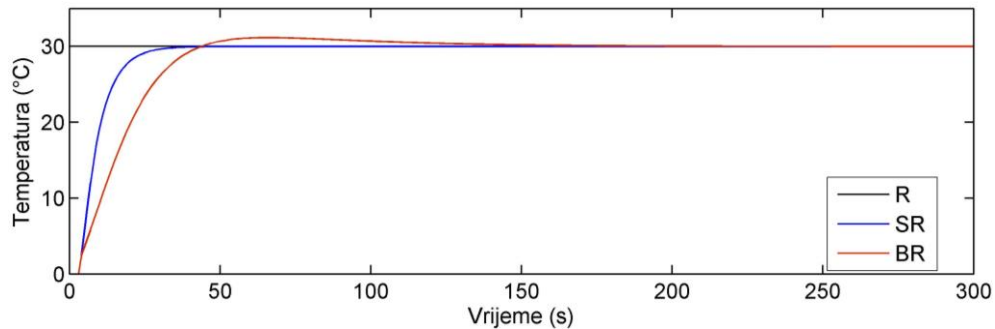
Слика 5.5. Ниво у резервоару при управљању са (SR) и без (BR) распрезивача при $K=0,1$



Слика 5.6. Ниво у резервоару при управљању са (SR) и без (BR) распрезивача при $K=1$

Поменуте недостатке успјешно компензује распрезивач, тако да он у ствари проширује скуп димензионо различитих проточних резервоара овог типа који може бити квалитетно управљан. Ово се првенствено односи на елиминисање прескока и скраћивање времена смирења. При поређењу одзива система за случајеве са и без распрезивача за поједине вриједности појачања K није вршена квантификација показатеља квалитета прелазног процеса, јер су побољшања при примјени распрезивача

очигледна. Конкретни захтјеви по питању карактеристика одзива, се могу испунити подешавањем регулатора са нагласком на циљане перформансе.

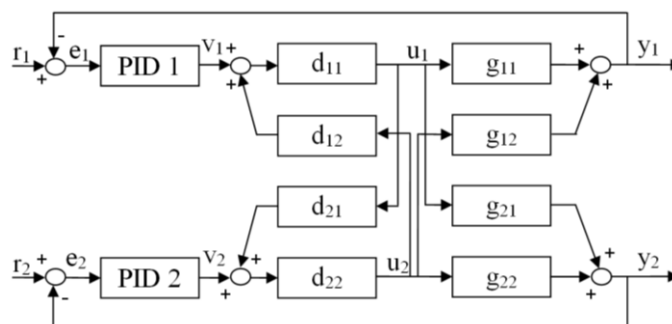


Слика 5.7. Температура флуида при управљању са (SR) и без (BR) распрезивача при $K=0,01$

Због релативно малог појачања у елементу $g_{21}(s)$ модела проточног резервоара (5.1) уведене варијације не утичу значајно на промјену температуре у времену, што је очигледно и одзива на слици 5.7. Међутим и у овом случају је евидентно побољшање одзива система при увођењу распрезивача, јер прескок исчезава, а систем је бржи. Уопштено говорећи, проточни резервоари овог типа могу бити децентрализоване управљани јер примјена распрезивача обезбјеђује задовољавајуће карактеристике оба излаза процеса (нивоа и температуре).

5.2. П, ПИ и ПИД регулатор у комбинацији са инверзним статичким распрезивачем

У распрежућем управљању у зависности од природе објекта доминантну улогу у остваривању његовог задовољавајућег динамичког понашања могу имати распрезивач и/или регулатор. У овом одјељку је истражена могућност управљања силама на клипњачама електрохидрауличког сервосистема који се користи за тестове структуре. Матрица преносних функција овог система је дата једначинама (4.12) и (4.13). Примјена децентрализованих ПИД регулатора не даје резултате. Исти је случај и са директним распрезивачем и са инверзним распрезивачем пројектованим као у Morilla и др. (2013). Због тога је у овом случају предложена примјена инверзног статичког распрезивача заједно са децентрализованим П, ПИ и ПИД регулаторима, Продановић, Неђић (2016). Примјењена стратегија управљања је приказана на слици 5.8.



Слика 5.8. Децентрализовани регулатори и инверзни распрезивач при управљању система са два улаза и два излаза, Garrido и др. (2010)

5.2.1. Пројектовање инверзног распрезивача

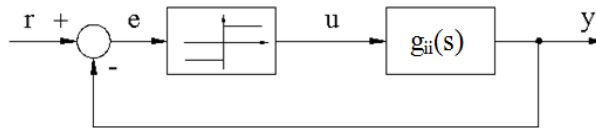
Тежећи облику математичког модела система описаном једначином (5.3) распрезивач је пројектован на основу Garrido и др. (2010), и Åström и др. 2002. Настојећи да се у систем унесе што мање динамике примијењен је статички инверзни распрезивач. Његови елементи су дати једначином (5.7).

$$d_{12}(s)|_{s=0} = \frac{-g_{12}(0)}{g_{11}(0)} = 1,35 \quad \text{и} \quad d_{21}(s)|_{s=0} = \frac{-g_{21}(0)}{g_{22}(0)} = 0,5 \quad (5.7)$$

5.2.2. Пројектовање регулатора

П, ПИ и ПИД регулатори су подешени на два начина. Један приступ је коришћењем релејног теста, а други помоћу алата за подешавање у софтверу Матлаб.

Релејни тест подразумева примјену релеја као нелинеарности да би се систем довео на границу стабилности тј. да би му одзив осциловао са константном амплитудом. Затим се читавају критично појачање K_u и критична периода T_u на основу којих се према познатим релацијама из Åström и Hägglund (1995), Wang и др. (2003) и Yu (2006) израчунавају параметри регулатора. Конфигурација за провођење релејног теста је приказана на слици 5.9.



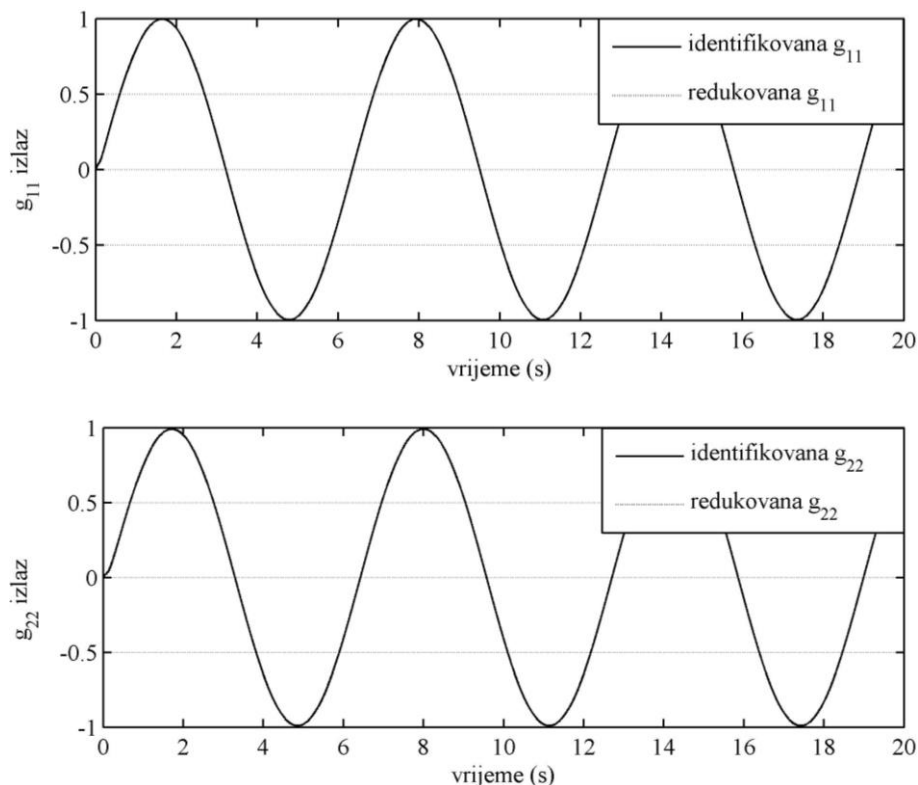
Слика 5.9. Конфигурација за провођење релејног теста

На слици 5.9. су: r – референтна вриједност, чија се вриједност за ову методу узима нула, e – грешка, u – управљачка (манипулативна) величина и y – управљана величина (одзив система). Искоришћена је предност примјене инверзног распрезивача према којој се регулатори могу пројектовати на основу дијагоналних елемената од $Q(s)$ (једначине 4.12 и 4.13), тј. $q_1(s)=g_{11}(s)$ and $q_2(s)=g_{22}(s)$. Пошто су ови елементи у једначини (4.13) петог реда извршена је њихова редукација на модел трећег реда, користећи Матлаб алат, а након тога је проведен појединачни релејни тест. Редуковани елементи су дати једначином (5.8).

$$g_{11}(s) = \frac{191 \cdot s^2 + 593 \cdot s + 75911}{s^3 + 14,3 \cdot s^2 + 5620,5 \cdot s} \quad (5.8)$$

$$g_{22}(s) = \frac{102 \cdot s^2 - 1041 \cdot s + 39243}{s^3 + 16,8 \cdot s^2 + 5614,8 \cdot s}$$

Успјешност редукације је приказана на слици 5.10. на којој се практично не примјећује разлика између идентификованог и редукованог излаза система.



Слика 5.10. Упоредни приказ идентификованих и редукованих излаза $g_{11}(s)$ and $g_{22}(s)$

Након провођења релејног теста за елементе матрице преносних функција из једначина 5.8. према конфигурацији на слици 5.9. одређени су параметри оба децентрализованог регулатора за контролни алгоритам са слике 5.8. Пројектована су три типа регулатора П, ПИ и ПИД а њихови параметри су дати у наставку.

- П регулатори:

први регулатор: $K_p=0,5805$

други регулатор: $K_p=1,1275$

- ПИ регулатори:

први регулатор: $K_p=0,464$, $K_i=27,643$

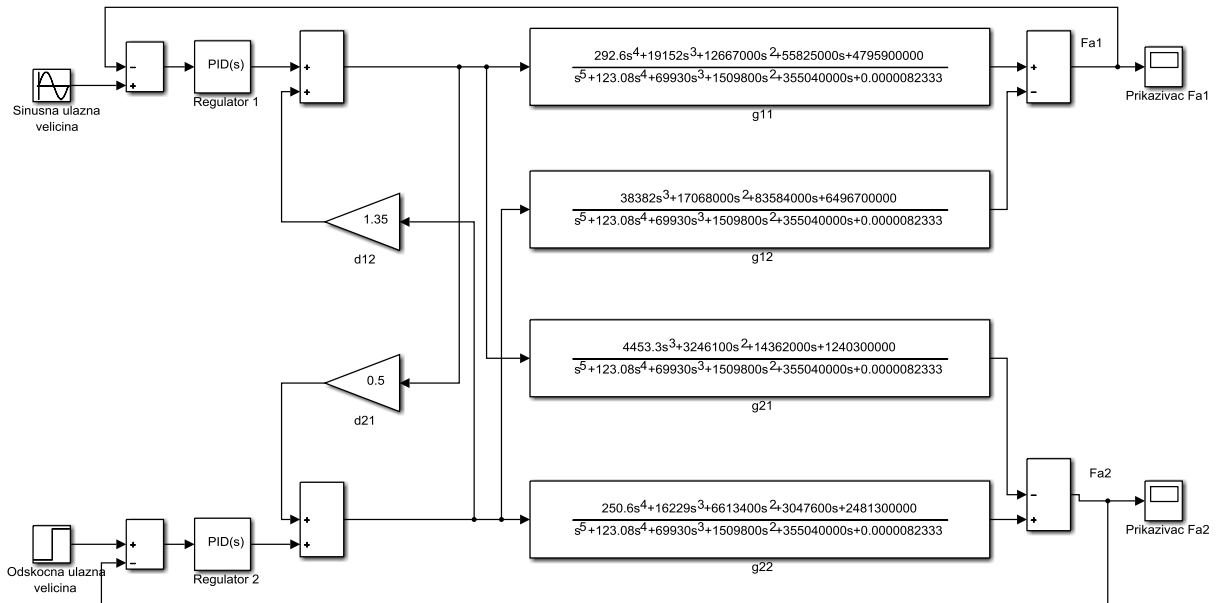
други регулатор: $K_p=0,902$, $K_i=56,375$

- ПИД регулатори:

први регулатор: $K_p=0,464$, $K_i=44,229$, $K_d=0,0012$

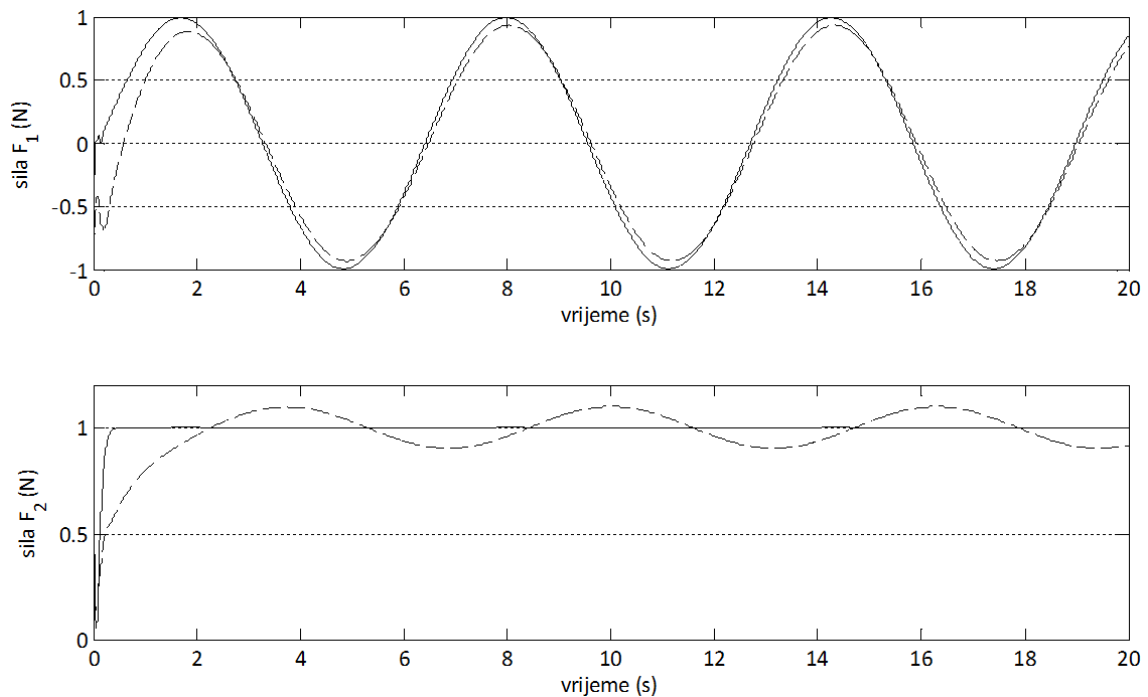
други регулатор: $K_p=0,902$, $K_i=90,2$, $K_d=0,0023$

Ефикасност пројектованих типова регулатора је поређена тако што су сви упаривани са истим распрезивачем (једначина 5.7). Блок дијаграм предложеног алгоритма управљања за разматрани електрохидраулички систем за управљање сила на конзоли као објекту управљања је дат на слици 5.11.



Слика 5.11. Блок дијаграм предложеног алгоритма управљања за разматрани електрохидраулички систем

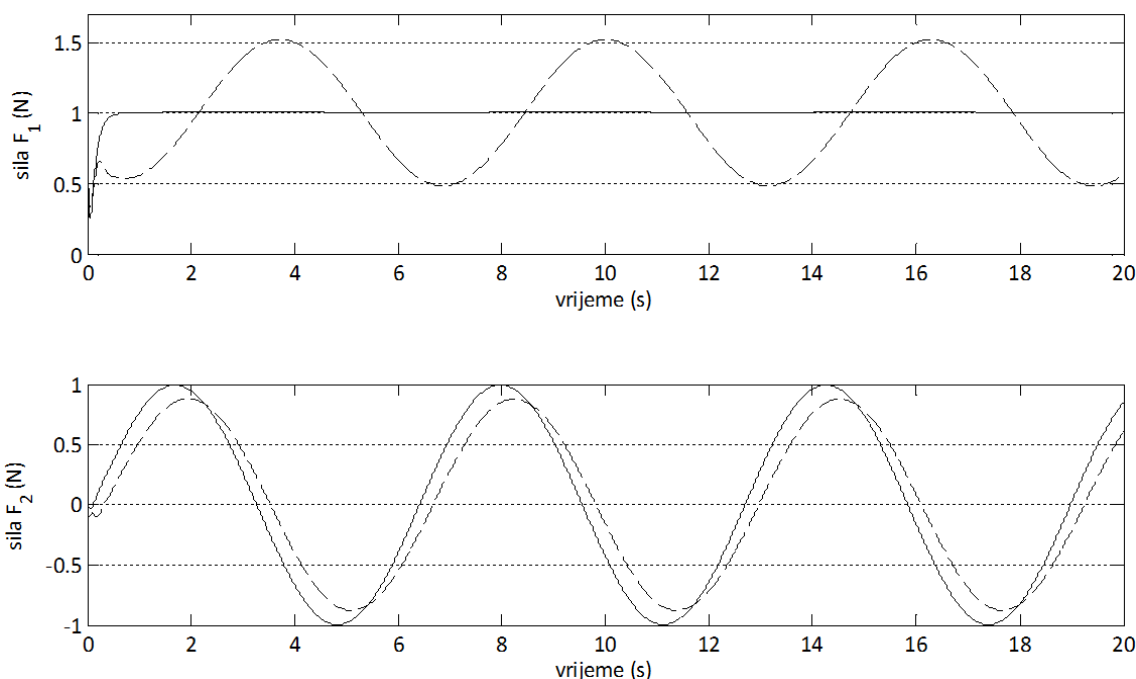
Да би се показала ефикасност овог приступа на улазне канале система су довођени синусна и одсечна функција. Показани су случајеви за исти и за различит тип улазне функције. На слици 5.12. дати су одзиви система за случај да је на првом улазу задата јединична синусна, а на другом јединична одсечна функција као референтна вриједност. Ови типови улазних величина су уведени при симулацији да би ефекти распрезања били уочљивији.



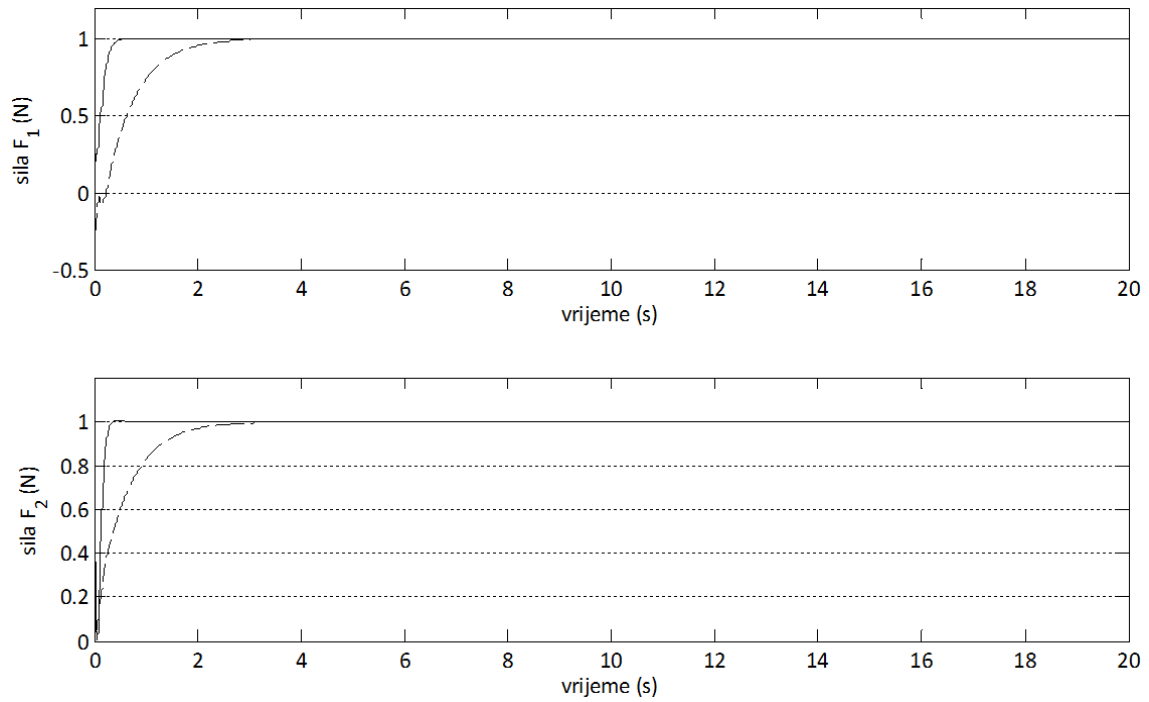
Слика 5.12. Силе на цилиндрима: __ __ Singer и Meashio (1995), ___ Распрежуће II управљање (на основу релејног теста), први улаз синусна, а други одсечна функција

Пошто ПИ и ПИД регулатори пројектовани према правилима релејног теста за овај систем проузрокују нестабилност, одзиви за ове случајеве нису дати на слици 5.12. Због тога је само управљачки систем са П регулатором поређен са случајем из литературе Singer и Meashio (1995). Са дијаграма је очигледно да предложени алгоритам управљања остварује веома добро распрезање, јер синусоида у другом одзиву (сила F_2) исчезава. Одзиви имају почетне варијације у прелазном режиму које код првог (сила F_1) нестају за 0,2 (s), а код другог за 0,07 (s). Други одзив има незнатан прескок од 0,1%. У одзиву који се односи на силу F_1 остварено је боље праћење референтне вриједности.

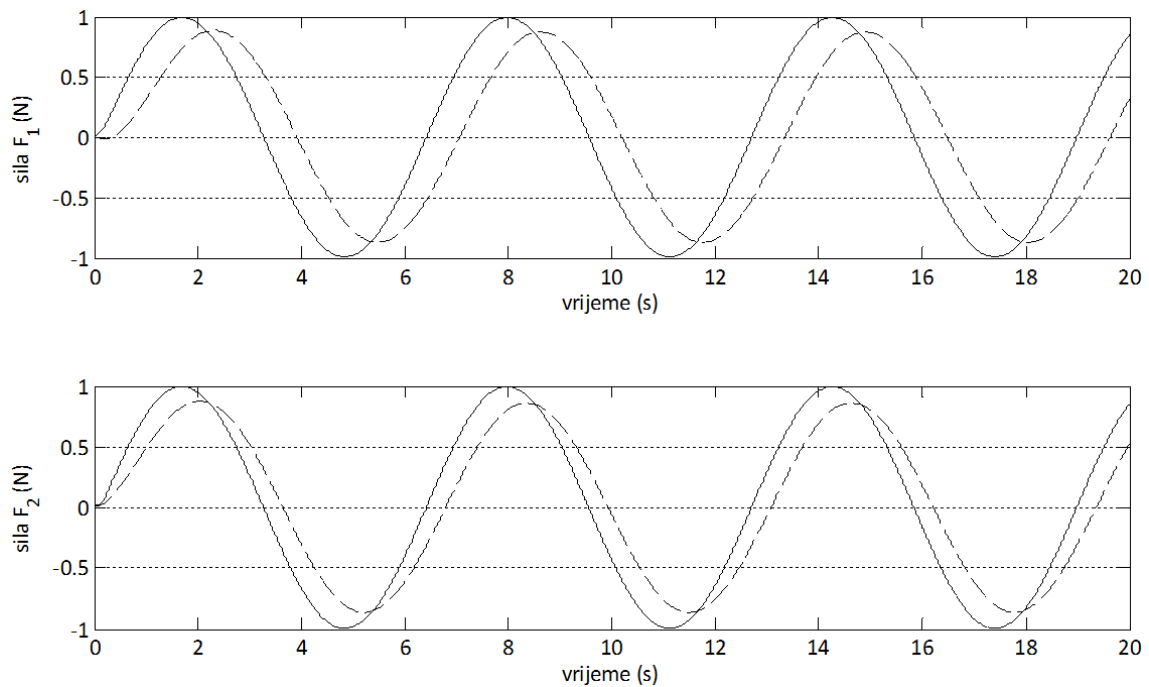
У циљу илустрације ефективности предложеног алгоритма управљања на слици 5.13. дати су одзиви за случај да је на први улаз доведена јединична одскочна, а на други јединична синусна функција, затим на слици 5.14. су на оба улаза одскочне, док су на слици 5.15. на оба улаза синусне функције. И у ова три случаја ефекти распрезања су очигледни. На сликама 5.13. и 5.14. у одскочним одзивима постоји незнатан прескок. Праћење жељене вриједности када је она дата у виду синусне функције (слике 5.13. и 5.15.) је веома успјешно осварено за разлику од одзива добијених из Singer и Meashio (1995).



Слика 5.13. Силе на цилиндрима: _ _ _ Singer и Meashio (1995), ___ Распрежуће П управљање (на основу релејног теста) први улаз одскочна, а други синусна функција

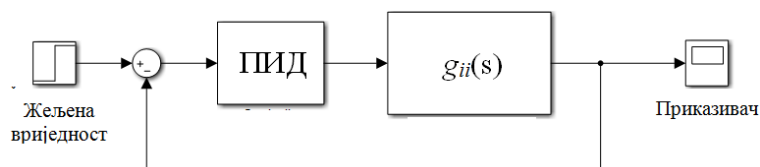


Слика 5.14. Силе на цилиндрима: _ _ _ Singer и Meashio (1995), ___ Распрежуће П управљање (на основу релејног теста) оба улаза одскочна функција



Слика 5.15. Силе на цилиндрима: _ _ _ Singer и Meashio (1995), ___ Распрежуће П управљање (на основу релејног теста) оба улаза синусна функција

Примјена **Матлабовог алата** за пројектовање регулатора се заснива на аутоматизованом подешавању параметара за дефинисану брзину и робусност система. Као што је речено пројектовање је извршено за дијагоналне елементе $g_{ii}(s)$ преносне функције $Q(s)$ што показује слика 5.16.



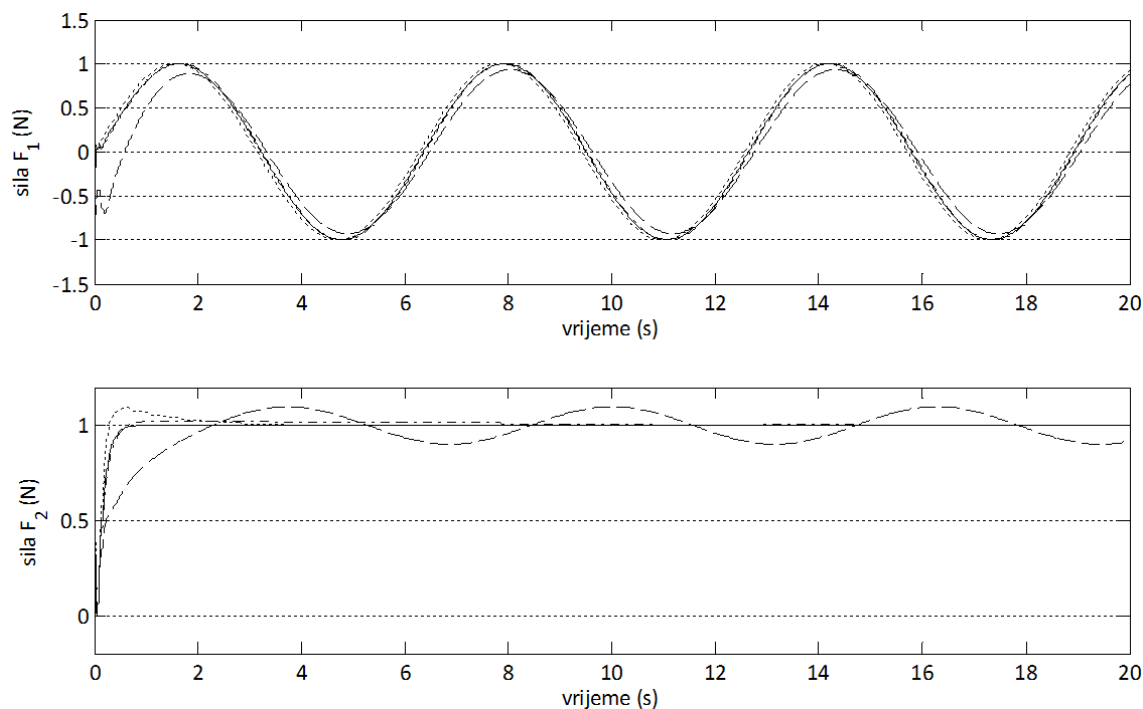
Слика 5.16. Конфигурација за подешавање регулатора помоћу Матлабовог алата

За улазну величину је узета јединична одскочна функција да би се помоћу евалуације показатеља квалитета одзива и на одвојеним управљачким петљама дијагоналних елемената матрице преносних функција могло закључити о ваљаности параметара регулатора, који слиједе.

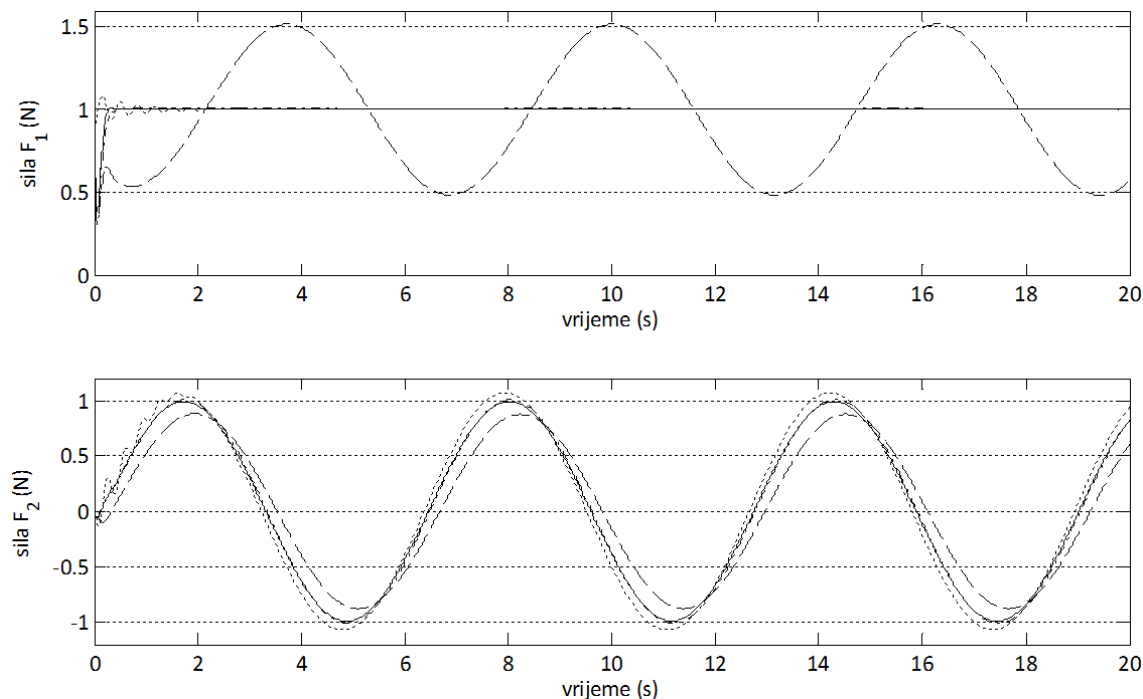
- П регулатори:
 - први регулатор: $K_p=0,969$
 - други регулатор: $K_p=0,84$
- ПИ регулатори:
 - први регулатор: $K_p=0,55$, $K_i=240,3$
 - други регулатор: $K_p=1,031$, $K_i=0,829$
- ПИД регулатори:
 - први регулатор: $K_p=0,738$, $K_i=0,0532$, $K_d=-0,0037$
 - други регулатор: $K_p=0,7165$, $K_i=0,106$, $K_d=0,0385$

Добијени параметри су након тога примијењени на читав мултиваријабилни електрохидраулички систем са слике 5.11. По аналогiji са претходним излагањем урађене су симулације за исте комбинације улазних величина са становишта њиховог интензитета и карактера промјене. Добијени одзиви су приказани на сликама 5.17, 5.18, 5.19 и 5.20.

Одзиви на слици 5.17. показују да праћење жељене вриједности силе F_1 једнако успјешно омогућавају П, ПИ и ПИД регулатори, док П регулатори обезбјеђују знатно боље одзиве у погледу елиминисања прескока када је у питању сила F_2 . Поредeћи са истим добијеним користећи релејни тест, у овом случају прескок у другом одзиву је елиминисан. На основу другог одзива такође се закључује да је интеракција у потпуности компензована. У случају примјене ПИ регулатора прескок у другом одзиву је 9,5%, док је у случају ПИД регулатора поменути прескок 2,3% уз незнатно повећање брзине система. Пошто прескок у овим случајевима не прелази 10% ПИ и ПИД регулатори се могу користити код мање ригорозних захтјева за карактеристике одзива у колико би то омогућило смањење напора управљачког система, тј. смањење амплитуде управљачке величине.



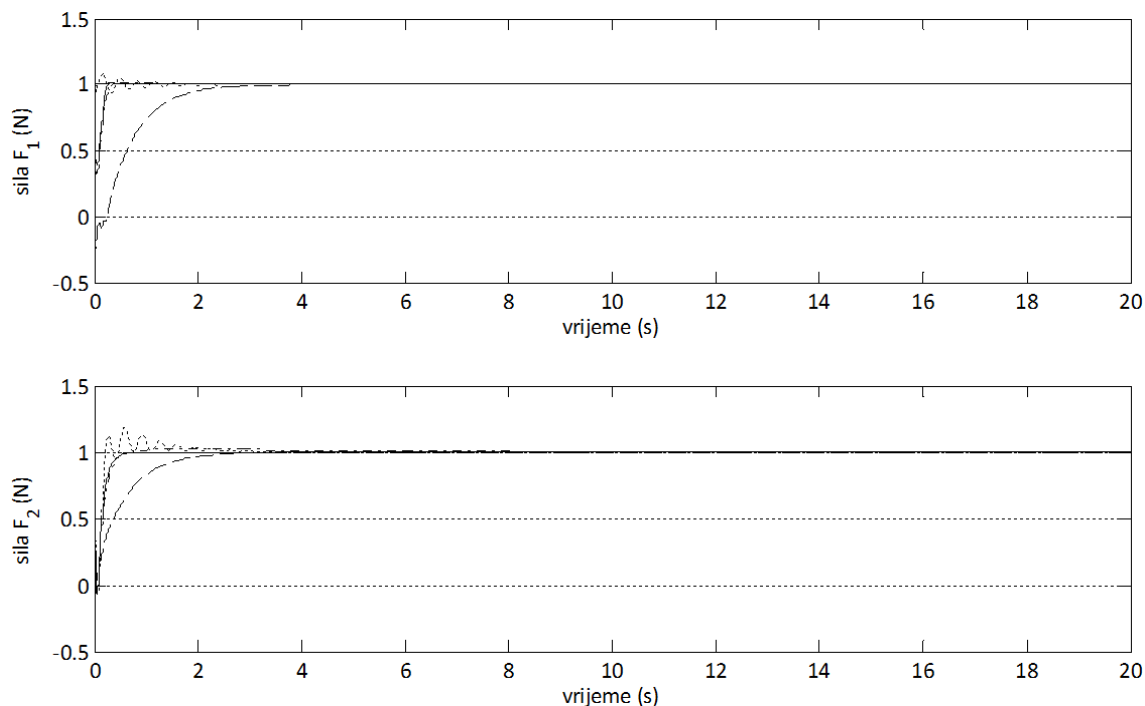
Слика 5.17. Силе на цилиндрима: *Singer* и *Meashio* (1995), (___ P, PI, _._._ PID регулатори на бази Матлабовог алата са распрежућим управљањем) први улаз синусна, а други одскачна функција



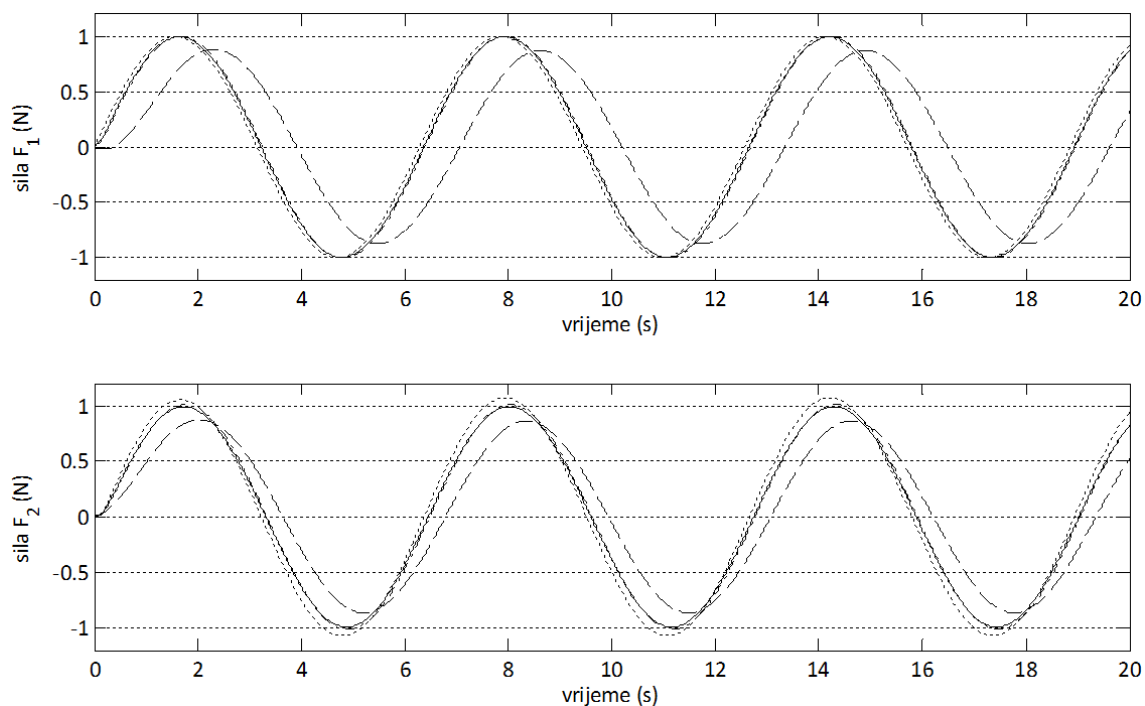
Слика 5.18. Силе на цилиндрима: *Singer* и *Meashio* (1995), (___ P, PI, _._._ PID регулатори на бази Матлабовог алата са распрежућим управљањем) први улаз одскачна, а други синусна функција

Са слике 5.18. се види да П регулатор омогућава бржи први одзив (сила F_1). Распрезање је добро извршено. Када је у питању сила F_2 најбоље праћење жељене

величине је при примјени П регулатора. У случају када су оба улаза одскочне функције (слика 5.19.) добре одзиве дају П и ПИД регулатори. Исто се односи и на случај када су на оба улаза синусне функције (слика 5.20.).



Слика 5.19. Силе на цилиндрима: *Singer* и *Meashio* (1995), (___ P, PI, _._._ PID регулатори на бази Матлабовог алата са распрежућим управљањем) оба улаза одскочна функција



Слика 5.20. Силе на цилиндрима: *Singer* и *Meashio* (1995), (___ P, PI, _._._ PID регулатори на бази Матлабовог алата са распрежућим управљањем) оба улаза синусна функција

5.3. Модификовани приступ управљању дестилационе колоне

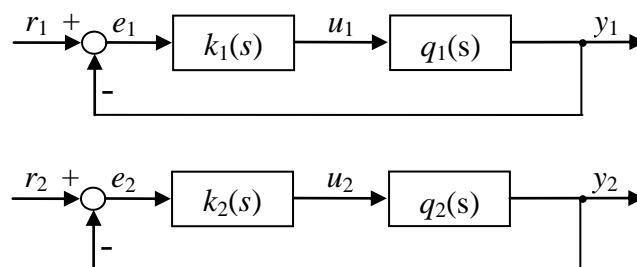
Водећи се великим могућностима за поређење са резултатима презентованим у литератури, као и сложености модела у погледу интеракције и времена кашњења, у овом поглављу је као објекат узета Wood и Berry бинарна дестилациона колона (вода - метанол) чија је функционална шема дата на слици 4.2. а математички модел једначином (4.11) у одјелку 4.2.1. Потенцирајући једноставност примјене управљачког алгорита у конкретном постројењу без погоршања квалитета одзива процеса поменуто дестилациона колона је послужила као објекат за истраживање централизованог управљања, које користи комбинацију поједностављеног распрезања према (Garrido и др. (2010), Morilla и др. (2013)), и пројектовања децентрализованог ПИД регулатора методом Д – декомпозиције (Митровић 1959), Шиљак (1964 и 1966), Дубоњић и др. (2013), Le и др. (2015), Gryazina и др. (2008), Bhattacharyya и др. (2009) са могућношћу постављања различитих услова при пројектовању у погледу наглашавања појединих показатеља понашања процеса. Због сложености процеса са кашњењем каква је и разматрана дестилациона колона, извршена је апроксимација кашњења. тј. процес је описан моделом високог реда коначне димензије (Дебељковић 2011).

5.3.1. Пројектовање директног распрезивача

Примјењена је добро позната структура управљања са директним распрезивачем са слике 5.2. У овом приступу, циљ распрезања 2x2 процеса је да се добију два независна једнострукопреносна система (*single input single output* – SISO) за које је потребно пројектовати ПИД регулаторе. Општи облик матрице преносних функција за 2x2 процес гласи:

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

док је општи израз за распрезивач за 2x2 процес садржан у једначини (5.3). Појединачни SISO системи које је потребно добити су у ствари дијагонални елементи производа $G(s) \cdot D(s)$ као дијагоналне матрице. Дакле од опште структуре мултиваријабилног ТПО система потребно је добити структуру на слици 5.21.



Слика 5.21. Распрегнути систем приказан као двије независне затворене петље

Дијагонална матрица као циљ распрезања произилази из једначине (5.3), Garrido и др. (2010). У изразу (5.3) због краћег записа изостављена је комплексна промјенљива s . Коришћењем поједностављеног распрезања имамо једноставнији израз за распрезивач,

међутим компликованији израз за поменути дијагоналну матрицу, који је дат једначином (5.10).

$$Q(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & d_{12}(s) \\ d_{21}(s) & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}(s) - \frac{g_{21}(s)g_{12}(s)}{g_{22}(s)} & 0 \\ 0 & g_{22}(s) - \frac{g_{21}(s)g_{12}(s)}{g_{11}(s)} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Израз (5.10) презентује 2x2 процес као два одвојена SISO процеса и послужиће за пројектовање два регулатора, који требају управљати са одвојеним излазима.

5.3.2. Пројектовање регулатора методом Д – декомпозиције

Дијагонални децентрализовани регулатор који је потребно пројектовати за 2x2 процес је дат са (5.11).

$$K(s) = \begin{bmatrix} k_1(s) & 0 \\ 0 & k_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} + K_{d1} \cdot s & 0 \\ 0 & K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} + K_{d2} \cdot s \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Гдје су K_{p1} и K_{p2} пропорционална појачања, K_{i1} и K_{i2} интегрална појачања, K_{d1} и K_{d2} диференцијална појачања. Пошто компоненте распрегнутог процеса $q_1(s)$ и $q_2(s)$ често могу бити високог реда искоришћена је процедура предложена у Дубоњић и др. (2013), која је прилагођена и примјењена у овом истраживању. У овој процедури се полази од услова који успоставља директну везу између критеријума интеграла грешке IE (*integral error*) и појачања интегратора (што је веће појачање интегратора мања је вриједност ИЕ критеријума). Резултат је проширен увођењем инжењерских спецификација у виду релативане стабилности и вријема смирења). За разлику од Дубоњић и др. (2013) главни допринос истраживања у овом одјелку је комбиновање регулатора са уведеним диференцијалним чланом $K_d \cdot s$ и поједностављеног директног распрезивача, Продановић и др. (2016). Сходно томе, одређивање параметара регулатора је извршено у $K_p - K_d$ параметарској равни под условом да интегрално појачање K_i задовољава захтјеве минимума критериума интеграла грешке ($K_{i\max} = 1/IE_{\min}$). Тако да се формира $K_p - K_d$ параметарска равна за различите коефицијенте пригушења ζ , гдје је осим природне фреквенције ω_n и интегрално појачање такође параметар, који се претходно одређује за жељени коефицијент пригушења ζ . Ова модификација, као што ће у наставку бити доказано, обезбјеђује једноставну и ефикасну процедуру за пројектовање децентрализованог ПИД регулатора за системе високог реда, с тим да се, након редукције коришћењем Padé - ове апроксимације n - тог реда, може без ограничења примијенити на системе са кашњењем.

Преносна функција једног, распрезањем добијеног, SISO процеса је представљена са (5.12).

$$q(s) = \frac{N(s)}{M(s)} = \frac{\sum_{k=0}^m b_k s^k}{\sum_{k=0}^n a_k s^k}, \quad m \leq n, \quad (5.12)$$

У једначини (5.12) a_k и b_k су коефицијенти називника и бројника преносне функције, респективно. Ознаке m и n представљају степене њеног бројника и називника, такође респективно. Карактеристична једначина једног од система аутоматског регулисања са слике 5.21. одређена је са (5.13):

$$f(s) = 1 + k(s) \cdot q(s) = 0 \quad (5.13)$$

Уврштавањем једначина (5.11) и (5.12) у (5.13) добија се једначина (5.14).

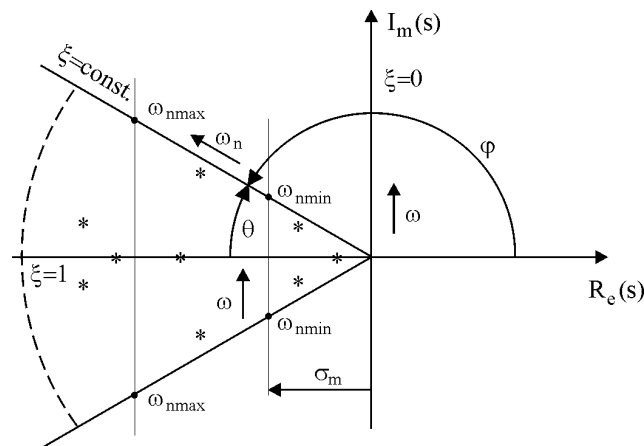
$$f(s) = 1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s \right) \frac{N(s)}{M(s)} = 0 \quad (5.14)$$

Изражавањем комплексног броја “ s ” у погодној форми преко њега се успоставља веза између степена пригушења ζ и променљивих параметара регулатора K_d , K_p и K_i садржаних у карактеристичној једначини (5.14) једнострукопреносног система. Тако је област из “ s ” равни испод праве $\zeta = \text{const.}$, (слика 5.22.), преликана у област одговарајућег коефицијента пригушења, представљеног кривом $\zeta = \text{const.}$, у параметарској равни из које је одређују подешљиви параметри регулатора (K_p , K_d) с тим да интегрално појачање K_i мора испунити услов минимума ИЕ критеријума за одговарајући степен пригушења ζ .

На слици 5.22. ω_n је природна фреквенција, а σ_m је реални дио полова преносне функције. Знајући да се полови преносне функције могу представити једначином (5.15)

$$s = -\omega_n \zeta + j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}, \quad \zeta = \cos\theta \quad (5.15)$$

њеним повезивањем са једначином (5.14), уз примјену Чебишевљевих функција прве и друге врсте након раздвајања реалног и имагинарног дијела, се изводи систем једначина (5.16).



Слика 5.22. Област у комплексној равни са захтијеваним временом смирења и релативном стабилношћу, Дубоњић и др. (2013)

$$\begin{aligned}
 K_d(\xi, \omega_n) \cdot \omega_n^2 \cdot (2\xi^2 - 1) - K_p(\xi, \omega_n) \cdot \xi \cdot \omega_n &= -\frac{\alpha(\xi, \omega_n) \cdot \gamma(\xi, \omega_n) + \beta(\xi, \omega_n) \cdot \delta(\xi, \omega_n)}{\gamma^2(\xi, \omega_n) + \delta^2(\xi, \omega_n)} - K_i(\xi, \omega_n) \\
 2K_d(\xi, \omega_n) \cdot \omega_n^2 \cdot \xi - K_p(\xi, \omega_n) \cdot \omega_n &= -\frac{\alpha(\xi, \omega_n) \cdot D(\xi, \omega_n) + \gamma(\xi, \omega_n) \cdot B(\xi, \omega_n)}{\gamma^2(\xi, \omega_n) + \delta^2(\xi, \omega_n)}
 \end{aligned}
 \tag{5.16}$$

Гдје су $\alpha(\xi, \omega_n)$, $\beta(\xi, \omega_n)$, $\gamma(\xi, \omega_n)$, $\delta(\xi, \omega_n)$, $D(\xi, \omega_n)$ и $B(\xi, \omega_n)$ величине које се израчунавају користећи Чебишевљеве функције.

Избором одговарајуће фреквенције $\omega_n \neq 0$ и коефицијента пригушења из интервала $0 \leq \xi < 1$ у зависности од пројектних захтјева, израчунавају се параметри ПИД регулатора K_d , K_p и K_i . Узимајући да је $\omega_n = 0$ у систему једначина (5.16) одређују се сингуларне праве $K_i(\xi, 0) = 0$. Ове праве заједно са кривом добијеном на основу једначине (5.16) за изабрани коефицијент пригушења уз услов да интегрално појачање K_i задовољава минимум ИЕ критеријума, чине затворену област из које се одређују параметри ПИД регулатора. Конкретни примјери параметарских равни ће бити приказани у наставку за разматрану дестилациону колону.

Када је ријеч о граничним случајевима динамичког понашања система у овој области (слика 5.22.), избор степена пригушења ξ ближе вриједности 1 води ка елиминацији прескока и смањењу брзине система регулисања, док вриједност ближе 0,5 даје бржи систем на терет већег прескока. Вриједности између наведених се користе за остваривање компромиса између ова два гранична случаја да би се испунили технолошки захтјеви процеса. Доњој граници интервала степена пригушења, тј. $\xi = 0$, се не треба приближавати, јер она представља границу стабилности система.

5.3.3. Резултати и дискусија

Математички модел бинарне дестилационе колоне (вода – метанол) су формирали Wood и Berry (1973). Модел је изражен је са једначинама (4.10) и (4.11).

Дакле, овдје је на конкретном примјеру примијењено и анализирано централизовано управљање, које је комбинација поједностављеног распрезања и дијагоналног регулатора, кога чине ПИД регулатори пројектовани методом Д – декомпозиције. Према Garido и др. (2010) користећи поједностављено распрезање пројектован је распрезивач (5.17).

$$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & d_{12}(s) \\ d_{21}(s) & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-g_{12}(s)}{g_{11}(s)} \\ \frac{-g_{21}(s)}{g_{22}(s)} & 1 \end{bmatrix}
 \tag{5.17}$$

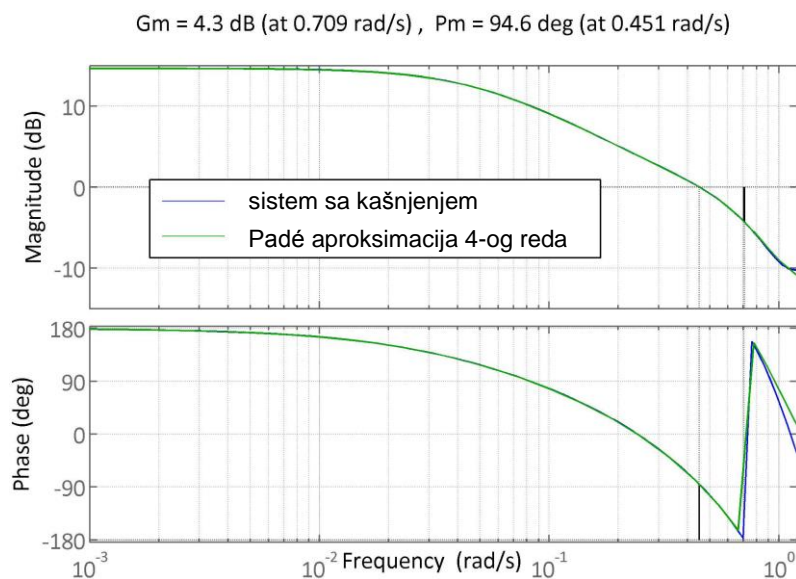
Након израчунавања његови чланови гласе:

$$d_{12}(s) = 1,47 \frac{16,7s + 1}{21s + 1} e^{-2s}, \quad d_{21}(s) = 0,34 \frac{14,4s + 1}{10,9s + 1} e^{-4s}
 \tag{5.18}$$

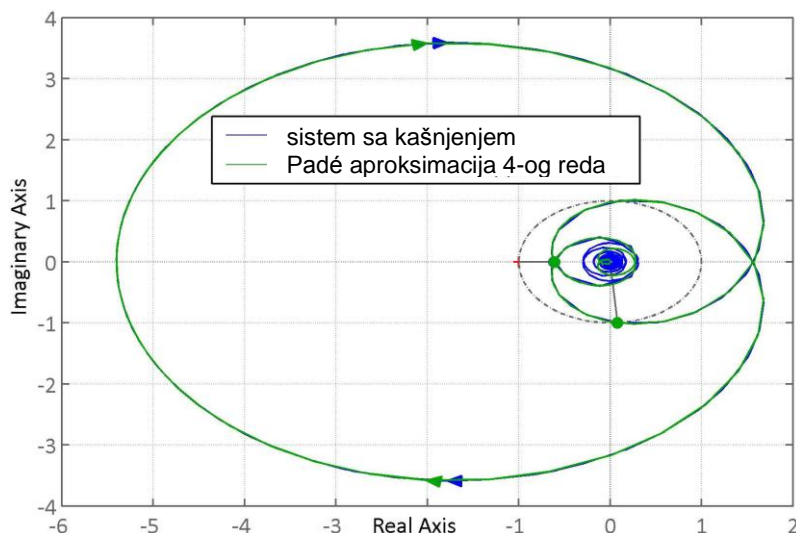
За разматрану дестилациону колону (4.11) дијагонална матрица (5.10), која представља систем са елиминисаном интеракциом, тј. чији дијагонални елементи представљају преносне функције два независна SISO система, гласи:

$$Q(s) = \begin{bmatrix} \frac{12,8 \cdot e^{-s}}{16,7s + 1} - \frac{6,4(14,4s + 1) \cdot e^{-7s}}{228,9s^2 + 31,9s + 1} & 0 \\ 0 & -\frac{19,4 \cdot e^{-3s}}{14,4s + 1} + \frac{9,7(16,7s + 1) \cdot e^{-9s}}{228,9s^2 + 31,9s + 1} \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

ПИД регулатори су пројектовани на основу структуре на слици 5.21. Прецизније ПИД 1 за $q_1(s)$ и ПИД 2 за $q_2(s)$. Узимајући у обзир сложеност матрице преносних функција (5.19), да би формирање $K_p - K_d$ параметарске равни било могуће извршена је апроксимација система са кашњењем са системом коначне димензије. Временско кашњење је апроксимирано коришћењем Padé - ове апроксимације четвртог реда за фреквентни опсег $\omega_n \in (0 - 1,2)$ rad/s. Користећи софтвер Матлаб, резултати апроксимације су представљени у фреквентном домену на сликама 5.23. и 5.24. Ови дијаграми показују, да је за изабрани фреквентни опсег, остварено одлично слагање фреквентних карактеристика система са кашњењем и његове Padé - ове апроксимације четвртог реда. Према томе, могући недостаци регулатора пројектованог за систем коначне димензије не узрокују ограничења у примјени на систем који је бесконачне димензије (систем са кашњењем) као што ће у наставку бити показано. У циљу презентовања могућности овог приступа у погледу задовољавања широког дијапазона специфицираних перформанси одзива процеса, ПИД регулатори су пројектовани за два случаја. Први у коме се тражи минимизација прескока и други у коме је нагласак на брзини процеса. Дакле, представљени су гранични случајеви с тим да су оствариви и компромиси између њих, а све у складу са технолошким захтјевима постављеним од стране оператера овог хемијског постројења. Симулације у софтверу Матлаб су извршене да би се добили одзиви разматраног процеса.

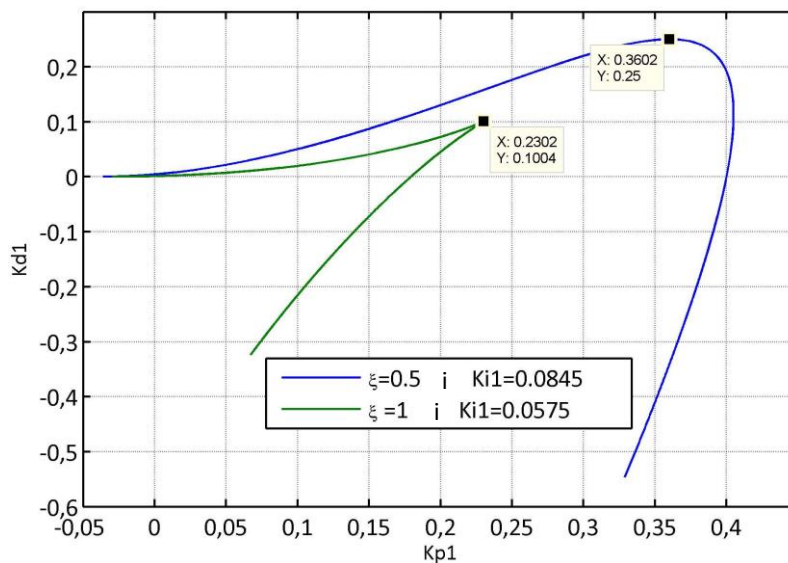


Слика 5.23. Упоредни Бодеови дијаграми система са кашњењем и његове апроксимације

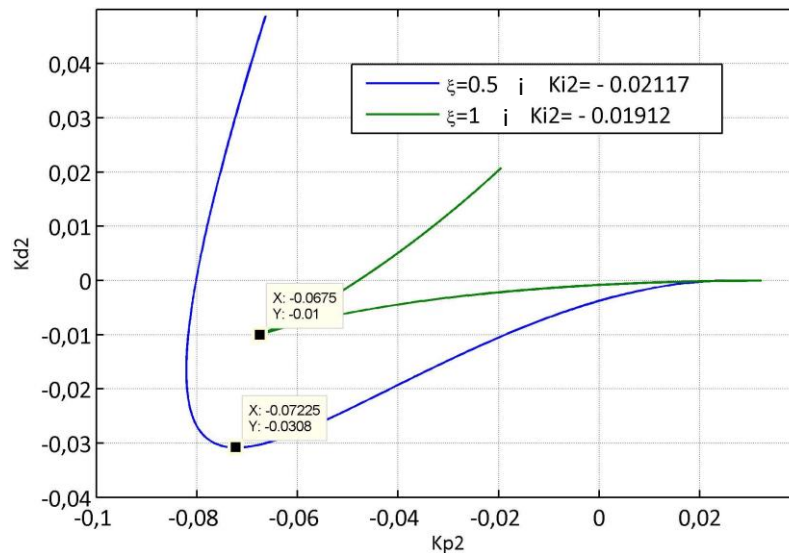


Слика 5.24. Упоредни Најквистови дијаграми система са кашњењем и његове апроксимације

Објашњена $K_p - K_d$ параметарска равна је формирана за двије вриједности коефицијента пригушења ($\xi = 0,5$ и $\xi = 1$) и промјену природне фреквенције $\omega_n \in (0 - 1,2)$ rad/s, за оба регулатора ПИД 1 и ПИД 2 и дата на сликама 5.25. и 5.26., респективно.



Слика 5.25. $K_{p1} - K_{d1}$ параметарска равна за вриједности коефицијента пригушења $\xi = 0,5$ и $\xi = 1$



Слика 5.26. K_{p2} - K_{d2} параметарска равна за вриједности коефицијента пригушења $\xi = 0,5$ и $\xi = 1$

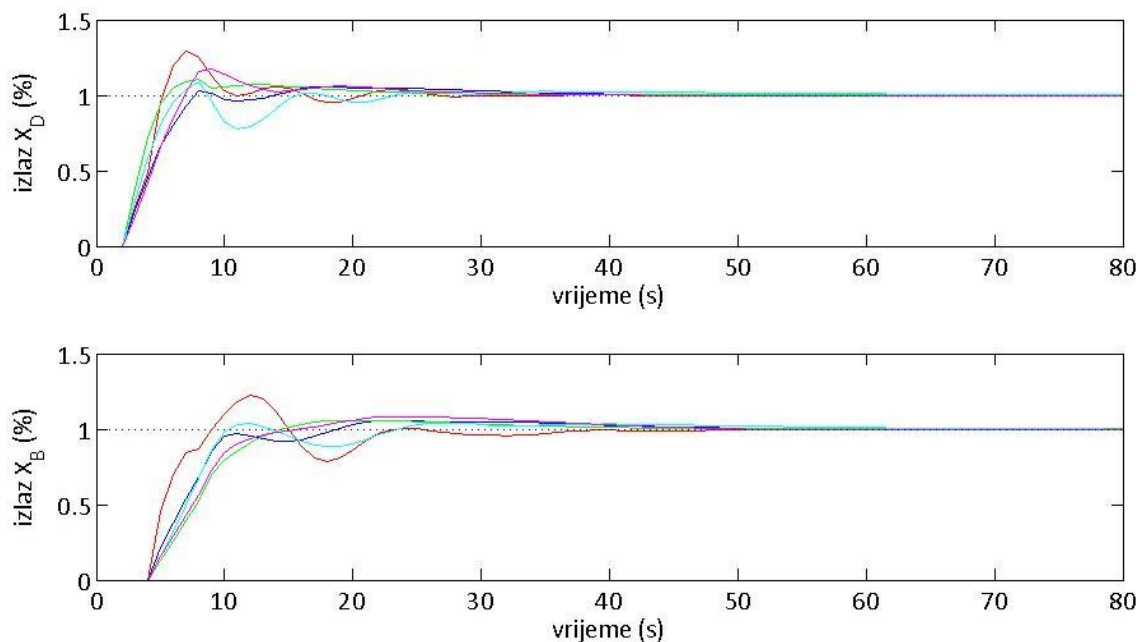
На основу равни за оба регулатора, одређена су K_p и K_d појачања са кривих које се односе на два различита коефицијента пригушења $\xi = 0,5$ и $\xi = 1$ за дату вриједност појачања K_i која задовољава минимум IE критеријума у оба случаја.

За први случај (минимизован прескок – коефицијент пригушења $\xi = 1$) добијени су следећи параметри регулатора:

ПИД 1 (зелена линија на слици 5.25.): $K_{p1} = 0,2302$; $K_{i1} = 0,0575$; $K_{d1} = 0,1004$

ПИД 2 (зелена линија на слици 5.26.): $K_{p2} = -0,0675$; $K_{i2} = -0,01912$; $K_{d2} = -0,01$.

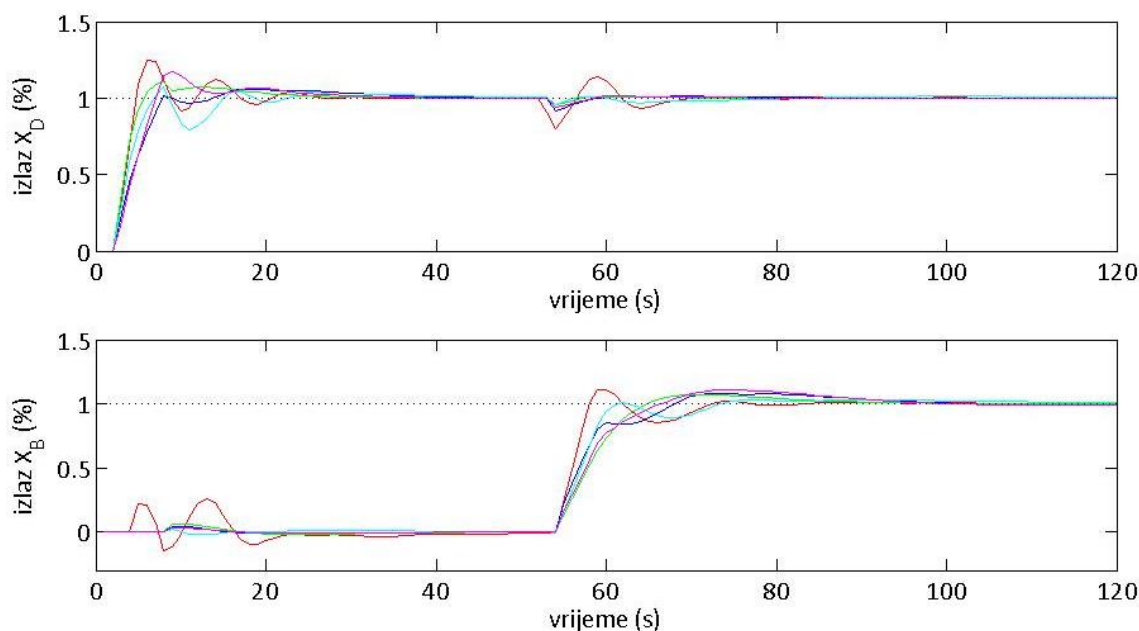
Добијени регулатори и распрезивачи су примијењени у стратегији централизованог управљања, Morilla и др. (2008). Након извршених симулација добијени су одзиви, који су ради компарације са ранијим истраживањима приказани на слици 5.27. заједно са још четири случаја из литературе добијена различитим распрезањем и пројектовањем регулатора.



Слика 5.27. Одзиви за Wood/Berry дестилациону колону (смањен прескок):

— Atashpaz-Gargari и др., 2008, — Предложена метода, — Garrido и др., 2010,
 — Morilla и др., 2008, — Wang и др., 2000, — Референтна вриједност

Са слике 5.27. се види да предложена метода ефикасније смањује прескок код оба излаза у поређењу са другим методама. Такође обезбјеђује мање осцилације. На слици 5.28. други излаз је помјерен за 50 секунди да би интеракција система била уочљивија.



Слика 5.28. Приказ интеракције у Wood/Berry дестилационој колони (смањен прескок):

— Atashpaz-Gargari и др., 2008, — Предложена метода, — Garrido и др., 2010,
 — Morilla и др., 2008, — Wang и др., 2000, — Референтна вриједност

Примјећује се да је у предложеном приступу обезбијеђено сасвим задовољавајуће распрезање, што га, узимајући у обзир одзиве на слици 5.27, чини примјенљивим у пракси.

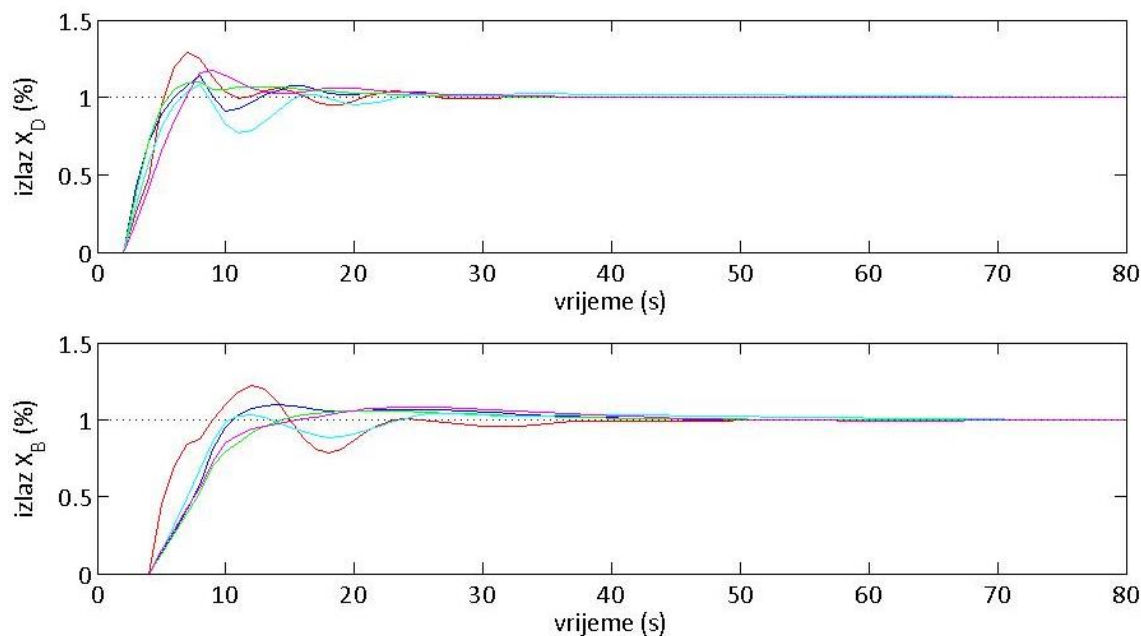
За други случај (бржи процес- коефицијент пригушења $\xi = 0,5$) добијени су сљедећи параметри регулатора:

ПИД 1 (плава линија на слици 5.25.): $K_{p1} = 0,3602$; $K_{i1} = 0,0845$; $K_{d1} = 0,25$

ПИД 2 (плава линија на слици 5.26.): $K_{p2} = -0,07225$; $K_{i2} = -0,02117$; $K_{d2} = -0,0308$.

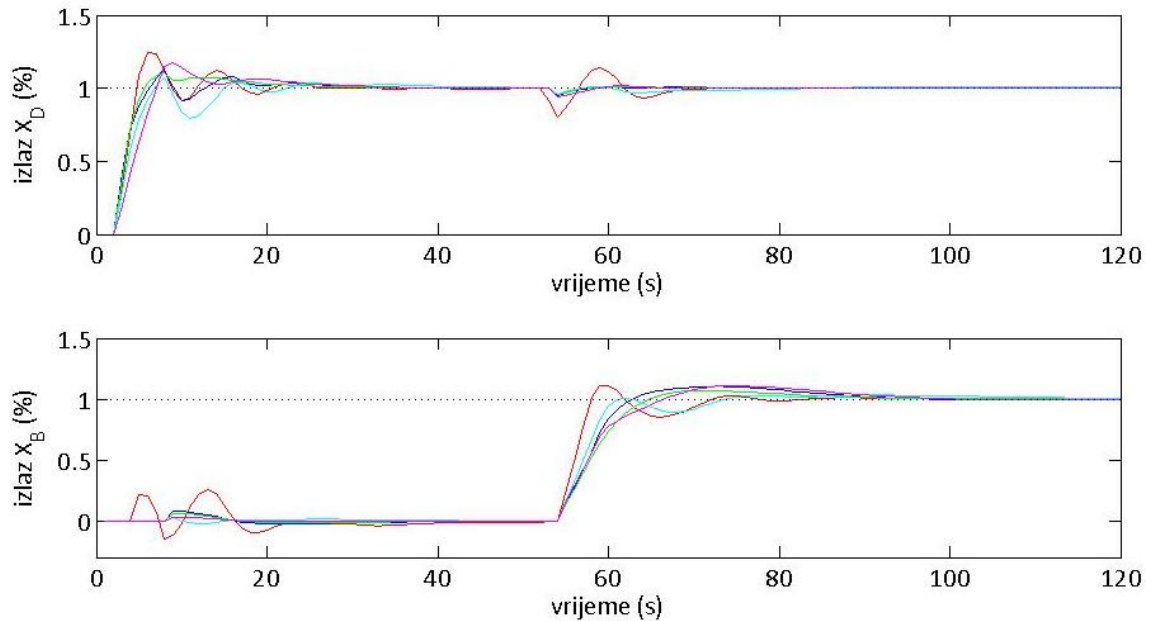
И при оваквим захтјевима на перформансе система предложена метода је успјешнија од до сада примјењиваних. Са слике 5.29. упоређујући резултате са другим алгоритмима управљања, очигледно је повећање брзине оба одзива, а да се при томе прескок и монотоност не нарушавају значајно. Изводљивост овако пројектованог регулатора потврђују одзиви на слици 5.30. гдје се види да су интеракције у процесу сведене на минимум.

Прецизније поређење предложеног управљачког алгоритма са методама из литературе које су искоришћене за управљање дестилационе колоне олакшано је помоћу табеле 5.2. Наиме, дат је упоредни приказ времена успона, времена смирења и прескока. И поред тога што су поједини од ових показатеља квалитета одзива бољи код других метода од предложене, ипак имајући у виду укупан квалитет оба излаза, а поготово постављени захтјев при пројектовању регулатора, евидентно је да предложена метода даје одзиве са бољим карактеристикама.



Слика 5.29. Одзиви за Wood/Berry дестилациону колону (бржи процес):

— Atashpaz-Gargari и др., 2008, — Предложена метода, — Garrido и др., 2010,
— Morilla и др., 2008, — Wang и др., 2000, _ _ _ Референтна вриједност



Слика 5.30. Приказ интеракције у Wood/Berry дестилационој колони (бржи процес):
 — Atashpaz-Gargari и др., 2008, — Предложена метода, — Garrido и др., 2010,
 — Morilla и др., 2008, — Wang и др., 2000, - - - Референтна вриједност

Табела 5.2. Показатељи квалитета одзива разматране дестилационе колоне при различитим алгоритмима управљања

Метода	Први излаз X_D			Други излаз X_B		
	Вријеме успона T_u (s)	Вријеме смирења T_s (s)	Прескок Π (%)	Вријеме успона T_u (s)	Вријеме смирења T_s (s)	Прескок Π (%)
Предложена (мин. прескок)	4,381	33,639	5,339	5,002	42,322	5,684
Предложена (бржи процес)	2,795	26,433	13,832	4,921	37,376	9,725
Atashpaz-Gargari и др. 2008.	2,498	25,052	28,827	4,012	36,051	22,202
Garrido и др. 2010.	2,544	22,885	10,354	7,006	34,759	5,864
Morilla и др. 2008.	3,292	44,776	8,519	4,675	50,519	4,137
Wang и др. 2000.	3,796	27,881	17,7	6,31	41,983	8,377

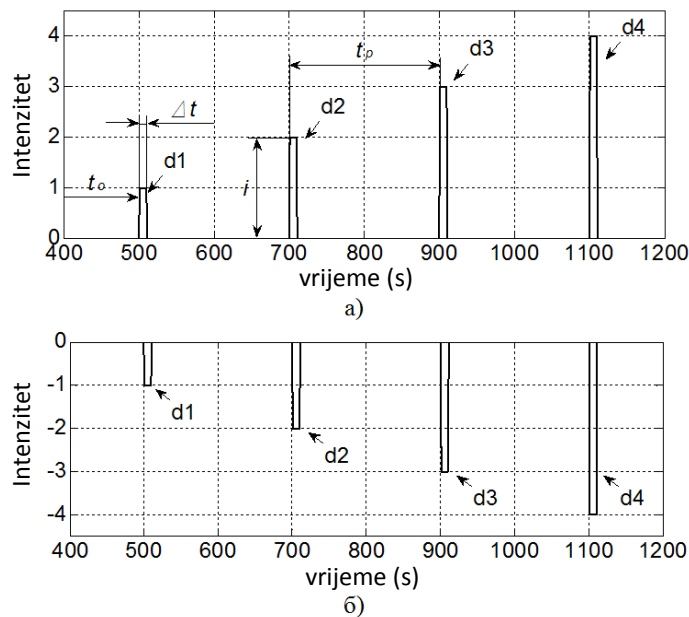
Табела 5.2. показује да за вриједност коефицијента пригушења $\xi = 1$ прескок је у опсегу од (5,339 - 5,684)% при брзини одзива од 4,381 s до 5,002 s. За вриједност коефицијента пригушења $\xi = 0,5$ прескок је у опсегу од (9,725 - 13,832)% при брзини одзива од 2,795 s до 4,921 s. На основу изнених података, може се закључити да се промјеном коефицијента пригушења ξ могу испунити различити пројектни захтјеви у погледу остваривања одговарајућег квалитета прелазног процеса управљаног система.

5.4. Анализа могућности за компензацију дејства поремећаја

Праћење референтне вриједности управљаних величина и компензација дејства поремећаја су два питања којима се посвећује велика пажња при изучавању динамичког понашања система. У претходном излагању наглашено је праћење референтне вриједности. Међутим, унакрсно дјеловање улаза на излазе (спрезање) може се сматрати као нека врста поремећаја. То се добро уочава када се један од улаза појави са кашњењем (слике 5.28. и 5.30.).

Ипак у овом одјељку је разматрано дејство поремећаја који је према својој дефиницији као посебна улазна величина уведен у систем (Продановић и др. 2015). Такође је предложена процедура према којој се могу одредити границе интензитета поремећаја које систем може успјешно одбити. Да би се повећала ефикасност испитивања симулирано је увођење низа поремећаја. Њихов облик је правоугаони, интензитет им је растући, а период је дефинисан да би се обезбједило да систем има довољно времена за смирење (одбијање поремећаја) прије него што се следећи појави. Општи образац којим је дефинисан овакав поремећај је дат једначином (5.20). Гдје су: t_0 – тренутак увођења првог поремећаја, t_p – период између сусједних поремећаја, Δt – вријеме трајања поремећаја, i – интензитет поремећаја, d_i – редни број поремећаја, n – број итерација. Значење ових величина је очигледно са слике 5.31.

$$d = \begin{cases} 0, & t \in (0, t_0) \\ \frac{U(t_0 + t_p(j-1) + \Delta t, t_0 + t_p j) - U(t_0 + t_p n, +\infty)}{j-1}, & t \in (t_0 + t_p(i-1), t_0 + t_p i) \\ i, & t \in (t_0 + t_p(i-1), t_0 + t_p(i-1) + \Delta t) \\ [i, 0], & t = t_0 + t_p(i-1) + \Delta t \end{cases}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5.20)$$



Слика 5.31. Низ поремећаја: а) позитиван смјер, б) негативан смјер

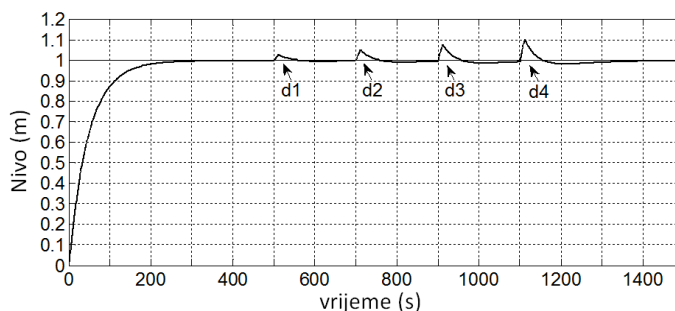
У прилогу А на слици А.1. дата је конфигурација за увођење поменутог

поремећаја у Matlab/Simulink окружењу. Овај приступ омогућава испитивање широког дијапазона интензитета поремећаја с тим да претходно морају бити скалирани.

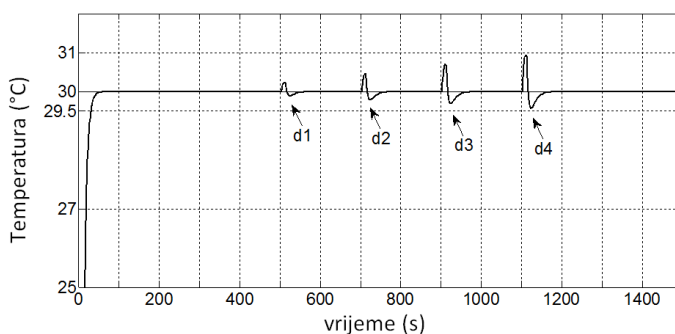
Предложени приступ испитивању система са становишта компензације поремећаја илустрован је на проточном резервоару, који је приказан на слици 4.1. и чији је блок дијаграм дат у прилогу А на слици А.2. У овом истраживању узете су следеће вриједности за величине са слике 5.31.: $t_0=500$ s, $t_p=200$ s, $\Delta t=10$ s, $n=4$. Узето је да систем успјешно одбацује поремећај ако он изазива прескок или подбачај мањи од 10%. Ова вриједност у пракси треба да зависи од конкретних захтјева, који су постављени пред систем управљања. Разматрана су четири случаја.

Први случај – повећање нивоа и температуре ($h+$, $t+$)

У овом случају симулирано је додавање воде на температури од 100°C у кратком временском интервалу Δt . За ово испитивање претходно је потребно одредити однос између запремине течности и њене температуре узимајући у обзир конкретне вриједности величина дате на слици 4.1. За то је примијењен закон о одржању енергије (објашњен у одјелјку 4.1.1.) помоћу кога се добија корекциони фактор K_f . За овај случај он има вриједност 2,3. Извршене су симулације за четири вриједности интензитета поремећаја без узимања у обзир појачања 3 и 4 на слици А.2. и добијени су одзиви на сликама 5.32. и 5.33.



Слика 5.32. Ниво у проточном резервоару ($h+$, $t+$)

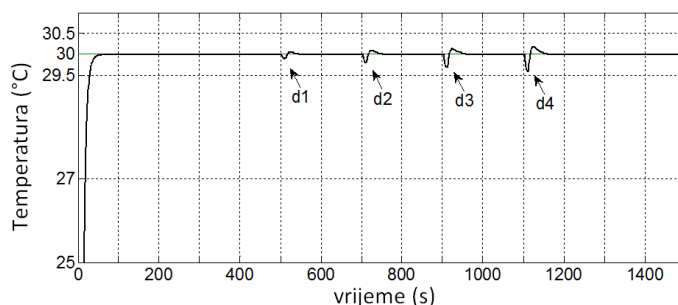


Слика 5.33. Температура у проточном резервоару ($h+$, $t+$) (увећани приказ)

Други случај – повећање нивоа и смањење температуре ($h+$, $t-$)

Иста запремина као у првом случају, али сада воде и леда на температури 0°C се доводи у резервоар. Симулације су извршене изостављајући појачања 3 и 4 на слици

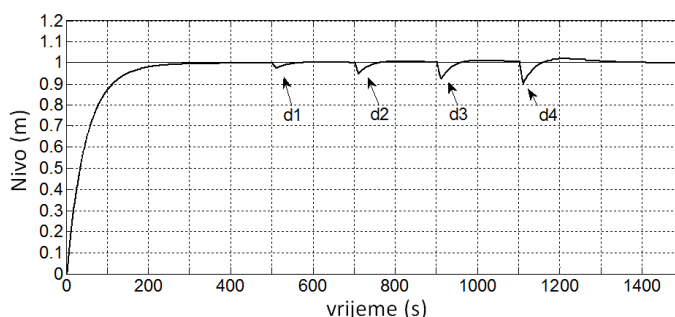
А.2. Корекциони фактор је $K_f=-1$. Важно је напоменути да је занемарен утицај промјене температуре на промјену запремине воде. Промијена нивоа у резервоару је иста као на слици 5.32. док се промијена температуре даје на слици 5.34.



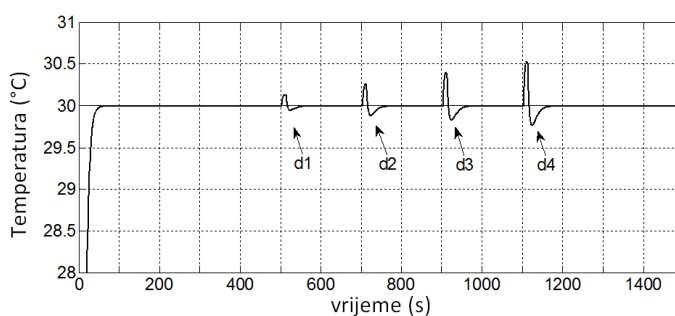
Слика 5.34. Температура у проточном резервоару ($h+$, $t-$) (увећани приказ)

Трећи случај – смањење нивоа и повећање температуре ($h-$, $t+$)

Овдје се дешава пад протока кроз вентил 1. (слика 4.1.) тако да у том тренутку релативно више воде долази кроз вентил 2 са температуром 70°C и температура смјеше се повећава. Корекциони фактор је $K_f=1,3$. Промијене нивоа и температуре су дате на сликама 5.35. и 5.36., респективно.



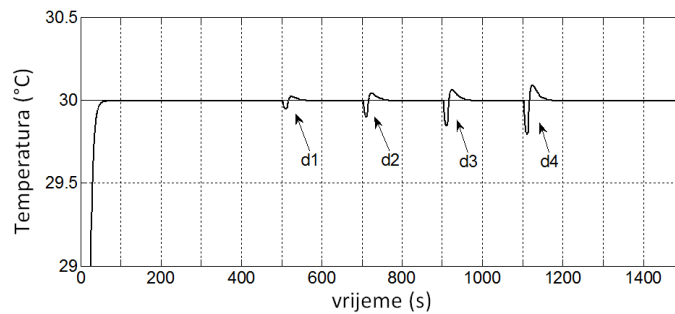
Слика. 5.35. Ниво у проточном резервоару ($h-$, $t+$)



Слика 5.36. Температура у проточном резервоару ($h-$, $t+$) (увећани приказ)

Четврти случај – смањење нивоа и температуре ($h-$, $t-$)

Разлика у односу на трећи случај је у паду протока кроз вентил 2. Корекциони фактор је $K_f=-0,5$. Ниво је исти као на слици 5.35. а температура је приказана на слици 5.37.



Слика 5.37. Температура у проточном резервоару (h -, t -) (увећани приказ)

С обзиром да је граница прескока узета $\pm 10\%$ то у апсолутној вриједности за ниво даје дијапазон од $(0,9 \div 1,1)\text{m}$, а за температуру $(27 \div 33)^\circ\text{C}$. Вријеме смирења након дејства поремећаја или боље речено вријеме потребно за компензацију поремећаја је одређено узевши да је дозвољена статичка грешка $\varepsilon_s = \pm 2\%$. Тако да за ниво имамо $\varepsilon_s = (0,98 \div 1,02)\text{m}$, а за температуру $\varepsilon_s = (29,4 \div 30,6)^\circ\text{C}$. На основу приказаних дијаграма одзива евидентно је да у овом конкретном проточном резервоару поремећај има већи утицај на ниво.

Предложени приступ анализе система управљања у погледу робусности на дејство поремећаја омогућава да се, после одговарајућег скалирања, одреде стварне вриједности поремећаја у виду запремине и температуре течности које испитивани алгоритам управљања може да компензује.

6. ПРОЈЕКТОВАЊЕ РАСПРЕЗИВАЧА У ЦИЉУ РАЗЛАГАЊА СЛОЖЕНОГ СИСТЕМА

Спрезање као природна појава у системима најчешће знатно отежава њихово управљање. Један од предуслова за успјешну елиминацију утицаја интеракције је одређивање њеног нивоа, тј. њена квантификација. Одређивање релативног низа појачања (*Relative Gain Array – RGA*) је веома ефикасан приступ за дефинисање интеракције у систему који се користи за најпогодније упаривање манипулативних и управљаних величина, Skogestad и Postlethwaite (2005). Анализа спрезања кроз естимацију индекса интеракције је изведена у Ramachandran and Dransfield (1993).

6.1. Одређивање парцијалних индекса интеракције

У овом дијелу су одређени парцијални индекси спрезања који се односе на поједине показатеље квалитета динамичког понашања објекта. Циљ је био одредити који показатељ квалитета одзива и у коме обиму спрезање нарушава. На тај начин су смјернице за пројектовање регулатора прецизније дефинисане. Процедура одређивања је примијењена на систем управљања нивоа и температуре у проточном резервоару. Пошто се при испитивању као и у поглављу 5. варира појачање K , разматран је математички модел дат једначином (5.1).

Мијењано је појачање K (0,01 ; 0,1 ; 1 ; 10) у члановима преносне матрице g_{11} и g_{12} . Разлику у одзивима, односно промјену у спрезању, прави члан g_{12} (тј. његово појачање), јер је преко g_{12} дефинисан утицај ПИ регулатора 2, који се подешава на основу температуре (њене жељене и стварне величине), на ниво.

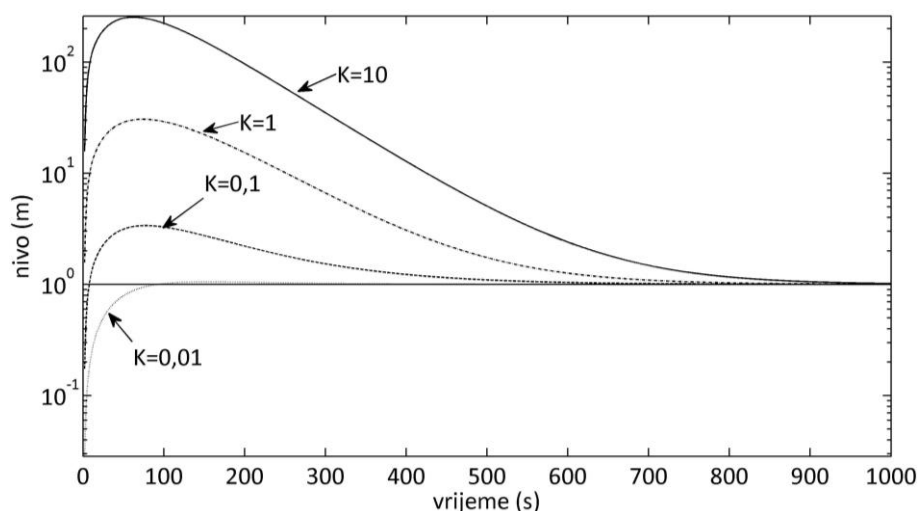
У овом систему узето је да су исти вентили на оба улаза (што не мора бити случај) па су и чланови преносне матрице g_{11} и g_{12} исти. За узету вриједност K остали параметри процеса су задржани исти при симулацији читавог система (2x2) и при симулацији система са одвојеним улазима. Динамика сензора нивоа и температуре је занемарена па су њихове преносне функције једнаке 1.

Параметри ПИ регулатора (табела 6.1.) су подешени аутоматски (у Матлабу) за читав систем (2x2), а затим су употријебљени и за симулације система са одвојеним улазима.

Табела 6.1. Параметри ПИ регулатора за различите вриједности појачања K

Појачање K у $g_{11}(s)$ и $g_{12}(s)$	Параметри ПИ регулатора 1 за ниво h	Параметри ПИ регулатора 2 за температуру t
0,01	$K_p=2,6941$ $K_i=0,0327$	$K_p=0,109$ $K_i=0,0062$
0,1	$K_p=0,2697$ $K_i=0,0032$	
1	$K_p=0,0209$ $K_i=0,0003$	
10	$K_p=0,003$ $K_i=0,00004$	

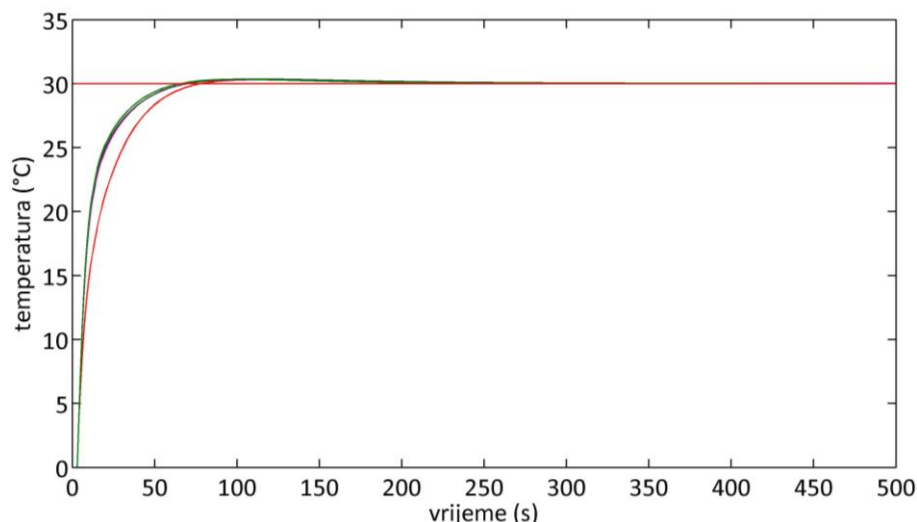
При подешавању оба ПИ регулатора, захтјеви за процес у погледу брзине одзива и робусности су узети исти за све вриједности појачања K . На слици 6.1. су приказане промјене нивоа за разматране вриједности појачања K при симулацији читавог 2x2 система.



Слика 6.1. Упоредни приказ нивоа за промјену K од (0,01 ; 0,1 ; 1 ; 10) (логаритамска скала на ординати)

Са слике 6.1. се види да се за узете вриједности појачања K од (0,01 ; 0,1 ; 1 ; 10) добијају огромне и нереалне вриједности нивоа. Једино је прихватљива вриједност $K=0,01$. Због тога ће се у наредним разматрањима смањити корак повећања појачања K .

Промјена температуре са промјеном K , је приказана на слици 6.2. Очигледно је да се овај одзив (температура) не мијења знатно због мале вриједности појачања ($K_1=-0,15$) члана g_{21} у матрици преносних функција па због тога поменуте варијанте нису посебно означене.



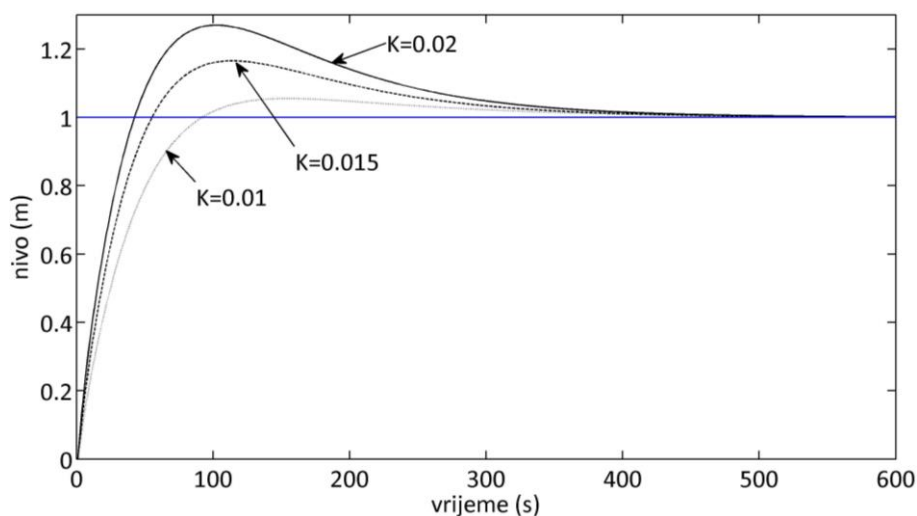
Слика 6.2. Упоредни приказ температуре за промјену K од (0,01 ; 0,1 ; 1 ; 10)

Да би се поређење svelo у реалне оквире у наставку су анализирани одскочни одзиви за вриједности појачања K (0,01 ; 0,015 ; 0,02). На основи ових вриједности добијени су параметри ПИ регулатора који су дати у табели 2.

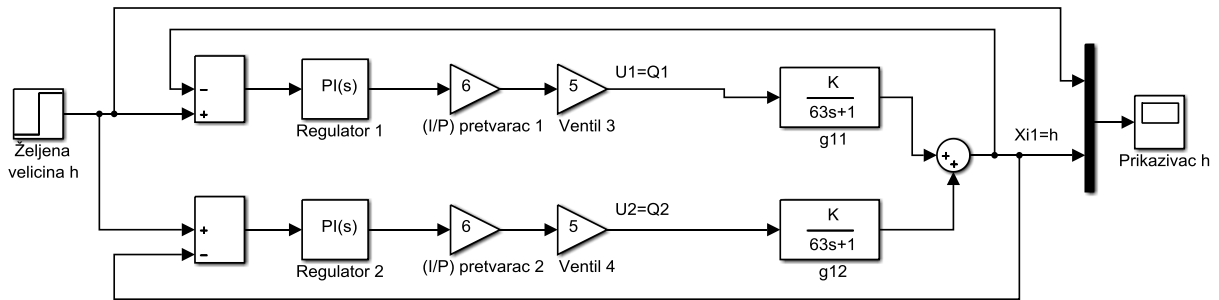
Табела 6.2. Параметри ПИ регулатора за различите вриједности појачања K

Појачање K у $g_{11}(s)$ и $g_{12}(s)$	Параметри ПИ регулатора 1 за ниво h	Параметри ПИ регулатора 2 за температуру t
0,01	$K_p=2,6941$ $K_i=0,0327$	$K_p=0,109$ $K_i=0,0062$
0,015	$K_p=1,9937$ $K_i=0,0278$	
0,02	$K_p=1,4953$ $K_i=0,0209$	

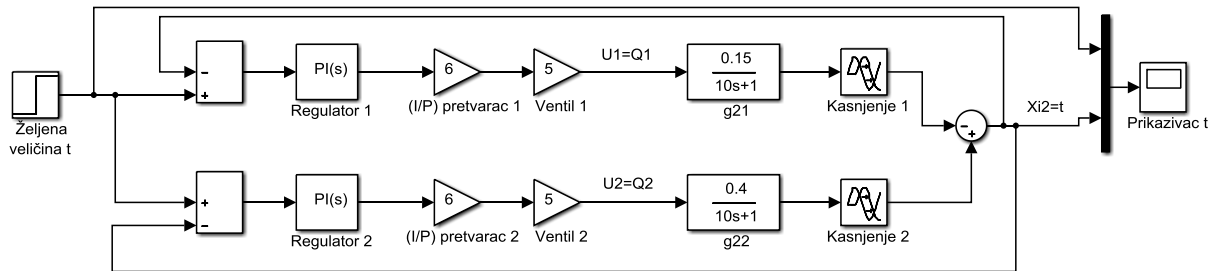
Параметри из табеле 6.2. су уведени у 2x2 систем управљања и добијени су одзиви који су упоредо приказани на слици 6.3. са које се види да одзиви (ниво) за наведене вриједности појачања K имају могуће, али са становишта квалитета управљања неприхватљиве карактеристике. Симулација рада система без спрезања извршена је у одвојеним управљачким петљама новоа и температуре (слике 6.4. и 6.5), респективно.



Слика 6.3. Упоредни приказ нивоа за промјену K од (0,01 ; 0,015 ; 0,02)

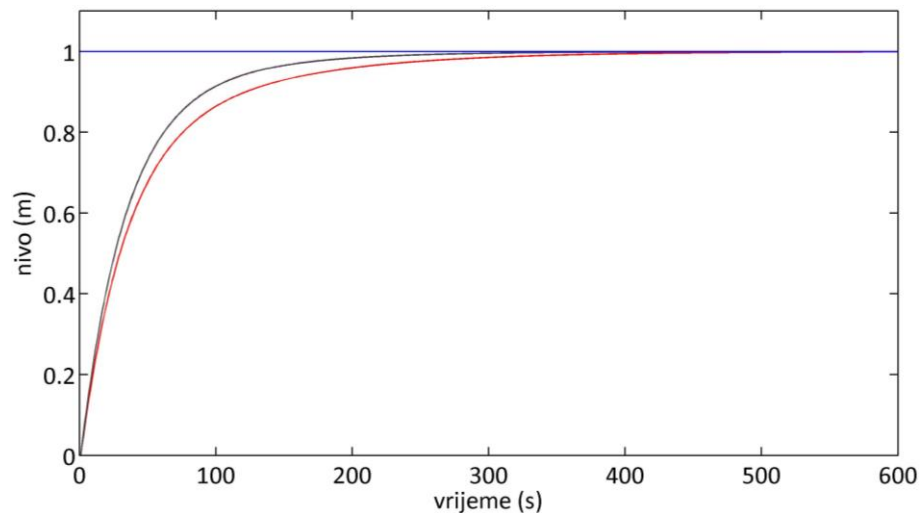


Слика 6.4. Управљање нивоа у појединачној петљи



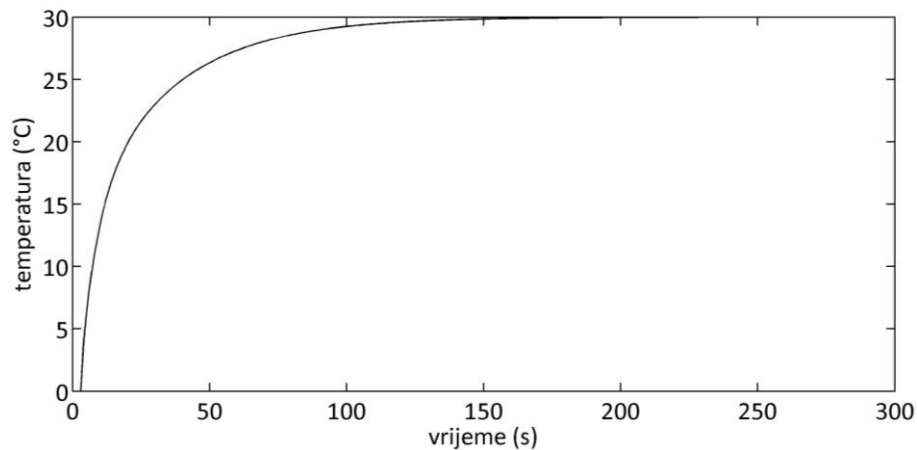
Слика 6.5. Управљање температуре у појединачној петљи

Појединачни кругови (петље) управљања нивоа (слика 6.4.) дају одзиве (слика 6.6.) са задовољавајућим особинама за симулиране вриједности K од (0,01 ; 0,015 ; 0,02). Са слике 6.6. се уочава да су одзиви задовољавајући за све три вриједности K па због тога нису посебно назначени.



Слика 6.6. Одзиви у појединачним управљачким петљама нивоа

Подешавањем ПИ регулатора 2 у 2x2 систему управљања добили су се исти параметри за све симулиране вриједности појачања K (табеле 6.1. и 6.2) па је и одзив у свим случајевима исти, након што су ти параметри уврштени у појединачни круг управљања температуром, као што показује слика 6.7.



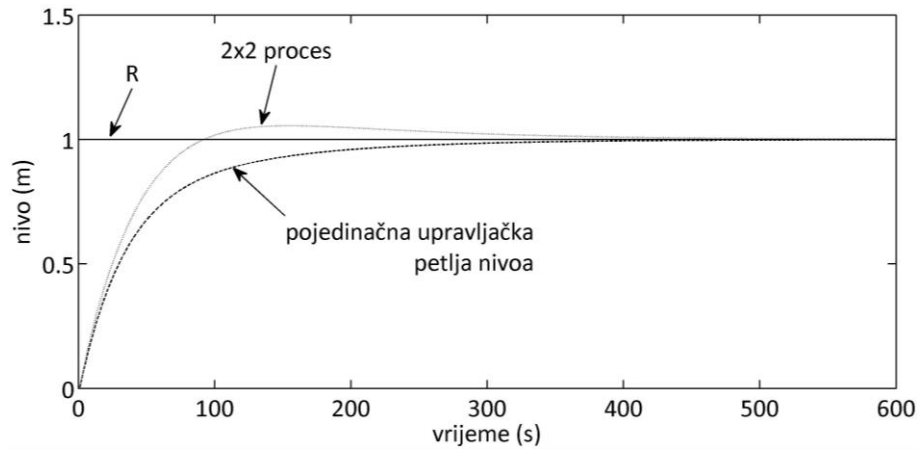
Слика 6.7. Одзиви у појединачним управљачким петљама температуре

При подешавању ПИ регулатора на класичан начин, дакле на основу члана преносне матрице са чијег излаза добија повратну спрегу, управљање процесом 2×2 може бити задовољавајуће ако су појачања вандијагоналних елемената g_{12} и g_{21} преносне матрице довољно мала. То се у овом случају види на примјеру нивоа (код кога је варирано појачање у вандијагоналном члану) и температуре (код које је појачање у вандијагоналном члану било мало у свим варијантама).

Дакле, пошто појачање у члановима преносне матрице g_{11} и g_{12} зависи од улазних протока Q_1 и Q_2 , тј. од улазног притиска и карактеристика вентила као и од димензија проточног резервоара и вентила за одвод течности (кроз који је проток константан), постоји један узак дијапазон димензија резервоара и елемената за довод и одвод течности за које би се могло остварити задовољавајуће управљање ако се ПИ регулатор 1 подеси на претходно показан начин (без пројектовања респрезивача). Исти је случај и са управљањем температуре и уским дијапазоном улазних температура течности t_1 и t_2 , тј. са појачањима члановима преносне матрице g_{21} и g_{22} .

У наставку ће се упоредити одзиви нивоа, тј. амплитуде у тренутку прескока A , времена кашњења T_k , успона T_u и смирења T_s (за $\varepsilon_s = \pm 2\%$) из спрегнутог 2×2 процеса и истих тих нивоа из појединачних кругова управљања нивоа за промјену вриједности појачања K од (0,01 ; 0,015 ; 0,02). Иста процедура ће бити проведена и за температуру.

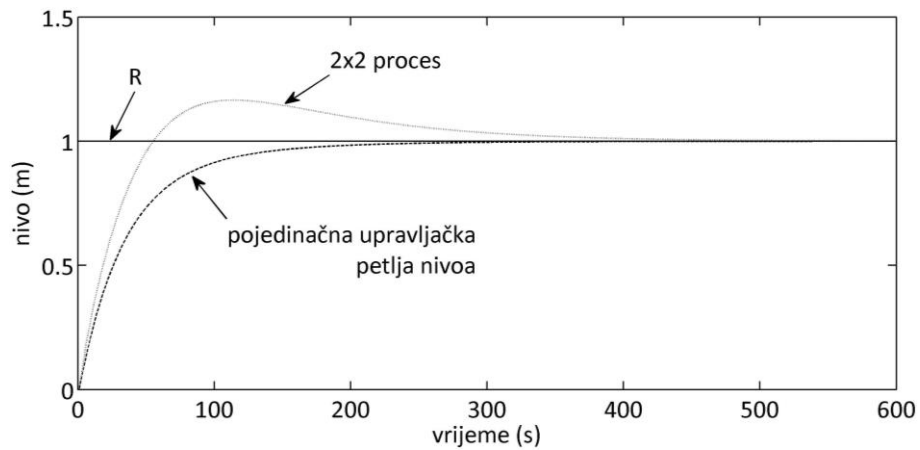
На сликама 6.8., 6.9. и 6.10. су упереди приказане промјене нивоа у времену за вриједности појачања K од (0,01 ; 0,015 ; 0,02), респективно. Поменути показатељи квалитета одзива су дати у одговарајућим табелама 6.3., 6.4. и 6.5.



Слика 6.8. Упоредни приказ одзива из спрегнутог 2x2 процеса и из појединачне управљачке петље нивоа за вриједности појачања $K=0,01$

Табела 6.3. Показатељи прелазног процеса са дијаграма на слици 6.8.

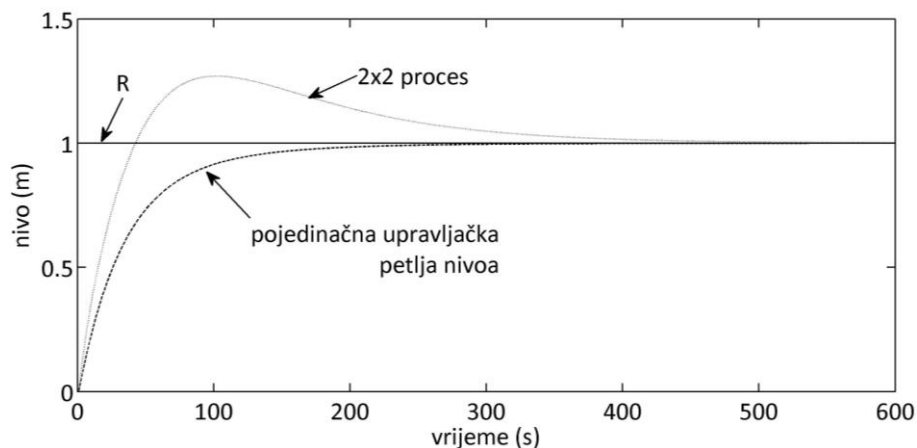
$K=0,01$	Амплитуде A за $t_{\Pi}=154$ (s)	Прескок Π (m)	T_k (s)	T_u (s)	T_s (s)
2x2 процес	1,055	0,055 (5,5%)	23,9	61,27	311,34
појединачна управљачка петља нивоа	0,934	-	28,68	116,75	268,17



Слика 6.9. Упоредни приказ одзива из спрегнутог 2x2 процеса и из појединачне управљачке петље нивоа за вриједности појачања $K=0,015$

Табела 6.4. Показатељи прелазног процеса са дијаграма на слици 6.9.

$K=0,015$	Амплитуде A за $t_{\Pi}=113$ (s)	Прескок Π (m)	T_k (s)	T_u (s)	T_s (s)
2x2 процес	1,165	0,165 (16,5%)	17,55	40,67	344,73
појединачна управљачка петља нивоа	0,934	-	25	88,17	184,51

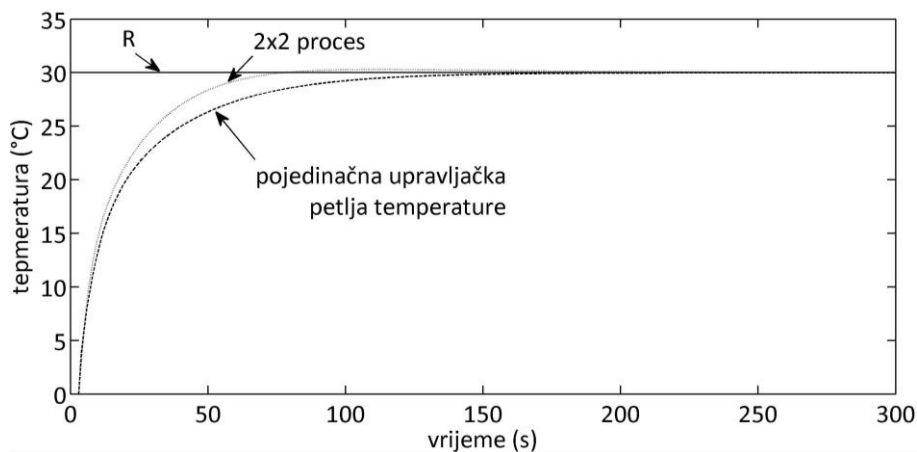


Слика 6.10. Упоредни приказ одзива из спрегнутог 2x2 процеса и из појединачне управљачке петље нивоа за вриједности појачања $K=0,02$

Табела 6.5. Показатељи прелазног процеса са дијаграма на слици 6.10.

$K=0,02$	Амплитуде A за $t_{\Pi}=101$ (s)	Прескок Π (m)	T_k (s)	T_u (s)	T_s (s)
2x2 процес	1,269	0,269 (26,9%)	14,24	31,99	375,64
појединачна управљачка петља нивоа	0,918	-	24,99	87,94	183,5

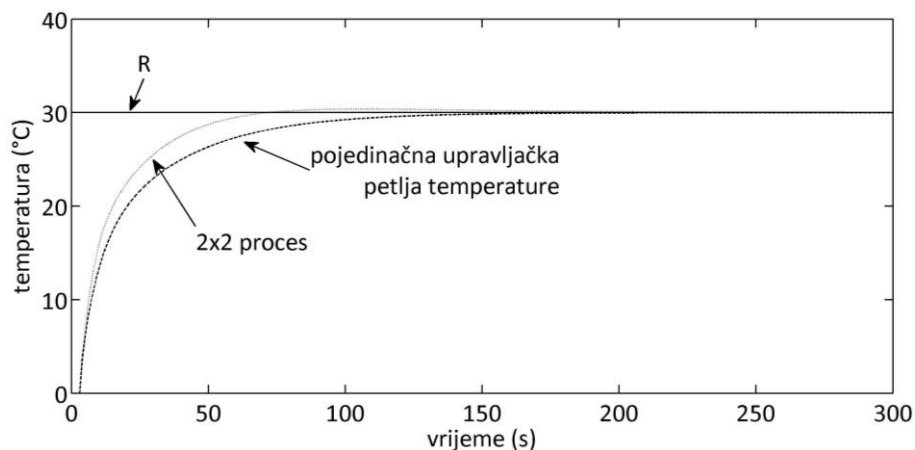
Анализа одзива на другом излазном каналу је извршена на основу дијаграма на сликама 6.11., 6.12 и 6.13. гдје су упереди приказане промјене температуре у времену за вриједности појачања K од (0,01 ; 0,015 ; 0,02), респективно. Поменути показатељи квалитета одзива су дати у одговарајућим табелама 6.6., 6.7. и 6.8.



Слика 6.11. Упоредни приказ одзива из спрегнутог 2x2 процеса и из појединачне управљачке петље температуре за вриједности појачања $K=0,01$

Табела 6.6. Показатељи прелазног процеса са дијаграма на слици 6.11.

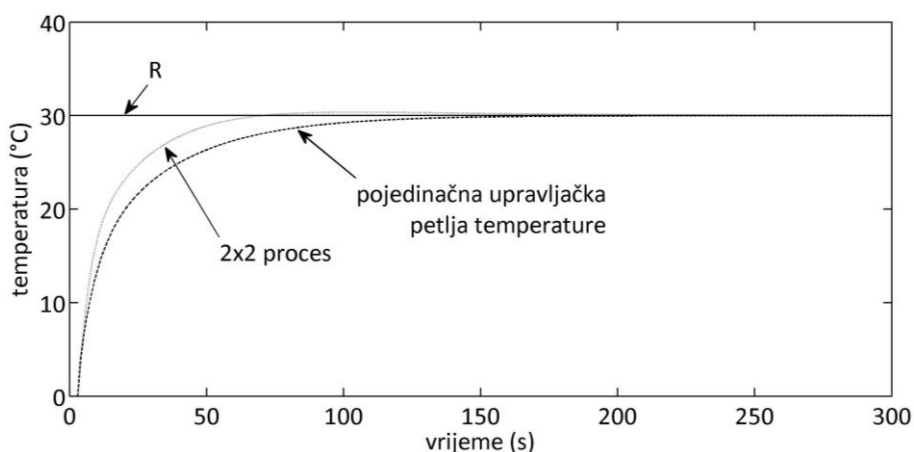
$K=0,01$	Амплитуде A за $t_{\Pi}=111$ (s)	Прескок $\Pi(m)$	T_k (s)	T_u (s)	T_s (s)
2x2 процес	30,31	0,31 (1,03%)	9,36	36,39	61,75
појединачна управљачка петља температуре	29,48	-	10,82	52,54	106,26



Слика 6.12. Упоредни приказ одзива из спрегнутог 2x2 процеса и из појединачне управљачке петље температуре за вриједности појачања $K=0,015$

Табела 6.7. Показатељи прелазног процеса са дијаграма на слици 6.12.

$K=0,015$	Амплитуде A за $t_{\Pi}=105$ (s)	Прескок $\Pi(m)$	T_k (s)	T_u (s)	T_s (s)
2x2 процес	30,38	0,38 (1,27%)	8,34	33,26	57,5
појединачна управљачка петља температуре	29,38	-	10,82	52,54	106,26



Слика 6.13. Упоредни приказ одзива из спрегнутог 2x2 процеса и из појединачне управљачке петље температуре за вриједности појачања $K=0,02$

Табела 6.8. Показатељи прелазног процеса са дијаграма на слици 6.13.

$K=0,02$	Амплитуде A за $t_{\Pi}=104$ (s)	Прескок $P(m)$	T_k (s)	T_u (s)	T_s (s)
2x2 процес	30,37	0,37 (1,23%)	7,77	31,34	55,86
појединачна управљачка петља температуре	29,36	-	10,82	52,54	106,26

На основу података приказаних у табелама од 6.3. – 6.8. уочено је да проблем прави разлика између преносних функција у члановима g_{11} и g_{21} , и разлика између преносних функција у члановима g_{12} и g_{22} , јер иста управљачка величина дјелује на двије различите излазне величине и ако се подешава само на основу дијагоналног члана преносне матрице тада не даје добар одзив у мултиваријабилном систему. У томе се и огледа спрезање (интеракција), које намеће нове захтјеве при пројектовању регулатора.

За разлику од процедуре за одређивање индекса интеракције (спрезања), у Ramachandran and Dransfield (1993), која користи Релативни низ појачања (*Relative Gain Array - RGA*), у овом поглављу су одређени парцијални индекси спрезања (интеракције) λ . Сваки од њих се односи на неку од карактеристика одзива, а то су: времена кашњења T_k , успона T_u и смирења T_s (за $\varepsilon_s = \pm 2\%$). Пошто се у спрегнутом систему ипак појављује прескок уведен је још један параметар, а то је вриједност амплитуде A у спрегнутом и појединачном систему у тренутку прескока t_{Π} спрегнутог 2x2 система. Дакле има их 4. Треба напоменути да вриједност индекса интеракције 1 значи да интеракције нема.

Парцијални индекси интеракције су дати у наставку. При чему се ознака 2x2 односи на спрегнути мултиваријабилни систем, а ознака *sep* на појединачну управљачку петљу.

1. Индекс интеракције $\lambda(A)$ у односу на вриједност амплитуде $A(t_{\Pi})$ у тренутку прескока t_{Π} или краће писано A .

$$\lambda_{ij}(A) = 1 + \frac{A_{2 \times 2, ij} - A_{sep, ij}}{A_{sep, ij}} \quad \lambda(A) = \begin{bmatrix} \lambda_{ii}(A) & \lambda_{ij}(A) \\ \lambda_{ji}(A) & \lambda_{jj}(A) \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

За 2x2 процес важи:

$$\lambda(A) = \begin{bmatrix} \lambda_{11}(A) & \lambda_{12}(A) \\ \lambda_{21}(A) & \lambda_{22}(A) \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

2. Индекс интеракције $\lambda(T_k)$ у односу на вријеме кашњења T_k

$$\lambda_{ij}(T_k) = 1 + \frac{T_{k2 \times 2, ij} - T_{ksep, ij}}{T_{ksep, ij}} \quad \lambda(T_k) = \begin{bmatrix} \lambda_{ii}(T_k) & \lambda_{ij}(T_k) \\ \lambda_{ji}(T_k) & \lambda_{jj}(T_k) \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

За 2x2 процес важи:

$$\lambda(T_k) = \begin{bmatrix} \lambda_{11}(T_k) & \lambda_{12}(T_k) \\ \lambda_{21}(T_k) & \lambda_{22}(T_k) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

3. Индекс интеракције $\lambda(T_u)$ у односу на вријеме успона T_u

$$\lambda_{ij}(T_u) = 1 + \frac{T_{u2 \times 2, ij} - T_{u \text{ sep}, ij}}{T_{u \text{ sep}, ij}} \quad \lambda(T_u) = \begin{bmatrix} \lambda_{ii}(T_u) & \lambda_{ij}(T_u) \\ \lambda_{ji}(T_u) & \lambda_{jj}(T_u) \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

За 2x2 процес важи:

$$\lambda(T_u) = \begin{bmatrix} \lambda_{11}(T_u) & \lambda_{12}(T_u) \\ \lambda_{21}(T_u) & \lambda_{22}(T_u) \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

4. Индекс интеракције $\lambda(T_s)$ у односу на вријеме смирења T_s

$$\lambda_{ij}(T_s) = 1 + \frac{T_{s2 \times 2, ij} - T_{s \text{ sep}, ij}}{T_{s \text{ sep}, ij}} \quad \lambda(T_s) = \begin{bmatrix} \lambda_{ii}(T_s) & \lambda_{ij}(T_s) \\ \lambda_{ji}(T_s) & \lambda_{jj}(T_s) \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

За 2x2 процес важи:

$$\lambda(T_s) = \begin{bmatrix} \lambda_{11}(T_s) & \lambda_{12}(T_s) \\ \lambda_{21}(T_s) & \lambda_{22}(T_s) \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

При пројектовању регулатора и распрезивача који треба да компензују неповољно дјеловање вандијагоналних елемената g_{12} и g_{21} у преносној матрици процеса на располагању су сва 4 парцијална индекса интеракције, који су дати једначином (6.9):

$$\lambda(A) = \begin{bmatrix} 1 & \lambda_{12}(A) \\ \lambda_{21}(A) & 1 \end{bmatrix} \quad \lambda(T_k) = \begin{bmatrix} 1 & \lambda_{12}(T_k) \\ \lambda_{21}(T_k) & 1 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

$$\lambda(T_u) = \begin{bmatrix} 1 & \lambda_{12}(T_u) \\ \lambda_{21}(T_u) & 1 \end{bmatrix} \quad \lambda(T_s) = \begin{bmatrix} 1 & \lambda_{12}(T_s) \\ \lambda_{21}(T_s) & 1 \end{bmatrix}$$

Као што је претходно речено тако је и записано у табели 6.9., тј. вриједност дијагоналних елемената индекса спрезања је једнака јединици. Предност ових индекса интеракције је што осликавају утицај интеракције на појединачне показатеље квалитета одзива, а то је корисно са становишта пројектовања ПИД регулатора, јер је опште познато како које дејство регулатора дјелује на поменуте показатеље квалитета одзива објекта. Вриједности индекса спрезања које су мање од јединице значе да интеракција у спрегнутом систему смањује дати параметар у одзиву, док вриједности које су веће од јединице значе да се дати параметар повећава услед спрезања.

Предност анализе коришћењем симулације је у томе што се распрегнути (појединачни) кругови (петље) управљања нивоа и температуре у пракси не могу лако реализовати, јер ограничење представља друга излазна величина, која у том случају добија превелике (ниво) или премале (температура) вриједности због жељене (референтне) величине.

У сљедећој табели 6.9. дати су парцијални индекси спрезања за случај моделованог 2x2 проточног резервоара за анализиране вриједности појачања K (0,01 ; 0,015 ; 0,02). Посматрајући их заједно може се закључити да разматрани процес садржи значајано спрезање. То доприноси доказивању валидности овог приступа, јер је

присуство спрезања евидентирано и у поглављу 5 одређивањем релативног низа појачања (RGA) у једначини (5.2) за овај процес (Продановић и Недић, 2014). Квантитативни резултати ова два приступа нису егзактно упоредиви због тога што RGA показује само између којих величина је колики интензитет спрезања, док предложени приступ дефинисања парцијалних индекса интеракције идентификује и мјеру погоршања показатеља квалитета одзива.

Табела 6.9. Парцијални индекси интеракције λ за појачања K (0,01; 0,015; 0,02)

	$\lambda(A)$	$\lambda(T_k)$	$\lambda(T_u)$	$\lambda(T_s)$
$K=0,01$	$\begin{bmatrix} 1 & 1,13 \\ 1,028 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0,833 \\ 0,865 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0,525 \\ 0,693 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1,161 \\ 0,581 & 1 \end{bmatrix}$
$K=0,015$	$\begin{bmatrix} 1 & 1,247 \\ 1,034 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0,702 \\ 0,771 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0,461 \\ 0,633 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1,868 \\ 0,541 & 1 \end{bmatrix}$
$K=0,02$	$\begin{bmatrix} 1 & 1,382 \\ 1,034 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0,57 \\ 0,718 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0,364 \\ 0,596 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 2,047 \\ 0,526 & 1 \end{bmatrix}$

6.2. Итеративно подешавање распрезивача

У овом одјелу је предложена метода пројектовања распрезивача без познавања матрице преносних функција процеса. Зато је предложена итеративна метода. Да би предложена метода била сврсисходна, одзиви процеса треба да буду истог или приближног квалитета као и код до сада изведених метода, које се дају у литератури а објашњене су у поглављу 3. Испитивање ефикасности и примјенљивости ове методе је проведено на четири различита процеса тј. њиховим моделима од којих су један модел извели аутори овог рада (поглавље 4), затим су формирана два модела помоћу модификација првог, и још један модел је преузет из литературе.

6.2.1. Поставка проблема

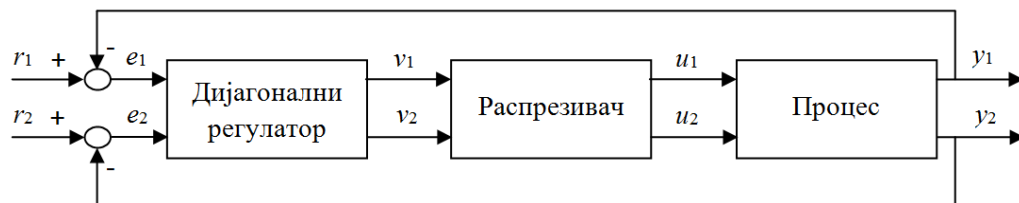
Проблеми који се јављају при пројектовању распрезивача у великој мјери се адресирају на недостатке математичког модела процеса. И поред значајних напора истраживача да усаврше методе идентификације и да при математичком моделовању обухвате доминантне величине процеса, ипак, због неизбјежних апроксимација и поједностављења, немоделивана динамика процеса проузрокује грешке у параметрима распрезивача. Уз то и сам поступак формирања матрице преносних функција процеса временски продужава процедуру одређивања параметара распрезивача без обзира на његов тип. Различити типови распрезивача међу којим су идеални и поједностављени, директни и инверзни, развијани су са намјером да унаприједи карактеристике одзива и поједностави пројектовање. Код свих ових метода примијењених на ТПО процес полази се од следећег модела процеса (6.10).

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

за који се формира распрезивач (2):

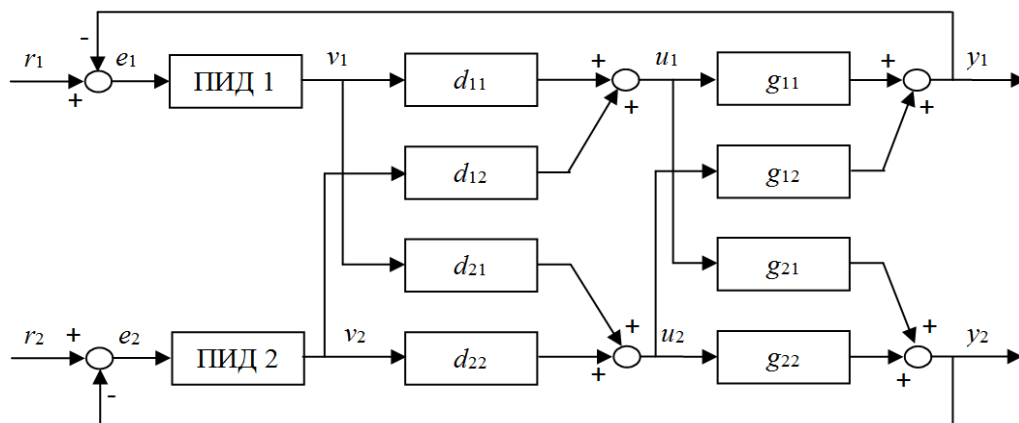
$$D(s) = \begin{bmatrix} d_{11}(s) & d_{12}(s) \\ d_{21}(s) & d_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Пошто је распрезање постигнуто када је производ $G(s)D(s)$ дијагонална матрица, даље важи једначина (5.3). Структурни дијаграм мултиваријабилног система управљања који је разматран у овом одјељку је приказан на слици 6.14.



Слика 6.14. Распрезивач и децентрализовани (дијагонални) регулатор, Morilla и др. (2013)

Као што се види, централизовано управљање је остварено преко директног распрезивача и децентрализованог (дијагоналног) регулатора. Прецизнији приказ ове стратегије је дат на слици 6.15. с тим да је такође и на сликама 6.14. и 6.15. ради краћег писања изостављена комплексна промјенљива s .



Слика 6.15. Централизовано управљање помоћу распрезивача и децентрализованог ПИД регулатора, Morilla и др. (2008)

С обзиром да ће се распрезивач у овом истраживању подешавати коришћењем итеративне методе, потребно је испунити следеће захтјеве:

- У циљу уношења што мање динамике у систем управљања елементи распрезивача ће у већини случајева садржати само појачања, другим ријечима биће нултог реда и пропорционалног типа дејства. То иде у прилог и њиховом једноставнијем пројектовању.
- Параметри распрезивача морају конвергирати коначној вриједности, тј. из итерације у итерацију морају давати све боље одзиве процеса, за унапријед подешене ПИД регулаторе. То је важно да би се спријечио евентуални улазак процеса у нежељени режим рада, пошто се тежи да овај метод подешавања

распрезивача буде употребљив и у току функционисања самог процеса (постројења), а не само на његовом математичком моделу у симулацијама.

- Предлаже се принцип пројектовања распрезивача при коме за постављени услов, тј. за задату вриједност неког од показатеља квалитета одзива, остале параметре треба довести на најбољу могућу мјеру.
- У случају да неки од параметара престане тежити ка дефинисаној (постављеној) вриједности подешавање је неопходно прекинути и кориговати постављене услове параметара одзива.

6.2.2. Пројектовање распрезивача - итеративна метода

Општепознато је да при управљању мултиваријабилним процесима примјена распрезивача омогућава знатно боље одзиве процеса од стратегије управљања без њих, наравно, ради упоредљивости у оба случаја параметри ПИД регулатора треба да буду исти. Овај приступ се изводи у реалном времену на реалном објекту када су оба управљачка круга затворена, иако ће његова провјера и валидација бити проведена помоћу симулација. Наиме, потребно је да процес буде рачунаром управљан, што је данас све чешћи случај. При симулацијама итеративног пројектовања распрезивача у ствари је потребно симулирати функционисање читавог система управљања. Тако да су у овом истраживању све компоненте осим управљачког система (рачунара) замијењене њиховим математичким моделима. С тим да су узети математички модели процеса чија је вјеродостојност и тачност у ранијим истраживањима више пута потврђена.

Ради боље илустрације поступка подешавања од четири варијанте распрезивача, које су навели Morilla и др. (2013), изабрана је друга представљена једначином (5.17). у којој је потребно подесити два вандијагонална члана $d_{12}(s)$ и $d_{21}(s)$, док су дијагонални чланови јединични.

Ако у управљачком систему процеса (рачунару) не постоји распрезивач, поштујући конфигурацију као на слици 6.15. подешавање се почиње са вриједностима чланова $d_{12}(s)=0$ и $d_{21}(s)=0$. Да ли ће појачање ових чланова распрезивача (тј. инкремент њихових промјена) ићи у позитивном или негативном смјеру зависи од тога за које вриједности добијамо боље показатеље квалитета одзива, који су програмом задати и чије се вриједности у свакој итерацији прикупљају. Из тог разлога за овај принцип подешавања, метода случајних бројева није примјенљива током експлоатације система, док се може примјењивати за пројектовање распрезивача помоћу симулација на познатом моделу процеса. Исти је случај и са методом половљења интервала, другим ријечима не може се користити нити једна метода која у првој итерацији узима вриједности параматара распрезивача значајно различите од оних које се налазе у управљачкој јединици, тј. нуле ако не постоји распрезивач или неке друге тренутне вриједности, које је потребно кориговати. То се узима због превенције да се у почетку подешавања не би много одступило од тренутног одзива, јер би то одступање у првој итерацији могло бити и на страну која одзив чини знатно лошијим. Наравно, циљ је што прецизније извршити подешавање (пројектовање). Тако да се у првом дијелу

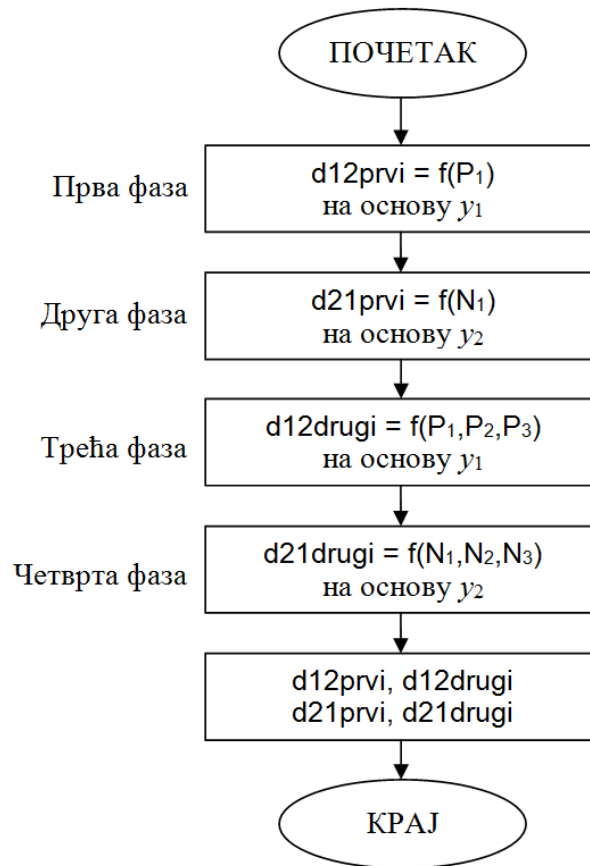
подешавања узима већи инкремент, а у другом дијелу мањи да би се извршило финије подешавање.

За додатно појашњење пратходно реченог важно је рећи да без обзира да ли се подешавање врши на реалном систему (у експлоатацији или лабораторији) или на његовом математичком моделу, ова итеративна метода се може користити и за додатно подешавање већ постојећег распрезивача у колико он не обезбјеђује задовољавајуће распрезање. У том случају се треба кренути са већ постојећим вриједностима чланова $d_{12}(s)$ и $d_{21}(s)$.

Поступак подешавања распрезивача према овој методи, за случај да тренутна стратегија (алгоритам) управљања процесом не садржи распрезивач, проводи се у сљедећим корацима:

- 1) У рачунару, тј. у управљачком систему, формирати конфигурацију за централизовано управљање као на слици 6.15.
- 2) Унијети потребне податке у програм како слиједи:
 - 2.а) Чланове распрезивача подесити на нулту вриједност, $d_{12}(s)=0$ и $d_{21}(s)=0$.
 - 2.б) Дефинисати показатељ квалитета одзива који највише одступа од прихватљивих вриједности и одредити његову границу.
 - 2.в) Одредити величину инкремента у првом за грубо и другом дијелу програма за фино подешавање чланова распрезивача.
 - 2.г) Дефинисати остале показатеље квалитета одзива према којима се врши подешавање и одредити њихове границе.
- 3) У случају да постављену комбинацију услова (границе показатеља квалитета одзива) није могуће остварити (тј. ако неки од параметара одзива почне да неограничено расте), потребно је зауставити подешавање и вратити се на корак 2) и кориговати их.

Описана методологија је представљена дијаграмом тока на слици 6.16. Представљени метод пројектовања распрезивача је подржан програмом који је написан у софтверу Матлаб. У прилогу Б је дат примјер програма за итеративно подешавање распрезивача за ТПО процес. У програму се наизмјенично подешавају излазне величине u_1 и u_2 . Један параметар одзива P_1 се сам поставља као услов у првом дијелу програма и за прву, а затим и за другу излазну величину N_1 . Остали параметри од интереса (P_2, P_3 и N_2, N_3) се у другом дијелу програма постављају као услов и служе за додатно (фино) подешавање параметара распрезивача, јер је предложено да се инкремент у фином подешавању узима десет пута мањи. У процесима који су симулирани ради илустрације предложене методе инкремент при грубом подешавању је био 0,1 а при фином 0,01.



Слика 6.16. Дијаграм тока за пројектовање распрезивача

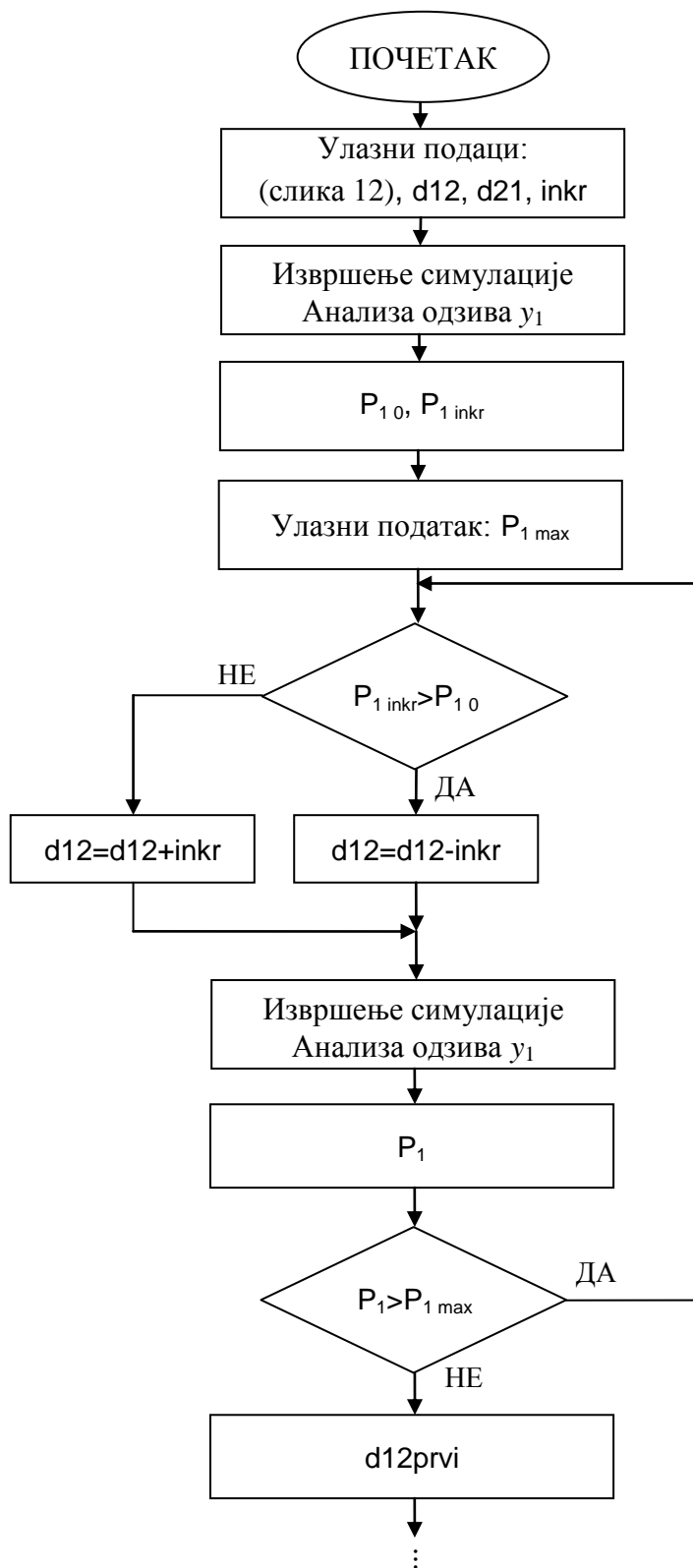
Са слике 6.16. се види да се предложена метода проводи у четири фазе. Гдје су: P_1 – параметар одзива y_1 , који се поставља као доминантни услов, P_2 и P_3 - параметри одзива y_1 који се постављају као додатни услови. Са N_1 , N_2 и N_3 су аналогно означени параметри одзива y_2 . Све четири фазе подешавања имају сличну структуру, а прва од њих је детаљније приказана на слици 6.17.

Веома је битно овај представљени алгоритам подешавања прилагодити софтверу у управљачкој јединици (рачунару) која управља процесом да би се могао извршити корак 1), тј. формирати конфигурација као на слици 6.15.

Предности итеративне методе за пројектовање распрезивача, која је развијена у овом истраживању, су:

- Није потребан математички модел процеса,
- Скраћује и аутоматизује поступак пројектовања,
- Потребно је задати границе за вриједности показатеља квалитета одзива тако да се између њих може намјенски правити компромис. Због тога осим на реалном систему (*on-line*) примијенљива је и при пројектовању искључиво помоћу симулација на математичком моделу процеса (*off-line*), јер као што је речено даје могућност да се унапријед одреде поменути показатељи који су од интереса у конкретном случају.

- Могу се подешавати и сложенији распрезивачи, тј. они који садрже више параметара у својим члановима.



Слика 6.17. Прва фаза дијаграма тока за пројектовање распрезивача

Ограничење ове методе је што се може примјењивати *on-line* код процеса који у свом функционисању имају више узастопних прелазних режима и стационарних стања. Разлог томе је што је у свакој итерацији потребна анализа одзива, односно његових показатеља који су од интереса. Ово ограничење се не односи на *off-line* подешавање.

6.2.3. Илустровање методе на примјерима

Као што је раније речено, ово истраживање је проведено уз подршку симулација, а његови резултати требају бити примијењени на реалном процесу. Због тога је било веома важно узети провјерене математичке моделе.

Примјер 1.

Разматран је проточни резервоар дат је једначином (6.12) који су моделовали Продановић и Недић (2014).

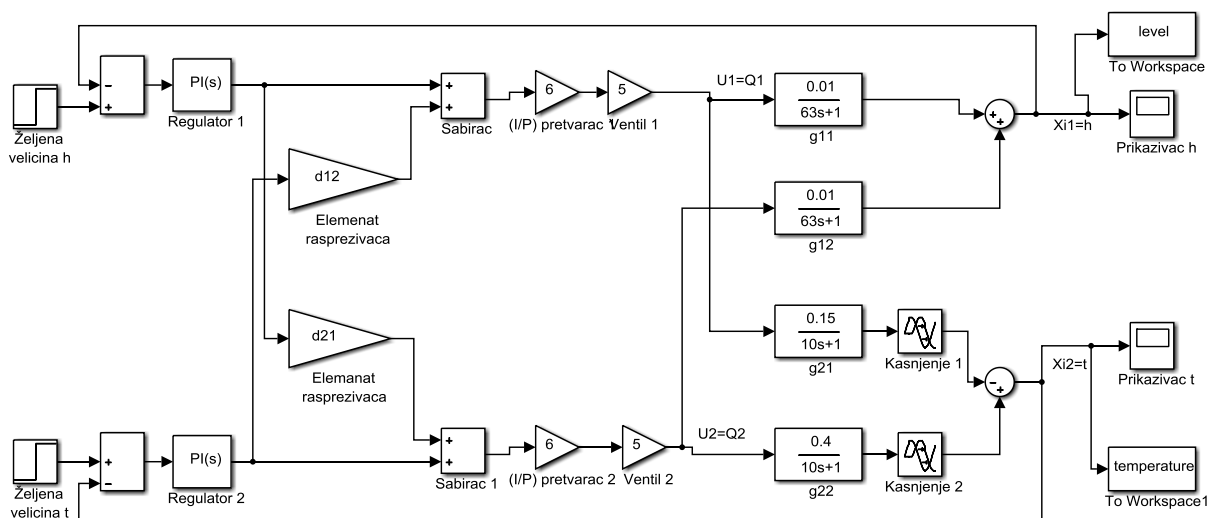
$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{0,01}{63s+1} & \frac{0,01}{63s+1} \\ \frac{-0,15}{10s+1} e^{-3s} & \frac{0,4}{10s+1} e^{-2s} \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

У овај резервоар вода (као примјер) се доводи преко два вентила на различитим температурама 15°C и 70°C , а одводи се преко *on/off* вентила. Величине које се управљају су ниво (задата вриједност 1 m) и температура (задата вриједност 30°C). Овај примјер је узет и за њега изведен математички модел, јер се заснива на опште познатим физичким законитостима и зато што су проточни резервоари веома чести у индустрији у случајевима формирања смјеше, са задатом температуром, густином и сл., од двије течности. С тим да је овдје вода узета ради поједностављења модела.

За овај процес пројектовани су ПИ регулатори (Дубоњић и др. 2013) и то за први регулатор $K_p=2,875$ и $K_i=0,05096$, а за други регулатор $K_p=0,125$ и $K_i=0,01096$. Пошто подешавање регулатора није у фокусу овог одјељка битно је било само да је регулатор у свим варијантама пројектовања распрезивача исти. Шта више могуће је и читав управљачки систем подесити итеративном методом, јер су регулатори до сада већ подешавани итеративно (Wang и др. 2000, Vázquez и др. 1999). Рачунском методом према Morilla и др. (2013) на основу модела (6.12) пројектован је распрезивач (5.17) чији су параметри $d_{12}(s)=-1$ и $d_{21}(s)=0,375 \cdot e^{-s}$. Анализу овог процеса провели су Продановић и Недић (2014), из које се види значајан ниво спрезања, које указује на потребу да буде компензовано.

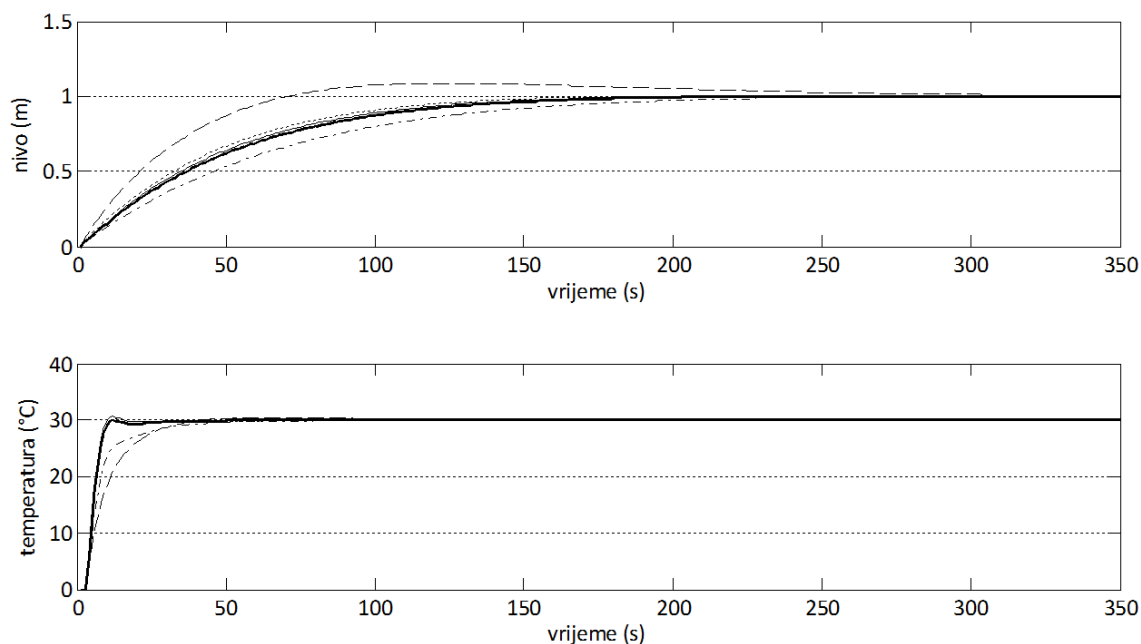
Важно је напоменути да се овај метод пројектовања распрезивача за случај проточног резервоара током експлоатације (*on-line*) може примјењивати ако он у свом функционисању има више учесталих пуњења и пражњења (нпр. у одређеним временским интервалима), тј. ако он представља нпр. неку врсту дозатора. За случај подешавања искључиво помоћу симулација (*off-line*) нема ограничења од стране природе процеса.

Представљеном итеративном методом за постављене услове за одзив нивоа $P_h < 0,23 \%$, $T_{uh} < 104$ (s), $T_{sh} < 171$ (s) и за одзив температуре $P_t < 0,002 \%$, $T_{ut} < 5,6$ (s), $T_{st} < 23$ (s) добијени су параметри распрезивача $d_{12} = -1,07$ $d_{21} = 0,42$. Гдје су: P – прескок, T_u – вријеме успона, T_s – вријеме смирења, док се ознаке h и t односе на ниво и температуру. Важно је напоменути да је прескок у Матлабовој скрипти датотеци означен са O (Прилог Б). Приликом одређивања граница показатеља квалитета одзива искоришћена је анализа одзива процеса са рачунски добијеним распрезивачем да би се показало да се итеративном методом може добити приближан квалитет одзива. Иначе те границе се требају одредити водећи рачуна о постојећим одзивима процеса како би се имао неки оријентир да се увођењем распрезивача добију бољи одзиви. У конкретном примјеру био је циљ минимизовати прескок, а да при том вријеме успона и вријеме смирења имају најбољу могућу вриједност, тј. најмање вриједности које су оствариве. Као што се види у прилогу Б, након појединих подешавања параметара распрезивача који доминантно утичу на одговарајуће излазне величине добијају се вриједности параметара $d_{12}(s)$ и $d_{21}(s)$. На слици 6.18. приказан је блок дијаграм система управљања нивоа и температуре описан једначином (6.12). Користећи овај блок дијаграм у Матлаб/симулинку врше се симулације у потребном броју итерација док се не добију дефинисане вриједности изабраних показатеља квалитета одзива и тако одреде параметри распрезивача.



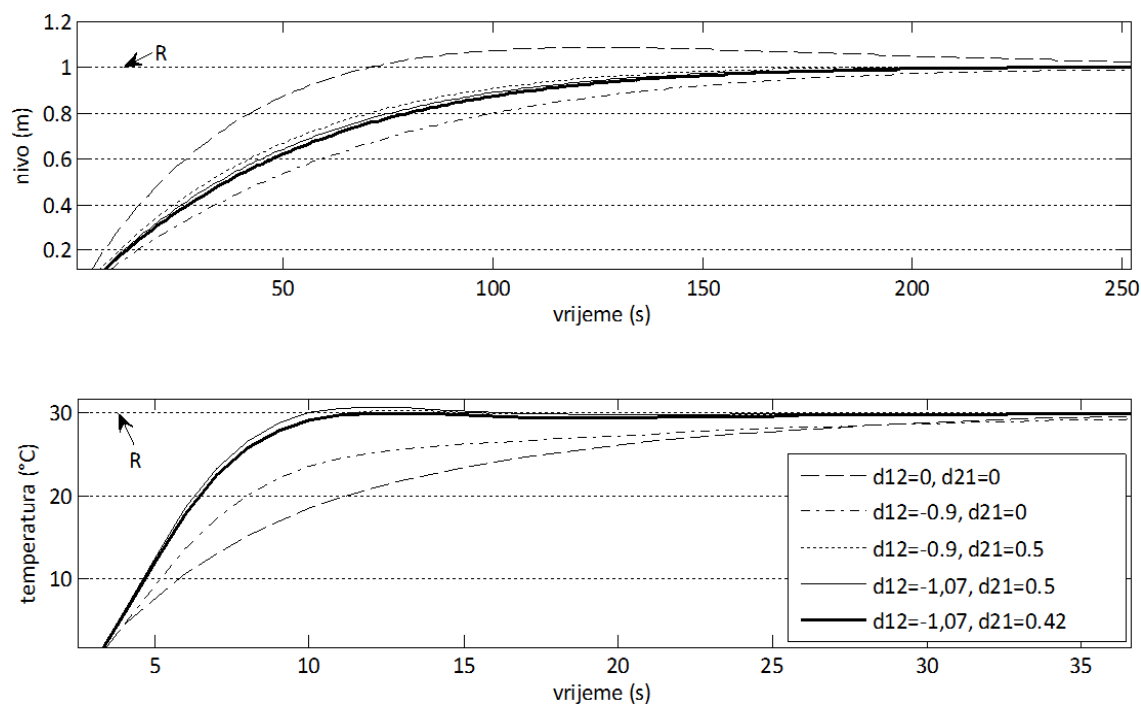
Слика 6.18. Блок дијаграм система управљања нивоа и температуре из примјера 1

На слици 6.19. приказани су одзиви процеса (ниво и температура) по фазама (корацима) подешавања распрезивача.



Слика 6.19. Одзиви процеса (ниво и температура) по фазама подешавања распрезивача (примјер 1.)

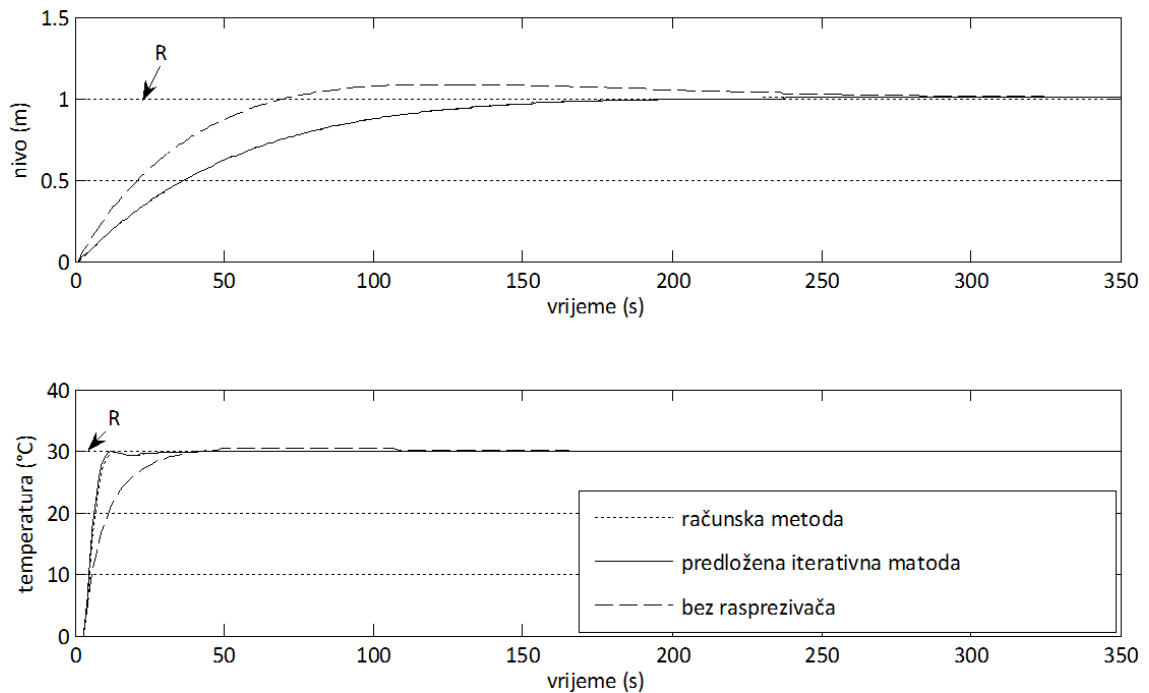
Слика 6.20. показује увећани дио дијаграма са слике 6.19. због лакшег уочавања разлике између линија. Ознаке линија су исте на сликама 6.19. и 6.20.



Слика 6.20. Увећани приказ одзива процеса (примјер 1.)

Са слика 6.19. и 6.20. се види да из фазе у фазу одзиви имају боље карактеристике, односно да прескоци скоро исчезавају. Да би јасније приказали ефикасност распрезивача пројектованог на овај представљени начин на слици 6.21. је дат упоредни приказ одзива процеса без распрезивача (испрекидана линија), са рачунски

пројектованим распрезивачем (тачкаста линија) и са итеративно пројектованим распрезивачем (пуна линија).



Слика 6.21. Упоредни приказ одзива процеса са и без распрезивача (примјер 1.)

Са слике 6.21. се види да се одзиви добијени итеративном методом не разликују много од истих добијених рачунски према Morilla и др. (2013). Чак шта више, разлика у нивоу је непримјетна док се код температуре ипак мало примјећује. То је и очекивано јер се чланови распрезивача $d_{12}(s)$ и $d_{21}(s)$ добијени помоћу ове двије методе веома мало разликују. Те минорне разлике су евидентне након израчунатих показатеља квалитета одзива и дате су у табели 6.10.

У табели 6.10. времена су изражена у секундама, прескоци у процентима, док су остали показатељи изражени у одговарајућим јединицама за одзиве (ниво у (m), а температура у °C). Из ове табеле се види да распрезивач који је пројектован представљеним итеративним методом, не само да обезбјеђује задовољавајуће одзиве процеса, него су неки параметри као нпр. вријеме успона и вријеме смирења код температуре, знатно бољи у поређењу са управљањем, које садржи рачунски пројектован распрезивач.

Табела 6.10. Упоредни приказ показатеља квалитета одзива (нивоа и температуре)

	Параметри распрезивача	НИВО	ТЕМПЕРАТУРА
Постављени услови		$P_h < 0,23; T_{uh} < 104;$ $T_{sh} < 171$	$P_t < 0,002; T_{ut} < 5,6; T_{st} < 23$
ПИ регулатор 1 $K_p = 2,875$ $K_i = 0,05096$	Без распрезивача $d_{12} = 0$ $d_{21} = 0$	Вријеме успона: 49,39 Вријеме смирења: 266,94 Прескок: 8,72	Вријеме успона: 18,77 Вријеме смирења: 33,39 Прескок: 1,71
	Рачунски пројектован распрезивач $d_{12} = -1$ $d_{21} = 0,375 \cdot e^{-s}$	Вријеме успона: 102,66 Вријеме смирења: 166,43 Прескок: 0,23	Вријеме успона: 5,43 Вријеме смирења: 18,31 Прескок: $8,42 \cdot 10^{-11}$
	Итеративно пројектован распрезивач $d_{12} = -1,07$ $d_{21} = 0,42$	Вријеме успона: 103,13 Вријеме смирења: 168,12 Прескок: 0,19	Вријеме успона: 5,09 Вријеме смирења: 9,45 Прескок: $2,25 \cdot 10^{-6}$
ПИ регулатор 2 $K_p = 0,125$ $K_i = 0,01096$			

Примјер 2.

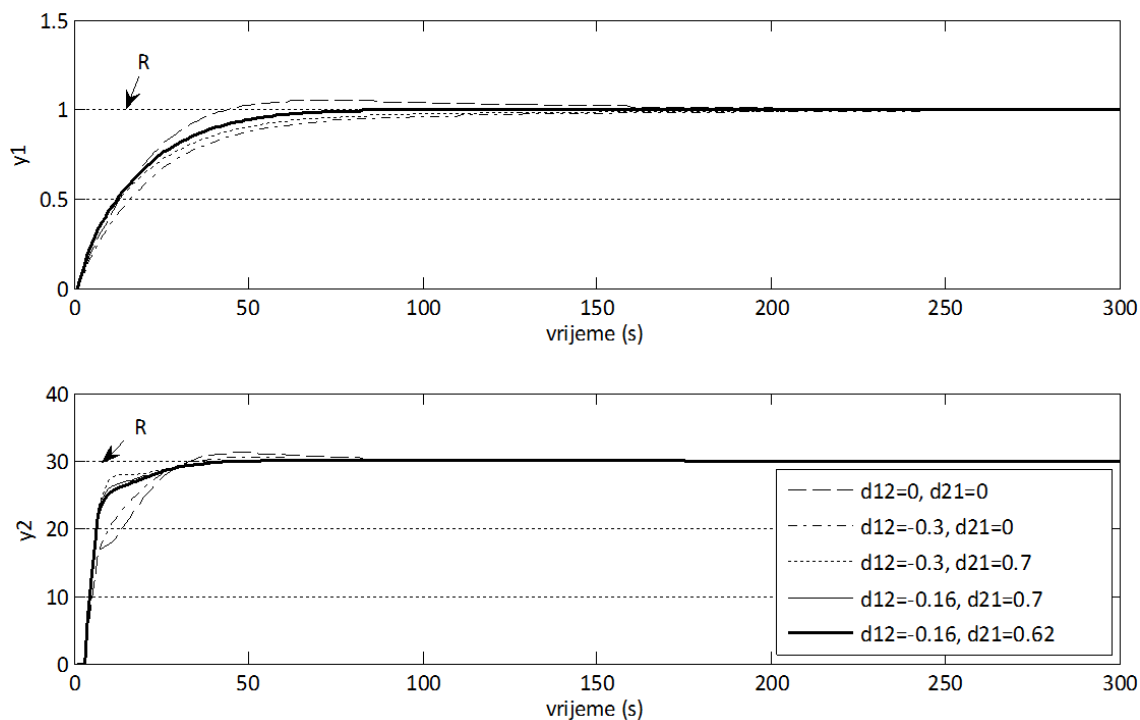
Овај и наредни примјер су узети да се прикажу могућности представљене методе на различитим објектима па су стога уведене одређене пертурбације математичког модела (6.13). Процес у овом случају може бити са улазним и излазним величинама које нису протоци, нивои или температуре. Модел процеса је дат једначином (6.13).

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{0,01}{63s+1} & \frac{0,01}{30s+1} \\ \frac{-0,25}{10s+1} e^{-6s} & \frac{0,4}{10s+1} e^{-2s} \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

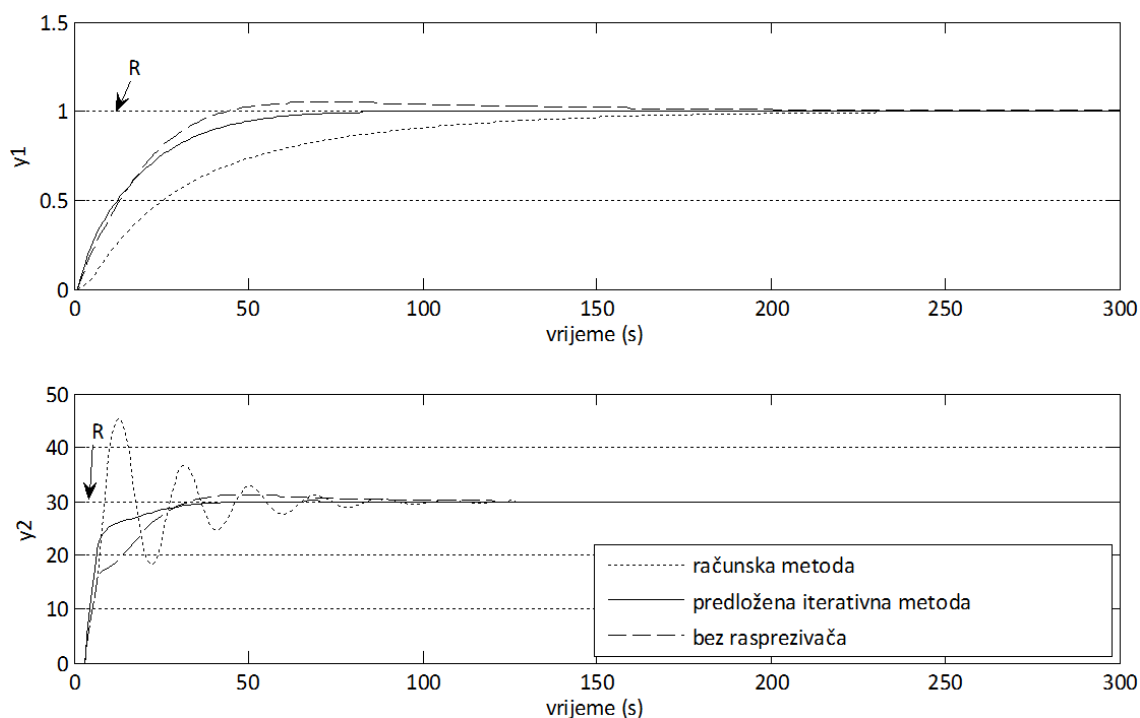
Параметри ПИ регулатора су исти као и у примјеру 1. дакле према Дубоњић и др. (2013) први регулатор $K_p = 2,875$ и $K_i = 0,05096$, а за други регулатор $K_p = 0,125$ и $K_i = 0,01096$. Разлог томе је што су регулатори пројектовани на основу дијагоналних елемената матрице преносних функција (6.13), а пертурбације су уведене у вандијагоналним елементима исте. Због поређења пројектован је распрезивач и рачунском методом, према једначини (5.17), као у претходном примјеру $d_{12}(s) = -(63s+1)/(30s+1)$ и $d_{21}(s) = 0,625 \cdot e^{-4s}$. Чланови распрезивача добијени итеративном методом износе $d_{12}(s) = -0,16$ и $d_{21}(s) = 0,62$. На слици 6.21. приказани су одзиви процеса по фазама подешавања распрезивача током уведене итеративне методе.

Одзиви на слици 6.22. показују да нема препрека за *on-line* пројектовање распрезивача јер ни у једном кораку не долази до нарушавања функционисања система. Слика 6.23. садржи упоредни приказ одзива за три случаја: без распрезивача

(испрекидана линија), са рачунски пројектованим распрезивачем (тачкаста линија) и са итеративно пројектованим распрезивачем (пуна линија).



Слика 6.22. Одзиви процеса по фазама подешавања распрезивача (примјер 2.)



Слика 6.23. Упоредни приказ одзива процеса са и без распрезивача (примјер 2.)

Са слике 6.23. се види да за конкретан процес, описан моделом (6.13), распрезивач добијен рачунском методом према Morilla и др. (2013) на основу једначине (5.17) не даје добар одзив y_2 , што наравно не значи да не постоје друге рачунске методе које тај проблем превазилазе. Наиме, у овом истраживању је узето израчунавање распрезивача

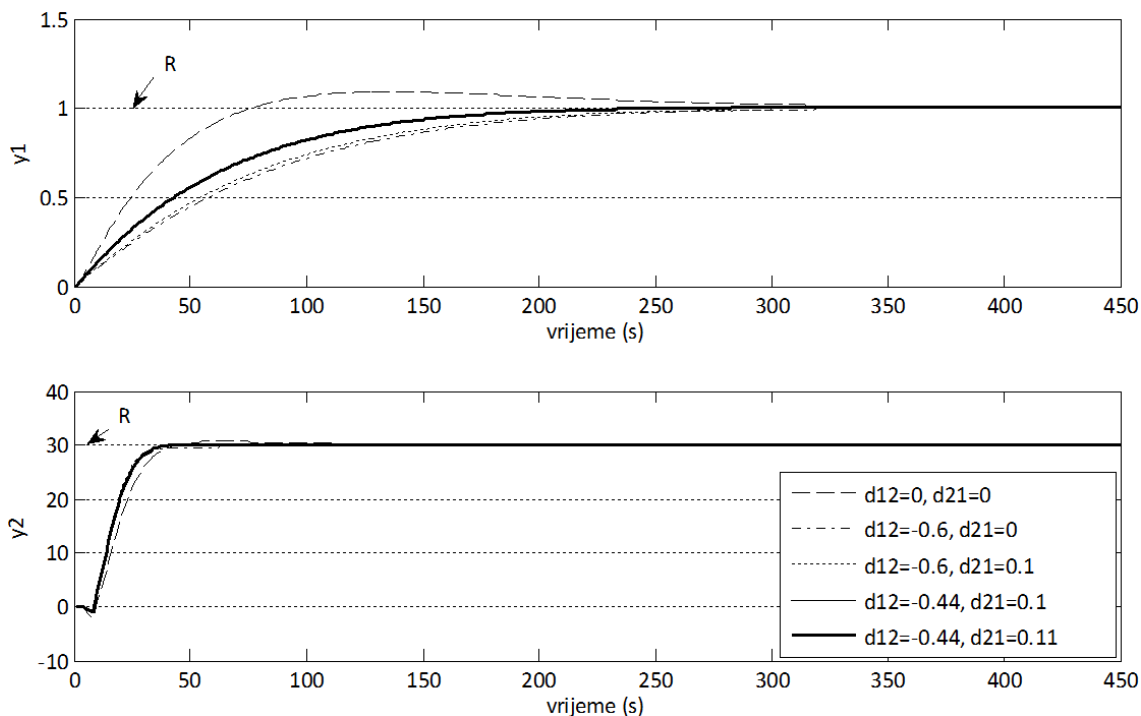
према једначини (5.17) за све примјере. Међутим, ако се познаје математички модел процеса и распрезивач пројектује рачунским путем, показано је да нити једна метода није универзална и да за сваки конкретан процес треба изабрати најприкладнију методу (образац). Ипак, као што је речено, у овом истраживању је у фокусу постизање добрих карактеристика одзива при итеративно добијеном распрезивачу. С тим у вези, са слике 6.23. је очигледно да, са становишта постављених услова у виду прескока и времена успона и смирења, итеративно пројектовање испуњава свој циљ, тј. обезбјеђује добре одзиве процеса у1 и у2.

Примјер 3.

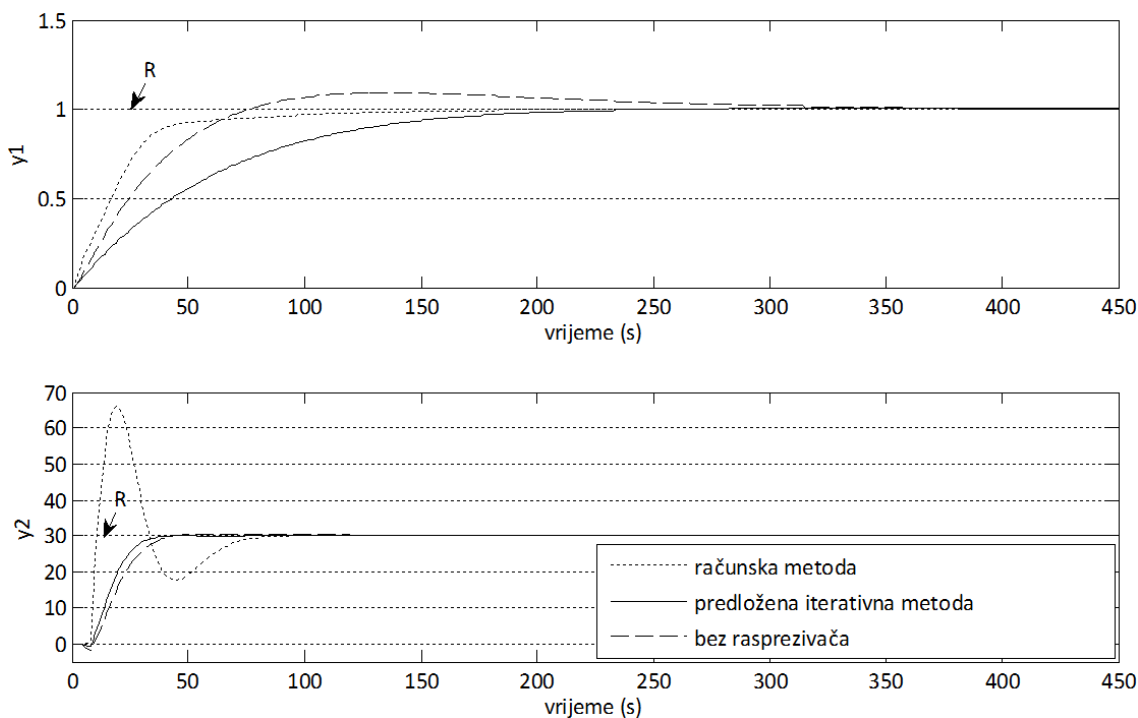
У овом примјеру модел је дат једначином (6.14).

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{0,02}{63s+1} & \frac{0,01}{63s+1} \\ \frac{-0,15}{10s+1} e^{-3s} & \frac{0,4}{10s+1} e^{-7s} \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

Пертурбације у односу на једначину (6.12) су извршене у дијагоналном члановима модела процеса и то промијењено је појачање у елементу $g_{11}(s)$, а вријеме кашњења у елементу $g_{22}(s)$. Због тога ПИ регулатори су поново пројектовани и то овај пут по Далиновој λ -методи (Филиповић и Недић, 2008.) и гласе: први регулатор $K_p=1,4375$ и $K_i=0,02548$, а за други регулатор $K_p=0,049$ и $K_i=0,0049$. Другачија метода подешавања регулатора за овај примјер процеса не нерушава општост истраживања и излагања, јер је само битно да регулатор буде исти за све разматране варијанте распрезивача. И у овом примјеру распрезивач је пројектован и рачунском методом, према једначини (5.17), $d_{12}(s)=-0,5$ и $d_{21}(s)=0,375 \cdot e^{4s}$. Након проведене итеративне методе добијен је распрезивач са параметрима $d_{12}(s)=-0,44$ и $d_{21}(s)=0,11$. Као и у претходним примјерима симулирани су одзиви процеса по фазама подешавања распрезивача током уведене итеративне методе. То приказује слика 6.24. На њој су приказани одзиви у појединим корацима пројектовања распрезивача. Изглед одзива потврђује да је итеративна метода дала добре параметре распрезивача. Даље на слици 6.25. је дат упоредни приказ одзива за три случаја: без распрезивача (испрекидана линија), са рачунски пројектованим распрезивачем (тачкаста линија) и са итеративно пројектованим распрезивачем (пуна линија). Када је у питању излазна величина у2 рачунски добијен распрезивач не даје добре резултате, што је објашњено у претходном примјеру. Итеративно пројектован распрезивач испуњава постављене услове смањења прескока уз оптимална времена успона и смирења.



Слика 6.24. Одзиви процеса по фазама подешавања распрезивача (примјер 3.)



Слика 6.25. Упоредни приказ одзива процеса са и без распрезивача (примјер 3.)

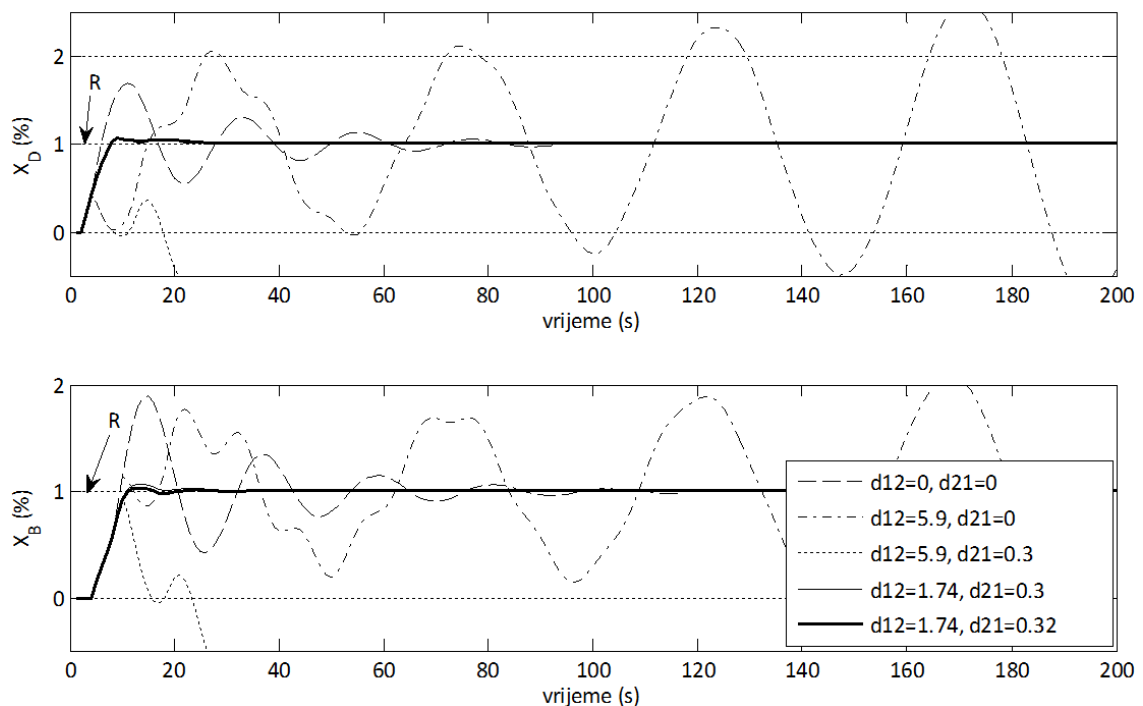
Примјер 4.

Овдје је као примјер узета бинарна (вода – метанол) дестилациона колона дата у Wood и Berry (1973) која је представљена једначином (4.11). Овај пут су примјењени ПИД регулатори који су пројектовани у Wang и др. (2000) и гласе: први регулатор $K_p=0,216$, $K_i=0,0757$ и $K_d=0,0174$, а за други регулатор $K_p=-0,0675$, $K_i=-0,0192$ и $K_d=-$

0,0634. И у овом примјеру распрезивач је пројектован и рачунском методом, према једначини (5.17) и дат је једначином (6.15).

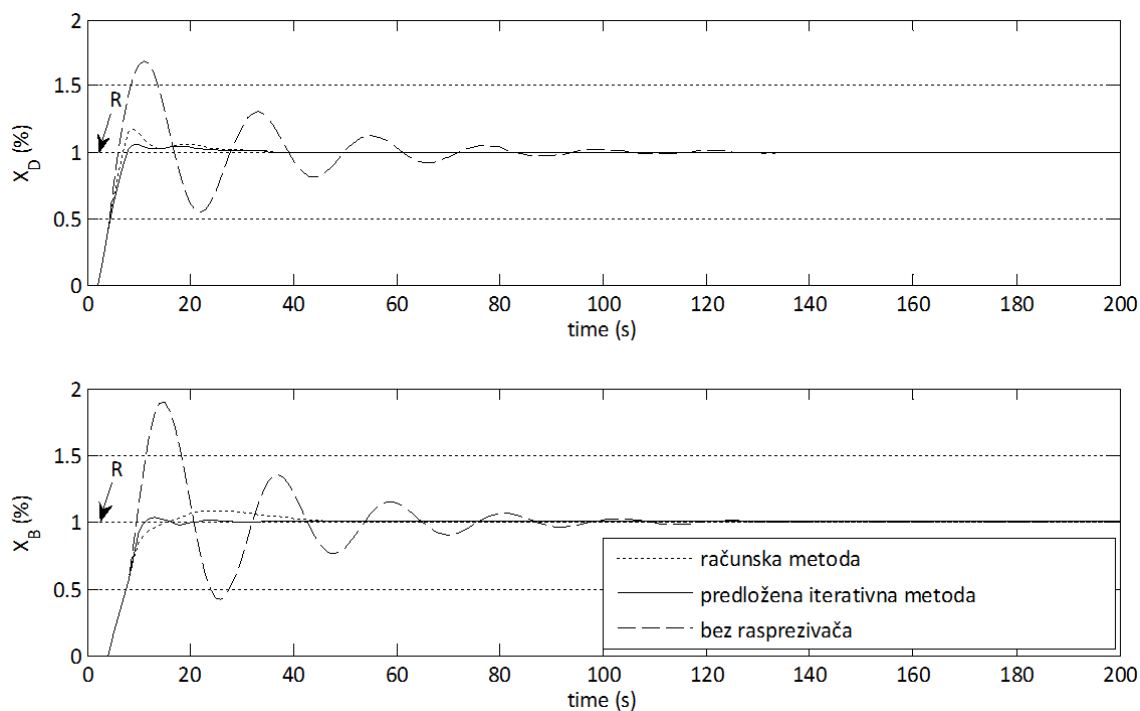
$$d_{12}(s) = 1,47 \frac{16,7s + 1}{21s + 1} e^{-2s} \quad d_{21}(s) = 0,34 \frac{14,4s + 1}{10,9s + 1} e^{-4s} \quad (6.15)$$

Итеративна метода даје је распрезивач са параметрима $d_{12}(s)=1,74$ и $d_{21}(s)=0,32$. Као и у претходним примјерима симулирани су одзиви процеса по фазама подешавања распрезивача током уведене итеративне методе и дати су на слици 6.26. Одзив који се добије примјеном распрезивача добијеног у посљедњој фази пројектовања је добар. Међутим, битно је уочити да одзиви добијени у неким међуфазама пројектовања показују да систем није стабилан што је неприхватљиво у *on-line* пројектовању, а то је изложено у одјелку 6.2.2. Тако да је за овај процес могуће примјенити искључиво *off-line* поступак помоћу симулација на математичком моделу процеса, јер као што је речено даје могућност да се унапријед одреде поменути показатељи, који су од интереса у конкретном случају. За управљање процеса у овом примјеру поступак пројектовања (подешавања) је потребно поновити неколико пута док се не добију одговарајућа времена кашњења у члановима распрезивача. У овом распрезивачу она износе: за d_{12} 2 секунде, а за d_{21} 4 секунде. То не представља ограничење, јер се подешавање свакако врши помоћу симулација.



Слика 6.26. Одзиви процеса по фазама подешавања распрезивача (примјер 4.)

Слика 6.27. приказује одзиве за три случаја: без распрезивача (испрекидана линија), са рачунски пројектованим распрезивачем (тачкаста линија) и са итеративно пројектованим распрезивачем (пуна линија). Итеративно пројектован распрезивач испуњава постављене услове смањења прескока уз оптимална времена успона и смирења и даје боље вриједности у поређењу са рачунски добијеним распрезивачем.



Слика 6.27. Упоредни приказ одзива процеса са и без распрезивача (примјер 4.)

Дакле, на основу презентованих резултата, предложена метода има два начина примјене. Први, код система који у свом функционисању имају више узастопних истовјетних периода и за њих се распрезивачи могу пројектовати у току рада (*on-line*). Други, који нису поменуте природе или који у међуфазама пројектовања распрезивача улазе у подручје нестабилности тако да је за њих распрезиваче могуће пројектовати само (*off-line*), тј. као што је то у овом истраживању урађено помоћу симулација.

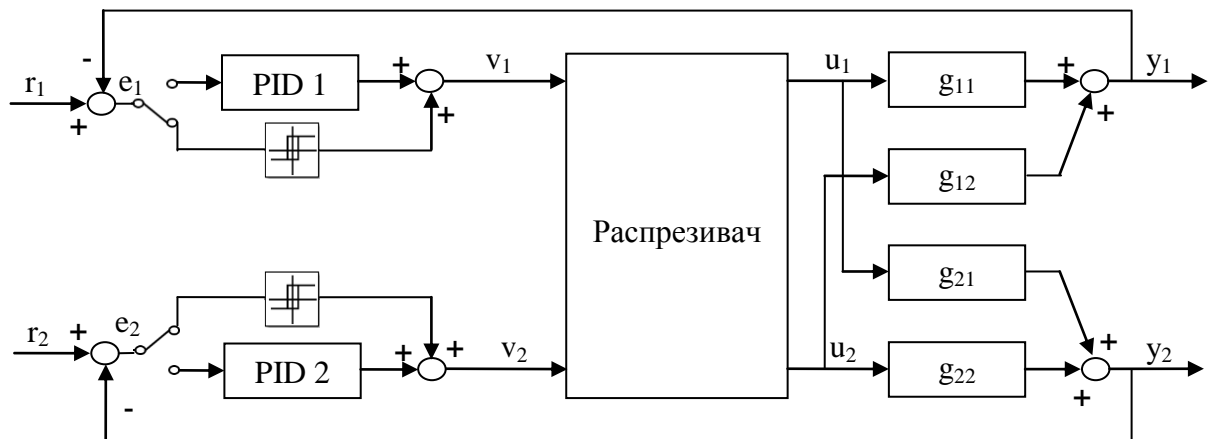
7. ПРИМЈЕНА РЕЛЕЈНОГ ТЕСТА ЗА ПРОЈЕКТОВАЊЕ МУЛТИВАРИЈАБИЛНИХ РЕГУЛАТОРА

Релејни тест се често користи за подешавање ПИД регулатора и за идентификацију система. Његове предности се огледају у могућности примјене у реалном времену без прекидања рада система, затим у добијању информација о систему на основу само два параметра (критично појачање K_u и критична периода T_u) као и погодностима за примјену самоподешавања. Када је ријеч о самоподешавању примјеном релејног теста, у новијим истраживањима се пажња посвећује прецизности одређивања критичне тачке, док је проблем аутоматизоване промјене параметара регулатора у току рада система већ одавно ријешен. Искуства добијена вишегодишњом примјеном релејног теста на једнострукопреносним системима настоје се пренијети на мултиваријабилне системе. Наравно у том случају се као препрека поставља интеракција (спрезање). Наиме, добро је познато да евентуални поремећај у току примјене релеја може узроковати погрешне вриједности критичног појачања и критичне периоде. Када се томе дода спрезање у систему јасно је да је релејни тест тешко спровести на мултиваријабилном систему директно, без претходних модификација. С тим у вези у досадашњим истраживањима сусрећу се три приступа, Wang и др. (1997):

- Независни појединачни релејни тест. У овом случају релејни тест је у једном моменту примјењен само на једну петљу, док су све остале отворене.
- Редни релејни тест. Након што се релејни тест примијени на једну петљу она се управља са једноставним регулатором и остаје затворена. Овај поступак се спроводи за сваку петљу редом.
- Децентрализовани релејни тест. Релејни тест се истовремено реализује у свим петљама система управљања.

За разлику од одјељка 5.2.2. гдје је примијењен појединачни релејни тест за редуковане дијагоналне елементе матрице преносних функција, у овом поглављу је испитана примјена децентрализованог релејног теста за претходно распрегнути објекат

управљања, као основа за самоподешавање мултиваријабилних регулатора. Превазилажење поменутих проблема као и ефекти примјене предложеног приступа су илустровани на два објекта. Један је електрохидраулички сервосистем који се користи за тестове структуре, а други је дестилациона колона. Ова два објекта су послужила за испитивање квалитета управљања и у претходним поглављима. Конфигурација помоћу које се реализује предложени приступ подешавања ПИД регулатора је приказана на слици 7.1. Важно је напоменути да се због широко распрострањеног и општеприхваћеног прилаза истраживању коришћењем рачунарских симулација под термином релејни експеримент у новијој литератури подразумијева релејни тест спроведен на математичком моделу система.



Слика 7.1. Конфигурација за примјену релејног теста за мултиваријабилни систем

Уведени су идеални релеји у обје управљачке петље. Добро познати параметри релеја су: h – висина идеалне релејне карактеристике, a – амплитуда излазног сигнала линеарног система, T_u – критична периода осциловања, Åström, Hägglund (1984). Референтна величина се поставља на нулу за вријеме извођења релејног теста. Критично појачање се одређује након линеаризације система управљања узевши само први хармоник осцилација за критичну учестаност осциловања $\omega_u=2\pi/T_u$ тако да гласи $K_u=4h/\pi a$. Ове величине ће у наставку бити приказане на конкретним примјерима. Параметри регулатора се након тога одређују на основу табеле 7.1. коју су формирали Ziegler и Nichols (1942) на основу фреквентног одзива. Многи истраживачи су усавршавали ову методу тако да постоје њене модификације попут Chien–Hrones–Reswick, Cohen–Coon и Tyreus–Luypen методе. У овом поглављу је предложено прилагођавање висине идеалне релејне карактеристике да би се систем довео до границе стабилности. Поред тога разлика у односу на претходна истраживања је у томе што је релејни тест примјењен децентрализовано, али на објекат за који је већ уведен распрезивач.

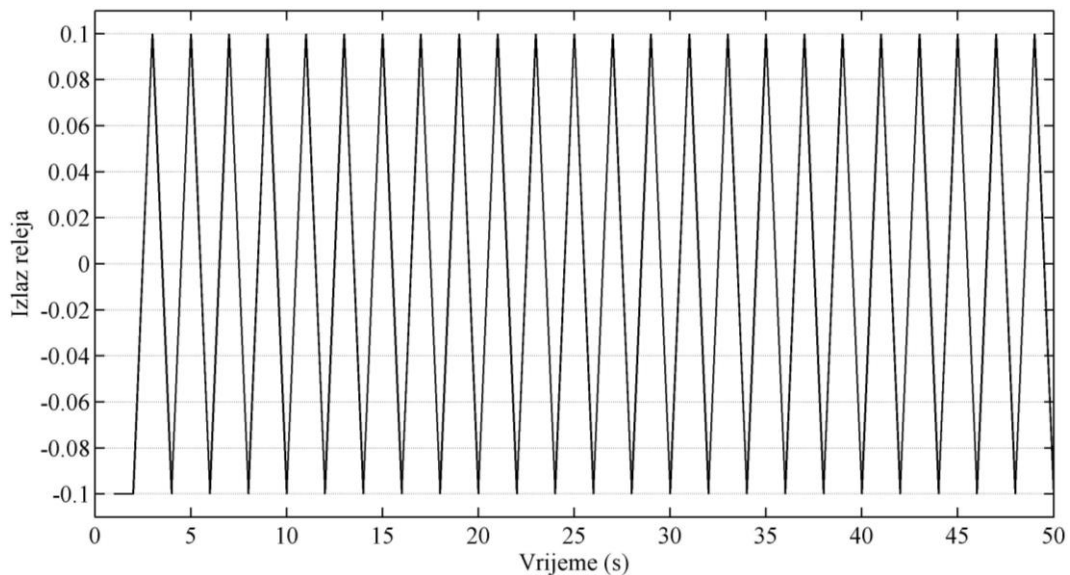
Табела 7.1. Параметри ПИД регулатора према Зиглер – Николсовој методи, Филиповић и Недић (2008)

Регулатор	K_p	T_i	T_d
П	$0,5K_u$	-	-
ПИ	$0,4K_u$	$0,8T_u$	-
ПИД (паралелни)	$0,4K_u$	$0,5T_u$	$0,125T_u$
ПИД (серијски)	$0,3K_u$	$0,157T_u$	$0,25T_u$

Примјер 1.

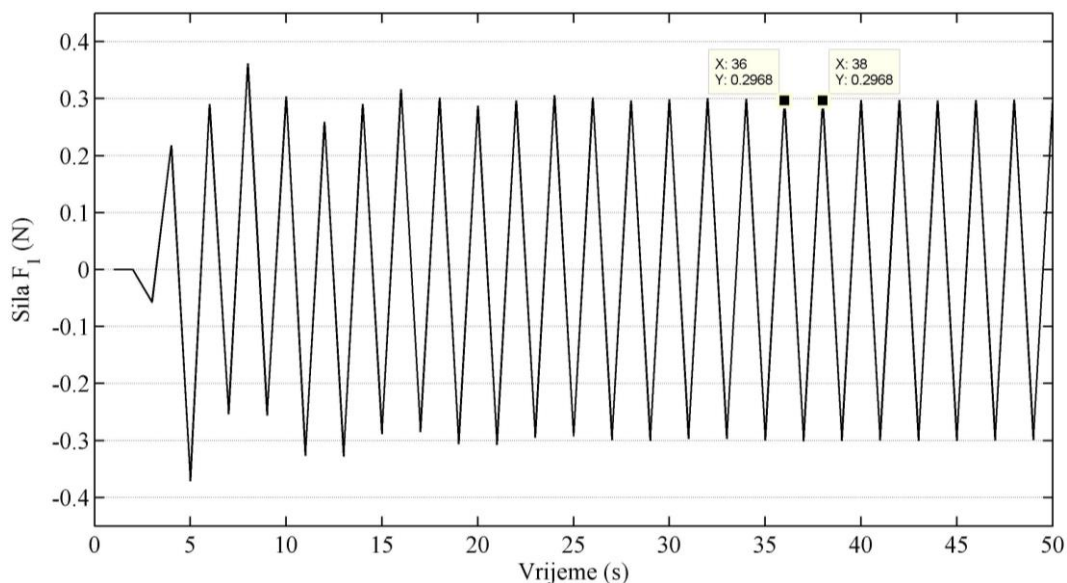
Овдје је разматран електрохидраулички сервосистем за тестове структуре. Његов математички модел је дат једначинама (4.12) и (4.13). Овај систем је узет као представник механичке групе објекта. Има висок ниво интеракције и без кашњења је.

Улазни $v(t)$ сигнал система је исти за оба релеја. Добијен као излаз из идеалног релеја и приказан на слици 7.2.



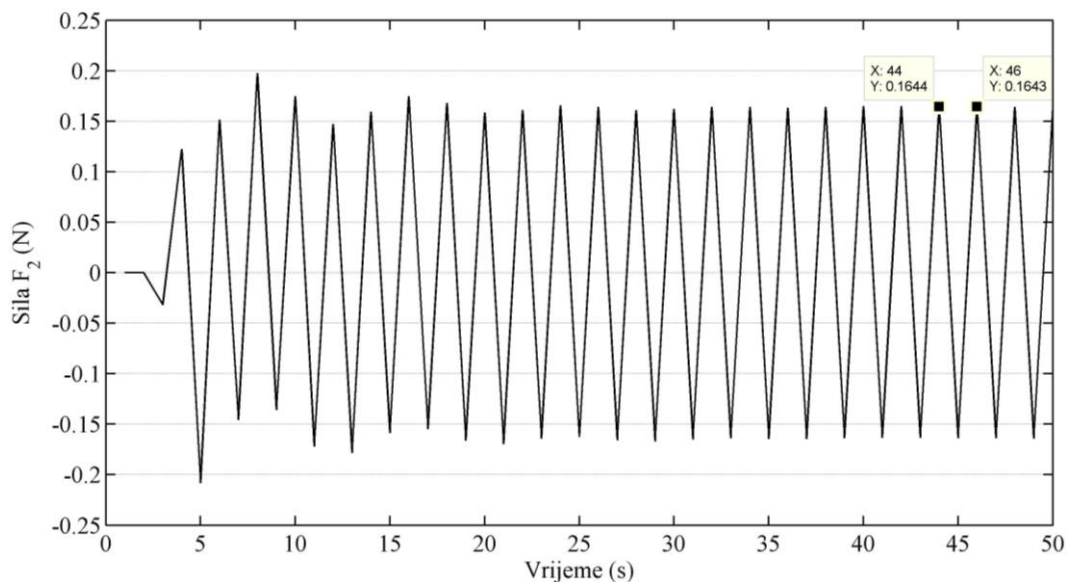
Слика 7.2. Излаз релеја

Наконведеног релејног теста према конфигурацији са слике 7.1. добијају се излазни сигнали система на граници стабилности, који су дати на сликама 7.3. и 7.4.

Слика 7.3. Први излаз система (сила F_1)

Са одзива на слици 7.3. добијају се параметри за пројектовање првог регулатора: $a_1=0,2968$ (N) ; $T_{u1}=2$ (s) ; $K_{u1}=0,429$ на основу којих се израчунавају следећи параметри за П, ПИ и ПИД регулаторе, користећи табелу 7.1.

- П регулатор: $K_p=0,2145$
- ПИ регулатор: $K_p=0,1716$; $K_i=0,107$
- ПИД регулатор: $K_p=0,1716$; $K_i=0,1716$; $K_d=0,0429$

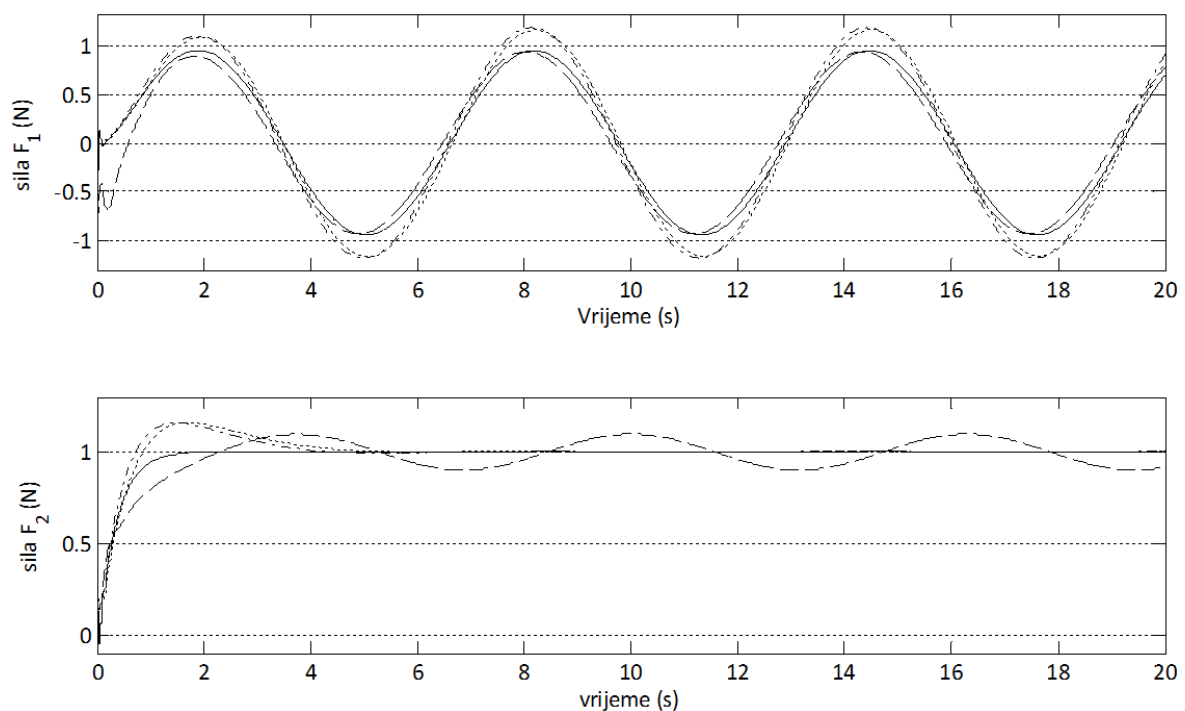
Слика 7.4. Други излаз система (сила F_2)

Са одзива на слици 7.4. се узимају параметри за пројектовање другог регулатора: $a_2=0,1644$ (N) ; $T_{u2}=2$ (s) ; $K_{u2}=0,775$. На основу њих се израчунавају следећи параметри за П, ПИ и ПИД регулаторе, користећи табелу 7.1.

- П регулатор: $K_p=0,3875$

- ПИ регулатор: $K_p=0,31$; $K_i=0,194$
- ПИД регулатор: $K_p=0,31$; $K_i=0,31$; $K_d=0,0775$

Добијени регулатори се укључују у управљачке петље након проведених релејних тестова као што је приказано на слици 7.1. На слици 7.5. дати су одзиви система (силе на цилиндрима) добијени симулацијама за четири случаја, и то када су оба регулатора П, затим ПИ и ПИД типа и када систем није распрегнут. Да би распрезање било уочљиво на први улазни канал је доведена јединична синусна, а на други јединична одскачна функција. Ови одзиви потврђују да је могуће пројектовати мултиваријабилне П, ПИ и ПИД регулаторе користећи релејни тест. Такође се уочава да се најбоље динамичко понашање система остварује примјеном П регулатора.



Слика 7.5. Силе на цилиндрима: ___ Singer и Meashio (1995), (___ P, PI, ... PID регулатори пројектовани децентрализованим релејним тестом за распрегнут систем), први улаз синусна, а други одскачна функција

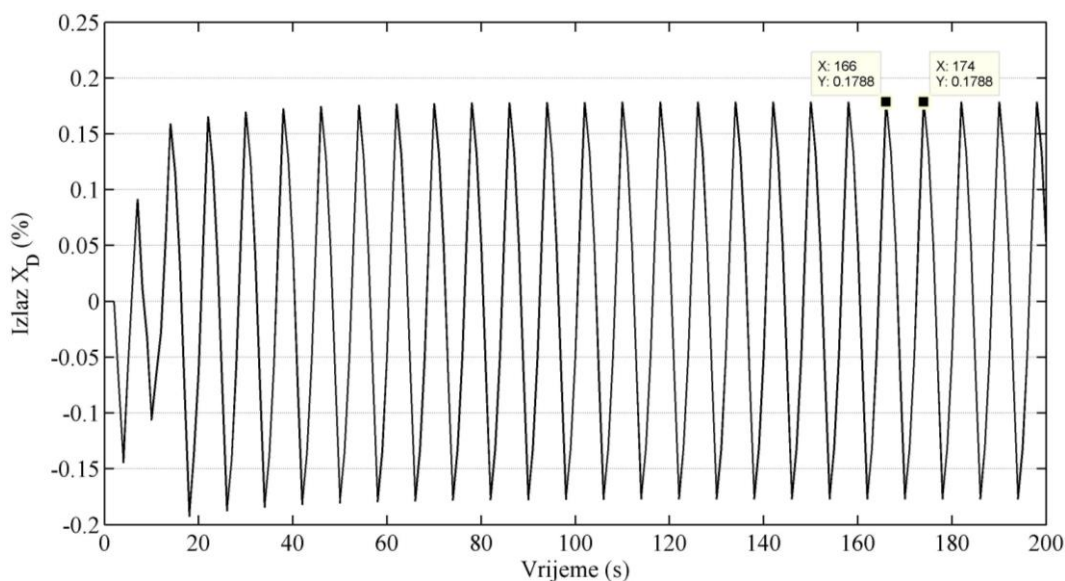
Примјер 2.

Да би се предложени приступ пројектовања регулатора показао као употребљив и у случају када је објекат управљања процес, у овом примјеру је узета бинарна дестилациона колона (вода – метанол). Њен математички модел су извели Wood и Berry (1973) и изражен је са једначинама (4.10) и (4.11) у поглављу 4. И овај процес има веома изражено спрезање и значајна времена кашњења. У овом случају излази из релеја нису исти, јер је за други извршено прилагођавање вриједности висине идеалне релејне карактеристике h да би се процес довео до границе стабилности. Излази процеса за

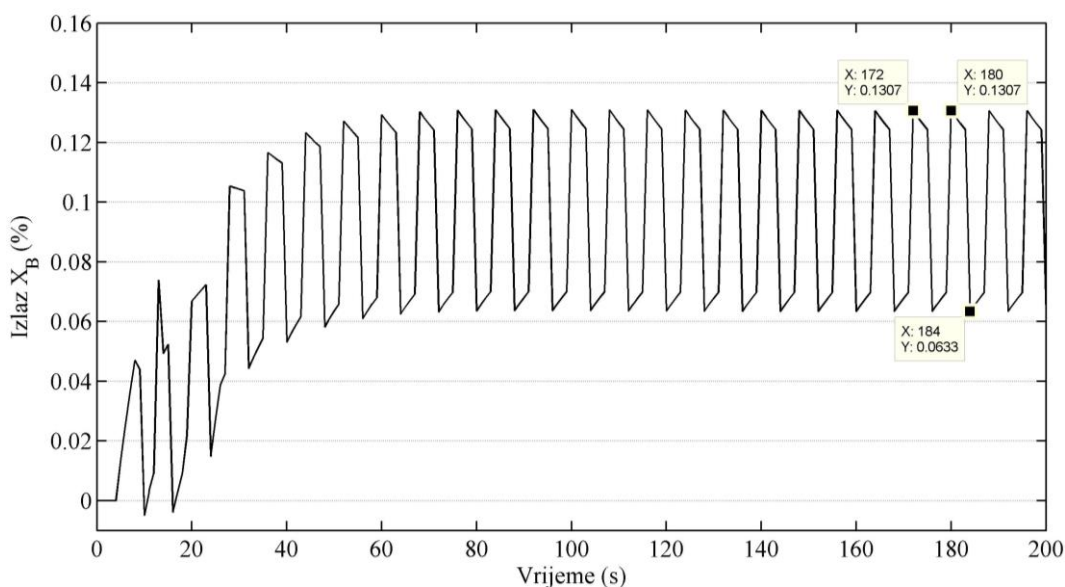
прву и другу управљачку петљу су приказани на сликама 7.6. и 7.7., респективно. За прву је узето $h=0,1$, а за другу је извршено поменуто прилагођавање $h=0,01$.

Са одзива на слици 7.6. читавају се параметри за пројектовање првог регулатора: $a_1=0,178$ (%) ; $T_{u1}=8$ (s) ; $K_{u1}=0,712$ на основу којих се израчунавају следећи параметри за П, ПИ и ПИД регулаторе, користећи табелу 7.1.

- П регулатор: $K_p=0,356$
- ПИ регулатор: $K_p=0,2848$; $K_i=0,0445$
- ПИД регулатор: $K_p=0,2848$; $K_i=0,0712$; $K_d=0,2848$



Слика 7.6. Први излаз система X_D



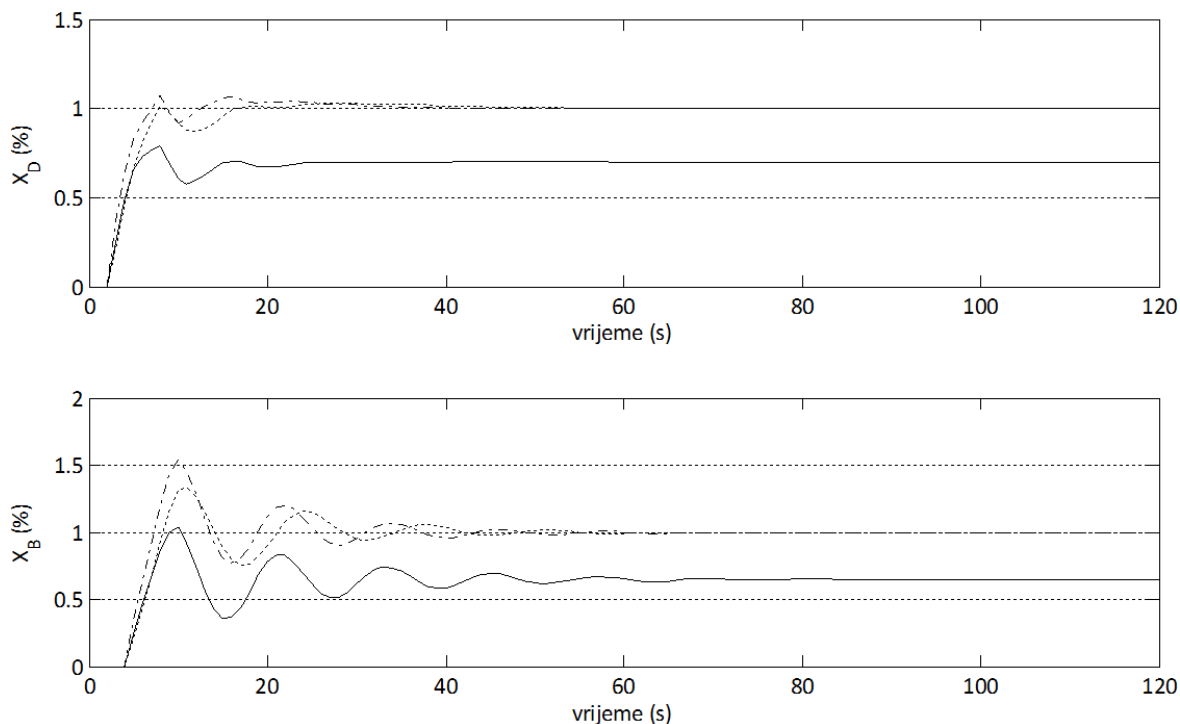
Слика 7.7. Други излаз система X_B

Са одзива на слици 7.7. добијају се параметри за пројектовање другог регулатора: $a_2=0,0337$ (%) ; $T_{u2}=8$ (s) ; $K_{u2}=0,378$ на основу којих се израчунавају

параметри за П, ПИ и ПИД регулаторе, користећи табелу 7.1., који имају позитивне вриједности. Међутим, такви параметри резултују нестабилним системом. Према обрасцима за израчунавање параметара регулатора у табели 7.1. они се не могу добити негативни. То указује на ограничење овог поступка. Рјешење проблема које се предлаже се састоји у схватању добијених вриједности параметара као апсолутних и да је по потреби могуће промијенити предзнаке поменутих параметара као што слиједи.

- П регулатор: $K_p = -0,189$
- ПИ регулатор: $K_p = -0,1512$; $K_i = -0,0236$
- ПИД регулатор: $K_p = -0,1512$; $K_i = -0,0378$; $K_d = -0,1512$

Симулације динамичког понашања разматране дестилационе колоне резултују одзивима, који су приказани на слици 7.8. На оба улазна канала су узете јединичне одскочне функције као жељене (референтне) величине.



Слика 7.8. Излазне величине дестилационе колоне (___ P, PI, _._. PID регулатори пројектовани децентрализованим релејним тестом за распрегнут систем), оба улаза одскочна функција

Циљ овог поглавља је био доказати да је за мултиваријабилне системе могуће пројектовати регулаторе помоћу релејног теста. Зато се није пажња посветила фином подешавању регулатора са становишта показатеља квалитета одзива, као у претходним поглављима. Важно је рећи да за разматрану колону најбоље одзиве омогућавају ПИ регулатори. У случају П регулатора јесно се уочава недостатак интегралног дејства, јер статичка грашка има неприхватљиво велику вриједност. Наравно, у практичној примјени је битно да постоји један тип регулатора, који даје задовољавајуће динамичко понашање система.

8. ЗАКЉУЧЦИ

Закључци који су изведени на основу истраживања у овој дисертацији дати су у наставку према хронологији поглавља из којих слиједе.

Децентрализовани ПИ регулатор пројектован за проточни резервоар претходно распрегнут директним распрезивачем обезбјеђује задовољавајуће карактеристике оба одзива овог процеса (и нивоа и температуре). Побољшања су постигнута поједностављењем и скраћењем процедуре пројектовања регулатора, јер у овом случају није потребно израчунавати дијагоналну матрицу преносних функција распрегнутог процеса. На овај начин се за поменути резервоар избјегава употреба и децентрализованог и појединачног релејног теста за пројектовање мултиваријабилног ПИ регулатора, тј. његовог вишеструког понављања. На примјеру оваквог резервоара испитана је могућност компензовања поремећаја. Наиме, предложен је поступак за одређивање опсега интензитета поремећаја који претходно распрегнути систем са одговарајућим регулатором може успјешно да одбије. У ту сврху изведен је општи израз за растући поремећај представљен правоугаоним сигналом, који се појављује у једнаким периодима.

Пошто нити једна метода није универзална показано је да релејни тест има своју примјену код пројектовања регулатора за претходно распрегнут систем. Доказано је да управљање сила на конзоли (механичком објекту) помоћу електрохидрауличких сервовентила и цилиндара може бити успјешно остварено уз примјену П регулатора и статичког инверзног распрезивача, који успјешно компензује интеракцију између контактних тачака клипњача цилиндара и конзоле. Предложени алгоритам управљања представља веома користан алат за извођење механичких испитивања, јер омогућава независну реализацију сила различитих по њиховом интензитету и карактеру промјене у различитим тачкама конзоле. Потврђено је да предложени приступ управљању даје добро динамичко понашање система у свим комбинацијама улазних величина (одскочна и синусна функција). Такође је уочено да се за нијансу боље карактеристике одзива овог система остварују примјеном Матлаб алата за подешавање регулатора.

Када је ријеч о управљању дестилационом колоном, предложени приступ кога карактерише синтеза поједностављеног распрезивача и дијагоналног ПИД регулатора пројектованог помоћу Д – декомпозиције, се показао као добар. Предложена метода даје боље одзиве процеса у односу на друге из литературе, које су примјењиване за управљање овим процесом, а истовремено не усложњава процедуру пројектовања. Такође обезбјеђује добру флексибилност са становишта остварљивости различитих перформанси система, који се дефинишу у складу са технолошким захтјевима индустријског постројења. Ови захтјеви могу условљавати динамичко понашања система између два крајња случаја, са једне стране максималне оствариве брзине одзива, а са друге смањења или евентуалне елиминације прескока. Мијењањем коефицијента пригушења, могуће је правити компромис између ових случајева. Шта више провођењем неколико итерација могу се пројектовати ПИД регулатори који обезбјеђују најповољнију вриједност једне карактеристике одзива уз задовољавање постављеног ограничења на неку другу карактеристику. Наведене чињенице иду у прилог прихватању предложене методе од стране оператера ових постројења, тј. њеном устаљивању у пракси.

Истражујући спрезање у проточном резервоару уочено је да ПИ регулатори подешени на основу дијагоналних елемената матрице преносних функција могу успјешно управљати читав мултиваријабилни систем ако су појачања њених вандијагоналних елемената релативно мала у односу на дијагоналне. То значи да веома мали скуп резервоара према њиховим диманзијама и опсегу температура на улазима може бити успјешно управљан без претходног пројектовања распрезивача. Изведени парцијални индекси интеракције осликавају спрезање кроз показатеље квалитета оба одзива.

У овом истраживању такође је уведено распрезање коришћењем итеративне методе. Итеративни приступ је примјењен с циљем да се избјегне неопходност познавања математичког модела код 2x2 процеса код којих је то могуће, а код којих није, тада ова метода омогућава прављење компромиса између појединих показатеља квалитета одзива, тј. постављање и задовољавање ограничења за оне показатеље који су у датом случају од интереса не изводећи остале изван прихватљивих граница. Дакле, представљена метода има два начина примјене. Први, код система који у свом функционисању имају више узастопних истовјетних периода и за њих се распрезивачи могу пројектовати у току рада (*on-line*). Други, који нису поменуте природе или који би у међуфазама пројектовања распрезивача ушли у подручје нестабилности тако да је за њих распрезиваче могуће пројектовати само (*off-line*) или, као у овом истраживању, помоћу симулација. Важно је напоменути да је акценат стављен на пројектовање распрезивача, који ће дати исте или приближне одзиве процеса као и рачунске методе, а основна предност је што се то изводи без познавања математичког модела процеса. У недостатку потребног броја реалних система, у оба поменута начина примјене ове методе, истраживања су извршена помоћу симулација, с тим да су у првом случају (*on-line*) преносне функције играле улогу реалног процеса на коме се ова метода и планира примјењивати у пракси. Због тога је велика пажња усмјерена на избор математичких модела у наведеним примјерима па су неки од њих формирано користећи опште

познате физичке законитости, а један је преузет из литературе с обзиром да је до сада интензивно коришћен од стране многих аутора.

На основу реченог, доказана је основна хипотеза која каже да је за мултиваријабилне процесе могуће пројектовати мултиваријабилне П, ПИ и ПИД регулаторе, као и аутоматизовати њихово подешавање применом релејног теста (експеримента).

Наиме, доказано је да је мултиваријабилне регулаторе могуће пројектовати користећи децентрализоване релејни тест примјењујући га на систем у који је већ уведен распрезивач. Циљ је био да се усаврши поступак и на тај начин се повећавају могућности његовог коришћења у пракси. Тиме долази до изражаја његова предност подешавања регулатора без познавања математичког модела система. Предложено је прилагођавање висине идеалне релејне карактеристике за случајеве када је то потребно да би се постигло гранично стабилно стање система управљања. Вриједности параметара регулатора су сматране као апсолутне. Тако да се, за разлику од Ziegler–Nichols методе, по потреби могу узети и њихове негативне вриједности.

Правци даљих истраживања могу се односити на испитивање граница децентрализованих мултиваријабилних регулатора са становишта компензације дејства поремећаја. Такође корисно и занимљиво истраживање може се провести на пројектовању регулатора на основу парцијалних индекса интеракције, јер су добро познати утицаји појединих чланова ПИД регулатора на показатеље квалитета одзива система. Истраживања могу ићи и ка пројектовању мултиваријабилних регулатора разломљеног реда. Усавршавати се требају и обрасци за израчунавање параметара П, ПИ и ПИД регулатора након проведеног децентрализованог релејног теста.

ЛИТЕРАТУРА

Atashpaz-Gargari E, Hashemzadeh F, Lucas C (2008) Designing MIMO PIID Controller using Colonial Competitive Algorithm: Applied to Distillation Column Process. IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC), Hong Kong, 1929–1934

Åström KJ, Hägglund T (1984) Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications of Phase and Amplitude Margins. *Automatica*. 20 (5): 645–651

Åström KJ, Hägglund T (1995) PID Controllers: Theory, Design and Tuning. Research Triangle Park, NC: Instrumental Society of America

Åström KJ, Johansson KH, Wang QG (2002) Design of decoupled PI controller for two-by-two systems. *IEE Proc.: Control Theory Appl.* 149 (1): 74–81

Bhattacharyya SP, Datta A, Keel LH (2009) Linear Control Theory: Structure, Robustness and Optimality. CRC Press, Taylor & Francis Group, Boca Raton, FL

Boiko I, Pisano A, Usai E (2013) Frequency-domain analysis of self-excited oscillations for a class of multivariable relay systems. In the Proceedings of the European Control Conference (ECC), Zürich, Switzerland, 4287–4292

Cai WJ, Ni W, He MJ, Ni CY (2008) Normalized decoupling - a new approach for MIMO process control system design. *Industrial and Engineering Chemistry Research* 47: 7347–7356

Campestrini L, Filho LCS, Bazanella AS (2009) Tuning of Multivariable Decentralized Controllers Trough the Ultimate-Point Method. *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 17 (6): 1270–1281

Dubonjić LJ, Nedić N, Filipović V, Pršić N (2013) Design of PI Controllers for Hydraulic Control Systems. *Mathematical Problems in Engineering* 2013: 1–10

Дебелковић ДЉ (2011) Стабилност система аутоматског управљања на коначном и бесконачном временском интервалу. Универзитет у Београду, Машински факултет Београд

- Дебељковић ДЈ, Мулић ВС (2004) Савремена теорија вишеструко преносних континуалних линеарних система. Чигоја, Београд
- Филиповић ВЖ, Недић НН (2008) ПИД Регулатори. Универзитет у Крагујевцу, Машински факултет Краљево, Краљево
- García-Alvarado MA, Ruiz-López II, Torres-Ramos T (2005) Tuning of multivariate PID controllers based on characteristic matrix eigenvalues, Lyapunov functions and robustness criteria. *Chem. Eng. Sci.* 60: 897–905
- Garrido J, Vázquez F, Morilla F (2010a) Centralized Inverted Decoupling for TITO Processes, in *Proceedings of the 15th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, Bilbao, Spain, 1–8
- Garrido J, Vázquez F, Morilla F, Hägglund T (2010b) Practical advantages of inverted decoupling. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering* 225: 977–992
- Garrido J, Vázquez F, Morilla, F (2012) Multivariable PID Control by Inverted Decoupling: Application to the Benchmark PID 2012. In the *Proceedings of the IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12*. Brescia, Italy
- Gryazina EN, Polyak BT, Tremba AA (2008) D-decomposition Technique State-of-the-art. *Autom. Remote Control* 69 (12): 1991–2026
- Hang CC, Åström KJ, Wang QG (2002) Relay feedback auto-tuning of process controllers – a tutorial review. *J. Process Control* 12: 143–162
- Halevi Y, Palmor ZJ, Efrati T (1997) Automatic tuning of decentralized PID controllers for MIMO processes. *J. Process Control* 7 (2): 119–128
- Hu ZR, Li DH, Wang J, Xue F (2011) Analytical Design of PID Decoupling Control for TITO Processes with Time Delays. *Journal of Computers* 6 (6): 1064–1070
- Jeng JC, Huang HP, Lin FY (2006) Modified Relay Feedback Approach for Controller Tuning Based on Assessment of Gain and Phase Margins. *Ind. Eng. Chem. Res.* 45: 4043–4051
- Jevtović BT, Mataušek MR (2010) PID controller design of TITO system based on ideal decoupler. *J. Process Control* 20: 869–876
- Jiménez RL, Moctezuma MBO, Yam VM, Aguilar AG (2016) Relay feedback test used for Process Identification and PID tuning controller by Genetic Algorithms. *Programación Matemática y Software* 7 (3): 29–38
- Ju J, Chiu MS (1997) Relay-Based On-Line Monitoring Procedures for 2x2 and 3x3 Multiloop Control Systems. *Ind. Eng. Chem. Res.* (36): 2225–2230
- Le BN, Wang QG, Lee TH (2015) Development of D-decomposition method for computing stabilizing gain ranges for general delay systems. *J. Process Control* 25: 94–104

- Levy S, Korotkin S, Hadad K, Ellenbogen A, Arad M, Kadmon Y (2012) PID autotuning using relay feedback. IEEE 27th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, 1–4
- Lima DM, Normey-Rico JE, Plucênio A, Santos TLM, Gomes MVC (2014) Improving robustness and disturbance rejection performance with industrial MPC. Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática, Belo Horizonte, MG, 3229–3236
- Liu T, Zhang W, Gao F (2007) Analytical decoupling control strategy using a unity feedback control structure for MIMO processes with time delays. Journal of Process Control 17: 173–186
- Loh AP, Hang CC, Quek CK, Vasnani VU (1993) Autotuning of Multiloop Proportional-Integral Controllers Using Relay Feedback. Ind. Eng. Chem. Res. 32: 1102–1107
- Luyben WL (1986) Simple Method for Tuning SISO Controllers in Multivariable Systems. Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev. 25 654–660
- Maghadea DK, Patre BM (2012) Decentralized PI/PID controllers based on gain and phase margin specifications for TITO processes. ISA Transactions 51: 550–558
- Menani S, Koivo HN (1996) Automatic tuning of multivariable controllers with adaptive relay feedback. In the Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control Kobe, Japan, 4695–4700
- Menani S, Koivo H. (2003) New approach on the automatic tuning of multivariable PI controllers using relay feedback. International Journal of Systems Science 34 (2): 93–110
- Милојковић БР, Грујић ЈТ (1990) Аутоматско управљање, Машински факултет Универзитета у Београду
- Mitrovic D (1959) Graphical analysis and synthesis of feedback control systems. I-theory and analysis, II-synthesis, III-sampled-data feedback control systems. AIEE Transactions 77: 476–496
- Mohammadpoura J, Grigoriadis K, Franchek M, Wang YY, Haskara I (2011) LPV decoupling for control of multivariable systems. International Journal of Control 84 (8) 1350–1361
- Morilla F, Garrido J, Vázquez F (2013) Control Multivariable por Desacoplo. Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial 10: 3–17 (in Spanish)
- Morilla F, Vázquez F, Garrido J (2008) Centralized PID control by decoupling for TITO processes. In the Proceedings of the 13th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation, Hamburg, Germany, 1318–1325
- Nordfeldt P, Hägglund T (2006) Decoupler and PID controller design of TITO systems. Journal of Process Control 16: 923–936
- Normey-Rico JE, Camacho EF (2009) Unified approach for robust dead-time compensator design, J. Process Control 19 38–47

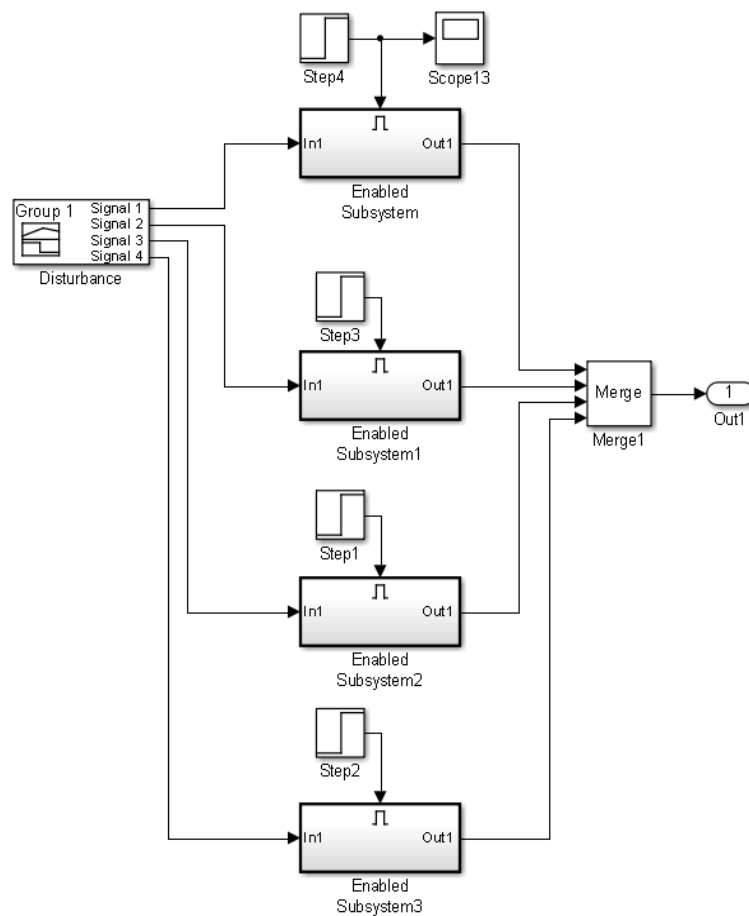
- Padhy PK, Majhi S (2006) Relay based PI–PD design for stable and unstable FOPDT processes. *Computers and Chemical Engineering* 30: 790–796
- Palmor ZJ, Halevi Y, Krasney N (1995) Automatic Tuning of Decentralized PID Controllers for TITO Processes. *Automatica* 31 (7): 1001–1010
- Pannala AS, Dransfield P, Palaniswami M, Anderson JH (1989) Controller design for a multichannel electrohydraulic system, *J. Dyn. Syst., Meas., Control* 111(2): 299–306
- Prodanović S, Košarac A (2015) A comparative analysis of direct and inverted decoupling for TITO process. In *Proceedings of the V International Conference Industrial Engineering and Environmental Protection IIZS, Zrenjanin, Serbia*, 223–227
- Prodanović S, Nedić N (2016) Control improvement of a double actuator electrohydraulic servosystem for structural testing. In *Proceedings of the 15th Youth Symposium on Experimental Solid Mechanics YSESM 2016, Rimini, Italia*. (у штампи)
- Prodanović SLj, Nedić NN, Filipović VŽ, Dubonjić LjM (2016) Modified approach to distillation column control. *Hemijska Industrija*, DOI:10.2298/HEMIND160326028P (у штампи)
- Prodanović S, Nedić N (2015) Non-conventional Control of Level and Temperature in the Flow Tank. In *Proceedings of the 2nd International Conference on Mechanical Engineering Technologies and Application - COMETA2014, Jahorina, B&H, 2014*, 421–428: *ANNALS of Faculty Engineering Hunedoara – International Journal of Engineering, Tome XIII (2015) – Fascicule 3 [August]* 105–108
- Prodanović S, Nedić N, Lukić Lj (2015) Possibilities for disturbance rejection in the decoupled TITO process. In *Proceedings of the 12th International scientific conference MMA Flexible Technology, Novi Sad, Serbia*, 71–74
- Prodanović SLj, Nedić NN, Brašić VS (2014) Some Considerations of Mutual Coupling in Multivariable Processes. In *Proceedings of the XII International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements SAUM 2014, Niš, Serbia*, 257–260
- Продановић С (2009) Анализа и побољшање система управљања нивоом кондензата у кондензатору турбине термоелектране гацко, Магистарски рад, Краљево
- Ramachandran S, Dransfield P (1993) " Interaction between the actuators in loaded multi-channel electrohydraulic drives ", *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 115 (2) 291–302
- Savković-Stevanović JB (2000) Neuro-fuzzy system modeling and control application for a distillation plant, *Hem. Ind.* 54 (9) 389–392
- Selvakumar C, Panda RC (2010) Modelling Relay Responses for Multivariable Processes. *Indian chemical engineer* 52 (4): 315–324
- Semino D, Scali C (1998) Improved identification and autotuning of PI controllers for MIMO processes by relay techniques. *J. Process Control* 8 (3): 219–227

- Shen SH, Yu CC (1994) Use of Relay-Feedback Test for Automatic Tuning of Multivariable Systems. *Process Systems Engineering* 40 (4): 627–646
- Siljak D (1964) Analysis and synthesis of feedback control systems in the parameter plane. I-linear continuous systems, II-sampled data systems. *AIEE Transactions* 83: 449–466
- Siljak D (1966) Generalization of the parameter plane method. *IEEE Transactions on Automatic Control* 11 (1): 63–70
- Singer G, Meashio Y (1995) Analysis of a double actuator electrohydraulic system for structural testing. *IEE, Savoy Place, London*
- Skogestad S, Postlethwaite I (2005). *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Chichester
- Tavakoli S, Griffin I, Fleming PJ (2006) Tuning of decentralised PI (PID) controllers for TITO processes. *Control Engineering Practice* (14) 1069–1080
- Toh WK, Rangaiah GP (2002) A Methodology for Autotuning of Multivariable Systems. *Ind. Eng. Chem. Res.* 41: 4605–4615
- Vázquez F, Morilla (2002) F Tuning decentralized PID controllers for MIMO systems with decouplers. In *Proceedings of the 15th Triennial IFAC World Congress, Barcelona, Spain*, pp. 2172–2178
- Vázquez F, Morilla F, Dormido S (1999) An iterative method for tuning decentralized PID controllers. *Proceedings of the 14th IFAC World Congress, Beijing, China*
- Vu TNL, Lee M (2010) Multi-loop PI controller design based on the direct synthesis for interacting multi-time delay processes, *ISA Trans.* 49: 79–86
- Wang QG, Huang B, Guo X (2000) Auto-tuning of TITO decoupling controllers from step tests. *ISA Transactions* 39: 407–418
- Wang QG, Lee TH, Lin C (2003) *Relay feedback: Analysis, Identification and Control*. Springer, London
- Wang QG, Zhang Y, Chiu MS (2002) Decoupling internal model control for multivariable systems with multiple time delays, *Chem. Eng. Sci.* 57: 115–124
- Wang QG, Zou B, Lee TH, Bi Q (1997) Auto-tuning of Multivariable PID Controllers from Decentralized Relay Feedback. *Automatica* 33 (3): 319–330
- Wang QG, Yang Y (2002) Transfer function matrix approach to decoupling problem with stability. *Systems & Control Letters* 47: 103–110
- Wood RK, Berry MW (1973) Terminal composition control of binary distillation column. *Chem. Eng. Sci.* 28: 1707–1717
- Yu CC (2006) *Autotuning of PID Controllers*. National Taiwan University, Taipei, Taiwan, Springer
- Ziegler JG, Nichols NB (1942) Optimum settings for automatic controllers. *Transactions of ASME* 64: 759–768

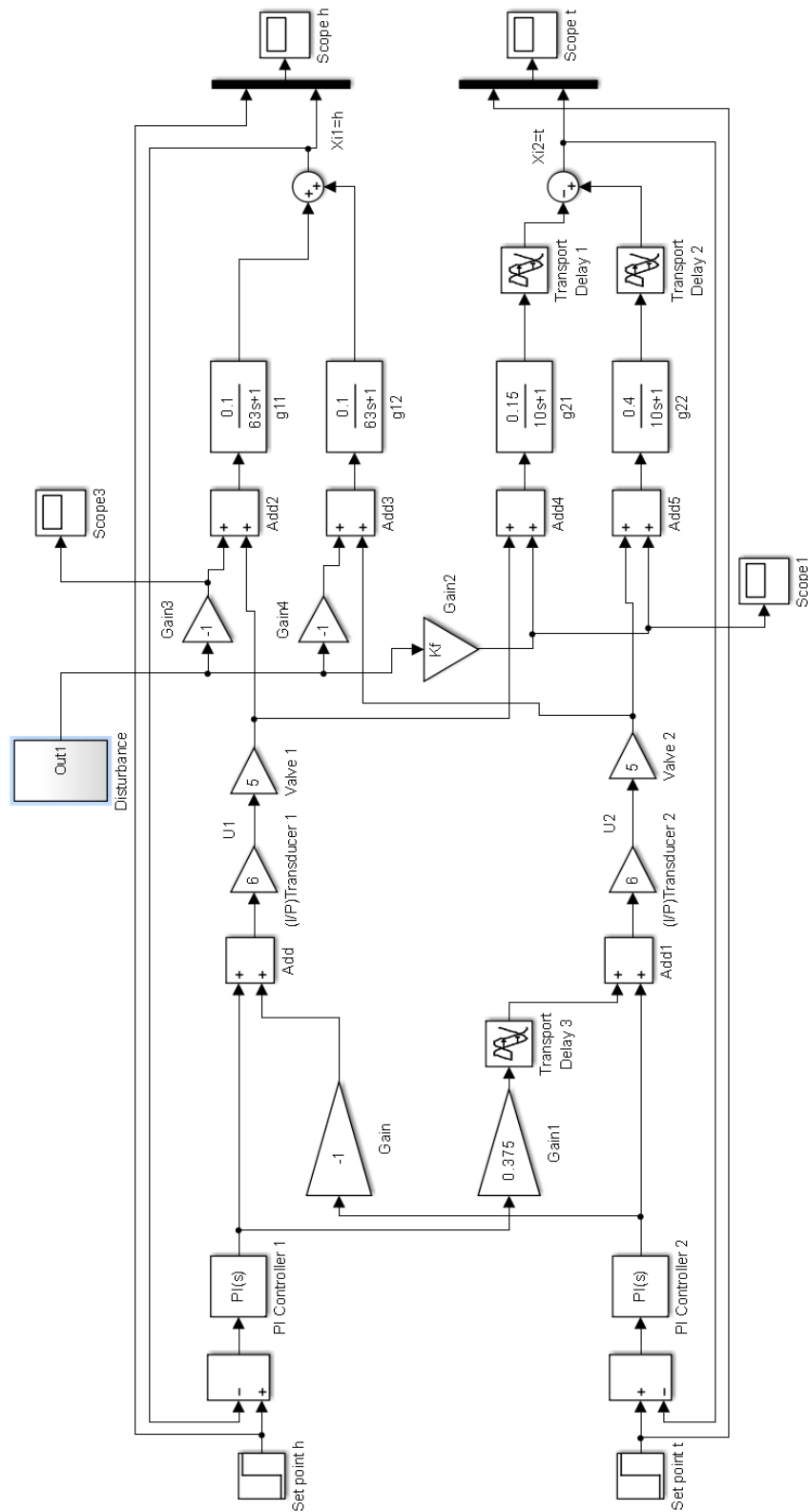
ПРИЛОЗИ

ПРИЛОГ А

Овај прилог садржи слике које се односе на одјељак 5.4.



Слика А.1. Конфигурација за увођење поремећаја



Слика А.2. Блок дијаграм система управљања нивоа и температуре у распрегнутом проточном резервоару под дејством поремећаја

ПРИЛОГ Б

У овом прилогу је дат код у програму Матлаб за итеративно подешавање распрезивача за примјер 1 из поглавља 6.

```
% podešavanje rasppezivača

% podešavanje nivoa
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', '0')
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', '0')
% izvršavanje simulacije
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
% analiza odziva
Sh0=stepinfo(level)
Oh0=Sh0.Overshoot
inkr=0.1
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', 'inkr')
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', '0')
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
Shinkr=stepinfo(level)
Ohinkr=Shinkr.Overshoot
Oh=Sh0.Overshoot
d12=0;
% petlja za podešavanje nivoa
while Oh>0.23
    set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', 'd12')
    sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
    if Ohinkr>=Oh0
        d12=d12-inkr
    else
        d12=d12+inkr
    end
    Sh=stepinfo(level)
    Oh=Sh.Overshoot
end
d12prvi=d12

% podešavanje temperature
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', '0')
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', '0')
% izvršavanje simulacije
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
% analiza odziva
St0=stepinfo(temperature)
Ot0=St0.Overshoot
inkr=-0.1
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', '0')
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', 'inkr')
```

```
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'  
Stinkr=stepinfo(temperature)  
Otinkr=Stinkr.Overshoot  
Ot=St0.Overshoot  
d21=0;  
% petlja za podešavanje temperature  
while Ot>0.002  
    set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', 'd12prvi')  
    set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', 'd21')  
    sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'  
    if Otinkr>=Ot0  
        d21=d21-inkr  
    else  
        d21=d21+inkr  
    end  
    St=stepinfo(temperature)  
    Ot=St.Overshoot  
end  
d21prvi=d21  
  
% ponovo podešavanje nivoa  
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', '0')  
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', '0')  
% izvršavanje simulacije  
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'  
% analiza odziva  
Sh0=stepinfo(level)  
Oh0=Sh0.Overshoot  
inkr=-0.01  
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', 'inkr')  
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', '0')  
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'  
Shinkr=stepinfo(level)  
Ohinkr=Shinkr.Overshoot  
Oh=Sh0.Overshoot  
d12=0;  
% petlja za podešavanje nivoa  
while Oh>0.23 | Tuh>104 | Tsh>171  
    set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', 'd12')  
    set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', 'd21prvi')  
    sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'  
    if Ohinkr>=Oh0  
        d12=d12-inkr  
    else  
        d12=d12+inkr  
    end  
    Sh=stepinfo(level)  
    Oh=Sh.Overshoot
```

```

    Tuh=Sh.RiseTime
    Tsh=Sh.SettlingTime-1
end
d12drugi=d12

% ponovo podešavanje temperature
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', '0')
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', '0')
% izvršavanje simulacije
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
St0=stepinfo(temperature)
Ot0=St0.Overshoot
inkr=0.01
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', '0')
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', 'inkr')
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
Stinkr=stepinfo(temperature)
Otinkr=Stinkr.Overshoot
Ot=St0.Overshoot
d21=0;
% petlja za podešavanje temperature
while Ot>0.002 | Tut>5.6 | Tst>23 | Oh>0.23 | Tuh>104 | Tsh>171
    set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', 'd12drugi')
    set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', 'd21')
    sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
    if Otinkr>=Ot0
        d21=d21-inkr
    else
        d21=d21+inkr
    end
    end
    St=stepinfo(temperature)
    Ot=St.Overshoot
    Tut=St.RiseTime
    Tst=St.SettlingTime-1
    Sh=stepinfo(level)
    Oh=Sh.Overshoot
    Tuh=Sh.RiseTime
    Tsh=Sh.SettlingTime-1
end
d21drugi=d21

d12prvi
d12drugi
d21prvi
d21drugi

% provjera i prikaz odziva
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', '0')

```

```
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', '0')
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
Sh=stepinfo(level)
St=stepinfo(temperature)
figure
subplot(2,1,1);
plot(level, '--k')
xlabel('time (s)')
ylabel('level (m)')
hold on
subplot(2,1,2);
plot(temperature, '--k')
xlabel('time (s)')
ylabel('temperature (°C)')
hold on
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', 'd12prvi')
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', '0')
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
Sh=stepinfo(level)
St=stepinfo(temperature)
subplot(2,1,1);
plot(level, '-.k')
hold on
subplot(2,1,2);
plot(temperature, '-.k')
hold on
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', 'd12prvi')
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', 'd21prvi')
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
Sh=stepinfo(level)
St=stepinfo(temperature)
subplot(2,1,1);
plot(level, ':k')
hold on
subplot(2,1,2);
plot(temperature, ':k')
hold on
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', 'd12drugi')
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', 'd21prvi')
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
Sh=stepinfo(level)
St=stepinfo(temperature)
subplot(2,1,1);
plot(level, 'k')
hold on
subplot(2,1,2);
plot(temperature, 'k')
hold on
```



```
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain', 'Gain', 'd12drugi')
set_param('untitledDecouplerG12s001_Setovanje/Gain1', 'Gain', 'd21drugi')
sim 'untitledDecouplerG12s001_Setovanje'
Sh=stepinfo(level)
St=stepinfo(temperature)
subplot(2,1,1);
plot(level, 'k','LineWidth',2)
hold on
subplot(2,1,2);
plot(temperature, 'k','LineWidth',2)
hold on
```

Изјава о ауторству

Потписани: мр Саша Продановић
Број уписа: 812

Изјављујем

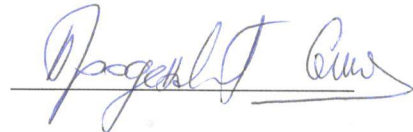
да је докторска дисертација под насловом

„Пројектовање ПИД регулатора за мултиваријабилне процесе“

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена докторска дисертација у цјелини ни у дијеловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

У Краљеву, 28.06.2016. год.

Потпис аутора

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Sasa Prodanovic', written over a horizontal line.

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора: Саша Продановић

Број уписа: 812

Студијски програм:

Наслов рада: „Пројектовање ПИД регулатора за мултиваријабилне процесе“

Ментор: др Новак Недић, редовни професор

Потписани Саша Продановић

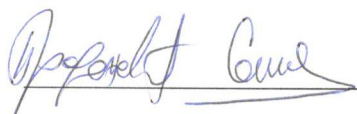
изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Крагујевцу**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и мјесто рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Крагујевцу.

Потпис аутора

У Краљеву, 28.06.2016. год.



Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку да у дигитални репозиторијум Универзитета у Крагујевцу унесе моју докторску дисертацију под насловом:

„Пројектовање ПИД регулатора за мултиваријабилне процесе“

која је моје ауторско дјело.

Дисертацију са свим прилозима предао сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Крагујевцу могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио.

1. Ауторство
2. Ауторство – некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – дијелити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – дијелити под истим условима

У Краљеву, 28.06.2016. год.

Потпис аутора

