УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Славко С. Веиновић

# ПРОЈЕКТОВАЊЕ И РЕАЛИЗАЦИЈА УПРАВЉАЧКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ И НАПОНСКИХ РЕГУЛАТОРА У ПОБУДНИМ СИСТЕМИМА СИНХРОНИХ ГЕНЕРАТОРА

Докторска дисертација

Београд, 2025.

UNIVERSITY OF BELGRADE SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Slavko S. Veinović

# DESIGN AND IMPLEMENTATION OF CONTROL ELECTRONICS AND VOLTAGE REGULATORS FOR SYNCHRONOUS GENERATORS EXCITATION SYSTEMS

**Doctoral Dissertation** 

Belgrade, 2025.

### Подаци о менторима и члановима комисије за одбрану докторске дисертације

### Ментори:

Др Милан Поњавић, редовни професор Универзитет у Београду – Електротехнички факултет Др Томислав Шекара, редовни професор Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

### Чланови комисије:

Др Богдан Брковић, доцент, Универзитет у Београду – Електротехнички факултет Др Милан Прокин, редовни професор, Универзитет у Београду – Електротехнички факултет Др Ђорђе Стојић, виши научни сарадник, Универзитет у Београду – Институт Никола Тесла

Председник комисије:

Др Богдан Брковић, доцент, Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Датум одбране:

## ПРОЈЕКТОВАЊЕ И РЕАЛИЗАЦИЈА УПРАВЉАЧКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ И НАПОНСКИХ РЕГУЛАТОРА У ПОБУДНИМ СИСТЕМИМА СИНХРОНИХ ГЕНЕРАТОРА

### Резиме

Регулатор напона (AVR) као део управљачког дела побудног система синхроних генератора игра важну улогу у процесу производње и преноса електричне енергије. Примарна улога регулатора је да одржава напон на крајевима генератора око референтне вредности. Заједно са стабилизатором електроенергетског система (PSS), напонски регулатор треба да подржи стабилност система у присуству поремећаја као што су кратки спојеви, промене оптерећења, испади далековода, испади других генератора са мреже итд.

Иако су дигитални регулатори побуде ушли у широку употребу пре више од двадесет година, начин подешавања већег броја параметара регулатора који треба да задовољи супротстављене захтеве још увек представља изазов. У овој дисертацији, поред стандардне структуре ПИД регулатора, разматра се и структура ПИД регулатора са додатним дејством по другом изводу сигнала грешке позната као ПИДД2. Пред побудни управљачки систем постављају су следећи захтеви:

- обезбедити робусност на варијацију параметра система услед промене радне тачке;
- ефикасно потиснути поремећај;
- обезбедити адекватан одзив на промену напонске референце;
- обезбедити потискивање шума у управљачком сигналу;
- пригушити електромеханичке осцилације.

Овако постављени захтеви од регулатора побуде очекују постизање компромиса који су формализовани на следећи начин:

- Минимизација интеграла апсолутне грешке регулације као одзива на поремећај уз ограничења максималне вредности модула функција осетљивости и/или комплементарне функције осетљивости;
- Повећање пропусног опсега система уз ограничење осетљивости на мерни шум.

Као резултат математичке формулације ова два захтева дефинисан је проблем оптимизације са ограничењима који је у овој дисертацији решен на два начина: параметри регулатора су одређени решавањем система нелинеарних алгебарских једначина; примењен је метод нелинеарног програмирања за решавање оптимизационог проблема са ограничењима типа неједнакости. Иако су се применом другог приступа добиле боље перформансе система аутоматског управљања за исте параметре робусности, методе засноване на првом приступу остварују углавном незнатно слабије перформансе уз мање сложене алгоритме.

Алгоритми представљени у овој дисертацији су засновани на познавању преносних функција, односно фреквенцијских карактеристика побудног управљачког система. Моделовање свих елемената система (појачавача снаге, будилице и синхроног генератора повезаног на мрежу) представља значајан део дисертације. Симулације на рачунару и експериментални резултати на лабораторијској поставци потврђују тачност модела и ефикасност метода подешавања напонских регулатора заснованих на тим моделима. Оправданост увођења ПИДД2 структуре у напонске регулаторе је потврђена у случају побудних система са АС или DC будилицом, односно кад је ред система којим се управља већи од два.

Саставни део регулатора побуде поред основног напонског регулатора чини и PSS који има улогу у пригушивању електромеханичких осцилација. Поступак подешавања параметара PSS је такође предмет дисертације. Структура која је усвојена је двоканални PSS типа PSS2B чији су улази фреквенција статорског напона и електрична снага генератора. Поред теоријских разматрања, приказан је и начин подешавања PSS у реалном постројењу.

Поред детаљног поступка пројектовања AVR и PSS функција описани су и детаљи реализације управљачке електронике на микропроцесорској платформи. Резултати експеримената са прототипом регулатора побуде и малим синхроним генератором демонстрирају практичну вредност представљених метода оптимизације параметара напонског регулатора.

**Кључне речи:** регулатор напона, ПИД контролер, оптимизација са ограничењима, побудни систем, управљачка електроника

Научна област: Техничке науке – Електротехника

Ужа научна област: Електроника

**УДК:** 621.3

## DESIGN AND IMPLEMENTATION OF CONTROL ELECTRONICS AND VOLTAGE REGULATORS FOR SYNCHRONOUS GENERATORS EXCITATION SYSTEMS

### Abstract

The Automatic Voltage Regulator (AVR), as a component of the control part of the excitation system of synchronous generator, plays a significant role in the process of power generation and transmission. The primary role of the AVR is to maintain the generator terminal voltage around a reference value. Together with the Power System Stabilizer (PSS), the voltage regulator is expected to support system stability in the presence of disturbances such as short circuits, load variations, transmission line outages, disconnection of other generators from the grid, etc.

Although digital excitation regulators have been widely used for over twenty years, the process of tuning regulator parameters to satisfy conflicting objectives still presents a challenge. In this dissertation, in addition to the standard PID controller structure, an enhanced PID structure with a second-derivative term, known as PIDD2, is considered. The excitation control system is expected to meet the following requirements:

- Ensure robustness to parameter variations due to operating point changes;
- Effectively suppress disturbances;
- Provide an adequate response to voltage reference changes;
- Suppress noise in the control signal;
- Dampen electromechanical oscillations.

These requirements impose trade-offs on the voltage regulator, which are formalized as follows:

- Minimization of the integral of the absolute error in response to a disturbance, with constraints on the maximum magnitude of the sensitivity function and/or the complementary sensitivity function;
- Increase in system bandwidth, with constraints on sensitivity to measurement noise.

As a result of the mathematical formulation of these objectives, a constrained optimization problem is defined, which is solved in two ways:

- The regulator parameters are determined by solving a system of nonlinear algebraic equations;
- A nonlinear programming method is applied to solve the constrained optimization problem involving inequalities.

Although the second approach results in better performance for the same robustness indices, the methods based on the first approach achieve minor performance decline with lower algorithmic complexity.

The algorithms presented in this dissertation are based on the knowledge of transfer functions or the frequency-domain characteristics of the excitation control system. Modelling all elements of the system (power amplifier, exciter, and the grid-connected synchronous generator) constitutes a significant part of the dissertation. Simulations and experimental results from a laboratory setup confirm the accuracy of the models as well as the efficiency of the voltage regulator tuning methods based on them. The introduction of the PIDD2 structure into voltage regulators is justified for excitation systems with AC or DC exciters, particularly when the controlled system order is greater than two.

In addition to the basic voltage regulator, the excitation control system also includes a PSS, whose role is to dampen electromechanical oscillations. The parameter tuning procedure for the PSS is also addressed in the dissertation. The adopted structure is a twochannel PSS of the PSS2B type, with generator voltage frequency and generator electrical power as inputs. In addition to theoretical analysis, the dissertation also presents the procedure for tuning the PSS in a power plant.

Along with a detailed design procedure for AVR and PSS functions, the dissertation also describes the implementation of the control electronics on a microprocessor platform. Experimental results obtained with a prototype excitation regulator and a small synchronous generator demonstrate the practical value of the proposed methods for AVR parameter optimization.

**Key words:** voltage regulator, PID controller, constrained optimization, excitation system control electronics.

Scientific field: Technical science – Electrical engineering

Specific scientific field: Electronics

**UDK:** 621.3

# САДРЖАЈ

САД	САДРЖАЈ1						
лис	ЛИСТА АКРОНИМА						
ног	МЕНКЛАТУРА	4					
1.	УВОД – О РЕГУЛАЦИЈИ НАПОНА У ПОБУДНИМ СИСТЕМИМА	5					
2.	ОПТИМАЛНИ ПИД РЕГУЛАТОРИ	11					
2	.1. Развој области	11					
2	.2. Преглед предложених метода	14					
3.	МОДЕЛОВАЊЕ ПОБУДНИХ СИСТЕМА СИНХРОНИХ ГЕНЕРАТОРА						
3	.1. Модел генератора на бесконачној мрежи	19					
	3.1.1. Типови нестабилности						
	3.1.2. Ефекат демагнетизације нерегулисаног генератора						
	3.1.3. Ефекат побуде на стабилност						
	3.1.4. Утицај напонске регулације на стабилност система						
	3.1.5. Илустративни примери	27					
3	.2. Модел напонског регулатора						
	3.2.1. Стабилизатор електроенергетског система PSS	35					
	3.2.2. Практични PSS и подешавање параметара						
	3.2.3. Двоканални тип стабилизатора PSS2B	41					
3	.3. Модели будилице и појачавача	44					
	3.3.1. Модел будилице једносмерне струје (DC)	45					
	3.3.2. Модел будилице наизменичне струје (АС)						
	3.3.3. Модел статичког побудног система	48					
3	.4. Модел енергетског степена	49					
	3.4.1. Тиристорски исправљач	50					
	3.4.2. Транзисторски претварач	53					
4.	ПОСТАВКА ОПТИМИЗАЦИОНОГ ПРОБЛЕМА						
4	.1. Функције осетљивости и робусност	56					
	4.1.1. Одзив на поремећај						
	4.1.2. Осетљивост на мерни шум	58					
	4.1.3. Одзив на референцу	59					
4	.2. ПИД РЕГУЛАТОР	60					
	4.2.1. Критеријумска функција	60					
	4.2.2. М <sub>s</sub> ограничење	61					
	4.2.3. М <sub>р</sub> ограничење	63					
	4.2.4. Комбиновано М <sub>s</sub> и М <sub>p</sub> ограничење	65					
	4.2.5. М <sub>п</sub> ограничење	66					
	4.2.6. Обликовање одзива на референцу	68					
4	.3. ПИДД2 регулатор						
	4.3.1. М <sub>s</sub> ограничење						
	4.3.2. М <sub>р</sub> ограничење	72					
4	.4. Пореъење ПИД и ПИДД2 регулатора						
5.	АЛГОРИТМИ ЗА РЕШАВАЊЕ ОПТИМИЗАЦИОНОГ ПРОБЛЕМА						

5.1. Систем алгебарских једначина						
5.1.1. ПИД регулатор	78					
5.1.2. ПИДД2 регулатор	80					
5.1.1. Обликовање одзива на референцу	80					
5.2. Нелинеарно програмирање						
5.2.1. Секвенцијално квадратно програмирање	83					
5.2.2. Параметри ПИД и ПИДД2 регулатора	85					
6. ПРОЈЕКТОВАЊЕ И РЕАЛИЗАЦИЈА УПРАВЉАЧКЕ ЕЛЕКТРОНИКЕ						
6.1. Избор платформе за реализацију управљања						
6.2. Израчунавање електричних величина у трофазном систему						
6.1. Мерење електричних величина	89					
6.1.1. Мерење наизменичних напона и струја						
6.1.2. Мерење струје побуде						
6.1.3. Аналогно-дигитална конверзија и дигитална филтрација						
6.2. Естимација брзине ротора						
6.3. Дискретизација						
6.4. Логика за контролу појачавача снаге						
7. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ	99					
7.1. Осетљивост на мерни шум и робусност регулатора						
7.2. ПОРЕЂЕЊЕ ПИД И ПИДД2						
7.3. Подешавање параметара PSS	103					
8. ЗАКЉУЧАК	106					
ЛИТЕРАТУРА						
ПРИЛОГ А						
ПРИЛОГ Б						

# ЛИСТА АКРОНИМА

DC	Direct current
AC	Alternate current
ST	Static
AVR	Automatic voltage controller
TGR	Transient gain reduction
PID	Proportional-Integral-Derivative controller
PIDD2	PID with second order derivative
PIDC	PID with serial compensator
PIDA	PID with acceleration
PSS	Power system stabilizer
PSO	Particle swarm optimization
ABC	Artificial bee colony
GA	Genetic algorithm
IMC	Internal model control
IE	Integral error
IAE	Integral absolute error
1DOF	1-degree of freedom
2DOF	2-degree of freedom
AOP	Amplitude optimum principle
$\mathcal{H}_\infty$	H infinity norm
SQP	Sequential Quadrature Programming
QP	Quadrature Program
ККТ	Karush-Kuhn-Tucker condition
BFSG	Broyden–Fletcher–Goldfarb–Shanno method
HF	Heffron-Phillips
SMIB	Single machine infinity bus
PWM	Pulse width modulation
PLL	Phase-locked loop
SOFG	Self-oscillating fluxgate
СА	Compensating amplifier

# НОМЕНКЛАТУРА

<b>e</b> d	напон у <i>d</i> оси
$e_q$	напон у q оси
Vt	напон на крајевима генератора
Vr	референца напон на крајевима генератора
<b>E</b> fd	напон побуде (1 је вредност напона у празном ходу која одговара $v_t$ = 1)
Ε	напон мреже
ψa	флуксни обухват у <i>d</i> оси
$oldsymbol{\psi}_q$	флуксни обухват у <i>q</i> оси
ψ <sub>f</sub> a	флуксни обухват побудног намотаја
İd	струја <i>d</i> осе
İq	струја <i>q</i> осе
<b>I</b> fd	струја побудног намотај
T <sub>d</sub> o'	Временска константа празног хода (у секундама)
δ	угао <i>q</i> осе у односу на напон бесконачне мреже
θ	Угао позиције <i>d</i> осе (ротора) у односу на статор (у радијанима)
ω	угаона брзина једнака $p heta$ (1 је номинална вредност)
$\Delta \omega$	девијација угаоне брзине
ωs	Учестаност статорског напона ( $\omega_s = 2\pi f_s$ , $\omega_s = 314$ rad / s за $f_s = 50$ Hz)
Н	Константа инерције (у секундама)
D	Коефицијент пригушења
Tm	Механички момент
Te	Електрични момент
Xd	Синхрона реактанса у d оси
Xq	Синхрона реактанса у q оси
Xd'	Транзијентна реактанса у d оси
Xe	Еквивалентна реактанса система
r <sub>e</sub>	Еквивалентна отпорност система
$E_q$	Унутрашња електромоторна сила <i>emf</i>
Eq'	Транзијентна унутрашња електромоторна сила <i>emf</i>
Ip	Активна компонента струје генератора
Iq	Реактиван компонента струје генератора
S	Привидна снага генератора
Р	Активна снага генератора
Q	Реактивна снага генератора

## 1. Увод – о регулацији напона у побудним системима

Побудни систем синхроног генератора је у основи контролисани извор напона са довољним струјним капацитетом за стварање магнетног поља одговарајућег интензитета у ротору генератора преко побудног намотаја при свим режимима рада. Управљачки део побудног система назива се регулатор побуде, са регулатором напона као основним подсклопом, док је будилица (енг. *exciter*) део побудног система који обезбеђује енергију за стварање магнетног поља. Основна намена регулатора побуде, у првим варијантама побудних система, била је регулација напона на крајевима генератора.

До педесетих година прошлог века побудни системи су углавном били електромашински склопови, електронски или механички управљане једносмерне машине [1]. Једносмерну струју за побудно коло генератора обезбеђивала је будилица, која је у првим изведбама била једносмерна машина. Регулатор напона био је реализован помоћу обртног појачавача, амплидина (енг. *amplidyne*) [2], [3].

Са интензивнијом употребом полупроводника каснијих педесетих година, долази до убрзаног развоја енергетске електронике и њене употребе у реализацији побудних система. Кашњење кроз енергетски степен побудног система (појачавач снаге) је постало занемариво у односу на главну будилицу која је била или традиционално једносмерна машина или све чешће машина за наизменичну струју са трофазним диодним исправљачем на излазу [4]. Тиме је кашњење које је побудни систем уносио у регулациону петљу значајно смањено, тако да се улога регулатора побуде проширује у смислу да поред регулације напона све више учествују и у одржавању стабилности електроенергетског система.

Статичке тиристорске побуде (енг. static excitation with controlled rectifier), било да су напојене са извода генератора или из независног извора, не садрже обртне делове односно обртне машине. Са обзиром на то да не поседују будилицу, статичке побуде уносе минимално кашњење у петљу регулације. Међутим, примећено је да брзи побудни системи са великим статичким појачањем негативно утичу на електромеханичке осцилације у систему тј. на динамичку стабилност система [5]. Свака промена радне тачке генератора праћена је осцилацијама угла снаге  $\delta$  која се даље пресликава на напон на крајевима генератора преко кога је затворена главна регулациона петља. Другим речима, постојали су режими рада генератора у којима напонска регулација нарушава ионако мало пригушење синхроне машине D. Проширењем основне функције (регулација напона) затварањем додатних повратних спрега, регулатор побуде је добио улогу у повећању и одржавању стабилности система. Уместо да смањује фактор пригушења доминантних коњугованокомплексних полова регулисаног генератора (модови ротора), модерни регулатори напона који су опремљени стабилизатором електроенергетског система повећавају статичку и динамичку стабилност генератора повезаног на мрежу.

Како се развијала теорија управљања тако су се мењале примењиване структуре регулатора напона. Први регулатори напона су били чисто пропорционални. Да би се постигла велика тачност регулације тј. смањила статичка грешка било је потребно остварити велико појачање. Како је велико статичко појачање угрожавало динамичку стабилност генератора врло брзо су регулатори са динамичком променом појачања (енг. *transient gain reduction* - TGR), чије појачање зависи од фреквенције, нашли место у напонској регулацији побудних система [6]. Са интегрално-диференцијалним ускладником (компензатором) и пропорционално-интегрално- диференцијалним (ПИД) регулатором могао се направити само делимични компромис између транзијентне стабилности и динамичког одзива напона генератора [7]. Примена великог појачања компензатора или регулатора током кратких спојева и тренуцима непосредно после кратког споја помаже генератору да сачува синхронизам са мрежом. ПИД регулатор има могућност динамичког обликовања појачања, поготово ако има могућност модификације филтра диференцијалног члана [8]. И поред примене смањеног појачања на учестаностима на којима се јављају електромеханичке осцилације (од 0,1Hz до 4Hz) системи су имали проблем са слабо пригушеним модовима ротора и појавила се потреба за додатним дејством које би уважило механички део подсистема. Додатна надређена повратна спрега затворена или преко сигнала брзине и/или преко електричне снаге сматра се конвенционалним стабилизатором електроенергетског система (енг. power system stabilizer - PSS) који заједно са напонским ПИД регулатором чини интегрално решење реализовано у већини данашњих регулатора побуде западне производње [4]. Двоканални стабилизатор који има два улаза, угаону брзину  $\omega$  и електричну снагу  $P_e$ , треба да обезбеди да побудни систем не реагује на торзионе осцилације вратила генератора и турбине које се налазе на фреквенцијама изнад 7 Hz [9]. IEEE стандард Std. 421.5 из 2016. године предлаже више структура двоканалног стабилизатора од којих је у пракси најчешћи PSS2B, PSS3B и PSS4B [4], [10]. Сертификовани дигитални регулатор побуде INTROL, производње Института Никола Тесла, има реализован стабилизатор типа PSS2B и ПИД регулатор за напонску и струјну регулацију.

Примена теорије оптималног управљања и затварање повратне спреге по стањима генератора даје добре теоријске резултате, али подразумева мерење угла снаге  $\delta$  што је често проблематично у пракси [11], [12], [13], [14], [15], [16]. Совјетско решење познато као *регулатор силног дејства* које се и данас имплементира у регулаторе руске производње базира се на естимацији угла  $\delta$  и затварању повратних спрега преко девијације напона генератора  $\Delta v_T$ , извода девијације напона генератора  $\Delta v_T'$ , девијације фреквенције  $\Delta f$ , извода девијације фреквенције  $\Delta f'$  и струје побуде генератора  $I_{fd}$ . Иако се овај тип регулатора подешава на другачији начин, решење је у суштини еквивалентно ПИД регулатору са стабилизацијом по сигналу девијације фреквенције  $\Delta f$  [17], [18], [19].

Побудни систем генератора чине будилица (енг. *exciter*), која може бити машина за једносмерну или наизменичну струју, појачавач као енергетски степен (магнетни, електронски, машински или полупроводнички) и аналогни или дигитални аутоматски регулатор напона (енг. *automatic voltage regulator* - AVR). Стандард 421.5 [4] дефинише 25 модела побудних система подељених у три главне групе:

- DC тип побуде са машином за једносмерну струју (енг. DC commutator rotating exciter),
- АС тип побуде са машином за наизменичну струју са контролисаним или неконтролисаним исправљачем (енг. alternator supplied rectifier excitation systems),
- ST тип статички побудни системи (енг. static excitation systems).

Међу њима се налазе DC типови побуда који се више не производе али који су и даље у употреби и постоји потреба за њиховим моделовањем пре свега ради симулације електроенергетског система. Регулатор напона код овог типа будилице често је био реализован преко амплидина чије је доминантна временска константа између 0,02 и 0,25 секунди [20]. Иако не постоје нови генератори који су опремљени DC будилицом, врло често се приликом реконструкције и модернизације мења само управљачки део система [21], [22]. Статичке побуде и побуде са AC типом будилице су потиснуле DC побуде [23]. АС побуде су углавном биле опремљене магнетним појачавачем или амплидином помоћу којих је реализована напонска регулација. Данас, модернизоване верзије ових побуда имају дигитално управљање са контролисаним тиристорским исправљачем као енергетским степеном [24], [25].

Да би се пројектовао напонски регулатор и управљачка електроника која реализује управљање енергетским степеном потребно је детаљно моделовати актуелне типове побудих система. Модели побудних система синхроног генератора приказани су у поглављу 3. Иако се напонски регулатор обично подешава за упрошћен линеаризован модел система, развој нелинеарног модела је неопходан због анализе варијације параметара линеарног модела, испитивања одзива система на велике поремећаје, утицаја немоделоване динамике на линеаран модел, и анализе типа нелинеарности ради синтезе нелинеарног управљања [22].

Побудни управљачки систем синхроног генератора треба посматрати заједно са генератором и мрежом на коју је генератор повезан [8], видети Сл. 1. Наиме, динамички одзив напона на крајевима генератора који је везан на мрежу, поред струје у побудном намотају генератора зависи и од параметара и топологије енергетског система као и параметара и тренутног оптерећења генератора. Генератор повезан на бесконачно јаку мрежу може се моделовати као систем трећег реда. Помоћу линеаризоване варијанте овог модела познате као Хефрон-Филипсов модел анализиран је утицај побудног система на појаву електромеханичких осцилација и стабилност генератора. Параметри овог модела зависе од радне тачке система. Електромеханичке осцилације које се у упрошћеном моделу побудног система, где је сваки појединачни елемент са Сл. 1 моделован функцијом преноса првог реда, јављају као немоделована динамика, потребно је пригушити додатним регулатором познатим као стабилизатор електроенергетског система или PSS. Након подешене AVR функције регулатора побуде, PSS се подешава помоћу модела система ако се познају параметри елемената са Сл. 1, или експерименталним путем, снимањем фреквенцијских карактеристика система и низом тестова у временском домену [26].



# Сл. 1. Побудни управљачки систем обухвата побудни систем и генератор на чије карактеристике утиче електроенергетски систем на који је повезан.

Да би се смањила осетљивост на варијације параметара побудног система, генератора и енергетског система у целини регулација напона треба да поседује одређену робусност односно прихватљиву осетљивост на промену параметара. Остваривањем робусности на варијацију параметара обезбеђује се истовремено и резерва стабилности система у затвореној спрези. Показано је да локалне повратне спреге по напону побуде, струји побуде или струји побуде будилице доприносе робусности [24], [27]. Такође, диференцијално дејство у директној или повратној грани регулатора напона позитивно утиче на робусност [28]. Фазно-фреквенцијска карактеристика (ФФК) се може изравнати око пресечене учестаности применом диференцијалног компензатора (енг. *lead compensator*) и на тај начин повећати робусност на варијацију статичког појачања система. За системе вишег реда где транспортно кашњење није доминантно (енг. *lag dominant dynamics*), на пример побудни системи са будилицом која се може моделовати функцијом преноса првог реда, додавање дејства по другом изводу сигнала грешке, такозвани ПИДД2 регулатор, може се додатно повећати робусност [29], [30].

Деведесетих година прошлог века, теорија робусног управљала наишла је на велико интересовање истраживача и инжењера који су је применили у апликацијама управљања енергетским системима [31]. У регулацији побудних система синхроних генератора,  $\mathcal{H}_{\infty}$  контролер и контролер пројектован  $\mu$ -синтезом прво су примењен на PSS функцију [32], [33], [34]. Касније је исти приступ примењен и за пројектовање напонског регулатора [35]. У [36], [37], робусни ПИД напонски регулатор је пројектован применом Харитонове (*Kharitonov*) теореме. Идеја да се модел опише интервалним моделом где се регулатор подешава за најнеповољнији случај са такозваном *min-max* оптимизацијом. Такав приступ може да се примени успешно на побудне системе ако се познаје варијација свих коефицијената функције преноса модела [38]. Иако су поменути приступи постизања робусне регулације показали супериорне перформансе у односу на традиционална решења ипак се нису задржали у пракси. Један од разлога је тај што је резултујући контролер по правилу високог реда чија имплементација наилази на потешкоће. Редукција реда робусног контролера је могућа јер је показано да  $\mathcal{H}_{\infty}$  контролер и ПИД контролер са филтром другог реда на диференцијалном дејству имају скоро исте фреквенцијске карактеристике на ниским учестаностима [39]. Међутим, много ефикасније би било директно пројектовати *H*∞ контролер нижег реда, стандардне структуре, као што је на пример ПИД регулатор и његове варијанте [40], [41], [42], [43], [44]. Преглед и развој једне такве методе која је примењена у овој дисертацији за пројектовање робусног ПИД регулатора а који задовољава задате критеријуме робусности и перформанси на нижим, средњим и високим учестаностима независно, је приказан засебно у поглављу 4. Треба напоменути ради комплетности прегледа литературе да се варијација параметара линеарног модела која настаје као последица нелинеарности система може предупредити пројектовањем нелинеарног регулатора или применом адаптивних техника управљања. У нелинеарне технике спадају клизно управљање (енг. sliding *mode control*) [16], [45], [46], [47], [48], нелинеарно  $\mathcal{H}_{\infty}$  управљање, линеаризација повратном спрегом (енг. feedback linearization) [49], [50], [51], [52], примена диференцијалне геометрије (енг. differential geometric approach) [53] и остале [54], [55]. Адаптивни регулатори са самоподешавајућим појачањима су искоришћени да би генератор повезан на мрежу имао најбоље параметре за различита оптерећења односно радне тачке и такође у сврху добијања бољих динамичких перформанси у присуству великих поремећаја [56], [57], [58], [59], [60].

Иако су структуре регулатора напона за различите топологије побудних система стандардизоване, подешавање параметара таквих регулатора још увек није. Из тог разлога је ова тема веома атрактивна за истраживаче, а велики број научних радова нуди методе за подешавање параметара, пре свих, ПИД регулатора. Параметри су резултат претраге која решава оптимизациони проблем постављен да задовољи компромис између супротстављених захтева као што су перформансе система у затвореној спрези и робусност на варијацију параметара модела. Међутим, велика већина радова нуди хеуристичке или метахеуристичке методе за претрагу параметара чија је практична вредност веома ограничена [61]. Први хеуристички алгоритми који су нашли примену у подешавању AVR су рој честица (енг. *particle swarm optimization* -PSO) [62], [63], [64], генетички алгоритам (енг. *genetic algorithm* - GA) [65], [66], вештачка колонија пчела (енг. *artificial bee colony* - ABC) [67]. Последњих година велики број алгоритама инспирисаних природним феноменима се тестира на примеру регулације напона у побудним системима [68], [69], [70], [71], [72], [73], [74]. Треба напоменути да су фракциони ПИД регулатори који се углавном подешавају хеуристичким методама такође показали добре резултате у регулацији напона [75], [76], [77]. Ипак, веома мали број радова нуди јасне препоруке у вези са критеријумима које треба поставити при формирању оптимизационог проблема. Као по правилу, критеријум који треба минимизовати оптимизационом методом се формира на основу комбинације показатеља везаних за временски одзив при одскочној промени напонске референце [62], [74].

Регулатор напона треба да обезбеди пре свега брз одзив побуде на поремећај. У присуству великих поремећаја регулатор треба брзо да модификује побудни флукс за време трајања поремећаја и да га задржи одређено време непосредно после отклањања поремећаја да би повећао транзијентну стабилност генератора. Кључан тренутак је одмах након престанка трајања поремећаја, на пример кратког споја, јер је угрожена транзијентна стабилност која се може унапредити повећањем размене снаге између генератора и мреже. Ово се остварује повећањем синхронизационог момента током и непосредно после кратког споја [8]. Из тог разлога Совјетски приступ је подразумевао специјални режим форсирање побуде који је привремено прекидао регулацију напона генератора и директним задавањем управљачког сигнала постизао максималну брзину одзива побуде за време и непосредно после кратког споја [19]. Иако су се у најновијем издању IEEE стандарда [4] нашла и оваква решења, доминантан западни приступ је да се побудна струја повећа до плафонске вредности (максимална вредност струје коју побудни систем може да обезбеди) преко великих појачања напонске регулације. Други захтеви се тичу одзива на референцу. Потребно је обезбедити довољно брз одзив на референцу са малом грешком регулације без значајног прескока на одскочну промену референце [8]. Такође, осетљивост управљања на присуство шума мерења треба ограничити. Изузетно је важно да се поменуто постигне за широк опсег радних режима са истим подешењима напонског регулатора и стабилизатора, односно да систем регулације поседује робусност на варијацију параметра система. Сви ови захтеви могу се испунити применом ПИД регулатора који садржи филтар шума [8]. За одређене типове побуде захтеви се могу ефикасније испунити са ПИДД2 регулатором који постиже повећану робусност односно перформансе регулације у односу на ПИД [29].

У овој дисертацији, сви аспекти пројектовања регулатора (избор структуре, постављање критеријума, подешавања параметара, дискретизација контролера) су адресирани на такав начин да је методу могуће применити у пракси. Наиме, користе се добро познате математичке методе решавања нелинеарних алгебарских једначина и нелинеарног програмирања које се могу наћи у комерцијалним али и бесплатним софтверским алатима. Треба напоменути да највећу практичну вредност имају аналитичке формуле за прорачун параметара. Недавно су на ту тему објављени радови који се баве подешавањем ПИД регулатора [78], [79] и ПИДД2 регулатора [80] побуде на основу аналитичких формула. Неке опште аналитичке формуле подешавања ПИДД2 регулатора је могуће лако прилагодити и применити на регулаторе побуде [81], [82], [83], [84]. Ипак, ове једноставне методе се могу третирати само као субоптималне, тј. оне методе које налазе параметре који су близу оптималних. Таква решења се могу сматрати довољно добрим за већину практичних апликација. Њихова вредност, у светлу ове тезе, је што она нуде добра почетна погађања параметара за алгоритме из поглавља 5.

У поглављу 6 је приказана практична реализација управљачке електронике регулатора побуде и енергетског степена. Приказан је начин реализације компоненти регулатора где је посебан нагласак на деловима електронике који су специфични за побудне системе. Иако је већина примењених решења типична за мерења у енергетици и управљачке петље у енергетској електроници решење за мерење струје побуде је оригинално [85], [86]. На лабораторијском генератору тестиран је прототип регулатора побуде пре свега у циљу верификације презентоване методе пројектовања напонских регулатора и потврђивања резултата добијених симулацијом у поглављу 4. Експериментални резултати на лабораторијској поставци презентовани су у поглављу 7. Такође, у истом поглављу представљен је пример процедуре подешавања PSS функције регулатора побуде на реалном објекту.

## 2. Оптимални ПИД регулатори

### 2.1. Развој области

Већина данашњих индустријских контролера су и даље пропорционалноинтегрални (ПИ) регулатори или пропорционално-интегрално-диференцијални (ПИД) регулатори [87], [88]. Емпиријска правила подешавања или правила која су формулисана као аналитички изрази су добро позната и доступна су деценијама [89], [90], [91]. Таква правила као резултат углавном дају једноставне процедуре подешавања и задовољавајуће перформансе система у затвореној спрези (енг. closedloop performance). Ипак, упоредо са развојем софтверских пакета и алата за оптимизацију који могу да реше сложене проблеме оптимизације, процедуре за подешавање параметара регулатора базираних на ПИД структури настављају да се развијају у циљу постизања бољих перформанси и робусности система. Стога релативно компликовани алгоритми који захтевају примену рачунара за прорачун параметара регулатора, нуде могућност проналажења оптималног решења за изабрану структуру регулатора које задовољава одређени критеријум под датим ограничењима, такозвана оптимизација са ограничењима (енг. constrained optimization). Због своје ефикасности, једноставности, распрострањености и великог утицаја на индустрију, ПИД-базирани регулатори и даље привлаче велику пажњу инжењера и истраживача из различитих научних облати, пре свих аутоматског управљања. Проналажење параметара регулатора **и**отребом алгоритама оптимизације уместо развојем формула за аналитичко подешавање чини укупан број непознатих параметара контролера мање важним [92]. Стога, напори и очекивања у циљу постизања бољих перформанси повећањем реда контролера чине се разумним правцем развоја. У научној литератури постоји много различитих назива за исту или сличну структуру ПИД контролера вишег реда као што су: PIDA [93], PIDC [94][95], побољшани PID [96], напредни PID [97], PIDD2 [29], [98], PID<sub>mn</sub> [99] итд.

Примећено је веома рано након што су се појавила прва широко примењивана правила подешавања, као што је Зиглер-Николс (Ziegler-Nichols) метода из 1942. године [100], да је робусност на варијацију процесних параметара веома важна особина система у затвореној спрези. Ревизијом Зиглер-Николс методе где је робусност окарактерисана једним параметром и коришћењем технике обликовања функције повратног преноса (енг. loop-shaping) добијене су нове аналитичке формуле које уважавају и перформансе и робусност система [101]. Компромис између перформанси и робусности постао је кључни захтев који је потребно уважити савременим методама пројектовања регулатора базираних на ПИД структури [88]. Пројектовање ПИД регулатора на основу спецификације жељеног претека појачања и фазне маргине не обезбећује довољну робусност система у затвореној спрези [102], па истраживачи предлажу ограничење Никвистове (Nyquist) криве функције повратног преноса за шири опсег фреквенција [101], [103], [104]. Максимална вредност функције осетљивости, или скраћено максимална осетљивост *M<sub>s</sub>*, је ограничена у [103], док су и максимална осетљивост *M*<sub>s</sub> и максимална комплементарна осетљивост *M<sub>n</sub>* коришћене као ограничења у [104], [105], [106]. Што се тиче робусности обухваћене максималном осетљивошћу *M<sub>s</sub>*, Гримхолт (Grimholt) и Скогестад (Skogestad) су побољшали добро позната SIMC-PID правила подешавања како би се приближили оптималним подешавањима параметара [107]. Поред ових ограничења у виду индекса робусности  $M_s$  и  $M_p$ , максимална осетљивост на мерни шум рефлектује важну карактеристику перформанси управљачког система јер дефинише активност управљачког сигнала и ниво шума на излазу регулатора као последицу поремећаја на излазу и присуства

шума мерења, респективно [105], [108]. У овој дисертацији, робусност ће бити уважена постављањем ограничења на максималне вредности *M*<sub>s</sub> функције осетљивости *S*, максималне вредности *M*<sub>p</sub> комплементарне функције осетљивости *T* и максималне осетљивости на мерни шум *M*<sub>n</sub> уз минимизацију интегралне грешке (eng. *Integral Error*-IE) одзива на одскочну промену поремећаја на излазу *IE*<sub>d</sub> [105].

Генерално, робусност је дефинисана ограничењима типа неједнакости. Међутим, ако то захтева алгоритам за решавање оптимизационог проблема, тј. ако алгоритам прихвата само ограничења типа једнакости, оптимизациони проблем се може лако трансформисати на начин да користи само једнакости. У радовима [28], [106], [108] аутори су проблем решили постављањем система нелинеарних алгебарских једначина. Нажалост, ове једноставне процедуре се могу спровести само под извесним претпоставкама у вези са изгледом функција осетљивости S и T и ако је критеријумска функција или функција циља једноставна у смислу да не зависи од параметара процеса. Такође, проблеми конвергенције алгоритма нису могли бити превазиђени увођењем додатних ограничења на параметре који су по правилу неједнакости. Велика предност поменутог приступа је у једноставним и прецизним алгоритмима, тј. нумеричким методама којима се ови системи једначина могу решити, на пример Њутн-Рапсон (Newton-Raphson) методом. Различите технике оптимизације попут нелинеарног програмирања показале су већу флексибилност у избору критеријумске функције и ограничења, бољу конвергенцију алгоритма, мању осетљивост на избор почетних услова, итд. Међутим, оне захтевају много компликованије алгоритме за решавање таквог проблема, а који се могу наћи имплементирани у оптимизационим пакетима софтверских алата попут MATLAB Optimization toolbox [92], [94], [105], [109], [110], [111]. У овој дисертацији биће представљене оригиналне методе које решавају оптимизациони проблем на оба поменута начина.

Правила подешавања у виду аналитичких израза су веома практична за самоподешавајуће (енг. auto-tuning) ПИД регулаторе где је потребно релативно скромно познавање процеса описаног само са неколико параметара. Ова решења се могу окарактерисати као субоптимална тј. решења која су близу оптималних јер се ослањају на познавање апроксимације процеса [90], [101], [105], [107], [112], или су параметри контролера израчунати помоћу полиномских апроксимација најмањих квадрата [105], [113]. Методе засноване на оба ова приступа се на крају пореде са оптималним решењима која су добијена поступцима заснованим на нумеричкој оптимизацији у циљу параметризације методе. Највећи проблем директне примене техника оптимизације са ограничењима на подешавање параметара регулатора је што се показује да је проблем неконвексан [110]. Из тог разлога се посебна пажња мора посветити избору почетних услова и карактеризацији решења због могуће конвергенције алгоритма у локалне минимуме или недопустиве тачке (енг. infeasible point). У случају ПИ контролера Остром (Ästrom) и остали су показали да проблем оптимизације са само једним ограничењем, по максималној осетљивости M<sub>s</sub>, може бити неконвексан проблем [106]. Такође су предложили нумеричке процедуре погодне за аутоматско подешавање параметара јер се избегава ручна интеракција током поступка подешавања. Стога, очигледно је да се проблем неконвексности јавља и у случају регулатора вишег реда типа ПИД и ПИДД2 [114].

Додатна ограничења се уводе са намером да се алгоритам оптимизације усмери ка проналажењу одговарајућих параметара контролера, односно оних који одговарају одзиву система који се сматра задовољавајућим [109], [110], [114]. Наиме, ПИД контролер има две нуле које су у општем случају коњуговано-комплексне. Нуле контролера са ниским фактором пригушења су узрок превише осцилаторног одзива система у затвореној спрези. Проблеми подешавања који долазе са додатним диференцијалним дејством могу се једноставно избећи ограничењем вредности фактора пригушења нула контролера ζ. За ПИД регулаторе са филтром шума у својој структури, показано је да је оптимална вредност фактора ζ за стабилне процесе између 0,7 и 0,8 [105], [108]. Ова чињеница је једна од главних полазних основа за развој предложених методе у овој дисертацији.

Током процеса пројектовања регулатора са диференцијалним дејством треба задовољити и компромис између перформанси и отпорности на мерни шум [105]. Диференцијално дејство изазива значајне проблеме у подешавању параметара регулатора у толикој мери да је ПИ контролер и даље пожељнији контролер у индустрији у односу на ПИД. Једноставно решење овог проблема је уграђивање филтра шума и последично новог параметра у структуру контролера [115]. Ипак, подешавање већег броја параметара може постати изазовно, стога аутори углавном нуде или процедуре са фиксном временском константом филтра шума [116], или једноставно изостављају филтер шума из процедуре подешавања и вешто га бирају након тога [110]. Међутим, појачања контролера и временска константа филтра треба да се подесе истовремено да би се постигао најбољи компромис између робусности и перформанси [105], [117]. Не постоји значајна разлика у приступу између ПИД и ПИДД2 у погледу појачања мерног шума у управљачком сигналу осим што диференцијални чланови вишег реда у структури регулатора захтевају филтре шума вишег реда. Циљ је да се функција преноса контролера учини каузалном и да се ограничи високофреквентно појачање функције осетљивости на мерни шум *M*<sub>n∞</sub> [28]. Веома повољна чињеница је да високофреквентно појачање *М*<sub>n</sub>∞ има приближно исту вредност као максимум функције осетљивости на шум *M<sub>n</sub>*. Изузетак се дешава када функција осетљивости на шум има осцилаторни изглед, међутим та чињеница не утиче на процедуру подешавања која респектује пре свега високофреквентни шум. Појачање М<sub>п∞</sub> зависи само од параметара регулатора: за ПИД (1) са филтром шума првог реда важи  $M_{n\infty} = |k_d| / T_f$ , за ПИДД2 (2) и Батервортов филтер другог реда важи  $M_{n\infty} = 2|k_d| / T_{f^2}.$ 

ПИД: 
$$C_1(s) = \frac{k_i + sk_p + s^2k_d}{s} G_{f1}(s), \ G_{f1} = \frac{1}{T_f s + 1}.$$
 (1)

ПИДД2: 
$$C_2(s) = \frac{(s+a)(k_i + sk_p + s^2k_d)}{s} G_{f_2}, \ G_{f_2} = \frac{1}{(0.5T_f^2 s^2 + T_f s + 1)}.$$
 (2)

Идеје о минимизацији интегралних критеријума повезаних са одзивом грешке праћења задате референце, као што су интегрална грешка *IE* и интегрална апсолутна грешка *IAE*, добро су познате [28], [103], [104], [105], [106], [109], [110]. Ипак, вреди нагласити да интегрални критеријуми одзива система на поремећај треба да буду приоритет током процеса пројектовања регулатора коме је главни задатак да регулише управљану величину око задате референце [104], [118]. Након што је потискивање поремећаја оптимизовано, друга фаза процеса пројектовања треба да подеси одзив на промену референце. Та стратегија је позната као приступ са два степена слободе (енг. *two degree-of-freedom* – 2DOF) [119]. Већи фокус ће бити на првој фази пројектовања јер је далеко захтевнија и потпуно је независна од друге фазе којој је могуће приступити на више начина који ће такође бити описани у дисертацији. Алтернатива 2DOF приступу би био приступ са једним степеном слободе (енг. *onedegree-of-freedom* - 1DOF) заснован на алгоритму оптимизације са више критеријумских функција [120].

Интегралну грешку одзива на одскочну промену поремећаја *IE*<sub>d</sub> је лакше израчунати од осталих интегралних критеријума, пошто регулатор са интегралним дејством као што су ПИ, ПИД, ПИДД2 и тако даље, даје једноставну релацију између *IE*d и интегралног дејства:  $IE_d = 1 / k_i$  за ПИ и ПИД;  $IE_d = 1 / (ak_i)$  за ПИДД2 [103]. То значи да нема потребе за израчунавањем и интеграцијом временског одзива на одскочну промену поремећаја система затворене спреге за дате параметре контролера. Такође, тривијалан је прорачун градијента *IE*d, чије познавање аналитичког облика даје већу тачност и бољу конвергенцију у алгоритмима заснованим на градијенту грешке [121]. Недостатак овако једноставног критеријума је у томе што метода оптимизације без одговарајућих ограничења може дати контролер са одзивима који су превише осцилаторни, што се не сматра добрим контролером упркос чињеници да је IEd индекс мали [110]. Пошто је интегрална апсолутна грешка одзива на поремећај *IAE*<sub>d</sub> добар критеријум и показатељ доброг подешења регулатора, узећемо *IAE*<sup>d</sup> као индекс перформанси ради поређења различитих контролера док ће критеријумска функција f приликом оптимизације бити једнака IEd. За добро пригушени систем у затвореној спрези, што се постиже фиксирањем фактора пригушења нула контроле тако да је ζ веће од 0,6,  $IE_d$  индекс је веома добра апроксимација  $IAE_d$  [108]. Узимање директно индекса *IAE* као критеријумске функције може бити проблематично у алгоритмима заснованим на градијенту због нетачности прорачуна временског одзива. У [121], проблем је решен проналажењем градијента *IAE*<sub>d</sub> аналитички уместо нумерички, рачунањем коначних разлика унапред (енг. forward finite differences). Алтернатива, може бити добро познати Simplex алгоритам који не користи информацију о градијенту [122].

Ефикасност приказаних метода демонстрирана је пре свега смањењем индекса перформанси  $IAE_d$  за ПИДД2 у односу на ПИД регулатор, као и кроз поређење са другим савременим методама које се могу применити на типичне индустријске процесе. На пример, у чланку [94], Мандић и остали су ефикасно потиснули поремећај применом макс-мин методе која максимизује минимум амплитудске карактеристике ПИДД2 контролера. Тај приступ резултира мало сложенијом критеријумском функцијом која је и даље независна од процеса. Постигли су добру робусност користећи принцип оптималне амплитуде (енг. *amplitude optimum principle* - AOP). Овде предложене методе подешавања регулатора не заостају по питању перформанси и робусности у односу на поменуту AOP методу. При томе предложене методе показују већу флексибилност при избору алгоритма за решавање оптимизационог проблема као и по питању избора жељених параметара робусности.

### 2.2. Преглед предложених метода

Све овде предложене методе подешавања се заснивају на оптимизацији са ограничењима где је робусност на варијацију параметара процеса обухваћена у општем случају ограничењима типа неједнакости на функцију осетљивости *S* и комплементарну функцију осетљивости *T*. Ограничење осетљивости на мерни шум је уведено једноставним ограничењем типа једнакости примењеним само за појачање на високим фреквенцијама. Критеријумска функција је интегрална грешка одзива на поремећај  $f = IE_d$ . Стога, подешавање параметара регулатора се своди на решавање следећег нелинеарног програма:

 $\min_{x \in \mathbb{R}^{n}} f(x)$   $g_{i}(x) \leq 0, i = 1, ..., p$  $h_{i}(x) = 0, i = 1, ..., m$ 

(Π1)

где су непознати параметри означени вектором *х,* критеријумска функција (функција циља) је *f* док су *g*<sub>i</sub> i *h*<sub>i</sub> функције ограничења.

У дисертацији, предложена је нова итеративна метода подешавања ПИД и ПИДД2 регулатора где се у свакој новој итерацији (ако су потребне) коригује фактор пригушења нула регулатора док се не постигне задовољавајућа робусност [28]. Параметри се у свакој итерацији рачунају решавањем система нелинеарних алгебарских једначина изведених из услова да је задовољена задата максимална вредност модула функције осетљивости  $M_s = M_s^*$ . Кроз итерације се смањује максимална вредности модула комплементарне функције осетљивости *М*<sub>p</sub>. За одређене вредности  $M_p^*$  могуће је задовољити неједнакост  $M_p \le M_p^*$ . На овај начин је омогућено да се решава оптимизациони проблем који садржи само једнакости које је могуће ефикасно решити алгоритмом за нелинеарне системе, на пример позивом МАТLАВ функције fsolve. Иако су постојали приступи који симултано подешавају параметре робусности M<sub>s</sub> и/или M<sub>p</sub> за случај ПИД регулатора презентовани итеративни метод нуди оригинално решење. Додатно, по први пут је ПИДД2 регулатор пројектован на овај начин. Наиме, иста идеја фиксирања фактора пригушења нула регулатора кроз итерације примењена за регулатор другог реда (1) може се проширити и на регулатор трећег реда (2) јер се оправдано претпоставља да трећа реална нула регулатора не доприноси осцилаторној природи одзива на поремећај [29].

Други приступ решавања оптимизационог проблема (П1), који је предложен у овој дисертацији, је примена секвенцијално квадратног програмирања (енг. *Sequential Quadrature Programming* - SQP). Иако постоје апликације које успешно користе методе нелинеарног програмирања за подешавање параметара регулатора индустријских процеса, овде је фокус стављен на примену SQP за подешавање параметара ПИД и ПИД2 напонских регулатора побудних система. Треба истаћи да нема ограничења да се развијена метода примени и на остале типичне индустријске процесе чији су модели познати. Постоје конкретни разлози зашто је ова метода показала добре перформансе (високу тачност и брзу конвергенцију) када се примени за решавање оптимизационог проблема насталог из захтева за постизањем компромиса између перформанси система аутоматског управљања (САУ) и осетљивости САУ на варијацију параметара модела. У наставку потпоглавља биће објашњене предности развијеног решења и истакнуте сличности и разлике у односу на методе из савремене литературе релевантне за област.

Специјалан случај нелинеарног програмирања је конвексно програмирање, одговарајући алат за оптимизацију који прецизно и брзо конвергира ка глобалном минимуму односно максимуму ако се примени на конвексни проблем. Међутим, проблем оптимизације који настаје у току пројектовање робусног регулатора није конвексан стога се на њега не може директно применити конвексно програмирање. Решавање проблема неконвексне оптимизације помоћу посебно прилагођених процедура често доводи до сложених алгоритама [106], [114]. Једноставни итеративни поступак је предложен у [123] који користи Танов алгоритам за израчунавање стабилног региона у простору параметара регулатора [124]. Ово је важно због чињенице да је конвергенција алгоритма унапређена дефинисањем простора за претрагу параметара регулатора у којем је САУ стабилан. Ипак, ови поступци су итеративни, временски неефикасни и решавају проблем само за фиксну вредност диференцијалног појачања ka. Другачији приступ би подразумевао да се оригинално неконвексни проблем апроксимира строжим конвексним проблемом и да се потом на њега примени конвексна оптимизација. Карими и остали су апроксимирали проблем само са линеарним ограничењима који се може решити линеарним програмирањем

[125]. Други аутори су апроксимирали само конкавни део проблема линеарним функцијама и потом применили конвексно-конкавну оптимизацију која гарантовано конвергира ка решењу али и поред тога конвергенција ка глобалном минимуму односно максимуму није загарантована јер је у питању само апроксимација оригиналног проблема [126], [127].

Решавање неконвексног проблема методом директне претраге без градијента, као што је Нелдер-Мид Симплекс (енг. Nelder-Mead Simplex), је уобичајен приступ у случајевима где је немогуће или проблематично извести тачне градијенте критеријумске функције и функција ограничења из (П1). Гримхолт и Скогестад су закључили да је овај метод сувише спор и непоуздан за интензивну примену [121]. Уместо тога, користили су активни скуп (енг. active-set) методу нелинеарног програмирања која је постала веома ефикасна обезбеђивањем тачних аналитичких израза за градијенте уместо подразумеваних нумеричких апроксимација градијената [117], [121]. Главни узрок непрецизности и лоше конвергенције била је апроксимација градијента интеграла апсолутне грешке *IAE* ито је у њиховом случају критеријумска функција f. У овој дисертацији, компликован прорачун градијента је избегнут избором једноставне критеријумске функције  $f = 1 / k_i$  која не зависи од параметара процеса. Такође, ово значајно смањује време прорачуна и убрзава конвергенцију алгоритма. Други извор проблема конвергенције је везан за коришћење неглатких (енг. nonsmooth) функција ограничења. Наиме, ограничења су описана  $\mathcal{H}_{\infty}$  нормом (енг. H*infinity norm*) функције осетљивости *S* у облику:  $|S(j\omega)| \leq M_s$ . Метода оптимизације заснована на градијенту може да осцилује око решења јер правац претраге (енг. search *direction*) значајно варира у дискретним корацима за параметре *x* који су задовољили ограничења за неколико различитих учестаности ω. То се дешава у случају када максимум функције осетљивости *S* није јединствен – вишеструки пикови фукције осетљивости са истом амплитудом. Познато решење за овај проблем је замена једног ограничење бесконачним бројем такозваних semi-infinite ограничења  $|S(j\omega)| \le M_s$ , ∀*w*>0. Овако добијена ограничења се могу свести на коначан број ограничења  $|S(j\omega_k)| \le M_s$  за k = 1, 2, ..., N, дискретизацијом фреквенције у одређеном опсегу (енг. frequency gridding). На овај начин, коришћењем великог броја ограничења N, уобичајено од 500 до 1000, добијених помоћу дискретизације учестаности, уместо коришћења једног  $\mathcal{H}_{\infty}$  ограничења, избегавају се вишезначности решења у алгоритму [117], [121], [127]. Овај приступ знатно унапређује конвергенцију и убрзава оптимизацију. Важнија последица дискретизације учестаности је могућност добијања конвексног проблема увођењем одређене апроксимације неконвексних функција или неконвексног дела функција које фигуришу у нелинеарном програму (П1). Пошто је то само апроксимација неконвексног проблема, не постоји гаранција конвергенције ка глобалном минимуму односно максимуму.

конвексно-конкавне оптимизације проширење Метода je конвексног програмирања које је разматрано за решавање (П1) у [126], [127], [128]. Неконвексна критеријумска функција *f* и функције ограничења *g* и *h* описане разликама (*di* - *bi*), где cy d<sub>i</sub> и b<sub>i</sub> за i = 0, 1, 2, . . p + m конвексне функције, могу се ефикасно решити итеративним поступком. Наиме, у свакој итерацији конкавни део (-*b*<sub>i</sub>) се линеаризује око тренутних вредности параметара *x<sub>k</sub>* у циљу добијања конвексне апроксимације. Нова вредност *xk*+1 добија се решавањем конвексног потпроблема са алатима конвексног програмирања као што је CVX toolbox [129]. Применом конвексно-конкавне методе за такозвана ограничења круга (енг. circle constraints), ограничења максималног модула функције осетљивости S и комплементарне функције осетљивости T, она постају рестриктивније линеарне апроксимације нелинеарних функција која за случај ПИД

регулатора дефинишу фамилију елипсастих криви у равни параметара. Ово чини конвексно-конкавну процедуру блиском секвенцијалном квадратном програмирању. Као што ће се показати у потпоглављу 5.2 за ограничења круга нема предности у линеаризацији само конкавног дела функција *g* и *h* као у конвексно-конкавном програмирању пошто је конвексни део константан и независан од параметара регулатора. Стога, овде предложена метода оптимизације параметара нелинеарним програмирањем је базирана на SQP алгоритму и МАТLAВ имплементацији SQP у fmincon функцији из пакета Optimization toolbox. SQP треба схватити као фамилију алгоритама а не као један одређени алгоритам. Поред основне идеје о сукцесивним апроксимацијама нелинеарног проблема са квадратним потпроблемима који се релативно лако могу решити, потребно је имплементирати читав низ подалгоритама и заштита од нумеричких грешака да би алгоритам био ефикасан. Под одређеним условима у литератури се доказује да SQP конвергира ка глобалном или локалном минимуму односно максимуму у зависности од конвексности оригиналог нелинеарног проблема. На основу опсежних симулација закључено је да MATLAB имплементација SQP алгоритма конвергира ка стабилном локалном минимуму односно максимуму када се за почетне услове изабере сет параметара који стабилише систем и задовољава ограничења што се у случају примене на стабилне процесе, као што је побудни систем синхроног генератора, лако постиже. Описана дискретизација ограничења по учестаности уноси мале додатне неконвексности у оригинални проблем који за већину испитаних стабилних процеса има јединствен минимум. На илустративном примеру показано је да постоји више блиских по перформансама решења и овај ефекат је главни извор непрецизности предложеног алгоритма. Међутим, задовољавајућа тачност постиже се финијом поделом учестаности. За стабилне процесе почетна погађања параметара су предложена за обе структуре регулатора (1) и (2). Скогестад и остали су анализирали примену актив сет алгоритама који је у основи SQP за подешавање ПИД регулатора. У дисертацији је први пут анализирана примена SQP алгоритма и представљени су резултати за случај оптимизације параметара ПИД и ПИДД2 регулатора.

Веома важан аспект овде предложених решења је редукција реда проблема. Увођењем два параметра која не зависе од процеса, фактора пригушења нула регулатора  $\zeta$  и максималне осетљивости на шум  $M_n$ , поједностављен је метод оптимизације на начин да се смањује ред проблема за два. Уместо да решавамо сет од четири параметра  $x = (k_i, k_p, k_d, T_f)$  за ПИД (1), поставили смо проблем са само два непозната параметра  $x = (k_i, k_p)$  [28]. Број непознатих параметара за петопараметарски ПИДД2 контролер (2) је смањен на три параметра  $x = (k_i, k_p, a)$  [29]. Пошто је критеријумска функција један од непознатих параметара, могућа је 3Д геометријска интерпретација проблема која даље омогућава примену графичких метода проналажења оптималног решења чак и у случају ПИДД2 регулатора.

## 3. Моделовање побудних система синхроних генератора

Модел побудног система који се у новијој литератури често користи пре свега за подешавање параметара напонског регулатора помоћу разних хеуристичких метода је приказан на Сл. 2. Модел је у великој мери упрошћен и одговара линеаризованом моделу побуде са једносмерном будилицом. Ипак могуће га је применити за пројектовање напонске регулације ако имамо у виду занемарења која су усвојена и на који део динамике система може да се утиче напонским регулатором.



#### Сл. 2. Модел побудног управљачког система који се састоји од једносмерне будилице и појачавача снаге. Сви елементи су моделовани функцијама преноса првог реда.

У овом поглављу фокус ће бити на моделима савремених побудних система који садрже дигитални напонски регулатор, полупроводнички појачавач (тиристорски исправљач или транзисторски DC-DC конвертор) и АС или DC будилицу. Најчешћа подела побудних система је на једносмерне (DC тип), наизменичне (AC тип) и статичке (ST тип). Побуде DC и AC типа обично уносе додатно кашњење у систем које је потребно моделовати засебним блоком у побудном управљачком систему. На Сл. 2, будилица је представљена функцијом преноса првог реда. Најсавременији статички тиристорски побудни системи не садрже обртне делове тј. немају будилицу. Ипак, тиристорски исправљач може бити напојен из помоћног генератора, пилот будилице - обртне машине за наизменичну струју, који има свој регулатор напона али се овај тип побуде такође може анализирати као статички јер се пилот будилица не налази у регулационој петљи. Ако је у питању данас популарни безчеткични систем (енг. brushless), обртни делови, алтернатор и диодни исправљач су уграђени у сам ротор синхроног генератора. Остатак побудног система се састоји само од статичких делова, појачавача и регулатора напона, као што је то случај и са ST типом побуде [130]. Међутим, овај тип система се динамички може моделовати као стандардни АС тип јер се будилица налази у петљи регулације напона синхроног генератора и тиме утиче на динамику система.

Побудни управљачки систем треба посматрати заједно са генератором и мрежом на коју је генератор повезан, Сл. З. Наиме, напон на крајевима генератора који се регулише регулатором побуде зависи од параметара и топологије енергетског система и тренутног оптерећења генератора. Динамика система са оптерећеним генератором се значајно мења у односу на генератор у празаном ходу. Параметри генератора који обезбеђују задовољавајућу динамику система на мрежи могу да резултирају нестабилним системом у празном ходу. Стога, поред главне напонске петље, побудни системи са будилицом захтевају и унутрашње стабилизационе спреге које треба да обезбеде да је систем стабилан са истим сетом параметара у оба случаја. Стабилизациона повратна спрега поправља динамику будилице, елемента система са значајним кашњењем [20]. У случају напонског регулатора који садржи диференцијално дејство, односно ПИД регулатора, стабилизација најчешће није неопходна.



### Сл. 3. Побудни систем синхроног генератора повезаног на мрежу.

### 3.1. Модел генератора на бесконачној мрежи

Хефрон-Филипсов (*Heffron-Phillips* - HF) модел је линеаран модел синхроног генератора (машине) повезаног на бесконачно јаку мрежу (енг. *single machine infinity bus* - SMIB) [131]. Под бесконачно јаком мрежом или скраћено бесконачном мрежом, се подразумева мрежа која може да апсорбује сву снагу испоручену од стране генератора а да се при томе не промене напон и учестаност мреже, Сл. 3. Овај модел је погодан за анализе стабилности система, за пројектовање регулатора напона AVR и стабилизатора електроенергетског система PSS. Поред тога SMIB моделом може да се моделује микро мрежа (енг. *microgrid*) која садржи синхроне генераторе [132].

Занемаривањем отпорности арматуре, ефекта пригушних намотаја и засићења у магнетном колу, једначине које описују рад синхроног генератора на бесконачној мрежи су:

$$e_{d} = p\psi_{d} - \psi_{q}\omega$$

$$e_{q} = p\psi_{q} + \psi_{d}\omega$$

$$e_{d} = px_{e}i_{d} - x_{e}i_{q}\omega + E\sin\delta$$

$$e_{q} = px_{e}i_{q} + x_{e}i_{d}\omega + E\cos\delta$$

$$\psi_{d} = I_{fd} - x_{d}i_{d}$$

$$\psi_{q} = -x_{q}i_{q}$$

$$2Hp(\omega-1) = T_{m} - \psi_{d}i_{q} + \psi_{q}i_{d} - D(\omega-1)$$

$$\psi_{fd} = I_{fd} - (x_{d} - x_{d}')i_{d}$$

$$E_{fd} = I_{fd} + T_{d0}' p\psi_{fd}$$

$$v_{t}^{2} = e_{d}^{2} + e_{d}^{2}$$

(3)

где је са p означен оператор извода у времену d/dt. Номенклатура симбола коришћених у овом поглављу дата је на почетку дисертације. Све величине су изражене у релативним јединицама p.j. (енг. *per unit* - pu) где су за базне вредности узете номинална привидна снага и номинални напон генератора осим ако није другачије назначено у Номенклатури.

У литератури се често овај модел представља преко унутрашњих напона  $E_q$  и  $E_q'$  [5]. Транзијентни напон  $E_q'$  је пропорционалан флуксном обухвату побудног намотаја  $\psi_{fa}$ . Напон  $E_q'$ није реална електромоторна сила (*емс*) генератора већ фиктивна величина која се не мења при поремећајима као што су кратки спојеви. Како је напон  $E_q'$ пропорционалан флуксу  $\psi_{fd}$  важи релација [20]:

$$E_q' = I_{fd} - (x_d - x_d')i_d$$
 (4)

Реалну емс генератора *Eq* можемо изразити преко *Eq* ' на следећи начин [5]:

$$E_q = E_q' + (x_q - x_d')i_d,$$
(5)

и може се лако показати да је за  $x_d = x_q$  сразмерна струји *I*<sub>fd</sub>. Електомагнетски момент  $T_e$  се једноставно може израчунати као  $T_e = E_q i_q$ . Напон побуде  $E_{fd}$  можемо довести у везу са напоном  $E_q$ ' преко следеће релације:

$$E_{fd} = I_{fd} + T_{d0} \, \frac{dE_q}{dt}.$$
 (6)

Имајући у виду везу између девијације брзине  $\Delta \omega = (\omega - 1)$  и унутрашњег угла  $\delta$ :

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_s \Delta \omega, \tag{7}$$

где је  $\omega_s$  учестаност статорског напона, занемаривањем статорске динамике ( $p\psi_d = 0$ ,  $p\psi_q = 0$ ,  $pi_d = 0$ ,  $pi_q = 0$ ) као и занемаривањем утицаја промене брзине на статорске једначине редукује се модел (3) на модел трећег реда са променљивима стања:  $\delta$ ,  $\omega$  и  $E_q'$  [5]. Уз додатно занемарење отпорности статорског кола једначине за струје статора постају [131]:

$$i_d = \frac{E_q - E \cos \delta}{x_e + x_q}, \tag{8}$$

$$i_q = \frac{E \sin \delta}{x_e + x_q}.$$
(9)

Напони статора се сада могу израчунати на следећи начин:

$$e_d = x_q i_q \tag{10}$$

$$e_q = I_{fd} - x_d i_d \,. \tag{11}$$

Добијени модел има два независна улаза  $T_m$ ,  $E_{fd}$  и један излаз  $v_t$ . Даље, линеаризацијом модела око радне тачке коју дефинишу величине  $\delta_0$ ,  $E_{q0}$ ,  $E_0$ ,  $e_{d0}$  и  $e_{q0}$  а које су изведене из стандардног векторског дијаграма синхроне машине [5], добијамо параметре HF модела  $K_i$ , i = 1...6 помоћу следећих једначина:

$$K_{1} = \frac{E_{q0}E_{0}[r_{e}\sin\delta_{0} + (x_{e} + x_{d}')\cos\delta_{0}]}{A}$$

$$+ \frac{i_{q0}E_{0}[(x_{q} - x_{d}')(x_{e} + x_{q})\sin\delta_{0} - r_{e}(x_{q} - x_{d}')\cos\delta_{0}]}{A}$$

$$K_{2} = \frac{r_{e}E_{q0}}{A} + i_{q0}\left(1 + \frac{(x_{e} + x_{q})(x_{q} - x_{d}')}{A}\right)$$

$$K_{3} = \left(1 + \frac{(x_{e} + x_{q})(x_{d} - x_{d}')}{A}\right)^{-1}$$

$$K_{4} = \frac{E_{0}(x_{d} - x_{d}')[(x_{e} + x_{q})\sin\delta_{0} - r_{e}\cos\delta_{0}]}{A}$$

$$K_{5} = x_{q}\frac{e_{d0}}{v_{t0}}\left(\frac{r_{e}E_{0}\sin\delta_{0} + (x_{e} + x_{d}')E_{0}\cos\delta_{0}}{A}\right)$$

$$+ x_{d}'\frac{e_{q0}}{v_{t0}}\left(\frac{r_{e}E_{0}\cos\delta_{0} - (x_{e} + x_{q})E_{0}\sin\delta_{0}}{A}\right)$$

$$K_{6} = \frac{e_{q0}}{v_{t0}}\left(1 - \frac{x_{d}'(x_{e} + x_{q})}{A}\right) + x_{q}\frac{e_{d0}}{v_{t0}}\frac{r_{e}}{A}$$

$$A = [r_{e}^{2} + (x_{e} + x_{d}')(x_{q} + x_{e})]$$

(12)

За устаљену радну тачку у погонском дијаграму генератора дефинисану активном и реактивном компонентом струје  $I_{p0}$  и  $I_{q0}$  и напоном на крајевима генератора  $v_{t0}$  можемо израчунати неопходне вредности  $\delta_0$ ,  $E_{q0}$ ,  $E_0$ ,  $e_{d0}$  и  $e_{q0}$  помоћу једначина (13), [5]. Струје  $i_{d0}$  и  $i_{q0}$  су d і q компоненте статорских струја генератора, респективно.

$$E_{q0} = \sqrt{(v_{t0} + I_{q0}x_q)^2 + (I_{p0}x_q)^2}$$

$$E_0 = \sqrt{(v_{t0} - I_{p0}r_e - I_{q0}x_e)^2 + (I_{p0}x_e - I_{q0}r_e)^2}$$

$$\sin \delta_0 = \frac{v_{t0}I_{p0}(x_q + x_e) - r_ex_q(I_{p0}^2 + I_{q0}^2)}{E_{q0}E_0}$$

$$\cos \delta_0 = \cos(\arcsin(\sin \delta_0))$$

$$i_{q0} = \frac{I_{p0}(v_{t0} + I_{q0}x_q) - I_{q0}I_{p0}x_q}{E_{q0}}$$

$$i_{d0} = \frac{I_{p0}^2x_q + I_{q0}(v_{t0} + I_{q0}x_q)}{E_{q0}}$$

$$e_{q0} = \frac{v_{t0} + I_{q0}x_q}{E_{q0}}v_{t0}$$

$$e_{d0} = i_{q0}x_q$$

(13)

Изведени линеаризовани модел у литератури је познат као HF модел и најчешће се среће у форми [133]:

$$\frac{d\Delta\delta}{dt} = \omega_{s}\Delta\omega$$

$$\frac{d\Delta\omega}{dt} = \frac{1}{2H}(\Delta T_{m} - \Delta T_{e} - D\Delta\omega)$$

$$\Delta T_{e} = K_{1}\Delta\delta + K_{2}\Delta E_{q}'$$

$$T_{d0}'\frac{d\Delta E_{q}'}{dt} = K_{3}(\Delta E_{fd} - K_{4}\Delta\delta) - \Delta E_{q}'$$

$$\Delta v_{t} = K_{6}\Delta E_{q}' + K_{5}\Delta\delta$$
(14)

Променљиве стања, улази у систем и излаз из система су обележени додатно са ⊿ како би се нагласило да модел важи за мале промене око мирне радне тачке у којој је систем линеаризован. Да би лакше анализирали систем, линеарни модел (14) биће представљен преко блок дијаграма са Сл. 4. Систем има један реалан пол (контролни мод) који припада електричном подсистему и два коњуговано-комплексна пола (осцилаторни модови или модови ротора) који припадају механичком подсистему.



Сл. 4. НГ модел генератора на бесконачној мрежи.

Када генератор није везан на мрежу, угао  $\Delta\delta$  нема значаја, стога регулациона петља садржи само контролни мод и може се представити као на Сл. 5. Са *C*(*s*) је означена преносна функција регулатора напона док је са *G*<sub>EX</sub>(*s*) означена преносна функција енергетског дела побудног система који се у општем случају састоји од енергетског појачавача и будилице. У случају статичких побудних система где је енергетски део побудног систем чини само исправљач, најчешће трофазни тиристорски мост, са *G*<sub>EX</sub>(*s*) је дефинисана преносна функција тиристорског исправљача.



Сл. 5. Напонска петља генератора у празном ходу.

Иста структура регулационе петље важи и за генератор на мрежи ако се занемари утицај промене угла на електрични подсистем, с тим што сада параметри  $K_3$  и  $K_6$  имају утицај на динамику генератора, Сл. 6. Утицај промене угла  $\Delta\delta$  на електрични подсистем увек постоји. Свака промена радне тачке преко  $\Delta T_m$  или  $\Delta E_{fd}$  ће проузроковати осцилације угла  $\Delta\delta$  која ће се пренети на електрични подсистем преко параметара  $K_4$  и  $K_5$ . Ако је систем добро пригушен, осцилаторни модови тј. осцилације

суперпониране на напон генератора  $\Delta v_t$  се могу занемарити у анализи одзива напонског регулатора. Утицај електричног подсистема на механички подсистем биће анализиране касније у тексту.



# Сл. 6. Напонска петља генератора везаног на мрежу са занемареним утицајем промене угла Δδ.

Параметар *К*<sub>3</sub> зависи само од реактанси генератора и енергетског система (мреже) док сви остали параметри модела зависе и од радне тачке тј. оптерећења генератора што значајно отежава анализу система када је генератор на мрежи. Временска константа оптерећеног генератора је увек мања од временске константе празног хода јер је *K*<sub>3</sub> < 1 за генератор на мрежи. Такође, параметар *K*<sub>6</sub> је мањи од 1 и има тенденцију да се смањује како се оптерећење генератора повећава. За брзе побудне системе и фиксне параметре регулатора може да се очекује да ће одзив система у затвореној спрези када је генератор оптерећен бити спорији у односу на генератор у празном ходу сразмерно вредности параметра  $K_6$  [5]. Закључује се да је празан ход најкритичнији режим и да се регулатор напона побудних система треба подесити у празном ходу да би се гарантовала стабилност система у свакој радној тачки. Овакав закључак је валидан ако су електромеханичке осцилације пригушене као што је претпостављено на почетку. Напонска регулација има контролу само над такозваним контролним модом система односно доминантним реалним полом, тако да напонска регулација може да обезбеди стабилност система само у смислу позиционирања доминантног реалног пола у левој *s* - полуравни.

### 3.1.1. Типови нестабилности

Под појмом стабилности овде ће се искључиво мислити на стабилност угла снаге. (енг. rotor angle stability). Она се тиче пре свега електромеханичких осцилација које инхерентно постоје у енергетском систему. Укратко, може се дефинисати као способност синхроне машине да остане у синхронизму са мрежом након поремећаја који је извео радну тачку из стационарног стања. У зависности од величине поремећаја односно ефекта који он производи стабилност можемо поделити на [20]:

- Стабилност при малим поремећајима (енг. small signal stability);
- Стабилност при великим поремећајима или транзијентна стабилност (енг. *transient stability*).

Стабилност за мале поремећаје је способност система да задржи синхронизам при малим поремећајима. Под малим поремећајем се подразумева онај за који линеаризовани систем омогућује довољну тачну анализу. Нестабилност при малим поремећајима се манифестује на два начина [20]:

• Неосцилаторна нестабилност (енг. *non-oscillatory instability*) - константно повећање угла снаге услед недовољног синхронизационог момента;

 Осцилаторна нестабилност (енг. oscillatory instability) – осцилације угла снаге са констатним повећањем амплитуде настале услед недовољног момента пригушења.

Да бисмо увели појмове синхронизациони момента  $\Delta T_S$  и момент пригушења  $\Delta T_D$  анализираћемо прво понашање механичког подсистема за константан побудни флуксни обухват  $\psi_{fd}$  (у литератури стоји и константан флуксни обухват у d оси  $\psi_d$  међутим мисли се на исту анализу где је  $\Delta E_q' = 0$ ) [5]. Функција преноса другог реда која дефинише одзив угла  $\Delta \delta$  при промени механичког момента једнака је:

$$G_m(s) = \frac{\Delta\delta}{\Delta T_m} = \frac{\omega_s}{2Hs^2 + Ds + K_1\omega_s}$$
(15)

Учестаност пригушених осцилација је  $\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ , где су природна учестаност  $\omega_n$  и фактор пригушења  $\zeta$  осцилација дефинисани са:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1 \omega_s}{2H}}$$

$$\zeta = \frac{D}{2\sqrt{2HK_1 \omega_s}}.$$
(16)

За практично прихватљиве, односно физички реалне вредности параметара генератора, енергетске мреже и побудног система опсег фреквенција електромеханичких осцилација је између 0,1 и 4 Нг.

За већину режима транзијентни синхронизациони коефицијент  $K_1$  је позитиван и опада када реактанса машине и реактанса система расту. Могуће је, у специфичним случајевима када генератор преко дугачког вода испоручује релативно велику снагу, да је  $K_1$  негативан. Тада је систем нестабилан и угао  $\Delta\delta$  се експоненцијално повећава иако је  $\Delta E_q' = 0$  и каже се да је генератор испао из синхронизма са мрежом. Да машина не би испала из синхронизма потребно је обезбедити позитиван синхронизациони момент (енг. synchronizing torque)  $\Delta T_s$ , момент који је у фази са углом  $\Delta\delta$ . Од интереса је испитати и другу врсту нестабилности која настаје када момент који је пропорционалан брзини  $\Delta\omega$ , момент пригушења  $\Delta T_D$  (енг. damping torque), постаје негативан. Иако је коефицијент пригушења D мали он је увек позитиван. Без утицаја побудног система, у овом смислу осцилаторне стабилности, систем би увек био стабилан. Међутим, електрични подсистем регулисан побудним системом има велики утицај на механички подсистем и на моменте  $\Delta T_s$  и  $\Delta T_D$  и потребно их је анализирати.

### 3.1.2. Ефекат демагнетизације нерегулисаног генератора

Термин демагнетизација се односи на утицај оптерећења статора на роторско коло преко параметра  $K_4$ . Сада ћемо посматрати систем са Сл. 4 у случају нерегулисаног генератора, тј. када је напон побуде константан,  $\Delta E_{fd} = 0$ . Тада је компонента момента која потиче од транзијентне *емс*  $\Delta E_q'$  једнака:

$$\frac{\Delta T(E_q')}{\Delta \delta} = -\frac{K_2 K_4 K_3}{1 + s T_{d0}' K_3}$$
(17)

У устаљеном стању, за *s* = 0, имамо да је синхронизациони момент једнак:

$$\Delta T_s = K_1 - K_2 K_4 K_3 \,. \tag{18}$$

За неосцилаторну стабилност потребно је да је  $\Delta T_S > 0$ . При некој учестаности  $\omega$  момент који потиче од  $\Delta E_q'$  описан једначином (17) распоредиће се између синхронизационог момента  $\Delta T_S$  и момента пригушења  $\Delta T_D$ . За веће учестаности  $\omega$  већи

је допринос моменту пригушења  $\Delta T_D$  односно ефективно се увећава коефицијент *D*. Од интереса је посматрати опсег учестаности око учестаности осциловања модова ротора (осцилаторни модови - коњуговано-комплексни полови који потичу од динамике ротора) за осцилаторну стабилност. Ова анализа ће бити формализована за општи случај регулисаног генератора у следећем поглављу.

3.1.3. Ефекат побуде на стабилност

Побудни систем и напонски регулатор са Сл. 4, за потребе анализе описаћемо поједностављеним моделом на следећи начин:

$$\frac{\Delta E_{fd}}{\Delta e_t} = G_e(s) = C(s)G_{EX}(s) = G_{EX}(s) = \frac{K_{EX}}{1 + sT_{EX}},$$
(19)

где је C(s) преносна функција регулатора (у овом поглављу разматрамо само пропорционални регулатор реализован преко појачања  $K_{EX}$  па је C(s) = 1), док је  $G_{EX}(s)$  у овом случају преносна функција статичког побудног система.

Да би анализирали утицај напонске регулације на стабилност система потребно је изразити синхронизациони момент  $\Delta T_s$  и момент пригушења  $\Delta T_D$  у функцији параметара регулатора. Укупан електрични момент је једнак:

$$\Delta T_e(s) = K_1 \Delta \delta(s) + K_2 \Delta E_q'(s) + D \Delta \omega(s)$$
(20)

На основу блок дијаграма са Сл. 4 закључује се да се члан момента  $K_2\Delta E_q$ '(s) може изразити у функцији променљивих  $\Delta\delta$  и  $\Delta\omega$ . У ову сврху треба израчунати функцију преноса од угла  $\Delta\delta$  до  $\Delta E_q$ '. Имајући у виду модел побудног система (19) као и дијаграм са Сл. 4 долазимо до тражене функције преноса:

$$\frac{\Delta E_q}{\Delta \delta} = G_{ED}(s) = \frac{-K_3(sK_4T_{EX} + K_4 + K_5K_{EX})}{s^2 K_3 T_{EX} T_{d0}' + s(T_{EX} + K_3 T_{d0}') + (1 + K_3 K_6 K_{EX})}.$$
(21)

За функцију преноса од брзине  $\Delta \omega$  до  $\Delta E_q$ ' очигледно важи:

$$\frac{\Delta E_q'}{\Delta \omega} = \frac{\omega_s}{s} \frac{\Delta E_q'}{\Delta \delta},$$
(22)

jep je:

$$\Delta \delta = \omega_{\rm s} \Delta \omega / s \,. \tag{23}$$

Сада једначину (20) можемо да изразимо само у функцији променљивих Δδ или Δω као:

$$\Delta T_e(s) = [K_1 + K_2 G_{ED}(s)] \Delta \delta(s) + D \Delta \omega(s), \qquad (24)$$

или

$$\Delta T_e(s) = K_1 \Delta \delta(s) + [K_2 \frac{\omega_s}{s} G_{ED}(s) + D] \Delta \omega(s)$$
(25)

Како расподела електричног момента  $\Delta T_e$  између  $\Delta T_S$  и  $\Delta T_D$  зависи од учестаности на којој систем осцилује  $\omega$ , анализу ћемо наставити у фреквенцијском домену уводећи смену  $s = j\omega$ . Ако момент  $K_2\Delta E_q$  '(s) из (20) поделимо на два дела која су у квадратури, један који је у фази са  $\Delta \delta$  а други који је у фази са  $\Delta \omega$ , можемо да пишемо следећи израз за укупни електрични момент [20]:

$$\Delta T_e(j\omega) = \Delta T_D(j\omega) + \Delta T_S(j\omega)$$
(26)

Овде ћемо увести коефицијенте k<sub>d</sub> и k<sub>s</sub> на следећи начин:

$$\Delta T_e(j\omega) = k_d(\omega) \Delta \omega(j\omega) + k_s(\omega) \Delta \delta(j\omega)$$
(27)

Једначине (26) и (27) се могу илустровати дијаграмом са Сл. 7 која представља упрошћени систем са Сл. 4.



Сл. 7. Упрошћен приказ ХФ модела.

Имајући у виду да је  $\Delta \delta = -j(\omega_s / \omega) \Delta \omega$ , једначину (27) можемо да пишемо као:

$$\Delta T_e(j\omega) = k_d(\omega) \Delta \omega(j\omega) - j(\omega_0 / \omega) k_s(\omega) \Delta \omega(j\omega), \qquad (28)$$

Сада је јасно да се коефицијенти *k*<sub>d</sub> и *k*<sub>s</sub> могу израчунати као:

$$k_d = \operatorname{Re}\left\{\frac{\Delta T_e(j\omega)}{\Delta \omega(j\omega)}\right\},\tag{29}$$

$$k_{s} = -\frac{\omega}{\omega_{s}} \operatorname{Im} \left\{ \frac{\Delta T_{e}(j\omega)}{\Delta \omega(j\omega)} \right\}.$$
(30)

Изрази (29) и (30) имају велику практичну вредност. Као што ће се видети у наставку текста, на основу њих су предложена практична решења за повећање фактора пригушења електромеханичких осцилација у виду стабилизатора електроенергетског система PSS на бази мерења или естимације брзине  $\Delta \omega$ . Позитивна вредност коефицијента  $k_d$  производи позитиван момент пригушења који је у фази са брзином и доприноси пригушењу осцилација. Стога су за осцилаторну стабилност од интереса учестаности око учестаности осциловања. Такође, позитиван коефицијент  $k_s$  даје позитиван синхронизациони момент који касни  $\pi/2$  за сигналом брзине  $\Delta \omega$ . Да би се обезбедила неосцилаторна и осцилаторна стабилност потребно је да ФФК функције преноса  $\Delta T_e(j\omega)/\Delta\omega(j\omega)$  буде између 0 и  $-\pi/2$  у опсегу учестаности где електромеханичке осцилације могу да настану, од 0,1 до 4 Нг. Како  $k_s$  коефицијент дефинише неосцилаторну стабилност потребно је и да је  $k_s(0) > 0$ .

У сврху евалуације израза (29) и (30) и анализе утицаја побуде (параметри  $K_{EX}$  и  $T_{EX}$ ) на стабилност система може се одредити функција преноса  $\Delta T_e(j\omega)/\Delta\omega(j\omega)$  за  $\Delta T_m = 0$ :

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta \omega} = \frac{\omega_0}{s} \left[ K_1 - \frac{K_2 K_3 (s K_4 T_{EX} + K_4 + K_5 K_{EX})}{s^2 K_3 T_{EX} T_{d0}' + s (T_{EX} + K_3 T_{d0}') + (1 + K_3 K_6 K_{EX})} \right].$$
(31)

Ово ће касније у 3.1.5 бити илустровано примером.

3.1.4. Утицај напонске регулације на стабилност система

Прво ћемо извести функцију преноса G(s) од референце напона статора  $\Delta v_r$  до напона статора  $\Delta v_t$  да би израчунали сопствене вредности а потом симулирали одзив на промену референце.

$$G(s) = \frac{G_{ol}(s)}{1 + G_{ol}(s)}$$
(32)

Функција преноса од сигнала грешке  $\Delta e_t = \Delta v_r - \Delta v_t$  до напона  $\Delta v_t$  једнака је:

$$G_{ol} = K_6 G_p(s) G_e(s) + (K_5 - K_4 K_6 G_p(s)) G_d(s),$$
(33)

где су функције  $G_p(s)$  і  $G_d(s)$  дефинисане на следећи начин:

$$G_p(s) = \frac{K_3}{K_3 T_{d0}' s + 1},$$
(34)

$$G_d(s) = \frac{\Delta \delta(s)}{\Delta e(s)} = -\frac{K_2 G_p(s) G_m(s) G_e(s)}{1 - K_2 K_4 G_p(s) G_m(s)}.$$
(35)

док су функције преноса  $G_m(s)$  и  $G_e(s)$  дефинисане једначинама (15) и (19) респективно. Поред описаног начина испитивања стабилност система преко коефицијената  $k_d$  и  $k_s$ корисно је израчунати сопствене вредности карактеристичне једначине система са Сл. 4 које можемо добити налажењем локације полова преносне функције G(s). Систем је нестабилан ако су модови ротора или контролни мод у десној s - полуравни.

#### 3.1.5. Илустративни примери

Синхрони генератор везан на бесконачну мрежу као на Сл. 4 описан је следећим параметрима:  $S_n = 240$  MVA,  $\cos(\varphi_n) = 0.85$ ,  $V_n = 15$  kV,  $f_n = 50$  Hz,  $x_d = 1.85$ ,  $x_q = 1.8$ ,  $x_d' = 0.38$ ,  $T_{do'} = 6.1$  s, H = 3.65 s, D = 0.001. Реактансе су изражене у релативним јединицама [134]. Еквивалентни параметри мреже се добијају на следећи начин:  $r_e = r_t + r_L = r_t$ ,  $x_e = x_t + x_L$ . Док су параметри блок трансформатора константни  $r_t = 0.006$ ,  $x_t = 0.066$ , параметре мреже, пре свега реактансу мреже  $x_L$ , мењамо у опсегу [0,1 0,5]. Побудни систем је статичког типа и може се описати функцијом  $G_{EX}(s)$  са параметрима  $K_{EX} = 6.15$ и  $T_{EX} = 0.02$  s. Регулатор напона C(s) је PI регулатор у форми:

$$C(s) = G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s}$$
, (36)

са вредностима параметара *К*<sub>*P*</sub> = 6,42 и *K*<sub>*l*</sub> = 0,61 као у [134].

Радна тачка у погонском дијаграму генератора дефинисана је активном и реактивном компонентом струје  $I_{p0}$  и  $I_{q0}$  и напоном на крајевима генератора  $v_{t0}$ . Струје  $I_{p0}$  и  $I_{q0}$  једнаке су активној снази  $P_0$  и реактивној снази  $Q_0$ , респективно када је напон  $v_{t0} = 1$ . Параметри ХФ модела  $K_i$  i = 1...6 се добијају применом једначина (12) за израчунате  $\delta_0$ ,  $E_{q0}$ ,  $E_0$ ,  $i_{d0}$ ,  $i_{q0}$ ,  $e_{d0}$  и  $e_{q0}$  помоћу (13). У свим примерима параметри генератора су исти док ће се параметри регулатора, мреже и оптерећење генератора мењати за потребе конкретне илустрације.

**Пример 1***а* (промена  $x_L$ ). Прво ћемо анализирати утицај реактансе мреже  $x_L$  на стабилност система. Већ је напоменуто да повећање реактансе  $x_L$  неповољно утиче на осцилаторну стабилност. За радну тачку  $I_{p0} = 0,85$ ,  $I_{q0} = 0$ ,  $v_{t0} = 1$  симулирали смо систем за три вредности  $x_L$ . Вредности параметара НF модела, сопствена вредност роторских модова као и вредности  $k_d$  и  $k_s$  за учестаност осциловања (имагинарни део модова ротора) приказане су у Табели 1 за три различите вредности реактансе  $x_L$ . Посебно је издвојена вредност  $k_s$  за нулту учестаност јер она дефинише неосцилаторну стабилност.

Табела 1. Вредности параметара НF модела, сопствена вредност роторских модова као и вредности *k*<sub>d</sub> и *k*<sub>s</sub> за учестаност осциловања.

XL	δ0	E <sub>0</sub>	K <sub>1</sub>	K <sub>2</sub>	<b>K</b> 3	K4	<b>K</b> 5	K <sub>6</sub>	модови ротора	k <sub>d</sub> *	ks*	k <sub>s</sub> (0)
0,1	6,35	1,005	1,5045	1,6846	0,2708	2,4464	-0,0117	0,1748	-0,1812 ± 8,0059i	2,6214	1,4872	1,6173
0,2	70,12	1,020	1,2986	1,4954	0,3053	2,1741	-0,0421	0,2321	-0,0440 ± 7,4382i	0,6401	1,2855	1,5698
0,3	74,71	1,042	1,1335	1,3570	0,3366	1,9748	-0,0762	0,2740	0,1024 ± 6,9745i	-1,5071	1,1296	1,5109

\* Коефицијенти на учестаности модова ротора

На основу графика са Сл. 8 и Сл. 9 где су приказани коефицијенти  $k_d$  и  $k_s$  и њихових вредности за критичне учестаности закључујемо да је систем за  $x_L = 0,3$  нестабилан. Са Сл. 8 се види да је  $k_d < 0$  за свако  $\omega$ . До истог закључка можемо доћи увидом у сопствене вредности карактеристичне једначине система (32). Наиме, роторски модови се налазе у десној s - полуравни. Симулацијом одзива напона генератора за одскочну промену референце добијамо временски дијаграм на Сл. 10, на основу кога се такође може закључити да је систем за  $x_L = 0,3$  нестабилан. Даље, можемо закључити да се динамика система мења у зависности од промене параметара мреже за исту испоручену снагу при истим параметрима регулације на следећи начин:

- Доминантна временска константа контролног мода се смањује са повећањем *x*<sub>L</sub> пре свега због повећања параметра *K*<sub>6</sub>,
- Фактор пригушења роторских модова ζ се смањује са повећањем x<sub>L</sub> јер се смањује коефицијент пригушења k<sub>d</sub> на учестаности осциловања.



#### Коефицијент пригушења ka

Сл. 8. Коефицијенти k<sub>d</sub> за три вредности параметра x<sub>L</sub>.



Сл. 9. Коефицијенти k<sub>s</sub> за три вредности параметра x<sub>L</sub>.



Сл. 10. Одзив напона генератора за одскочну промену референце за три вредности параметра *x*<sub>L</sub>.

**Пример 16 (промена**  $K_{EX}$  и  $T_{EX}$ ). Утицај параметара побудног система на стабилност је анализирана у овом примеру. Позната је констатација из литературе да појава брзих статичких побудних система са великим појачањем негативно утиче на стабилност електроенергетског система [5][8]. У Табели 2 су приказане вредности коефицијената  $k_d$  и  $k_s$  и сопствене вредности роторских модова за различите вредности статичког појачања  $K_{EX}$  и временске константе  $T_{EX}$ . Ефекат промена појачања је приказан на Сл. 11, док је ефекат промене временске константе приказан на Сл. 12. Са слика закључујемо да је стабилност система угрожена повећањем  $K_{EX}$  и смањењем  $T_{EX}$ .
KEX	TEX	модови ротора	<b>k</b> a*	<b>k</b> s*	ks(0)	Стабилност система
6,15	0,02	0,1024 ± 6,9745i	-1,5071	1,1296	1,5109	Нестабилно
3,07	0,02	-0,0446 ± 6,9532i	0,6490	1,1233	1,5109	Стабилно
2,05	0,02	-0,0953 ± 6,9565i	1,3859	1,1239	1,5109	Стабилно
6,15	0,1	0,0499 ± 6,8347i	-0,7240	1,0848	1,5109	Нестабилно
6,15	0,2	-0,0800 ± 6,7997i	1,1232	1,0747	1,5109	Стабилно

Табела 2. Стабилност система у зависности од параметара побуде. Радна тачка је дефинисана за  $I_{p0} = 0,85$ ,  $I_{q0} = 0$ ,  $v_{t0} = 1$ , док је  $x_L = 0,3$ .

\* Коефицијенти на учестаности модова ротора



Сл. 11. Одзив напона генератора за одскочну промену референце за три вредности појачања *K*<sub>EX</sub>.



Сл. 12. Одзив напона генератора за одскочну промену референце за три вредности временске константе *T<sub>EX</sub>*.

**Пример 1ц (промена** *Q***)**. У овом примеру испитаћемо ефекат промене радне тачке остварене пре свега кроз промену реактивне снаге *Q* тј. реактивне компоненте струје  $I_{q0}$ . Сматраћемо да су остале вредности које дефинишу радну тачку непромењене:  $I_{p0} = 0,85$ ,  $v_{t0} = 1.$  За  $x_L = 0,2$ , демонстрираћемо губитак осцилаторне стабилности смањењем вредности *Q* са 0 на -0,2, Сл. 13, Сл. 14 и Сл. 15. Губитак синхронизма услед губитка синхронизационог коефицијента  $k_s$  демонстриран је за  $x_L = 0,1$  и смањењем вредности *Q* са -0,5 на -0,4, Сл. 16, Сл. 17 и Сл. 18. Вредности параметара које дефинишу НF модел и коефицијенти момента за овај случај су приказани у Табели 3. Види се да је у првом случају до нестабилности дошло због губитка осцилаторног момента,  $k_d < 0$ , док је у другом случају дошло је до губитка стационарне стабилности због  $k_s(0) < 0$ .

XL	Q	δ0	K <sub>1</sub>	<b>K</b> <sub>2</sub>	<b>K</b> 3	K4	<b>K</b> 5	<b>K</b> <sub>6</sub>	модови ротора	<i>kd</i> <sup>*</sup>	ks*	<i>ks</i> (0)
0,2	0	70,12	1,2986	1,4954	0,3053	2,1741	-0,0421	0,2321	-0,0440 ± 7,4382i	0,6401	1,2855	1,5698
0,2	-0,2	79,87	1,3540	1,6465	0,3053	2,3968	-0,0716	0,1664	0,0449 ± 7,5968i	-0,6563	1,3408	2,0623
0,1	-0,4	86,52	1,5873	1,9764	0,2708	2,8753	-0,0547	0,0646	-0,0751 ± 8,2183i	1,0939	1,5691	3,2604
0,1	-0,5	85,41	1,6469	2,0047	0,2708	2,9150	0,0514	0,0299	-0,4882 ± 8,4511i	7,0781	1,6429	-1,8055

Табела 3. Илустрација губитка осцилаторне и стационарне стабилности при смањењу реактивне снаге генератора.

\* Коефицијенти на учестаности модова ротора



Сл. 13. Коефицијент пригушења  $k_d$  за две вредности реактивне снаге Q. Негативна вредност  $k_d$  за Q = -0,2 имплицира нестабилност система.



Сл. 14. Синхронизациони коефицијент  $k_s$  за две вредности реактивне снаге Q.



Сл. 15. Одзив система на одскочну промену референце напона за две вредности реактивне снаге *Q*.



Сл. 16. Коефицијент пригушења k<sub>d</sub> за две вредности реактивне снаге Q.



Сл. 17. Синхронизациони коефицијент  $k_s$  за две вредности реактивне снаге Q. Негативна вредност  $k_s(0)$  за Q = -0,5 имплицира нестабилност система.



Сл. 18. Одзив напона генератора на одскочну промену референце.

#### 3.2. Модел напонског регулатора

Напонским регулатором се обично сматра блок са преносном функцијом C(s) са Сл. 2. У модерним дигиталним уређајима блок C(s) је реализован као ПИ или ПИД регулатор. У овој дисертацији предложена је и ПИДД2 структура која је адекватна за побудне системе који се могу моделовати системом вишег реда. У потпоглављу 3.3 видећемо да у случају да побудни систем садржи будилицу, регулатор напона може да садржи и блокове за стабилизацију тј. локалне повратне спреге са припадајућим компензаторима. У сваком случају, главна регулациона петља је затворена преко напона на крајевима генератора  $v_t$ . У поглављу 4 је постављен оптимизациони проблем који респектује параметре робусности и осетљивост на мерни шум док са друге стране максимизује или пропорционално или интегрално појачање. Овакав приступ је потпуно адекватан за примену у побудним системима. Основни захтеви које један регулатор напона треба да испуни:

- ефикасно потискивање поремећаја на мрежи,
- робусност САУ на варијацију параметара модела услед промене радне тачке,
- повећање синхронизационог момента при поремећајима типа кратког споја,
- одговарајући одзив на промену референце,
- потискивање електромеханичких осцилација.

Последњи захтев се остварује PSS функцијом као додатком напонској регулацији.

Ако упоредимо Сл. 41 и Сл. 2 видимо да је процес *P*(*s*) за који су оптимизовани параметри регулатора еквивалентан упрошћеном моделу једног побудног система:

$$P(s) = \frac{K_A}{T_A s + 1} \frac{K_E}{T_E s + 1} \frac{K_G}{T_G s + 1}$$
(37)

где су редом раздвојене динамике појачавача, будилице и генератора. У потпоглављу 3.1, обједињене су динамике енергетског појачавања и будилице у једну функцију преноса  $G_{EX}(s)$  за случај статичког побудног система. Са шеме на Сл. 6, види се да се параметри упрошћеног модела генератора мењају са променом радне тачке и да су једнаки:  $K_G = K_3 K_6$  и  $T_G = K_3 T_{d0}$ '. Јасно је да је оваква представа генератора поједностављена и да узима у обзир само контролни мод генератора. Из претходне анализе HF модела генератора знамо да немоделована динамика која није приказана на Сл. 6 утиче негативно на стабилност система у затвореној спрези. Наиме, у Примеру 16 смо анализирали утицај параметара побудног система на стабилност система. Ефекат промене појачања Кех је исти као и ефекат промене статичког појачања регулатора *C*(*s*). Респектовање само контролног мода и повећавање појачања *K*<sub>EX</sub> при пројектовању довело би до осцилаторне нестабилности проузроковане кретањем осцилаторних модова у овом случају немоделоване динамике, видети Сл. 11. Са друге стране, ако би се уважили осцилаторни модови на начин да се повећа њихов фактор пригушења ограничењем појачања *Кех* тада би смањили пропусни опсег система и брзину реаговања побудног система на поремећаје. Решење за овај проблем је у додатном дејству које се додаје регулатору напона а реализује се помоћу PSS.

#### 3.2.1. Стабилизатор електроенергетског система PSS

На Сл. 7, модел генератора са побудним системом и напонском регулацијом, представили смо упрошћеним моделом где фигуришу само два параметра која зависе од параметара регулатора, коефицијената  $k_d$  и  $k_s$ . У зависности од параметара побудног система електрични момент се распоређује између осцилаторног и пригушног момента. Повећањем коефицијента пригушења  $k_d$  повећавамо пригушни момент  $\Delta T_d$  а тиме и фактор пригушења осцилаторних модова. На Сл. 19 је принципски приказано повећање пригушног момента фиктивним идеалним стабилизатором PSS. Идеални PSS је чисто пропорционално дејство  $k_{PSS}$  које производи додатни момент пропорционалан сигналу брзине  $\Delta \omega$ .



Сл. 19. Принципска шема дејства идеалног PSS.

Јасно је да повратну спрегу са Сл. 19 није могуће реализовати јер немамо директан приступ електричном моменту генератора. Међутим, могуће је креирати додатну промену момента пригушења  $\Delta T_d$ , преко напонске регулације генератора затварањем повратне спреге по мерењу брзине као на Сл. 20. Да би одредили потребну функцију преноса од сигнала брзине до напонске референце  $H_{PSS}(s)$ , потребно је прво израчунати функцију преноса коју је потребно компензовати  $H_{TVr}(s)$ , од референце напона до електричног момента при блокираној динамици ротора ( $\Delta \omega = 0$  и  $\Delta \delta = 0$ ). Ово произилази из принципа суперпозиције где се узрок промене електричног момента може поделити на два дела: промена угла  $\Delta \delta$  и промена напонске референце  $\Delta v_r$ . На Сл. 19 се виде јасно две гране са појачањима  $k_d$  и  $k_{PSS}$  који илуструју овај приступ. Ако узмемо да је побудни систем описан са  $G_{EX}(s)$  из једначине (19) са напонским ПИ регулатором (36) можемо израчунати потребну функцију преноса од тачке A до тачке B са Сл. 20 као:

$$H_{TVr}(s) = \frac{\Delta T_e}{\Delta v_r}\Big|_{\Delta\delta=0} = \frac{K_2 K_3 K_{EX} (K_P s + K_I)}{s^3 K_3 T_{EX} T'_{d0} + s^2 (T_{EX} + K_3 T'_{d0}) + s(1 + K_3 K_6 K_{EX} K_P) + K_3 K_6 K_{EX} K_I}$$
(38)

Сада ако желимо да реализујемо ефекат идеалног PSS, односно ако је циљ произвести чисто пропорционално дејство *k*<sub>PPS</sub> од сигнала брзине до електричног момента мора да важи:

$$H_{PPS}(s)H_{TVr}(s) = k_{PSS}$$
(39)

Иако је једначином (39) функција преноса  $H_{PSS}(s)$  одређена јасно је да она није каузална и да као таква не може бити реализована. Други проблем са реализацијом функције PSS преко  $H_{PSS}(s)$  је чињеница да PSS не би требало да производи реакцију на излазу ако не постоји промена брзине у односу на стационарну вредност. Како је овде промена дефинисана у односу на номиналну брзину  $\Delta \omega = \omega - 1$  свака стационарна вредност брзине различита од номиналне ће произвести константну промену  $\Delta \omega$  и промену излаза из PSS. Предложена форма за PSS је стога:

$$H_{PSS}(s) = \frac{k_{PSS}G_W(s)G_{LP}(s)}{H_{TVr}(s)}$$
(40)

где је *Gw*(*s*) диференцијатор или високопропусни филтар (енг. *washout filter*):

$$G_W(s) = \frac{sT_W}{sT_W + 1},\tag{41}$$



Сл. 20. Модел генератора са затвореним повратним спрегама по напону генератора и брзини ротора.

одређен са временском константом  $T_W$ , чија улога је да елиминише споропроменљиву компоненту брзине, а  $G_{LP}(s)$  нископропусни филтар најмање другог реда који ће да учини да је функција преноса  $H_{PSS}(s)$  каузална. Утицај  $G_W(s)$  и  $G_{LP}(s)$  на појачање и фазу функције преноса  $H_{PSS}(s)$  у опсегу учестаности осциловања ротора треба да је минималан.

На крају практични проблем који се намеће је како подесити појачање  $k_{PSS}$  такво да стабилише систем за све радне тачке. На Сл. 19 се види да је укупни коефицијент пригушења једнак  $k_d + k_{PSS}$ . На учестаности осциловања роторских модова он мора бити већи од нуле за стабилан САУ. Међутим, видели смо из Примера 1 да  $k_d$  може бити негативно при промени параметара мреже  $x_L$ , промени реактивне снаге Q и за одређене параметре  $K_{EX}$  и  $T_{EX}$ . Искуства из праксе сугеришу да је вредност појачања  $k_{PPS}$  у опсегу од 10 до 20 релативних јединица довољна да покрије варијације коефицијента  $k_d$  услед ових промена при фиксним параметрима побуде  $K_{EX}$  и  $T_{EX}$ .

На Сл. 21 је приказан ефекат PSS на стабилност система и утицај промене појачања  $k_{PSS}$ . Параметри генератора су дати у Примеру 1, док је реактанса мреже  $x_L = 0,3$ . Параметри побудног система и напонског регулатора су:  $K_{EX} = 12,3$ ,  $T_{EX} = 0,02$  s,  $K_P = 6,42$  и  $K_I = 0,61$ . Радна тачка је дефинисана са  $P_0 = 0,85$ ,  $Q_0 = 0$ ,  $v_{t0} = 1$ . PSS је дефинисан са (40) и са параметрима диференцијатора  $T_W = 10 \ s$  и нископропусним филтром другог реда у облику:

$$G_{LP}(s) = \frac{1}{(sT_2 + 1)(sT_4 + 1)},$$
(42)

са параметрима  $T_2 = T_4 = 0,01$  *s*. Ефикасност овако реализованог PSS је очигледна увидом у Сл. 21. Осим повољног утицаја на осцилације роторских модова може се закључити још и да PSS има утицај на динамику контролног мода. Свакако без PSS,

пропусни опсег система са напонском регулацијом био би знатно ограничен електромеханичким осцилацијама.



Одскочни одзив – PSS активан

Сл. 21. Ефекат PSS на одзив напона генератора и утицај промене појачања k<sub>PPS</sub>.

3.2.2. Практични PSS и подешавање параметара

Функција преноса *H*<sub>PSS</sub>(*s*) у одељку 3.3.1 је израчуната на основу познатих параметара НF модела. У пракси, ови параметри нису увек познати а њихово евентуално познавање одговара само једној радној тачки система. Међутим, извођење формуле (40) има и практичну вредност јер објашњава принцип рада стабилизатора чији је улаз сигнал девијације брзине. Такође, форма PSS која се може применити у пракси изведена је из (26). Наиме, практични PSS у форми (43) и принцип подешавања параметара који је предложен у раду [135] је задржан и ушао је у IEEE стандард [4] у више варијанти.

$$H_{PSS}(s) = K_S \frac{T_W s}{T_W s + 1} \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \frac{T_3 s + 1}{T_4 s + 1} G_{FILT}(s)$$
(43)

У (43), временске константе  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  и  $T_4$  дефинишу два диференцијална компензатора (енг. *phase lead compensation*) чија улога је да поништи кашњење које уноси побудни систем односно функција преноса  $H_{TVr}(s)$ . Треба приметити да појачање стабилизатора  $K_s$  није исто као појачање  $k_{PSS}$ . Функција  $G_{FILT}(s)$  треба да потисне високофреквентни шум и/или торзионе осцилације из дејства стабилизатора. Стабилизатор (43) је познат као PSS1A по IEEE стандарду.

Да би подесили параметре  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  и  $T_4$  неопходно је познавање ФФК функције  $H_{TVr}(j\omega)$ . Како не постоји могућност директног мерење електричног момента, до ФФК функције преноса од тачке А до тачке В са Сл. 20 при блокираној динамици ротора морамо доћи посредним путем. Како важи:

$$H_{TVr}(s)\Big|_{\Delta\omega=0} = \frac{K_2}{K_6} \frac{\Delta v_t(s)}{\Delta v_r(s)}\Big|_{\Delta\omega=0}, \qquad (44)$$

закључујемо да је функција преноса *H*<sub>TVr</sub>(s) пропорционална са функцијом напонске регулације са Сл. 6 када је блокирана динамика ротора. Ако се утицај ротора тј.

промена угла електричног система на контролни мод може занемарити, мерење ΦΦК функције преноса *H*<sub>TVr</sub>(*j*ω) се може урадити посредно, мерењем ΦΦК функције преноса Δν<sub>t</sub>/Δν<sub>r</sub> када је генератор везан на мрежу. Оправданост ове апроксимације смо показали линеарном анализом и цртањем Бодеових карактеристика за оба случаја, Сл. 22.



Сл. 22. Бодеови дијаграми за функције  $\Delta v_t / \Delta v_r$  са и без блокиране динамике ротора. Параметри мреже и побуде при симулацији су  $x_L = 0,3$ ,  $K_{EX} = 12,3, T_{EX} = 0,02$  s,  $K_P = 6,42$ и  $K_I = 0,61$ . Радна тачка је дефинисана са  $P_0 = 0,5$ ,  $Q_0 = 0$ ,  $v_{t0} = 1$ .

Да би снимили карактеристике са Сл. 22 потребно је да систем буде стабилан у радној тачки за коју се карактеристике одређују. Стога је активна снага смањена на 0,5 при генерисању дијаграма на Сл. 22. За активну снагу 0,85 систем је нестабилан, видети Сл. 21. У случају да су параметри НF модела познати фреквенцијске карактеристике је могуће добити линеарном анализом у симулационом пакету као што је Simulink. У случају да параметре система не познајемо тражену преносну функцију можемо снимити експериментално, инјектирањем тест сигнала на напонску референцу и синхронизованим снимањем тест сигнала и трофазног напона генератора [136]. Прорачун преносне функције се заснива на анализи у фреквенцијском домену и примени FFT алгоритма. Тест сигнал може бити бели шум, скуп простопериодичних функција у опсегу учестаности од интереса или периодична псеудослучајна бинарна секвенца, видети потпоглавље 7.3.

После снимања фреквенцијских карактеристика потребно је одредити временске константе  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  и  $T_4$  тако да ФФК функције преноса  $\Delta v_t / \Delta v_r$  буде равна у опсегу учестаности од 0,1 до 4 Hz [137]. На Сл. 23 су приказане фреквенцијске карактеристике за случај без PSS, са једним компензатором (параметри  $T_1$  и  $T_2$  су активни) и са два компензатора (параметри  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  и  $T_4$  су активни). Ради прегледности графика блокирана је динамика ротора при симулацијама линеарног система за  $P_0 = 0,5$ ,  $Q_0 = 0$ ,  $v_{t0} = 1$ . Ручно подешене временске константе су:  $T_1 = 0,2$  s,  $T_2 = 0,01$  s,  $T_3 = 0,05$  s и  $T_4 =$ 0,015 s. Како ручно подешавање параметара захтева одређену вештину постоје покушаји да се процес аутоматизује односно да се оптимизационе методе примене за подешавање параметара PSS [138], [139].



Сл. 23. Ефекат диференцијалних компензатора на обликовање ФФК.

После подешавања диференцијалних чланова потребно је одредити појачање PSS. На Сл. 24 приказан је одскочни одзив напона генератора при различитим вредностима појачања  $K_S$ . Временска константа диференцијатора  $T_W$  је 10 s док филтер  $G_{FILT}(s)$  није коришћен.



Одскочни одзив – ефекат PSS

Сл. 24. Ефекат PSS са параметрима  $T_1 = 0,2$  s,  $T_2 = 0,01$  s,  $T_3 = 0,05$  s,  $T_4 = 0,015$  s и  $T_W = 10$  s, за три различите вредности појачања  $K_s$ .

Стабилизатор подешен на овакав начин је робустан на варијацију параметара услед промене радне тачке. Компензација ФФК неће бити идеална за све режиме али ће увек постојати компонента пригушног момента која је додата у систем преко PSS повратне спреге и на тај начин ће се омогућити пригушење недовољно пригушених роторских модова или стабилизација модова који су нестабилни. Увидом у брзине одзива са Сл. 24 може се закључити да PSS утиче на динамику контролног мода на начин да успорава напонски одзив. Међутим, треба нагласити да је PSS омогућио да се параметри примарне напонске регулације коригују да би се убрзао одзив на промену референце и одзив на поремећаје што није било могуће без активног PSS.

Додавањем нових диференцијалних компензатора у структуру PSS (43) омогућује се боље обликовање ФФК у ширем опсегу учестаности. На тај начин PSS се може учинити ефектним и у више-машинским системима у присуству других типова електромеханичких осцилација као што су међуподручне осцилације (енг. *interarea oscillations*).

Поред динамичких аспеката где се са PSS повећава осцилаторна стабилност, улогу PSS треба схватити као средство за проширење ограничења снаге која може бити испоручена [140]. Ово је последица пре свега нелинеарности система. Наиме, пригушење осцилација је све мање како се снага која се испоручује мрежи повећава, поготово у случају слабе мреже. Дакле, побудни систем са активном PSS функцијом може да обезбеди генератору да испоручи већу снагу.

Са друге стране, PSS поправља стабилност у околини устаљеног стања (енг. *small system stability*) али не доприноси стабилности при великим поремећајима (енг. *transient stability*). Чак се може закључити да активан PSS смањује синхронизациони момент који је неопходан да би се унапредила транзијентна стабилност у току и непосредно после великог поремећаја. Режим форсирања побуде, режим у коме се не врши регулација него се задаје максимално могући напон побуде служи да унапреди транзијенту стабилност. Док је активно форсирање у току треба привремено забранити дејство PSS да не би дошло до превременог обарања побуде у циљу смањења осцилација које ће настати после поремећаја. Такође из истог разлога треба подесити ограничења на излаз из PSS.

#### 3.2.3. Двоканални тип стабилизатора PSS2B

Поред електромеханичких осцилација које су последица спреге једног генератора и система (локани модови), односно међусобне спреге више генератора преко вода [141] (међуподручни модови, енг. *inter-tie mode* или *inter-area mode*) присутне су и торзионе осцилације [140]. Порекло ових осцилација су торзионе силе које делују на вратило турбине и генератора. Оне се обично јављају на учестаностима изнад 7 Нг. Повећавање ових осцилација неадекватном напонском регулацијом односно PSS дејством може довести чак и до пуцања вратила турбине. Стога PSS мора бити пројектован и подешен тако да не повећа овај тип осцилација. Међуподручне електромеханичке осцилације могу се очекивати у опсегу од 0,1 до 0,8 Hz док су локалне осцилације обично присутне на нешто вишим учестаностима од 0,5 до 2,5 Hz.

Једноканални стабилизатор PSS1A из (43) са сигналом брзине као улазом не потискује торзионе осцилације. Из тог разлога често је неопходно у филтерску секцију уградити торзиони филтар који треба да у довољној мери потисне компоненте торзионих осцилација а да при томе не унесе кашњење у опсег електромеханичких осцилација. Један од разлога зашто се уместо брзине као улаза понекад узима електрична снага је зато што су торзионе компоненте тада инхерентно потиснуте. Други разлог је тај што се електрична снага  $P_e$  лако мери. Механичку снагу није лако израчунати стога се при естимацији брзине, на који се примењује фазна компензација као у (85), промена механичка снага занемарује. Тада је естимирана промена брзине једнака:

$$\Delta \omega' = -\frac{1}{2H} \int \Delta P_e dt \tag{45}$$

41

Очигледан недостатак оваквог естиматора је што ће свака промена механичке снаге  $\Delta P_m$  произвести нежељени излаз стабилизатора а тиме и промену напона на крајевима генератора. Мање очигледан разлог је тај што се компензација може остварити само за један тип електромеханичких осцилација [140]. Наиме, могућ је сценарио у коме постоји варијација брзине која није последица варијације електричне снаге. Тада естиматор из (45) није адекватан и PSS неће реаговати на овај тип осцилација. Решење за ове недостатке је стабилизатор чији је улаз интеграл снаге убрзања (енг. *integral-of-accelerating stabilizer*). Снага убрзања  $P_a$  једнака је разлици механичке снаге  $P_m$  и електричне снаге  $P_e$ . Преко једначине ротора из (14) али дефинисану преко снага уместо момената, добијамо да је девијација брзине једнака:

$$\Delta \omega = \frac{1}{2H} \int (\Delta P_m - \Delta P_e) dt$$
(46)

Процену механичке снаге можемо добити из исте једначине кретања ротора. Како се механичка снага споро мења лако се може филтрирати нископропусним филтром G(s) и на тај начин потиснути торзионе компоненте. Естиматор промене механичке снаге  $\Delta P_m$  је:

$$\Delta P_m' = G(s)(2Hs\Delta\omega + \Delta P_e). \tag{47}$$

Ако у једначину (46) уместо промене механичке снаге  $\Delta P_m$  уврстимо естимирану вредност из (47) добијамо естимирану вредност девијације брзине:

$$\Delta\omega'(s) = \left(\Delta\omega(s) + \frac{\Delta P_e(s)}{2Hs}\right) G(s) - \frac{\Delta P_e(s)}{2Hs},\tag{48}$$

која за разлику од мерене вредности  $\Delta \omega$  има потиснуте компоненте спектра торзионих осцилација. Уместо мерења  $\Delta \omega$  као улаз у PSS често се узима сигнал фреквенције *f* израчунат из напона генератора. Како сигнали брзине и фреквенције нису једнаки у транзијентима због пада напона на реактанси статора, уместо сигнала *f* може се користити и компензована фреквенција *f* која представља кориговану фреквенцију *f* респектујући пад напона на реактанси у *q*-оси *X*<sub>*q*</sub> [140].

Једна данас широко прихваћена структура стабилизатора која примењује описани принцип естимације девијације брзине је двоканални стабилизатор PSS2B чија је осетљивост на торзионе осцилације смањена [142]. Како је овај тип PSS *de-facto* стандард на западу, IEEE Power & Energy Society је публиковао документ који се тиче пројектовања, имплементације, тестирања и пуштања у рад PSS2B стабилизатора и осталих његових модификација [140]. PSS2B је такође део INTROL регулатора побуде производње Института Никола Тесла. Блок шема стабилизатора PSS2B приказана је на Сл. 25.



#### Сл. 25. Блок шема стабилизатора PSS2B. Шема се може поделити у две функционалне целине: естиматор брзине (горе) и фазни компензатор (доле).

Пре него што се реализује једначина (48) потребно је елиминисати споропроменљиве компоненте из сигнала  $\Delta \omega$  и  $\Delta P_e$  помоћу диференцијатора. По два диференцијална члана се налазе у свакој грани стабилизатора са Сл. 25. Временске константе  $T_{W1}$ ,  $T_{W2}$ ,  $T_{W3}$ ,  $T_{W4}$  и  $T_7$  су једнаке и у даљој анализи износе  $T_W = 10$  s. Члан  $\Delta P_e(s)/2Hs$  из једначине (90) је добијен на следећи начин:

$$\frac{\Delta P_e(s)}{2Hs} = \left(\frac{sT_W}{1+sT_W}\right)^2 \frac{1}{2Hs} P_e = \frac{sT_{W3}}{1+sT_{W3}} \frac{K_{S2}}{1+sT_7} P_e$$
(49)

Упоређивањем једначине (49) и Сл. 25 закључујемо да је други диференцијатор у другој грани сувишан и да га у реализацији треба изоставити. Да би се израчунао параметар  $K_{S2}$  потребно је познавање константе инерције генератора H (укључујући и турбину) јер је  $K_{S2} = T_W / (2H)$ .

Члан  $\Delta \omega$  из (90) је израчунат као:

$$\Delta \omega = \left(\frac{sT_W}{1+sT_W}\right)^2 (\omega - 1) \tag{50}$$

Упоређивањем једначине (50) и Сл. 25 закључујемо да је члан  $1/(1+sT_6)$  сувишан и стога треба подесити временску константу  $T_6$  на нулу. Јасно је да је за реализацију једначине (48) потребно поставити  $K_{S3} = 1$ . Да би се обезбедило да PSS2B реагује и на споропроменљиве осцилације, изнад 0,1 Нz и да диференцијатори не уносе веће предњачење фазе у опсегу споропроменљивих међуподручних осцилација неопходно је да временска константа  $T_W$  буде релативно велика,  $T_W \ge 10$  s [143]. Међутим, уз

велику константу  $T_W$  и велики степен промене механичке снаге у јединици времена (енг. *ramp rate*) постојаће промена на излазу из PSS иако у овом сценарију PSS не би требао да реагује јер није у питању електромеханичка осцилација. Када се механичка снага мења по рампи или као одскочна функција излаз из PSS би требало да се минимално промени. Решење за овај недостатак обичног филтра нископропусника учестаности чији је примарни задатак да филтрира торзионе компоненте из спектра механичке снаге је примена такозваног рамп-трекинг филтра (енг. ramp-tracking filter). Да би филтар *G*(*s*) са Сл. 25 имао нулту грешку праћења одскочног одзива и рампе, а ограничену вредност грешке праћења параболе, потребно је да важи *T*<sub>8</sub> = *M*\**T*<sub>9</sub>. Најчешћи избор коефицијената рамп-трекинг филтра је: *M* = 5, *N* = 1, *T*<sub>8</sub> = 0,5 s, *T*<sub>9</sub> = 0,1 s [140]. Овакав филтар обезбеђује слабљење од 40 dB на учестаности од 7 Hz.

Због шире слике, треба напоменути да постоје и други типови двоканалних стабилизатора који су показали добре перформансе у пракси. Један до њих је свакако и мултибенд (eng. multiband) стабилизатор PSS4B [4]. Он такође као улазе има брзину ротора и електричну снагу, али принцип подешавања параметара је различит у односу на PSS2B. Улазне величине су израчунате преко електричних величина генератора, напона и струја статора. На основу два начина естимације брзине, у различитим деловима спектра (један преко мерења брзине, други преко електричне снаге као што је то описано у овом поглављу) формирају се помоћу пропусника опсега учестаности опсези, где сваки од опсега одговара одређеном типу осцилација (споре - глобалне осцилације система, средње - међуподручне осцилације и високе – локалне осцилације). Сваки пропусник опсега је формиран од симетричних lead-lag филтара распоређених у две гране. Три централне учестаности ових опсега и три појачања која одговарају одређеном типу осцилације су параметри овог стабилизатора. Подешавање параметара за сваки опсег посебно, пружа велику флексибилност при пуштању стабилизатора у рад. Такође овај тип стабилизатора има добро избалансиране фреквенцијске карактеристике: на ниским учестаностима, испод фреквенција где се најспорије осцилације могу наћи, не уноси непотребно предњачење фазе, док на високим учестаностима има ограничено појачање што повећава отпорност система на мерни шум. [144].

#### 3.3. Модели будилице и појачавача

Систематизација побудних система није лак задатак из разлога што постоји на десетине различитих топологија [4], [145]. Ипак, постоји потреба за поједностављењем и унификацијом модела из стандарда [146]. У овом поглављу представљене су четири топологије на које могу да се сведу већина данас оперативних побудних система. У малом броју случајева, стање постојеће опреме и ограничени буџет захтевају оригинална решења која се не могу свести на овде представљене топологије [22], [25].

У моделима побудних система који ће се представити у овом поглављу искључиво се јављају ПИ регулатори са или без диференцијалних чланова. У стручној литератури и стандардима постоје и други начини компензације односно унапређења динамике напонске регулације побудног система [8], [147], [148]. Како су сви нови регулатори дигиталног типа реализовани на микропроцесору, не постоји препрека у имплементацији управљачких структура вишег реда као што је ПИД или ПИДД2 контролери. Фокус у овој дисертацији је искључиво на таквим структурама јер представљају *de-facto* данас доминантан приступ. Једна од техника обликовања фреквенцијских карактеристика система којим се управља је помоћу диференцијалног компензатора у повратној спрези по напону побуде. Како се сличан ефекат може постићи и диференцијалним чланом у директној грани регулатора ова додатна спрега се може изоставити. Где постоји друга сврха локалних повратних спрега по напону побуде или струји побуде као што је повећање робусности на варијацију параметара система, линеаризација повратном спрегом или локална стабилизација будилице оне ће бити задржане у управљачкој структури [147], [148].

3.3.1. Модел будилице једносмерне струје (DC)

Мали број нових генератора је опремљен овим типом побуде али се често дешава да се приликом реконструкције побудног система замени само управљање (управљачка електроника и енергетски степен) а да се задржи будилица чији је модел приказан структурним блок дијаграмом на Сл. 26.



# Сл. 26. Структурни блок дијаграм модела DC будилице [4]. *E<sub>FE</sub>* је напон побуде будилице, сигнал *V<sub>FE</sub>* је пропорционалан струји побуде будилице док је *E<sub>FD</sub>* напон побуде генератора.

Овакав тип побуде често ради у шантовској самопобудној конфигурацији где се део напона са излаза будилице преко отпорника (реостата) враћа на побудни намотај будилице. Колики се напон враћа одређује позиција реостата и ово је моделовано појачањем  $K_E$ . Ако је  $K_E = 1$  сав управљачки напон  $E_{FE}$  треба да обезбеди регулатор напона преко енергетског степена. Углавном,  $K_E$  има фиксну вредност мању од 1 тако да део енергије за побуду будилице обезбеђује управљачка електроника а део се враћа са излаза будилице. Преко нелинеарне функције  $S_E$  се моделује и засићење DC машине и ефекат оптерећења. Како оптерећење расте статичко појачање будилице  $1/[K_E + S_E(E_{FD})E_{FD}]$  опада као и еквивалентна временска константа  $T_E / [K_E + S_E(E_{FD})E_{FD}]$ .

Имајући у виду ознаке типова и конфигурације из стандарда [4], дигитални регулатор напона са статичким типом појачавача који напаја DC тип будилице може да се моделује као DC4B или као AC8C уз одређена занемарења.

Регулатор напона може да буде ПИ, ПИД или ПИДД2 са стабилизационом повратном спрегом по напону побуде. У случају да регулатор у директној грани садржи диференцијално дејство, стабилизација преко напона побуде није неопходна и тада је *K*<sub>*F*</sub> = 0, видети Сл. 27.



Сл. 27. ПИД регулатор побуде са појачавачем и DC типом будилице.

#### 3.3.2. Модел будилице наизменичне струје (AC)

Код овог типа побудних система, једносмерно напајање побудног намотаја генератора обезбеђује се машином за наизменичну струју односно алтернатором и статичким или обртним трофазним исправљачем. За разлику од DC типа побуде, овде је демагнетизација будилице због ефекта оптерећења значајна и моделује се помоћу струје побуде генератора *I*<sub>FD</sub>. Слично као и код модела синхроног генератора константа демагнетизације *K*<sub>D</sub> зависи од реактансе алтернатора. Сигнал *V*<sub>FE</sub> је пропорционалан струји побуде будилице. Нелинеарном функцијом *S*<sub>E</sub> моделовано је засићење будилице [4]. Структурни блок дијаграм модела АС будилице приказан је на Сл. 28 и саставни је део модела АС побуде на Сл. 30 и Сл. 31.

Пад напона на трофазном исправљачу може да буде знатан и зависи од напона  $V_{E}$ , струје  $I_{FD}$  и коефицијента  $K_C$  којим се моделује утицај комутационе реактансе. Пад напона на контролисаном или неконтролисаном исправљачу описује се регулационом кривом као на Сл. 29. За мале вредности параметра  $K_C$  исправљач ради у моду 1 који се може описати аналитички као  $F_{EX}$  = 1-0.577 $I_N$ .

Овде су издвојена два модела који се разликују пре свега по начину регулације. Модел приказан структурним блок дијаграмом на Сл. 30 садржи само напонску петљу, а стабилизациона петља је потребна само ако диференцијално дејство у ПИД регулатору није активно. Са друге стране управљање на Сл. 31 реализовано као каскада: унутрашња петља користи ПИ регулатор и затворена је углавном по струји побуде будилице док спољашња напонска петља користи ПИД регулатор. Преко прекидача SW<sub>2</sub> бира се сигнал преко кога се затвара унутрашња повратна спрега. Ако је доступно мерење напона побуде, када је исправљач на излазу алтернатора статички, могуће је затворити и напонску повратну спрегу. У *brushless* системима који се могу представити са оба модела користи се струја побуде будилице за унутрашњу петљу. Локалну петљу треба подесити тако да се кашњење будилице вишеструко смањи, а потом се ПИД напонски регулатор подешава као што је то описано у потпоглављу 4.2.



Сл. 28. Структурни блок дијаграм модела АС будилице. *E<sub>FE</sub>* је напон побуде будилице, сигнал *V<sub>FE</sub>* је пропорционалан струји побуде будилице док су *E<sub>FD</sub>* и *I<sub>FD</sub>* напон и струја побуде генератора.



Сл. 29. Регулациона карактеристика трофазног исправљача  $F_{EX} = f(I_N)$ .



Сл. 30. АС тип 1. Напонски ПИД регулатор у директној грани и стабилизациона локална повратна спрега по струји побуде будилице.



Сл. 31. АС тип 2. Каскадна структура регулације.

#### 3.3.3. Модел статичког побудног система

Статички тип побудног система не садржи обртне делове, а енергетски степен је углавном контролисани тиристорски исправљач. На Сл. 32 приказан је модел статичког побудног система који је настао као комбинација више модела из стандарда [4], [149]. Напонски регулатор је ПИ или ПИД контролер док унутрашња петља може бити напонска (SW<sub>2</sub> = B) или струјна (SW<sub>2</sub> = A) чији се динамички одзив подешава преко посебног ПИ регулатора. Струјна петља се реализује када се од побудног система захтева да поседује резервну регулацију која постаје активна у случају губитка мерења напона генератора. Ако је струјна регулација активна у режиму регулације напона генератора тада имамо каскадну регулацију. Локална петља се затвара преко напона побуде *E*<sub>FD</sub> ако постоји потреба да се линеаризује преносна карактеристика исправљача као и да се смањи утицај варијације напона на изводима генератора на регулацију у случају самопобудне конфигурације.

У случају каскадне регулације потребно је прво подесити ПИ регулатор локалне повратне спреге. Потом, напонски регулатор који се подешава процедуром описаном у потпоглављу 4.2.



#### Сл. 32. Статички тип побудног система са каскадном регулацијом.

#### 3.4. Модел енергетског степена

У моделима побудних система из потпоглавља 3.3 појачавач је приказан као функција преноса првог реда са појачањем *K*<sub>A</sub> и временском константом *T*<sub>A</sub>, Сл. 33. Излаз овог степена је ограничен са вредностима *V*<sub>RMAX</sub> и *V*<sub>RMIN</sub>.



Сл. 33. Преносна функција појачавача.

Иако су се као појачавачи у побудним системима користили машински, електронски и магнетни појачавачи ограничићемо се на полупроводничке појачаваче контролисане микропроцесорским уређајем: тиристорски трофазни исправљач (Сл. 34) и DC-DC претварач (излазни степен са Сл. 35) [145], [150]. Оба претварача се могу представити моделом са Сл. 33. Како параметри *K*<sub>A</sub> и *T*<sub>A</sub> зависе и од начина управљања претварачем представићемо принцип рада основних топологија у модерним побудним системима.



Сл. 34. Тиристорски мост као енергетски појачавач.



Сл. 35. Транзисторски претварач.

#### 3.4.1. Тиристорски исправљач

Када је потребно обезбедити већу струју побуде, углавном већу од 30 А, енергетски степен је трофазни тиристорски исправљач. Тиристорски мост је напајан преко побудног трансформатора који је димензионисан тако да се задовољи пројектовани плафонски напон побудног система. Плафонски напон треба да буде довољан да се омогући пројектовани коефицијент форсирања побуде и да се постигну добре динамичке перформансе система на мрежи. Да би се постигао струјни коефицијент форсирања  $k_{FS} = 2$ , однос максималне струје и номиналне струје побуде потребно је обезбедити већи напонски коефицијент форсирања  $k_{FV}$  (на пример 2.5). Ако је за дати генератор однос номиналне струје побуде и струје побуде која је потребна да би се постигао номинални напон генератора у празном ходу  $k_{PH}$  можемо израчунати потребно појачање  $K_A = k_{FS} \ge k_{PH}$ а тиме и димензионисати побудни трансформатора, може се израчунати појачање моста као:

$$K_A = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_S}{E_{FD0}}$$
(51)

где је  $U_S$  ефективна вредност линијског напона секундара побудног трансформатора а *EFDO* напон побуде у празном ходу који потребан за номинални напон генератора [149]. Уобичајене вредности параметра  $K_A$  за статичку побуду су између 5 и 7. Треба имати у виду да се у стандарду могу срести много веће вредности за параметар  $K_A$  али се он односи на други тип регулације односно тада не постоји други елемент у моделу (као што је ПИД регулатор) помоћу кога би се постигло потребно појачање у директној грани. За побуде са будилицом вредности  $K_A$  варирају у занатом ширем опсегу. Тада тиристорски исправљач обезбеђује струју побуде будилици која је вишеструко мања од струје побуде генератора и горња граница за  $K_A$  није ограничена термичким капацитетима и ценом опреме побудног система, односно напонским и струјним капацитетима роторског кола синхроне машине. Даље, како је потребно обезбедити и динамичке перформансе система који има додатно кашњење кроз будилице потребно је обезбедити већа појачања и опсеге напона на излазу из енергетског степена.

Преносна карактеристика тиристорског моста је нелинеарна и може се изразити на следећи начин:

$$y = K_A \sin\left(\frac{\pi}{2}u\right),\tag{52}$$

50

где је управљачки сигнал *и* генерисан из дигиталног регулатора. Карактеристика појачавача се лако може линеаризовати ако се модификује управљачки сигнал применом *arcsin* функције на следећи начин:

$$u = \frac{2}{\pi} \arcsin\left(u'\right) \tag{53}$$

где је сигнал *u*' излаз из напонског регулатора у опсегу [-0.866 1]. Ограничење са доње стране је постављено строже од теоријске границе -1 из разлога да се елиминише утицај начина генерисања импулса за контролу тиристора, пре свега дужине импулса, на исправан рад исправљача.

Због доминантно индуктивне импедансе побудног трансформатора из којег се напаја мост процес комутације између тиристора има коначно трајање што се манифестује као пад напона на излазу из моста [150]. Овај пад напона расте са порастом оптерећења моста. Такође, утицај комутационе импедансе који се може моделовати са коефицијентом  $K_{C1}$  је представљен на Сл. 36. За мало  $K_{C1}$  регулациона карактеристика контролисаног исправљача је једнака  $F_{EX1} = 1-0.577I_{N1}$ .

У случају транзисторског претварача који ће бити описан у следећем поглављу треба ставити да је  $K_{C1} = 0$ . Контролисани тиристорски исправљач може бити напајан из независног извора или са извода генератора преко побудног трансформатора. Са прекидачем SW<sub>1</sub> се бира да ли је у питању независно напајање енергетског степена или је оно напајано преко напајања које зависи од напона генератора (самопобудна конфигурација).



### Сл. 36. Модел контролисаног исправљача са моделованим падом напона услед коначног комутационог интервала.

Временска константа *Т*<sup>*A*</sup> зависи од начина формирања импулса, учестаности напона напајања моста као и од дигиталне реализације напонског регулатора. Захтеви у вези брзине реаговања побуде односно времена достизања плафонског напона када се он претходно налази на номиналној вредности одређују максимално кашњења коју појачавач сме да унесе. Уобичајени захтев је да ово кашњење треба да буде мање од 10 ms када се мост отвара до плафонске вредности напона. Тиристорски мост је нелинеаран елемент и кашњење које он уноси када се мост отвара и затвара није исто. Ово је илустровано на Сл. 37 где је приказана динамика отварања и затварања моста за пуни опсег управљачког сигнала.



Сл. 37. Одзив напона и струје моста са индуктивним оптерећењем на промену угла паљења: 0 → π → 0.

За потребе линеарне анализе мост је моделован као линеарни елемент. За мале промене угла овај модел добро осликава понашање тиристорског моста. Минимално време за које се може променити угао односно управљачки сигнал је  $T_{GCL} = T_S / 6$  где је  $T_S$  периода напона напајања мостова. У зависности од реализације логике за управљање моста (енг. *gate control logic*), ажурирање управљања је могуће и са периодом  $T_{GCL}$  од  $T_S / 3$ ,  $T_S / 2$  или  $T_S$ . Како у тренуцима унутар периоде  $T_{GCL}$  није могуће применити нову вредност угла, тиристорски мост се може моделовати као коло задршке нултог реда ZOH (енг. *zero-order hold*) са функцијом преноса:

$$G_{TM} = K_A \frac{1 - e^{sT_{GCL}}}{sT_{GCL}}$$
(54)

Познато је да ZOH коло уноси кашњење у систем управљања од  $T_{GCL} / 2$  тако да се ZOH за ниже учестаности може моделовати са  $e^{-sT_{GCL}/2}$ . Међутим, како је модел моста потребно представити као рационалну функцију, као на Сл. 33, у интересу је израчунати параметар  $T_A$ . Како су методе пројектовања у овој дисертацији базиране на фреквенцијским методама,  $T_A$  је одређен на начин да је кашњење на ниским учестаностима функције преноса (54) и преносне функције са Сл. 33 исто. Примењујући овај критеријум добијамо да је:  $T_A = T_{GLC} / 2$ . За  $T_S = 20$  ms и  $T_{GLC} = 3.33$  ms, добијамо да је  $T_A \approx 1.7$  ms.

У случају дигиталне реализације напонске и струјне регулације, потребно је моделовати и дигитално кашњење  $T_D$  потребно за прорачун управљања (енг. *processing delay*) и аналогно-дигиталну конверзију (eng. *sampling delay*). Иако логика за управљање моста не ограничава минимално  $T_D$  најчешће се дигитално управљање

реализује тако да је  $T_D = T_{GLC}$ . Ако кашњење  $T_D$  додамо моделу тиристорског моста добијамо следећи функцију преноса:

$$G_{TM} = K_A \frac{e^{-sT_{GCL}}}{1 + sT_{GCL}/2},$$
(55)

коју можемо представити Бодеовом апроксимацијом на следећи начин:

$$G_{TM} = \frac{K_A}{1 + sT_A}$$
(56)

где је доминантна временска константа  $T_A$  је једнака  $3T_{GLC}$  / 2. У литератури није уобичајено да се трофазни тиристорки мост моделује као ZOH коло. Међутим, у суштини он заиста представља елемент који задржава вредност на излазу дигиталног блока између тренутака у којима се мења вредност управљачког одбирка [150]. Временска константа  $T_A$  може се разумети и одредити на начин описан у овом поглављу.

#### 3.4.2. Транзисторски претварач

У случају DC-DC претварача, најчешће се срећу топологије у којима претварач ради у једном, два или четири квадранта [150]. Поред топологије са Сл. 35, овде ће бити представљена и топологија која ради у два квадранта (енг. *two-quadrant chopper*) и то у првом и четвртом, Сл. 38. Наиме, пожељно је да претварач има могућност инвертовања због бржег растерећења генератора. Са друге стране излазна струја претварача је и струја побудног кола генератора или будилице, и у неким варијантама побудног система са будилицом је потребно обезбедити да је струја будилице позитивна односно да је *I* > 0, видети Сл. 38.



Сл. 38. DC-DC претварач који раду у првом и четвртом квадранту (I > 0).

Управљање излазним напоном претварача врши се помоћу импулсно-ширинске модулације (енг. *pulse width modulation* - PWM). PWM сигнал преко драјверског кола формира импулсе за транзисторе (IGBT или MOSFET) Q1 и Q2. Када транзистори не воде, једносмерну струју *I* преузимају диоде D1 и D2. Зависност једносмерне вредности излазног напона од индекса испуњености PWM сигнала *D* је линеарна јер важи релација:

$$V = uV_{DC} = (2D - 1)V_{DC}$$
(57)

где се индекс испуњености *D* мења у границама [0 1], док се управљачки сигнал *и* налази између -1 и 1. Динамика успостављања струје *I* зависи од параметара побудног

кола односно индуктивности и отпорности побудног намотаја. На Сл. 39 је приказан одзив излазне струје и напона када се мења индекс *D* на следећи начин:

- у тренутку *t* = 0 s *D* се мења са 0,5 на 0,8;
- у тренутку *t* = 0,1 s *D* се мења са 0,8 на 0,2;
- у тренутку *t* = 0,11 s струја *I* и напон *V* постају нула.



Сл. 39. Побуђивање и растерећење побудног намотаја са параметрима L = 20 mH и  $R = 1 \Omega$ . Учестаност PWM сигнала је 1 kHz. Напон једносмерног напајања  $V_{DC}$  је 20 V.

На Сл. 40 приказани су исти сигнали увећани око тренутка *t* = 0,1 s.

Добро је познато да се РШМ модулатор може моделовати као ZOH коло [151], [152], [153]:

$$G_{ZOH} = \frac{1 - e^{sT_{PWM}}}{sT_{PWM}},$$
(58)

где је *Т*<sub>РWM</sub> периода РWM сигнала. Ако се томе дода и дигитално кашњење *T*<sub>D</sub> које је последица дигиталног управљања добијамо функцију преноса транзисторског претварача:

$$G_{TP}(s) = \frac{V(s)}{u(s)} = \frac{V_{DC}}{V_{PH}} \frac{e^{-sT_D}}{1 + sT_{PWM}/2}$$
(59)



Сл. 40. Излазна струја и напон при промени индекса испуњености D.

Напон  $V_{PH}$  је напон који је потребан да би се генератор побудио на номиналну вредност када је у празном ходу. Кашњење  $T_D$  зависи од реализације дигиталног управљања. Како је  $T_D$  вишеструко мање од временске константе побудног кола (Сл. 40), реализација РWM модулатора није критична и у овој дисертацији сматраће се да дигитално управљање уноси кашњење од једне периоде,  $T_D = T_{PWM}$ , па је коначни модел претварача:

$$G_{TP}(s) = \frac{K_A}{1 + sT_A},\tag{60}$$

где је  $T_A = 3T_{PWM} / 2$ , док је појачање у релативним јединицама  $K_A$  једнако  $V_{DC} / V_{PH}$ .

### 4. Поставка оптимизационог проблема

#### 4.1. Функције осетљивости и робусност

Четири функције преноса, познате и као функције осетљивости (у литератури на енглеском језику познате су као *gang-of-four*), описују како систем са Сл. 41 реагује на варијацију параметара процеса (робусност), поремећај на улазу процеса *d*, промену референце *r* и шум мерења *n* [112].



Сл. 41. Блок шема система управљања у затвореној повратној спрези са регулатором *С* и процесом *Р*. Филтар *R* обликује одзив на референцу.

Типичан облик функција осетљивости је приказан на Сл. 42. Функције осетљивости *S* и комплементарна функција осетљивости *T* дефинишу робусност система на варијацију параметара процеса у затвореној спрези [154, Ch. 4.6].



Сл. 42. Типичан изглед функција осетљивости са регулатором типа ПИ, ПИД и ПИДД2.

Максималним вредностима ових функција *M<sub>s</sub>* и *M<sub>p</sub>* респективно, може се квантификовати мера робусности на следећи начин:

$$\left|S(j\omega)\right| \le M_s, \left|T(j\omega)\right| \le M_p, \forall \omega \ge 0.$$
(61)

Ова ограничења спречавају да Никвистова крива отвореног преноса  $C(j\omega)P(j\omega)$  пресеца  $M_s$  и  $M_p$  кругове, такозвана ограничења круга. Мање вредности за  $M_s$  и  $M_p$ 

одговарају већим круговима и тиме се постиже већа робусност система јер се тиме Никвистова крива држи даље од критичне тачке (-j, 0) која дефинише границу стабилности. Маргина стабилности  $s_m$  је дефинисана реципрочном вредности  $M_s$ :  $s_m = 1/M_s$ . За мање вредности  $M_s$  систем поседује већу резерву стабилности док за мање вредности  $M_p$  систем је мање осетљив на варијацију параметара процеса.

#### 4.1.1. Одзив на поремећај

Одзив на поремећај је дефинисан са функцијом осетљивости оптерећења (енг. *load sensitivity function*) која дефинише одзив система *у* на промену оптерећења *d*:

$$G_{yd}(s) = \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)} = P(s)S(s)$$
(62)

Овде ћемо дефинисати и функцију осетљивости S (енг. sensitivity function) као:

$$S(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)},$$
(63)

јер је она садржана у функцији  $G_{yd}(s)$ . Како поремећај доминантно садржи ниске учестаности у свом спектру да би ефикасније умањили ефекат поремећаја на излаз система потребно је обезбедити да функција осетљивости *S* има мала појачања (|*S*(*j* $\omega$ )| < 1) за ниске учестаности. У случају регулатора са интегралним дејством појачање регулатора за ниске учестаности је велико стога стоји апроксимација:

$$G_{yd}(s) \approx \frac{1}{C(s)} \approx \frac{s}{k_i}$$
(64)

Може се закључити да одзив на поремећај доминантно зависи од интегралног дејства и потребно га је учинити што већим да би се поремећај ефикасно потиснуо. Од интереса је израчунати интеграл одзива сигнала грешке на јединичну одскочну промену поремећаја d(s) = 1 / s. Ако претпоставимо да је вредност референце у том тренутку нула (r = 0) тада је одзив грешке e(s) на поремећај d(s) дефинисан функцијом преноса  $G_{ed}(s)$  па је:

$$e(s) = G_{ed}(s)\frac{1}{s} = -G_{yd}(s)\frac{1}{s}.$$
(65)

Вредност интеграла грешке и тренутку t је  $i_e(t) = \int_0^t e(\tau) d\tau$ . У Лапласовом домену

интеграл грешке је једнак  $I_e(s) = \frac{1}{s}e(s)$ . Укупан интеграл грешке  $IE_d$  се добија за  $i_e(\infty)$  и једнак је:

$$IE_{d} = i_{e}(\infty) = \lim_{s \to 0} sI_{e}(s) = \lim_{s \to 0} e(s) = -\frac{1}{k_{i}}$$
(66)

Интеграл грешке на јединичну одскочну промену зависи само од интегралног дејства регулатора и стога вредност *IE*<sub>d</sub> се често користи као индекс перформанси регулације и као критеријумска функција у алгоритмима оптимизације.

Најосетљивије су компоненте спектра на учестаностима око којих функција *S* достиже свој максимум *M*<sub>s</sub>. На основу теореме о Бодеовом интегралу функцију *S* није могуће обликовати без извесних ограничења: ако се магнитуде компоненти спектра на ниским учестаностима потисну повећањем интегралног дејства регулатора, магнитуде компоненти на средњим учестаности ће да порасту [154][155]. Овај ефекат

је познат као ефекат воденог кревета (енг. *water-bad effect*). Слична разматрања важе и за комплементарну функцију осетљивости (енг. *complementary sensitivity function*) дефинисану на следећи начин:

$$T(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)}$$
(67)

која је уједно и функција спрегнутог преноса система. Ако је обликујемо на начин да смањимо магнитуде на високим учестаностима да би смањили утицај немоделоване динамике на перформансе система магнитуде око максималне вредности ће да порасту и тиме ће се смањити робусност на варијацију параметара процеса. Треба имати у виду да је S + T = 1. То је разлог зашто није могуће учинити S i T малим на истим учестаностима.

Претходно наведена разматрања показују да постоје опречни захтеви које регулатор треба да испуни а који се решавају налажењем компромиса између задатих параметара робусности и перформанси. За неку вредност интегралног дејства максималне вредности амплитуда  $M_s = \max_{\omega} |S(j\omega)|$  и  $M_p = \max_{\omega} |T(j\omega)|$  ће досегнути задате вредности  $M_s^*$  и/или  $M_p^*$ . За одређен сет параметара регулатора и конкретних вредности  $M_s^*$  и  $M_p^*$  могу биту активна оба ограничења или само једно од њих стога се ограничења обично исказују неједнакостима. За добру робусност система на варијацију параметра процеса потребно је да вредности за  $M_s$  буду у интервалу [1,3 2] док вредности за  $M_p$  не би требале да пређу 1,5 [87].

#### 4.1.2. Осетљивост на мерни шум

До сада је било речи о понашању система на ниским и средњим учестаностима. Да би се обликовале функције осетљивости потребно је утврдити понашање система и на високим учестаностима на којима се очекује да се већина спектралних компоненти шума налази. Осетљивост на мерни шум је важан индекс перформанси САУ јер је потребно контролисати ниво шума на излазу регулатора као и активност управљачког сигнала услед промене референце или присуства поремећаја. Функција осетљивости на шум (енг. *noise sensitivity function*) се дефинише на следећи начин:

$$G_{un}(s) = -\frac{C(s)}{1 + P(s)C(s)} = -C(s)S(s) = -\frac{T(s)}{P(s)}.$$
(68)

Осетљивост на мерни шум *M<sub>n</sub>* је индекс перформанси јер директно утиче на пропусни опсег система у затвореној спрези и дефинише се на следећи начин:

$$M_{n} = \max_{\omega} |G_{un}(j\omega)| \approx \lim_{\omega \to \infty} |-C(j\omega)S(j\omega)| \approx \lim_{\omega \to \infty} |-C(j\omega)| = M_{n\infty}$$
(69)

Ова релација је очигледна ако се зна да *S* тежи 1 за велико  $\omega$  и ако се претпостави да функција  $|G_{un}|$  нема осцилаторни изглед. Мања осетљивост на шум  $M_n$  значи и мањи пропусни опсег система у затвореној спрези. Регулатор са диференцијалним дејством је осетљив на присуство шума мерења који доминантно садржи високе учестаности. Уобичајени начин да се смањи осетљивост на шум је уграђивање филтра ниских учестаности у структуру регулатора. Поред тога, филтери  $G_{f1}$  и  $G_{f2}$  из (1) и (2) обезбеђују да су функције преноса  $C_1$  и  $C_2$  каузалне и да је појачање на високим учестаностима  $k_{\infty}$  коначно. За случај ПИД, појачање  $M_{n\infty}$  је једнако  $|k_d|/T_f$ , док је у случају ПИДД2 то  $M_{n\infty} = 2|k_{D2}|/T_f^2$ . За стабилне процесе може се сматрати да је релација  $M_n = M_{n\infty}$  задовољена. Компромис између осетљивости на шум и пропусног опсега система се дефинише избором параметра  $M_n$  и као ограничење типа једнакости улази у оптимизациони програм (П1).

4.1.3. Одзив на референцу

Функција преноса  $G_{sp}(s)$  дефинише одзив излазног сигнала y(t) на промену сигнала референце r(s) на следећи начин:

$$G_{sp}(s) = R(s) \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)},$$
(70)

где је R(s) префилтар референце. Подешавањем параметара ПИД регулатора само у односу на одзив на поремећај, може довести до прекомерног прескока у одзиву на референцу. Резонантни врх функције  $|G_{sp}(j\omega)|$  снажно утиче на прекорачење у одзиву на одскочну промену референце и може се смањити ако је услов  $M_{sp} < M_p$  задовољен. Максимум модула преносне функције  $G_{sp}(j\omega)$  је дат са:

$$M_{sp} = \max_{\omega} \left| G_{sp}(j\omega) \right|$$
(71)

За ПИД регулатор филтар референце има облик:

$$R(s) = \frac{cT_iT_ds^2 + bT_is + 1}{T_iT_ds^2 + T_is + 1},$$
(72)

док је за ПИДД2:

$$R(s) = \frac{dT_i T_{d2} s^3 + cT_i T_d s^2 + bT_i s + 1}{T_i T_{d2} s^3 + T_i T_d s^2 + T_i s + 1}.$$
(73)

Параметри *b*, *c* і *d* се налазе у опсегу [0 1]. Временске константе из (72) и (73) су дефинисане са:  $T_i = k_p / k_i$ ,  $T_d = k_d / k_p$  и  $T_{d2} = k_{d2} / k_p$ . Филтар референце за 2DOF ПИД регулатор биће подешен оригиналном процедуром која је описана у 4.2.6. Ипак, за ПИДД2 регулатора, усвојена је структура са Сл. 43 која редукује број слободних параметара и нуди много практичније решење за независно подешавање одзива на референцу и одзива на поремећај [94] у поређењу са структуром регулатора са Сл. 41 и префилтром *R* из (73). Очигледно, слична структура са Сл. 43 је примењива и на ПИД регулатор. Потребно је изоставити члан  $k_{d2}s^2G_f(s)$  из повратне гране. Диференцијална дејства се налазе у повратној грани тако да не учествују у формирању одзива на поремећај непромењен. Међутим, често постоји потреба да се одзив на референцу убрза што се постиже додатним параметром  $k_r$  који је једнак  $bk_p$ . Параметар *b* има другачије значење у једначинама (72) и (73).



## Сл. 43. Структура 2DOF ПИДД2 регулатора предложена у [94]. У случају ПИД регулатора изоставља се члан $k_{d2}s^2G_f(s)$ из повратне гране.

#### 4.2. ПИД регулатор

У почетку се разматра и анализира идеалан ПИД регулатор у облику:

$$C(s) = \frac{k_i + sk_p + s^2k_d}{s}.$$
(74)

Филтер шума који је саставни део четворопараметарског ПИД контролера може се прикључити процесу пре него што се спроведу анализе на идеалном ПИД тако да већина резултата и закључака изведених за идеални ПИД важе и за друге форме ПИД регулатора. Када је то од интереса, пре свега при увођењу *M*<sup>n</sup> ограничења у оптимизациони проблем, разматраће се ПИД у облику (1).

#### 4.2.1. Критеријумска функција

У овој дисертацији при пројектовању регулатора фокус је на потискивању поремећаја и индекс перформанси који се узима као мера квалитета регулације је интегрална апсолутна грешка одзива на поремећај *IAEd*. Индекс *IAEd* је дефинисан као интеграл сигнала апсолутне грешке *е* на јединичну одскочну промену поремећаја *d*, видети Сл. 41. Прорачун *IAE*<sub>d</sub> је временски захтеван. Непрецизност нумеричког рачуна  $IAE_d$  може проузроковати неуспех метода оптимизације које користе информацију о градијенту критеријумске функције f(x). Обезбеђивање тачног градијента уместо коначних разлика може решити овај проблем [121]. Међутим, коришћење интегралне грешке *IE*<sup>*d*</sup> као критеријумске функције је рачунски ефикасније, прецизније и омогућава графичку интерпретацију проблема и карактеризацију решења, пошто је f  $= 1 / k_i$  за контролере који садрже интегрално дејство. Да би се искористио пуни потенцијал такве једноставне функције *f* неопходно је увести додатна ограничења [110]. Наиме, за осцилаторне одзиве грешке *е, IE*<sup>*d*</sup> може да има малу вредност иако је очигледно да је такав одзив непожељан. На пример за гранично стабилан систем одзив грешке *е* има облик осцилаторне функције а  $IE_d$  је тада једнак нули док је  $IAE_d = \infty$ . Са друге стране за апериодичан одзив сигнала *е* важи да је  $IE_d = IAE_d$ . Овим разматрањем се даље закључује да је за стабилан систем потребно да је  $k_i > 0$ . Ако је систем довољно пригушен, што се постиже избором ζ > 0,7, постоји велика корелација између индекса  $IE_d$  и  $IAE_d$ . Ограничење фактора пригушења нула регулатора  $\zeta$  је већ разматрано за случај ПИД [105], [109]. У наставку ће бити показано да је исто ограничење довољно и ефикасно у случају регулатора са изводом другог реда као што је ПИДД2.

Стога, ограничења која је потребно додати програму (П2) ако је  $f = 1 / k_i$  су:

$$\zeta = \zeta^* , \tag{75}$$

$$k_i \ge 0. \tag{76}$$

4.2.2. *М*<sub>s</sub> ограничење

Проблем оптимизације познат као *M*<sub>s</sub> ограничење захтева да је максимална вредност модула функције осетљивости *S* дефинисан са:

$$M_s = \max_{\omega} \left| S(j\omega) \right| = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1 + C(j\omega)P(j\omega)} \right|.$$
(77)

мањи од задате вредности *M*<sub>s</sub>\*. При томе се критеријумска функција бира тако да ограничење постане активно односно да се задовољи једнакост из ограничења у бар у једној тачки. Један пример таквог оптимизационог проблема је:

$$\min_{k_p,k_i,k_d} \left(\frac{1}{k_i}\right)$$

$$M_s(k_p,k_i,k_d) \le M_s^*,$$
(П2)

Претпоставља се да је једнакост из ограничења (П2) задовољена за најмање једну учестаност  $\omega$  [155]. У интересу одређивања допустивог скупа (енг. *feasible domain*) у простору појачања параметара ( $k_p$ ,  $k_i$ ,  $k_d$ ) заменићемо ограничење из (П2) следећим условом:

$$F(\omega, k_i, k_p, k_d, M_s^*) \ge 0, \tag{78}$$

који важи за сваку учестаност ω. Функција *F* је дефинисана са:

$$F(\omega, k_i, k_p, k_d, M_s^*) = \left| 1 + C(j\omega) P(j\omega) \right|^2 - 1/M_s^{*2}.$$
(79)

За одређену учестаност  $\omega$  и фиксно  $k_d$ , решење једначине  $F(\omega, k_i, k_p, k_d, M_s^*) = 0$  је елипса у  $(k_i, k_p)$  равни [106], [114]. Тачке изван елипсе задовољавају услов (78). За фреквенције из опсега  $[0 +\infty)$  и њима одговарајуће елипсе дефинишу границе допустивог скупа у простору појачања које задовољавају  $M_s$  ограничење. Тачке на граници таквог домена представљају скуп једнакости (енг. *equality constraint set*). За илустрацију узета је функција преноса процеса из [30]:

$$P_0 = \frac{e^{-1.5s}}{(s+1)^3}$$
(80)

На Сл. 44 приказана су два скупа елипсастих кривих за фреквенције  $\omega$  од 0,1 до 1,5 rad/s која одговарају различитим вредностима диференцијалног појачања  $k_d$ . На први поглед је очигледно да је скуп решења неконвексан у равни ( $k_i$ ,  $k_p$ ) јер се састоји од два раздвојена домена, испод и изнад скупа елипси. Решења која дају стабилан контролер су тачке у скупу испод  $S_i$ . За случај  $k_d^1 = 0,5$ , домен  $S_1$  је ограничен глатком кривом која има свој максимум. За случај  $k_d^2 = 1$ , омотач домена  $S_2$  није глатка функција која има прекидне изводе у односу на параметре контролера  $k_p$  и  $k_i$ , јер се максимум  $k_i$  налази у углу. Тачка на омотачу где се достиже највећа вредност појачања  $k_i$  задовољава ограничење за две фреквенције. Из овог разлога, методе које користе парцијалне изводе, представљене у радовима [28], [29], [108] нису ефикасне за одређене процесе чији скуп једнакости може да има углове.

Конструисањем домена  $S_i$  за различите вредности  $k_d^i$  и одређивањем тачке ( $k_i^i, k_p^i$ ) за сваки домен где појачање  $k_i^i$  достиже свој максимум можемо пронаћи оптимално решење  $x = (k_i, k_p, k_d)$  за (П2). Овај графички приступ који генерише елипсе и црта домене  $S_i$  може бити временски захтеван, али овде пре свега служи да илуструје потешкоће у вези са коришћењем метода оптимизације засноване на градијенту. Алтернатива графичком приступу је метода представљена у [114], која одређује скуп једнакости дефинисан следећим скупом једначина:

$$F = 0 \tag{81}$$

користећи итеративни алгоритам за рачунање трајекторије решења (енг. *path-following algorithm*). Алгоритам захтева много рачунског времена јер је потребно рачунати путање за различите вредности *k*<sub>d</sub>.



Сл. 44. Скуп елипсоидних кривих у равни параметара који дефинишу скуп једнакости за *M*<sub>s</sub>-ограничење за две вредности диференцијалног појачања *k*<sub>d</sub>.

Максимална вредност  $k_i$  која задовољава  $M_s$  ограничења постоји за одређено  $k_d$  које у великој мери зависи од процеса P(s) и чији опсег вредности за претрагу није унапред познат. Неки оптимизациони алгоритми погодни за решавање проблема  $M_s$  ограничења захтевају допустиву почетну тачку [126]. Још један недостатак овог приступа који максимизира  $k_i$  у односу на задату вредност  $M_s$  је резултујући контролер који има претерано осцилаторни одзив на поремећај. Додатно ограничење (82) решава овај проблем, видети такође [105], [109]. Фиксирањем фактора пригушења нула контролера  $\zeta$  можемо индиректно ограничити вредност  $k_d$  јер важи релација:

$$k_d = \frac{k_p^2}{4\zeta^2 k_i}.$$
(82)

Анализа како се систем понаша за различите вредности фактора пригушења нула  $\zeta$  може се извести слично онима приказаним на Сл. 44. Као што се може закључити са Сл. 45, ограничавањем фактора пригушења  $\zeta$  на 0,8 избегавају се углови око максималног  $k_i$ . Стога и функција  $|S(j\omega)|$  има јединствен максимум, видети Сл. 46, што омогућава примену једноставних метода за претрагу оптималних параметара. Такође ово ограничење обезбеђује да је интегрална апсолутна грешка  $IAE_d$  веома блиска интегралној грешци  $IE_d$ . Ово је разлог зашто индекс перформанси  $IE_d$  треба комбиновати са додатним ограничењем као што је фиксирање фактора пригушења нула контролера  $\zeta$ . Ипак, фиксни фактор пригушења  $\zeta$  не може гарантовати да је домен S без углова за сваки процес P(s). Ово је илустровано примером у одељку 4.3.2. Ако

домен *S* не поседује углове могуће је наћи оптималне параметре које задовољавају *M*<sub>s</sub> ограничења решавањем система нелинеарних алгебарских једначина:

$$F(\omega, k_p, k_i) = 0$$

$$\frac{\partial F(\omega, k_p, k_i)}{\partial \omega} = 0$$

$$\frac{\partial F(\omega, k_p, k_i)}{\partial k_p} = 0$$
(83)

Сл. 45. Скуп елипсастих кривих у равни параметара који дефинишу скуп једнакости за *M*<sub>s</sub> ограничење за две вредности фактора ζ.

#### 4.2.3. *М*<sub>*p*</sub> ограничење

Проблем оптимизације дефинисан  $M_s$  ограничењем у одељку 4.2.2 може се допунити додатним ограничењем типа неједнакости у погледу максималне вредности модула комплементарне функције осетљивости  $M_p = \max_{\omega} |T(j\omega)| = \max_{\omega} \left| \frac{C(j\omega)P(j\omega)}{1 + C(j\omega)P(j\omega)} \right|$  на следећи начин:

$$M_p(k_p,k_i,k_d) \le M_p^* \,. \tag{84}$$

Ограничење (26) се може редефинисати условом  $\Phi(\omega, k_i, k_p, k_d, M_p^*) \ge 0$  који важи за све фреквенције  $\omega$ , где је функција  $\Phi$  дефинисана са:

$$\Phi(\omega, k_i, k_p, k_d, M_p^*) = \left| C(j\omega) P(j\omega) + \frac{M_p^{*2}}{M_p^{*2} - 1} \right|^2 - \left( \frac{M_p^*}{M_p^{*2} - 1} \right)^2.$$
(85)

Слично скупу једнакости за  $M_s$  ограничење конструисаном у  $(k_i, k_p)$  равни за фиксно  $k_d$ , скуп једнакости  $M_p$  ограничења се може одредити: 1) графичким приступом - цртањем елипсастих кривих које задовољавају  $\Phi(\omega, k_i, k_p, k_d, M_p^*) = 0$ , или 2) аналитичким приступом - решавањем следећег скупа једначина:

$$\Phi = 0$$

$$\frac{d\Phi}{d\omega} = 0$$
(86)

Обвојница скупа једнакости *M<sub>p</sub>* ограничења за одређено *k<sub>d</sub>* заокружује домен *D<sub>i</sub>*.



Сл. 46. АФК функције осетљивости *S* (а) и Никвистове криве (б) за две вредности фактора *ζ*.

Сменом (82) и решавањем система нелинеарних алгебарских једначина:

$$\Phi(\omega, k_p, k_i) = 0$$

$$\frac{\partial \Phi(\omega, k_p, k_i)}{\partial \omega} = 0$$

$$\frac{\partial \Phi(\omega, k_p, k_i)}{\partial k_p} = 0$$
,
(87)

можемо наћи оптималне параметре који задовољавају *М*<sub>p</sub> ограничење.

Пошто решење оптимизационог проблема, дефинисаног са (П2) + (84), треба да задовољи два ограничења, допустиви скуп у  $k_i$ - $k_p$  равни се добија пресеком домена  $S_i$  и  $D_i$ .

#### 4.2.4. Комбиновано *M<sub>s</sub>* и *M<sub>p</sub>* ограничење

Проблем оптимизације је постављен на начин да се постигне компромис између перформанси и робусности. Ако постоји компромис, бар једна од једнакости из (П2) + (84) ће бити активна. За  $M_s^* = M_p^* > 1,3, M_s$  једнакост је најчешће активна [107]. Међутим, не зна се унапред које ограничење ће бити активно тако да оптимизације са ограничењима типа неједнакости резултују бољим решењима од оних које користе само једнакости. Са друге стране, оптимизациони проблем са једнакостима је лакше решити стога је од интереса наћи решење следећег проблема:

$$\min_{k_p,k_i} \left( \frac{1}{k_i} \right) 
M_s(k_p,k_i,k_d) = M_s^* 
M_p(k_p,k_i,k_d) \le M_p^* 
k_d = \frac{k_p^2}{4\zeta^2 k_i} .$$
(II3)

Оригинално решење овог проблема предложено у [29], користи чињеницу да постоји велика корелација између максималне осетљивости  $M_p$  и фактора пригушења нула регулатора  $\zeta$ . За мање вредности фактора  $\zeta$  систем је мање робустан и добијају се веће вредности индекса робусности  $M_p$ . Ово је илустровано за функцију преноса  $P_1$  из (88), која одговара регулацији напона побудним системом који се најчешће среће као илустративни пример у радовима који приказују алгоритме за оптимално подешавање параметара напонског регулатора.

$$P_1(s) = \frac{10}{(s+1)(0,4s+1)(0,1s+1)}$$
(88)

У поглављу 3 детаљно је моделован побудни систем где се показује да је систем описан са *P*<sub>1</sub> сувише упрошћен. Ипак, анализама спроведеним на овом примеру могу се извући закључци и развити алгоритми који су генерално применљиви не само на побудне систем него на стабилне процесе уопште.

На Сл. 47, где је приказан и утицај индекса  $M_n$  на корелацију између индекса робусности  $M_p$  и фактора  $\zeta$ . Види се да је за мање вредности индекса  $M_n$  већи утицај фактора  $\zeta$  на вредности максималне осетљивости  $M_p$ . Обично се захтева да вредност параметра  $M_p$  буде мања од 1,5 што се лако може остварити за конкретни процес. Међутим да би остварили  $M_p < 1,3$  за свако  $M_n$  потребно је повећати фактор  $\zeta$  на 0,9. Са Сл. 48 се види да се оптимално решење, када параметри регулатора који дају минимално *IAE*<sub>d</sub> за задато  $M_s$ , добија за  $\zeta = 0,8$ . На основу претходног разматрања, могуће је дефинисати итеративну процедуру која проналази параметре регулатора који задовољавају  $M_s$  ограничење и/или  $M_p$  ограничење. Детаљи алгоритма ће бити приказани у поглављу 5.


Сл. 47. Зависност индекса робусности *M<sub>p</sub>* од индекса перформанси *M<sub>n</sub>* и фактора пригушења нула регулатора ζ за процес *P*<sub>1</sub>.



Сл. 48. Крива *IAE* у зависности од фактора ζ са које се одређује оптимална вредност фактора ζ за процес *P*<sub>1</sub>.

4.2.5. *М*<sub>n</sub> ограничење

У одељку 4.1.2 је истакнута важност ограничења осетљивости на мерни шум употребном филтра шума у структури регулатора (1) и (2). Осетљивост на мерни шум је дефинисана једним параметром, појачањем функције преноса на високим учестаностима. Увођењем апроксимације  $M_n \approx M_{n\infty}$ , и имајући у виду да појачање  $M_{n\infty}$  зависи само од параметара регулатора,  $M_n$  ограничење је лако увести у оптимизациони проблем тако да коначно добијамо програм:

$$\begin{split} \min_{k_p,k_i} \left(\frac{1}{k_i}\right) \\ M_s(k_p,k_i,k_d,T_f) &= M_s^* \\ M_p(k_p,k_i,k_d,T_f) &\leq M_p^* \\ k_d &= \frac{k_p^2}{4\zeta^2 k_i} \\ T_f &= \frac{|k_d|}{M_n^*} \end{split}$$
(II4)

Док за избор параметара  $M_s^*$  и  $M_p^*$  постоје јасне препоруке [87], избор вредности индекса  $M_n^*$  није тривијалан јер он зависи од параметара процеса. У сврху добрих перформанси од интереса је да  $M_n^*$  буде што веће, видети Сл. 49.



Сл. 49. *IAE*<sub>d</sub> у зависности од осетљивости на мерни шум *M*<sup>\*</sup><sub>n</sub> за различите факторе пригушења нула регулатора *ζ* за процес *P*<sub>1</sub>.

Са друге стране велико  $M_n$  значи и велико појачање шума као и велику активност управљачког сигнала као одговор на поремећај на излазу система. Овако супротстављени захтеви воде до закључка да постоји компромис тј. оптимални избор  $M_n$  ако се постави одговарајући критеријум. На Сл. 49, се види да индекс *IAE*<sub>d</sub> у почетку нагло пада како  $M_n$  расте али да после неке критичне вредности брзина опадања нагло се смањује при даљем порасту $M_n$ . Стога се може закључити да постоји економична вредност за  $M_n$  после које се не исплати повећавати осетљивост на шум. Као оптимална вредност за овај конкретан процес је узета вредност  $M_n = 15$  која се налази у колену кривих са Сл. 49. После избора  $M_n$  односно жељеног  $M_n^*$  вредност временске константе филтра је дефинисана са  $T_f = |k_d|/M_n^*$ . После смена вредности за  $k_d$  и  $T_f$  из (П4) добијамо форму за реални ПИД регулатор:

$$C_{1}(s) = \frac{\frac{k_{p}^{2}}{4\zeta^{*2}k_{i}}s^{2} + sk_{p} + k_{i}}{s\left(\frac{k_{p}^{2}}{4\zeta^{*2}k_{i}M_{n}^{*}}s + 1\right)}.$$
(89)

за који алгоритми у одељку 5.1.1 проналазе оптималне параметре. За процес  $P_1$  и жељене параметре робусности  $M_s^* = 1,6$ ,  $M_p^* \le 1,5$ ,  $M_n^* = 15$  и  $\zeta = 0,8$  добијамо параметре регулатора (89) решавајући (П4) у једној итерацији јер је  $M_p \le 1,5$ .

$M_s = 1,6; M_n = 15$	ζ	M <sub>p</sub>	<i>k</i> <sub>p</sub>	k <sub>i</sub>	<b>k</b> <sub>d</sub>	T <sub>f</sub> [s]	ω <sub>bw</sub> [rad/s]	IAE <sub>sp</sub>	IAE <sub>d</sub>
<i>max_ki</i> PID	0,8	1,48	1,0699	1,9593	0,2282	0,0152	8,9923	0,3584	0,5946

Табела 4. Параметри индекси перформанси оптималног ПИД (31) за процес Р<sub>1</sub>.

\*IAE<sub>sp</sub> је индекс перформанси одзива на референцу док је IAE<sub>d</sub> индекс перформанси одзива на поремећај.

Интегрални индекс перформанси *IAE*<sub>d</sub> који је посредно минимизован, добија се интеграцијом грешке *e*(*t*) одзива на одскочну промену поремећаја *d*(*t*) која је приказана на Сл. 50(лево). Решавањем (П4) директно је минимизована вредност 1/*ki* и ова метода је позната као *max\_ki*.



Сл. 50. Одзив на поремећај (лево) и одзив на референцу (десно) оптималног ПИД регулатора са параметрима из Табеле 4. оптимизованим за побудни систем описан са функцијом преноса Р<sub>1</sub>.

### 4.2.6. Обликовање одзива на референцу

Усваја се услов да нуле филтра R(s) дате са (14) имају исти фактор пригушења као његови полови, што даје однос  $c = b^2$ . Смањењем параметара b почевши од 1 ка 0, вредност  $M_{sp}$  опада и постаје нижа од вредности осетљивости  $M_p$ .

Метода којом се решава параметар *b* је слична методи којом се проналази параметри ПИД регулатора. Одговарајући систем једначина је дефинисан са:

$$\frac{H(\omega,b)=0}{\partial \omega} = 0,$$
(90)

где је функција Н дефинисана са:

$$H(\omega,b) = \left|\frac{R(j\omega)L(j\omega)}{1+L(j\omega)}\right|^2 - M_{sp}^{*2}$$
(91)

Решавањем система једначина (90) уважавајући релацију  $c = b^2$  добијамо параметре филтра *R*. На Сл. 51 приказане су АФК функције преноса  $G_{sp}(s)$  за три сета вредности параметара *b* и *c* који одговарају жељеним вредностима параметра  $M_{sp}^*$ . Одзиви на јединичну промену референце *r* приказани су на Сл. 52 показује да се на овај начин може контролисано смањити прескок.



Сл. 51. АФК функције преноса *G<sub>sp</sub>(s)* за три различита филтра *R* пројектована за три вредности параметра *M<sub>sp</sub>\**. Параметри ПИД регулатора су из Табеле 4.



Сл. 52. Одзиви на одскочну промену референце за три различита филтра *R* пројектована за три вредности параметра *M<sub>sp</sub>*<sup>\*</sup>. Параметри ПИД регулатора су из Табеле 4.

Други начин да се обликује одзив на референцу је примена структуре регулатора са Сл. 43. Са слободним параметром  $k_r$  из опсега [0  $k_p$ ] можемо да убрзамо одзив на референцу који за  $k_r = 0$  може да буде преспор.

Функција преноса од сигнала референце *r* до излаза *у* је:

$$W(s) = \frac{P(s)Z(s)}{1 + P(s)C(s)},$$
(92)

69

где је функција преноса *Z*(*s*) једнака:

$$Z(s) = \frac{k_r s + k_i}{s}$$
(93)

На Сл. 53 приказани су одзиви на промену референце за три различите вредности параметра *k*<sub>r</sub>. При томе, одзив на поремећај је исти и изгледа као на Сл. 50(лево).



Сл. 53. Одзив на референцу за три вредности параметра k<sub>r</sub> за оптимални регулатор из Табеле 4 пројектован за процес P<sub>1</sub>.

# 4.3. ПИДД2 регулатор

Поред ПИДД2 регулатора у форми (2) где су непознати параметри  $x = (k_i, k_p, k_d, a, T_f)$ , корисно је ПИДД2 представити и у другом простору параметара где је један од непознатих параметара интегрално појачање  $k_l$  на следећи начин:

$$C_{2}(s) = \frac{k_{I} + sk_{P} + s^{2}k_{D} + s^{3}k_{D2}}{s}G_{f2}(s)$$
  
=  $\frac{k_{D2}(s+a)(s^{2} + 2\zeta\omega_{n}s + \omega_{n}^{2})}{s}G_{f2}(s)$ , (94)

где је  $\omega_n = \sqrt{k_I / (k_{D2}a)}$ . Сада је регулатор представљен у простору параметара (a,  $k_I$ ,  $k_{D2}$ ,  $\zeta$ ,  $T_f$ ) који је погодан за развој методе базиран на решавању система нелинеарних алгебарских једначина као и за графичке методе решавања јер је један од непознатих параметара истовремено и реципрочна вредност критеријумске функције  $f = 1/k_I = 1/k_i a$ . Временска константа  $T_f$  филтра шума  $G_{f2}$  је једнака  $\sqrt{2|k_{D2}|/M_n^*}$ . Сада можемо да формулишемо оптимизациони проблем за ПИДД2 регулатор који треба да задовољи  $M_s$ ,  $M_p$  и  $M_n$  ограничења:

$$\min_{a,k_{I},k_{D2}} \left( \frac{1}{k_{I}} \right) 
M_{s}(a,k_{I},k_{D2},\xi,T_{f}) = M_{s}^{*} 
M_{p}(a,k_{I},k_{D2},\xi,T_{f}) \leq M_{p}^{*} 
T_{f} = \sqrt{\frac{2|k_{d}|}{M_{n}^{*}}} .$$
(II5)

#### 4.3.1. М<sub>s</sub> ограничење

Генерално  $M_s$  ограничење  $M_s(a,k_I,k_{D2},\xi,T_f) \le M_s^*$  се може представити захтевом:

$$F_2(\omega, a, k_I, k_{D2}, \xi, T_f, M_s^*) \ge 0,$$
(95)

који важи за све учестаности ω, где је функција *F*<sub>2</sub> дефинисана на следећи начин:

$$F_{2}(\omega, a, k_{I}, k_{D2}, \xi, T_{f}, M_{s}^{*}) = \left|1 + C_{2}(j\omega)P(j\omega)\right|^{2} - 1/M_{s}^{*2}.$$
(96)

За одређену учестаност  $\omega$  и фиксне вредности  $\zeta$  и  $T_f$  решење једначине је затворена површина у 3D простору (a,  $k_l$ ,  $k_{D2}$ ) која дели тај простор на два потпростора. Тачке изван домена који ограничава скуп површина задовољавају услов (95). За фреквенције из опсега [0 + $\infty$ ) и њима одговарајуће површине дефинишу границе допустивог скупа у простору појачања које задовољавају  $M_s$  ограничење. Тачке на граници таквог домена представљају скуп једнакости који је дефинисан следећим системом једначина:

$$F_2 = 0$$

$$\frac{\partial F_2}{\partial \omega} = 0$$
(98)

У сврху графичке илустрације, скуп једнакости  $M_s$  ограничења је конструисан на начин да је израчунато решење система (97) за сваки пар (a,  $k_{D2}$ ) из унапред формиране мреже параметара [ $a \ge k_{d2}$ ] (енг. *parameters grid*). Скуп једнакости за процес  $P_0$  приказан је на Сл. 54. Пошто смо нашли све тачке који задовољавају  $M_s$  ограничења, тачка која истовремено минимизује критеријумску функцију f је тачка ( $k_l$ ,  $k_{D2}$ , a) = (0,2681, 0,5319, 1,0528) у којој функција  $k_l(k_{D2}, a)$  достиже свој максимум. Ако је функција  $k_l(k_{D2}, a)$ глатка, оптимално решење се може наћи аналитички решавањем следећег система нелинеарних алгебарских једначина:

$F_2 = 0$	
$\frac{\partial F_2}{\partial \omega} = 0$	
$\frac{\partial F_2}{\partial k_{D2}} = 0$	
$\frac{\partial F_2}{\partial a} = 0$ .	(98)

У случају да допустиви домен има углове, добијено решење не мора да буде тачно тј. могуће је добити решење које није допустиво јер систем једначина (98) подразумева да постоји јединствено ω у решењу. Ово је илустровано примером у одељку 4.3.2.



Сл. 54. Скуп једнакости за  $M_s = 1,4$  конструисан за процес  $P_0$  и следеће задате индексе  $M_n^* = 50$  и  $\zeta = 0,8$ .

4.3.2. *М*<sub>*p*</sub> ограничење

*М*<sub>*p*</sub> ограничење је у програму (П5) дефинисано као неједнакост и може се заменити захтевом да је:

$$\Phi_{2}(\omega, a, k_{I}, k_{d2}, \xi, T_{f}, M_{p}^{*}) \ge 0$$
(99)

за свако ω, где је функција Φ2 дефинисана са

$$\Phi_{2}(\omega,a,k_{I},k_{d2},\xi,T_{f},M_{p}^{*}) = \left|C_{2}(j\omega)P(j\omega) + \frac{M_{p}^{*2}}{M_{p}^{*2}-1}\right|^{2} - \left(\frac{M_{p}^{*}}{M_{p}^{*2}-1}\right)^{2}.$$
(100)

Да би се испунила неједнакост  $M_p \leq M_p^*$ , слично као за ПИД регулатор, може се спровести итеративни поступак који користи чињеницу да је индекс  $M_p$  корелисан са фактором пригушења  $\zeta$ , видети одељак 4.2.4. Ако за почетну вредност  $\zeta = 0,8$  није испуњено  $M_p \leq M_p^*$  потребо је повећавати  $\zeta$  све док се овај услов не испуни. На овај начин није могуће независно да подесимо  $\zeta$  и  $M_p$  као што се може постићи нелинеарним програмирањем али са друге стране добила се једноставна процедура подешавања регулатора која користи алгоритам опште намене за решавање система нелинеарних неједначина.

Решавањем програма (П5) алгоритмом из одељка 5.1.2 за жељене индексе робусности  $M_s^* = 1,6, M_p^* = 1,5, M_n^* = 15$  примењен на процес  $P_1$  добијамо параметре регулатора из Табеле 5. За почетну вредност  $\zeta = 0,85$  добија се да  $M_p$  ограничење није задовољено. Повећавањем фактора  $\zeta$  до тренутка када је  $M_p^* \leq 1,5$  добија се да је тражена оптимална вредност за  $\zeta$  једнака 1,4.

Табела 5. Параметри ПИДД2 регулатора за  $M_s^*$  = 1,6,  $M_n^*$  = 15 и процес  $P_{1.}$ 

	ζ	<b>M</b> <sub>p</sub>	<b>k</b> <sub>P</sub>	<i>kI</i>	<i>k</i> <sub>D</sub>	<i>k</i> <sub>D2</sub>	а	$T_f[s]$	IAE <sub>d</sub>
ПИДД2	0,85	1,78	2,2330	4,4216	0,4204	0,0291	5,5683	0,0623	0,2797
пидд2	1,40	1,50	1,7969	2,4407	0,3654	0,0184	4,2697	0,0495	0,4091

Почетна вредност за фактор  $\zeta$  узета је вредност 0,85 јер за мање вредности решење оптимизационог проблема налази у углу допустивог домена. У тој тачки допустиви домен није ограничен глатком површином иако је функција  $F_2$  глатка. У том случају ПИДД2 САЈ алгоритам (описан у потпоглављу 5.1) који решава систем алгебарских једначина (98) не може да нађе тачно решење јер тражена функција осетљивости *S* има вишеструке пикове односно максимуме, Сл. 55. Ово је илустровано следећим примером.

За вредност фактора  $\zeta$  од 0,7 решен је систем (98) и добијени параметри су приказани у Табели 6. Иако је систем успешно решен, провером је утврђено да је  $M_s$  = 1,67 што је веће од жељене вредности  $M_s^*$  = 1,6. Увидом у функцију осетљивости *S* са Сл. 55 видимо да је алгоритам нашао решење у локалном минимуму где је заиста  $|S(j\omega)|$  = 1,6. Међутим алгоритам базиран на нелинеарном програмирању ПИДД2 НП, описан у 5.2, нема овај проблем и налази допустиво решење чак и у случају вишеструких пикова, Сл. 56. У Табели 6 приказани су параметри за оба приступа и која уважавају само  $M_s$  ограничење. Овим примером се такође показује да ограничење фактора  $\zeta$  није довољно да би се избегли вишеструки пикови. Симултано уважавање  $M_s$  ограничења и  $M_p$  ограничења подразумевајући фактор  $\zeta$  може додатно унапреди перформансе САУ као што ће се видети у случају примене нелинеарног програмирања за решење овог проблема.



Сл. 55. Решење у случају ПИДД2 САЈ алгоритма за случај вишеструких пикова, примењен на процес *P*<sub>1</sub>. Параметри регулатора су у Табели 6.

	ζ	<b>M</b> <sub>p</sub>	<b>k</b> <sub>P</sub>	<i>k</i> <sub>I</sub>	<i>k</i> <sub>D</sub>	<i>k</i> <sub>D2</sub>	а	$T_f[s]$	IAE <sub>d</sub>
ПИДД2 САЈ	0,70	2,01	2,3843	5,5632	0,4377	0,0325	6,0044	0,0658	0,2931
ПИДД2 НП	0,70	1,93	2,2531	5,3219	0,4301	0,0305	7,2070	0,0638	0,3053

Табела 6. Поређење два предложена алгоритма за случај вишеструких пикова  $M_s^* = 1,6, M_n^* = 15$  процес  $P_1$ .



Сл. 56. Решење у случају ПИДД2 НП алгоритма за случај вишеструких пикова, примењен на процес *P*<sub>1</sub>. Параметри регулатора су у Табели 6.

Ограничење приступа где се решавају програми (П4) и (П5) је што се захтева да је  $M_s$  ограничење активно тј. да је дефинисано једнакостима. За практичну примену предложених метода на стабилне процесе ово није значајна мана јер се вредности  $M_s^*$  и  $M_p^*$  бирају тако да је  $M_s$  ограничење активно. Предност овако постављеног проблема је што своди проблем оптимизације са ограничењима на решавање система нелинеарних алгебарских једначина. Значајнија мана оваквог приступа је што претпоставља да је скуп једнакости без углова односно да функција осетљивости нема вишеструких пикова што је илустровано претходним примером. У циљу постизања универзалног решења и развоја алата који би служио за проверу горе описаних метода и других метода из литературе развијен је алгоритам у потпоглављу 5.2, који решава оптимизациони проблем нелинеарним програмирањем који не претпоставља унапред активно ограничење.

# 4.4. Поређење ПИД и ПИДД2 регулатора

Познато је да је диференцијално дејство доприноси динамици одзива код процеса где транспортно кашњење није доминантно у односу на доминантну временску константну система што је случај са побудним системима [107]. Такође, повећавање реда регулатора, додавањем диференцијалног дејства другог реда ради постизања веће робусности на промену параметара, односно остварења бољих перформанси при истим параметрима робусности је оправдано у случају где је реални ред процеса већи или једнак 3. Ово је илустровано на процесу *P*1. Параметри ПИД и ПИДД2 регулатора су добијени применом алгоритама описаних у поглављу 5 који решавају оптимизациони проблем постављен у овом поглављу. Поред тога, параметри ПИДД2 НП регулатора одређени су алгоритмом који ће бити детаљно описан у потпоглављу 5.2. Овај алгоритам нуди решење са бољим перформансама што је илустровано следећим примером. Повећање фактора  $\zeta$  у сврху постизања жељене робусности  $M_p \leq M_p^* = 1,5$ , често захтева да се вредност фактора  $\zeta$  удаљи од његове оптималне вредности. Алгоритмом из 5.2 нуди се могућност да се симултано испуне  $M_s$  и  $M_p$ ограничења без промене фактора  $\zeta$ . У Табели 7 приказани су параметри за ПИД и два ПИДД2 регулатора пројектовани да задовоље индексе робусности  $M_s^* = 1,6, M_p^* = 1,5, M_n^* = 15.$ 

Табела	7. Параметри рег	улатора пројектованих	к па процес <i>Р</i> 1. Инде	кси робусности
$\operatorname{cy} M_{s}^{*} =$	$1,6, M_p^* = 1,5, M_n^*$	= 15.		

	ζ	<i>M</i> <sub>p</sub>	<b>k</b> <sub>P</sub>	<i>kI</i>	<i>k</i> <sub>D</sub>	<b>k</b> <sub>D2</sub>	а	$T_f[s]$	IAE <sub>d</sub>
ПИДД2 НП	0,80	1,50	1,9742	3,7013	0,4309	0,0295	8,4309	0,0627	0,3161
ПИДД2 САЈ	1,40	1,50	1,7969	2,4407	0,3654	0,0184	4,2697	0,0495	0,4091
ПИД САЈ	0,80	1,48	1,0699	1,9593	0,2282	-	-	0,0152	0,3584

Очекивано, оба ПИДД2 регулатора остварују боље перформансе у погледу одзива на поремећај, Сл. 57. Такође, одзиви на референцу приказани су на Сл. 58 и показује да ПИДД2 поседује бржи одзив, мање време смирења и нешто мањи прескок у односу на ПИД. Свакако, пре имплементације регулатора, сва диференцијална дејства и део пропорционалног дејства треба изместити у повратну грану као што је објашњено у одељку 4.2.6. На Сл. 59 и Сл. 60 приказане су функције осетљивости *S* и *T*, респективно, које показују да су ограничења задовољена за све учестаности од интереса и да су избегнути вишеструки пикови функције осетљивости *S*.



#### Одзив на поремећај

Сл. 57. Одзив на поремећај три регулатора пројектованих да задовоље индексе  $M_s^* = 1,6, M_p^* = 1,5, M_n^* = 15$  за процес  $P_1$ .



Сл. 58. Одзив на референцу три регулатора пројектованих да задовоље индексе  $M_s^*$ = 1,6,  $M_p^*$  = 1,5,  $M_n^*$  = 15 за процес  $P_1$ .



Сл. 59. АФК функција осетљивости S за три регулатора пројектованих да задовоље индексе  $M_s^* = 1,6, M_p^* = 1,5, M_n^* = 15$  за процес  $P_1$ .



Сл. 60. АФК функција комплементарне осетљивости T за три регулатора пројектованих да задовоље индексе  $M_s^* = 1,6, M_p^* = 1,5, M_n^* = 15$  за процес  $P_1$ .

# 5. Алгоритми за решавање оптимизационог проблема

У овом поглављу биће представљени алгоритми који решавају оптимизационе проблеме дефинисане у поглављу 4. Методе и алгоритми подешавања параметра ПИД и ПИДД2 регулатора су подељена у две категорије. Прву чине методе које проблем своде на систем алгебарских једначина и биће означене са САЈ у имену методе. У дисертацији је коришћен алат MATLAB *Nonlinear system solver* који је имплеметиран у *fsolve* функцији. Систем алгебарских једначина је постављен уз помоћ MATLAB пакета за симболички рачун *Symbolic Math Toolbox*. Методе пројектовања из ове категорије и резултати примењени на побудне системе синхроних регулатора су публиковни у међународном часопису [28], [29].

Другу категорију чини метода базирана на нелинеарном програмирању и биће означене са додатком НП у имену методе. Она је пре свега развијена у циљу провере резултата које дају методе из прве категорије. Допринос представљене методе се састоји у адекватној примени SQP алгоритма који показује одличну тачност и конвергенцију примењену на оригинално неконвексном проблему. Иако су методе нелинеарног програмирања коришћене и раније при пројектовању ПИД регулатора, први пут је SQP примењен за подешавање параметара ПИДД2 регулатора. Понуђено је и образложење зашто је конкретно SQP погодан за решавање ове класе проблема. У дисертацији је примењен SQP алгоритам имплементиран у MATLAB функцији *fmincon* која је део пакета *Optimization toolbox*.

Скрипте које имплементирају алгоритме из овог поглавља ће бити приказане у Прилогу А.

# 5.1. Систем алгебарских једначина

# 5.1.1. ПИД регулатор

За регулатор  $C = C_1$  у форми (89) и процес  $P = G_P$  који представља побудни систем описан дијаграмом на Сл. 2. је приказан детаљан алгоритам за решење оптималних параметара регулатора  $x = (k_i, k_p, k_d, T_f)$  који задовољавају жељене параметре робусности  $M^* = (M_s^*, M_p^*, M_n^*)$ . При томе фактор пригушења  $\zeta$  је помоћни параметар помоћу кога се итеративним поступком постиже  $M_p < M_p^*$ . М-код који симболички решава парцијалне изводе у (83) је приказан у *Коду 1* (Прилог А).

За одређену функцију преноса, у овом примеру побудног система  $P = G_p$  описан са (79), симболички рачун из *Кода 1* је потребно покренути само једном и резултат  $F = [F_a, F_b, F_c]$  је ископиран у функцију *Gs*\_ki(х) излистану у *Коду 2* (Прилог А). На почетку функције *Gs*\_ki(x) су постављени жељени параметри робусности  $M_s$  и  $M_n$  као и фактор пригушења  $\zeta$  (zeta).

Потом је потребно само позвати функцију *fsolve* за почетна погађања  $x_0 = (\omega, k_p, k_i)$ . У овом примеру, за почетне услове x0 = [10, 1, 1], функција се позива на следећи начин: *param = fsolve(@Gs\_ki, x0)*. У случају да је алгоритам нашао решење, MATLAB генерише одговарајућу поруку којом нас информише да је алгоритам конвергирао ка решењу и тада су тражени параметри смештени у вектору *param*. Параметри ПИД регулатора  $x = (k_i, k_p, k_d, T_f)$  се потом једноставно рачунају према алгоритму са Сл. 61. Поред параметара регулатора, алгоритам враћа и учестаност  $\omega_1$  за коју важи  $|S(j \omega_1)| = M_s^*$ . Описана процедура је представљена дијаграмом тока на Сл. 61.



Сл. 61. ПИД САЈ: алгоритам за добијање оптималних параметара ПИД регулатора решавањем система алгебарских једначина.

#### 5.1.2. ПИДД2 регулатор

За регулатор  $C = C_2$  у форми (94) и процес  $P = G_p$  је приказан детаљан алгоритам за решење оптималних параметара регулатора  $X = (k_l, k_P, k_D, k_{D2}, T_f)$  који задовољавају жељене параметре робусности  $M^* = (M_s^*, M_p^*, M_n^*)$ . При томе фактор пригушења  $\zeta$  је искоришћен као помоћни параметар да би се итеративним поступком постигло да је  $M_p < M_p^*$ . Код у MATLAB пакету који симболички решава парцијалне изводе у (98) је приказан у *Коду* З (Прилог А).

За дату функцију преноса  $P = G_p$ , симболички рачун из *Кода* 3 је потребно покренути само једном и резултат прорачуна тј. излаз F = [F<sub>A</sub>, F<sub>B</sub>, F<sub>C</sub>, F<sub>D</sub>] је потребно ископиран у функцију *Gs\_ki\_butterworth(x)*. На почетку функцији су постављени жељени параметри робусности *M<sub>s</sub>* и *M<sub>n</sub>* као и фактор пригушења  $\zeta$  (zeta), видети *Код* 4. Затим, позива се функција *fsolve* за почетна погађања  $X_0 = (\omega, k_l, k_{D2}, a)$ . У овом примеру, за почетне услове *X0* = [10, 1, 0.01, 1], функција се позива на следећи начин: *param* = *fsolve*(@*Gs\_ki\_butterworth, X0*). У случају да је алгоритам нашао решење, MATLAB генерише одговарајућу поруку којом нас информише да је алгоритам конвергирао ка решењу и тада су тражени параметри смештени у вектору *param*. Параметри ПИДД2 регулатора *X* = ( $k_l, k_P, k_D, k_{D2}, T_f$ ) се потом једноставно рачунају према алгоритму са Сл. 62. Поред параметара регулатора, алгоритам враћа и учестаност  $\omega_1$  за коју важи |*S*(ј  $\omega_1$ )| =  $M_s^*$ . Описана процедура је представљена дијаграмом тока на Сл. 62.

#### 5.1.1. Обликовање одзива на референцу

За ПИД регулатор са параметрима  $x = (k_i, k_p, k_d, T_f = k_d/M_n)$  и процес  $P = G_p$ , MATLAB код који симболички решава парцијалне изводе у (88) је приказан у *Коду* 5.

За дату функцију преноса побудног система P и ПИД регулатор  $C_1$ , симболички рачун из *Кода* 5 се покреће само једном и резултат  $H = [H_a, H_b]$  је потребно ископирати у функцију  $Gsp_ki(x)$ . На почетку функције се задаје жељена вредност параметара  $M_{sp}$  као и вредности параметара регулатора за који се жели подесити филтар референце, видети *Код* 6.

Затим, позива се функција *fsolve* за почетна погађања  $x_0 = [\omega, b]$ . У овом примеру, за почетне услове  $x_0 = [1, 0.5]$ , функција се позива на следећи начин: *param* = *fsolve*(@*Gsp\_ki*, *x0*). У случају да је алгоритам нашао решење, МАТLAВ генерише одговарајућу поруку којом нас информише да је алгоритам конвергирао ка решењу. Параметар *b* префилтра *R* се налази у променљивој *param*, док се други параметар добија једноставно као *c* =  $b^2$ .



Сл. 62. ПИДД2 САЈ: алгоритам за добијање оптималних параметара ПИДД2 регулатора решавањем система алгебарских једначина.

#### 5.2. Нелинеарно програмирање

За разлику од итеративне методе из претходног потпоглавља овде ћемо решавати оптимизациони проблем:

$$\begin{split} \min(f), f &= IE_d \\ \left| S(j\omega) \right| \le M_s^*, \forall \, \omega \ge 0 \\ \left| T(j\omega) \right| \le M_p^*, \forall \, \omega \ge 0 \\ k_\infty &= M_n^* \\ \zeta &= \zeta^* \end{split}$$
(Π6)

нелинеарним програмирањем који симултано уважава ограничења типа неједнакости по максималним вредностима  $M_s$  и  $M_p$  и на тај начин се не подразумева које ограничење је активно. Ограничења типа једнакости у (Пб) се лако уважавају једноставним сменама.

У циљу добијања коначно-димензионог проблема као у (П1), полу-бесконачна ограничења из (П6) се замењују коначним бројем ограничења добијених дискретизацијом учестаности у одређеном опсегу учестаности. У пракси, довољан број дискретних учестаности *N* за добијање фине мреже је до 1000 за свако ограничење из (П6) [43]. Сада, нелинеарни програм (П6) постаје:

$$\begin{split} \min_{x \in \mathbb{R}^3} f(x) \\ g_{si}(x) &\leq 0, i = 1..N \\ g_{si}(x) &= \frac{1}{M_s^{*2}} - \left| 1 + C(j\omega_i) P(j\omega_i) \right|^2, \forall \omega_i \in \Omega \\ g_{pi}(x) &\leq 0, i = 1..N \\ g_{pi}(x) &= \left( \frac{M_p^*}{M_p^{*2} - 1} \right)^2 - \left| \frac{M_p^{*2}}{M_p^{*2} - 1} + C(j\omega_i) P(j\omega_i) \right|^2, \forall \omega_i \in \Omega \\ , \end{split}$$
(II7)

где је дискретни скуп фреквенција  $\Omega = [\omega_1, \omega_2, ..., \omega_N]$ . Ако су функције f(x),  $g_{si}(x)$  и  $g_{pi}(x)$  конвексне функције онда је проблем оптимизације (П7) конвексан [156]. Такође, допустиви скуп X дефинисан ограничењима  $g_{si}(x) \le 0$  и  $g_{pi}(x) \le 0$  је конвексан скуп [156]. Ово је важно својство конвексних проблема јер имплицира да је сваки локални минимум глобални минимум. Ако критеријумска функција f(x) нема минимум у унутрашњости допустивог скупа X, решење се може наћи на границама допустивог скупа где је једно или више ограничења активно. Проблем је формулисан на начин да има бар једно активно ограничење у тачки где је задовољен компромис између перформанси и робусности.

Савремене технике нелинеарног програмирања (као што су SOP, interior point, trust region) итеративно траже оптимално решење у смислу Каруш-Кун-Такер (Karush-Kuhn-Tucker - ККТ) услова (на енглеском језику ови услови су познати као primal feasibility, dual feasibility и complementary slackness, видети [157]). ККТ услови су неопходни за оптималност решења што значи да свака оптимална тачка задовољава ККТ услове. Обрнуто, није свака ККТ тачка оптимално решење нелинеарног програма. Под претпоставкама конвексности функција f(x),  $g_{si}(x)$  и  $g_{pi}(x)$  услови ККТ су и довољни оптималност. Мање рестриктивне претпоставке за ове функције, за псеудоконвексност у тачки за f(x) и квазиконвексност у тачки за  $g_{si}(x)$  и  $g_{pi}(x)$ , довољне су за оптималност решења [157, Ch. 4]. Нажалост, функције  $g_{si}(x)$  и  $g_{pi}(x)$  су конкавне и директна примена техника конвексне оптимизације за решавање проблема (П7) не даје решење. Уместо тога, треба применити индиректне методе које итеративно побољшавају тренутно решење које конвергира до тачке која задовољава ККТ услове оптималности [126].

#### 5.2.1. Секвенцијално квадратно програмирање

На програм (П7) је примењен SQP метод који решава низ квадратних потпроблема где су функције  $g_{si}(x)$  и  $g_{pi}(x)$  линеаризоване, а критеријумска функција f(x) је замењена Тејлоровом апроксимацијом другог реда у близини тренутне тачке  $x_k$ . Решење квадратног потпроблема одређује правац тражења  $d_k$  следеће тачке  $x_{k+1}$ . Успех SQP методе зависи од избора и имплементације алгоритма за решавање квадратних потпрограма (QP). Постоје тачни и брзи алгоритми за решавање квадратних програма, посебно ако постоје само ограничења типа једнакости. У том случају, квадратни програм се своди на решење линеарног система једначина. Када постоје ограничења типа неједнакости, као у (П7), низ линеарних система се мора решити итеративно (подитерације). SQP метод треба схватити као проширење Њутнове методе са линеарним ограничењима типа једнакости и неједнакости.

Сада ће бити представљен опис и главне особине SQP алгоритма. Претпоставља се да су све функције из програма (П1) два пута непрекидно диференцијабилне. SQP метода не гарантује да је решење оригиналног нелинеарног програма (П1) глобални минимум. Без јаких додатних претпоставки у вези са конвексношћу проблема нелинеарни програм (П1) може имати вишеструке локалне минимуме [158]. Квадратни потпроблем QP се обично дефинише као:

$$\begin{split} \min_{d \in \mathbb{R}^n} f(x_k) + \nabla f(x_k)^{i} d &+ \frac{1}{2} d^{i} \nabla^2 L(x_k) d \\ g_i(x_k) + \nabla g_i(x_k)^{i} d &\leq 0 \\ h_i(x_k) + \nabla h_i(x_k)^{i} d &= 0 \end{split}$$

где је критеријумска функција квадратна функција док су ограничења линеаризована око тачке  $x_k$ . Треба приметити да критеријумска функција у (П8) није квадратна апроксимација функције f(x). Она садржи информације о закривљености ограничења кроз Хесиан од Лагранжиана (eng. *Hessian of Lagrangian*)  $\nabla^2 L(x_k)$ . Лагранжиан функције је дефинисана као:

$$L(x) = f(x) + \sum_{i} u_{i} g_{i} + \sum_{i} v_{i} h_{i}$$
(101)

где су  $u_i$  и  $v_i$  Лагранжови множиоци (енг. Lagrange multipliers). Уместо стварног Хесијана од Лагранжиана, алгоритам користи апроксимативне матрице  $B_k$  које омогућавају решавање квадратног потпроблема у било којој тачки  $x_k$ . Матрица  $B_k$  је позитивно дефинитна апроксимација Лагранжиана и може се израчунати квази-Њутновом методом. Најпопуларнији алгоритам за прорачун  $B_k$  који је коришћен и овде, је познат као BFSG (*Broyden–Fletcher–Goldfarb–Shanno*). Решење QP (П8) решава смер тражења  $d_k$  за израчунавање нове итерације  $x_{k+1}$  на следећи начин  $x_{k+1} = x_k + \alpha d_k$ . Скаларна вредност  $\alpha$  је дужина корака одређена помоћу функције заслуга (енг. merit function)  $\phi$  [159]. Да би се обезбедила глобална конвергенција (конвергенција из удаљене почетне тачке), алгоритам мора да ажурира дужину корака  $\alpha$  помоћу алгоритма за линијску претрагу (енг. *line-search*) који смањује вредност функције  $\phi$  у свакој итерацији.

На Сл. 63 приказан је SQP алгоритам на начин како је он имплеметиран у MATLAB функцији *fmincon*. Детаљи имплементације могу се наћи у [160].

(П8)



Сл. 63. SQP алгоритам.

#### 5.2.2. Параметри ПИД и ПИДД2 регулатора

Представљени алгоритам који решава (П6) је идентичан за оба типа регулатора. ПИД регулатор у форми (89) има непознате параметре  $x = (k_p, k_i)$ . Функција циља за ПИД је  $f_1 = -k_i$ . Погодна форма за ПИДД2 регулатор сада је:

$$C_{2}(s) = \frac{(s+a)\left(k_{i}+sk_{p}+s^{2}\frac{k_{p}^{2}}{4\zeta^{*2}k_{i}}\right)}{s\left(s^{2}\frac{k_{p}^{2}}{4\zeta^{*2}k_{i}M_{n}^{*}}+s\sqrt{2\zeta^{*2}k_{i}M_{n}^{*}}+1\right)},$$
(102)

где је непознат вектор параметара  $x = (k_i, k_p, a)$ . У овом простору параметара функција циља је  $f_2 = 1/(k_i a)$ . За  $k_i > 0$  и a > 0, функција  $f_2$  је конвексна. Уместо  $f_2$  овде је узета функција  $f_3 = -k_i a$  која има квадратни форму и за коју се може доказати да је псеудоконвексна за  $k_i > 0$  и a > 0 применом резултата анализе квадратних форми у [161]. Функција  $f_3$  има седласту тачку у  $k_i = 0$ , a = 0. Седласта тачка задовољава ККТ услов и може бити резултат SQP алгоритма. Стога треба узети ограничења по параметрима са доње стране као  $k_i > \varepsilon$  и  $a > \varepsilon$ , где је  $\varepsilon$  мали број ( $\varepsilon = 0,01$ ), да би се избегла конвергенција SQP алгоритма ка седластој тачки.

У циљу дискретизације учестаности и транзиције проблема (Пб) у проблем (П7) потребно је дефинисати коначан скуп  $\Omega = [\alpha_1, \omega_{2,...} \omega_N]$ . За *N* учестаности, програм (П7) има *2N* ограничења. Пре позива SQP алгоритма за (П7) потребно је дефинисати и почетна погађања параметара *хо*. За почетне параметре потребно је изабрати доступну тачку која стабилише САУ. У овој дисертацији ограничићемо се на стабилне процесе и тада су почетни услови *х*<sub>0</sub> = (0,  $\varepsilon$ ) за ПИД и *х*<sub>0</sub> = ( $\varepsilon$ , 0,  $\varepsilon$ ) за ПИДД2. Алгоритам подешавања параметара који користи SQP алгоритам дат је на Сл. 64.



Сл. 64. Алгоритам подешавања параметара регулатора помоћу SQP алгоритам.

# 6. Пројектовање и реализација управљачке електронике

У овој дисертацији под управљачком електроником се подразумева регулатор побуде, уређај пре свега дигиталне електронике који треба да реализује управљачке структуре:

- Напонски регулатор AVR,
- Стабилизатор електроенергетског система PSS.

Да би се то омогућило потребно је у ту сврху реализовати гејт логику за енергетски претварач и мерење следећих величина:

- ефективна вредност напона генератора,
- ефективна вредност струје генератора,
- електрична активна снага,
- фреквенција напона статора односно брзина ротора,
- струја побуде.

Комерцијални регулатори побуде поседују и многе друге функције које нису предмет ове дисертације: комуникације са надређеним управљачким системима, функције форсирања при детекцији кратких спојева, почетне побуде када се систем побуде напаја са извода генератора, меки старт, редунданције енергетског и управљачког дела система, функције лимитера који чува радну тачку у погонском дијаграму генератора, заштитне функције, дијагностику квара, аквизицију сигнала, архивирање догађаја итд.

# 6.1. Избор платформе за реализацију управљања

Комерцијални регулатори побуде се често реализују модуларно где се функционалне целине реализују на засебним микропроцесорским јединицама. У овој дисертацији, напонска регулација, логика за управљање претварачем и мерење аналогних величина је реализовано на једном штампаној картици са једним микропроцесорским чипом. На њој су реализоване следеће функције:

- аналогно-дигитална конверзија,
- дигитална обрада сигнала филтрација мерених сигнала,
- прорачун ефективних вредности напона и струја,
- прорачун електричне снаге,
- естимација брзине ротора,
- дигитални AVR и PSS,
- генерисање РWM сигнала за управљање транзисторским мостом.

Иако захтеви за израду прототип уређаја нису високи у смислу брзине микроконтролера и потребних периферија, примена микроконтролера високих перформанси са *floating-point* и тригонометријском јединицом, два брза 12-битна AD конвертора, напредним тајмерима са PWM излазима, уграђеном EEPROM меморијом и низом могућности за комуникацију са остатком система умногоме олакшава реализацију. Такође, платформа пружа могућност за даљи развој у правцу израде комерцијалног уређаја. Стога је изабран контролер опште намене TM4C129 MCU са ARM CORTE<sup>I</sup> M4F језгром са тактом на учестаности 120 MHz. Регулатор побуде је реализован на платформи са Сл. 65 која поседује потребне ресурсе за реализацију овде наведених функција.



Сл. 65. Микропроцесорски уређај на коме је реализован регулатор побуде.

# 6.2. Израчунавање електричних величина у трофазном систему

Паркова (Park) и Кларкина (Clarke) трансформација се често користе за анализу прелазних појава у трофазним електричним машинама. Такође, оне представљају алат за математички опис и дефиницију снага трофазних система [162], [163], [164]. Када се Кларкина трансформација примени на трофазне напоне и струје добијамо компоненте напона и струја у стационарном *αβ* координатном систему:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_{0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a} \\ v_{b} \\ v_{c} \end{bmatrix},$$
(103)  
$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a} \\ i_{b} \\ i_{c} \end{bmatrix}.$$
(104)

Прелазак у двофазни *αβ* координатном систем је илустрован Сл. 66. Тренутна снага *p*(*t*) се у *αβ* систему дефинише на следећи начин:

$$p(t) = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta} + v_{0}i_{0}$$
(105)

и једнака је тренутној снази у оригиналном *abc* систему:

$$p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$$
 (106)

За случај балансираних напона и струја нулте компоненте су једнаке нули односно важи:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \Longrightarrow i_0 = 0, \tag{107}$$

$$u_a + u_b + u_c = 0 \Longrightarrow v_0 = 0. \tag{108}$$

У том случају компонента снаге која потиче од нулте компоненте једнака је нули па важи:

$$p(t) = v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta}. \tag{109}$$

Осе *α* и *β* су ортогоналне и напони и струје се могу представити као вектори односно као комплексне вредности:

$$\overline{v} = v_{\alpha} + j v_{\beta} \tag{110}$$

$$\overline{i} = i_{\alpha} + j i_{\beta} \tag{111}$$

Тренутну снагу p(t) називамо и активном тренутном снагом [162]. У случају да постоји угао између вектора напона и струје тада постоји и реактивна компонента снаге q(t) дефинисана на следећи начин:

$$q(t) = v_{\beta} i_{\alpha} - v_{\alpha} i_{\beta}$$
(112)

Последица овако дефинисаних снага је да се тренутне снаге p и q лако рачунају применом формула (103), (104), (109) и (112) за сваки тренутак t односно за сваки одбирак у тренуцима  $kT_s$ . Ако су трофазни напони и струје уравнотежени и простопериодични тада су снаге p и q константне односно једнаке су вредностима активне снаге P и реактивне снаге Q. Такође напони и струје израчунате на следећи начин:

$$v_t = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \,, \tag{113}$$

$$i_i = \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} \tag{114}$$

су константне и пропорционалне су ефективним вредностима фазног напона V и линијске струје I.

### 6.1. Мерење електричних величина

Један од основних захтева за управљачку електронику је да њено галванско поље буде изоловано од енергетског степена. Стога сви аналогни сигнали који су доведени на управљачку електронику морају бити изоловани. Код великих постројења, препоручљиво је да се изолација врши на два нивоа: на високонапонској страни у постројењу електране и на нисконапонској страни на самој електроници регулатора побуда.



Сл. 66. Прелак из стационарног трофазног *abc* система у стационарни *αβ* двофазни систем.

#### 6.1.1. Мерење наизменичних напона и струја

Наизменичне величине, три напона и две струје, се прво изолују мерним напонским и струјним трансформаторима. Након тога, сигнали са секундара трансформатора, напон (100 V) и струја (1 A), се доводе на клеме електронике регулатора побуде. Струја побуде је једносмерна величина чија ће техника изолације и мерења бити приказана у 6.1.2.

Мерне величине се потом додатно изолују изолационим појачавачима на самој управљачкој електроници. На Сл. 67 приказан је један од три напонска канала реализована помоћу изолационог појачавача АМС1300. Ниво улазног напона је прво смањен отпорничком мрежом: R1 = 180k, R3 = R4 = 24k, R5 = 470, R2 = ∞. На излазу кола је доступан напонски диференцијални сигнал између тачки OUTP и OUTN. За потребе ове реализације је искоришћен само позитиван излаз OUTP референциран у односу на тачку GND2 који се даље филтрира пасивним анти-алиасинг RC филтром (отпорник R6 и кондензатор C6). Филтар обезбеђује довољно слабљење компоненти напонског сигнала изнад *fADC* / 2 где је *fADC* учестаност одабирања AD конвертора од 2 kHz.



Сл. 67. Електрична шема напонског мерног канала. DC-DC конвертор који носи ознаку RE-0505S\_H обезбеђује изоловани напон од 5 V за изолациони појачавач AMC1300.

Изолација струјних сигнала се врши на сличан начин. Шема мерног струјног канала је идентична осим што је интегрисано коло сада AMC1302. Вредности отпорника су: R1 = R4 = 0, R3 = R5 = ∞. Напонски сигнал се формира прецизним шантом R2 = 5 mΩ.

### 6.1.2. Мерење струје побуде

Струја побуде је једносмерна величина чије мерење омогућује затварање локалне повратне спреге у напонској регулацији (ако постоји) или резервној струјној регулацији. Једноставна техника мерења шантом не обезбеђује галванску изолацију. Стога се често до информације о струји побуде долази посредно. У случају да се користи тиристорски мост као претварач снаге, до побудне струје се долази са наизменичне стране моста, односно мерењем фазних струја напајања *i*<sub>R</sub>, *i*<sub>S</sub> и *i*<sub>T</sub>, Сл. 34. Увидом у временске облике на Сл. 37 може се закључити да би се струја побуде могла реконструисати исправљањем струја *i*<sub>R</sub>, *i*<sub>S</sub> и *i*<sub>T</sub>.

Овде ће бити приказан други приступ мерењу једносмерне струје, самоосцилујућим флукс-гејт струјним претварачем (енг. *self-oscillating fluxgate* – SOFG), који обезбеђује галванску изолацију и високу тачност мерења [86]. Принцип рада SOFG може се објаснити помоћу принципске шеме и временских дијаграма са Сл. 68.

Конструкција SOFG заснована је на једноставном RL мултивибратору. Претварач се састоји од 1:*n* трансформатора, Шмитовог компаратора U<sub>1</sub>, отпорника  $R_T$  и нископропусног филтра. Језгро трансформатора, у овом случају сензора са пролазним отвором, је типично торусног облика који окружује проводник чија се струја *i*<sup>*p*</sup> мери. Језгро треба да има високу пермеабилност и уску хистерезисну карактеристику приближно правоугаоног облика. Претпоставља се да је фреквенција осциловања кола неколико kHz, много већа од највеће фреквенције у спектру мерене струје *i*<sup>*p*</sup> која се стога сматра споропроменљивом. Током једног периода осциловања, магнетно језгро описује пун главни хистерезисни циклус и наизменично улази дубоко у позитивно и негативно засићење. Секундарни круг је моделован додатном отпорности *r*<sub>s</sub>, која представља отпорност секундарног намотаја. Заједно са *R*<sub>T</sub> формирају укупну отпорност *R*<sub>s</sub> = *R*<sub>T</sub> + *r*<sub>s</sub>.

Компаратор U<sub>1</sub> делује као прекидачки компензациони појачавач (енг. compensating amplifier - CA) са излазним степеном у конфигурацији полумоста, обезбеђујући два дискретна нивоа на свом излазу,  $\pm V_{DD}$ , са праговима компаратора  $\pm V_T$ . Напонски прагови и отпорност  $R_T$  дефинишу прагове секундарне струје  $\pm V_T / R_T = \pm I_{Smax}$ . Прекидачки CA обезбеђује да је  $I_S \approx i_P / n$ , и комплетно коло за ниске фреквенције се понаша као трансформатор једносмерне струје, са једносмерном компонентом излазног напона  $V_{OUT} \approx R_T \cdot I_P / n$ . Сходно томе, магнетно поље језгра се приближно састоји само од наизменичне компоненте.



### Сл. 68. Принципска шема *self-oscillating fluxgate* DC трансформатора (лево); временски дијаграми сигнала на излазу СА појачавача и струје секундара која одговара струји отпорника *R*<sub>T</sub> (десно).

Излазни напон осцилује између позитивног и негативног напона напајања:

$$v_O(t) = \begin{cases} +V_{DD}, t \in \Delta t_1 \\ -V_{DD}, t \in \Delta t_2 \end{cases}$$
(115)

док струја секундара *is* осцилује између струјних прагова  $|i_S(t)| \le I_{S\max} = V_T / R_T$ . Фреквенција осциловања доминантно зависи од напона напајања и параметара језгра док мерена струје скоро да не утиче на фреквенцију у линеарном режиму где се претварач и користи.



Сл. 69. Само-осцилујући сензор струје са компензационим појачавачем СА у класи D и пуномосној конфигурацији.

Предност СА појачавача као прекидачког елемента је енергетска ефикасност кад се пореди са линеарним појачавачем. Међутим, побуђивање језгра са појачавачем у класи D који ради у полумосној конфигурацији не омогућује искоришћење укупне енергије ускладиштене у индуктивности магнећења трансформатора у свакој периоди. Ова чињеница изазива такозвани *bus-pumping* ефекат и смањује предности које доноси употреба прекидачког појачавача СА [85]. Из тог разлога направљен је прототип који је заснован на појачавачу у класи D у H-мост конфигурацији на коју не утиче поменути ефекат. Такође, напајање сензора је унилатерално односно користи се само позитивно напајање *V*<sub>DD</sub> = 5V.

Принцип рада претварача приказаног на Сл. 69 је исти као претходно описаног на Сл. 68. Прагови напона компаратора подешавају се отпорником *R*<sub>B</sub> и могу се свести на вредности прагова конфигурације са Сл. 68:

$$\pm V_T = \pm V_{DD} \frac{R_B / 2}{R_A + R_B / 2} \,. \tag{116}$$

Струјни прагови су тада:

$$\pm I_{S \max} = \pm V_{DD} \frac{R_B / 2}{R_A + R_B / 2} / R_T$$
(117)

Ако се јачина мерене струје сведена на секундар *Is* одржава испод половине струје прагова из (117) тачност која се добија овим сензором је боља од 0.25%. За *n* = 100, *V*<sub>D</sub> = 5V, *R*<sub>A</sub> = 47 kΩ, *R*<sub>B</sub> = 6.8 kΩ и *R*<sub>T</sub> = 1 Ω добијамо да је опсег мерења [-20 20] А. Максимална потрошња сензора тада не прелази 100 mW. Већи опсег мерења подразумевао би и већу потрошњу у неактивном стању због већих струјних прагова. Али, највећи део потрошње директно зависи од мерене струје јер струја за компензацију треба да се обезбеди из извора *V*<sub>DD</sub> преко компензационог појачавача СА.

Напон на крајевима отпорника *R*<sub>*T*</sub> је сразмеран струји *I*<sub>*P*</sub> јер важи:

$$u_{CA} = R_T i_S(t) = R_T i_S(t) + R_T I_P / n = v_{OUT}(t),$$
(118)

и може се додатно изоловати и прилагодити напонском нивоу микроконтролера преко изолационог појачава са Сл. 67. Нископропусним филтром је потребно елиминисати струју магнећења  $i_s(t)$  пре аналогно-дигиталне конверзије на процесору. Доминантна компонента спектра струје  $i_s$  се налази на учестаности осциловања сензора која износи  $f_{osc} = 4$  kHz за случај језгра Kaschke K4000, од Mn-Zn феритног материјала димензије торуса R10/6/4. Применом селективног филтра другог реда нископропусника учестаности (Сл. 70) може се лако постићи пропусни опсег од  $f_{osc} / 10$ .



Сл. 70. Коло за аналогно процесирање напона са шанта  $R_T$ . Интегрисана кола су U<sub>5</sub> = MCP616, U<sub>6</sub> = ZR431L.

Излаз *Vouti* је напонски сигнал референциран у односу на масу. Избором следећих компоненти:  $R_1$ =4k;  $C_1$ =20n;  $R_2$ =36k;  $C_2$ =10n;  $R_3$ =40k остварује се пропусни опсег од  $\approx$ 400 Hz уз таласност напона (енг. *peak-to-peak ripple*) од 1.5 mV.

Излазни напон је једнак:

$$V_{OUT1} = V_S + V_{OUT} = V_S + R_T I_P / n$$
(119)

где је напон *Vs* једнак 1.5 V и подешен је помоћу прецизне референце U<sub>6</sub>.

6.1.3. Аналогно-дигитална конверзија и дигитална филтрација

Фреквенција одабирања аналогних сигнала је 2 kHz. Два 12-битна AD конвертора се налазе у микроконтролеру. PWM генератор иницира старт конверзије оба AD конвертора. Конвертори ADC0 и ADC1 се покрећу истовремено. ADC0 одабира напоне док ADC1 одабира струје. Шема одабирања је приказана у Табели 8.

Тренуци одабирања	ADC0	ADC1
Т	Va	Ia
$T+\Delta T$	$V_b$	Ib
$T+2\Delta T$	Vc	Ifd

Табела	8.	Шема	AD	конве	рзије.
--------	----	------	----	-------	--------

Минимална вредност  $\Delta T$  се добија за минималну ширину *sample and hold* кола која износи  $N_{SH}$  = 4. Ако изаберемо да је такт конверзије  $F_{ADC}$  = 16 MHz, добијамо да је време одабирања једног канала:

$$\Delta T = (N_{SH} + 12) / F_{ADC} = 1 \mu s$$
(120)

По завршетку конверзије ADC1 генерише се прекид у коме су на располагању одбирци аналогних сигнала сачуваних у RAM меморији микроконтролера. Одбирак струје *I*<sub>c</sub> се израчунава на основу формуле (107).

У прекидној рутини коју је генерисала периферија ADC1 прво је потребно елиминисати једносмерне компоненте из наизменичних величина применом високопропусног филтра првог реда са пропусним опсегом од 5 Hz. Део С кода који

имплементира ове филтре у прекидној рутини АД конвертора дат је у *Коду* 7 (Прилог Б) где је константа која дефинише брзину отклањања DC компоненте:

$$TAU_DIFF = \frac{1}{1 + 2\pi \left(\frac{5}{2 \times 10^3}\right)}$$
(121)

За филтрацију нископропусником изабран је Беселов филтар због линеарне фазне карактеристике. Беселов филтар другог реда има следећу форму:

$$G_{LP} = \frac{B_2 z^{-2} + B_1 z^{-1} + B_0}{A_2 z^{-2} + A_1 z^{-1} + A_0}$$
(122)

Коефицијенти филтра се рачунају на следећи начин:

$$B_2 = B_0 = \frac{\omega_{n0}^2}{4 + 4\xi \omega_{n0} + \omega_{n0}^2},$$
(123)

$$B_1 = \frac{2\omega_{n0}^2}{4 + 4\xi\omega_{n0} + \omega_{n0}^2},$$
(124)

$$A_0 = 1$$
, (125)

$$A_{\rm l} = \frac{2\omega_{n0}^2 - 8}{4 + 4\xi\omega_{n0} + \omega_{n0}^2}$$
(126)

$$A_2 = \frac{4 - 4\xi\omega_{n0}^2 + \omega_{n0}^2}{4 + 4\xi\omega_{n0} + \omega_{n0}^2},$$
(127)

$$\omega_{n0} = \omega_n / \omega_0 \,, \tag{128}$$

на основу жељеног пропусног опсега  $\omega_n = 2\pi \times 30 \text{ rad/s}$ , коефицијента пригушења  $\xi = \sqrt{3}/2$  и учестаности извршења прекидне рутине  $\omega_0 = 2\pi \times 2 \times 10^3 \text{ rad/s}$ .

Имплементација филтара свих мерних сигнала је дата у Коду 8 (Прилог Б).

# 6.2. Естимација брзине ротора

Брзину ротора је могуће мерити оптичким енкодерима или индуктивним давачима монтираним на вратило турбине. Овакви давачи који у себи садрже покретне делове склони су отказу услед чега је и поузданост регулатора смањена. Брзину ротора могуће је посредно мерити преко фреквенције статорског напона применом следеће једначине за унутрашњи напон односно унутрашњу електромоторну силу:

$$\overline{E_q} = \overline{E_t} + jX_q \overline{I_t} , \qquad (129)$$

где су  $\overline{E_t}$  и  $\overline{I_t}$  фазори напона и струје генератора, а  $X_q$  импеданса генератора у q-оси. Фазор  $\overline{E_q}$  је синхронизован са ротором, тако да је фреквенција овог сигнала пропорционална брзини ротора. Фреквенција унутрашњег напона се може одредити применом фазно закључане петље (енг. *phase-locked loop* - PLL). На Сл. 71 је приказана блок шема естиматора брзине заснована на трофазном PLL. Сигнал  $\omega$  је естимирана брзина ротора. Треба напоменути да је компензација пада напона на импеданси  $X_q$ реализована у  $\alpha\beta$  систему ван PLL петље. То је могуће урадити у случајевима када су импендасе у  $X_d$  и  $X_q$  приближно једнаке што је случај код турбогенератора. Када је у путању генератор са истуреним половима ово није случај и тада се компензација треба урадити преко величина у *dq* систему што подразумева одређивање *d* и *q* компоненти струја и напона генератора.



# Сл. 71. Трофазни PLL са компензацијом пада напона на импеданси X<sub>q</sub> као естиматора брзине ротора.

Блок за конверзију из *αβ* у *dq* систем имплементиран је на следећи начин:

$$u_{d} = u_{\alpha} \cos(\theta) + u_{\beta} \sin(\theta)$$

$$u_{q} = u_{\beta} \cos(\theta) - u_{\alpha} \sin(\theta).$$
(130)

# 6.3. Дискретизација

Имплементација регулатора напона, PLL мерење учестаности и PSS функције захтева претходну дискретизацију припадајућих функција преноса. Дискретизација Тустиновом апроксимацијом функција преноса датих у *s* домену са:

$$s = \frac{2(z-1)}{T_o(z+1)}$$
(131)

где је *T*<sup>o</sup> периода одабирања, омогућава чување фреквенцијских карактеристика између континуалног и дискретног система. Дискретни еквивалент се добија сменом из (131). Избор методе дискретизације није критичан за реализацију напонског регулатора тако да су и друге методе дискретизације такође могуће. Ако се зна да се динамика енергетског степена може моделовати као ZOH коло, метода дискретизације може се реализовати тако да се кашњење које ZOH коло уноси делимично компензује [80].



# Сл. 72. Побудни систем са дигиталним напонским регулатором. Код за напонски регулатор и мерење напона не морају да се извршавају у истој прекидној рутини па је у општем случају *T*<sub>o</sub> различито од *T*<sub>ADC</sub>.

На Сл. 72 је приказан начин дискретизације система где је јасно одвојен дигитални део система реализован на микроконтролеру. Модел појачавача је подељен на два дела: РWM модулатор и статичко појачање *К*<sub>A</sub>. Могу се такође уочити две периоде одабирања које у општем случају не морају бити исте.

Периода одабирања за напонске регулаторе треба да буде мање од 10 ms (видети 3.4). Међутим PSS треба да се извршава у бржој прекиданој рутини јер временске константе које се јављају у фазном компензатору могу да буду мање од 10 ms. Да би се ове константе довољно добро представиле дискретним еквивалентом периода одабирања за PSS треба да је највише 2 ms [140].

Дигитални филтри  $G_{LP}$  и PLL се извршавају у најбржој прекидној рутини на учестаности одабирања аналогних сигнала  $T_{ADC} = 1 / f_{ADC} = 0,5$  ms. Аналогни филтар  $G_H(s)$  је аналогни анти-алијасинг филтар и може се занемарити у анализи.

# 6.4. Логика за контролу појачавача снаге

Као појачавач снаге искоришћен је Инвертор ВР\_INV25А произведен у институту Никола Тесла и приказан на Сл. 73.

Улазни трофазни исправљач је напојен само са једном фазом (230 V) тако да је неискоришћена грана диодног моста изостављена са шеме на Сл. 74. Такође, користе се само две гране излазног трофазног степена које формирају Н мост. Побудни намотај генератора је повезан између грана излазног степена.

РWM импулси генерисани из микроконтролера на учестаности 2 kHz, директни и инвертовани излази су доведени на упаљаче за IGBT транзисторе, Сл. 75(лево). Изоловани упаљачи су базирани на интегрисаном колу ACPL-337J, Сл. 75(десно). Имплементирано је мртво време у трајању од 2 µs између импулса за укључење транзистора у истој грани ради заштите од кратког споја.



Сл. 73. Инвертор BP\_INV25А као појачавач у побудном систему.



Сл. 74. Транзисторски појачавач у конфигурацији Н моста.



Сл. 75. Генерисање сигнала за паљење транзистора.

# 7. Експериментални резултати

Провера теоријских разматрања и верификација резултата симулација представљених у овој дисертацији је спроведена помоћу експеримената на малом монофазном генератору снаге 1 kVA, називног напона 95 V и учестаности 50 Hz. Механички погон генератора остварен је применом асинхроног мотора напајаног из фреквентног генератора. Када је генератор побуђен на називни напон од 95 V у празном ходу, напон побуде износи 100 V док је струја побуде једнака 1,46 А. Енергетски степен чини IGBT инвертор у конфигурацији Н моста, напојен DC напоном 320 V. Модел побудног система треба да репрезентује АС или DC тип побуде. У противном, без будилице у колу ротора генератора, ПИДД2 регулатор не би унапредио перформансе у односу на ПИД регулатор. Како транзисторски претварач напаја директно побудни намотај генератора, будилица је емулирана софтверски да би се вештачки подигао ред система. Будилица је моделована као функција преноса првог реда и реализована је софтверски на регулатору побуде са параметрима *T<sub>e</sub>* и *K<sub>e</sub>* из Табеле 9. Излаз из будилице представља референтни напон Н моста. Временска константа генератора је идентификована из временског одзива на одскочну промену референце у празном ходу. Генератор има могућност везивања на мрежу преко импедансе  $x_L = (i\omega 2.73 + 0.55) \Omega$ .

Табела 9. Параметри лабораторијског система побуде
--

	Ka	$T_a[\mathbf{s}]$	Ke	$T_e[\mathbf{s}]$	Kg	$T_g[\mathbf{s}]$
Параметри	10	0.01	1	0.04	1	0.1

Параметри модела лабораторијског система су приказани у Табели 9. Ако се упореде са параметрима процеса  $P_1$  из једначине (30), уочавамо да су све временске константе скалиране са фактором 10. Како је генератор монофазани, у рачун ефективне вредности напона је уграђено транспортно кашњење од 5 ms због начина реализације мерења. Да би задржали исти алгоритам као што је описан у потпоглављу 6.2,  $\beta$  компонента напона је одређена тако што је закашњена  $\alpha$  компонента за 5 ms. На ову вредност је додато кашњење услед дигиталне реализације регулатора напона  $T_D = T_{PWM} = 0,5$  ms, кашњење кроз PWM модулатор  $T_{PWM}/2$  и кашњење кроз дигитални филтар  $G_{LP}$ ,  $T_{LP} \approx 5$  ms. Све наведене временске константне и кашњења су моделоване укупном временском констатном  $T_a \approx 10$  ms.

# 7.1. Осетљивост на мерни шум и робусност регулатора

Параметри робусности  $M_s^* = 1,6$  и  $M_p^* = 1,5$  се бирају када се жели постићи релативно робустан систем. Веће вредности ових параметара би резултовале регулатором са бољим индексима перформанси али уз мању резерву стабилности. Уз фиксно  $\zeta = 0,8$ које ће дати параметре регулатора блиске оптималним, перформансе система зависе и од осетљивости на шум  $M_n$ . За разлику од  $M_s$  и  $M_p$ , индекс  $M_n$  зависи од конкретног процеса односно побудног система. У одељку 4.2.5, за дате параметре процеса одређено је да је оптимална вредност за  $M_n$  једнака 15. Од интереса је испитати утицај овог параметра на перформансе система као и утицај реалног мерног шума на управљачки сигнал, напон побуде, за различите вредности индекса  $M_n$ .

У Табели 10 се налазе израчунати параметри ПИД регулатора за побудни систем из Табеле 9 на основу алгоритма са Сл. 61. Видимо да је за сва три случаја задовољен услов  $M_p < 1,5$ .

$M_s = 1,6; \ \xi = 0,8$	Kp	Ki	Ka	$T_f[\mathbf{s}]$	Mp
$M_n = 6$	0,8496	13,3550	0,0211	0,0035	1,3435
$M_n = 10$	0,9997	15,9902	0,0244	0,0024	1,3269
$M_n = 15$	1,1239	18,0544	0,0273	0,0018	1,3134

Табела 10. Параметри ПИД регулатора за три различите вредности M<sub>n</sub>.

На Сл. 76 и Сл. 77 приказани су резулати експеримента са лабораторијским генератором. На Сл. 76 су приказани одскочни одзиви на промену напонске рефренце од 20 V са генератором у празном ходу. Промена напонске референце за генератор на мрежи је свега 5 V да би генератор сачували у границама његовог погонског дијаграма. На Сл. 77 су приказани одзиви на поремећај, степ промену од 50 V. На дијаграмима лево је случај генератора у празном ходу, док је на дијаграмима десно генератор везан на мрежу. Јасно је уочљиво да се ниво шума на напону побуде повећава са порастом индекса *M*<sub>n</sub>. Такође се може приметити да су одзиви бржи односно пропусни опсег је већи за веће *M*<sub>n</sub>. Како је показано у одељку 4.2.5 даље повећање *M*<sub>n</sub> би произвело већи ниво шума док се перформасе регулације не би значајније повећале што сугерише да треба задржати *M*<sub>n</sub> = 15 као коначну вредност а параметре регулатора које одговарају овој вредности *M*<sub>n</sub> узети за оптималне.

Регулатор напона је подешен према динамици генератору у празном ходу. Са везивањем генератора на мрежу динамика система се мења у односу на пројектовану. Како што је показано у 3.1, ово се манифестује као варијација параметара модела генератора. Такође робусност регулатора на ову варијацију парматара је задовољавајућа јер је систем сачувао стабилност у смислу позиције доминантних полова у левој *s* - полуравни. Евентуална појава осцилаторних модова који би угрозили стабилност система могу се предупредити имплементацијом PSS функције.





Сл. 76. Временски одзиви на одскочну промену референце од 20 V и 5 V са генератором у празном ходу (лево) и на мрежи (десно), респективно.



Сл. 77. Временски одзиви на одскочни поремећај од 50 V у празном ходу и на мрежи, респективно. На сликама лево генератор је у празном ходу, док је на сликама десно генератор везан на мрежу.
### 7.2. Поређење ПИД и ПИДД2

Анализом и симулацијом на рачунару је у одељку 5.2.2 наговештено да се могу очекивати боље перформансе регулације побудним системима подизањем реда регулатора односно применом ПИДД2 структуре напонског регулатора. Овде је то потврђено и експериментом. За  $M_s^* = 1,6$ ,  $M_p^* = 1,5$  и  $M_n = 15$  пројектован је ПИДД2 регулатор применом алгоритма са Сл. 62 за две вредности фактора пригушења  $\zeta$ . Параметри ПИДД2 регулатора и ПИД регулатора пројектованих за исте индексе робусности дати су у Табели 11. У случају почетне вредности  $\zeta = 0,8$  робусност по  $M_p$ није задовољена. Ако се желе задовољити оба индекса робусности потребно је повећати вредност параметара  $\zeta$  на 1,2. У оба случаја постижу се побољшања у односу на ПИД регулатор посматрајући одзив на поремећај, Сл. 78, и одзив на промену референце, Сл. 79.



Напон генератора [V]

Сл. 78. Одзив напона генератора на поремећај, одскочна промена од 70 V.

M <sub>s</sub> = 1,6; Mn = 15	ξ	<b>M</b> p	<b>k</b> p	<b>k</b> i	<b>k</b> a	<b>k</b> d2	$T_f[s]$
max_ki PIDD2	1,2	1,50	1,5906	21,5459	0,0350	0,00022267	0,0039
max_ki PIDD2	0,8	1,74	1,9154	35,1902	0,0405	0,00032579	0,0047
max_ki PID	0,8	1,48	1,0699	19,5930	0,0228	-	0,0015

Табела 11. Параметри ПИД и ПИДД2 регулатора пројектованих за лабораторијски генератор.



#### Напон генератора [V]

Сл. 79. Одзив напона генератора на одскочну промену референце од 10 V.

## 7.3. Подешавање параметара PSS

У одељку 3.2.2 је описано како се PSS подешава у случају да је модел напонског регулатора, генератора и мреже познат. Како то често није случај потребно је

спровести низ тестова на генератору након синхронизације на мрежу. Снимање ФФК функције преноса од референце напона генератора до напона генератора  $v_t(j\omega)/v_{tref}(j\omega)$  је неопходно да би се одредили *lead-lag* чланови PSS. Ово се може урадити инјектирањем тест сигнала на напонску референцу и снимањем одзива напона генератора и електричне снаге. Тест сигнал треба да побуди електромеханичке осцилације а да притом не повећа торзионе осцилације. У наставку текста је приказан пример одређивања параметара PSS на реалном објекту, трофазном хидрогенератору средње снаге.

Тест сигнал, формиран као сума простопериодичних сигнала од 0,1 до 2,5 Hz, са кораком од 0,1 Hz исте амплитуде и случајне фазе је приказан на Сл. 80. Током снимања свих релевантних електричних величина генератора, тест сигнал је додат на напонску референцу. Одзив напона генератора и активне снаге на тест сигнал приказан је на Сл. 81. Осцилације активне снаге које су увек присутне при промени радне тачке не морају да се пресликају на напон генератора у толикој мери да се могу уочити. Међутим, и тад је потребно подесити PSS јер доприноси стабилности система.



Сл. 80. Тест сигнал - сума простопериодичних сигнала од 0,1 до 2,5 Hz са кораком од 0,1 Hz једнаке амплитуде и случајне фазе.



Сл. 81. Одзиви напона и активне снаге генератора на тест сигнал.

ФФК функције преноса  $v_t(j\omega)/v_{tref}(j\omega)$  са и без компензације приказана је на Сл. 82. Временске константе два *lead-lag* члана подешене су тако да је ФФК приближно нула у опсегу учестаности од 0,1 до 2,5 Hz. Тест сигнал ван овог опсега није генерисан тако да фазе са слике које њима одговарају нису релевантне.



Сл. 82. ФФК функције преноса од референце напона генератора до напона генератора.

Након подешеног фазног компензатора PSS, потребно је подесити главно појачање *Ks*1. На Сл. 83 је приказан ефекат PSS на потискивање осцилација. Уочава се резонантни пик на учестаности око 2 Hz коју одговара локалном моду. Компонента спектра која би одговарала међуподручним осцилацијама се не уочава. Са повећањем појачања *Ks*1 резонантни пик се смањује а фактор пригушења се повећава. Ово сугерише да су параметри фазне компензације добро подешени. Са појачањем 5 резонантни пик је великој мери потиснут и даље повећање овог параметра би само довело до непотребног повећања нивоа шума на излазу PSS који је већ вишеструко појачан диференцијалним компензаторима.



#### Спектар активне снаге генератора

Сл. 83. Амплитудски спектар мерене активне снаге за три различите вредности PSS појачања. Са повећањем вредности појачања резонантни пик се смањује.

## 8. Закључак

У овој дисертацији приказан је поступак пројектовања и имплементације напонског регулатора који чини најбитнији део регулатора побуде синхроних генератора. Поред основне повратне спреге, регулатор напона садржи и додатно дејство, односно функцију стабилизатора електроенергетског система PSS који поред обликовања одзива напона генератора позитивно доприноси стабилности система. Највећи допринос дисертације се огледа у предложеним новим методама за подешавање оптималних параметара основне управљачке петље односно регулатора напона.

Усвојене структуре за регулатор су добро познати ПИД регулатор и ПИД са додатним дејством по другом изводу сигнала грешке познат као ПИДД2 регулатор. Методе подешавања параметара подразумевају познавање математичког модела побудног управљачког система тако да дисертација садржи и значајне делове који се баве моделовањем елемената који обезбеђују енергију за побудни намотај генератора, појачавача снаге и будилице. Такође, моделован је синхрони генератор повезан на електроенергетски систем. Тек познавањем модела целог система може се схватити порекло електромеханичких осцилација да би се потом оне пригушиле на адекватан начин и тиме повећала стабилност целог система. Подешавање параметра стабилизатора је такође предмет дисертације јер стабилизатор представља неизоставни део регулатора побуде. Структура која је усвојена је двоканални PSS типа PSS2B чији су улази фреквенција статорског напона и електрична снага генератора.

Предложене методе подешавања параметара напонског регулатора се могу поделити у две групе: на оне које решавају постављени оптимизациони проблем свођењем на систем нелинеарних алгебарских једначина и оних које користе методе оптимизације са ограничењима. Методе из друге групе су флексибилније у погледу избора ограничења која могу да буду исказана као неједнакости. Као последица тога добијају се боље перформансе САУ са регулаторима подешеним на тај начин. Међутим, алгоритми оптимизације са ограничењима су далеко комплекснији и захтевају примену метода нелинеарног програмирања за њихово решавање. Независно од начина на који се проблем решава, постављен је оптимизациони проблем чије решење треба да нађе компромис, са једне стране између робусности и перформанси, а са друге стране између осетљивости на мерни шум и пропусног опсега САУ. Перформансе САУ се обезбеђују посредном минимизацијом интеграла апсолутне грешке одзива на поремећај, док се робусност постиже ограничењима по максималним вредностима АФК функције осетљивости и комплементарне функције осетљивости. Поред тога, постављено је додатно ограничење које треба да уважи осетљивост на мерни шум.

Резултати анализе, симулације на рачунару и експерименталних тестова на лабораторијској поставци показују велику практичну вредност оваквог приступа. Наиме, у пракси се показало да је изазовно подесити параметре регулатора типа ПИД и ПИДД2 са припадајућим филтерима шума због релативно великог броја параметара и присуства диференцијалних чланова у структури регулатора. Стога су методе која смањују број непознатих параметара, решавају проблем мерног шума на систематичан начин и аутоматизују поступак имају велики практични потенцијал. У овој дисертацији су предложене конкретне вредности параметара робусности који дају релативно робустан САУ уз добре перформансе. Иако се у савременој литератури све већа пажња посвећује хеуристичким методама оптимизације, приступ који примењује теорију робусног управљања и савремене методе оптимизације пружа моћан алат за

подешавање регулатора напона јер показује већу прецизност и брзину конвергенције од хеуристичких алгоритама.

Повећање реда контролера у циљу остваривања бољих перформанси САУ се показало оправданим у случају када је ред побудног управљачког система већи од два. То је случај код побудних система који садрже будилицу и тада је ПИДД2 постигао значајно боље перформансе у односу на ПИД за исте параметре робусности. У случају статичке побуде, системе без обртних делова односно без будилице, ПИД регулатор постиже перформансе блиске оптималним.

На крају, описани су детаљи реализације регулатора побуде на микропроцесорској платформи. Резултати експеримента са монофазним синхроним генератором се у великој мери слажу са резултатима симулације. Варијација параметара побудног управљачког система као последица везивања генератора на мрежу и промене радне тачке система има за последицу промену динамике САУ на начин који је предвидео математички модел. Иако се струја побуде није директно користила у реализацији управљања у овој дисертацији, у општем случају постоји потреба да се она мери из најмање два разлога: реализације резервног управљања и реализације лимитера по струји побуде. У ту сврху развијен је и представљен прецизни струјни претварач који ради на принципу флуксгејт технологије и самоосцилујуће конфигурације. Како је поред тачности мерења, задовољавајућег пропусног опсега и мале потрошње, претварач обезбеђује и галванску изолацију од проводника чију струју мери, он представља добар избор за реализацију мерења једносмерне струје у побудним системима.

# Литература

- [1] J. K. Nøland, S. Nuzzo, A. Tessarolo, and E. F. Alves, "Excitation system technologies for wound-field synchronous machines: Survey of solutions and evolving trends," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 109699–109718, 2019.
- [2] W. A. Hunter and M. Temoshok, "Development of a Modern Amplidyne Voltage Regulator for Large Turbine Generators [includes discussion]," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, vol. 71, no. 4, pp. 894–901, 1952.
- [3] B. Adkins, "Amplidyne regulating systems," *Journal of the Institution of Electrical Engineers-Part IIA: Automatic Regulators and Servo Mechanisms*, vol. 94, no. 1, pp. 49– 60, 1947.
- [4] "IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies," *IEEE Std 421.5-2016 (Revision of IEEE Std 421.5-2005)*, pp. 1–207, 2016, doi: 10.1109/IEEESTD.2016.7553421.
- [5] F. P. Demello and C. Concordia, "Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 4, 1969, doi: 10.1109/TPAS.1969.292452.
- [6] R. J. Koessler, "Techniques for tuning excitation system parameters," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 3, no. 4, pp. 785–791, 1988.
- [7] P. Kundur, M. Klein, G. J. Rogers, and M. S. Zywno, "Application of power system stabilizers for enhancement of overall system stability," *IEEE Transactions on power systems*, vol. 4, no. 2, pp. 614–626, 1989.
- [8] M. J. Gibbard, P. Pourbeik, and D. J. Vowles, *Small-signal stability, control and dynamic performance of power systems*. University of Adelaide press, 2015.
- [9] W. Watson and M. E. Coultes, "Static exciter stabilizing signals on large generatorsmechanical problems," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, no. 1, pp. 204–211, 1973.
- [10] W. Gu, "Commissioning generator AVR, PSS and model validation," in *2015 IEEE 28th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, IEEE, 2015, pp. 669–673.
- [11] D. Arnautovic and J. Medanic, "Design of decentralized multivariable excitation controllers in multimachine power systems by projective controls," *IEEE transactions on energy conversion*, no. 4, pp. 598–604, 1987.
- [12] R. Doraiswami, A. M. Sharaf, and J. C. Castro, "A novel excitation control design for multimachine power systems," *IEEE Transactions on Power Apparatus and systems*, no. 5, pp. 1052–1058, 1984.
- [13] W. Watson and G. Manchur, "Experience with supplementary damping signals for generator static excitation systems," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, no. 1, pp. 199–203, 1973.
- [14] Y. Yu, K. Vongsuriya, and L. N. Wedman, "Application of an optimal control theory to a power system," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, no. 1, pp. 55–62, 1970.

- [15] H. A. M. Moussa and Y. Yu, "Optimal power system stabilization through excitation and/or governor control," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, no. 3, pp. 1166–1174, 1972.
- [16] W.-C. Chan and Y.-Y. Hsu, "An optimal variable structure stabilizer for power system stabilization," *IEEE Transactions on Power apparatus and systems*, no. 6, pp. 1738– 1746, 1983.
- [17] D. P. Popović, "An approach to the evaluation of electromechanical transient processes in power systems," *Electric Power Systems Research*, vol. 7, no. 2, pp. 141– 151, 1984.
- [18] D. Popović, *Dinamička sigurnost elektroenergetskih interkonekcija, monografija*. Beograd: Elektrotehnički institut "Nikola Tesla," 2008.
- [19] J. Li, *Design and application of modern synchronous generator excitation systems*. John Wiley & Sons, 2019.
- [20] P. Kundur, "Power system stability," *Power system stability and control*, vol. 10, pp. 1– 7, 2007.
- [21] D. Arnautović *et al.*, "Modernizacija, rekonstrukcija i razvoj sistema pobude sinhronih generatora," *Zbornik radova, Elektrotehnički institut*" *Nikola Tesla*, pp. 181–195, 2011.
- [22] D. Joksimovic, S. Veinovic, and D. Stojic, "Excitation Controller for a Synchronous Generator with a DC Exciter," *Proceedings - 2018 IEEE 18th International Conference on Power Electronics and Motion Control, PEMC 2018*, pp. 381–386, Nov. 2018, doi: 10.1109/EPEPEMC.2018.8521965.
- [23] R. C. Schaefer, "Application of static excitation systems for rotating exciter replacement," in *Conference Record of 1997 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*, IEEE, 1997, pp. 199–208.
- [24] D. Stojic, S. Veinovic, M. Milinkovic, D. Joksimovic, and N. Milojcic, "Voltage Controller for a Synchronous Generator with Exciter," *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 24, no. 04, p. 1550050, Dec. 2014, doi: 10.1142/S0218126615500504.
- [25] S. Veinovic, D. Stojic, D. Joksimovic, and I. Klasnic, "Control of rotary exciter with series and separetly excitation windings excitation system of generator a2 at power plant 'Kostolac A," 19th International Symposium on Power Electronics, Ee 2017, vol. 2017-December, pp. 1–5, Dec. 2017, doi: 10.1109/PEE.2017.8171699.
- [26] G. J. W. Dudgeon, W. E. Leithead, A. Dysko, J. o'Reilly, and J. R. McDonald, "The effective role of AVR and PSS in power systems: Frequency response analysis," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 22, no. 4, pp. 1986–1994, 2007.
- [27] D. Stojic, M. Milinkovic, S. Veinovic, D. Joksimovic, and N. Milojcic, "Robust synchronous generator excitation regulator based on stabilizing feedback action," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 25, no. 12, pp. 3704– 3719, Dec. 2015, doi: https://doi.org/10.1002/etep.2061.
- [28] S. Veinović, D. Stojić, and D. Joksimović, "Optimized four-parameter PID controller for AVR systems with respect to robustness," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 135, p. 107529, Feb. 2022, doi: 10.1016/J.IJEPES.2021.107529.
- [29] S. Veinović, D. Stojić, and L. Ivanović, "Optimized PIDD2 controller for AVR systems regarding robustness," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 145, p. 108646, Feb. 2023, doi: 10.1016/J.IJEPES.2022.108646.

- [30] M. A. Sahib, "A novel optimal PID plus second order derivative controller for AVR system," *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 18, no. 2, pp. 194–206, 2015.
- [31] L. Fan, "Review of robust feedback control applications in power systems," in 2009 *IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition*, IEEE, 2009, pp. 1–7.
- [32] Q. Zhao and J. Jiang, "Robust controller design for generator excitation systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, no. 2, pp. 201–209, 1995.
- [33] S. Chen and O. P. Malik, "Power system stabilizer design using/spl mu/synthesis," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, no. 1, pp. 175–181, 1995.
- [34] C. Zhu, M. Khammash, V. Vittal, and W. Qiu, "Robust power system stabilizer design using/spl Hscr//sub/spl infin//loop shaping approach," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 18, no. 2, pp. 810–818, 2003.
- [35] M. Modabbernia, B. Alizadeh, A. Sahab, and M. M. Moghaddam, "Robust control of automatic voltage regulator (AVR) with real structured parametric uncertainties based on  $H\infty$  and  $\mu$ -analysis," *ISA Trans*, vol. 100, pp. 46–62, 2020.
- [36] M. Elsisi and M. Soliman, "Optimal design of robust resilient automatic voltage regulators," *ISA Trans*, vol. 108, pp. 257–268, 2021.
- [37] S. Djordje *et al.*, "Design of the robust synchronous generator stator voltage regulator based on the interval plant model," *Zbornik radova, Elektrotehnički institut "Nikola Tesla,"* vol. 23, no. 23, pp. 33–45, 2013, doi: 10.5937/ZEINT23-4690.
- [38] M. Ben Hariz, F. Bouani, and M. Ksouri, "Robust controller for uncertain parameters systems," *ISA Trans*, vol. 51, no. 5, pp. 632–640, 2012.
- [39] C.-M. Fransson, T. Wik, B. Lennartson, M. Saunders, and P.-O. Gutman,
   "Nonconservative robust control: optimized and constrained sensitivity functions," *IEEE transactions on control systems technology*, vol. 17, no. 2, pp. 298–308, 2008.
- [40] M.-T. Ho, "Synthesis of H∞ PID controllers: A parametric approach," *Automatica*, vol. 39, no. 6, pp. 1069–1075, 2003.
- [41] M.-T. Ho and C.-Y. Lin, "PID controller design for robust performance," *IEEE Trans Automat Contr*, vol. 48, no. 8, pp. 1404–1409, 2003.
- [42] T.-H. Kim, I. Maruta, and T. Sugie, "Robust PID controller tuning based on the constrained particle swarm optimization," *Automatica*, vol. 44, no. 4, pp. 1104–1110, 2008.
- [43] R. Toscano and P. Lyonnet, "Robust PID controller tuning based on the heuristic Kalman algorithm," *Automatica*, vol. 45, no. 9, pp. 2099–2106, 2009.
- [44] E. N. Goncalves, R. M. Palhares, and R. H. C. Takahashi, "A novel approach for H2/H∞ robust PID synthesis for uncertain systems," J Process Control, vol. 18, no. 1, pp. 19– 26, 2008.
- [45] A. G. Loukianov, J. M. Cañedo, L. M. Fridman, and A. Soto-Cota, "High-order block sliding-mode controller for a synchronous generator with an exciter system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 337–347, 2010.
- [46] Y. Cao, L. Jiang, S. Cheng, D. Chen, O. P. Malik, and G. S. Hope, "A nonlinear variable structure stabilizer for power system stability," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 3, pp. 489–495, 1994.

- [47] Y.-Y. Hsu and W.-C. Chan, "Stabilization of power systems using a variable structure stabilizer," *Electric power systems research*, vol. 6, no. 2, pp. 129–139, 1983.
- [48] Y. Zou *et al.*, "Optimal nonlinear robust sliding mode control of an excitation system based on mixed H 2 /H ∞ linear matrix inequalities," *Protection and Control of Modern Power Systems*, pp. 1–22, 2024, doi: 10.23919/PCMP.2023.000325.
- [49] O. Akhrif, F.-A. Okou, L.-A. Dessaint, and R. Champagne, "Application of a multivariable feedback linearization scheme for rotor angle stability and voltage regulation of power systems," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 14, no. 2, pp. 620–628, 1999.
- [50] W. Mielczarski and A. M. Zajaczkowski, "Nonlinear field voltage control of a synchronous generator using feedback linearization," *Automatica*, vol. 30, no. 10, pp. 1625–1630, 1994.
- [51] M. A. Mahmud, H. R. Pota, M. Aldeen, and M. J. Hossain, "Partial feedback linearizing excitation controller for multimachine power systems to improve transient stability," *IEEE Transactions on Power systems*, vol. 29, no. 2, pp. 561–571, 2013.
- [52] Q. Lu, S. Mei, W. Hu, Y. H. Song, M. Goto, and H. Konishi, "Decentralised nonlinear H∞ excitation control based on regulation linearisation," *IEE Proceedings-Generation*, *Transmission and Distribution*, vol. 147, no. 4, pp. 245–251, 2000.
- [53] Q. Lu, Y. Sun, Z. 🛛 u, and T. Mochizuki, "Decentralized nonlinear optimal excitation control," *IEEE Transactions on power systems*, vol. 11, no. 4, pp. 1957–1962, 1996.
- [54] T. K. Roy, M. A. Mahmud, W. Shen, A. M. T. Oo, and M. E. Haque, "Robust nonlinear adaptive backstepping excitation controller design for rejecting external disturbances in multimachine power systems," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 84, pp. 76–86, 2017.
- [55] T. K. Roy, M. A. Mahmud, and A. M. T. Oo, "Robust adaptive backstepping excitation controller design for higher-order models of synchronous generators in multimachine power systems," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 34, no. 1, pp. 40–51, 2018.
- [56] Y.-Y. Hsu and K.-L. Liou, "Design of self-tuning PID power system stabilizers for synchronous generators," *IEEE Transactions on Energy conversion*, no. 3, pp. 343–348, 1987.
- [57] A. Ghosh, G. Ledwich, O. P. Malik, and G. S. Hope, "Power system stabilizer based on adaptive control techniques," *IEEE transactions on power apparatus and systems*, no. 8, pp. 1983–1989, 1984.
- [58] J. Kanniah, O. P. Malik, and G. S. Hope, "Excitation control of synchronous generators using adaptive regulators part i-theory and simulation results," *IEEE transactions on power apparatus and systems*, no. 5, pp. 897–903, 1984.
- [59] D. Dia and G. T. Heydt, "Self-tuning controller for generator excitation control," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, no. 6, pp. 1877–1885, 1983.
- [60] D. P. Sen Gupta, N. G. Narahari, I. Boyd, and B. W. Hogg, "An adaptive power-system stabiliser which cancels the negative damping torque of a synchronous generator," in *IEE Proceedings C (Generation, Transmission and Distribution)*, IET, 1985, pp. 109– 117.

- [61] S. B. Joseph, E. G. Dada, A. Abidemi, D. O. Oyewola, and B. M. Khammas, "Metaheuristic algorithms for PID controller parameters tuning: Review, approaches and open problems," *Heliyon*, vol. 8, no. 5, 2022.
- [62] Z.-L. Gaing, "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 384–391, 2004.
- [63] V. Mukherjee and S. P. Ghoshal, "Intelligent particle swarm optimized fuzzy PID controller for AVR system," *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no. 12, pp. 1689– 1698, 2007.
- [64] S. Panda, B. K. Sahu, and P. K. Mohanty, "Design and performance analysis of PID controller for an automatic voltage regulator system using simplified particle swarm optimization," *J Franklin Inst*, vol. 349, no. 8, pp. 2609–2625, 2012.
- [65] H. M. Hasanien, "Design optimization of PID controller in automatic voltage regulator system using Taguchi combined genetic algorithm method," *IEEE Syst J*, vol. 7, no. 4, pp. 825–831, 2012.
- [66] T. Kawabe and T. Tagami, "A real coded genetic algorithm for matrix inequality design approach of robust PID controller with two degrees of freedom," in *Proceedings of 12th IEEE International Symposium on Intelligent Control*, IEEE, 1997, pp. 119–124.
- [67] H. Gozde and M. C. Taplamacioglu, "Comparative performance analysis of artificial bee colony algorithm for automatic voltage regulator (AVR) system," *J Franklin Inst*, vol. 348, no. 8, pp. 1927–1946, 2011.
- [68] G. Saravanan, K. P. Suresh, C. Pazhanimuthu, and R. S. Kumar, "Artificial rabbits optimization algorithm based tuning of PID controller parameters for improving voltage profile in AVR system using IoT," *e-Prime-Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, vol. 8, p. 100523, 2024.
- [69] S. Chatterjee and V. Mukherjee, "PID controller for automatic voltage regulator using teaching–learning based optimization technique," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 77, pp. 418–429, 2016.
- [70] S. Ekinci and B. Hekimoğlu, "Improved kidney-inspired algorithm approach for tuning of PID controller in AVR system," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 39935–39947, 2019.
- [71] A. K. Bhullar, R. Kaur, and S. Sondhi, "Enhanced crow search algorithm for AVR optimization," *Soft comput*, vol. 24, no. 16, pp. 11957–11987, 2020.
- [72] M. H. Suid and M. A. Ahmad, "Optimal tuning of sigmoid PID controller using Nonlinear Sine Cosine Algorithm for the Automatic Voltage Regulator system," *ISA Trans*, vol. 128, pp. 265–286, 2022.
- [73] H. Gozde, "Robust 2DOF state-feedback PI-controller based on meta-heuristic optimization for automatic voltage regulation system," *ISA Trans*, vol. 98, pp. 26–36, 2020.
- [74] A. Sikander and P. Thakur, "A new control design strategy for automatic voltage regulator in power system," *ISA Trans*, vol. 100, pp. 235–243, 2020.
- [75] M. Zamani, M. Karimi-Ghartemani, N. Sadati, and M. Parniani, "Design of a fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization," *Control Eng Pract*, vol. 17, no. 12, pp. 1380–1387, 2009.

- [76] A. Sikander, P. Thakur, R. C. Bansal, and S. Rajasekar, "A novel technique to design cuckoo search based FOPID controller for AVR in power systems," *Computers & Electrical Engineering*, vol. 70, pp. 261–274, 2018.
- [77] J. Bhookya and R. K. Jatoth, "Optimal FOPID/PID controller parameters tuning for the AVR system based on sine–cosine-algorithm," *Evol Intell*, vol. 12, pp. 725–733, 2019.
- [78] M. Soliman and M. N. Ali, "Parameterization of robust multi-objective PID-based automatic voltage regulators: Generalized Hurwitz approach," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 133, p. 107216, 2021.
- [79] M. N. Ali, M. Soliman, K. Mahmoud, J. M. Guerrero, M. Lehtonen, and M. M. F. Darwish, "Resilient design of robust multi-objectives PID controllers for automatic voltage regulators: D-decomposition approach," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 106589–106605, 2021.
- [80] M. Č. Bošković, T. B. Šekara, D. M. Stojić, and M. R. Rapaić, "Novel tuning rules for PIDC controllers in automatic voltage regulation systems under constraints on robustness and sensitivity to measurement noise," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 157, p. 109791, 2024.
- [81] A. Visioli and J. Sánchez-Moreno, "A relay-feedback automatic tuning methodology of PIDA controllers for high-order processes," *Int J Control*, vol. 97, no. 1, 2024, doi: 10.1080/00207179.2022.2135019.
- [82] M. Huba, P. Bistak, and D. Vrancic, "Parametrization and Optimal Tuning of Constrained Series PIDA Controller for IPDT Models †," *Mathematics*, vol. 11, no. 20, 2023, doi: 10.3390/math11204229.
- [83] S. Jung and R. C. Dorf, "Analytic PIDA controller design technique for a third order system," in *Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control*, IEEE, 1996, pp. 2513–2518.
- [84] J. P. Heo, S. Lim, C. G. Im, K. H. Ryu, and S. W. Sung, "New non-interactive form of the proportional-integral-derivative-acceleration (PIDA) controller and its explicit tuning rule," *Korean Journal of Chemical Engineering*, vol. 40, no. 6, pp. 1277–1283, 2023.
- [85] S. Veinovic, M. Ponjavic, S. Milic, and R. Djuric, "Low-power design for DC current transformer using class-D compensating amplifier," *IET Circuits, Devices and Systems*, vol. 12, no. 3, 2018, doi: 10.1049/iet-cds.2017.0324.
- [86] M. Ponjavic and S. Veinovic, "Low-power self-oscillating fluxgate current sensor based on Mn-Zn ferrite cores," J Magn Magn Mater, vol. 518, 2021, doi: 10.1016/j.jmmm.2020.167368.
- [87] K. J. Astrom, "PID controllers: theory, design, and tuning," *The international society of measurement and control*, 1995.
- [88] R. Vilanova and A. Visioli, *PID control in the third millennium*, vol. 75, no. 417. Springer, 2012.
- [89] A. O'dwyer, Handbook of PI and PID controller tuning rules. World Scientific, 2009.
- [90] S. Skogestad, "Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning," J Process Control, vol. 13, no. 4, pp. 291–309, Jun. 2003, doi: 10.1016/S0959-1524(02)00062-8.
- [91] R. Vilanova, V. M. Alfaro, and O. Arrieta, "Simple robust autotuning rules for 2-DoF PI controllers," *ISA Trans*, vol. 51, no. 1, 2012, doi: 10.1016/j.isatra.2011.09.001.

- [92] R. Toscano, "A simple robust PI/PID controller design via numerical optimization approach," *J Process Control*, vol. 15, no. 1, 2005, doi: 10.1016/j.jprocont.2004.03.005.
- [93] D. Puangdownreong, "Application of Current Search to Optimum PIDA Controller Design," *Intelligent Control and Automation*, vol. 03, no. 04, 2012, doi: 10.4236/ica.2012.34035.
- [94] P. D. Mandić, M. Bošković, T. B. Šekara, and M. P. Lazarević, "A new optimisation method of PIDC controller under constraints on robustness and sensitivity to measurement noise using amplitude optimum principle," *Int J Control*, vol. 97, no. 1, 2024, doi: 10.1080/00207179.2021.1912392.
- [95] M. Bošković, T. B. Šekara, and M. R. Rapaić, "Novel tuning rules for PIDC and PID load frequency controllers considering robustness and sensitivity to measurement noise," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 114, 2020, doi: 10.1016/j.ijepes.2019.105416.
- [96] M. Shamsuzzoha and M. Lee, "Analytical design of enhanced PID filter controller for integrating and first order unstable processes with time delay," *Chem Eng Sci*, vol. 63, no. 10, 2008, doi: 10.1016/j.ces.2008.02.028.
- [97] M. Shamsuzzoha and M. Lee, "Design of advanced PID controller for enhanced disturbance rejection of second-order processes with time delay," *AIChE Journal*, vol. 54, no. 6, 2008, doi: 10.1002/aic.11483.
- [98] M. Huba and D. Vrančič, "Comparing filtered PI, PID and PIDD control for the FOTD plants," in *IFAC-PapersOnLine*, 2018. doi: 10.1016/j.ifacol.2018.06.099.
- [99] D. Vrančić and M. Huba, "High-order filtered pid controller tuning based on magnitude optimum," *Mathematics*, vol. 9, no. 12, 2021, doi: 10.3390/math9121340.
- [100] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *InTech*, vol. 42, no. 6, 1995, doi: 10.1115/1.4019264.
- [101] K. J. Åström and T. Hägglund, "Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control," *J Process Control*, vol. 14, no. 6, 2004, doi: 10.1016/j.jprocont.2004.01.002.
- [102] W. K. Ho, C. C. Hang, and L. S. Cao, "Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications," *Automatica*, vol. 31, no. 3, 1995, doi: 10.1016/0005-1098(94)00130-B.
- [103] P. Persson and K. J. Åström, "Dominant Pole Design A Unified View of PID Controller Tuning," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 25, no. 14, 1992, doi: 10.1016/s1474-6670(17)50763-6.
- [104] T. S. Schei, "Automatic tuning of PID controllers based on transfer function estimation," *Automatica*, vol. 30, no. 12, 1994, doi: 10.1016/0005-1098(94)90060-4.
- [105] B. Kristiansson and B. Lennartson, "Evaluation and simple tuning of PID controllers with high-frequency robustness," *J Process Control*, vol. 16, no. 2, 2006, doi: 10.1016/j.jprocont.2005.05.006.
- [106] K. J. Åström, H. Panagopoulos, and T. Hägglund, "Design of PI controllers based on non-convex optimization," *Automatica*, vol. 34, no. 5, 1998, doi: 10.1016/S0005-1098(98)00011-9.

- [107] C. Grimholt and S. Skogestad, "Optimal PI and PID control of first-order plus delay processes and evaluation of the original and improved SIMC rules," *J Process Control*, vol. 70, 2018, doi: 10.1016/j.jprocont.2018.06.011.
- [108] T. B. Šekara and M. R. Mataušek, "Optimization of PID controller based on maximization of the proportional gain under constraints on robustness and sensitivity to measurement noise," *IEEE Trans Automat Contr*, vol. 54, no. 1, 2009, doi: 10.1109/TAC.2008.2008359.
- [109] A. Wallen, K. J. Astrom, and T. Hagglund, "Loop-shaping design of PID controllers with constant Ti/Td ratio," *Asian J Control*, vol. 4, no. 4, 2002, doi: 10.1111/j.1934-6093.2002.tb00080.x.
- [110] H. Panagopoulos, K. J. Åström, and T. Hägglund, "Design of PID controllers based on constrained optimisation," *IEE Proceedings: Control Theory and Applications*, vol. 149, no. 1, 2002, doi: 10.1049/ip-cta:20020102.
- [111] D. Vrančić, S. Strmčnik, J. Kocijan, and P. B. de Moura Oliveira, "Improving disturbance rejection of PID controllers by means of the magnitude optimum method," *ISA Trans*, vol. 49, no. 1, 2010, doi: 10.1016/j.isatra.2009.08.002.
- [112] M. Huba, D. Vrancic, and P. Bistak, "PID Control with Higher Order Derivative Degrees for IPDT Plant Models," *IEEE Access*, vol. 9, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3047351.
- [113] T. B. Šekara and M. R. Mataušek, "Classification of dynamic processes and PID controller tuning in a parameter plane," *J Process Control*, vol. 21, no. 4, 2011, doi: 10.1016/j.jprocont.2010.12.004.
- [114] C. Hwang and C. Y. Hsiao, "Solution of a non-convex optimization arising in PI/PID control design," *Automatica*, vol. 38, no. 11, 2002, doi: 10.1016/S0005-1098(02)00115-2.
- [115] A. J. Isaksson and S. F. Graebe, "Derivative filter is an integral part of PID design," *IEE Proceedings: Control Theory and Applications*, vol. 149, no. 1, 2002, doi: 10.1049/ip-cta:20020111.
- [116] O. Garpinger and T. Hägglund, "Software-based optimal PID design with robustness and noise sensitivity constraints," *J Process Control*, vol. 33, 2015, doi: 10.1016/j.jprocont.2015.06.001.
- [117] K. Soltesz, C. Grimholt, and S. Skogestad, "Simultaneous design of proportionalintegral-derivative controller and measurement filter by optimisation," *IET Control Theory and Applications*, vol. 11, no. 3, 2017, doi: 10.1049/iet-cta.2016.0297.
- [118] F. G. Shinskey, "How good are our controllers in absolute performance and robustness?," *Measurement and Control*, vol. 23, no. 4, 1990, doi: 10.1177/002029409002300402.
- [119] M. Araki and H. Taguchi, "Two-degree-of-freedom PID controllers," *Int J Control Autom Syst*, vol. 1, no. 4, 2003.
- [120] H. S. Sánchez, A. Visioli, and R. Vilanova, "Optimal Nash tuning rules for robust PID controllers," *J Franklin Inst*, vol. 354, no. 10, 2017, doi: 10.1016/j.jfranklin.2017.03.012.
- [121] C. Grimholt and S. Skogestad, "Optimization of fixed-order controllers using exact gradients," *J Process Control*, vol. 71, 2018, doi: 10.1016/j.jprocont.2018.09.001.

- [122] O. Garpinger and T. Hägglund, "A Software Tool for Robust PID Design," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 41, no. 2, 2008, doi: 10.3182/20080706-5-kr-1001.01082.
- [123] Q. Jin and Q. Liu, "Multi-loop PI/PID controllers design for disturbance rejection based on non-parametric effective model and non-convex optimisation," *IET Control Theory and Applications*, vol. 8, no. 15, 2014, doi: 10.1049/iet-cta.2013.0907.
- [124] N. Tan, "Computation of stabilizing PI and PID controllers for processes with time delay," *ISA Trans*, vol. 44, no. 2, 2005, doi: 10.1016/S0019-0578(07)90000-2.
- [125] A. Karimi, M. Kunze, and R. Longchamp, "Robust controller design by linear programming with application to a double-axis positioning system," *Control Eng Pract*, vol. 15, no. 2, 2007, doi: 10.1016/j.conengprac.2006.06.002.
- [126] M. Hast, K. J. Astrom, B. Bernhardsson, and S. Boyd, "PID design by convex-concave optimization," in 2013 European Control Conference, ECC 2013, 2013. doi: 10.23919/ecc.2013.6669312.
- [127] P. Mercader, K. J. Astrom, A. Banos, and T. Hagglund, "Robust PID design based on QFT and convex-concave optimization," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 25, no. 2, 2017, doi: 10.1109/TCST.2016.2562581.
- [128] S. Boyd, M. Hast, and K. J. Åström, "MIMO PID tuning via iterated LMI restriction," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 26, no. 8, 2016, doi: 10.1002/rnc.3376.
- [129] M. Grant and S. Boyd, "CV<sup>II</sup>: Matlab software for disciplined convex programming, ver 2.1," Available at http://cvxr.com/cvx/.
- [130] S. Nuzzo, M. Galea, C. Gerada, and N. Brown, "Analysis, modeling, and design considerations for the excitation systems of synchronous generators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 2996–3007, 2017.
- [131] W. G. Heffron and R. A. Phillips, "Effect of a Modern Amplidyne Voltage Regulator on Underexcited Operation of Large Turbine Generators," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, vol. 71, no. 1, 1952, doi: 10.1109/AIEEPAS.1952.4498530.
- [132] B. Zaker, G. B. Gharehpetian, and M. Karrari, "Small signal equivalent model of synchronous generator-based grid-connected microgrid using improved Heffron-Phillips model," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 108, 2019, doi: 10.1016/j.ijepes.2019.01.016.
- [133] M. Karrari and O. P. Malik, "Identification of Heffron-Phillips model parameters for synchronous generators using online measurements," in *IEE Proceedings: Generation*, *Transmission and Distribution*, 2004. doi: 10.1049/ip-gtd:20040275.
- [134] D. Joksimović, D. Stojić, S. Veinović, and D. Marčetić, "Reactive Power Controller for Under-Excitation Limiter with Regard to Electromechanical Oscillations," *IEEE Access*, p. 1, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3555960.
- [135] E. V Larsen and D. A. Swann, "Applying power system stabilizers part I: general concepts," *IEEE Transactions on Power Apparatus and systems*, no. 6, pp. 3017–3024, 1981.
- [136] G. S. Hope, S. T. Nichols, and J. Carr, "Measurement of transfer functions of power system components under operating conditions," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 96, no. 6, pp. 1798–1808, 1977.

- [137] P. Kundur, M. Klein, G. J. Rogers, and M. S. Zywno, "Application of power system stabilizers for enhancement of overall system stability," *IEEE Transactions on power systems*, vol. 4, no. 2, pp. 614–626, 1989.
- [138] Y. L. Abdel-Magid, M. A. Abido, and A. H. Mantaway, "Robust tuning of power system stabilizers in multimachine power systems," *IEEE transactions on Power Systems*, vol. 15, no. 2, pp. 735–740, 2000.
- [139] F. J. De Marco, N. Martins, and J. C. R. Ferraz, "An automatic method for power system stabilizers phase compensation design," *IEEE Transactions on power systems*, vol. 28, no. 2, pp. 997–1007, 2012.
- [140] J. Agee *et al.*, "IEEE tutorial course power system stabilization via excitation control," *IEEE Power and Energy Society*, 2007.
- [141] M. Klein, G. J. Rogers, and P. Kundur, "A fundamental study of inter-area oscillations in power systems," *IEEE Transactions on power systems*, vol. 6, no. 3, pp. 914–921, 1991.
- [142] D. C. Lee, R. E. Beaulieu, and J. R. R. Service, "A Power System Stabilizer Using Speed and Electrical Power Inputs-Design and Field Experience," *IEEE Transactions on power apparatus and systems*, no. 9, pp. 4151–4157, 1981.
- [143] P. Kundur, G. R. Berube, L. M. Hajagos, and R. Beaulieu, "Practical utility experience with and effective use of power system stabilizers," in 2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting (IEEE Cat. No. 03CH37491), IEEE, 2003, pp. 1777–1785.
- [144] R. Grondin, I. Kamwa, G. Trudel, L. Gerin-Lajoie, and J. Taborda, "Modeling and closedloop validation of a new PSS concept, the multi-band PSS," in 2003 IEEE power engineering society general meeting (IEEE Cat. No. 03CH37491), IEEE, 2003, pp. 1804– 1809.
- [145] "IEEE Standard Definitions for Excitation Systems for Synchronous Machines," IEEE Std 421.1-2007 (Revision of IEEE Std 421.1-1986), pp. 1–33, 2007, doi: 10.1109/IEEESTD.2007.385319.
- [146] K. Máslo, A. Kasembe, and M. Kolcun, "Simplification and unification of IEEE standard models for excitation systems," *Electric Power Systems Research*, vol. 140, pp. 132– 138, 2016.
- [147] D. Stojic, S. Veinovic, M. Milinkovic, D. Joksimovic, and N. Milojcic, "Voltage Controller for a Synchronous Generator with Exciter," *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 24, no. 04, p. 1550050, 2015.
- [148] D. Stojic, M. Milinkovic, S. Veinovic, D. Joksimovic, and N. Milojcic, "Robust synchronous generator excitation regulator based on stabilizing feedback action," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 25, no. 12, pp. 3704– 3719, 2015.
- [149] A. Glaninger-Katschnig, F. Nowak, M. Bächle, and J. Taborda, "New digital excitation system models in addition to IEEE. 421.5 2005," in *IEEE PES General Meeting*, IEEE, 2010, pp. 1–6.
- [150] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, vol. 2. Wiley Online Library, 2002.
- [151] V. Blasko, V. Kaura, and W. Niewiadomski, "Sampling of discontinuous voltage and current signals in electrical drives: A system approach," in *IAS'97. Conference Record*

of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting, IEEE, 1997, pp. 682–689.

- [152] C. Yang, J. Wang, C. Wang, 
  <sup>□</sup>. You, S. Yu, and P. Su, "Tuning method of resonant current controller with DC elimination for PWM rectifiers in electric multiple units," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 2, pp. 740–751, 2020.
- [153] J. Ma, Z. Wang, F. Blaabjerg, L. Harnefors, and W. Song, "Accuracy analysis of the zeroorder hold model for digital pulse width modulation," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 33, no. 12, pp. 10826–10834, 2018.
- [154] K. J. Åström and T. Hägglund, *Advanced PID control*. ISA-The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006.
- [155] H. W. Bode, "Network analysis and feedback amplifier design," 1945.
- [156] S. P. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex optimization*. Cambridge university press, 2004.
- [157] M. S. Bazaraa, H. D. Sherali, and C. M. Shetty, *Nonlinear programming: theory and algorithms*. John wiley & sons, 2013.
- [158] P. T. Boggs and J. W. Tolle, "Sequential quadratic programming," *Acta numerica*, vol. 4, pp. 1–51, 1995.
- [159] M. J. D. Powell, "A fast algorithm for nonlinearly constrained optimization calculations," 1978. doi: 10.1007/bfb0067703.
- [160] "Constrained Nonlinear Optimization Algorithms MATLAB & Simulink MathWorks Nordic." Accessed: Apr. 19, 2024. [Online]. Available: https://se.mathworks.com/help/optim/ug/constrained-nonlinear-optimizationalgorithms.html?searchHighlight=algorithm%20fmincon&s\_tid=srchtitle\_support\_res ults\_5\_algorithm%20fmincon
- [161] MARTOS B, "SUBDEFINITE MATRICES AND QUADRATIC FORMS," *SIAM J Appl Math*, vol. 17, no. 6, pp. 1215–1223, 1969, doi: 10.1137/0117112.
- [162] J. L. Willems, "A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations," *IEEE Trans Instrum Meas*, vol. 41, no. 4, pp. 523–527, 1992.
- [163] A. Ferrero and G. Superti-Furga, "A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions," *IEEE Trans Instrum Meas*, vol. 40, no. 3, pp. 568–577, 1991.
- [164] J. Mikulović, T. Šekara, and M. Forcan, "Power definitions for three-phase systems in terms of instantaneous symmetrical components," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 147, p. 108808, 2023.

# Прилог А

#### Код 1.

```
x = sym('a', [1 3]);
syms zeta Mn Ms s;
assume(x, 'real');
assume(zeta, 'real');
assume(Mn, 'real');
assume(Ms, 'real');
Ka = 10;
Ke = 1;
Te = 0.4;
Tg = 1;
Ta = 0.1;
Gp = Ka*Ke / ((Te*s+1)*(Tg*s+1)*(Ta*s+1));
L = (((x(2)^{2}*s^{2})/(4*x(3)*zeta^{2}))+s*x(2)+x(3))*Gp \dots
/(s*((s*x(2)^2)/(4*zeta^2*x(3)*Mn)+1));
s = 1i * x(1);
L = subs(L);
Re = real(1+L);
Im = imag(1+L);
Fa = (Re^{2} + Im^{2}) - 1/(Ms^{2})
Fb = diff(Fa, x(1))
Fc = diff(Fa, x(2))
```

#### Код 2.

```
function F = Gs ki(x)
%Gs = Gexcitation
zeta = 0.8;
Ms = 1.6;
Mn = 15;
a1 = x(1);
a2 = x(2);
a3 = x(3);
F(1) = imag(-((a3 + a1*a2*1i - (a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>))*10i)/(a1*(1 +
al*1i)*((al*2i)/5 + 1)*((al*1i)/10 + 1)*((al*a2^2*1i)/(4*Mn*a3*zeta^2) +
1)))<sup>2</sup> + (real(-((a3 + a1*a2*1i - (a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>))*10i)/(a1*(1
+ a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*a2<sup>2</sup>2*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>)
+ 1))) + 1)^{2} - 1/Ms^{2};
F(2) = - 2*imag(-((a3 + a1*a2*1i - (a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>))*10i)/(a1*(1
+ a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*a2<sup>2</sup>2*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>)
+ 1)))*(- imag(-((a2*1i - (a1*a2^2)/(2*a3*zeta^2))*10i)/(a1*(1 +
al*li)*((al*2i)/5 + 1)*((al*li)/10 + 1)*((al*a2^2*li)/(4*Mn*a3*zeta^2) +
1))) + imaq((a3 + a1*a2*1i - (a1^2*a2^2)/(4*a3*zeta^2))/(a1*(1 +
al*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*(1 + (a1*1i)/10)^2*((a1*a2^2*1i)/(4*Mn*a3*zeta^2)
+ 1))) + 4*imag((a3 + a1*a2*1i - (a1^2*a2^2)/(4*a3*zeta^2))/(a1*(1 +
al*1i)*(1 + (a1*2i)/5)^2*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*a2^2*1i)/(4*Mn*a3*zeta^2))
+ 1))) + 10*imag((a3 + a1*a2*1i - (a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>))/(a1*(1 +
a1*1i)<sup>2</sup>*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*a2<sup>2</sup>2*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>2)
```

```
+ 1))) - imag(((a3 + a1*a2*1i - (a1^2*a2^2)/(4*a3*zeta^2))*10i)/(a1^2*(1
+ a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*a2<sup>2</sup>*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>)
+ 1))) + (5*imag((a2<sup>2</sup>*(a3 + a1*a2*1i -
(a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>)))/(Mn*a1*a3*zeta<sup>2</sup>*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + (a1*a2^2*1i)/(4*Mn*a3*zeta^2))^2)))/2) -
2*(real(-((a3 + a1*a2*1i - (a1^2*a2^2)/(4*a3*zeta^2))*10i)/(a1*(1 +
al*1i)*((al*2i)/5 + 1)*((al*1i)/10 + 1)*((al*a2^2*1i)/(4*Mn*a3*zeta^2) +
1))) + 1)*(- real(-((a2*1i - (a1*a2<sup>2</sup>)/(2*a3*zeta<sup>2</sup>))*10i)/(a1*(1 +
al*1i)*((al*2i)/5 + 1)*((al*1i)/10 + 1)*((al*a2^2*1i)/(4*Mn*a3*zeta^2) +
1))) + real((a3 + a1*a2*1i - (a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>))/(a1*(1 +
al*li)*((al*2i)/5 + 1)*(1 + (al*li)/10)<sup>2</sup>*((al*a2<sup>2</sup>*li)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>)
+ 1))) + 4*real((a3 + a1*a2*1i - (a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>))/(a1*(1 +
a1*1i)*(1 + (a1*2i)/5)<sup>2</sup>*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*a2<sup>2</sup>*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>)
+ 1))) + 10*real((a3 + a1*a2*1i - (a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>))/(a1*(1 +
a1*1i)<sup>2</sup>*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*a2<sup>2</sup>2*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>)
+ 1))) - real(((a3 + a1*a2*1i - (a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>))*10i)/(a1<sup>2</sup>*(1
+ a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*a2<sup>2</sup>*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>)
+ 1))) + (5*real((a2<sup>2</sup>*(a3 + a1*a2*1i -
(a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>)))/(Mn*a1*a3*zeta<sup>2</sup>*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + (a1*a2<sup>2</sup>*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>))<sup>2</sup>)))/2);
F(3) = 2*imaq(-((a3 + a1*a2*1i - (a1^2*a2^2))/(4*a3*zeta^2))*10i)/(a1*(1 +
al*1i)*((al*2i)/5 + 1)*((al*1i)/10 + 1)*((al*a2^2*1i)/(4*Mn*a3*zeta^2) +
1)))*(imaq(-((a1*1i - (a1<sup>2</sup>*a2)/(2*a3*zeta<sup>2</sup>))*10i)/(a1*(1 +
al*1i)*((al*2i)/5 + 1)*((al*1i)/10 + 1)*((al*a2^2*1i)/(4*Mn*a3*zeta^2) +
1))) - 5*imag((a2*(a3 + a1*a2*1i -
(a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>)))/(Mn*a3*zeta<sup>2</sup>*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + (a1*a2<sup>2</sup>2*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>2))<sup>2</sup>))) + 2*(real(-
((a1*1i - (a1^2*a2)/(2*a3*zeta^2))*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*a2<sup>2</sup>2*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>) + 1))) -
5*real((a2*(a3 + a1*a2*1i - (a1^2*a2^2)/(4*a3*zeta^2)))/(Mn*a3*zeta^2*(1
+ a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 +
(a1*a2<sup>2</sup>*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>))<sup>2</sup>)))*(real(-((a3 + a1*a2*1i -
(a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>)/(4*a3*zeta<sup>2</sup>))*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*a2<sup>2</sup>*1i)/(4*Mn*a3*zeta<sup>2</sup>) + 1))) + 1);
```

end

s = 1i \* x(1);

#### Код З.

```
x = sym('a', [1 4]);
syms zeta Ms s Mn;
assume(x, 'real');
assume(zeta, 'real');
assume(Mn, 'real');
assume(Ms, 'real');
Ka = 10;
Ke = 1;
Te = 0.4;
Tq = 1;
Ta = 0.1;
Gp = Ka*Ke / ((Te*s+1)*(Tg*s+1)*(Ta*s+1));
%L =(s+s1)*(x(3)*s<sup>2</sup> + 2*zeta*(sqrt(x(2)*x(3)/s1))*s+x(2)/s1)*Gp ...
%/(s*(sqrt(x(3)/Mn)*s+1)^2);
L = (s+x(4))*(x(3)*s^{2} + 2*zeta*(sqrt(x(2)*x(3)/x(4)))*s+x(2)/x(4))*Gp \dots
/(s*((x(3)/Mn)*s^2 + sqrt(2*x(3)/Mn)*s+1));
```

```
L = subs(L);
Re = real(1+L);
Im = imag(1+L);
FA = (Re<sup>2</sup>+Im<sup>2</sup>)-1/(Ms<sup>2</sup>)
FB = diff(FA,x(1))
FC = diff(FA,x(3)) % for max ki method
FD = diff(FA,x(4))
```

#### Код 4.

```
function F = Gs ki butterworth(x)
%Gs = Gexcitation
zeta = 0.85;
Ms = 1.6;
Mn = 15;
a1 = x(1);
a2 = x(2);
a3 = x(3);
a4 = x(4);
F(1) = imag(-((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1^2*a3 + a1^2)))
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(al*(1 + al*1i)*((al*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn)))^2
- 1/Ms<sup>2</sup> + (real(-((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 +
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn))) +
1)^2;
F(2) = 2*imag(-((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1^2*a3 + a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn)))*(-
imag(((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1^2*a3 +
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i))/(al*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*(1 +
(a1*1i)/10)<sup>2</sup>*(1 + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i - (a1<sup>2</sup>*a3)/Mn))) -
4*imag(((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1^2*a3 +
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i))/(a1*(1 + a1*1i)*(1 +
(a1*2i)/5)<sup>2</sup>*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i -
(a1<sup>2</sup>*a3)/Mn))) - 10*imag(((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 +
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i))/(a1*(1 + a1*1i)^2*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn))) +
imag(((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1^2*a3 +
a1*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1^2*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn))) +
10*imaq((a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 + a1*zeta*((a2*a3)/a4)<sup>(1/2)</sup>*2i)/(a1*(1 +
a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i
- (a1^2*a3)/Mn))) + imag(((a4 + a1*1i)*(2^(1/2)*(a3/Mn)^(1/2)*1i -
(2*a1*a3)/Mn)*(a2/a4 - a1^2*a3 +
a1*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1) * ((a1*1i)/10 + 1) * (1 - (a1^2*a3)/Mn + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i)^2))
+ imag(-((a4 + a1*1i)*(zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i - 2*a1*a3)*10i)/(a1*(1
+ a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 +
2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i - (a1<sup>2</sup>*a3)/Mn)))) + 2*(real(-((a4 +
al*li)*(a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 + a1*zeta*((a2*a3)/a4)<sup>(1/2)</sup>*2i)*10i)/(a1*(1 +
al*li)*((al*2i)/5 + 1)*((al*li)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*al*(a3/Mn)^(1/2)*1i
- (a1^2*a3)/Mn))) + 1)*(- real(((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1^2*a3 +
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i))/(al*(1 + al*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*(1 +
```

```
(a1*1i)/10)^2*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn))) -
4*real(((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1^2*a3 +
a1*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i))/(a1*(1 + a1*1i)*(1 +
(a1*2i)/5)^2*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i -
(a1^2*a3)/Mn))) - 10*real(((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1^2*a3 +
```

```
a1*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i))/(a1*(1 + a1*1i)^2*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn))) +
real(((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1^2*a3 +
a1*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1^2*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn))) +
10*real((a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 + a1*zeta*((a2*a3)/a4)<sup>(1/2)</sup>*2i)/(a1*(1 +
al*1i)*((al*2i)/5 + 1)*((al*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*al*(a3/Mn)^(1/2)*1i
- (a1<sup>2</sup>*a3)/Mn))) + real(((a4 + a1*1i)*(2<sup>(1/2)</sup>*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i -
(2*a1*a3)/Mn)*(a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 +
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 - (a1<sup>2</sup>*a3)/Mn + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i)<sup>2</sup>))
+ real(-((a4 + a1*1i)*(zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i - 2*a1*a3)*10i)/(a1*(1
+ a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 +
2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i - (a1<sup>2</sup>*a3)/Mn))));
F(3) = 2*(real(((a4 + a1*1i)*(a1<sup>2</sup> -
(a2*zeta*a1*1i)/(a4*((a2*a3)/a4)^(1/2)))*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5
+ 1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn)))
+ real(-((a4 + a1*1i)*(a1^2/Mn -
(2<sup>(1/2)</sup>*a1*1i)/(2*Mn*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>))*(a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 +
a1*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 - (a1<sup>2</sup>*a3)/Mn +
2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i)<sup>2</sup>)))*(real(-((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 +
a1*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn))) +
1) + 2*imag(-((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 +
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(al*(1 + al*1i)*((al*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i -
(a1<sup>2</sup>*a3)/Mn)))*(imag(-((a4 + a1*1i)*(a1<sup>2</sup>/Mn -
(2<sup>(1/2)</sup>*a1*1i)/(2*Mn*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>))*(a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 +
a1*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 - (a1<sup>2</sup>*a3)/Mn + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i)<sup>2</sup>))
+ imag(((a4 + a1*1i)*(a1<sup>2</sup> -
(a2*zeta*a1*1i)/(a4*((a2*a3)/a4)^(1/2)))*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5
+ 1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i -
(a1<sup>2</sup>*a3)/Mn))));
F(4) = 2*(real(((a4 + a1*1i)*(a2/a4<sup>2</sup> +
(a1*a2*a3*zeta*1i)/(a4<sup>2</sup>*((a2*a3)/a4)<sup>(1/2)</sup>))*10i)/(a1*(1 +
a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i
- (a1<sup>2</sup>*a3)/Mn))) + real(-((a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 +
a1*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i -
(a1<sup>2</sup>*a3)/Mn))))*(real(-((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 +
a1*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2^(1/2)*a1*(a3/Mn)^(1/2)*1i - (a1^2*a3)/Mn))) +
1) + 2*imag(-((a4 + a1*1i)*(a2/a4 - a1^2*a3 + a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^2)*(a2/a4 - a1^
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i -
(a1<sup>2</sup>*a3)/Mn)))*(imaq(((a4 + a1*1i)*(a2/a4<sup>2</sup> +
(a1*a2*a3*zeta*1i)/(a4<sup>2</sup>*((a2*a3)/a4)<sup>(1/2)</sup>)*10i)/(a1*(1 +
a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i
- (a1<sup>2</sup>*a3)/Mn))) + imag(-((a2/a4 - a1<sup>2</sup>*a3 +
al*zeta*((a2*a3)/a4)^(1/2)*2i)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 +
1)*((a1*1i)/10 + 1)*(1 + 2<sup>(1/2)</sup>*a1*(a3/Mn)<sup>(1/2)</sup>*1i - (a1<sup>2</sup>*a3)/Mn))));
```

 $\operatorname{end}$ 

#### Код 5.

```
x = sym('a', [1 2]);
```

syms Msp Mn s kp ki kd;

```
assume(x, 'real');
     assume(kp, 'real');
     assume(ki,'real');
     assume(kd, 'real');
     assume(Msp,'real');
    assume(Mn, 'real');
    Ka = 10;
    Ke = 1;
    Te = 0.4;
    Tq = 1;
    Ta = 0.1;
    Ti = kp/ki;
    Td = kd/kp;
    Gp = Ka*Ke / ((Te*s+1)*(Tq*s+1)*(Ta*s+1));
    R = (x(2)^{2} + Ti + Td + s^{2} + x(2) + Ti + s + 1) / (Ti + Td + s^{2} + Ti + s + 1);
    L = (kd*s^2+kp*s+ki)*Gp ...
     /(s*(s*kd/Mn+1));
    s = 1i * x(1);
    L = subs(L);
    R = subs(R);
    Re = real(R*L / (1+L));
    Im = imag(R*L / (1+L));
    Ha = (Re^2 + Im^2) - Msp^2
    Hb = diff(Ha, x(1))
Код 6.
     function H = Gsp_ki(x)
     %Gsp isti damping kao i polovi
    Msp = 1.2;
    Mn = 15;
    kp = 1.0699;
    ki = 1.9593;
    kd = 0.2282;
    a1 = x(1);
    a2 = x(2);
    H(1) = -Msp^{2} + imaq(((-kd*a1^{2} + kp*a1*1i + ki)*(1 + (a1*a2*kp*1i)/ki))
     - (a1^2*a2^2*kd)/ki)*10i)/(a1*(((- kd*a1^2 + kp*a1*1i + ki)*10i)/(a1*(1 +
    a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*kd*1i)/Mn + 1)) - 1)*(1 +
    a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 + 1)*((a1*kd*1i)/Mn + 1)*(1 +
     (a1*kp*1i)/ki - (a1^2*kd)/ki)))^2 + real(((- kd*a1^2 + kp*a1*1i + ki)*(1
     + (a1*a2*kp*1i)/ki - (a1^2*a2^2*kd)/ki)*10i)/(a1*(((- kd*a1^2 + kp*a1*1i
     + ki)*10i)/(a1*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 +
     1)*((a1*kd*1i)/Mn + 1)) - 1)*(1 + a1*1i)*((a1*2i)/5 + 1)*((a1*1i)/10 +
     1)*((a1*kd*1i)/Mn + 1)*(1 + (a1*kp*1i)/ki - (a1<sup>2</sup>*kd)/ki)))<sup>2</sup>;
    H(2) = 2*real(((- kd*a1<sup>2</sup> + kp*a1*1i + ki)*(1 + (a1*a2*kp*1i)/ki -
     (a1<sup>2</sup>*a2<sup>2</sup>*kd)/ki)*10i)/(a1*(((- kd*a1<sup>2</sup> + kp*a1*1i + ki)*10i)/(a1*(1 +
     al*li)*((al*2i)/5 + 1)*((al*li)/10 + 1)*((al*kd*li)/Mn + 1)) - 1)*(1 +
     al*li)*((al*2i)/5 + 1)*((al*li)/10 + 1)*((al*kd*li)/Mn + 1)*(1 +
     (a1*kp*1i)/ki - (a1<sup>2</sup>*kd)/ki)))*(real(((kp*1i - 2*a1*kd)*(1 +
     (a1*a2*kp*1i)/ki - (a1^2*a2^2*kd)/ki)*10i)/(a1*(((- kd*a1^2 + kp*a1*1i +
    ki)*10i)/(al*(1 + al*1i)*((al*2i)/5 + 1)*((al*1i)/10 + 1)*((al*kd*1i)/Mn
```

+ 1)) - 1)\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn +

1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*kd)/ki))) + real(-(((kp\*1i)/ki -(2\*a1\*kd)/ki)\*(- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki -(a1<sup>2</sup>\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki)\*10i)/(a1\*(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + al\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*((al\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 -(a1<sup>2</sup>\*kd)/ki + (a1\*kp\*li)/ki)<sup>2</sup>)) + real(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*li + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*li)/ki - (a1^2\*a2^2\*kd)/ki))/(a1\*(((- kd\*a1^2 + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*(1 + (a1\*1i)/10)^2\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1<sup>2</sup>\*kd)/ki))) + 4\*real(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*a2^2\*kd)/ki))/(a1\*(((- kd\*a1^2 + kp\*al\*1i + ki)\*10i)/(al\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1) \* ((a1\*kd\*1i) / Mn + 1)) - 1) \* (1 + a1\*1i) \* (1 + (a1\*2i) / 5) ^2 \* ((a1\*1i) / 10 + 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) ^2 \* ((a1\*1i) / 10) + 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (1 + (a1\*2i) / 5) \* (a1\*1i) / 10) \* (a1\*1 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*kd)/ki))) + 10\*real(((kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki -(a1<sup>2</sup>\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki))/(a1\*(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*((al\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + al\*1i)<sup>2</sup>\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*((al\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*li)/ki - (a1^2\*kd)/ki))) + real(-((- kd\*a1^2 + kp\*a1\*li + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*a2^2\*kd)/ki)\*10i)/(a1^2\*(((- kd\*a1^2 + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*kd)/ki))) + 10\*real((kd\*(- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki -(a1<sup>2</sup>\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki))/(Mn\*a1\*(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*((al\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*(1 + (al\*kd\*1i)/Mn)^2\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1<sup>2</sup>\*kd)/ki))) + real((((a2\*kp\*1i)/ki -(2\*a1\*a2^2\*kd)/ki)\*(- kd\*a1^2 + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(((- kd\*a1^2 + kp\*al\*1i + ki)\*10i)/(al\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*kd)/ki))) + real(-((kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki -(a1<sup>2</sup>\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki)\*(((kp\*1i - 2\*a1\*kd)\*10i)/(a1\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) + (- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)/(a1\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*(1 + (a1\*1i)/10)<sup>2</sup>\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) + (4\*(- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki))/(a1\*(1 + a1\*1i)\*(1 + (a1\*2i)/5)<sup>2</sup>\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) + (10\*(- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki))/(a1\*(1 + a1\*1i)^2\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) - ((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1<sup>2</sup>\*(1 + al\*li)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*li)/10 + 1)\*((al\*kd\*li)/Mn + 1)) + (10\*kd\*(kd\*al<sup>2</sup> + kp\*al\*li + ki))/(Mn\*al\*(1 + al\*li)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*li)/10 + 1)\*(1 + (a1\*kd\*li)/Mn)^2))\*10i)/(a1\*((10i\*kd\*a1^2 + 10\*kp\*a1 ki\*10i)/(al\*(1 + al\*1i)\*(1 + (a1\*2i)/5)\*(1 + (a1\*1i)/10)\*(1 + (a1\*kd\*1i)/Mn)) + 1)<sup>2</sup>\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*kd)/ki)))) + 2\*imag(((kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki -(a1<sup>2</sup>\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki)\*10i)/(a1\*(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + al\*li)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*li)/10 + 1)\*((al\*kd\*li)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*((al\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1<sup>2</sup>\*kd)/ki)))\*(imag(((kp\*1i - 2\*a1\*kd)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki - (a1<sup>2</sup>\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki)\*10i)/(a1\*(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1<sup>2</sup>\*kd)/ki))) + imag(-(((kp\*1i)/ki -(2\*a1\*kd)/ki)\*(- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki -(a1<sup>2</sup>\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki)\*10i)/(a1\*(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + al\*li)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*li)/10 + 1)\*((al\*kd\*li)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*((al\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 -(a1<sup>2</sup>\*kd)/ki + (a1\*kp\*1i)/ki)<sup>2</sup>)) + imag(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*li)/ki - (a1^2\*a2^2\*kd)/ki))/(a1\*(((- kd\*a1^2 + kp\*a1\*li + ki)\*10i)/(al\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*((al\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*(1 + (a1\*1i)/10)^2\*((a1\*kd\*1i)/Mn

+ 1)\*(1 + (al\*kp\*1i)/ki - (al^2\*kd)/ki))) + 4\*imag(((- kd\*al^2 + kp\*al\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*a2^2\*kd)/ki))/(a1\*(((- kd\*a1^2 + kp\*al\*li + ki)\*l0i)/(al\*(1 + al\*li)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*li)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + a1\*1i)\*(1 + (a1\*2i)/5)^2\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*kd)/ki))) + 10\*imag(((kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki -(a1<sup>2</sup>\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki))/(a1\*(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + al\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + al\*1i)^2\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*li)/ki - (a1^2\*kd)/ki))) + imag(-((- kd\*a1^2 + kp\*a1\*li + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*a2^2\*kd)/ki)\*10i)/(a1^2\*(((- kd\*a1^2 + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*kd)/ki))) + 10\*imag((kd\*(- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki -(a1<sup>2</sup>\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki))/(Mn\*a1\*(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*((al\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + al\*li)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*li)/10 + 1)\*(1 + (al\*kd\*li)/Mn)^2\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1<sup>2</sup>\*kd)/ki))) + imag((((a2\*kp\*1i)/ki -(2\*a1\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki)\*(- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*10i)/(a1\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) - 1)\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*kd)/ki))) + imaq(-((kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)\*(1 + (a1\*a2\*kp\*1i)/ki -(a1<sup>2</sup>\*a2<sup>2</sup>\*kd)/ki)\*(((kp\*1i - 2\*a1\*kd)\*10i)/(a1\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) + (- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki)/(al\*(1 + al\*li)\*((al\*2i)/5 + 1)\*(1 + (al\*li)/10)^2\*((al\*kd\*li)/Mn + 1)) + (4\*(- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki))/(a1\*(1 + a1\*1i)\*(1 + (a1\*2i)/5)<sup>2</sup>\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)) + (10\*(- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*1i + ki))/(a1\*(1 + a1\*1i)^2\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*li)/Mn + 1)) - ((- kd\*a1<sup>2</sup> + kp\*a1\*li + ki)\*10i)/(a1<sup>2</sup>\*(1 + al\*1i)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*1i)/10 + 1)\*((al\*kd\*1i)/Mn + 1)) + (10\*kd\*(kd\*al<sup>2</sup> + kp\*al\*li + ki))/(Mn\*al\*(1 + al\*li)\*((al\*2i)/5 + 1)\*((al\*li)/10 + 1)\*(1 + (a1\*kd\*1i)/Mn)^2))\*10i)/(a1\*((10i\*kd\*a1^2 + 10\*kp\*a1 ki\*10i)/(a1\*(1 + a1\*1i)\*(1 + (a1\*2i)/5)\*(1 + (a1\*1i)/10)\*(1 + (a1\*kd\*1i)/Mn)) + 1)<sup>2</sup>\*(1 + a1\*1i)\*((a1\*2i)/5 + 1)\*((a1\*1i)/10 + 1)\*((a1\*kd\*1i)/Mn + 1)\*(1 + (a1\*kp\*1i)/ki - (a1^2\*kd)/ki))));

End

# Прилог Б

Код 7.

```
{
 difful[0] = (float) adch[0]; // Va
 difful[1] = (float) adch[1]; // Vb
 difful[2] = (float) adch[2]; // Vc
 difful[3] = (float) adch[3]; // Ia
 difful[4] = (float) adch[4]; // Ib
 diff[0] = diff[0] * TAU DIFF + difful[0] - difful 1[0];
 difful 1[0] = difful[0];
 diff[1] = diff[1] * TAU_DIFF + difful[1] - difful_1[1];
 difful_1[1] = difful[1];
 diff[2] = diff[2] * TAU_DIFF + difful[2] - difful_1[2];
 difful_1[2] = difful[2];
 diff[3] = diff[3] * TAU_DIFF + difful[3] - difful_1[3];
 difful_1[3] = difful[3];
 diff[4] = diff[4] * TAU DIFF + difful[4] - difful 1[4];
 difful 1[4] = difful[4];
 Va = diff[0];
 Vb = diff[1];
 Vc = diff[2];
 Ia = diff[3];
 Ib = diff[4];
```

#### Код 8.

}

```
#define PI
                     3.1415926f /* pi */
#define
              ADC_S_RATE
                           5000.f
#define
              FΝ
                           30.f
#define
              PSI
                           0.8660254f
#define
              WN
                           (2 * PI * FN)
#define
              WNT
                           (WN / ADC_S_RATE)
#define
             A_NRM (4.f + 4.f*PSI*WNT + WNT*WNT)
#define
             B0
                           ((WNT * WNT) / A NRM)
#define
                           ((2.f * WNT * WNT) / A NRM)
             B1
#define
             B2
                           ((WNT * WNT) / A NRM)
#define
              A0
                           1.f
#define
              Α1
                           ((2.f*WNT*WNT - 8.f) / A_NRM)
#define
              A2
                           ((4.f - 4.f*PSI*WNT + WNT*WNT) / A NRM)
Valfa = Va - Vb * 0.5f - Vc * 0.5f;
Vbeta = Vb * 0.866f - Vc * 0.866f;
fIn0 = sqrtf(Valfa * Valfa + Vbeta * Vbeta);
{
 int i = 2 + 1;
       static DefaultType fIn[2 + 1] = {0, 0, 0};
       static DefaultType fOut[2 + 1] = {0, 0, 0};
```

```
const static DefaultType aAry[2 + 1] = {A0,A1,A2};
       const static DefaultType bAry[2 + 1] = {B0,B1,B2};
       fOut0 = bAry[0] * fIn0;
       while (--i > 0)
       {
                fIn[i] = fIn[i - 1];
                fOut[i] = fOut[i - 1];
                fOut0 += bAry[i] * fIn[i] - aAry[i] * fOut[i];
       fOut[0] = fOut0;
       fIn[0] = fIn0;
}
Vgen = (fOut0 * (float) par[1]) / 1000.f;
mer[1] = (int) Vgen;
Ic = -Ia - Ib;
Ialfa = Ia - Ib * 0.5f - Ic * 0.5f;
Ibeta = Ib * 0.866f - Ic * 0.866f;
fIn0 = sqrtf(Ialfa * Ialfa + Ibeta * Ibeta);
{
 int i = 2 + 1;
       static DefaultType fIn[2 + 1] = {0, 0, 0};
       static DefaultType fOut[2 + 1] = {0, 0, 0};
       const static DefaultType aAry[2 + 1] = {A0,A1,A2};
       const static DefaultType bAry[2 + 1] = {B0,B1,B2};
       fOut0 = bAry[0] * fIn0;
       while (--i > 0)
       {
        fIn[i] = fIn[i - 1];
             fOut[i] = fOut[i - 1];
             fOut0 += bAry[i] * fIn[i] - aAry[i] * fOut[i];
        }
        fOut[0] = fOut0;
        fIn[0] = fIn0;
}
Igen = (fOut0 * (float) par[2]) / 1000.f;
mer[2] = (int) Igen;
fIn0 = (Valfa * Ialfa + Vbeta * Ibeta) / 1000.f;
{
 int i = 2 + 1;
       static DefaultType fIn[2 + 1] = {0, 0, 0};
       static DefaultType fOut[2 + 1] = {0, 0, 0};
       const static DefaultType aAry[2 + 1] = {A0,A1,A2};
       const static DefaultType bAry[2 + 1] = {B0,B1,B2};
       fOut0 = bAry[0] * fIn0;
 while (--i > 0)
       {
        fIn[i] = fIn[i - 1];
             fOut[i] = fOut[i - 1];
             fOut0 += bAry[i] * fIn[i] - aAry[i] * fOut[i];
       fOut[0] = fOut0;
       fIn[0] = fIn0;
}
Pgen = (fOut0 * (float) par[3]) / 1000.f;
```

```
mer[3] = (int) Pgen;
     fIn0 = (Valfa * Ibeta - Vbeta * Ialfa) / 1000.f;
     {
      int i = 2 + 1;
            static DefaultType fIn[2 + 1] = {0, 0, 0};
            static DefaultType fOut[2 + 1] = {0, 0, 0};
            const static DefaultType aAry[2 + 1] = {A0,A1,A2};
            const static DefaultType bAry[2 + 1] = {B0,B1,B2};
            fOut0 = bAry[0] * fIn0;
            while (--i > 0)
            {
             fIn[i] = fIn[i - 1];
                  fOut[i] = fOut[i - 1];
                  fOut0 += bAry[i] * fIn[i] - aAry[i] * fOut[i];
            }
            fOut[0] = fOut0;
            fIn[0] = fIn0;
     }
     Qgen = (fOut0 * (float) par[4]) / 1000.f;
mer[4] = (int) Qgen;
```

#### ПОДАЦИ О АУТОРУ ДИСЕРТАЦИЈЕ

Славко Веиновић средњу школу, гимназију, завршио је у Сомбору 2002. године, и потом исте године уписује Електротехнички факултет у Београду по петогодишњем плану студија. Дипломирао је на смеру за Аутоматику 2008. са просечном оценом 8.69 са темом "Управљање инверзним клатном – анализа и реализација" под менторством професора Мирослава Матаушека и Србијанке Турајлић. Године 2018. уписује докторске студије на модулу Електроника на истом факултету. Одмах после основних студија, 2008. године, запослио се у Саобраћајном институту ЦИП где ради на пројектовању сигналносигурносних уређаја. По истеку приправничког стажа запошљава се у Електротехничком институту Никола Тесла у Центар за аутоматику и регулацију где се пре свега бави побудним системима за синхроне машине. У последњих четрнаест година учествовао је на десетине пројеката пројектовања и израде побудних система за турбо и хидро агрегате у земљи и региону. На тим пројектима био је задужен за управљачки хардвер и софтвер регулатора побуде. Учестовао је на изради новог уређаја, естиматора угла снаге синхроне машине имплементираног на објекту ТЕНТ Б који ради у склопу побудног система и користи се за реализацију лимитера по углу снаге. Био је сарадник на више студија наручених од стране Електропривреде Србије међу којима је најзначајнија "Системски параметри регулације побуде и турбинске регулације у електранама ЕПС-а". Поред примарне регулације напона у енергетском систему област интересовања су му и управљање енергетским претварачима, мерења електричних величина у енергетској електроници, прелазне појаве у синхроним машинама. Из поменутих области аутор је више публикација у домаћим и међународним конференцијама, као и у научним часописима међународног значаја са SCI листе. Од 2011. године активно учествује на пројекту Министарства науке и технолошког развоја "Повећање енергетске ефикасности хидроелектрана и термоелектрана Електропривреде Србије развојем технологије и уређаја енергетске електронике за регулацију и аутоматизацију". Током 2022. године борави у Пољској, на Институту техничких наука, Универзитета Николаус Коперникус у Торуну. За време кратке стручне посете (21 дан) радио је на развоју естиматора флукса за модеран синхрони релуктантни мотор. Током исте године у три наврата борави у Русији, у Научно технолошком центру у Санкт Петерсбургу на пројекту сертификације уређаја регулатора побуде INTROL произведеног у Институту Никола Тесла.

образац изјаве о ауторству

# Изјава о ауторству

Имеипрезимеаутора <u>Славко Веиновић</u>

Број индекса <u>2018/5040</u>

## Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

# Пројектовање и реализација управљачке електронике и напонских регулатора у побудним системима синхроних генератора

- резултат сопственог истраживачког рада;
- да дисертација у целини ни у деловима није била предложена за стицање друге дипломе према студијским програмима других високошколских установа;
- да су резултати коректно наведении
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио/ла интелектуалну својину других лица.

Потпис аутора

У Београду, <u>21.06.2025.</u>

Caboo Bealit

образац изјаве о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

# Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Имеипрезимеаутора <u>Славко Веиновић</u>

Број индекса 2018/5040

Студијски програм Електроника

Наслов рада \_Пројектовање и реализација управљачке електронике и

напонских регулатора у побудним системима синхроних

генератора\_\_\_\_\_

Ментор <u>Милан Поњавић и Томислав Шекара</u>

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла ради похрањивања у **Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду.** 

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

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

Потпис аутора

У Београду, <u>21.06.2025</u>.

Coloro Bealit

образацизјаве о коришћењу

## Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку "Светозар Марковић" да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Пројектовање и реализација управљачке електронике и напонских регулатора у

побудним системима синхроних генератора

која је моје ауторско дело.

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

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду и доступну у отвореном приступу могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство (СС ВУ)

2. Ауторство – некомерцијално (ССВУ-NС)

3. Ауторство – некомерцијално – без прерада (СС ВУ-NC-ND)

4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (СС ВУ-NC-SA)

5. Ауторство – без прерада (ССВУ-ND)

6. Ауторство – делити под истим условима (СС ВУ-SA)

(Молимода заокружите само једну од шест понуђених лиценци. Кратак опис лиценци је саставни део ове изјаве).

#### Потпис аутора

У Београду, <u>21.06.2025.</u>

hless Bench &

1. Ауторство. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. **Ауторство – некомерцијално**. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. **Ауторство** – некомерцијално – без прерада. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. **Ауторство** – некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. **Ауторство – без прерада**. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

**Ауторство – делити под истим условима**. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.