



УНИВЕРЗИТЕТ У НИШУ  
ЕЛЕКТРОНСКИ ФАКУЛТЕТ У НИШУ



**Филип (Радиша) Филиповић**

**НАПРЕДНИ СИНХРОНИЗАЦИОНИ  
АЛГОРИТМИ ЗА ПОБОЉШАЊЕ РАДА  
МРЕЖНИХ ИНВЕРТОРА ЗА ОБНОВЉИВЕ  
ИЗВОРЕ ЕНЕРГИЈЕ**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Ниш, 2025.



UNIVERSITY OF NIŠ  
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



**Filip (Radiša) Filipović**

**ADVANCED SYNCHRONIZATION  
ALGORITHMS FOR THE OPERATION  
IMPROVEMENT OF RENEWABLE ENERGY  
SOURCE GRID INVERTERS**

DOCTORAL DISSERTATION

Niš, 2025.

## Подаци о докторској дисертацији

Ментор:	др, Милутин Петронијевић, ванредни професор, Универзитет у Нишу, Електронски факултет у Нишу
Наслов:	Напредни синхронизациони алгоритми за побољшање рада мрежних инвертора за обновљиве изворе енергије
Резиме:	<p>Докторска дисертација обрађује алгоритме за синхронизацију са мрежним напоном на бази фазно-закључане петље. Ови алгоритми су обрађени у контексту инвертора за обновљиве изворе енергије. На почетку дисертације је урађен детаљни математички опис трофазног система мрежног напона. Дата су разматрања математичких трансформација трофазног система (Кларкина и Паркова трансформација и пребацивање фазних напона у линијске) коришћењем Бодевих дијаграма. Дат је Бодев дијаграм разлагања трофазног напона на систем симетричних компоненти. Након тога је направљен преглед синхронизационих метода између два елемента у електроенергетским системима. Описане су методе које су коришћене и које се користе за процес синхронизација са мрежним напоном. Након тога су детаљно разматране најпопуларније трофазне фазно-закључане петље које се користе у инверторима за обновљиве изворе енергије. Дат је начин вишекритеријумског графичког одлучивања коришћењем модерних симулационих софтвера. У наставку су представљена два нова алгоритма за синхронизацију инвертора заједно са разматрањима неопходним за подешавање слободних параметара. Након тога је урађена експериментална валидација представљених одабраних алгоритама, заједно са два нова алгоритма. Дати су детаљи дигиталне имплементације и детаљи експеримента. На крају је дат закључак на основу изнетих резултата.</p>
Научна област:	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина:	Обновљиви извори енергије
Кључне речи:	Обновљиви извори енергије, инвертори за обновљиве изворе енергије, синхронизација, фазно-закључана петља
УДК:	(621.311.24:621.314.572):004.4
CERIF класификација:	T190

Тип лиценце  
Креативне  
заједнице:

**CC BY-NC-ND**

## Data on Doctoral Dissertation

Doctoral Supervisor:	PhD, Milutin Petronijević, associate professor, University of Niš, Faculty of Electronic Engineering
Title:	Advanced synchronization algorithms for the operation improvement of renewable energy source grid inverters
Abstract:	<p>Focus of the Doctoral dissertation are algorithms for grid voltage synchronization based on phase-locked loop. These algorithms are examined in context of grid-tie inverters for renewable energy sources. At the start, detailed mathematical description of three-phase voltage system is provided. Mathematical transformations of three-phase system (Clarke and Park transformation and transfer of phase voltage into line voltages) are examined through Bode diagrams. Bode diagram of symmetrical components decomposition is also provided. In the next chapter, detailed review of synchronization methods between two elements in electrical power system is provided. Methods that were used and that are used are described for grid voltage synchronization. Next, the most popular three phase phase-locked loop algorithms for grid-tie inverters are examined in detail. A way tuning based on multicriteria graphic using modern simulation software is proposed. Subsequently, two new algorithms for grid-tie inverters are presented along with considerations required for free parameters tuning. Next, experimental validation of presented algorithms is done, along with two new algorithms. Details of digital implementation and details of experiment are provided. At the end, conclusion is provided in line with presented results.</p>
Scientific Field:	Electrical and computer engineering
Scientific Discipline:	Renewable energy sources
Key Words:	Renewable energy sources, inverters for renewable energy sources, synchronization, phase-locked loop
UDC:	(621.311.24:621.314.572):004.4
CERIF Classification:	T190
Creative Commons License Type:	<b>CC BY-NC-ND</b>

## Изјава захвалности

Пре свега желим да се захвалим породици на огромном стрпљењу, разумевању и подршци у животу и током академске каријере. Мајци Сузани, на чији наговор сам и размотрио да упишем факултет. Оцу Радиши, уз кога сам и заволео електротехнику. Брату Михаилу, који се лавовски бори сваки дан и од кога могу много да научим. Увек ћу вам бити захвалан на жртви коју сте поднели током мог студирања.

Посебну захвалност дугујем свом ментору професору Милутину Петронијевићу, који је немерљиво утицао на моје инжењерско поимање света и чије је критичко мишљење било значајно за моју академску каријеру. Такође, посебну захвалност дугујем професору Небојши Митровићу због чијих предавања сам и заволео машине и чије је несебично залагање за сваки научни подухват и учествовање у њему мени увек давало ветар у леђа. Без ваших личних одрицања, ни ми који радимо у лабораторијама а ни лабораторије не би биле оно што су данас.

Велику захвалност дугујем колеги Бојану Банковићу који ми је помагао да се снађем на послу од првог дана до данас, који је делио терет сваког подухвата и чији су увек пријатељски савети имали великог утицаја на мене. Захваљујем се и колеги Бојану Ђорђевићу на пријатељским саветима и ангажовању приликом осавремењавања наставе, лабораторија и лабораторијских вежби. Захвалност дугујем и свим колегиницама и колегама са Катедре за Енергетику на конструктивној сарадњи и великом разумевању током свих година заједничког рада.

Захвалан сам вам на позитивном утицају на мене и мој академски развој. Ваш траг је сигурно видљив на страницама које следе. Шта више, нисам сигуран да постоји ишта моје.

*Брату Михаилу, мајци Сузани, оцу Радиши и  
свима који су ме учили, овако или онако.*

## Доприноси докторске дисертације

1. Нови алгоритам фазно-закључане петље са потискивањем изабраних учестаности, а са минималним утицајем на динамику основне структуре фазно-закључане петље. Предложени алгоритам омогућава повећану имуност основне структуре фазно-закључане петље на типичне проблеме квалитета напона напајања и постиже високе перформансе у случају одступања учестаности од номиналне.
2. Нови алгоритам фазно-закључане петље са могућношћу директне компензације дела фазног скока и са потискивањем изабраних учестаности. Овај алгоритам омогућава повећану брзину одређивања угла основне позитивне компоненте мрежног напона непосредно након фазног скока, пружа повећану имуност на лажно реаговање фреквентне заштите кроз ограничење прескока естимиране фреквенције, пружа већу маргину фазе у односу на основни алгоритам фазно-закључане петље и притом омогућава очување динамичких карактеристика приликом одступања амплитуде мрежног напона од номиналне.
3. Нови начини разматрања координатних трансформација трофазног система коришћењем Бодеових дијаграма у контексту примене у фазно-закључаним петљама. Избор координатне трансформације и успостављена анализа трансформације трофазног система електричних величина у комплексни вектор, трансформације трофазног система електричних величина у просторни вектор, Кларкине трансформације, трансформације у генерализовани систем симетричних компоненти, трансформације између фазних и линијских напона представљају основу за дизајн фазно-закључане петље у оквиру очекиваних поремећаја система.



## Садржај

Изјава захвалности.....	6
Доприноси докторске дисертације.....	8
Садржај .....	9
1. Увод .....	11
1.1. Савремени обновљиви извори енергије.....	12
1.2. Транзијентна стања напона у електроенергетском систему.....	14
1.3. Захтеви за генераторе.....	18
2. Математички описи мрежног напона и честе математичке трансформације над њим.....	21
2.1. Уопштени запис трофазног мрежног напона .....	23
2.2. Кларкина трансформација.....	34
2.3. Паркова трансформација .....	37
2.4. Симетричне компоненте.....	40
2.5. Коришћење линијских напона .....	47
3. Синхронизација у електроенергетским системима.....	49
3.1. Синхронизација елемената електроенергетског система.....	53
3.2. Синхронизација са мрежним напоном.....	61
3.3. Једнофазне фазно-закључане петље.....	66
3.4. Трофазне фазно-закључане петље .....	71
4. Одабрани алгоритми трофазних фазно-закључаних петљи.....	75
4.1. Праћење вектора мрежног напона.....	77
4.2. Фазно-закључана петља у синхронном референтном систему ( <i>SRF-PLL</i> ).....	83
4.3. Фазно-закључана петља са распрегнутим двоструким синхроним референтним системом ( <i>DDSRF-PLL</i> ).....	96
4.4. Фазно-закључана петља на бази двоструког генерализованог интегратора другог степена ( <i>DSOGI-PLL</i> ) .....	102
4.5. Фазно-закључана петља на бази филтра помичног просека ( <i>MAF-PLL</i> ).....	116
4.6. Фазно-закључана петља са филтром помичног просека побољшаних перформанси у предфилтру ( <i>EPMAF-PLL</i> ).....	127
4.7. Фазно-закључана петља квази типа 1 ( <i>QT1-PLL</i> ) .....	137
4.8. Фазно-закључана петља са филтром естиматором поремећаја на бази репетитивног управљања ( <i>RREF-PLL</i> ).....	143
4.9. Фазно-закључана петља побољшана репетитивним управљањем ( <i>RCE-PLL</i> ) .....	156

5.	Експериментална валидација резултата.....	168
5.1.	Детаљи дигиталне имплементације алгоритама фазно-закључане петље.....	174
5.2.	Листа тестова одабраних фазно-закључаних петљи.....	182
5.3.	Утицај пропада напона на рад одабраних фазно-закључаних петљи .....	183
5.4.	Утицај виших хармоника напона на рад одабраних фазно-закључаних петљи .....	193
5.5.	Утицај једносмерне компоненте у мереном мрежном напону на рад одабраних фазно-закључаних петљи .....	195
5.6.	Утицај шума у мерењу мрежног напона на рад одабраних фазно-закључаних петљи.....	197
6.	Закључак.....	199
	Literatura.....	203
	Прилог .....	213
	Прилог 1. – Снимање Бодеовог дијаграма трансформације у комплексни вектор напона.....	213
	Прилог 2. – Снимање Бодеовог дијаграма трансформације у просторни вектор напона.....	216
	Прилог 3. – Снимање Бодеовог дијаграма Кларкине трансформације.....	221
	Прилог 4. – Снимање Бодеовог дијаграма генерализоване трансформације симетричних компоненти.....	224
	Прилог 5. – Детаљи имплементације примера разлагања на генерализоване симетричне компоненте.....	227
	Прилог 6. – Снимање Бодеовог дијаграма трансформације фазних напона у линијске .....	236
	Прилог 7. – Снимање утицаја карактеристичних параметара на одзив SRF-PLL алгоритма .....	241
	Биографија аутора.....	252
	ИЗЈАВА О АУТОРСТВУ .....	253
	ИЗЈАВА О ИСТОВЕТНОСТИ ШТАМПАНОГ И ЕЛЕКТРОНСКОГ ОБЛИКА ДОКТОРСКЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ.....	254
	ИЗЈАВА О КОРИШЋЕЊУ .....	255

## 1. Увод

### Equation Chapter (Next) Section 1

У првом делу поглавља је представљен контекст у коме се врши испитивање и унапређење алгоритама за синхронизацију – који је значај синхронизационих алгоритама у раду савремених мрежних инвертора и савременог електроенергетског система. Представљени су генерални појмови и дат је широк опис изазова, а у наредним поглављима ће бити детаљно обрађени они појмови који су директно везани за алгоритме за синхронизацију.

Други део поглавља је посвећен транзијентним стањима која се могу очекивати у електроенергетским системима а везана су за појаве као што су кратки спојеви, стартовања великих мотора, прикључење енергетских трансформатора и слично. У добро пројектованим електроенергетским системима ради се о стањима која не трају дуго, али су од интереса за разматрање приликом процене рада синхронизационих алгоритама.

У трећем делу поглавља дат је осврт на усвојене стандарде који дефинишу области рада обновљивих извора енергије на бази енергетске електронике. Савремени стандарди конкретизују захтеве исправног рада савремених обновљивих извора енергије, како у стационарном стању тако и током прелазних процеса у електроенергетском систему. Напори унапређења синхронизационих алгоритама за побољшање рада инвертора за обновљиве изворе енергије (и сва пратећа разматрања) налазе директну примену за све веће изворе електричне енергије према важећим стандардима.

## 1.1. Савремени обновљиви извори енергије

Електрична енергија добијена из савремених обновљивих извора енергије (сунца, ветра, воде и биомасе) има стабилан пораст у укупном уделу произведене електричне енергије у Европи годинама уназад [1]. Повећање удела се може преписати стабилном повећању конкурентности ових извора у поређењу са традиционалним изворима на бази фосилних горива. Све мање ослањање на традиционалне изворе електричне енергије базиране на фосилним горивима има утицаја и на тржиште електричне енергије, које се мења како би се прилагодило променама. Међутим, све веће ослањање на обновљиве изворе енергије долази и са својим техничким изазовима и захтева даље иновације – нарочито у областима складиштења електричне енергије, стабилности електроенергетског система и контроле мрежних инвертора.

Интермитентност обновљивих извора који користе сунце или ветар може нарушити деликатан баланс производње и потрошње електричне енергије. Једно из спектра решења је инкорпорирање складишта електричне енергије која ће поред извора и потрошача бити активна компонента у балансирању. Ефикасна и широка примена овог решења захтева даља истраживања из области хемијских технологија складиштења електричне енергије, као и нових начина за ефикасно складиштење електричне енергије.

Парадигма функционисања електроенергетског система је дуго времена подразумевала централизовану производњу електричне у великим електранама које су између себе и са највећим потрошачима повезане јаком мрежом. Инерција обртних маса генератора и турбина у електранама је представљала неизоставни аспект приликом разматрања статичке и динамичке стабилности електроенергетских система [2]. Повећањем удела обновљивих извора који користе сунце или ветар смањује се укупна инерција обртних маса присутна у систему. Ови извори најчешће користе инверторе за конверзију електричне енергије добијене из извора у погодан облик за ињектовање у електроенергетски систем. Ово поставља задатак инверторима за обновљиве изворе енергије осим максималног искоришћења расположиве енергије из обновљивих извора – активан допринос статичкој и динамичкој стабилности електроенергетског система. Такође, како се предвиђа њихова широка распрострањеност по електроенергетском систему, захтева се висока имуност на сметње које се могу очекивати у систему и минимални утицај на друге присутне електричне уређаје.

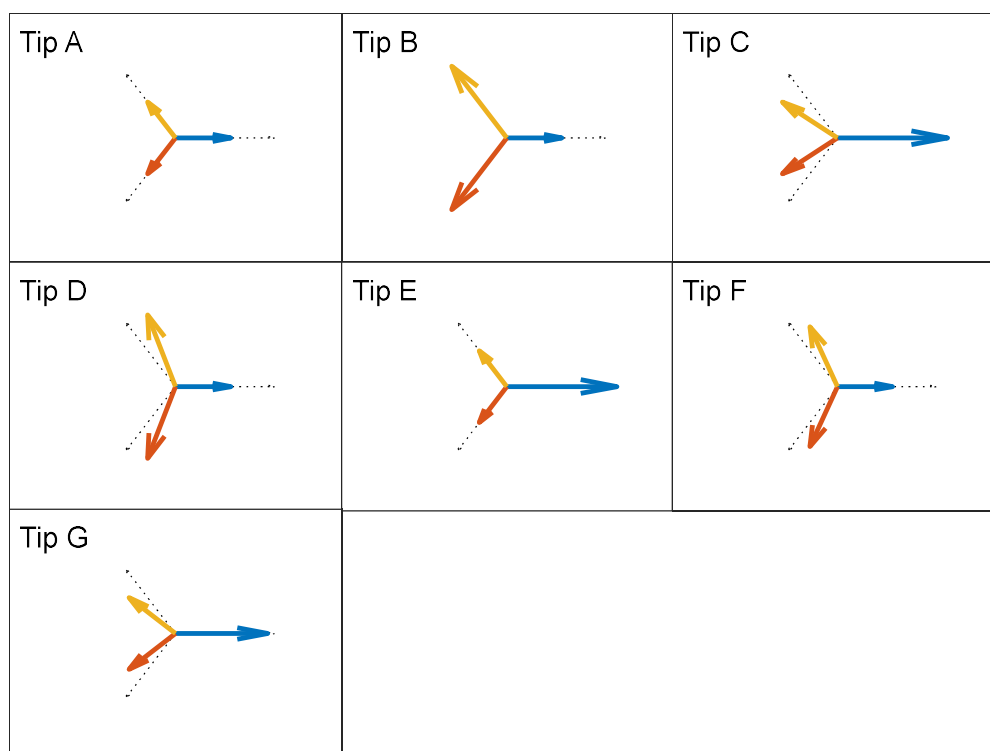
У дисертацији ће се обрађивати тематика побољшања рада инвертора за обновљиве изворе енергије преко смањења негативног утицаја појава у мрежном напону. Конкретно смањење негативног утицаја појава у мрежном напону ће бити обрађено са аспекта синхронизације мрежног инвертора и мреже. На овај начин је предвиђено повећање имуности инвертора на сметње које се могу очекивати у систему. Даље ће кроз унапређење квалитета синхронизације инвертора и мреже бити смањен негативни утицај на остале присутне електричне уређаје. На крају се може рећи да побољшање синхронизације инвертора и мреже омогућава даља унапређења из области доприноса мрежних инвертора статичкој и динамичкој стабилности електроенергетског система.

Како би се детаљно анализирао утицај појава у мрежном напону на рад мрежних инвертора, први део дисертације ће бити посвећен анализи мрежног напона. У наставку ће бити разматрано често стање у електроенергетском систему – пропад напона. Ово представља краткотрајну али релативно честу појаву у електроенергетском систему, а управо се током ових појава од инвертора захтева позитиван допринос на динамичку стабилност електроенергетског система. Даље ће бити образложени стандардни којима се савремени мрежни инвертори морају повиновати у циљу свеукупног позитивног доприноса. У наредном поглављу ће бити приказани различити начини записа и илустрације мрежног напона у циљу анализе подобности и домена примене. Такође, биће показан утицај који математичке трансформације често имплементирани у мрежним инверторима имају на резултантни мрежни напон. Све ово ће бити урађено у циљу утврђивања основе за разматрање побољшања.

Надаље ће у дисертацији бити обрађени типични начини рада инвертора за обновљиве изворе енергије – како би се уочила улога синхронизације инвертора и мреже. Након тога је урађен преглед литературе савремених алгоритама за синхронизацију и детаљна анализа одабраних алгоритама на основу закључака изнетих у поглављу посвећеном мрежним напонима. Представљени су нови алгоритми за синхронизацију са мрежним напоном и на крају је урађено експериментално поређење свих детаљно обрађених алгоритама и нових алгоритама како би се истакле све особине нових алгоритама и њихово подручје примене.

## 1.2. Транзијентна стања напона у електроенергетском систему Equation Section (Next)

Приликом разматрања појава које се могу уочити у напону, најчешће се врши њихова подела на основу времена трајања – на краткотрајне и дуготрајне појаве. Краткотрајне појаве у електроенергетском систему су од интереса због значајног утицај на облик мрежног напона у неким случајевима. Најчешћи поремећаји који се могу класификовати као краткотрајни су пропади напона. Пропади напона су симптом у електроенергетском систему. На основу IEEE 1159-2019 пропади напона су догађаји током којих долази до редукције напона у распону од 10% до 90% номиналне вредности, а током којих је фреквенција система у дозвољеним границама и време трајања таквог догађаја је од половне периоде назначене учестаности до једног минута [3]. Најчешће усвојена подела пропада напона је на седам различитих типова, дефинисаних у [4], а овде графички представљених на Слици 1.2.1. у облику амплитуда-фазни став у комплексној равни. У Табели 1.2.1. дат преглед пропагације одређеног типа пропада на ниже напонске нивое у зависности од спреге трансформатора.



Слика 1.2.1. Класификација пропада напона у облику амплитуда-фазни став у комплексној равни [4].

**Табела 1.2.1.** Пропагација типа пропада на ниже напонске нивое

Спрега трансформатора	Пропад на примарној страни трансформатора						
	Tip A	Tip B	Tip C	Tip D	Tip E	Tip F	Tip G
YNyn	A	B	C	D	E	F	G
Yy, Dd, Dz	A	D	C	D	G	F	G
Yd, Dy, Yz	A	C	D	C	F	G	F

Како би се стекла боља представа о карактеристикама пропада, од интереса је дефинисати и дубину пропада (или преостали напон у току пропада), време трајања пропада и фазни скок у току пропада. Ове карактеристичне величине се типично представљају на графику ефективна вредност напона-време (или фазни угао-време), с тим да се ефективна вредност напона (или угао) најчешће рачуна на полупериоди основне учестаности. Пример представљања пропада напона је дат на Слици 1.2.2. Према сегментисању пропада напона дефинисаном у [5] на истој слици се могу уочити следећи периоди:

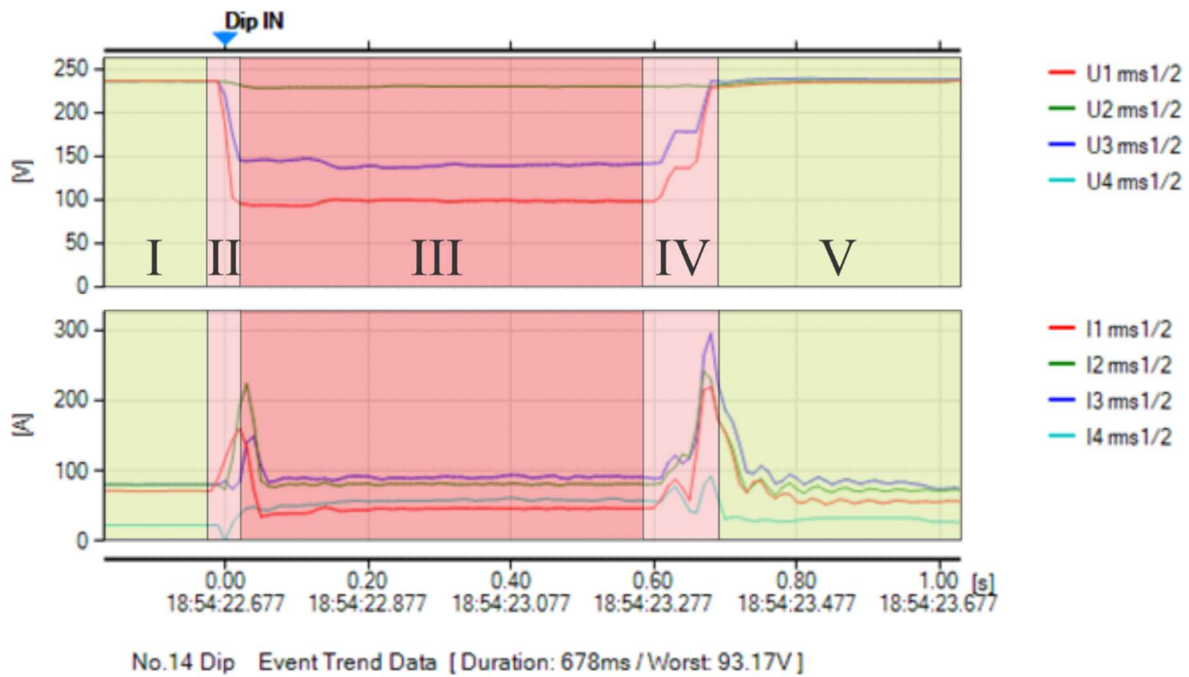
I - Период непосредно пре пропада – служи за одређивање почетне вредности амплитуда, фазних углова, хармоника и других изобличења таласног облика, степен несиметрије и варијације фреквенције;

II - Транзиција приликом дешавања пропада – служи за одређивање тачке на таласу када је настао пропад, број степена током пропада и облик транзиције, фазни скок, дубину иницијалног пропада, брзину промене напона, постојање пригушених осцилација;

III - Догађај пропада напона – може се одредити дубина пропада, трајање пропада, тип пропада, дебаланс напона, фазни скок, разлика у фазним скоковима, дисторзија таласног облика и транзијенти;

IV - Транзиција опоравка од пропада - служи за одређивање тачке на таласу када је почео опоравак напона, број степена током опоравка, фазни скок, брзине промене напона, постојање пригушених осцилација;

V - Период непосредно након пропада – служи за одређивање вредности напона која је успостављена непосредно након пропада, да ли постоји продужени опоравак напона, продужени фазни померај, вишеструки пропад или други догађаји који се могу довести у везу са првобитним пропадом.



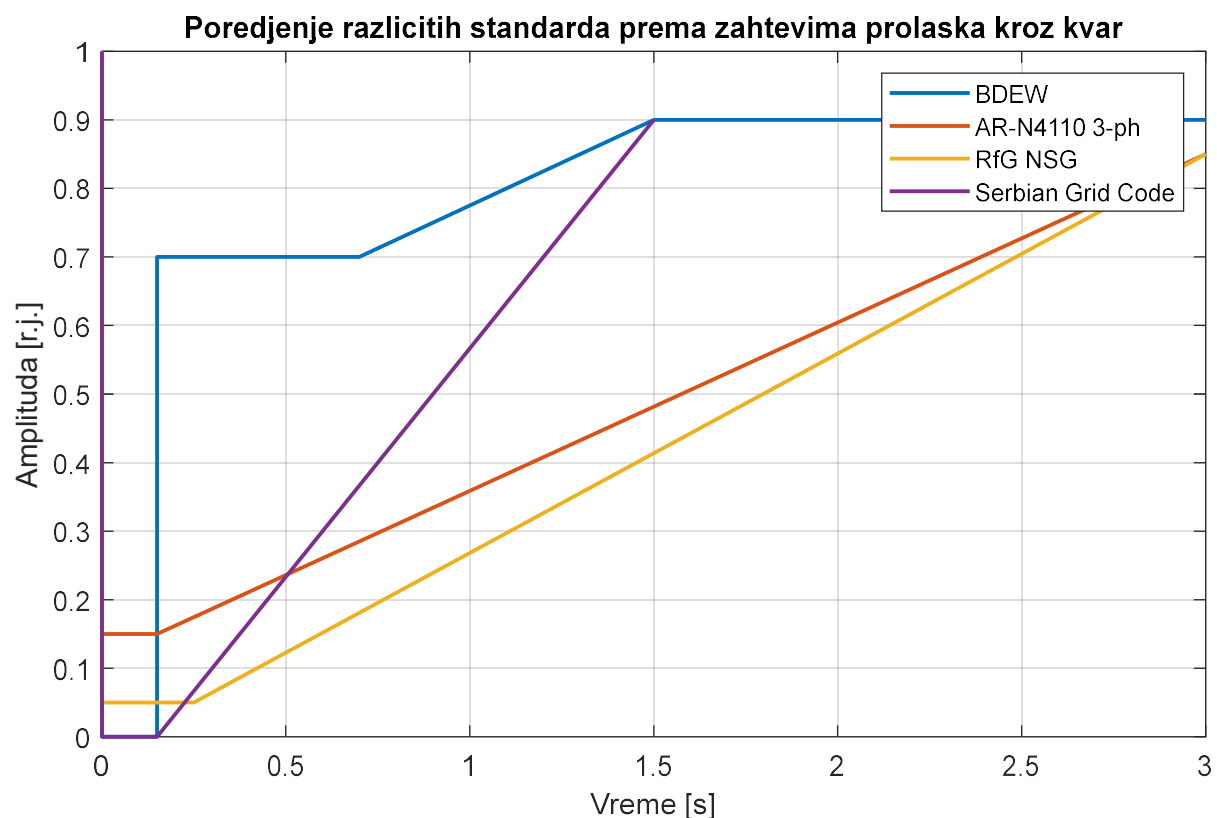
Слика 2.6.2. Пример графика пропада напона са карактеристичним периодима: напон (горе), струја (доле).

На основу претходних карактеристика пропада напона произвођачи електричних уређаја могу дефинисати класу имуности конкретних уређаја и тиме одредити домен примене конкретног уређаја у погледу отпорности на сметње које долазе из напојне мреже [5]. У случају извора електричне енергије веће снаге, услови су додатно пооштрени. Извори електричне енергије веће снаге не само да треба да остану имуни на широк спектар сметњи које могу доћи из електроенергетског система, већ у ситуацијама пропада напона треба активно да доприносе стабилности електроенергетског система. Способност исправног рада уређаја током пропада напона се назива способност проласка кроз квар (*eng. Fault Ride-Through – FRT*) и дефинише је на основу описаних параметара пропада напона оператор преносног система у коме се дати извор електричне енергије уграђује. График граница унутар којих опрема мора да остане у нормалном раду се односи на основну позитивну (или директну) компоненту мрежног напона, нормализовану према назначеном напону. Доња граница правилног рада уређаја (*eng. Low Voltage Ride-Through – LVRT*) најчешће представља проблем синхронизационим алгоритмима, зато што неке LVRT криве, укључујући и ону Оператора мрежног система Републике Србије [6], захтевају правилан рад и без напона у тачки прикључења кратак период времена. Горња граница правилног рада уређаја (*eng. High Voltage Ride-Through*



– HVRT) поставља захтеве његове напонске изолације, а у случају уређаја са једносмерним међуколом и вредност напона у једносмерном међуколу како би се осигурао адекватан рад уређаја током пропада напона. Карактеристичне криве доњих граница правилног рада уређаја су приказане на Слици 1.2.3.

Документи којима се дефинишу сви параметри исправног рада опреме прикључене на електроенергетски систем у Републици Србији су „Правила о раду дистрибутивног система“ за напонске нивое 35 kV, 20 kV, 10 kV, и испод 1 kV са припадајућим дистрибутивним трансформаторским станицама 110/x kV [7] и „Мрежни пропис“ за напонске нивое 110 kV, 220 kV и 400 kV [6]. Немачки оператор преносног система дефинише своје прописе које опрема мора да испуни, као што су [8], [9]. Чињеница да сваки оператор мрежног система има своје захтеве намеће додатне трошкове произвођачима опреме и поставља оправдано питање унификације захтева (или барем категорија захтева).

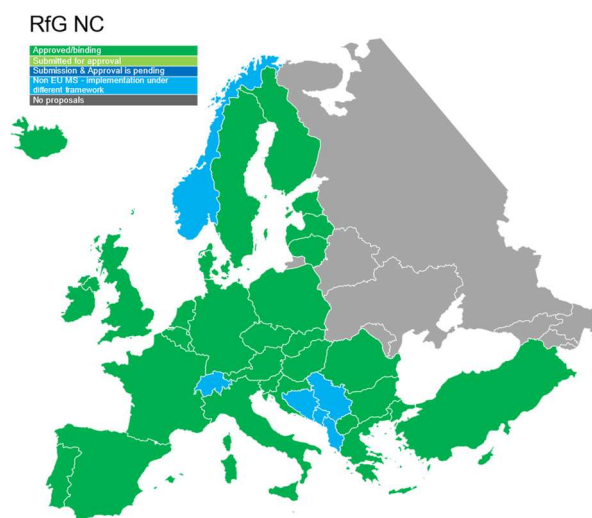


Слика 1.2.3. Поређење различитих стандарда према захтевима проласка кроз квар.

### 1.3. Захтеви за генераторе

У циљу хармонизације захтева и решења, самим тим и побољшања интероперабилности између оператора преносних система различитих земаља Европе, Европска Мрежа Оператора Преносних Система за Електричну Енергију (*eng. European Network of Transmission System Operators for Electricity – ENTSO-E*) предлаже обједињавање критеријума свих извора електричне енергије повезаних на електроенергетски систем кроз обједињени стандард Захтеви за Генераторе (*eng. Requirements for Generators – RfG*) [10]. У време писања дисертације, већина земаља Европе је усвојила *RfG*, док је у Републици Србији овај стандард имплементиран под нешто другачијим оквиром [11]. На Слици 1.3.1. је дат графички приказ степена усвајања *RfG* стандарда у Европи.

*RfG* дефинише четири типа произвођача електричне енергије, без обзира на начин производње – било да су у питању класичне машине са обртним масама или уређаји на бази енергетске електронике. Подела по типовима се врши на основу назначеног напона у тачки прикључења произвођача на електроенергетски систем и назначене снаге произвођача, а подела се може видети на Слици 1.3.2. за случај Континенталне Европе. Стрелице указују на дозвољене (зелене) или недозвољене (црвене) смерове корекције лимита уколико се у будућности укаже потреба за корекцијом граница класификације. У зависности од категорије произвођача електричне енергије, постоје различити технички захтеви које произвођач мора испуни. Табеларно сумирање техничких захтева према типу произвођача је приказано у Табели 1.3.1.

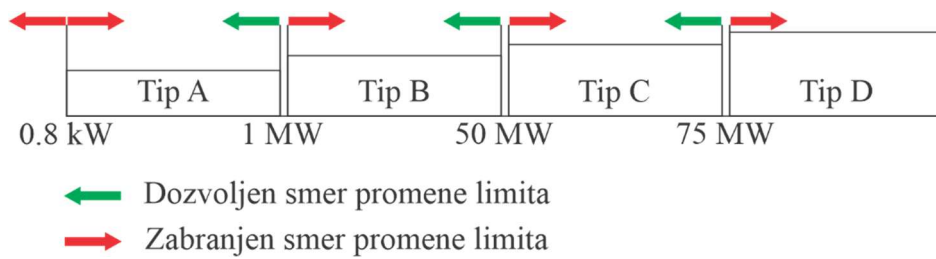


Слика 1.3.1. Мапа Европе са индикацијом усвајања *RfG* стандарда и у ком оквиру [12].

**Табела 1.3.1.** Технички захтеви које одређени типови произвођача електричне енергије морају да испуне према *RfG*.

Технички захтев	Тип А	Тип В	Тип С	Тип D
Нормалан рад унутар дозвољене варијације фреквенције	■	■	■	■
Ограничење излазне активне снаге у зависности од фреквенције	■	■	■	■
Максимална брзина промене фреквенције	■	■	■	■
Логички улаз за дозволу ињектирања активне снаге у мрежу	■	■	■	■
Способност аутоматске редукције снаге по захтеву		■	■	■
Техничка документација управљачких шема, заштита и мерења		■	■	■
Способност проласка кроз квар		■	■	■
Способност реконекције		■	■	■
Способност подршке мрежи реактивном снагом		■	■	■
Способност ињектирања реактивне струје		■	■	■
Управљивост активне снаге			■	■
Контрола према фреквенцији			■	■
Мониторинг			■	■
Аутоматско искључење			■	■
Опциони Black Start			■	■
Стабилан рад било где у дозвољеном опсегу			■	■
Заштита од испада из синхронизма (за синхроне генераторе)			■	■
Способност брзе ресинхронизације			■	■
Специјални захтеви у погледу инструментације и мониторинга			■	■
Промена параметра по рампи са утврђеним лимитима			■	■
Симулациони модел			■	■

Шири напонски радни опсези				■
Синхронизација на захтев				■
Побољшана способност проласка кроз квар				■



Слика 1.3.2. Типови произвођача електричне енергије према  $RfG$  за Континенталну Европу [11].

## 2. Математички описи мрежног напона и честе математичке трансформације над њим

### Equation Chapter (Next) Section 1

Очекивана широка распрострањеност уређаја енергетске електронике по различитим тачкама мреже имплицира разноликост напонских прилика којима је одређени синхронизациони алгоритам изложен. Неопходност континуалног рада синхронизационог алгоритма доводи до закључка да ће током свог експлоатационог века вероватно радити и током одређених транзијентних стања напона (приликом кратких спојева, прикључења енергетских трансформатора, старта великих мотора и слично). Тренд све већег ослањања на изворе електричне енергије који као интерфејс према мрежи користе уређаје енергетске електронике, даје повећан удео у одговорност ових уређаја приликом очувања стабилности мреже или електроенергетског система. С тим у вези, ови уређаји морају активно да доприносе очувању стабилности електроенергетског система и позитивно да делују током проласка кроз евентуално настали проблем у мрежи. Најчешће синхронизациони алгоритми представљају значајни чинилац у резултантном понашању ових уређаја [13]. Због значаја напона за процену синхронизације уређаја и мреже, у овом поглављу ће бити подробно анализиран мрежни напон у трофазном електроенергетском систему и појаве везане за стационарна стања.

Први део поглавља је посвећен анализи стационарних стања мрежног напона напајања. Све анализе су изведене на основу уопштеног записа система трофазног мрежног напона. Различити начини математичког записа и графичког приказа су коришћени за описивање система мрежног напона у циљу демонстрације неопходности приступа општој анализи из више аспекта. Дат је графички приказ апликативности конкретног начина записа мрежног напона приликом разматрања одређеног симетричног система напона одређене учестаности.

У другом делу поглавља је уведен појам Кларкине трансформације и дат је графички приказ припајања симетричног система напона одређене учестаности конкретној равни и/или оси.

Након тога је уведен појам Паркове трансформације, као неизоставне у свим фазно-закључаним петљама које ће бити разматране у каснијим поглављима.

У четвртом делу је уведен појам симетричних компоненти напона са математичким апаратом примењивим на несиметричне несинусне таласне облике мрежног напона.

Разматрање трофазног система мрежног напона у каснијим поглављима који поред несиметрије напона на основној учестаности може садржати и више хармонике напона (и да су они опционо несиметрични) изискује коришћење ове модификоване варијанте симетричних компоненти. Поред графичког приказа припајања симетричног система напона одређене учестаности конкретном систему, дат је и пример разлагања трофазног система напона са вишим хармоницима и несиметријом на сваком присутном хармонику како би се илустровала примењивост представљене трансформације.

На крају поглавља је дат графички приказ утицаја трансформације фазних вредности мрежног напона у линијске за спектар учестаности симетричног трофазног система напона.

## 2.1. Уопштени запис трофазног мрежног напона

Први који ће овде бити коришћен, а вероватно и најчешће представљен запис електричних величина у литератури је запис у временском домену. У општем случају и временском домену, фазне вредности мрежних напона се могу записати у следећем облику:

$$v_a(t) = \sum_{h=0}^{\infty} V_{am,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{a,h}) \quad (2.1.1)$$

$$v_b(t) = \sum_{h=0}^{\infty} V_{bm,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{b,h} - h \frac{2\pi}{3}) \quad (2.1.2)$$

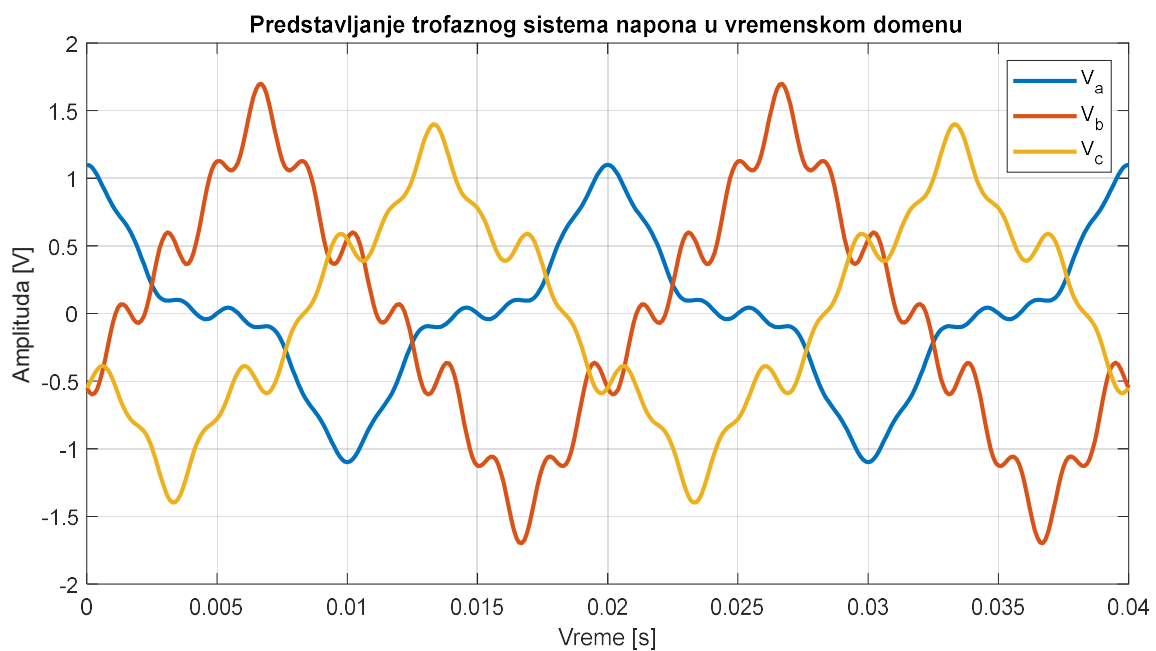
$$v_c(t) = \sum_{h=0}^{\infty} V_{cm,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{c,h} + h \frac{2\pi}{3}) \quad (2.1.3)$$

У претходним изразима  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  и  $v_c(t)$  представљају резултантну временску зависност фазних напона у фазама  $a$ ,  $b$  и  $c$ ,  $h$  је ред конкретног хармоника напона,  $V_{am,h}$ ,  $V_{bm,h}$  и  $V_{cm,h}$  представљају амплитуде конкретног  $h$ -тог хармоника напона,  $\omega = 2\pi f$  је кружна учестаност основне мрежне учестаности  $f$ ,  $c$  представља сатни број посматраног трофазног система напона у односу на усвојену фазну осу система, док  $\varphi_{a,h}$ ,  $\varphi_{b,h}$  и  $\varphi_{c,h}$  представљају фазни став конкретног  $h$ -тог хармоника. Под појмом хармоник се подразумева синусоидни талас чија учестаност представља целобројни умножак основне мрежне учестаности  $f$ , а у даљој анализи ће и основна мрежна учестаност бити разматрана без посебног истицања у једначинама (случај  $h=1$ ). За мрежни напон који садржи више хармонике се каже да је изобличен хармоницима (да поседује хармонијску дисторзију). Дозвољене границе ове дисторзије су прописане стандардима који обично дефинишу укупну хармонијску дисторзију и удео сваког хармоника понаособ у случају симетричног напајања, зависе од номиналног напонског нивоа и типа система. За уређаје повезане на електроенергетски систем у Северној Америци, дозвољено изобличење мрежног напона је дефинисано стандардом IEEE 519-2022 [14], док је у Европи актуелан стандард EN 50160:2023 [15]. Горње границе хармоника на основу стандарда EN 50160:2023 су дате у Табели 2.1.1. На основу записа мрежних напона у једначинама (2.1.1)-(2.1.3) уочава се да је дата слобода разматрања система мрежних напона у коме су амплитуде, и/или фазни ставови истих хармоника у

различитим фазама различити. За трофазни систем у коме не постоји разлика у амплитудама и фазним ставовима конкретних хармоника у различитим фазама се каже да је симетричан. Пример графичког приказа временског представљања трофазног система напона је дат на Слици 2.1.1., где је приказан случај трофазног система са хармонијском дисторзијом и несиметријом између фаза на свим присутним учестаностима.

**Табела 2.1.1.** Горње границе хармоника мрежног напона према стандарду EN 50160:2023

Непарни хармоници				Парни хармоници	
Недељиви са 3		Дељиви са 3			
$h$ -ти хармоник	Удео [%]	$h$ -ти хармоник	Удео [%]	$h$ -ти хармоник	Удео [%]
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.5	6, 8, 10 ... 24	0.5
13	3	21	0.5		
17	2				



Слика 2.1.1. Временско представљање трофазног система несиметричних напона.



Други запис трофазног мрежног напона, често коришћен приликом анализа нерегуларних радних стања, је преко три вектора напона у комплексној равни (комплексни домен). Идентичан трофазни систем напона представљен једначинама (2.1.1)-(2.1.3) се може пребацити у комплексни домен множењем са комплексним оператором  $\underline{a}$  на следећи начин:

$$\underline{V}_a(t) = \underline{a}^0 \cdot v_a(t) = \underline{a}^0 \cdot \sum_{h=0}^{\infty} V_{am,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{a,h}) \quad (2.1.4)$$

$$\underline{V}_b(t) = \underline{a}^1 \cdot v_b(t) = \underline{a}^1 \cdot \sum_{h=0}^{\infty} V_{bm,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{b,h} - h \frac{2\pi}{3}) \quad (2.1.5)$$

$$\underline{V}_c(t) = \underline{a}^2 \cdot v_c(t) = \underline{a}^2 \cdot \sum_{h=0}^{\infty} V_{cm,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{c,h} + h \frac{2\pi}{3}) \quad (2.1.6)$$

Где су  $\underline{V}_a(t), \underline{V}_b(t)$  и  $\underline{V}_c(t)$  временске зависности појединих фаза напона у комплексној равни,  $\underline{a} = e^{-j(2\pi/3)} = \cos(2\pi/3) - j \sin(2\pi/3)$  и представља комплексни оператор векторске трансформације. Матрични запис претходног система једначина (2.1.4)-(2.1.6) се може представити на следећи начин:

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_a(t) \\ \underline{V}_b(t) \\ \underline{V}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{a}^0 & \underline{a}^1 & \underline{a}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.1.7)$$

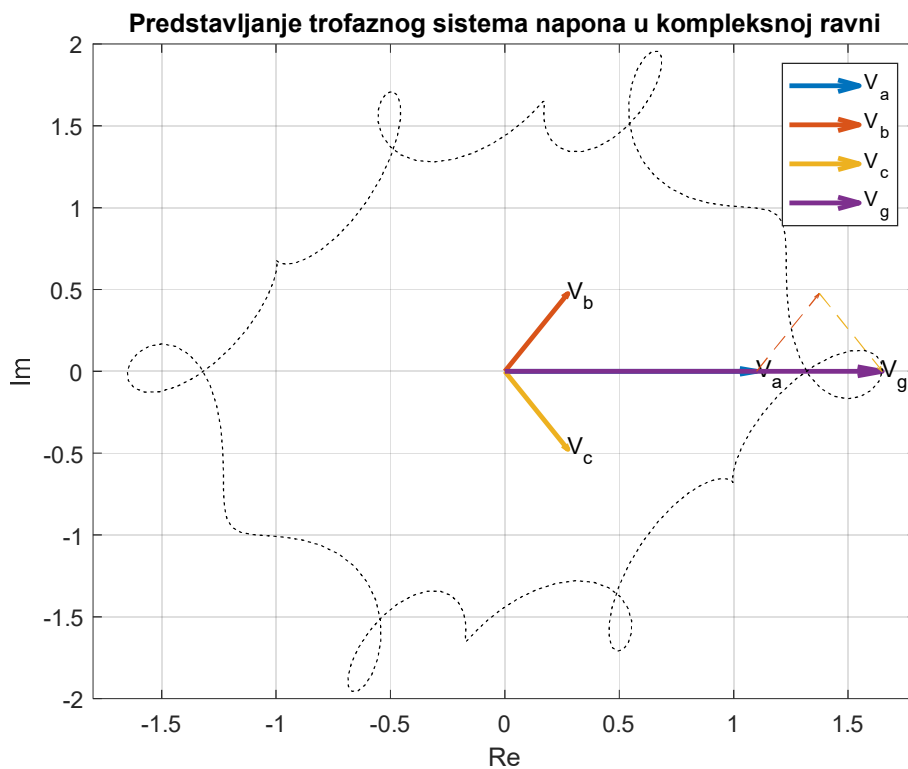
Сабирање тренутних вредности комплексних вектора фаза мрежног напона резултује вектором мрежног напона у комплексној равни и у случају симетричног система без хармонијске дисторзије вектор напона има вредност 1.5 пута већу од фазног вектора напона. Математичка формулација временске зависности вектора мрежног напона у комплексној равни  $\underline{V}_g(t)$ , уколико је циљ да амплитуда вектора мрежног напона буде једнака амплитуди фазног напона, је дата следећом релацијом:

$$\underline{V}_g(t) = \frac{2}{3} (\underline{V}_a(t) + \underline{V}_b(t) + \underline{V}_c(t)) \quad (2.1.8)$$

Уколико је трофазни систем напона симетричан и нема хармонијску дисторзију, трајекторија резултантног вектора мрежног напона је кружница, што се може видети из израза написаног на основу једначине (2.1.9):

$$\begin{aligned} \underline{V}_g(t) = & \frac{2}{3} ((\cos(0) - j \sin(0)) \cdot V_m \cdot \cos(\omega t) + (\cos(\frac{2\pi}{3}) - j \sin(\frac{2\pi}{3})) \cdot V_m \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \\ & + (\cos(\frac{4\pi}{3}) - j \sin(\frac{4\pi}{3})) \cdot V_m \cdot \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})) = \frac{2}{3} \cdot \frac{3}{2} \cdot V_m (\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)) \end{aligned} \quad (2.1.9)$$

Пример графичког представљања три вектора фазних напона и вектора мрежног напона у комплексној равни је дат на Слици 2.1.2., где је приказан идентичан трофазни систем као са Сlike 2.1.1. Трајекторија вектора мрежног напона у комплексној равни за дати случај је обележена црном испрекиданом линијом.



Слика 2.1.2. Векторско представљање трофазног система напона у произвољном тренутку.

Може се поставити питање веродостојности представљања трофазног система напона једним квантификатором као што је комплексни вектор напона. Како би се испитала погодност примене комплексног вектора напона у апликацијама са присутним вишим хармоницима, на Слици 2.1.3. је дат Бодев дијаграм трансформације трофазног симетричног система напона у комплексни вектор преко једначине (2.1.8).

Модификације у односу на класични Бодев дијаграм су представљање х-осе у контексту реда хармоника и коришћење линеарне размере за претходно поменућу осу. Детаљи имплементације алгоритма за цртање конкретног Бодев дијаграма се могу наћи у Прилогу 1. На основу анализе Сlike 2.1.3. може се закључити да је комплексни вектор напона погодан за представљање целобројних умножака хармоника који нису дељиви са три. На овим учестаностима не постоји одступање комплексног вектора напона у односу на присутне напоне у изворном трофазном систему, како у појачању тако и у фази. Али уколико се у изворном трофазном систему налазе интерхармоници они неће бити адекватно представљени у погледу појачања у резултујућем комплексном вектору. Хармоници дељиви са три уопште нису видљиви у комплексном вектору. Уколико су мрежни напони симетрични и се састоје само од трећег хармоника основне мрежне учестаности, резултантни вектор мрежног напона износи:

$$\begin{aligned} \underline{V}_g(0) &= \frac{2}{3} ((\cos(0) - j \sin(0)) \cdot V_m \cdot \cos(0) + (\cos(\frac{2\pi}{3}) - j \sin(\frac{2\pi}{3})) \cdot V_m \cdot \cos(-3 \frac{2\pi}{3}) \\ &+ (\cos(\frac{4\pi}{3}) - j \sin(\frac{4\pi}{3})) \cdot V_m \cdot \cos(3 \frac{2\pi}{3})) = \frac{2}{3} \cdot 0 \cdot V_m = 0 \end{aligned} \quad (2.1.10)$$

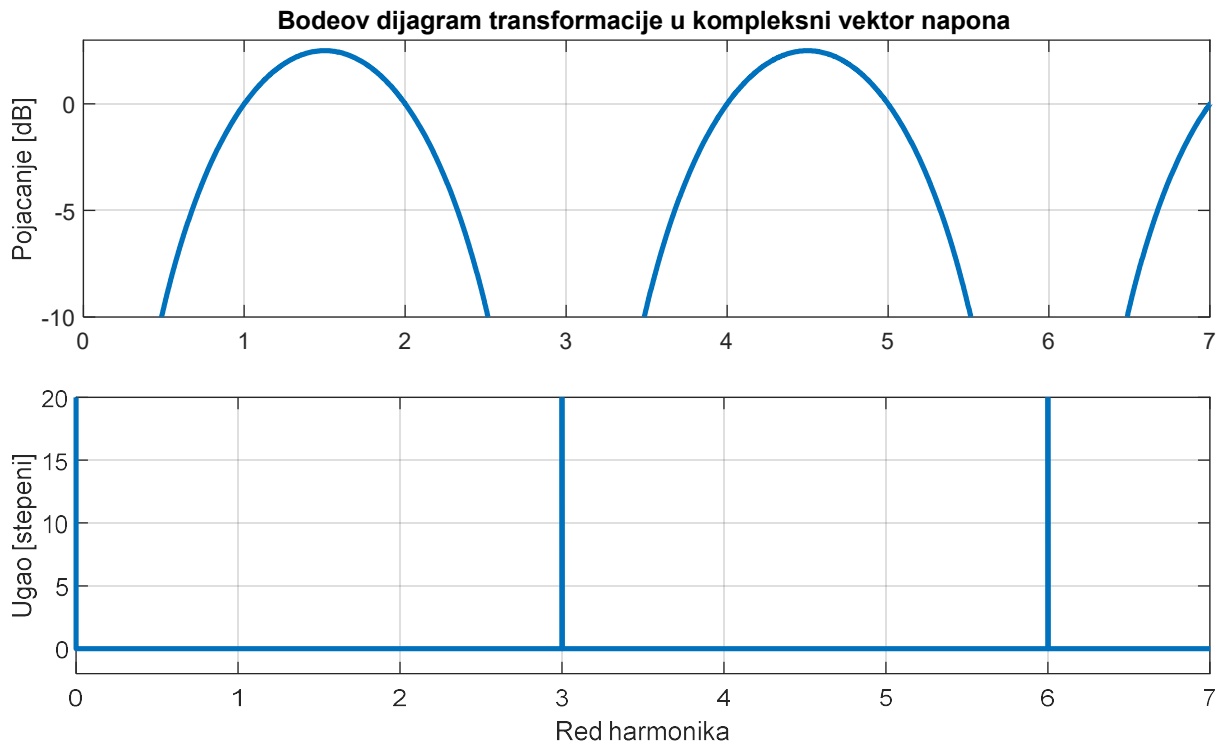
Описана немогућност потпуне репродукције оригиналног сигнала се може објаснити и са аспекта теорије информација, да мапирање три независне промењиве у дводимензионалну раван неминовно резултује губитком дела информација које постоје у оригиналном систему са три независне промењиве [16].

Како би се избегао феномен компресије информација који постоји приликом разматрања вектора мрежног напона у комплексној равни, фазе мрежног напона се могу придодати независним димензијама. У случају трофазног система напона разматрање се своди на тродимензионални простор где су поједине фазе независне димензије [17], [18]. Временска зависност пројекција мрежног напона на поједине осе тродимензионалног простора се може описати следећим релацијама:

$$\vec{V}_a(t) = v_a(t) \cdot \widehat{V}_a = \sum_{h=0}^{\infty} V_{am,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{a,h}) \cdot \widehat{V}_a \quad (2.1.11)$$

$$\vec{V}_b(t) = v_b(t) \cdot \widehat{V}_b = \sum_{h=0}^{\infty} V_{bm,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{b,h} - h \frac{2\pi}{3}) \cdot \widehat{V}_b \quad (2.1.12)$$

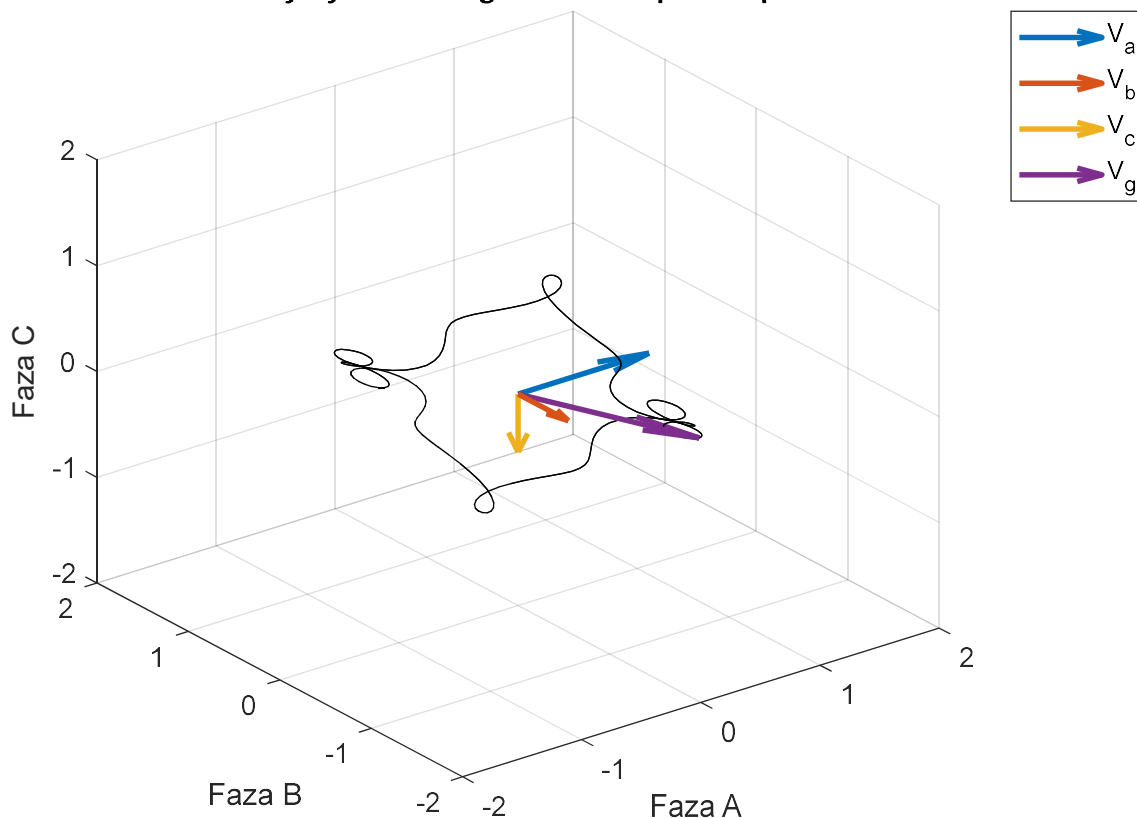
$$\vec{V}_c(t) = v_c(t) \cdot \widehat{V}_c = \sum_{h=0}^{\infty} V_{cm,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{c,h} + h \frac{2\pi}{3}) \cdot \widehat{V}_c \quad (2.1.13)$$



Слика 2.1.3. Бодев дијаграм трансформације мрежних напона у комплексни вектор мрежног напона: појачање (горе); фаза (доле).

Где су  $\widehat{V}_a, \widehat{V}_b$  и  $\widehat{V}_c$  орт вектори појединих димензија и  $\vec{V}_a(t), \vec{V}_b(t)$  и  $\vec{V}_c(t)$  временске зависности појединих фазних напона у просторној равни. Вектор мрежних напона у простору се добија сабирањем фазних напона у просторној равни. Пример графичког представљања три вектора фазних напона и вектора мрежног напона у простору је дат на Слици 2.1.4., где је приказан идентичан трофазни систем као са Слике 2.1.1. Трајекторија вектора мрежног напона за дати случај је обележена црном испрекиданом линијом.

### Predstavljanje trofaznog sistema napona u prostoru



Слика 2.1.4. Просторно представљање трофазног система напона у произвољном тренутку.

У случају симетричног система без хармонијске дисторзије, резултујући просторни вектор има  $\sqrt{\frac{3}{2}}$  пута већу вредност од фазног вектора напона. Математичка формулација временске зависности вектора мрежног напона у простору  $\vec{V}_g(t)$ , уколико је циљ да амплитуда вектора мрежног напона буде једнака амплитуди фазног напона, дата је следећом релацијом:

$$\vec{V}_g(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} (\vec{V}_a(t) + \vec{V}_b(t) + \vec{V}_c(t)) \quad (2.1.14)$$

Уколико је трофазни систем напона симетричан и нема хармонијску дисторзију, трајекторија резултантног просторног вектора мрежног напона је кружница, што се може видети из следећег израза:

$$\begin{aligned}\vec{V}_g(t) &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{(\vec{V}_a(t))^2 + (\vec{V}_b(t))^2 + (\vec{V}_c(t))^2} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\left(V_m \cos(\omega t)\right)^2 + \left(V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right)^2 + \left(V_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right)^2} = \quad (2.1.15) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{3}{2} V_m^2 ((\cos(\omega t))^2 + (\sin(\omega t))^2)}\end{aligned}$$

На основу једначина (2.1.11)-(2.1.13) се може израчунати да у случају трофазног симетричног система напона без хармонијске дисторзије (или у случају напона који се састоји само од одређеног хармоника који није непаран и дељив са три), трајекторија просторног вектора напона лежи у равни чија је аналитичка форма:

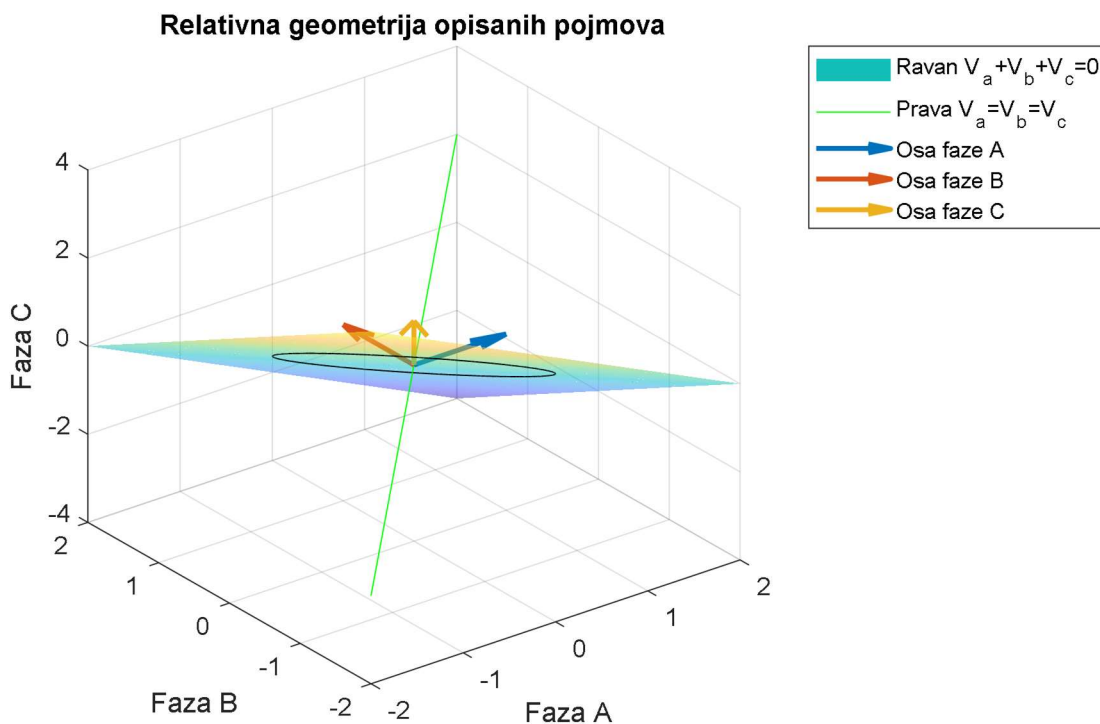
$$\vec{V}_a(t) + \vec{V}_b(t) + \vec{V}_c(t) = 0 \quad (2.1.16)$$

Једначина равни у изразу (2.1.16) је и интуитивна јер осликава основну карактеристику трофазног симетричног система без неутралног проводника – збир тренутних вредности електричних величина у све три фазе је једнак нули. На основу једначине равни (2.1.16) и једначина (2.1.11)-(2.1.13) може се израчунати да је угао између равни и фазних оса  $\approx 35.26^\circ$  ( $\cos(35.26^\circ) = \sqrt{\frac{2}{3}}$ ,  $\sin(35.26^\circ) = \sqrt{\frac{1}{3}}$ ).

На основу једначина (2.1.11)-(2.1.13) се може израчунати да у случају трофазног симетричног система напона који се састоји само од трећег хармоника (или било ког другог хармоника дељивог са три) трајекторија просторног вектора напона лежи дуж праве чија је аналитичка форма:

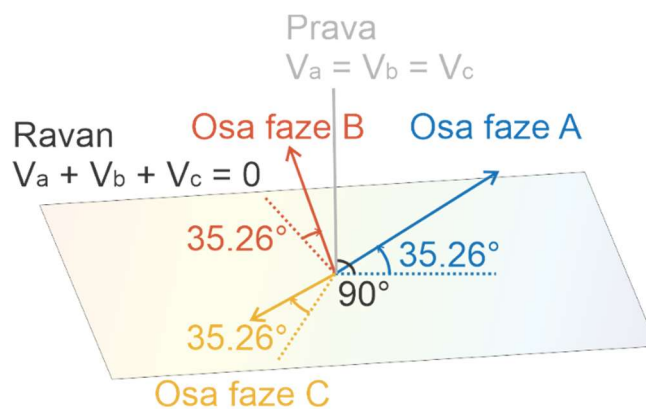
$$\vec{V}_a(t) = \vec{V}_b(t) = \vec{V}_c(t) \quad (2.1.17)$$

Права описана једначином (2.1.17) је управна на раван (2.1.16). Може се закључити да се у случају трофазног симетричног синусоидног напона целобројног умношка основне учестаности трајекторија просторног вектора налази или на равни (2.1.16) и представља обртни вектор, или на правој (2.1.17) и представља пулсациони вектор. Део равни (2.1.16), заједно са делом праве (2.1.17) и позитивном оријентацијом оса приказан је на Слици 2.1.5. Други начин приказа описане релативне геометрије је представљен на Слици 2.1.6.

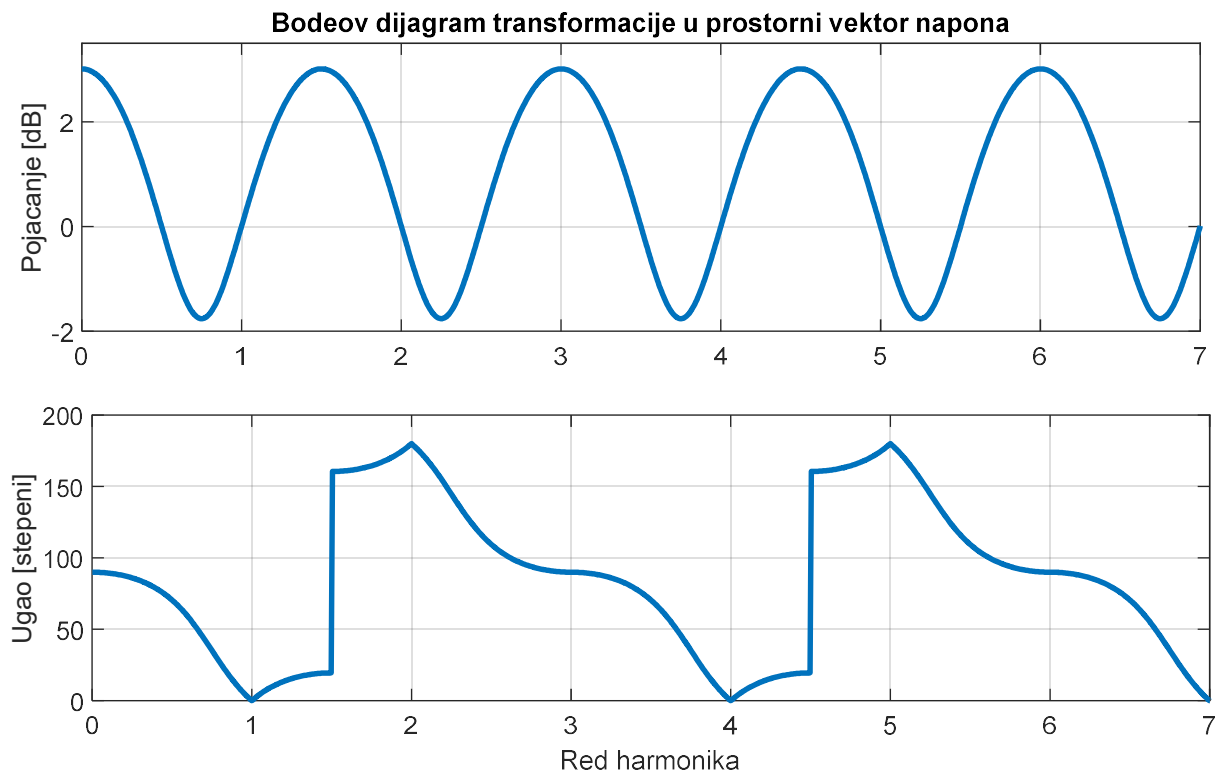


Слика 2.1.5. Део равни која садржи трајекторију просторног вектора трофазног симетричног напона без хармонијске дисторзије, део праве која садржи непарне хармонике дељиве са три и позитивна оријентација оса.

За анализу погодности примене просторног вектора напона у случају виших хармоника, конструисан је Бодев дијаграм трансформације трофазног система напона у просторни вектор и приказан на Слици 2.1.7. Детаљи имплементације алгоритма за цртање конкретног Бодев дијаграма се могу наћи у Прилогу 2.



Слика 2.1.6. Релативна геометрија позитивних оријентација фазних оса, њихових пројекција на раван (2.1.16) и праву (2.1.17).



Слика 2.1.7. Бодев дијаграм трансформације мрежних напона у просторни вектор мрежног напона: појачање (горе); фаза (доле).

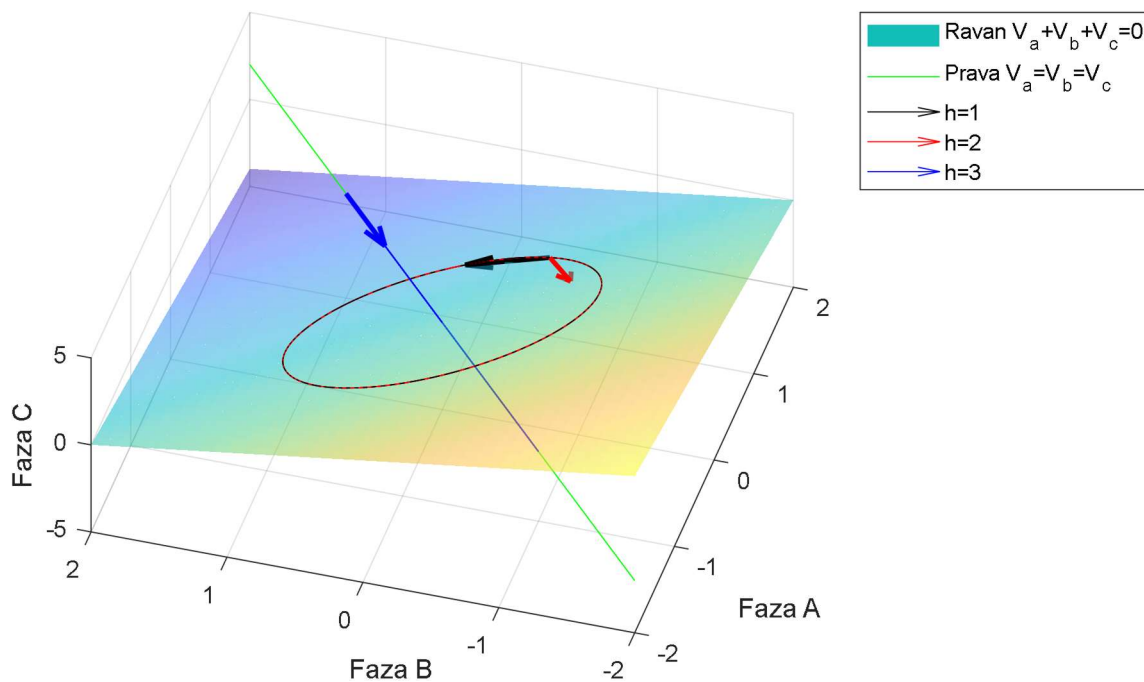
У односу на комплексни вектор, просторни вектор даје информације о свим присутним хармоницима у трофазном симетричном систему, с тим што је појачање и фазни став просторног вектора промењив у зависности од хармоника. Може се уочити да једносмерна компонента и сви хармоници дељиви са три имају појачање од 3 dB и фазни став од 90 степени у односу на изведену раван (постоје на правој (2.1.17)), што доводи до закључка да се ови хармоници сликају као  $\sqrt{2}$  пута већи у просторни вектор и да уопште немају пројекцију на изведену раван (2.1.16).  $3n-1, n \in \overline{1, \infty}$  хармоници се налазе у изведеној равни, без модификације појачања и са фазним ставом од 180 степени, што значи да у симетричном систему ови хармоници постоје само у равни која задовољава основну карактеристику трофазног система, али је смер ротације просторног вектора супротан у односу на основни хармоник.  $3n+1, n \in \overline{0, \infty}$  хармоници се налазе у изведеној равни без модификације појачања и фазног става. На Слици 2.1.8. су илустративно приказане трајекторије просторног вектора за симетрични трофазни систем који се састоји само од првог, другог или трећег хармоника. Коришћењем Бодевог дијаграма са Сlike 2.1.7. конструисана је



Табела 2.1.2. која сумира смер ротације конкретног хармоника у односу на основни хармоник, када у трофазном систему постоји само тај хармоник. Уколико је смер сагласан, конкретни хармоник ће имати позитиван смер ротације, у супротном негативан. Хармоници који се налазе на описаној правој биће проглашени за пулсирајуће.

**Табела 2.1.2.** Смер ротације појединих хармоника при трофазном симетричном напајању.

$h$ -ти хармоник	Смер ротације	Пример хармоника $h$
$3n + 1, n \in \overline{0, \infty}$	Позитиван (+)	1, 4, 7, 10, 13...
$3n - 1, n \in \overline{1, \infty}$	Негативан (-)	2, 5, 8, 11, 14...
$3n, n \in \overline{0, \infty}$	Пулсирајући (0)	3, 6, 9, 12, 15...



Слика 2.1.8. Трајекторије просторног вектора карактеристичних хармоника трофазног симетричног система.

## 2.2. Кларкина трансформација

### Equation Section (Next)

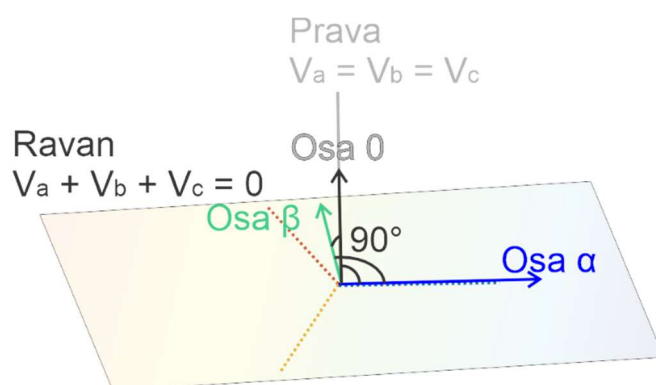
На основу анализе из претходне секције и Боденовог дијаграма са Сликe 2.1.7. може се закључити да у трофазном простору трајекторије целобројних умножака хармоника постоје или у равни (2.1.16), или стоје управно у односу на дату раван. С тим у вези, намеће се идеја припајања новог координатног система који ће поједноставити представљање трофазног система напона. Усвојимо троосни координатни систем чије две независне осе леже на равни описаној једначином (2.1.16), тако да је једна оса колинеарна са пројекцијом позитивне оријентације фазе А на раван – ову осу означимо са  $\alpha$ . Нека друга оса, која предњачи за 90 степени, буде означена са  $\beta$ . У овом случају трећа независна оса ће бити колинеарна са оријентацијом равни и правом (2.1.17) и означена као 0. Графички приказ позиције усвојеног координатног система је приказан на Слици 2.2.1. На основу једначине (2.1.14) и израчунатог угла између оса  $abc$  и равни се може записати следећи систем једначина који важи за пројекције трофазног напона на новоформиране  $\alpha$  и  $\beta$  осе:

$$\vec{V}_\alpha(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (\vec{V}_a(t) \cdot \cos(0) + \vec{V}_b(t) \cdot \cos(-\frac{2\pi}{3}) + \vec{V}_c(t) \cdot \cos(\frac{2\pi}{3})) \cdot \cos(35.26^\circ) \quad (2.2.1)$$

$$\vec{V}_\beta(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (\vec{V}_a(t) \cdot \sin(0) + \vec{V}_b(t) \cdot \sin(\frac{2\pi}{3}) + \vec{V}_c(t) \cdot \sin(-\frac{2\pi}{3})) \cdot \cos(35.26^\circ) \quad (2.2.2)$$

Аналогно претходним једначинама се може извести и пројекција трофазног система напона на 0 осу:

$$\vec{V}_0(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (\vec{V}_a(t) + \vec{V}_b(t) + \vec{V}_c(t)) \cdot \sin(35.26^\circ) \quad (2.2.3)$$



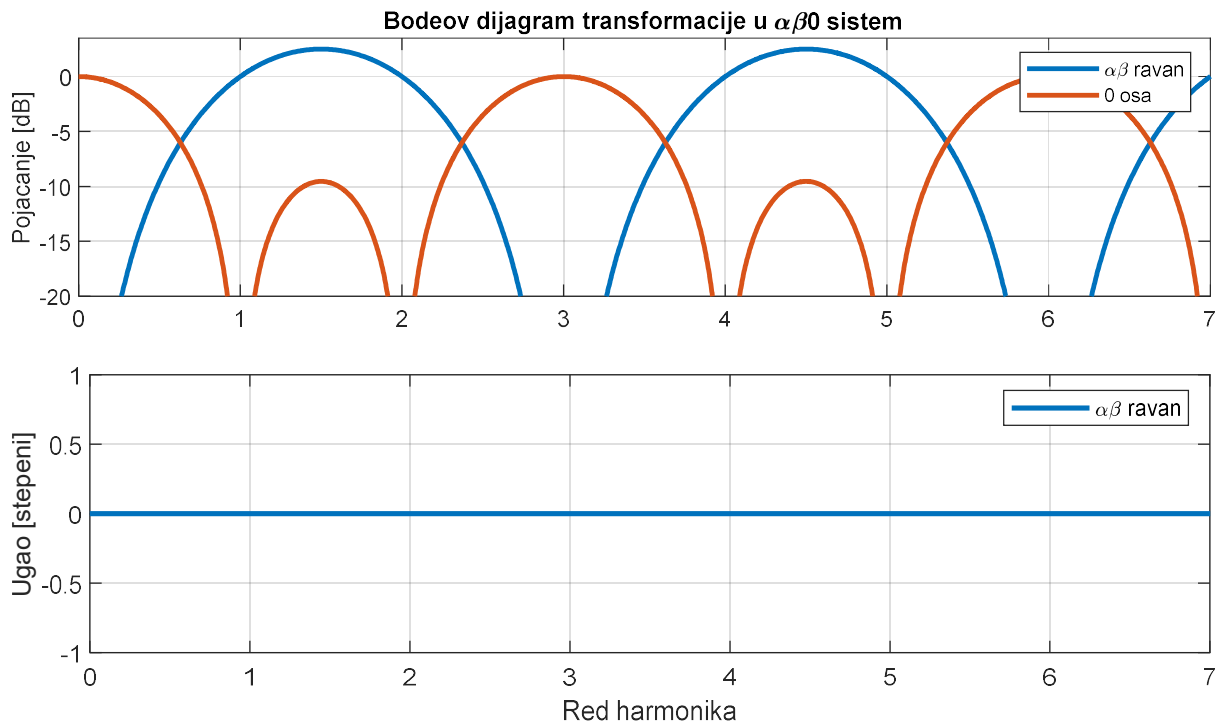
Слика 2.2.1. Графички приказ позиције усвојеног  $\alpha\beta 0$  координатног система

Описана трансформација је у литератури позната као Кларкина трансформација и препознатљивија је у својој матричној форми, записана преко матрице трансформације  $[T_{\alpha\beta 0,abc}]$  на следећи начин:

$$\begin{bmatrix} \vec{V}_\alpha(t) \\ \vec{V}_\beta(t) \\ \vec{V}_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} [T_{\alpha\beta 0,abc}] \begin{bmatrix} \vec{V}_a(t) \\ \vec{V}_b(t) \\ \vec{V}_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.2.4)$$

$$[T_{\alpha\beta 0,abc}] = \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(-\frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.2.5)$$

У претходним изразима  $V_\alpha(t), V_\beta(t)$  и  $V_0(t)$  представљају пројекције вектора фаза а, б и с на  $\alpha$ ,  $\beta$  и 0 осу. Коефицијент  $\frac{2}{3}$  је најчешће коришћен и његовом применом се добијају  $\alpha\beta 0$  компоненте које су амплитудно инваријантне у односу на оригинални  $abc$  систем. Други често коришћени коефицијент је  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  и његовом применом се добија систем који је инваријантан по снази у односу на оригинални  $abc$  систем. Било је речи о томе да се хармоници дељиви са три сликају у просторни вектор  $\sqrt{2}$  пута јаче у односу на хармонике који леже у равни, па је дата матрица Кларкине трансформације анулирала ову разлику појачања кроз другачије скалирање нултих у односу на  $\alpha\beta$  компоненте. Бодев дијаграм трансформације из  $abc$  система у  $\alpha\beta 0$  систем је приказан на Слици 2.2.2. Детаљи имплементације алгоритма за цртање конкретног Бодев дијаграма се могу наћи у Прилогу 3.



Слика 2.2.2. Бодев дијаграм трансформације мрежних напона у  $\alpha\beta 0$  систем напона: појачање (горе), фаза (доле).

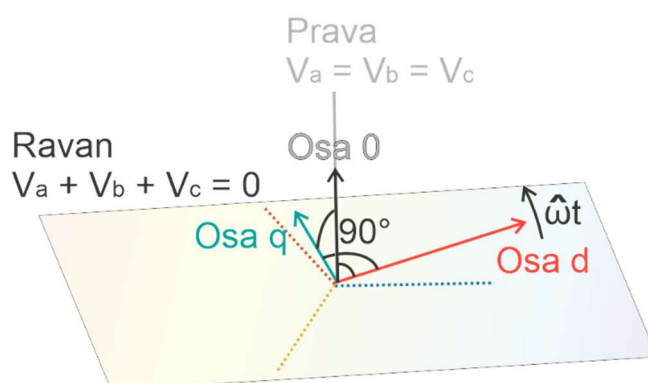
Уколико се упореде појачања комплексног вектора са Сликe 2.1.3 и појачања Кларкине трансформације на  $\alpha\beta$  раван, може се закључити да су идентична, те важе и исти закључци везани за Сликy 2.1.3. У случају трофазног симетричног система, на 0 оси се могу наћи само хармоници дељиви са три и једносмерна компонента. С обзиром да је 0 оса колинеарна са правом (2.1.17) овај закључак је очекиван.

Применом Кларкине трансформације не мењају се учестаности ни фазе оригиналних сигнала, док се амплитуда сигнала може мењати у зависности хармоника – целобројни умношци хармоника имају јединична појачања, а интерхармоници се могу перципирати са већом или мањом амплитудом у зависности од конкретног интерхармоника.

### 2.3. Паркова трансформација

#### Equation Section (Next)

Претходна трансформација предвиђа фиксно позиционирање оса координатног система у односу на оријентацију оса трофазног система. Може се разматрати идеја формирања модификованог координатног система, чије су две осе у истој равни као  $\alpha\beta$ , али је оријентација оса промењива у времену – осе ротирају неком угаоном брзином  $\hat{\omega}$ . Од две осе које леже у истој равни као и  $\alpha\beta$  осе, дефинишимо  $d$  осу и дефинишимо  $q$  осу у равни да предњачи за  $90^\circ$  у односу на  $d$ . Као и у слушају  $\alpha\beta 0$  система, нека остане  $0$  оса, оријентисана управно у односу на новоформирану  $dq$  раван. Графичка илустрација координатног система је приказана на Слици 2.3.1.



Слика 2.3.1. Графички приказ позиције оса усвојеног  $dq0$  координатног система.

Описана трансформација је у литератури позната као Паркова трансформација, а на основу Слике 2.3.1. је могуће извести одговарајућу матрицу трансформације  $[T_{dq0,\alpha\beta 0}]$ . Поступак трансформације у новоформирану  $dq0$  из постојећег  $\alpha\beta 0$  система има следећи облик:

$$\begin{bmatrix} \vec{V}_d(t) \\ \vec{V}_q(t) \\ \vec{V}_0(t) \end{bmatrix} = [T_{dq0,\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} \vec{V}_\alpha(t) \\ \vec{V}_\beta(t) \\ \vec{V}_0(t) \end{bmatrix} \quad (2.3.1)$$

$$[T_{dq0,\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\omega}t) & \sin(\hat{\omega}t) & 0 \\ -\sin(\hat{\omega}t) & \cos(\hat{\omega}t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3.2)$$

У претходним изразима  $\vec{V}_d(t), \vec{V}_q(t)$  и  $\vec{V}_0(t)$  представљају  $d$  пројекцију (подужну пројекцију),  $q$  пројекцију (попречну пројекцију) и  $0$  пројекцију (нулту пројекцију) напона из  $\alpha\beta 0$  система,  $\hat{\omega}$  представља брзину ротације  $dq$  оса у равни, док је  $\hat{\omega}t$  тренутни угао  $dq$  система у односу на почетно усвојен ( $t = 0$ ). Логично, могуће је формирати матрицу трансформације и у односу на оригинални  $abc$  систем, те онда поступак трансформације има следећи облик:

$$\begin{bmatrix} \vec{V}_d(t) \\ \vec{V}_q(t) \\ \vec{V}_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} [T_{dq0,abc}] \begin{bmatrix} \vec{V}_a(t) \\ \vec{V}_b(t) \\ \vec{V}_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.3.3)$$

$$[T_{dq0,abc}] = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\omega}t) & \cos(\hat{\omega}t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\hat{\omega}t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\hat{\omega}t) & -\sin(\hat{\omega}t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\hat{\omega}t + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.3.4)$$

Применом било једначине (2.3.1) или (2.3.3) добија се аналитички израз за таласни облик напона након Паркове трансформације:

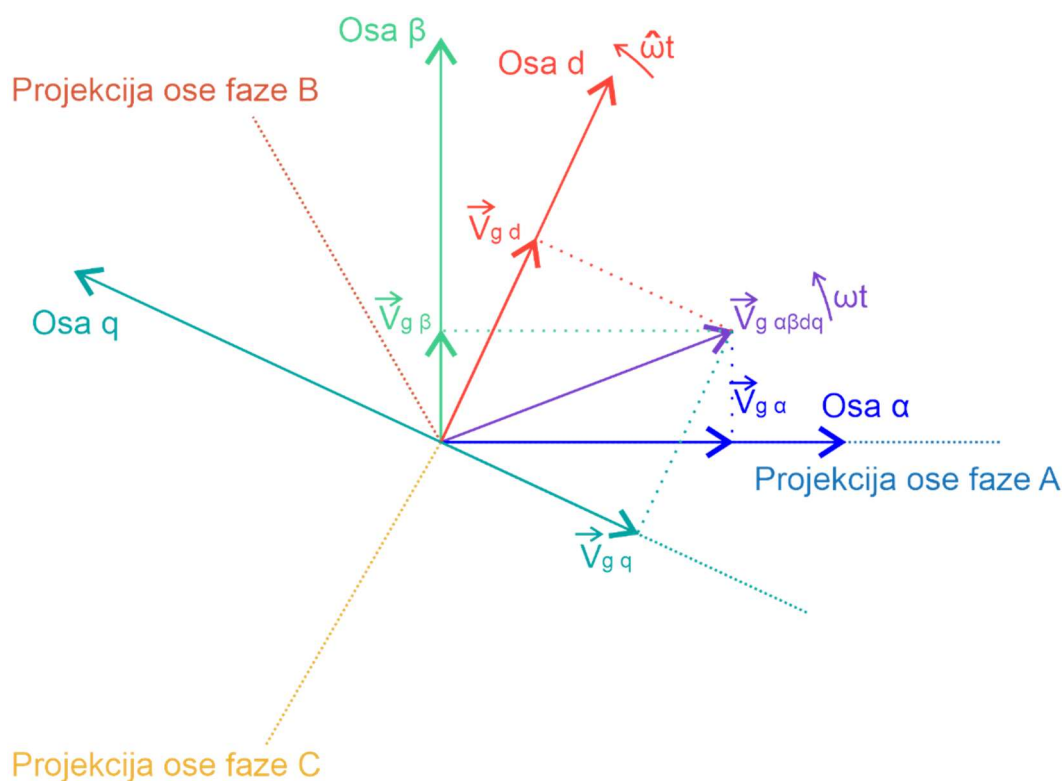
$$V_d(t) = \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h} \cos(h\omega t - hc\frac{\pi}{6} + \varphi_h - \hat{\omega}t) \quad (2.3.5)$$

$$V_q(t) = \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h} \sin(h\omega t - hc\frac{\pi}{6} + \varphi_h - \hat{\omega}t) \quad (2.3.6)$$

$$V_0(t) = \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h}^0 \cos(h\omega t - hc\frac{\pi}{6} + \varphi_h^0) \quad (2.3.7)$$

За разлику од Кларкине трансформације, избором брзине и смера ротације  $dq$  система  $\hat{\omega}$ , могуће је утицати на перцепцију учестаности пројекција напона на  $d$  и  $q$  осе. Те тако, ако су брзина и смер ротације  $dq$  система  $\hat{\omega}$  једнаки основној мрежној учестаности  $\omega$ , из израза (2.3.5) и (2.3.6) се може закључити да су пројекције основне компоненте мрежног напона на  $d$  и  $q$  осе ( $V_{m,1} \cos(\omega t - c\frac{\pi}{6} + \varphi_1 - \hat{\omega}t)$  и  $V_{m,1} \sin(\omega t - c\frac{\pi}{6} + \varphi_1 - \hat{\omega}t)$ )

константе - једносмерне. Брзина и смер ротације  $dq$  система  $\hat{\omega}$  не утичу на перципирање учестаности које постоје на правој (2.1.17) и самим тим на напон  $V_0(t)$ . Освртом на Табелу 2.1.2. може се генерализовати претходни закључак у случају трофазног симетричног система напона са једном присутном учестаношћу. Све учестаности са позитивним смером ротације се у  $dq$  систему перципирају са  $\hat{\omega}$  мањом кружном учестаношћу, док се све учестаности са негативним смером ротације перципирају са  $\hat{\omega}$  већом кружном учестаношћу. На крају је на Слици 2.3.2. представљен пример разлагања пројекције просторног вектора  $\vec{V}_g(t)$  на раван  $\vec{V}_a(t) + \vec{V}_b(t) + \vec{V}_c(t) = 0$  у произвољном тренутку  $t$ . Ова пројекција просторног вектора на раван је означена са  $\vec{V}_{g\alpha\beta dq}(t)$  и идентична је по амплитуди након Кларкине и Паркове трансформације.



Слика 2.3.2. Пример разлагања пројекције просторног вектора у равни (2.1.16) на  $\alpha\beta$  и  $dq$  компоненте.

## 2.4. Симетричне компоненте

### Equation Section (Next)

Бодеои дијаграми и анализе једначина за карактеристичне случајеве у секцијама које су претходиле изведене су за трофазне симетричне системе у којима постоји само једна учестаност. Са друге стране основне једначине којима је дефинисан мрежни напон на почетку поглавља остављају могућност дефинисања трофазног система који је у општем случају несиметричан и садржи више од једне учестаности у таласном облику напона. Уколико би се испоставио да је анализу опште дефинисаног трофазног систем напона немогуће превести на анализу симетричног система, претходни дијаграми, једначине и коментари могу наћи ограничену примену у пракси.

У циљу доказивања апликативности претходних анализа, у дисертацији се уводи појам симетричних компоненти. Иницијални концепт симетричних компоненти је у електротехници познат више од 100 година, а уведен је од стране Чарлса ЛеГејта Фортескуа као користан алат у анализи несиметричних услова напајања вучних асинхронних мотора [19]. Применом Фортескуове трансформације могуће је превођење  $n$  фазних несиметричних сигнала у  $n$  компоненти са  $n$  симетричних фаза [20], с тим што је у оригиналном раду претпостављен синусоидни таласни облик напона у свим фазама. У случају трофазног система са синусоидним таласним облицима напона у свим фазама, применом Фортескуове трансформације се добијају три симетричне трофазне компоненте (система) од којих:

- Једна трофазна компонента има фазни редослед који је идентичан фазном редоследу оригиналног система и фазе су међусобно померене за  $\frac{2\pi}{3}$ . Најчешће коришћени назив за ову компоненту је директна или позитивна;
- Друга трофазна компонента има фазни редослед који је супротан фазном редоследу оригиналног система и фазе су међусобно померене за  $\frac{2\pi}{3}$ . Најчешће коришћени назив за ову компоненту је инверзна или негативна;
- Трећа трофазна компонента нема фазну разлику између величина. Најчешће коришћени назив за ову компоненту је нулта [20].



Каснију надоградњу примењивости симетричних компоненти на временски представљене сигнале уводи Лион 1954. године, увођењем концепта тренутних симетричних компоненти [21]. Примењивост симетричних компоненти на периодичне несинусоидне сигнале је доказана увођењем концепта генерализованих симетричних компоненти [22], а у дисертацији ће овај концепт бити детаљније изложен. Поред директне, инверзне и нулте, аутори у [22] дефинишу и резидуалну компоненту, која се јавља у случају постојања несиметричних хармоника дељивих са три [23].

За добијање нулте компоненте, врши се алгебарско сабирање величина у све три фазе:

$$v_{abc0}(t) = \frac{1}{3}(v_a(t) + v_b(t) + v_c(t)) \quad (2.4.1)$$

На основу добијене нулте компоненте, врши се израчунавање хетерополарних компоненти по фазама на следећи начин:

$$\tilde{v}_a(t) = v_a(t) - v_{abc0}(t) \quad (2.4.2)$$

$$\tilde{v}_b(t) = v_b(t) - v_{abc0}(t) \quad (2.4.3)$$

$$\tilde{v}_c(t) = v_c(t) - v_{abc0}(t) \quad (2.4.4)$$

Након тога се може израчунати директна компонента према следећој формули:

$$v_{abc+}(t) = \frac{1}{3}(\tilde{v}_a(t) + \tilde{v}_b(t + T/3) + \tilde{v}_c(t + 2T/3)) \quad (2.4.5)$$

где је  $T$  периода основне мрежне учестаности. Затим се може израчунати инверзна компонента према следећој формули:

$$v_{abc-}(t) = \frac{1}{3}(\tilde{v}_a(t) + \tilde{v}_b(t + 2T/3) + \tilde{v}_c(t + T/3)) \quad (2.4.6)$$

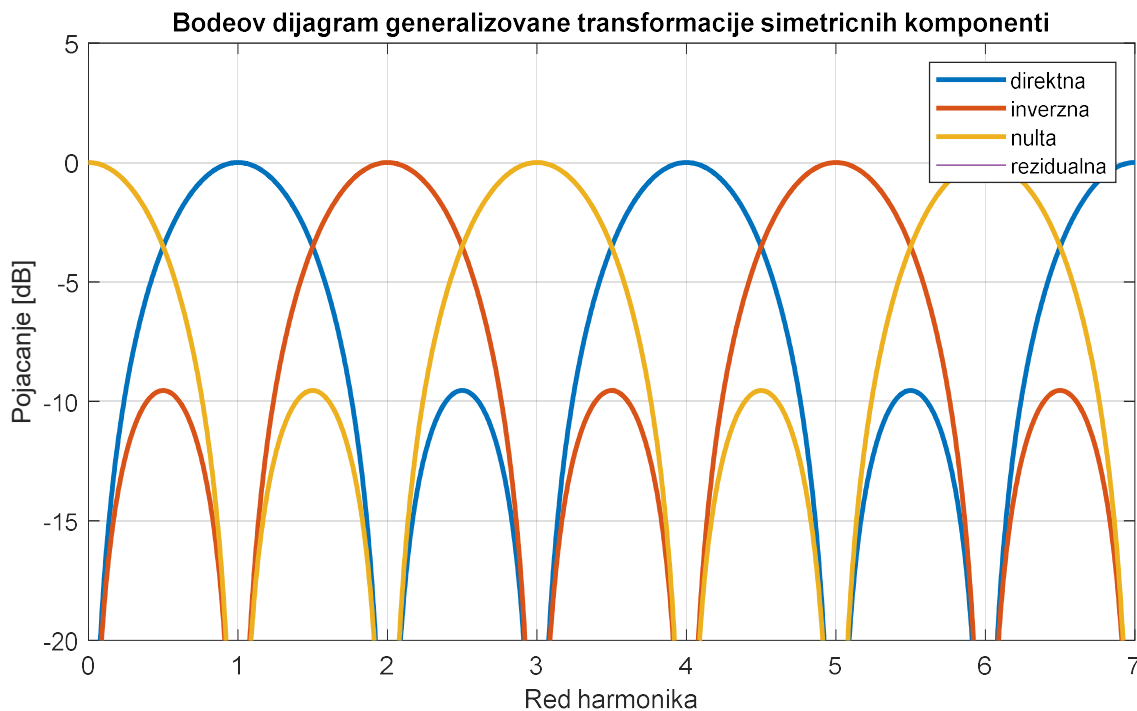
На крају, треба извршити прорачун резидуалних компоненти у свакој фази:

$$v_{a\text{ rez}}(t) = \frac{1}{3}(\tilde{v}_a(t) + \tilde{v}_a(t + T/3) + \tilde{v}_a(t + 2T/3)) \quad (2.4.7)$$

$$v_{b\text{ rez}}(t) = \frac{1}{3}(\tilde{v}_b(t) + \tilde{v}_b(t + T/3) + \tilde{v}_b(t + 2T/3)) \quad (2.4.8)$$

$$v_{c\text{ rez}}(t) = \frac{1}{3}(\tilde{v}_c(t) + \tilde{v}_c(t + T/3) + \tilde{v}_c(t + 2T/3)) \quad (2.4.9)$$

Бодев дијаграм генерализоване трансформације симетричних компоненти је приказан на Слици 2.4.1. Детаљи имплементације алгоритма за цртање Бодевог дијаграма су приказани у Прилогу 4. Како је Бодев дијаграм конструисан на основу различитих фреквенција симетричног трофазног сигнала, на Слици 2.4.1 не постоји резидуална компонента. Припадност одређеног хармоника конкретној компоненти у случају симетричног система је сагласна са закључцима из Табеле 2.1.2.



Слика 2.4.1. Бодев дијаграм генерализоване трансформације симетричних компоненти.

Математички апарат генерализованих симетричних компоненти (барем у погледу директне, инверзне и нулте компоненте), показује примењивост претходних анализа на реалне трофазне системе напона. Са друге стране, импликације резидуалне компоненте за претходне закључке је најбоље илустровати примером.

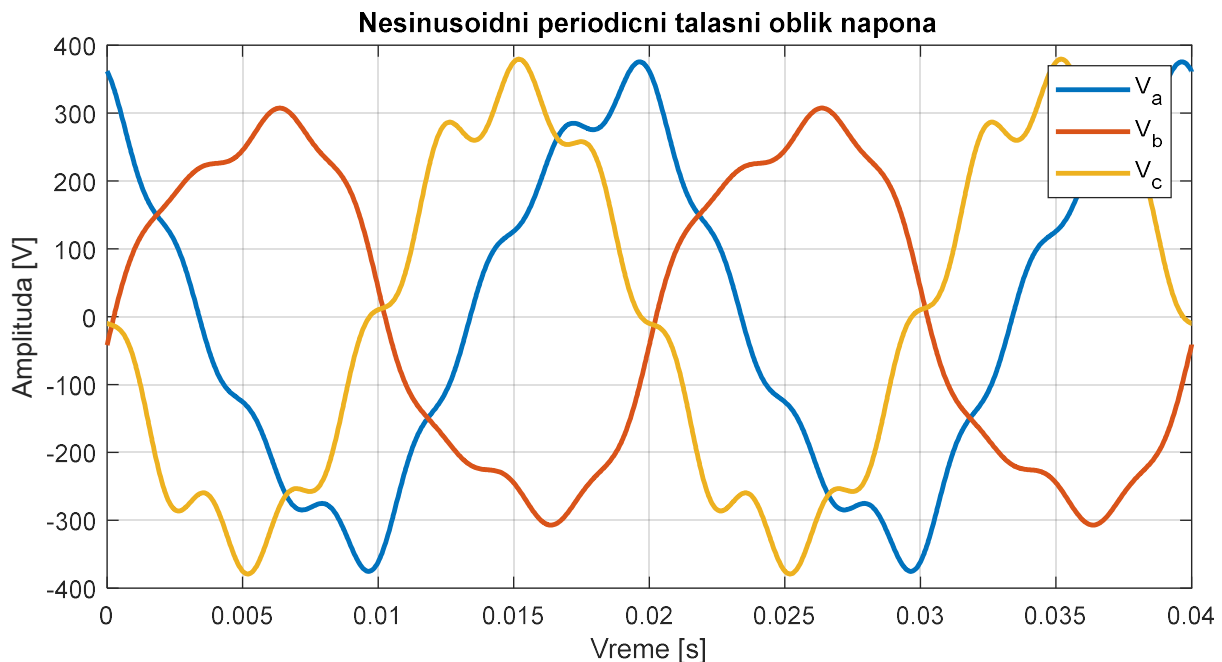
Пример: Нека је дат трофазни систем несинусноидног периодичног напона чија је аналитичка форма дата следећим скупом једначина:

$$v_a(t) = \sqrt{2} \cdot 230 \cdot \cos(\omega t + \frac{25}{180} \pi) + \sqrt{2} \cdot 20 \cdot \cos(3\omega t + 0) + \sqrt{2} \cdot 10 \cdot \cos(5\omega t + \frac{10}{180} \pi) + \sqrt{2} \cdot 20 \cdot \cos(7\omega t + \frac{30}{180} \pi) \quad (2.4.10)$$

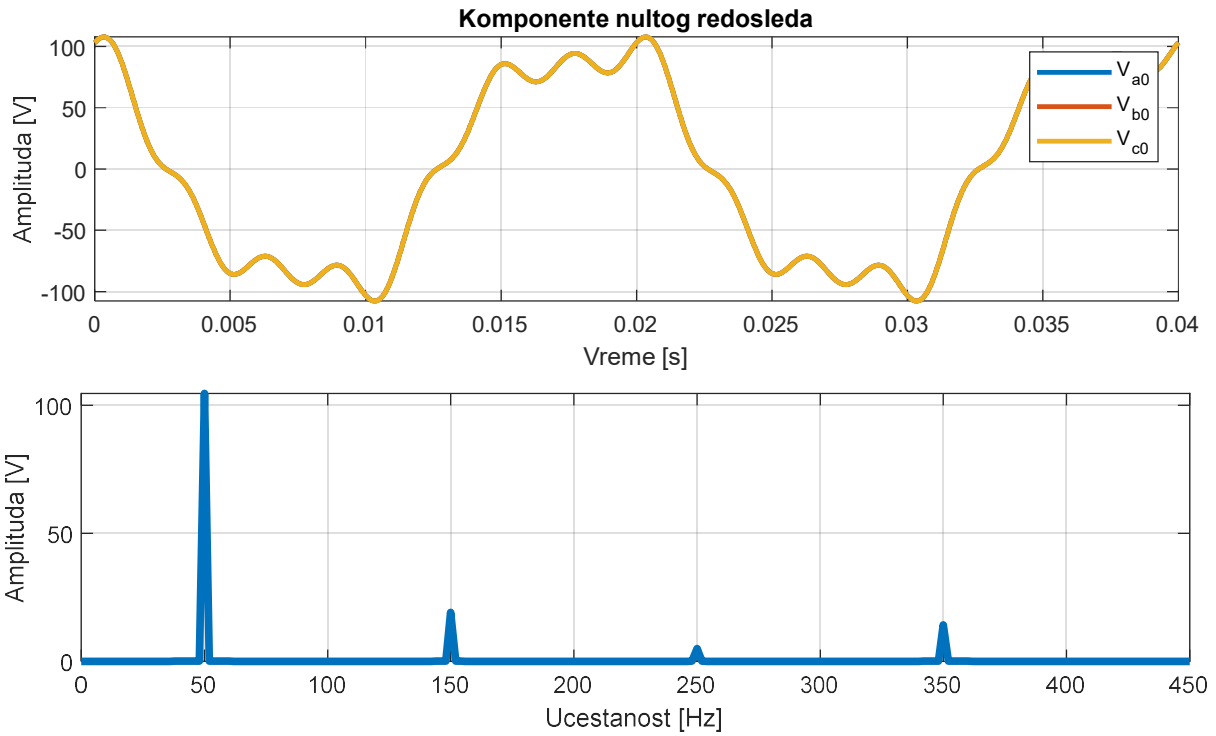
$$v_b(t) = \sqrt{2} \cdot 210 \cdot \cos(\omega t - \frac{100}{180} \pi) + \sqrt{2} \cdot 30 \cdot \cos(3\omega t - \frac{70}{180} \pi) + \sqrt{2} \cdot 7 \cdot \cos(5\omega t - \frac{140}{180} \pi) + \sqrt{2} \cdot 10 \cdot \cos(7\omega t - \frac{80}{180} \pi) \quad (2.4.11)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2} \cdot 240 \cdot \cos(\omega t - \frac{270}{180} \pi) + \sqrt{2} \cdot 2 \cdot \cos(3\omega t - \frac{220}{180} \pi) + \sqrt{2} \cdot 5 \cdot \cos(5\omega t - \frac{20}{180} \pi) + \sqrt{2} \cdot 30 \cdot \cos(7\omega t - \frac{110}{180} \pi) \quad (2.4.12)$$

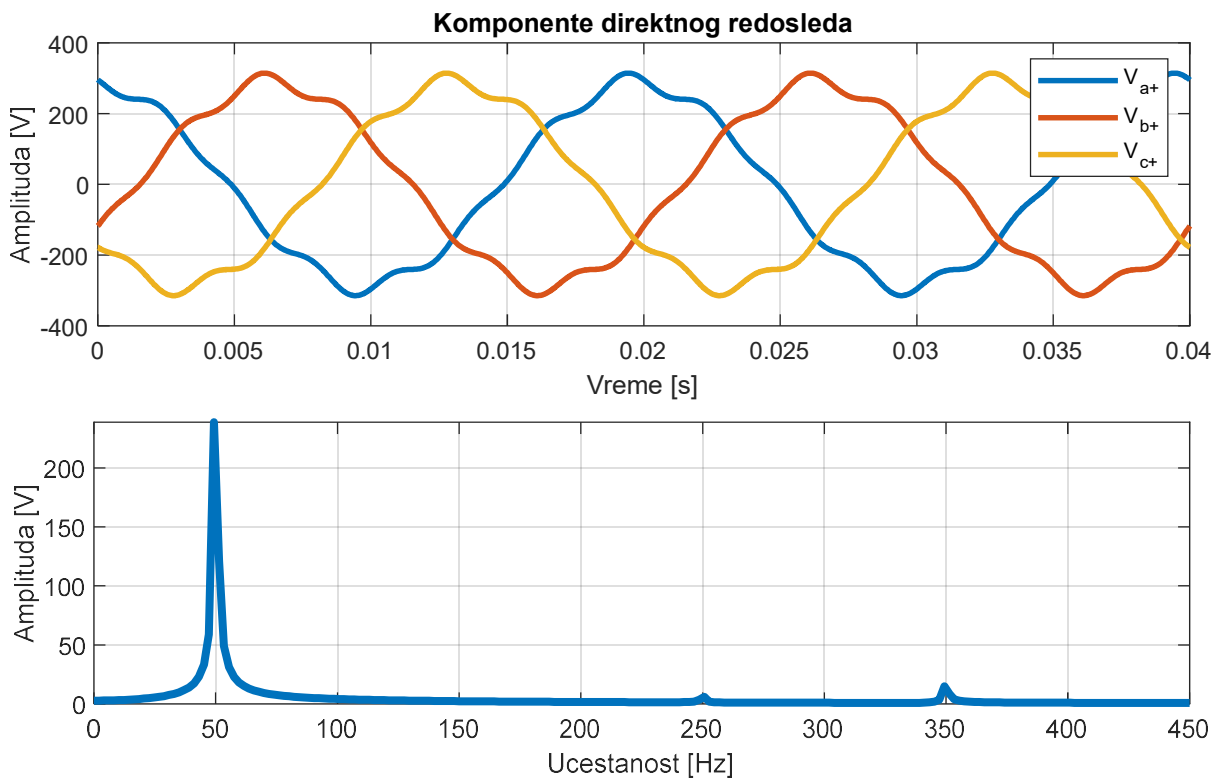
У датом примеру дефинисана је основна кружна учестаност мреже  $\omega = 2\pi 50$ . Таласни облик дефинисаног трофазног система је приказан на Слици 2.4.2. Коришћењем једначине (2.4.1) израчунате су компоненте нултог редоследа. За овај конкретни пример оне су приказане на Слици 2.4.3. На истој Слици је приказана и Фуријеова анализа таласног облика. Сагласно теорији симетричних компоненти, у нултој компоненти се могу наћи све присутне учестаности [22]. На Слици 2.4.4. је приказан таласни облик и Фуријеова анализа таласног облика компоненте директног редоследа за конкретан пример, израчунате на основу (2.4.5).



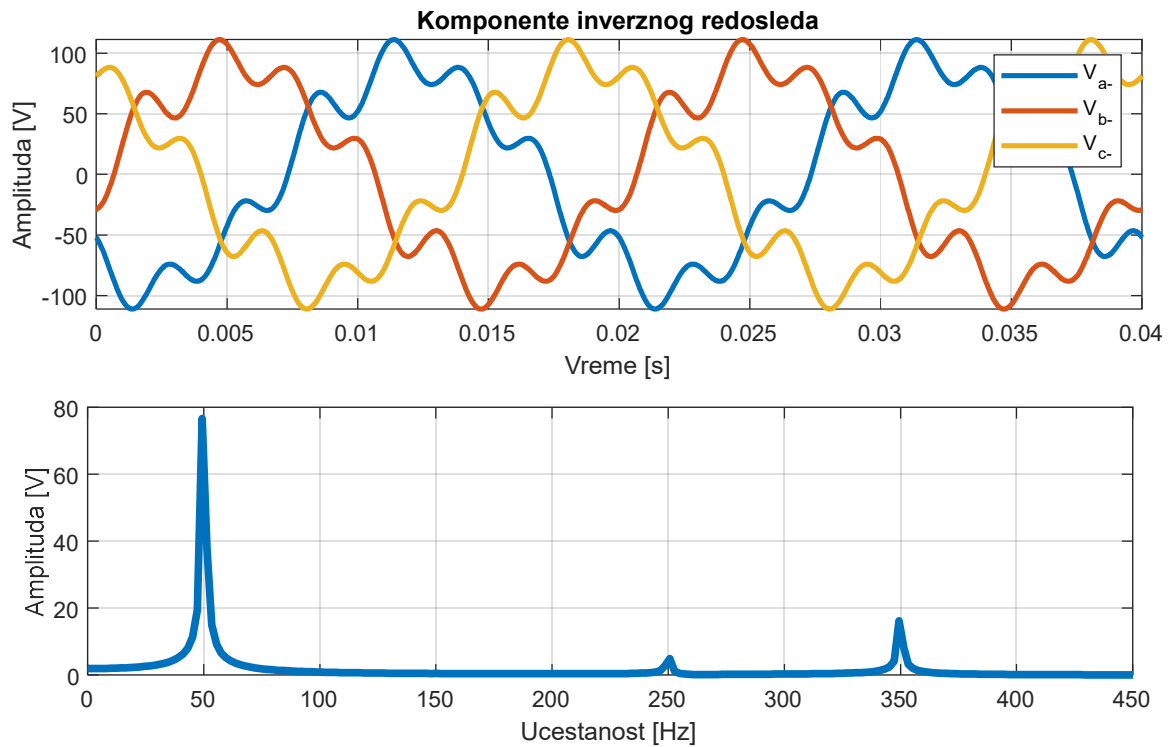
Слика 2.4.2. Пример трофазног несинусног несиметричног система напона



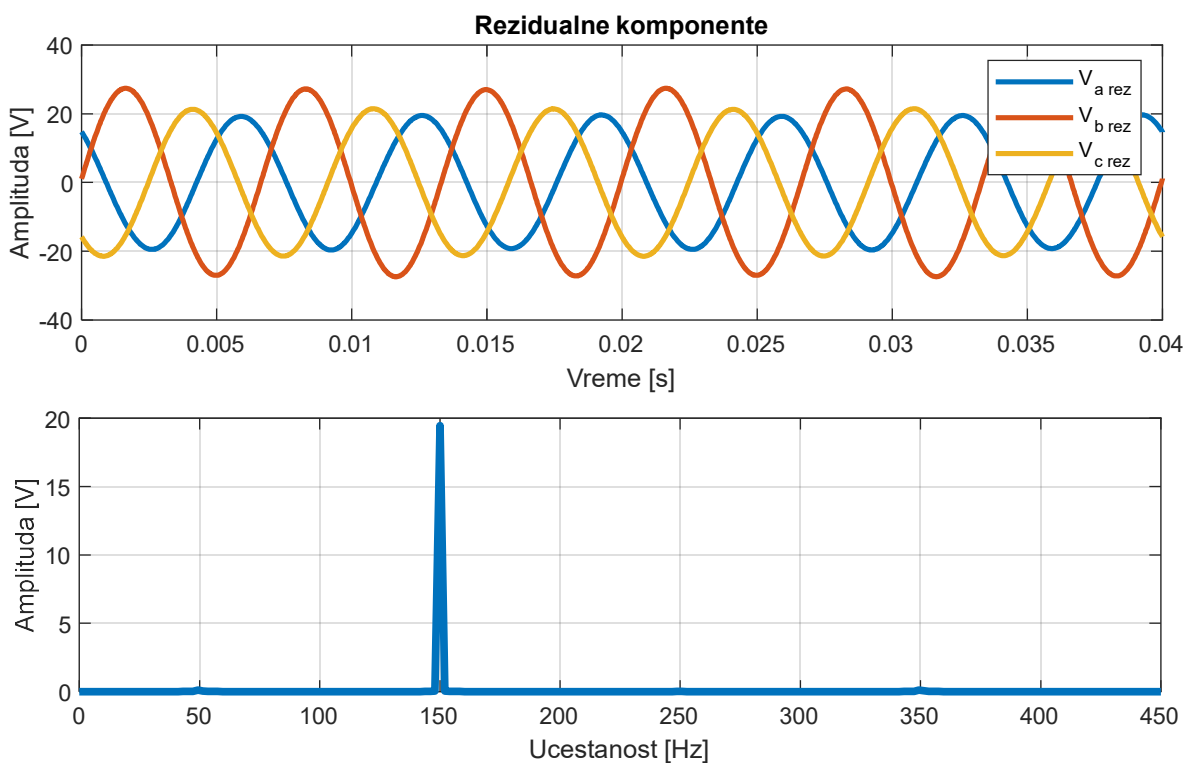
Слика 2.4.3. Компоненте нултог редоследа након примене генерализоване трансформације симетричних компоненти: таласни облик (горе), Садржај учестаности у таласном облику (доле)



Слика 2.4.4. Компоненте директног редоследа након примене генерализоване трансформације симетричних компоненти: таласни облик (горе), Садржај учестаности у таласном облику (доле)

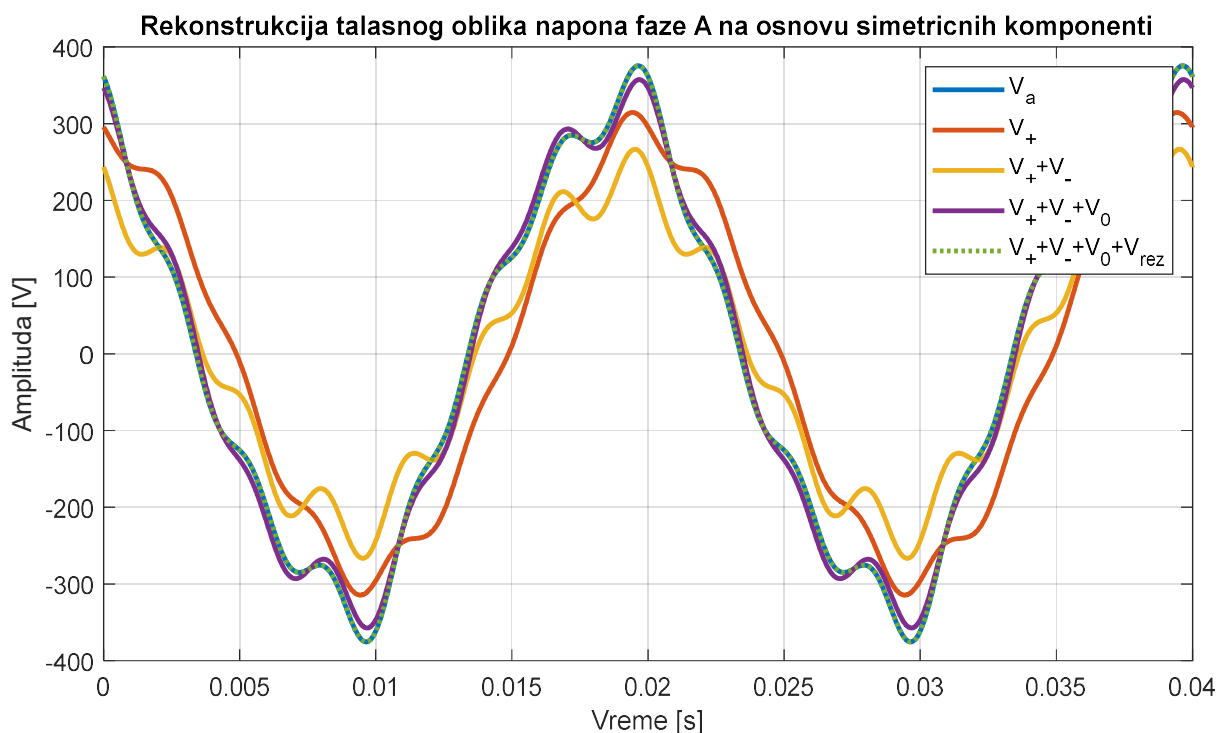


Слика 2.4.5. Компоненте инверзног редоследа након примене генерализоване трансформације симетричних компоненти: таласни облик (горе), Садржај учестаности у таласном облику (доле)



Слика 2.4.6. Резидуалне компоненте након примене генерализоване трансформације симетричних компоненти: таласни облик (горе), Садржај учестаности у таласном облику (доле)

Компоненте инверзног редоследа су израчунате на основу (2.4.6) и за конкретан пример су илустроване на Слици 2.4.5, заједно са Фуријеовом анализом присутних учестаности. Као и у случају компоненте директног редоследа, могу се наћи све присутне учестаности које нису дељиве са три, а присутне су у оригиналном сигналу. Резидуалне компоненте за конкретан пример су представљене на Слици 2.4.6 уз Фуријеову анализу присутних учестаности. Очекивано, постоје само хармоници дељиви са три [20]. Међутим, оно што у први мах није очекивано је да трећи хармоници у различитим фазама нису између себе у фази. У конкретном примеру резидуалне компоненте се даље могу раставити применом генерализованих симетричних компоненти на директну, инверзну, нулту и резидуалну. Односно, у случају несинусног несиметричног трофазног система, могућа је појава хармоника дељивих са три у равни  $\vec{V}_a(t) + \vec{V}_b(t) + \vec{V}_c(t) = 0$ . Валидност добијених компоненти је верификована реконструкцијом оригиналног таласног облика једне фазе на основу израчунатих компоненти. Овај процес је приказан на Слици 2.4.7.



Слика 2.4.7. Реконструкција изворног таласног облика напона фазе А на основу израчунатих генерализованих компоненти.

## 2.5. Коришћење линијских напона

### Equation Section (Next)

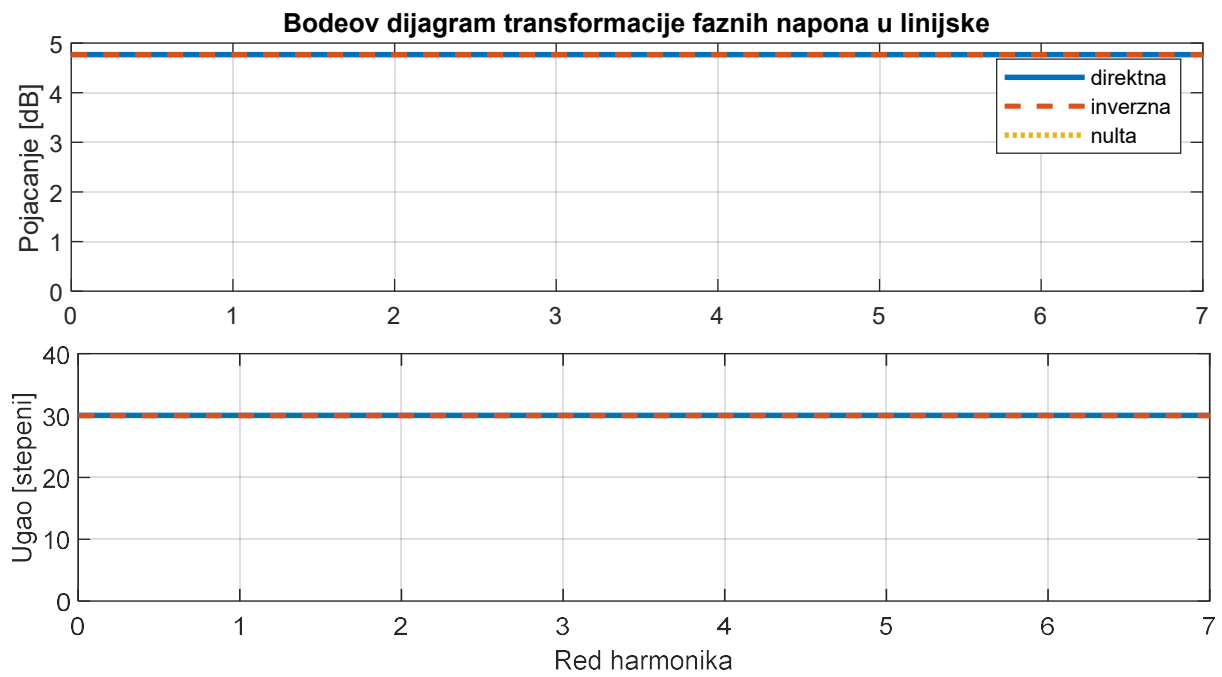
Некада није могуће вршити директно мерење фазних напона система (због недоступности неутралног проводника) или је од интереса вршити директно мерење линијских напона. Напонске једначине (2.1.1)-(2.1.3) се могу искористити за дефинисање линијских напона на следећи начин:

$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= v_a(t) - v_b(t) = \\ &= \sum_{h=0}^{\infty} \left[ V_{am,h} \cos\left(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{a,h}\right) - V_{bm,h} \cos\left(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{b,h} - h \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad (2.5.1)$$

$$\begin{aligned} v_{bc}(t) &= v_b(t) - v_c(t) = \\ &= \sum_{h=0}^{\infty} \left[ V_{bm,h} \cos\left(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{b,h} - h \frac{2\pi}{3}\right) - V_{cm,h} \cos\left(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{c,h} + h \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad (2.5.2)$$

$$\begin{aligned} v_{ca}(t) &= v_c(t) - v_a(t) = \\ &= \sum_{h=0}^{\infty} \left[ V_{cm,h} \cos\left(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{c,h} + h \frac{2\pi}{3}\right) - V_{am,h} \cos\left(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{a,h}\right) \right] \end{aligned} \quad (2.5.3)$$

Како би се испитао утицај трансформације фазних напона у линијске, извршена је конструкција Бодеевог дијаграма симетричних компоненти које чине произвољан трофазни систем напона. Бодеев дијаграм трансформације фазних напона у линијске је представљен ја Слици 2.5.1. Приликом пребацивања фазних напона у линијске појачање директног и инверзног система је константно и износи  $\sqrt{3}$  пута, док је фазни помак такође константан и износи  $30^\circ$ . Компонента нултог система се не преноси овом трансформацијом. Детаљи имплементације конструкције Бодеевог дијаграма су дати у Прилогу 5.



Слика 2.5.1. Бодев дијаграм трансформације симетричних компоненти фазних напона у линијске



### 3. Синхронизација у електроенергетским системима

#### Equation Chapter (Next) Section 1

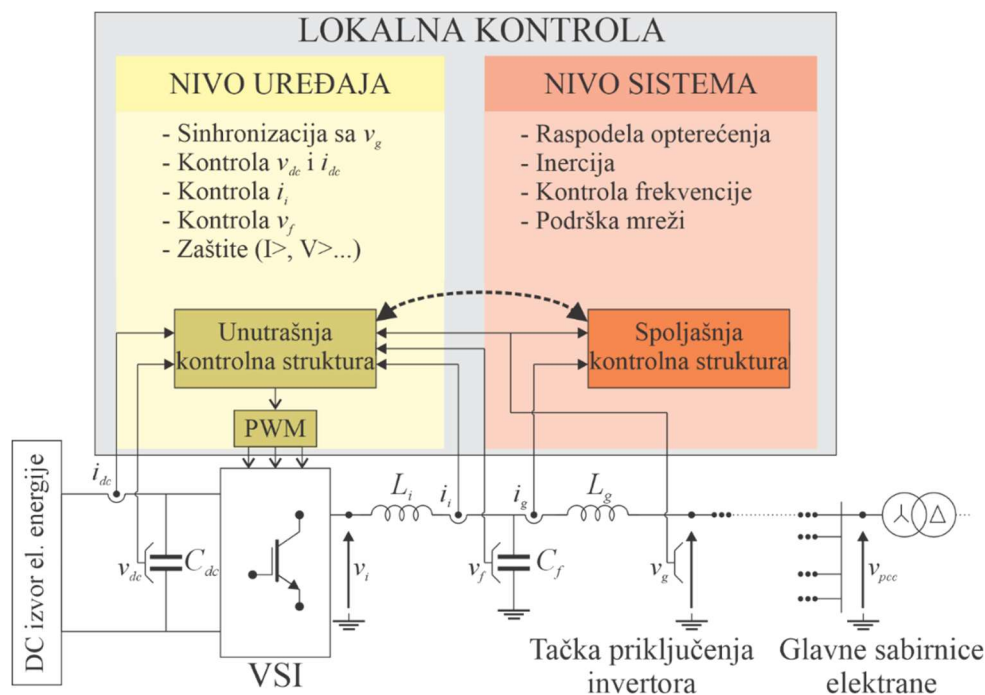
Интеграција савремених обновљивих извора енергије у електроенергетски систем се најчешће не може урадити директно, већ посредством претварача на бази уређаја енергетске електронике. У литератури је усвојена номенклатура за уређаје на бази енергетске електронике на основу очекиваног тока енергије у нормалном раду [24]:

- Исправљачи – очекивани ток енергије је од АС стране према DC страни. Пример ових уређаја су улазни степен претварача фреквенције без могућности рекуперације енергије у мрежу, индустријски извори једносмерног напона и класични пуњачи кућних електронских уређаја;
- Инвертори – очекивани ток енергије је од DC стране према АС страни. Пример ових уређаја су излазни степен претварача фреквенције и инвертори за соларне електране;
- Конвертори – ток енергије зависи од режима рада. Пример ових уређаја су улазни степен претварача фреквенције са могућношћу рекуперације енергије у мрежу и конвертори између батеријских складишта енергије и мреже.

Преглед основних структура типичних инвертора за обновљиве изворе енергије је приказан на Слици 3.0.1. У дисертацији ће једносмерни извор електричне енергије бити третиран као идеалан и неће се улазити у детаље природе извора. Између извора електричне енергије и инвертора су уметнута мерења струје  $i_{dc}$  између извора и инвертора и напона  $v_{dc}$  на кондензатору  $C_{dc}$  што је уједно и напон једносмерног кола. Интерфејс између извора и мреже је представљен напонским инвертором (*eng. Voltage Source Inverter – VSI*), а уколико другачије није наглашено претпоставља се његова реализација у виду трофазног, тројичног и двонивоовског. Излазни напон инвертора је означен са  $v_i$ , излазна струја са  $i_i$ , а због велике таласности излазног напона и струје двонивоовског инвертора на ред је везан филтар за сузбијање виших хармоника струје и напона на прекидачкој учестаности и умношцима прекидачке учестаности [25]. Филтар је представљен као LCL, са означеним компонентама  $L_i, L_g, C_f$  - пригушница према инвертору, пригушница према мрежи и кондензатор филтара, респективно. Постоје мерења струја кроз пригушнице и напона на кондензатору  $i_i, i_g, v_f$ , респективно. Сматраће се да је узорковање вредности са излаза трансмитера струје усаглашено са

радом компоненти енергетске електронике *VSI* [26]. Напон у тачки прикључења инвертора на мрежу је означен са  $v_g$ , како би се означавање усагласило са радовима из области синхронизације напона. Са аспекта анализе микромрежа, тачка прикључења инвертора и мреже се означава као тачка прикључења (*eng. Point of Coupling - PoC*). Тачка повезивања свих инвертора након које се врши примопредаја електричне енергије је означена као тачка заједничког повезивања (*eng. Point of Common Coupling - PCC*) и напон је означен са  $v_{pcc}$ .

За локалну контролу инвертора најчешће се користе *DSP* (*eng. Digital Signal Processor – DSP*) и *FPGA* (*eng. Field Programmable Gate Array – FPGA*) уређаји [27], [28] на којима су имплементирани контролни алгоритми за различите аспекте рада. Улога контролног алгоритма на овим уређајима је да обезбеди задовољавајућу стабилност рада, брз одзив, оптималну способност праћења, малу дисторзију величина од интереса и координацију са надређеним системом [29]. Контролни алгоритам се најчешће реализује на два нивоа – нивоу уређаја и нивоу система [30]. Унутрашња контролна структура се увек реализује на нивоу уређаја због типичних количина информација, брзине одзива и поузданости. Спољашња контролна структура се може реализовати на локалном или удаљеном уређају, а увек постоји размена информација између ове две контролне структуре.



Слика 3.0.1. Преглед основних структура типичног инвертора за обновљиве изворе енергије.

Унутрашња контролна структура инкорпорира алгоритме који осигуравају поуздану и ефикасну размену електричне енергије са мрежом. Предуслов за остваривање размене енергије је синхронизација инвертора и мреже [31]. Уколико је циљ максимално искоришћење енергије извора, користе се мерења у једносмерном колу за тражење тачке максималне снаге која би се предала мрежи. Конверзија једносмерних величина у наизменичне посредством *VSI* типично подразумева и контролу излазне струје инвертора преко контроле излазног напона инвертора [32]. Уколико постоји, кондензатор у филтру додатно побољшава параметре квалитета електричне енергије, те се контролом напона на њему (или струје кроз њега), може повољно утицати на квалитет предате електричне енергије и могу се избећи евентуална неповољна радна стања у којима настаје резонанца. Комбинација рачунарске снаге и брзине уређаја за контролу инвертора омогућава имплементацију низа алгоритама којима се осигурава безбедан рад и даје могућност благовремене реакције на неповољне радне услове [33].

Спољашња контролна структура инкорпорира алгоритме координације рада инвертора са осталим елементима система – било да се ради о микромрежи или традиционалном електроенергетском систему. У нормалном раду, неопходно је осигурати правилну расподелу оптерећења између извора електричне енергије у мрежи у погледу активне и реактивне снаге. Потребно је да извори електричне енергије активно делују ка конвергенцији учестаности мреже према номиналној вредност. У случају појаве нерегуларног радног стања у мрежи, инвертори треба да дају подршку сигурном и ефикасном отклањању насталог стања, кроз алгоритме за подршку мрежи и кроз емулацију инерције традиционалних извора у прелазним процесима. Поред активне подршке мрежи у току нерегуларног стања, контролни алгоритми инвертора треба да осигуравају стабилност непосредно након успостављања новог регуларног радног стања како би се спречио даљи колапс мреже [34].

Процес синхронизације уређаја и мреже (или електроенергетског система) подразумева прилагођење излазног напона уређаја, напону мреже. Под појмом прилагођење се подразумева усаглашавање амплитуда, фазних ставова, фазног редоследа и учестаности основне позитивне компоненте излазног напона уређаја и основне позитивне компоненте напона мреже у тачки прикључења[35]. Код синхроних машина се процес синхронизације обавља непосредно пре прикључења машине на мрежу, а по прикључењу се јавља прелазни процес базиран на физичким феноменима који може кориговати мања одступања у синхронизацији. Уређаји на бази енергетске

електронике захтевају константну синхронизацију са мрежом, како непосредно пре прикључења на мрежу, тако и у току рада. За разлику од синхроних машина, уређаји на бази енергетске електронике се не могу ослонити на физичке феномене ради кориговања мањих одступања у синхронизацији, већ искључиво на перформансе контролног алгоритма који врши синхронизацију [36].

Ово поглавље је посвећено савременим дигиталним алгоритмима који се користе у процесу синхронизације инвертора за обновљиве извора енергије и мреже. У суштини, алгоритми који ће у овом поглављу бити представљени се могу користити без икаквог ограничења и у процесу синхронизације исправљача и конвертора. Своје карактеристике у праћењу угла и учестаности мрежног напона одређених карактеристика ће задржати без обзира на ток енергије у датом тренутку. У дисертацији је изабрана примарна примена синхронизационих алгоритама код инвертора због дефинисаних високих захтева које мрежни прописи (као  $RfG$ ) стављају пред ове уређаје. Генерално, сви алгоритми о којима ће бити речи могу имати много ширу примену, али ће овде бити првенствено разматрани са аспекта обезбеђивања предуслова за стабилну размену електричне енергије између инвертора и мреже уз минималну дисторзију електричних величина од интереса.

У првом делу поглавља биће дат преглед начина синхронизације елемената у електроенергетском систему, зато што се ради о процесу који се не мора одвијати само између инвертора и мреже. Разматрања општих начина синхронизације елемената ће се конкретизовати на разматрања савремених инвертора који се могу наћи повезани на електроенергетски систем, у оквиру микромреже или њихов рад може регуларно прелазити са једног режима на други. Биће представљене типичне контролне структуре савремених инвертора како би се боље уочила улога синхронизационих алгоритама. Затим ће се анализирати начини синхронизације једнофазних и трофазних алгоритама. Даље ће се разматрања конкретизовати на фазно-закључане петље (*eng. Phase-Locked Loop – PLL*) као најпопуларнији тип синхронизационих алгоритама данас.

### 3.1. Синхронизација елемената електроенергетског система

Уопштена подела синхронизације два елемента у електроенергетском систему (или два дела електроенергетског система) је приказана на Слици 3.1.1. [37]. Главни методи синхронизације су:

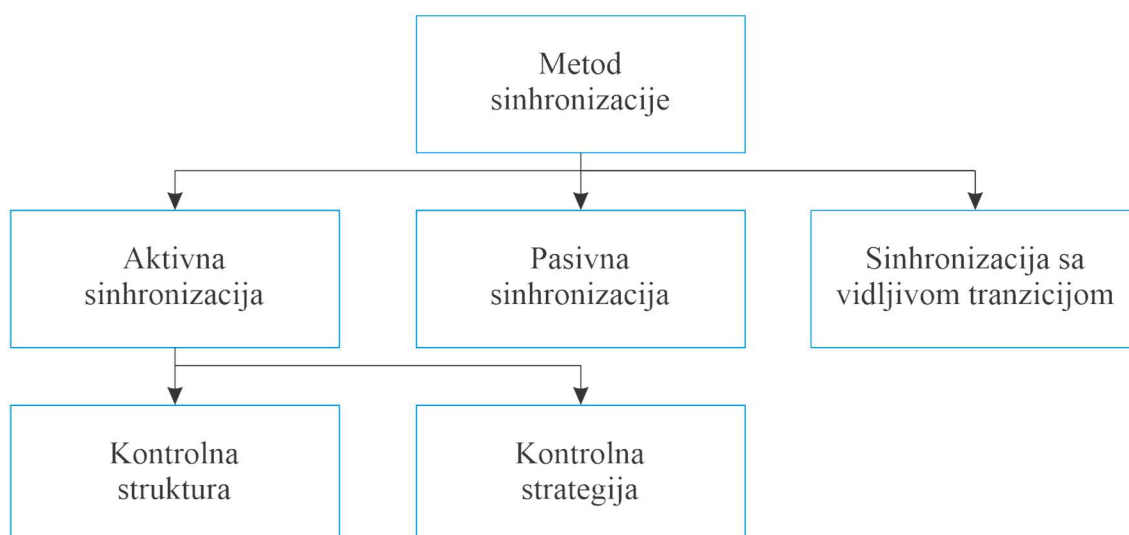
- Активна синхронизација – синхронизација са контролним механизмом за прилагођење амплитуде, учестаности и фазног угла једног елемента другом. За рад активне синхронизације је неопходно познавање наведених параметара код оба елемента који се синхронизују.
- Пасивна синхронизација – синхронизација без контролног механизма за прилагођење амплитуде, учестаности и фазног угла једног елемента другом. Пример су синхрорелеји између два електроенергетска система и који дају услов за синхронизацију када су разлике амплитуда, учестаности и фазних углова два система унутар задатих граница.
- Синхронизација са видљивом транзицијом – синхронизација у којој се један елемент прилагођава другом након потпуног искључења. Пример може да буде део електроенергетског система који ради острвски а треба га повезати са главним системом. Коришћењем ове методе, прекинуло би се напајање дела система који ради острвски, искључили сви елементи, затим би се систем повезао са главним системом и након тога би се извршило постепено поново укључење свих елемената.

Метод активне синхронизације коришћењем контролне структуре је присутан код дистрибуираних извора електричне енергије у мањим системима (као што су микромреже), где сваки извор може имати значајну улогу у стабилности целине и не постоји велика географска удаљеност. Основна подела координације контролних структура извора у микромрежама на основу литературе [38], [39] (графички представљена на Слици 3.1.2.) је на:

- Централизовану контролу – структура одлучивања у којој све одлуке доноси и процесе обавља један контролер (у случају микромреже познат као централни контролер микромреже). Контролер врши размену информација са елементима микромреже и главном мрежом преко опредељеног комуникационог протокола великог капацитета.

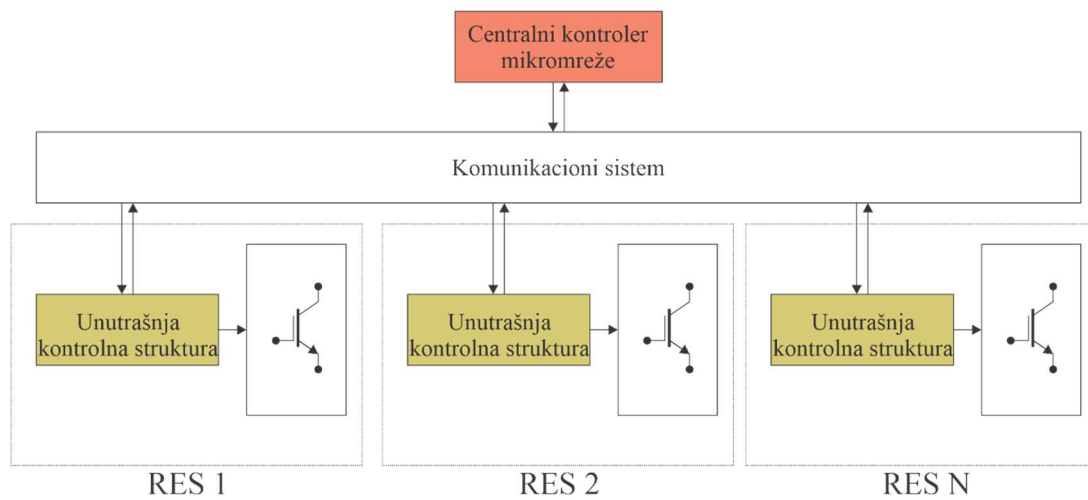
- Децентрализовану контролу – структура са систематски делегираним улогама. Захтева комуникациони канал мањих капацитета од прве структуре и нуди већу флексибилност у погледу прерасподеле улога у случају отказа одређених елемената.
- Дистрибуирану контролу – структура са равноправном одговорношћу без централне тачке управљања. Комуникациони канал не мора постојати, а уколико постоји није великог капацитета. Ниједан контролер нема улогу водећег што је повољно у погледу поузданости, али додавање или укидање извора може захтевати потпуну реконфигурацију контролних структура или параметара контролних структура.

Контролна стратегија је присутна код синхронизације већег броја елемената на већој географској распрострањености. Алгоритми присутни у овој категорији покривају највећи број ситуација које се могу срести у савременим електроенергетским системима. Паралелно са синхроним машинама, између осталих се као извори електричне енергије могу наћи обновљиви извори енергије и складишта електричне енергије, док се све више електричне енергије користи за пуњење електричних аутомобила. Потребно је изабрати контролне стратегије за све групе управљивих произвођача и потрошача електричне енергије како би се осигурао поуздан и безбедан рад електроенергетског система. Локална контрола инкорпорира контролне структуре на нивоу уређаја и на нивоу система унутар самог уређаја.



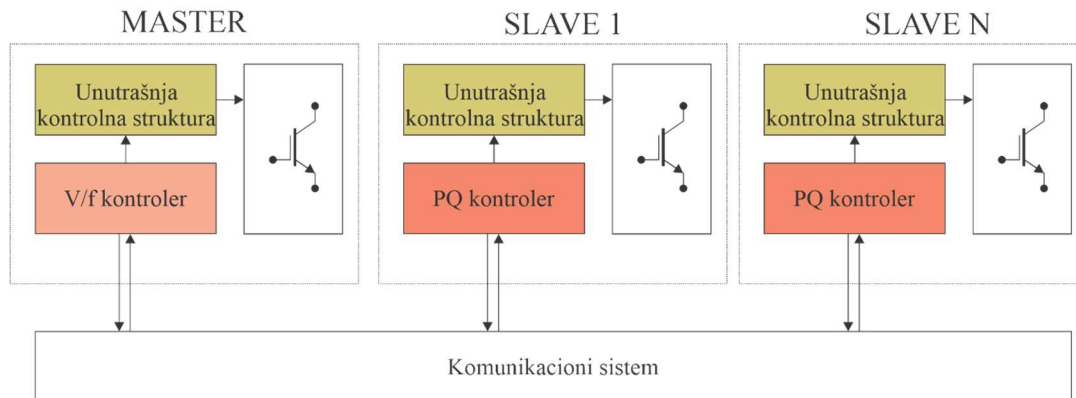
Слика 3.1.1. Подела начина синхронизације два елемената у електроенергетском систему.

### CENTRALIZOVANA KONTROLA



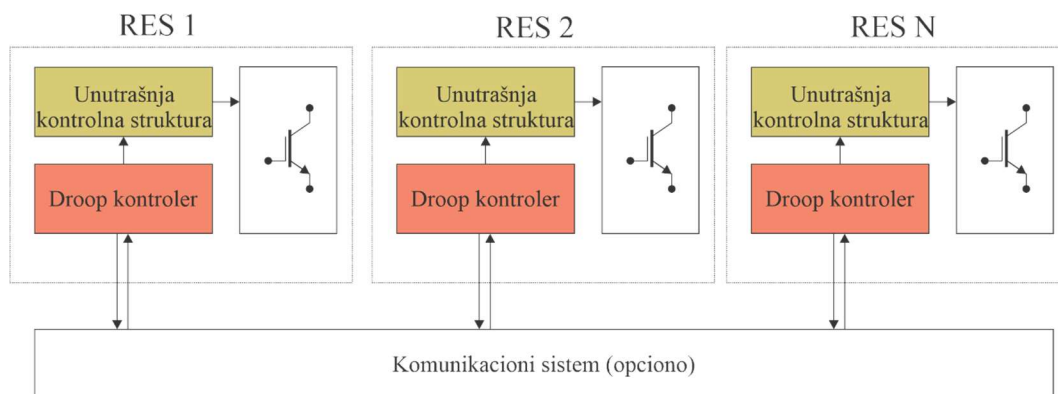
a)

### DECENTRALIZOVANA KONTROLA



б)

### DISTRIBUIRANA KONTROLA



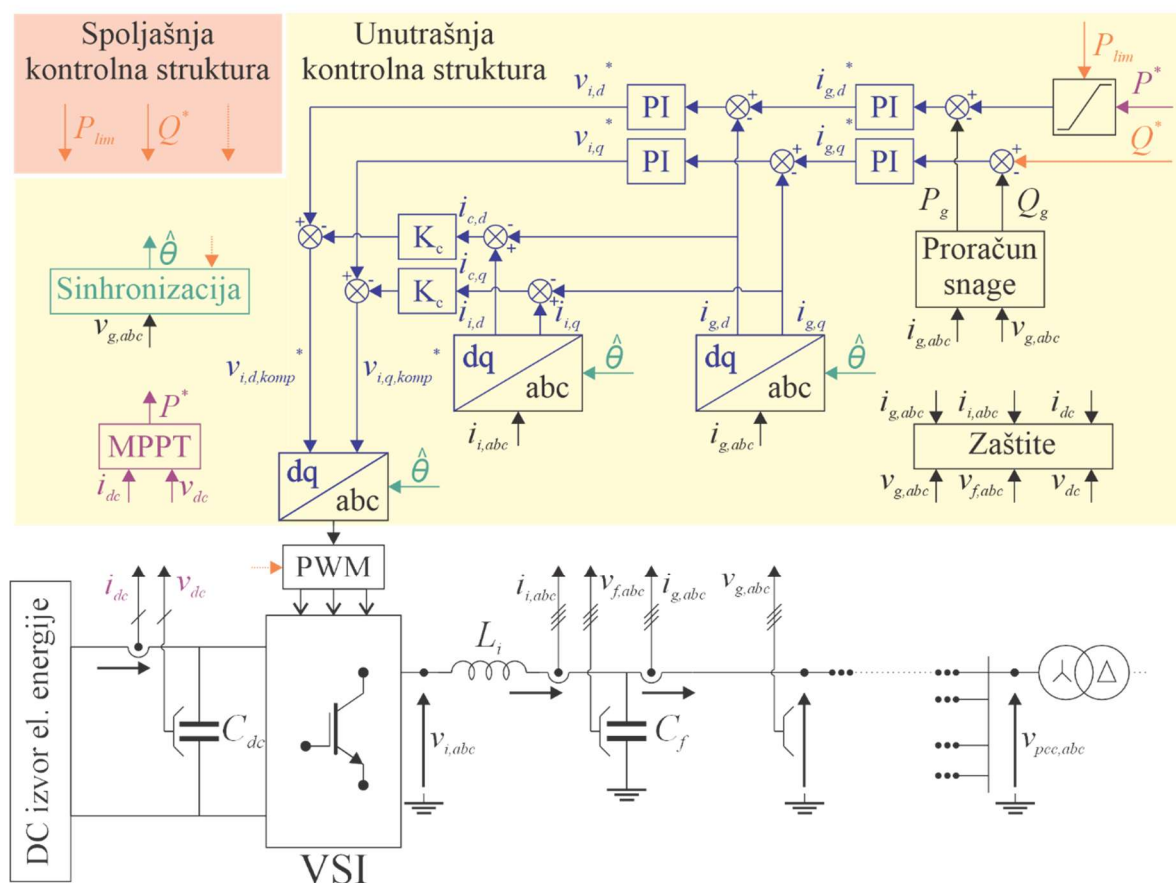
в)

Слика 3.1.2. Координација контролних структура на нивоу система у микромрежама:  
а) централизована контрола; б) децентрализована контрола; в) дистрибуирана контрола.

Најзаступљенија контролна стратегија малих обновљивих извора енергије је рад у режиму праћења мреже (*eng. Grid Following – GFL*), са једноставним алгоритмом који се састоји од одређене фазно-закључане петље за синхронизацију и векторске контроле струје за размену енергије са мрежом. Зато што не постоји механизам подршке мрежи [40], *GFL* инвертор се понаша као негативно оптерећење, што за последицу има смањење инерције и снаге мреже [41]. Ово даље има за последицу да мали поремећаји у оптерећењу доводе до велике флукуације у фреквенцији мреже, што може резултовати распадом дела система или комплетног електроенергетског система [42]. Унутрашња контролна структура инвертора у режиму праћења мреже је представљена на Слици 3.1.3. [43]. У овом случају је филтар изведен као *LC* уместо као *LCL* на претходној слици. Разлог томе је једноставнија контролна структура за илустрацију, а суштински не утиче на аспекте о којима ће овде бити речи. Спољашња контролна структура прослеђује унутрашњој контролној структури дозвољени лимит активне снаге  $P_{lim}$ , жељену реактивну снагу  $Q^*$  и команде које се тичу евентуалне подршке мрежи у погледу инерције и фреквенције. Ове референце се могу генерисати на основу тренутних параметара електричних величина у тачки мерења, или се могу добити од надређеног система путем неког комуникационог протокола. Унутрашња контролна структура користи податке о напону и струји у једносмерном колу  $v_{dc}$  и  $i_{dc}$  да путем одређеног алгоритма за праћење тачке максималне снаге (*eng. Maximum Power Point Tracking – MPPT*) генерише референту вредност активне снаге  $P^*$ . Уколико је управљање излазном струјом инвертора реализовано у синхроно ротирајућем референтном систему, потребна је информација о тренутном естимираном углу мрежног напона  $\hat{\theta}$  како би се применила трансформација дефинисана једначином (2.3.3). На основу напона и струја према мрежи  $v_{g,abc}$  и  $i_{g,abc}$  врши се израчунавање тренутне снаге која се размењује са мрежом, ова вредност се одузима од референтних вредности и разлика се уводи у *PI* регулатор чији је излаз референтна вредност струје према мрежи у синхронном референтном систему  $i_{g,d}^*$  и  $i_{g,q}^*$ . Референтне вредности се доводе на унутрашњу контролну структуру струје према мрежи, од њих се одузимају тренутне вредности након Паркове трансформације и ова разлика се опет уводи у одговарајуће *PI* регулаторе. Излаз из *PI* регулатора је жељена вредност напона инвертора  $v_{i,d}^*$  и  $v_{i,q}^*$ .



## ИНВЕРТОР У РЕЖИМУ ПРАЧЕЊА МРЕЖЕ



Слика 3.1.3. Унутрашња контролна структура инвертора у режиму праћења мреже.

Контролна структура уважава разлику између струје мреже и струје инвертора путем компензације жељене вредности напона инвертора тренутном струјом кондензатора помноженом са коефицијентом  $K_c$  [44]. Компензована жељена вредност напона инвертора  $v_{i,d,komp}^*$   $v_{i,q,komp}^*$  се путем инверзне Паркове трансформације враћа у оригинални  $abc$  систем и користи као референца за одређени генератор секвенце укључења уређаја енергетске електронике.

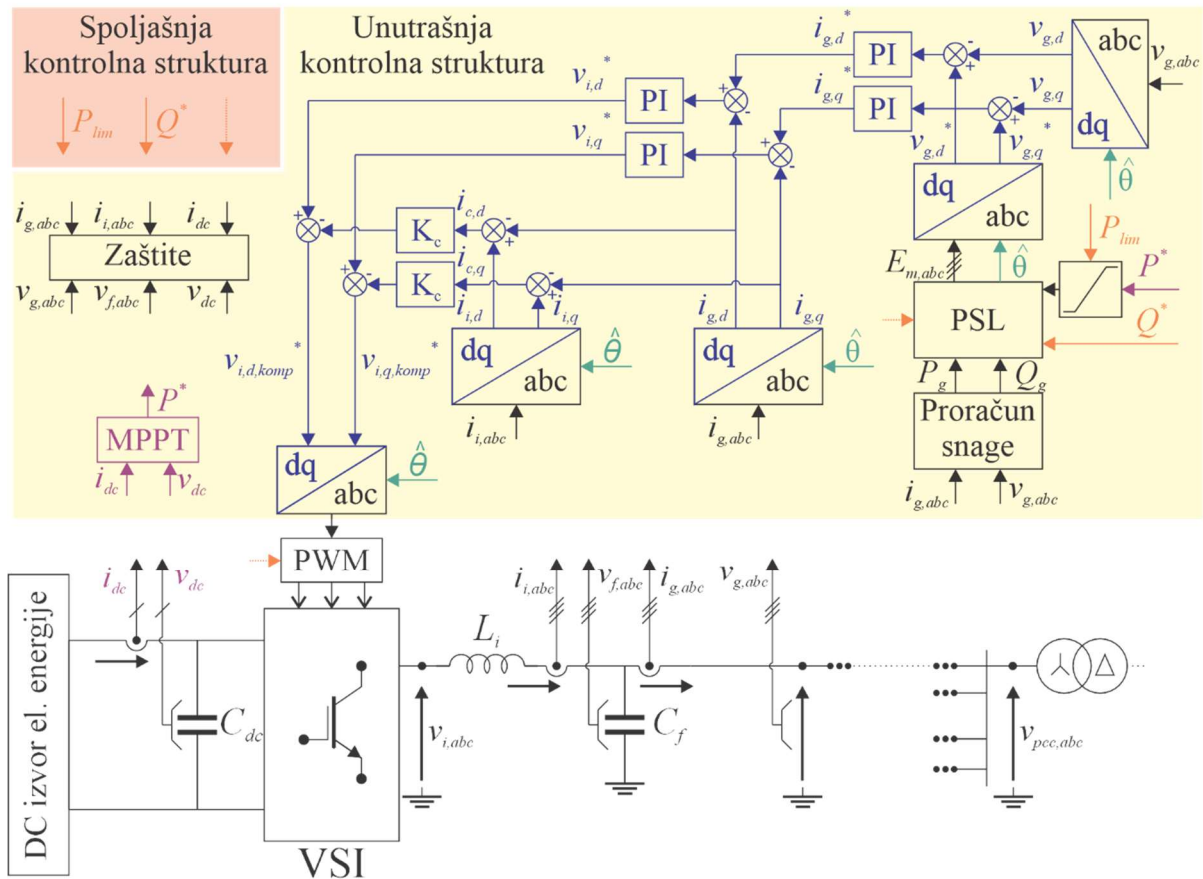
Последица контроле само струје према мрежи  $i_{g,abc}$  може резултовати изласком ефективне вредности напона из дозвољених граница у прикључној тачки инвертора. Увођење статичке подршке мрежи кроз струјно контролисану нагибну контролу (*eng. Droop Control*) [45] и примена концепта виртуелне синхроне машине (*eng. Virtual Synchronous Machine – VSM*) [46] за делимичну подршку мрежи и током квара могу умањити проблеме опадања инерције и смањења снаге мреже. Међутим, *GFL* инвертори

имплементирани у слабир мрежама негативно утичу једни на друге и могу узроковати осцилације на читавом спектру фреквенција [47], [48].

Друга контролна стратегија присутна код обновљивих извора енергије је рад у режиму формирања мреже (*eng. Grid Forming – GFM*). Најједноставнији алгоритам *GFM* инвертора је рад са константним напоном и фреквенцијом (*eng. constant Voltage/Frequency - cVF*), с тим да је овај алгоритам погодан само за изоловане мреже са једним извором енергије – као у случају уређаја за непрекидно напајање [49]. Екстензија претходног алгоритма која даје минимум услова за рад на мрежи подразумева имплементацију петље снаге и синхронизације (*eng. Power Synchronization Loop – PSL*), како би се омогућила адекватна расподела снаге између извора и добила процена угла мрежног напона. Популарне реализације *PSL* алгоритма укључују *Droop Control*, контролу са синхронизацијом снаге (*eng. Power Synchronization Control – PSC*) [34], *Droop Control* са филтром пропусником ниских учестаности [50], *VSM* [51], синхронвертер (*eng. Synchronverter*) [52] и синхрони контролер снаге (*eng. Synchronous Power Controller – SPC*) [53].

Пример унутрашње контролне структуре инвертора у режиму формирања мреже је приказан на Слици 3.1.4. [43]. Део који се тиче екстракције максималне снаге, добијања ограничења од надређеног система и реализација заштита је остао непромењен у односу на *GFL* инверторе. По питању главне референтне вредности, *GFM* инвертори контролишу мрежни напон, за разлику од мрежне струје која је била главни регулациони циљ у претходном случају. Жељене вредности мрежног напона се добијају на излазу из имплементираног *PSL* алгоритма, који прихвата референтне и тренутне вредности снаге која се размењује. Други излаз *PSL* алгоритма је угао референтног система  $\hat{\theta}$  који се користи за све Паркове и инверзне Паркове трансформације у унутрашњој контролној структури. Овај угао референтног система није увек и угао мрежног напона, већ угао који у стационарном стању омогућава унутрашњој контролној структури жељену размену енергије, а најчешће се не добија на основу мерења мрежних напона већ на основу разлике жељене и тренутне активне снаге. Ово намеће практичан проблем иницијалног прикључења инвертора, где је потребно користити неки други метод за синхронизацију.

## INVERTOR U REŽIMU FORMIRANJA MREŽE

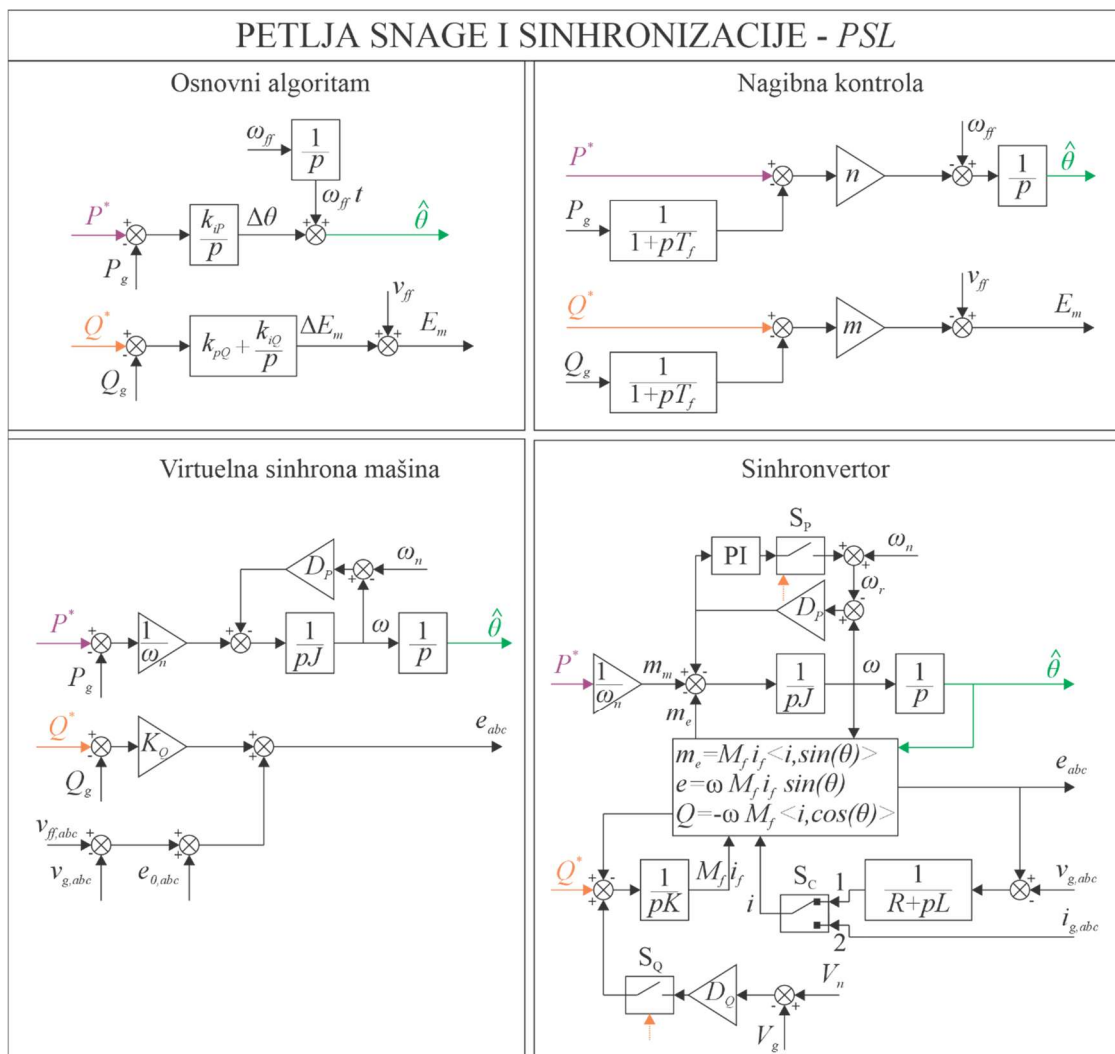


Слика 3.1.4. Унутрашња контролна структура инвертора у режиму формирања мреже.

Имплементација *PSL* алгоритма на *cVF* управљаном *GFM* инвертору омогућава емулацију ротора синхроне машине, а тиме и синхронизацију са мрежом без наменског синхронизационог алгоритма и подршку мрежи [34]. Насупрот *GFL* инвертору, *GFM* инвертори могу имати проблем стабилности при раду са јаком мрежом – на пример приликом покушаја корекције напона у тачки прикључења инвертора. Током кварова у мрежи могу се јавити прелазни процеси при којима је струја инвертора лимитирана, што доводи до понашања инвертора као струјног извора и самим тим нарушавања концепта рада *GFM* инвертора [54].

Примери *PSL* алгоритама су приказани на Слици 3.1.5. Основни алгоритам са слике представља упрошћени модел размене енергије синхроне машине и мреже, где тренутна разлика активних снага не утиче на тренутну промену угла на излазу због присутних обртних маса, док излазни напон може имати релативно брз одзив. Основни алгоритам се ослања на надређени систем у случају имплементације у изолованим

микромрежама да обезбеди правилну расподелу снаге између извора. Нагибна (*Droop*) контрола се може користити у изолованим мрежама са више извора, а расподела оптерећења активне и реактивне снаге између извора се имплементира подешавањем коефицијената  $n$  и  $m$ , респективно [55], [56]. Основна имплементација виртуелне синхроне машине у петљи снаге је релативно једноставна, а даљим увођењем виртуелних појмова фактора пригушења  $D_p$ , момента инерције  $J$  и константе електромоторне силе  $K_Q$  се омогућава интуитивније подешавање параметара и предвидљивије понашање у контексту инерције [57], [58]. Алгоритам синхронвертора је једини овде приказани који омогућава иницијалну синхронизацију са мрежним напоном у периоду старта путем преклопки  $S_C$ ,  $S_P$  и  $S_Q$  [59], [60]. Још један сет напредних алгоритама за *GFM* инверторе укључује предиктивну контролу на основу модела (*eng. Model Predictive Control – MPC*) [61].



Слика 3.1.5. Примери популарних алгоритама петље за снагу и синхронизацију [62].

### 3.2. Синхронизација са мрежним напоном

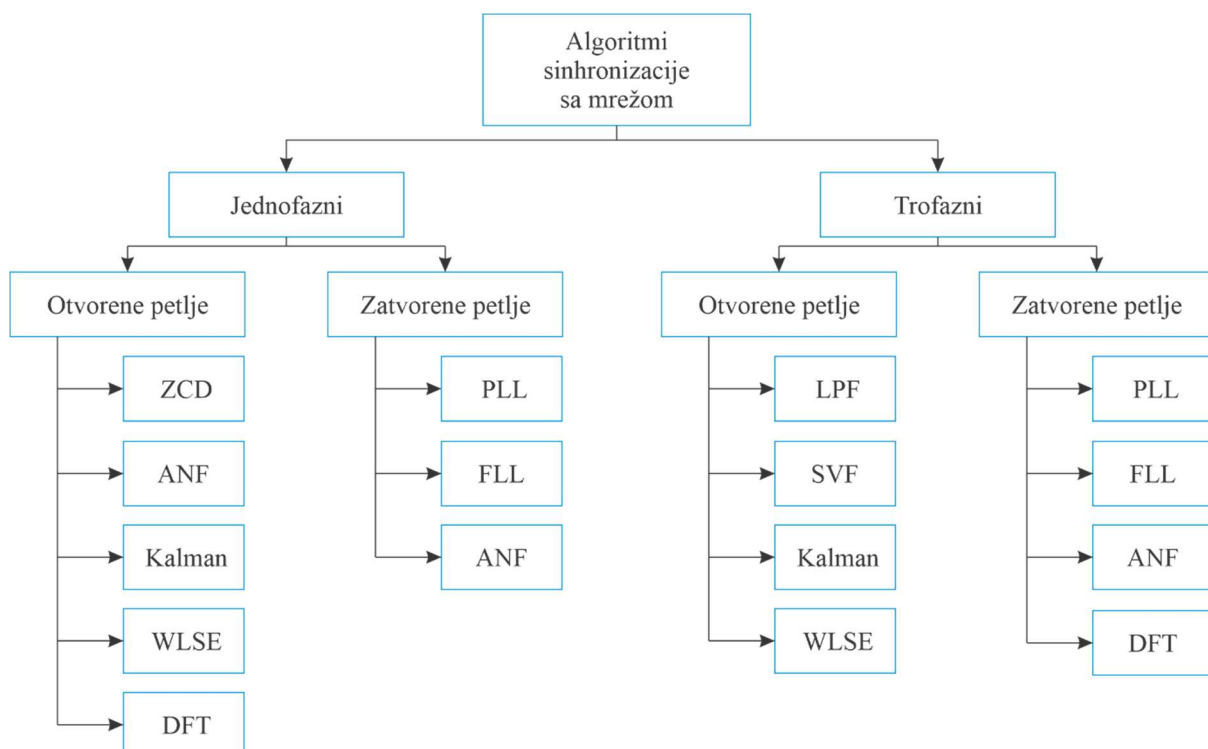
Надовезујући се на поделу са Слике 3.1.1., синхронизација инвертора са мрежом је део контролне стратегије унутар активне синхронизације. Сама синхронизација може бити засебна целина (као код једноставних *GFL* алгоритама), или може бити инхерентно инкорпорирана у контролном алгоритму (као у случају *VSM* алгоритма *GFM* инвертора). У овој секцији ће бити обрађени синхронизациони алгоритми који представљају засебну целину у контролној стратегији, као бољи у погледу брзине одзива и имуности на сметње у односу на инкорпориране алгоритме, али са потенцијалним негативним утицајем на стабилност система управо због брзине одзива [63]. Најчешће се основна класификација синхронизационих алгоритама врши на основу области примене (једнофазни или трофазни), а даље категорише према начину рада на начин представљен на Слици 3.2.1. [64].

Вероватно најједноставнија синхронизациона структура за софтверску или хардверску реализацију је детекција проласка кроз нулу (*eng. Zero-Crossing Detection – ZCD*). *ZCD* се може реализовати коришћењем једноставних флип-флопова за детекцију проласка напона кроз нулу [65]. Врло је робустан на варијације фреквенције, али шум или хармоници у мереној величини могу значајно да утичу на перформансе [64]. У прошлости је хардверска реализација *ZCD* налазила примену у синхронизацији тиристорских мостова [66]. Иако се ради о базичном алгоритму, налази примену у пракси и данас. *ZCD* алгоритам се користи у економичним контролерима рада пумпе, за конкретну апликацију детекције рада на суво. Један *ZCD* се примењује на напону једне фазе, други на струји исте фазе. У случају губитка воде из радног кола пумпе, долази до растерећења пумпног агрегата и смањења фактора снаге, те се на основу *ZCD* алгоритма детектује ова појава и искључује пумпа.

Адаптивни филтар непропусник учестаности (*eng. Adaptive Notch Filter – ANF*) се у својој оригиналној форми може користити за праћење основне периоде периодичних сигнала, чак и у случајевима када је још неки простопериодични сигнал, шум или офсет суперпониран на основни простопериодични сигнал. Подешавањем параметара се реализује компромис између брзине одзива и способности потискивања нежељених сигнала, а постоји и математички апарат за доказивање стабилности [67]. У другој варијанти *ANF* се користи као филтар за потискивање нежељених осцилација унутар затворене петље једнофазних и трофазних синхронизационих алгоритама. Када се

користи као филтар, његови параметри се бирају тако да потискују осцилације које су последица очекиваних проблема за дати случај, а да што мање утичу на једносмерни сигнал који се користи за синхронизацију. Уобичајено се *ANF* занемарује приликом анализе стабилности и очекиваног одзива система, али се показује да постоји одређени утицај *ANF* филтра на укупни одзив система [68].

Често је присутно коришћење Калманових филтра за процес синхронизације једнофазних и трофазних инвертора. Калманови филтри су интензивно истраживани у домену комуникација и система аутоматског управљања па постоји значајно акумулирано искуство које се може пренети на домен синхронизације. Формирање конкретног модела Калмановог филтра је могуће на основу теорије оптималног филтрирања [69], а може се показати да постоји математички еквивалент између фазно-закључаних петљи на бази линеарних Калманових филтра и класичних фазно-закључаних петљи у синхронном референтном систему [70].



Слика 3.2.1. Класификација синхронизационих алгоритама на основу области примене.

Естимација на основу пондерисаног метода минималних квадраната (*eng. Weighted Least-Squares Estimation – WLSE*) се може користити за брзу процену фазног угла на савременим уређајима за дигиталну обраду сигнала. *WLSE* омогућава добро потискивање сметњи и хармоника који су присутни у сигналу основне мрежне учестаности, докле год је учестаност позната. Алгоритам се може надоградити да се адаптира на промену основне мрежне учестаности, али по цену смањене имуности на поменуте сметње и хармонике [71].

Савремени уређаји за дигиталну обраду сигнала могу извршавати и захтевније алгоритме попут дискретне Фуријеове трансформације (*eng. Discrete Fourier Transform – DFT*) у реалном времену и резултате користити за процену угла мрежног напона. Додатна погодност коју *DFT* алгоритам нуди у односу на претходно поменуте алгоритме је тачна информација о свим присутним хармоницима (њихове амплитуде и фазни ставови). На основу величине прозора *DFT* алгоритма се прави компромис између брзине одзива са једне стране и робусности и прецизности са друге. Више узорака унутар једног прозора резултује финијом класификацијом присутних учестаности, али у случају нагле промене фазног угла захтева више времена да детекције ове промене. Иницијалне варијанте *DFT* алгоритма су имале проблем фазног помераја резултата при неусаглашености учестаности одабирања сигнала и основне учестаности мреже [72].

Филтар на бази просторног вектора (*eng. Space Vector Filter – SVF*) се може користити за синхронизацију са мрежним напоном. Имплементација *SVF* алгоритма се врши у стационарном координатном систему, а на основу познавања амплитуде и фреквенције сигнала, као и зависности између  $\alpha$  и  $\beta$  компоненти напона, може се извршити итеративна естимација угла [73].

Филтар пропусник ниских учестаности (*eng. Low Pass Filter – LPF*) налази примену у највећем броју савремених алгоритама за синхронизацију, било у елиминацији грешке у праћењу, потискивању нежељених учестаности, или директно у процени угла мрежног напона. Уколико се користи за елиминацију грешке у праћењу, најчешће се налази у форми пропорционално интеграционог контролера (*eng. Proportional Integral controller – PI controller*) [74]. Чест додатак структури за елиминацију грешке је структура за потискивање нежељених учестаности из сигнала од интереса. Потискивање нежељених учестаности се у литератури обавља у форми једноставног филтра првог реда, Батервортовог, Чебишевљевог, Калмановог филтра,

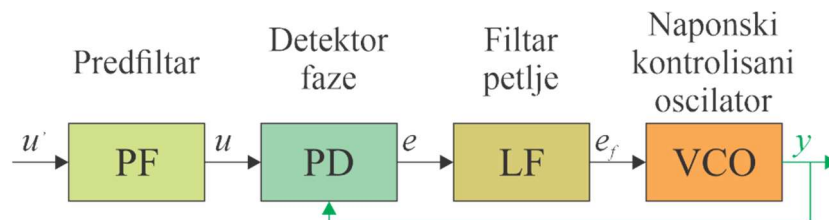
филтра помичног просека (*eng. Moving Average Filter - MAF*) или многих других дигиталних филтра [64]. Када се користи директно за процену мрежног напона, служи за стварање фазног кашњења у корисном сигналу на учестаности од интереса. У том случају се на основу поређења улазног и излазног сигнала, применом тригонометријских трансформација, може закључити одступање процењеног од стварног угла мрежног напона [75].

Једнофазни алгоритми за синхронизацију често користе неку од читавог спектра метода за стварање фазног кашњења (или предњачења) улазног сигнала за четвртину периоде на учестаности од интереса како би се два добијена сигнала третирали као  $\alpha$  и  $\beta$  компонента у стационарном координатном систему. Мана већине метода за фазно померање сигнала је адекватан рад у уском опсегу фреквенције, те је у случају одступања фреквенције од очекиване потребно кориговати одређене параметре дате методе. Фреквенцијски-закључана петља (*eng. Frequency-Locked Loop – FLL*) је најпопуларнији алгоритам за корекцију основне фреквенције како би споменуте методе за стварање фазног кашњења адекватно функционисале [76]. Велике предности околности рада *FLL* алгоритма су релативно мала промена процењене величине (фреквенције) у току рада и стабилност фреквенције приликом највећег броја поремећаја – током пропада напона честа је појава фазни скок, али не и драстична промена фреквенције [77]. Примена *FLL* алгоритма на трофазним системима даје могућност прецизне екстракције позитивне и негативне секвенце напона [78].

Најпопуларнију групу алгоритма за синхронизацију, било у једнофазним или трофазним системима, чине алгоритми фазно-закључане петље (*eng. Phase-Locked Loop – PLL*) [64]. Ови алгоритми омогућавају директну естимацију тренутног фазног угла и учестаности мрежног напона на основу мерења истог. Типичан *PLL* алгоритам представља нелинеарну структуру са повратном везом у форми неопходној да одржи минималну разлику између стварног и естимираног угла мрежног напона. У научној литератури усвојена структура фазно-закључане петље се састоји од детектора фазе (*eng. Phase Detector - PD*), филтра у петљи (*eng. Loop Filter - LF*) и напонски контролисаног осцилатора (*eng. Voltage Controlled Oscillator - VCO*) [79]. Како ће се у дисертацији обрађивати и алгоритми који врше трансформације над кондиционираним сигналом пре уласка у детектор фазе предложен је још један блок у типичној структури – предфилтар (*eng. PreFilter – PF*). Блок шема предложене фазно-закључане петље је представљена на Слици 3.2.2. Улазни сигнал у *PLL* је означен са  $u'$ , а након проласка



кроз предфилтар  $u$ . Сигнал разлике између стварног и естимираног угла мрежног напона је означен са  $e$ . Филтрирани сигнал разлике између стварног и естимираног угла мрежног напона је означен са  $e_f$ . Излаз из фазно-закључане петље, уједно и естимирани угао мрежног напона је означен са  $y$ . Ово су општа означавања која важе за фазно-закључане петље, било да се примењују у обновљивим изворима енергије или телекомуникацијама. У случају коришћења фазно-закључане петље за синхронизацију инвертора, улазни сигнал ће бити кондициониран напон мреже  $v_g$ , док је излазни сигнал естимирани угао мрежног напона  $\hat{\theta}$ .

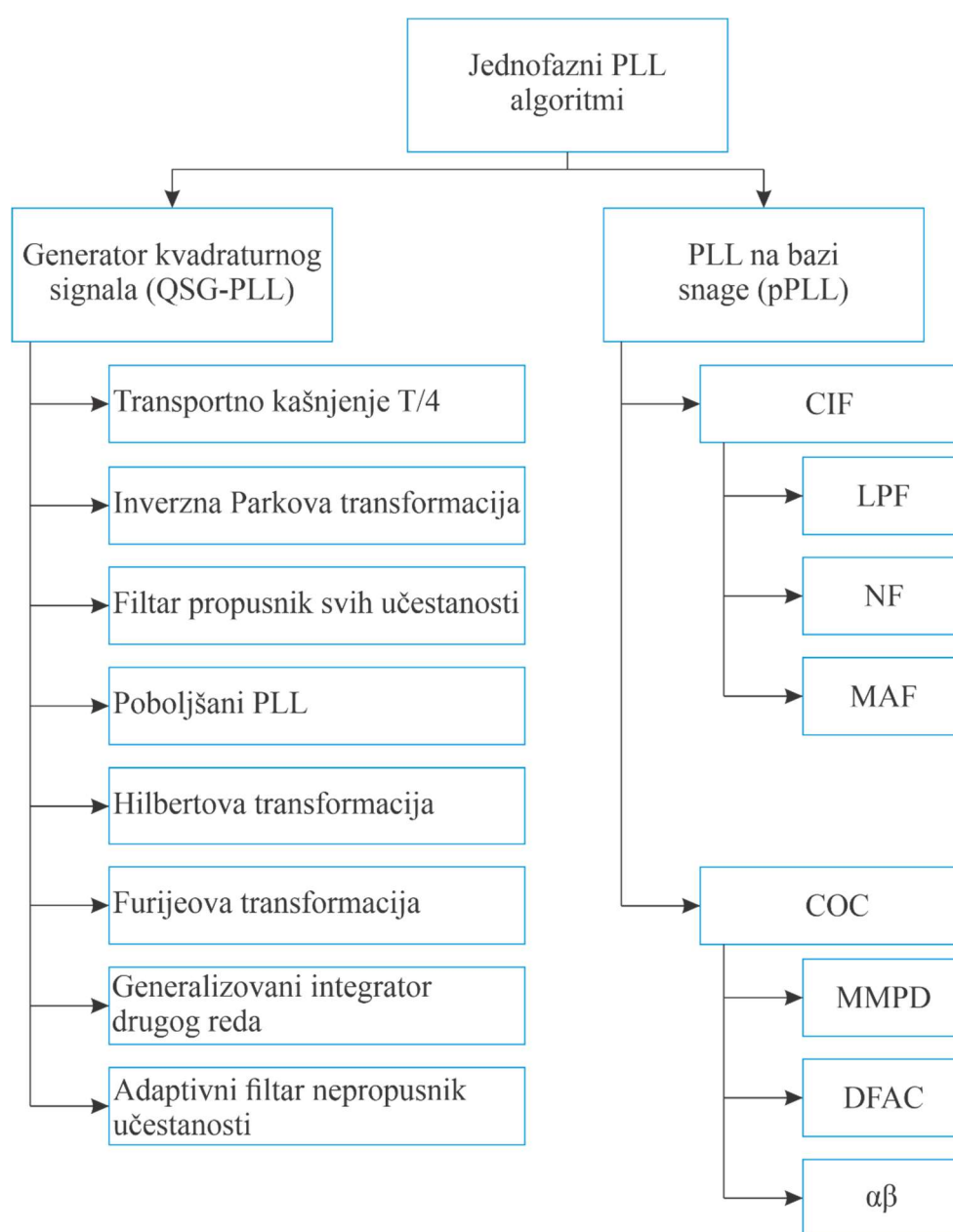


Слика 3.2.2. Типична структура фазно-закључане петље.

### 3.3. Једнофазне фазно-закључане петље

Основна класификација једнофазних *PLL* алгоритама је представљена на Слици 3.3.1[64]. Подела на две групе је урађена према обради сигнала у *PF* и *PD* структурама фазно-закључане петље, док су *LF* и *VCO* структуре махом непромењене. Две групе алгоритама чине:

- *PLL* алгоритми са формирањем квадратурног сигнала (eng. *Quadrature Signal Generator PLL – QSG-PLL*);
- *PLL* алгоритми на бази прорачуна активне снаге (eng. *power based PLL – pPLL*).



Слика 3.3.1. Подела једнофазних *PLL* алгоритама [64].

Група *QSG-PLL* алгоритама третира мерени напон мреже као једну фазу у Кларкином стационарном координатном систему, а све набројане методе се баве решавањем проблематике генерисања ортогоналног сигнала на основу доступног мереног напона мреже. Генерисање ортогоналног сигнала се обавља у *PF* структури. Временом је развијен велики број метода за прављење ортогоналног сигнала, али се може рећи да је заједничко свим методама осетљивост на промену основне мрежне учестаности чију је ортогоналну компоненту потребно генерисати и ограничена апликативност на остале учестаности које се могу наћи у мереном сигналу.

Најједноставнија метода за стварање сигнала који је померен за 90 степени у односу на изворни сигнал у савременим дигиталним уређајима је коришћење вредности мереног сигнала од “пре“ 90 степени. У датом тренутку се узима узоркована вредност мрежног напона као једна компонента у стационарном координатном систему, док се друга узима из одређене меморијске локације која чува претходну вредност узоркованог мрежног напона од “пре“ 90 степени. Након тога се искоришћена вредност узоркованог мрежног напона из прошлости може уклонити из меморије, а у меморију се убацује узета вредност мрежног напона да буде искоришћена “за“ 90 степени. Применом ове методе се може постићи средња динамика у погледу одзива естимације угла мрежног напона, али проблем може представљати лош квалитет мрежног напона [79].

Уколико се за генерисање ортогоналних компоненти у стационарном систему користи инверзна Паркова трансформација ( $dq$  у  $\alpha\beta$ ), излаз из ове трансформације представља  $\alpha$  компоненту напона, док је  $\beta$  компонента узорковани напон. Ова два сигнала се воде на блок Паркове трансформације ( $\alpha\beta$  у  $dq$ ), а за угао трансформације се користи естимирани угао из *PLL* алгорита. Синхронизација се врши на основу  $d$  компоненте напона, а обе компоненте се преко функције преноса првог степена враћају на прво поменуто инверзну Паркову трансформацију. Предложени алгоритама поседује добру способност праћења угла мрежног напона при мањим поремећајима, али је потребно усавршити имуност на шуме. Такође, правилно бирање параметара *PI* контролера и две функције првог степена може бити отежано због нелинеарне природе две спрегнуте контролне структуре [80], [81].

Филтар пропусник свих учестаности (*eng. All Pass Filter – APF*) је тип филтра који пропушта све учестаност са минималним утицајем на амплитуду, али са утицајем на фазу. Правилним избором параметра се може подесити кашњење сигнала на основној

мрежној учестаности од 90 степени у односу на улазни сигнал, те се створити ортогонална компонента мереног мрежног напона. У комбинацији са фазно закључаном петљом чини *APF-PLL*. Није у могућности да поништи негативне утицаје једносмерног офсета, има задовољавајућу динамику праћења угла мрежног напона и појава виших хармоника у напону може утицати на прецизност естимације фреквенције и угла мрежног напона [82].

Побољшани *PLL* (eng. *Enhanced PLL – EPLL*) се реализује коришћењем филтра пропусника учестаности или коришћењем филтра непропусника учестаности. У литератури је чешћа реализације коришћењем адаптивног филтра пропусника учестаности и ослања се на својства самог филтра у стварању ортогоналне компоненте. Поседује могућност праћења угла мрежног напона при промени амплитуде, фреквенције или фазног скока мрежног напона [83], [84].

Идеални Хилбертов филтар представља линеарну трансформацију са јединичним појачањем и фазним померајем од +90 степени за негативне учестаности, односно -90 степени за позитивне учестаности [85], [86]. Три популарна начина практичне реализације Хилбертовог филтра укључују примену комплексног филтра – преко филтра коначног одзива на импулс (eng. *Finite Impulse Response – FIR*), примену два филтра са разликом од 90 степени између њихових излаза и коришћење *FIR* технике са дигиталним одлагањем [87].

Дискретна Фуријеова трансформација са помичним прозором (eng. *Sliding Discrete Fourier Transform – SDFT*) се може искористити за екстракцију основне мрежне учестаности, прорачун њене максималне вредности, нормализацију амплитуде и генерисање ортогоналне компоненте напона на основу процењене вредност угла из *PLL* алгоритма. У идеалном случају ће се на овај начин потпуно поништити утицај свих присутних компоненти напона изузев основне мрежне учестаности. Реална имплементација *SDFT-PLL* је праћена изазовима реализације рекурзивног *SDFT* алгоритма, компромисом између брзине одзива и прецизности и проблемом синхронизације основне учестаности мрежног напона и брзином узимања одбирака [88].

Вероватно најпопуларнија метода за стварање ортогоналних сигнала је коришћењем генерализованог интегратора другог реда (eng. *Second Order Generalized Integrator – SOGI*). Ова метода је доста истражена у литератури због своје једноставне имплементације, једноставне адаптације у случају промене основне мрежне

учестаности, филтарских карактеристика за више учестаности без одлагања због резонанце на основној фреквенцији и изостанка транспортног кашњења. Функција преноса се може еквивалентирати функцијама филтра пропусника опсега и филтра пропусника ниских учестаности, за директну и квадратурну осу, респективно [89], [90].

Адаптивни филтар непропусник учестаности, поред тога што се може користити за стварање периодичне орбите [67], може да буде имплементиран у циљу генерисања ортогоналне компоненте [91].

Група  $pPLL$  алгоритама је генерално једноставнија за имплементацију од  $QSG-PLL$  алгоритама, нуди добру имуност на поремећаје из мреже и представља робусно решење у условима велике варијације параметара мрежног напона. Основни проблем ове групе алгоритама је постојање осцилација на двострукој мрежној учестаности. Две групе метода којима се поништавају ове нежељене осцилације су: поништавање са филтром у петљи (*eng. Cancellation with In-loop Filter - CIF*) и поништавање са супротном компонентом (*eng. Cancellation with Opposite Component – COC*) [92].

Уколико се користи  $LPF$ , излаз из  $PLL$  алгорита се третира као угао фиктивне струје, а синус овог фиктивног угла се множи са узоркованим напонам што представља математички еквивалент активне снаге. Једноставним тригонометријским трансформацијама се показује да добијени математички еквивалент снаге поседује једну једносмерну компоненту и једну компоненту са двоструком учестаношћу мрежног напона. Како би се што више потиснула ова компонента са двоструком учестаношћу, резултујући сигнал се пропушта кроз  $LPF$ . Насупрот једноставној реализацији, коришћење  $LPF$ -а утиче на деградацију динамичких перформанси алгорита [93].

Смањење деградације динамичких перформанси се може остварити коришћењем филтра непропусника учестаности (*eng. Notch Filter – NF*). Са друге стране, дигитална реализација ових филтра може представљати изазов, а потребно је придодати и структуру за праћење учестаности мреже како би  $NF$  задржао своје перформансе [92].

За  $MAF$  се може рећи да представља комбинацију претходна два филтра. Појачање овог филтра на једносмерној компоненти је јединично, а подешавањем величине прозора  $T_\omega$  се потпуно блокирају све учестаности  $f = n/T_\omega, n \in \overline{1, \infty}$ . Поред свих предности претходна два алгорита,  $MAF$  испољава и њихове мане те утиче на

смањење динамичких перформанси и потребно је придодати структуру за праћење учестаности мреже како би се ефикасно блокирале учестаности од интереса [94].

Укрштањем адекватних сигнала у детектору фазе може се реализовати смањење осцилација на двострукој учестаности и тиме побољшати перформансе алгоритма у стационарном стању. Фазно-закључана петља на бази модификованих укрштених сигнала у детектору фазе (*eng. Modified Mixer Phase Detector pPLL – MMPD-pPLL*) омогућава не мање од 50% смањења осцилација на другом хармонику, чак и при значајној дисторзији мереног напона, а додатном повратном спрегом од излаза филтра петље до улаза могу се побољшати динамичке перформансе [95].

У [96] предложена је структура која подсећа на оне присутне у трофазним фазно-закључаним петљама. Двострука вредност мереног мрежног напона се преписује  $\alpha$  компоненти стационарног система, док се  $\beta$  компонента фиксира на вредност 0. Над овим паром сигнала се врши Паркова трансформација и резултат операције се уводи у предложену структуру за компензацију двоструке учестаности и амплитуде (*eng. Double Frequency and Amplitude Compensation - DFAC*). Математичким манипулацијама се може показати да ће ортогоналност компоненти након Паркове трансформације важити само у случају поништавања двоструке мрежне учестаности.

Математичко поништавање двоструке мрежне учестаности у [93] је обављено генерисањем ортогоналних компоненти у стационарном координатном систему ( $\alpha\beta$ ), праћено множењем са фиктивном струјом која има естимирани угао  $PLL$ -а и сабирањем ове две добијене величине. Овом методом се теоријски избегава коришћење  $LPF$ -а мада се у практичној имплементацији интегратор мења управо филтром пропусником ниских учестаности због проблема који настају услед унесене једносмерне компоненте у мереном мрежном напону.

### 3.4. Трофазне фазно-закључане петље

Уобичајено је да су интерфејси према мрежи уређаја енергетске електронике мање снаге реализовани као једнофазни, било да се ради кућној или индустријској опреми или инверторима за обновљиве изворе енергије. У случају инвертора за обновљиве изворе енергије према *RfG* стандарду, мале снаге не морају активно да доприносе стабилности система, већ само да се повинују важећим стандардима о квалитету електричне енергије сходно месту уградње (Тип А извора у Табели 2.6.2.). Трофазним изворима електричне енергије већих снага се поставља захтев активног доприношења стабилности система како у нормалном раду тако и у случају транзијентних стања. Активно доприношење стабилности електроенергетског система у случају пропада напона према Немачком стандарду значи ињектирање реактивне струје за не дуже од 60 милисекунди од тренутка настанка пропада – смиривање унутар опсега од 10% [9]. Исти стандард захтева ињектирање реактивне струје у инверзној секвенци током несиметричних пропада, како би се смањило фактор несиметрије напона (*eng. Voltage Unbalance Factor - VUF*) у индуктивним мрежама [97]. Дојам директне и инверзне секвенце за контролну стратегију инвертора зависи од доступног синхронизационог алгорита. Појам активне и реактивне снаге за контролну стратегију зависи од правилног одређивања угла мрежног напона синхронизационог алгорита.

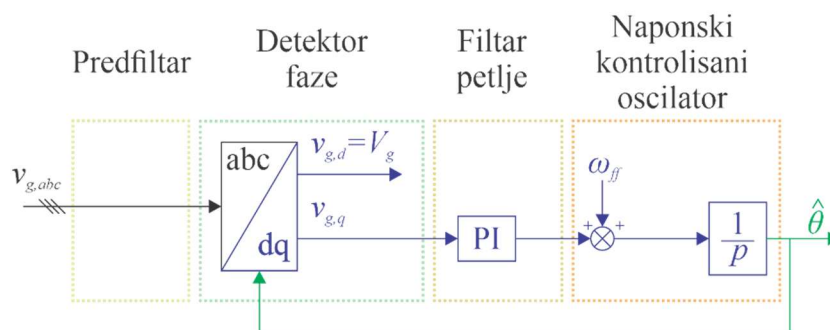
На Слици 3.4.1. је приказана блок структура фазно-закључане петље у синхроно ротирајућем референтном систему (*eng. Synchronous Rotating Frame PLL – SRF-PLL*) и може се рећи да приказана структура представља основу за све модификације о којима ће бити речи у наредном поглављу. Детектор фазе је реализован преко Паркове трансформације дате једначином (2.3.3). Филтар петље је *PI* контролер, док је напонски контролисани осцилатор једноставни интегратор. У наредном поглављу ће се спровести детаљна анализа ове структуре.

На Слици 3.4.2. је представљена основна подела трофазних *PLL* алгоритама на основу броја полова у координатном почетку линеаризоване функције отвореног преноса (броја интегратора у блок структури). Функција отвореног преноса групе *SRF-PLL* алгоритама има два пола у координатом почетку и највећи број савремених алгоритама спада управо у ову групу [98]. Поремећаје у мрежном напону алгоритми из ове групе могу елиминисати на један од два начина: покушајем да издвоје сигнал од интереса или, покушајем да сузбију сигнале који нису од интереса.

Група алгоритама која врши издвајање симетричних компоненти има за циљ добијање информације о основној позитивној компоненти мрежног напона, уз помоћ основне методе тренутних симетричних компоненти [21] или некој развијеној алтернативи.

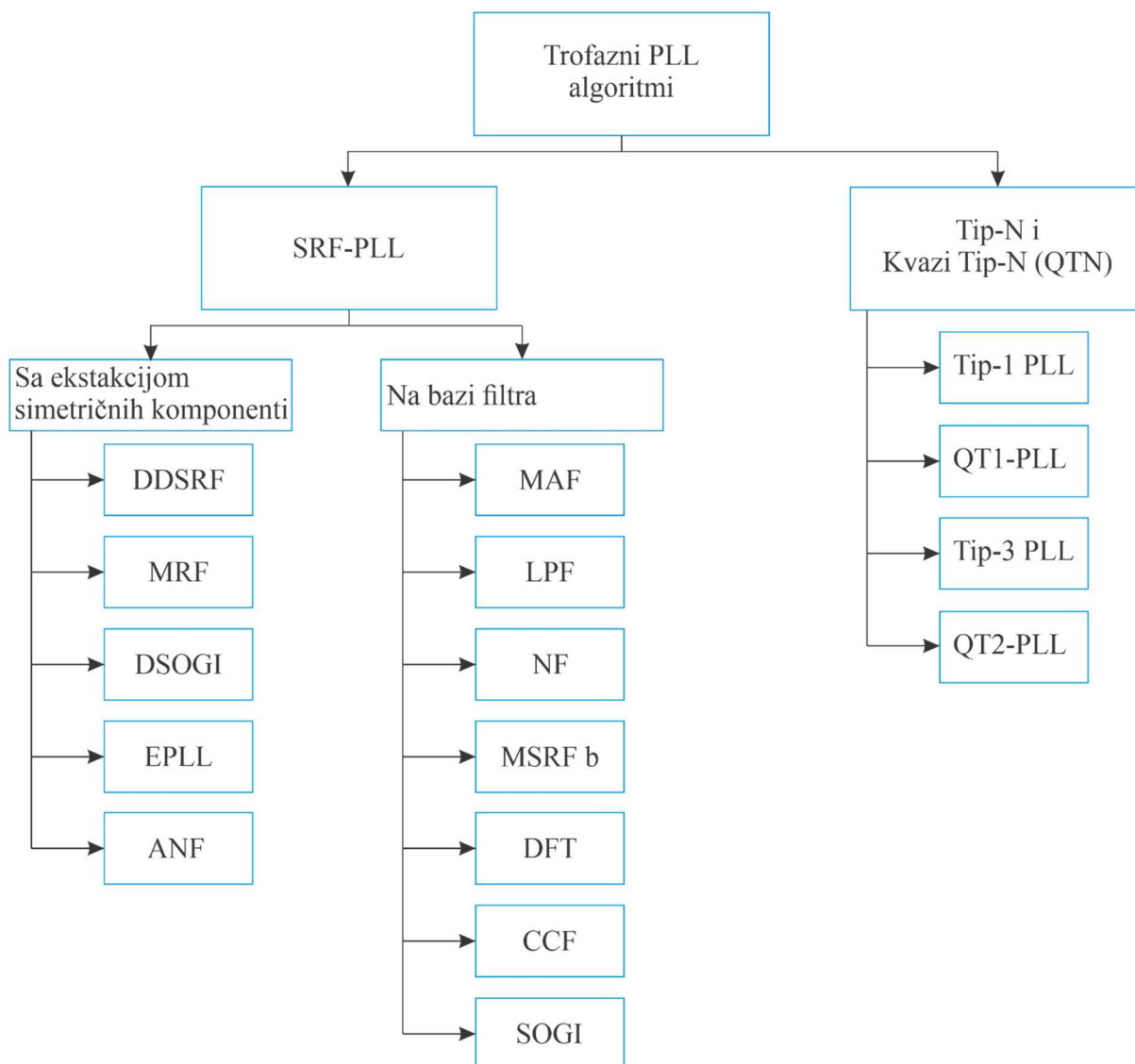
У случајевима где се може очекивати само основна учестаност мрежног напона, али је реална појава несиметрије између фаза, може се применити *PLL* алгоритам са распрегнутим двоструким синхроним референтним системом (*eng. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL – DDSRF-PLL*) [99]. На основу трофазног мрежног напона се применом Кларкине трансформације стварају напони у стационарном референтном систему, а затим се применом две одвојене Паркове трансформације стварају позитивне и негативне компоненте напона у синхроним референтном систему. Два пара напона се потом уводе у два блока за распрезање, а излаз из позитивног блока за распрезање је процена о синхроно ротирајућим компонентама позитивне компоненте напона који се потом може користити за синхронизацију. Нешто једноставнији алгоритам за имплементацију, настао на основу идеје *DDSRF-PLL* алгоритама користи више референтних система (*eng. Multiple Reference Frame – MRF*) за добијање готово идентичних перформанси [100].

### Fazno-zaključana petlja u sinhronom referentnom sistemu - *SRF-PLL*



Слика 3.4.1. Блок структура фазно-закључане петље у синхроним референтном систему.





Слика 3.4.2. Подела трофазних *PLL* алгоритама [64].

Стечена искуства приликом имплементације *EPLL-a* код једнофазних алгоритама за генерисање ортогоналних сигнала се могу применити и код синхронизације трофазних система. Уколико се сигнал мрежног напона након Кларкине трансформације уведе у два независна генератора ортогоналних компоненти која су базирана на *EPLL-y* и референтни системи су им померени за 90 степени, могуће је створити  $\alpha\beta$  компоненте мрежног напона са њиховим ортогоналним пројекцијама на основу којих је могуће израчунати позитивну и негативну компоненту напона [78]. Уколико се уместо поменутог *EPLL-a* користи *SOGI*, може се остварити функционално слична структура, а због коришћења два *SOGI* блока структура носи назив двоструки *SOGI* (eng. *Double SOGI – DSOGI*). Уколико притом постоји и структура за адаптацију на основну мрежну

учестаност, комплетна структура носи назив *DSOGI-FLL* [78]. Аналогно претходно реченом, за екстакцију позитивне компоненте напона се може користити и *ANF*, који такође може имати структуру за адаптацију основне мрежне учестаности.

Сви филтри имплементирани на трофазној *SRF-PLL* структури, набројани на Слици 3.4.2., су већ описани у претходном делу овог поглавља. Њихов принцип рада је остао непромењен, а место имплементацији је у *PF*, *PD* и/или *LF* делу *SRF-PLL* структуре.

Уколико се број полова линеаризоване функције отвореног преноса фазно-закључане петље разликује од два, за такву фазно-закључану петљу се каже да је тип  $N$ , где је  $N$  број полова у конкретном случају. Алгоритми типа један поседују велику маргину стабилности, али не могу остварити праћење угла мрежног напона без статичке грешке у случају да се мрежна учестаност разликује од номиналне [101]. Ово је главни разлог зашто алгоритми типа један имају ограничену примену. Алгоритми квази типа један имају структуру сличну типу један, али са аспекта контролне структуре представљају тип 2 [98], [102].

## 4. Одабрани алгоритми трофазних фазно-закључаних петљи

### Equation Chapter (Next) Section 1

У овом поглављу ће се детаљније обрадити одабрани алгоритми трофазних фазно-закључаних петљи са више становишта. На основу доступне литературе биће дата блок шема сваког алгоритма, биће дат модел великих сигнала и након извршене линеаризације и модел малих сигнала. За испитивање веродостојности предложених модела великих и малих сигнала, дато је њихово поређење са одзивом алгоритма. У ту сврху, биће реализовани следећи симулациони експеримент за сваки испитивани алгоритам:

- У тренутку 0.1 долази до тренутног скока фазе мрежног напона од 30 степени;
- У тренутку 0.2 долази до тренутног скока фазе мрежног напона од -30 степени;
- У тренутку 0.3 долази до тренутног скока мрежне учестаности на 55 Hz;
- У тренутку 0.4 долази до тренутног скока мрежне учестаности на 50 Hz.

Коришћењем адекватних модела биће извршено испитивање стабилности и биће дат предлог за избор слободних параметара фазно-закључане петље. На основу конкретних блок шема фазно-закључане петље биће извршено испитивање способности представљене фазно-закључане петље да прати учестаност мрежног напона, када је константа или када се линеарно мења. Након тога ће бити дат утицај параметара коришћених за подешавање слободних параметара фазно-закључаних петљи на основне индикаторе перформанси система. На крају ће бити конструисани Бодеови дијаграми функција отвореног и спрегнутог преноса како би се описало очекивано понашање фазно-закључане петље. Одабрани представници трофазних фазно-закључаних петљи су најпопуларнији алгоритми у научној литератури данас и то:

- *SRF-PLL* као алгоритам који представља основу за даљу надоградњу;
- *DDSRF-PLL* као алгоритам који врши директну екстракцију позитивне компоненте мрежног напона;
- *DSOGI-PLL* као алгоритам који врши потискивање свих компоненти које не припадају основној позитивној компоненти мрежног напона;
- *MAF-PLL* као алгоритам који врши филтрирање у петљи;

- *EPMAF-PLL* као алгоритам који врши филтрирање у предфилтру;
- *QTI-PLL* као алгоритам са структуром типа 1.

Набројани алгоритми ће бити упоређени са алгоритмима који представљају конкретан допринос дисертације, и то:

- *RREF-PLL* са две групе унапређења као први ново предложени алгоритам у дисертацији;
- *RCE-PLL* као други ново предложени алгоритам у дисертацији.

#### 4.1. Праћење вектора мрежног напона

На основу једначина (2.1.1) - (2.1.3) могу се написати изрази за временску зависност фазног напона са издвојеним основном компонентом на следећи начин:

$$v_a(t) = V_{am,1} \cos(\omega t - c \frac{\pi}{6} + \varphi_{a,1}) + \sum_{\substack{h=0 \\ h \neq 1}}^{\infty} V_{am,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{a,h}) \quad (4.1.1)$$

$$v_b(t) = V_{bm,1} \cos(\omega t - c \frac{\pi}{6} + \varphi_{b,1} - \frac{2\pi}{3}) + \sum_{\substack{h=0 \\ h \neq 1}}^{\infty} V_{bm,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{b,h} - h \frac{2\pi}{3}) \quad (4.1.2)$$

$$v_c(t) = V_{cm,1} \cos(\omega t - c \frac{\pi}{6} + \varphi_{c,1} + \frac{2\pi}{3}) + \sum_{\substack{h=0 \\ h \neq 1}}^{\infty} V_{cm,h} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{c,h} + h \frac{2\pi}{3}) \quad (4.1.3)$$

Применом методе симетричних компоненти на несинусне сигнале (анализа представљена у Секцији 2.4), претходни сет једначина се може представити преко одговарајућих директних, инверзних, нултих и резидуалних компоненти. Једначине временске зависности фазног напона, након примене трансформације симетричних компоненти, се могу записати у следећем облику:

$$\begin{aligned} v_a(t) = & V_{m,1+} \cos(\omega t - c \frac{\pi}{6} + \varphi_{1+}) + \sum_{h=2}^{\infty} V_{m,h+} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h+}) + \\ & + \sum_{h=-1}^{-\infty} V_{m,h-} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h-}) + \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h0} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h0}) + \\ & + \sum_{h=-\infty}^{\infty} V_{m,h rez} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h rez,a}) \end{aligned} \quad (4.1.4)$$

$$\begin{aligned} v_b(t) = & V_{m,1+} \cos(\omega t - c \frac{\pi}{6} + \varphi_{1+} - \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=2}^{\infty} V_{m,h+} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h+} - h \frac{2\pi}{3}) + \\ & + \sum_{h=-1}^{-\infty} V_{m,h-} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h-} - h \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h0} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h0}) + \\ & + \sum_{h=-\infty}^{\infty} V_{m,h rez} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h rez,b}) \end{aligned} \quad (4.1.5)$$

$$\begin{aligned}
v_c(t) = & V_{m,1+} \cos(\omega t - c \frac{\pi}{6} + \varphi_{1+} + \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=2}^{\infty} V_{m,h+} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h+} + h \frac{2\pi}{3}) + \\
& + \sum_{h=-1}^{\infty} V_{m,h-} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h-} + h \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h0} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h0}) + \quad (4.1.6) \\
& + \sum_{h=-\infty}^{\infty} V_{m,h rez} \cos(h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h rez,c})
\end{aligned}$$

У циљу побољшања прегледности претходног записа, математички израз унутар косинусне функције, заједнички за све три фазе, биће означен као тренутни угао одређеног хармоника и секвенце на следећи начин:

$$h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{h+-0rez} = \theta_{h+-0rez} \quad (4.1.7)$$

Изрази (4.1.4)-(4.1.6) се након увођења смене могу записати у следећој форми:

$$\begin{aligned}
v_a(t) = & V_{m,1+} \cos(\theta_{1+}) + \sum_{h=2}^{\infty} V_{m,h+} \cos(\theta_{h+}) + \sum_{h=-\infty}^{h=-1} V_{m,h-} \cos(\theta_{h-}) \quad (4.1.8) \\
& + \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h0} \cos(\theta_{h0}) + \sum_{h=-\infty}^{\infty} V_{m,h rez} \cos(\theta_{h rez,a})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_b(t) = & V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=2}^{\infty} V_{m,h+} \cos(\theta_{h+} - h \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=-\infty}^{h=-1} V_{m,h-} \cos(\theta_{h-} - h \frac{2\pi}{3}) \quad (4.1.9) \\
& + \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h0} \cos(\theta_{h0}) + \sum_{h=-\infty}^{\infty} V_{m,h rez} \cos(\theta_{h rez,b})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_c(t) = & V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} + \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=2}^{\infty} V_{m,h+} \cos(\theta_{h+} + h \frac{2\pi}{3}) + \sum_{h=-\infty}^{h=-1} V_{m,h-} \cos(\theta_{h-} + h \frac{2\pi}{3}) \\
& + \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h0} \cos(\theta_{h0}) + \sum_{h=-\infty}^{\infty} V_{m,h rez} \cos(\theta_{h rez,c}) \quad (4.1.10)
\end{aligned}$$

Применом Кларкине трансформације (2.2.4) на сет једначина (4.1.8) – (4.1.10) добијамо скуп једначина у стационарном  $(\alpha\beta 0)$  координатном систему следећег облика:

$$\begin{aligned}
v_\alpha(t) = & V_{m,1+} \cos(\theta_{1+}) + \sum_{h=2}^{\infty} V_{m,h+} \cos(\theta_{h+}) + \sum_{h=-\infty}^{h=-1} V_{m,h-} \cos(\theta_{h-}) + \quad (4.1.11) \\
& + \sum_{h=-\infty}^{\infty} V_{m,h rez} \cos(\theta_{h rez})
\end{aligned}$$

$$v_{\beta}(t) = V_{m,1+} \sin(\theta_{1+}) + \sum_{h=2}^{\infty} V_{m,h+} \sin(\theta_{h+}) + \sum_{h=-\infty}^{h=-1} V_{m,h-} \sin(\theta_{h-}) + \sum_{h=-\infty}^{\infty} V_{m,h rez} \sin(\theta_{h rez}) \quad (4.1.12)$$

$$v_0(t) = \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h0} \cos(\theta_{h0}) \quad (4.1.13)$$

Након примене Паркове трансформације (2.3.2) на претходни скуп једначина, резултујући сет једначина има облик:

$$v_d(t) = V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + \sum_{h=2}^{\infty} V_{m,h+} \cos(\theta_{h+} - \hat{\theta}) + \sum_{h=-\infty}^{h=-1} V_{m,h-} \cos(\theta_{h-} - \hat{\theta}) + \sum_{h=-\infty}^{\infty} V_{m,h rez} \cos(\theta_{h rez} - \hat{\theta}) \quad (4.1.14)$$

$$v_q(t) = V_{m,1+} \sin(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + \sum_{h=2}^{\infty} V_{m,h+} \sin(\theta_{h+} - \hat{\theta}) + \sum_{h=-\infty}^{h=-1} V_{m,h-} \sin(\theta_{h-} - \hat{\theta}) + \sum_{h=-\infty}^{\infty} V_{m,h rez} \sin(\theta_{h rez} - \hat{\theta}) \quad (4.1.15)$$

$$v_0(t) = \sum_{h=0}^{\infty} V_{m,h0} \cos(\theta_{h0}) \quad (4.1.16)$$

У претходним једначинама  $\hat{\theta} = \hat{\omega}t$  представља тренутни угао Паркове трансформације. Групишући све компоненте присутне у мрежном напону осим основне позитивне компоненте мрежног напона, запис једначина (4.1.14) – (4.1.16) се може даље упростити на следећи начин:

$$v_d(t) = V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + f(\overline{-\infty, \infty}) \quad (4.1.17)$$

$$v_q(t) = V_{m,1+} \sin(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + f(\overline{-\infty, \infty}) \quad (4.1.18)$$

$$v_0(t) = f(\overline{0, \infty}) \quad (4.1.19)$$

Уколико је учестаност основне позитивне компоненте мрежног напона једнака брзини ротације Парковог координатног систем ( $\omega = \hat{\omega}$ ), разлика углова основне позитивне компоненте мрежног напона и Парковог координатног система је константа ( $\theta_{1+} - \hat{\theta} = const$ ). За ово стање се може рећи да је закључано по фреквенцији и да је

квазистационарно по питању праћења угла. Под претпоставком да је основна позитивна компонента мрежног напона значајно већа по амплитуди од осталих присутних компоненти у мереном сигналу ( $V_{m,1+} \gg |f(\overline{-\infty, \infty})|$ ), у ситуацијама где су углови приближно једнаки  $\theta_{1+} \approx \hat{\theta}$  [103], једначине мрежног напона након Паркове трансформације се могу записати у следећој форми:

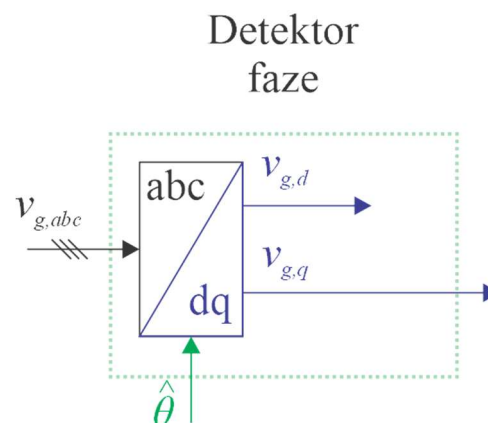
$$v_d(t) = V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \hat{\theta}) \approx V_{m,1+} \quad (4.1.20)$$

$$v_q(t) = V_{m,1+} \sin(\theta_{1+} - \hat{\theta}) \approx V_{m,1+} (\theta_{1+} - \hat{\theta}) \quad (4.1.21)$$

Те се на основу претходних једначина може закључити да је у случају поравнања угла основне позитивне компоненте мрежног напона и угла Паркове трансформације  $q$  компонента напона једнака нули. Овај закључак представља и регулациони критеријум већине фазно-закључаних петљи. Предност овог регулационог критеријума је његова једноставна имплементација, док су мане нелинеарна структура и појачање  $V_{m,1+}$  које је промењиво у неким ситуацијама (као приликом пропада напона). Графичко представљање детектора фазе на основу попречне компоненте Паркове трансформације је приказано на Слици 4.1.1. (издвојен блок детектора фазе са Слике 3.4.1.).

Стварање структуре са инваријантним појачањем се може реализовати тражењем односа попречне и подужне компоненте мрежног напона након Паркове трансформације. На овај начин се добија следећи израз:

$$\frac{v_q(t)}{v_d(t)} = \frac{V_{m,1+} \sin(\theta_{1+} - \hat{\theta})}{V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \hat{\theta})} = \frac{\sin(\theta_{1+} - \hat{\theta})}{\cos(\theta_{1+} - \hat{\theta})} = \tan(\theta_{1+} - \hat{\theta}) \quad (4.1.22)$$



Слика 4.1.1. Детектор фазе на основу Паркове трансформације.

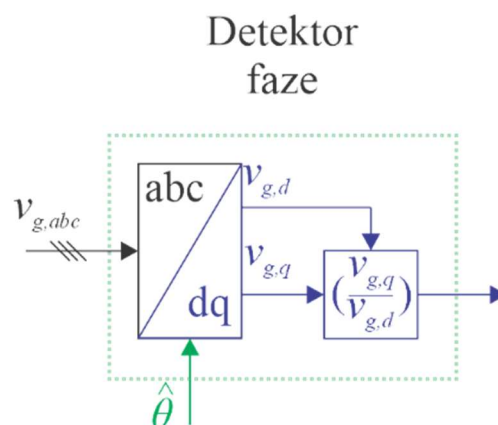


Односно, регулациони критеријум је излаз тангенс функције и појачање не зависи од амплитуде улазног напона. Графичко представљање овог детектора фазе је приказано на Слици 4.1.2.

Линеаризација регулационог критеријума се може остварити тражењем инверзне тангенс функције количника попречне и подужне компоненте мрежног напона након Паркове трансформације. Применом инверзне тангенс операције на претходни израз се добија:

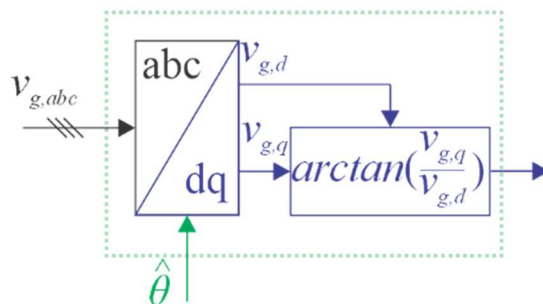
$$\arctan\left(\frac{v_q(t)}{v_d(t)}\right) = \arctan(\tan(\theta_{1+} - \hat{\theta})) = \theta_{1+} - \hat{\theta} \quad (4.1.23)$$

Ово представља трећи регулациони критеријум присутан код фазно-закључаних петљи. Предност представља линеарна зависност излаза из детектора фазе од разлике углова. Још једна предност ове методе је инваријантност на промену амплитуде основне позитивне компоненте мрежног напона, што је значајна предност у случају да је потребно осигурати непромењене динамичке перформансе фазно-закључане петље током пропада напона. Ману представља имплементација “математички скупе” инверзне тангенс функције, мада ово није значајна препрека савременим дигиталним процесорима сигнала. Детектор фазе на основу описане математичке релације је представљен на Слици 4.1.3.



Слика 4.1.2. Детектор фазе на основу Паркове трансформације и односа попречне и подужне компоненте мрежног напона.

### Detektor faze



Слика 4.1.3. Детектор фазе на основу Паркове трансформације и инверзне тангенс функције односа попречне и подужне компоненте мрежног напона.

## 4.2. Фазно-закључана петља у синхроним референтном систему (*SRF-PLL*) Equation Section (Next)

Фазно-закључана петља у синхроним референтном систему представља најшире коришћени концепт у синхронизацији уређаја енергетске електронике са трофазним мрежним напоном. У литератури се још среће под именом *dqz-PLL*, изведено од енглеских назива подужне, попречне и нулте компоненте (*eng. direct, quadrature, zero*), са алтернативним означавањима *DQPLL* и *QPLL* [104]. Одликује је једноставна структура за анализу, подешавања параметара према широко познатом облику функције система аутоматског управљања и лакоћа дигиталне имплементације. На Слици 4.2.1. је приказана структура фазно-закључане петље, већ илустрована на Слици 3.2.2. На Слици 4.2.2. су приказана три облика фазно-закључане петље у синхроним референтном систему, реализована са три различита детектора фазе о којима је било речи у претходном делу.

Математичко извођење модела малих сигнала се може започети од (4.1.17) и (4.1.18) (непосредно пре занемарења поремећаја који су последица дебаланса и/или виших хармоника). У случају реализације детектора фазе само на основу Паркове трансформације, може се написати следећа једначина за попречну компоненту напона – ако су угао основне позитивне компоненте мрежног напона  $\theta_{1+}$  и процењени угао мрежног напона  $\hat{\theta}$  приближно једнаки:

$$v_q(t) = V_{m,1+} \sin(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + f(\overline{-\infty, \infty}) \approx V_{m,1+} (\theta_{1+} - \hat{\theta}) + f(\overline{-\infty, \infty}) \quad (4.2.1)$$

Претходни израз се може груписати на следећи начин, ради лакше прегледности:

$$\underbrace{(\theta_{1+} - \hat{\theta})}_{\text{Razlika uglova}} \underbrace{V_{m,1+}}_{\text{Pojaćanje}} + \underbrace{f(\overline{-\infty, \infty})}_{\text{Poremećaj}} \quad (4.2.2)$$

Овај израз ће се користити као математички модел детектора фазе на бази Паркове трансформације у временском домену.

Уколико се за детекцију фазе користи однос попречне и подужне компоненте мрежног напона, може се записати следеће израз:

$$\frac{v_q(t)}{v_d(t)} = \frac{V_{m,1+} \sin(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + f(\overline{-\infty, \infty})}{V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + f(\overline{-\infty, \infty})} \quad (4.2.3)$$

Овај израз се даље може рашчланити на следећи начин:

$$\frac{v_q(t)}{v_d(t)} = \frac{V_{m,1+} \sin(\theta_{1+} - \hat{\theta})}{V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + f(\overline{-\infty, \infty})} + \frac{f(\overline{-\infty, \infty})}{V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + f(\overline{-\infty, \infty})} \quad (4.2.4)$$

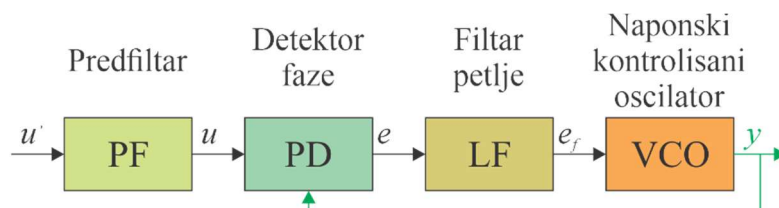
Под претпоставком да су угао основне компоненте мрежног напона и процењени угао мрежног напона приближно једнаки, као и уколико је амплитуда основне компоненте мрежног напона  $V_{m,1+}$  значајно већа од поремећаја  $f(\overline{-\infty, \infty})$  добија се математички модел малих сигнала у временском домену представљена релацијом (4.2.5) [98]. Једноставно се може показати да се до истог модела малог сигнала долази и у случају трећег представљеног типа детектора фазе.

$$\underbrace{(\theta_{1+} - \hat{\theta})}_{\text{Razlika uglova}} \underbrace{1}_{\text{Pojaćanje}} + \underbrace{\frac{f(\overline{-\infty, \infty})}{V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + f(\overline{-\infty, \infty})}}_{\text{Poremećaj}} \quad (4.2.5)$$

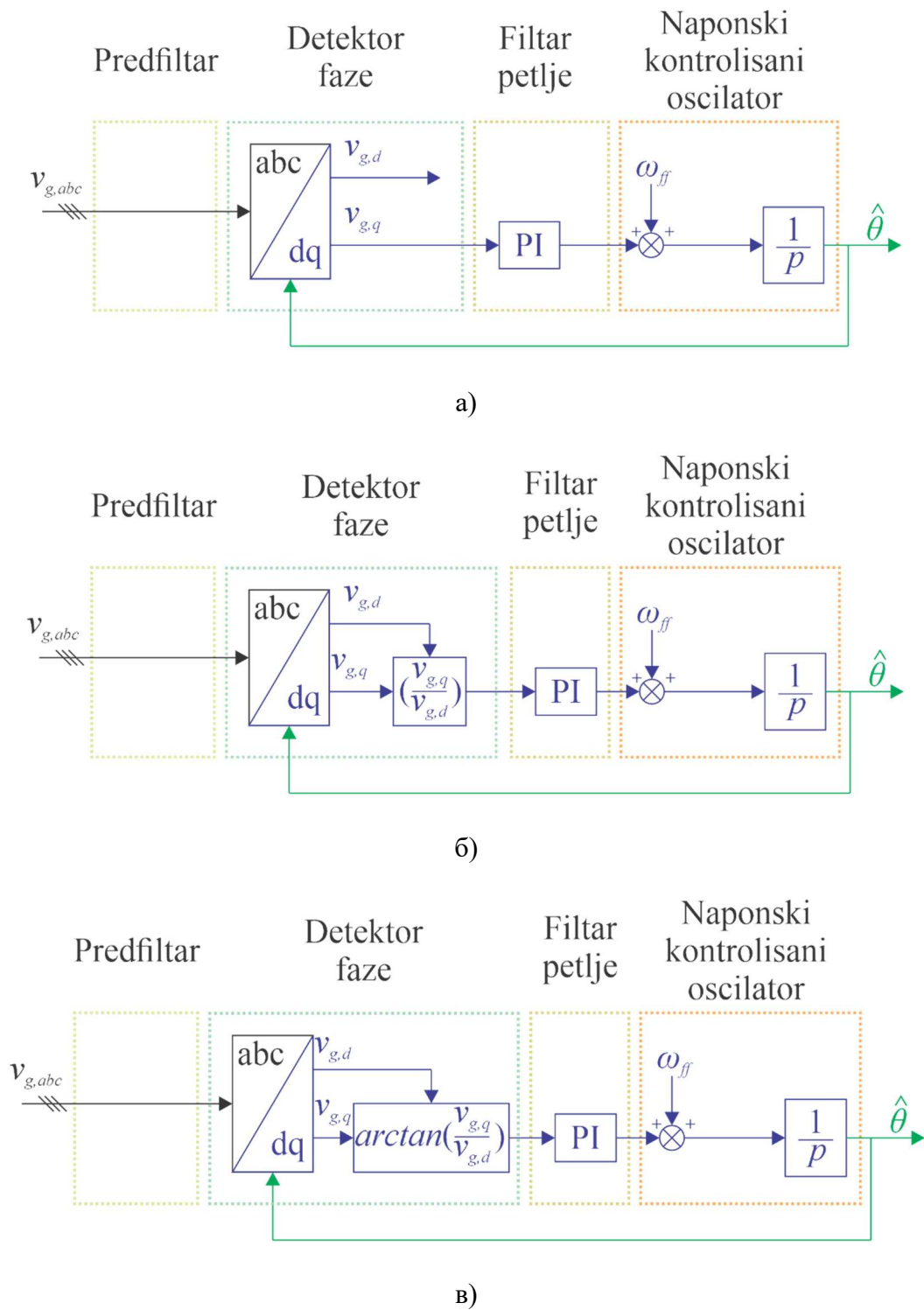
Претходна два израза за модел малих сигнала детектора фазе се могу превести у комплексни домен у следећој форми:

$$\underbrace{(\theta_{1+} - \hat{\theta})}_{\text{Razlika uglova}} \underbrace{K}_{\text{Pojaćanje}} + \underbrace{D(p)}_{\text{Poremećaj}} \quad (4.2.6)$$

Јасно је да ће у случају детектора фазе на бази Паркове трансформације појачање  $K$  износити  $V_{m,1+}$ , док је у случају другог и трећег наведеног детектора фазе појачање  $K = 1$  [98]. Модел поремећаја  $D(p)$  се разликује између детектора фаза, али ће овде бити означен јединствено јер ће се у дисертацији разматрати само његова локација у контролној структури.



Слика 4.2.1. Типична структура фазно-закључане петље.



Слика 4.2.2. Структура фазно-закључане петље у синхроно ротирајућем референтном систему са детектором фазе на бази: а) Паркове трансформације; б) односа попречне и подужне компоненте напона; в) инверзне тангенс функције претходног односа.

Филтар петље фазно-закључане петље у синхроним референтном систему се реализује као  $PI$  регулатор, а у дисертацији ће се усвојити паралелни облик регулатора у следећем облику:

$$PI(p) = k_p + \frac{1}{pT_i} \quad (4.2.7)$$

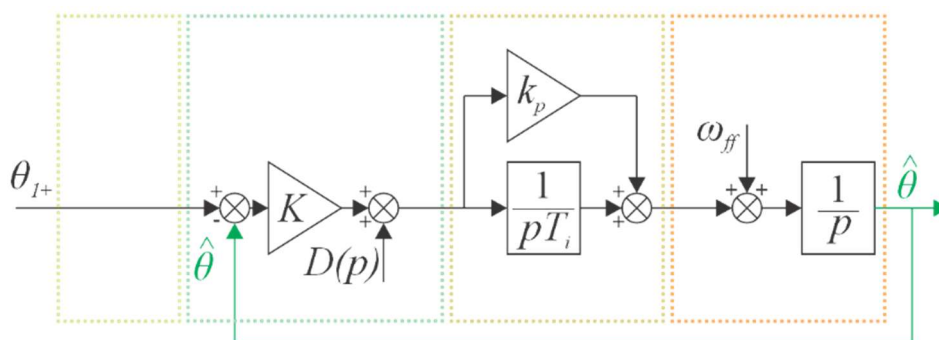
где је  $k_p$  - пропорционално појачање регулатора и,  $T_i$  - временска константа интегралног дејства регулатора. Излаз из регулатора је сигнал корекције основне учестаности.

Напонски контролисани осцилатор фазно-закључане петље у синхроним референтном систему се реализује преко једног интегратора који на основу процењене учестаности улазног сигнала генерише процењени угао мрежног напона на следећи начин:

$$\hat{\theta}(p) = (\Delta\omega(p) + \omega_{ff}(p)) \frac{1}{p} \quad (4.2.8)$$

Где је  $\Delta\omega(p)$  корекција основне учестаности са излаза из регулатора,  $\omega_{ff}(p)$  унапред задата очекивана учестаност мреже. Ова учестаност се унапред задаје како би се убрзала иницијална синхронизација учестаности са мрежом.

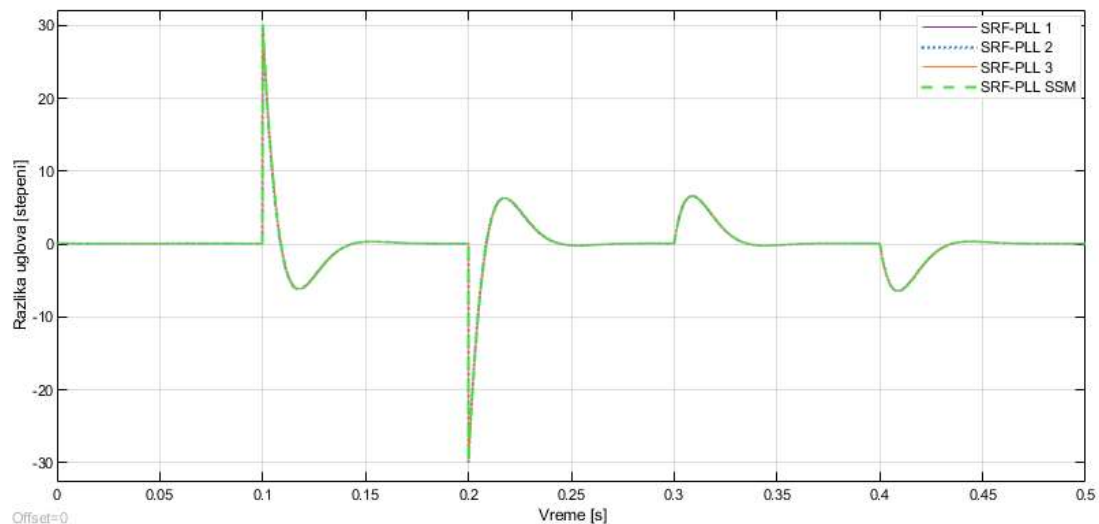
Модел малих сигнала фазно-закључане петље у синхроним референтном систему је представљен на Слици 4.2.3., а конструисан је на основу претходног излагања [105]. Како би се доказала валидност предложеног модела малих сигнала, посебно зато што се идентичан модел предлаже за моделовање три различита детектора фазе, направљено је поређење сва три модела  $SRF-PLL$ -а представљена на Слици 4.2.2. са моделом малих сигнала представљеним на Слици 4.2.3 и резултат је приказан на Слици 4.2.4.



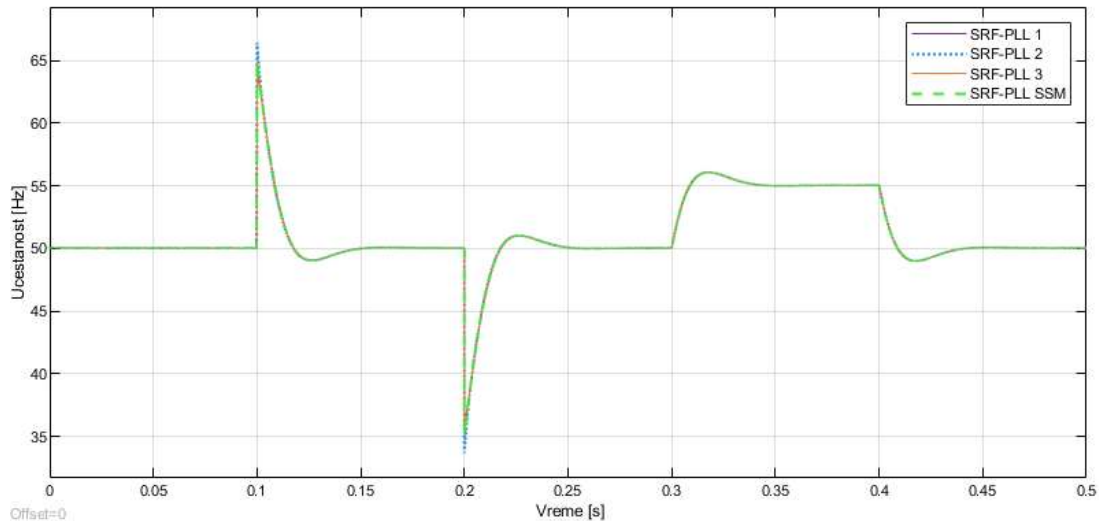
Слика 4.2.3. Модел малих сигнала фазно-закључане петље у синхроним референтном систему.

Валидности модела малих сигнала је верификована на основу симулационог експеримента приказаног на Слици 4.2.4.

Може се закључити да предложени модел малих сигнала верно одражава динамику свих представљених *SRF-PLL* алгоритама и може се користити као полазна основа за избор слободних параметара *PI* регулатора.



а)



б)

Слика 4.2.4. Поређење одзива три *SRF-PLL* алгоритама са одзивом предложеног модела малих сигнала: а) углови; б) учестаности.

На Слици 4.2.4. приказани су одзиви структура *SRF-PLL*-а представљени на Слици 4.2.2. (Слика 4.2.2. а) – *SRF-PLL* 1, Слика 4.2.2. б) – *SRF-PLL* 2, Слика 4.2.2. в) – *SRF-PLL* 3).

На основу предложеног модела малих сигнала са Сlike 4.2.3. се може извести функција отвореног преноса  $SRF-PLL$ -а у комплексном домену облика:

$$G_{ol}(p) = \frac{\hat{\theta}(p)}{\theta_{1+}(p)} = \frac{1}{p} \left( k_p + \frac{1}{pT_i} \right) K \quad (4.2.9)$$

Такође, на основу истог модела малих сигнала се може извести функција спрегнутог преноса  $SRF-PLL$ -а у комплексном домену облика:

$$G_{cl}(p) = \frac{G_{ol}(p)}{1 + G_{ol}(p)} = \frac{pk_p K + \frac{K}{T_i}}{p^2 + pk_p K + \frac{K}{T_i}} \quad (4.2.10)$$

Подешавање слободних параметара  $PI$  регулатора се може извршити на основу поређења добијене функције спрегнутог преноса са каноничким обликом функције спрегнутог преноса са једном нулом и два пола система. На основу наведеног поређења:

$$\frac{pk_p K + \frac{K}{T_i}}{p^2 + pk_p K + \frac{K}{T_i}} = \frac{p2\zeta\omega_n + \omega_n^2}{p^2 + p2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (4.2.11)$$

се могу извести релације за слободне параметре пропорционалног појачања  $k_p$  и времена интеграције  $T_i$  на следећи начин:

$$k_p = \frac{2\zeta\omega_n}{K} \quad \wedge \quad T_i = \frac{K}{\omega_n^2} \quad (4.2.12)$$

У претходном изразу  $\zeta$  представља фактор релативног пригушења система, док је  $\omega_n$  природна учестаност система. Претходни израз ће бити искоришћен за подешавање слободних параметара. У наставку ће бити илустрован утицај фактора пригушења и природне учестаности на карактеристичне параметре којима се типично описује система аутоматског управљања.

На Слици 4.2.5. је приказана зависност пресечне учестаности  $\omega_c$  од фактора пригушења и природне учестаности ( $\omega_c = f(\zeta, \omega_n)$ ). У случају фазно-закључане петље, улога  $PI$  регулатора је обезбеђивање адекватне динамике праћења угла мрежног напона механизмом минимизације сигнала грешке на улазу у регулатор и потискивање



осцилација које се могу наћи у петљи, а које су последица дебаланса и/или виших хармоника. Односно, пресечна учестаност појачања треба да буде што нижа, а да структура испуњава динамичке захтеве праћења. Посматрајући Сliku 4.2.5., ово одговара што нижој вредности фактора пригушења и природне учестаности.

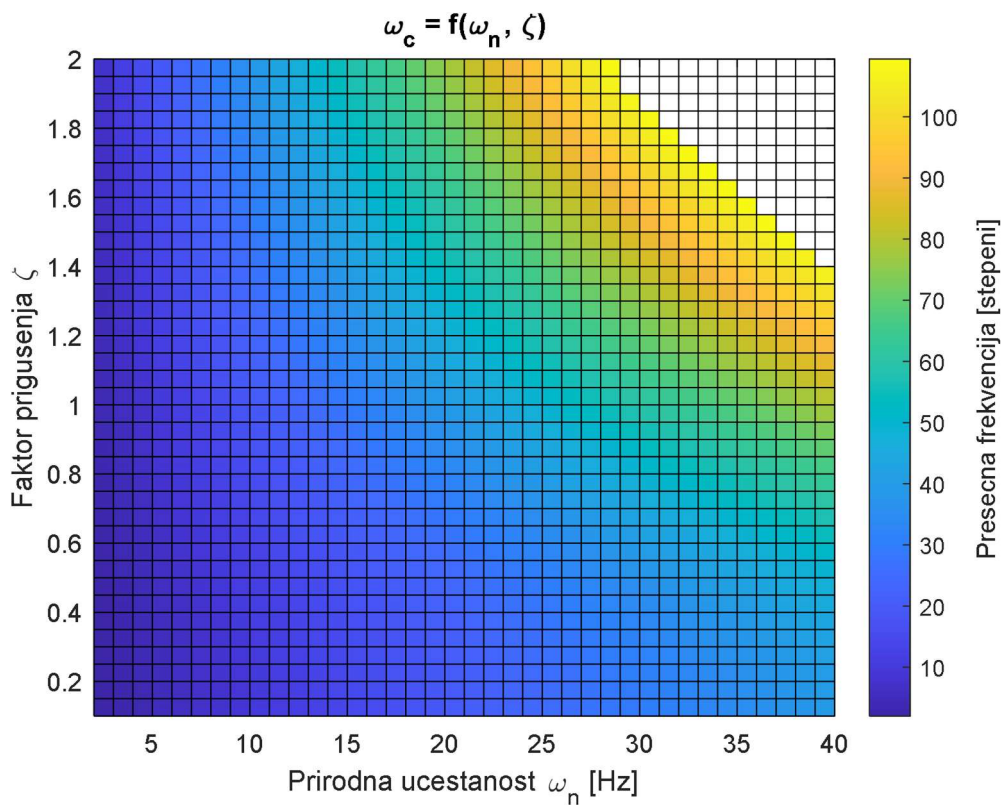
Уколико на Слици 4.2.6. посматрамо резерву фазе у функцији природне учестаности и фактора пригушења ( $PM = f(\zeta, \omega_n)$ ), закључујемо да у случају *SRF-PLL*-а природна учестаност нема утицаја на резерву фазе, већ искључиво фактор релативног пригушења. Оивичена је област у којој је резерва фазе већа од 40 степени, вредност која се налази унутар типично прихватљивих граница (30 – 60 степени) приликом пројектовања система аутоматског управљања.

Даље се може разматрати време смиривања система као још један критеријум приликом избора параметара регулатора. Зависност времена смиривања од природне учестаности и фактора пригушења је приказана на Слици 4.2.7. и оивичена је вредност од 50 ms, која се може сматрати задовољавајућом са аспекта оператора мрежног система у контексту реакције на пропад напона (у правилима о раду средњенапонског система Немачког оператора ово је 60 ms [9]). Према овом критеријуму, очекивано, пожељно је да природна учестаност буде што већа.

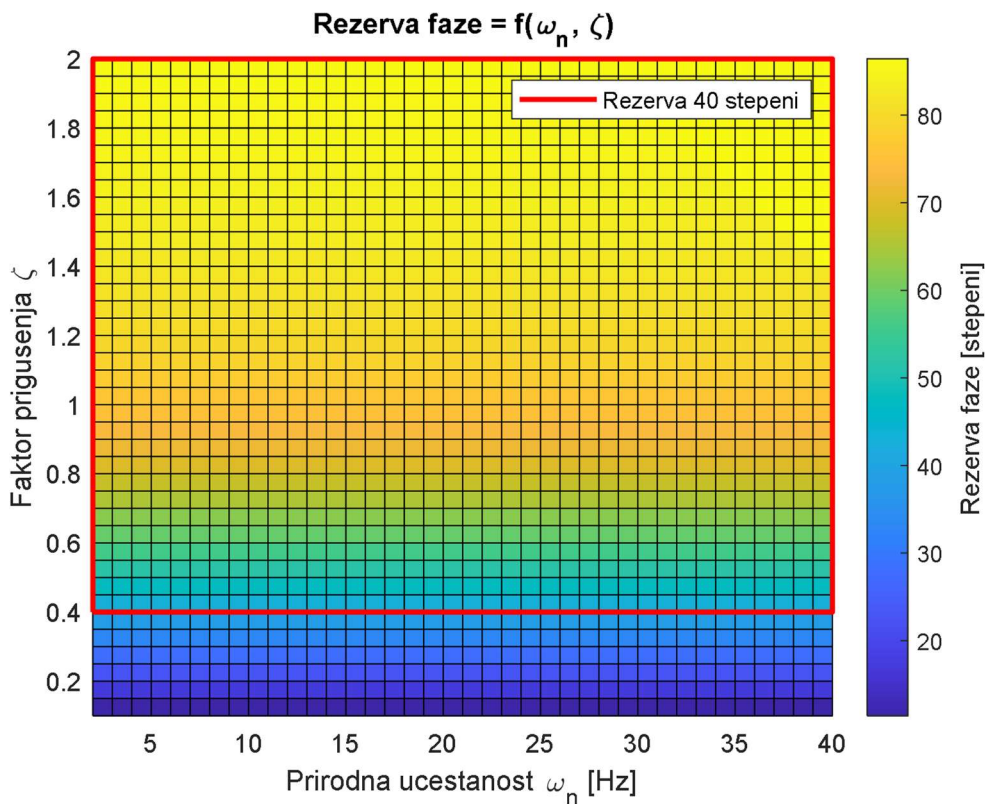
Још један критеријум одлучивања, а који у великој мери корелира са временом смиривања, јесте и време реаговања система. Илустрација зависности времена реаговања од природне учестаности и фактора пригушења је приказана на Слици 4.2.8. Може се уочити да, као и у случају времена смиривања, већа природна учестаност погодује смањењу времена реаговања, с тим што је за време реаговања погодна већа вредност фактора пригушења.

Прескок пројектованог система, као наредни разматрани критеријум, је приказан на Слици 4.2.9., може се уочити да не зависи од природне учестаности већ искључиво од фактора пригушења и према овом критеријуму погодно је да фактор релативног пригушења буде висок.

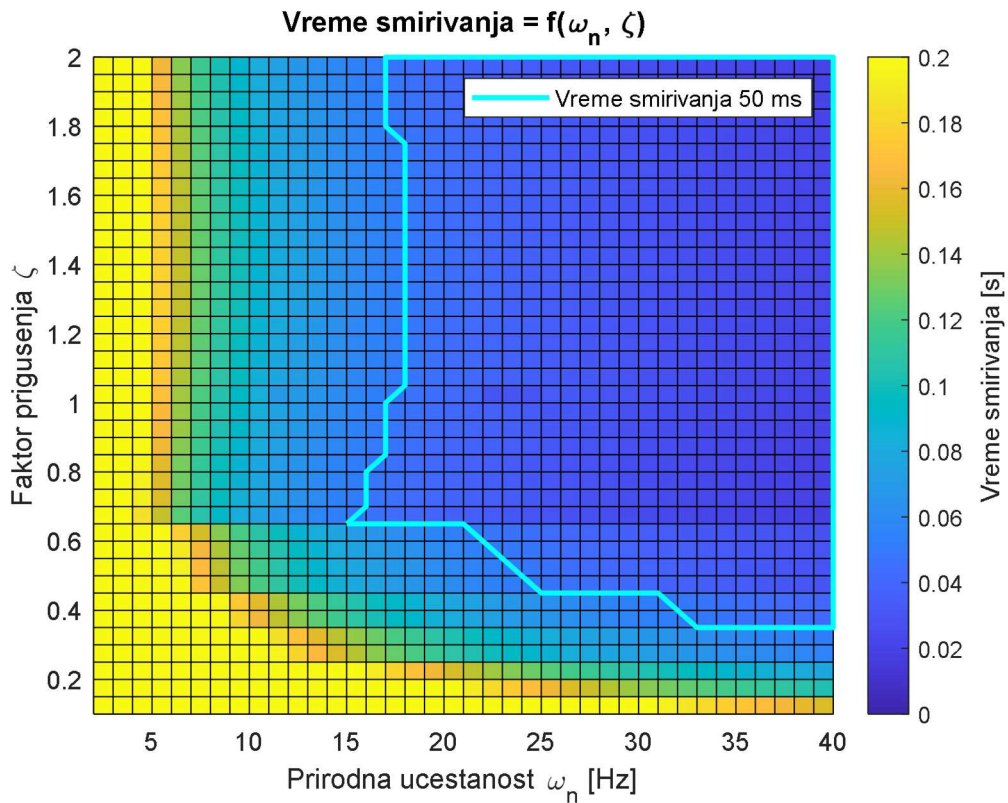
Начин конструкције графика је дат у Прилогу 7. Написана је MATLAB скрипта која покреће Simulink модел у коме се налази адекватни модел фазно-закључане петље и коришћењем MATLAB функција се узимају жељени параметри модела и одзива.



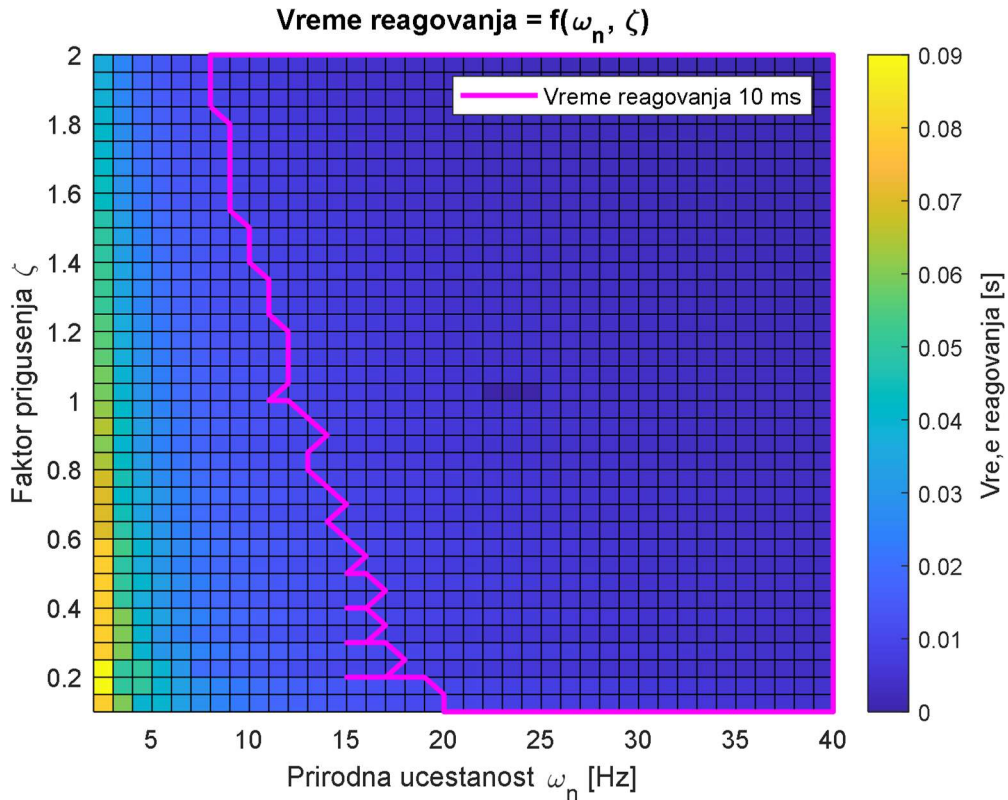
Слика 4.2.5. Зависност пресечне учестаности од природне учестаности и фактора пригушења код *SRF-PLL*-а.



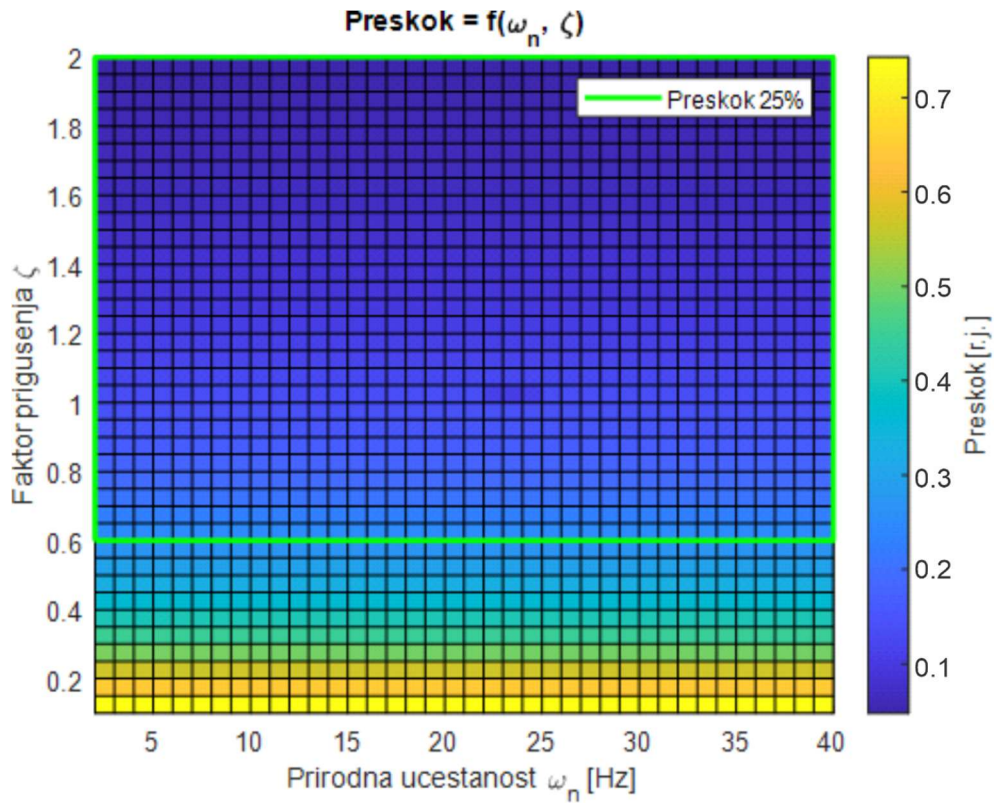
Слика 4.2.6. Зависност резерве фазе од природне учестаности и фактора пригушења код *SRF-PLL*-а.



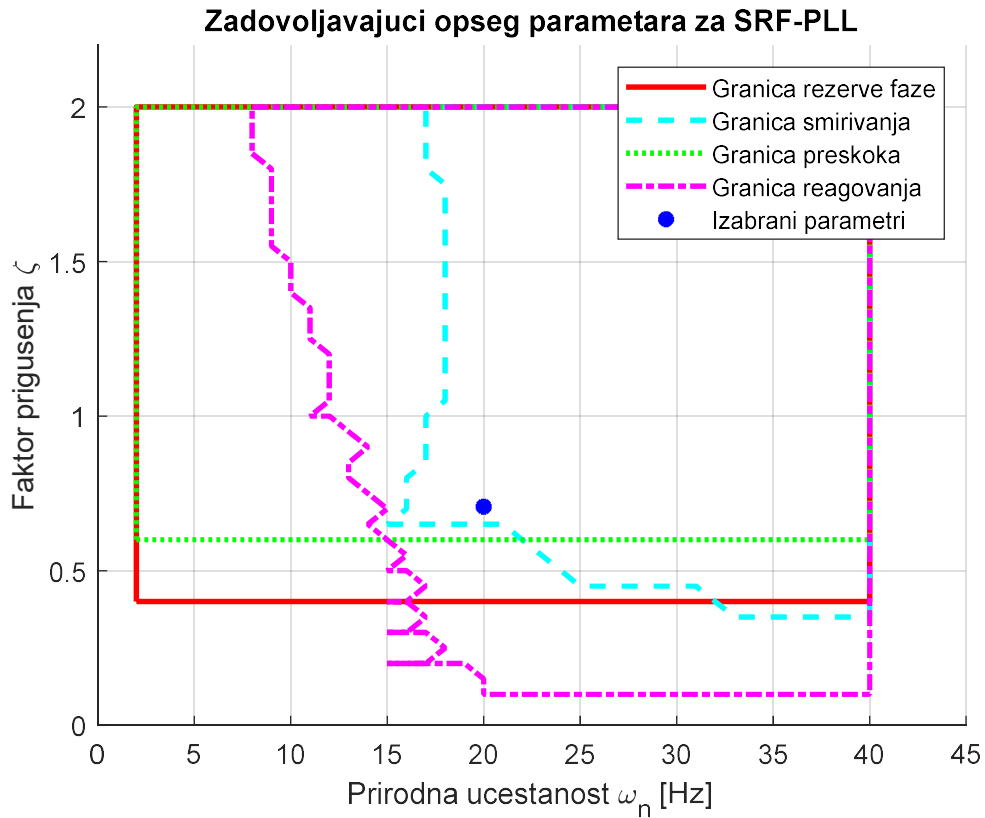
Слика 4.2.7. Зависност времена смиривања од природне учестаности и фактора пригушења код *SRF-PLL*-а.



Слика 4.2.8. Зависност времена реаговања од природне учестаности и фактора пригушења код *SRF-PLL*-а.



Слика 4.2.9. Зависност прескока од природне учестаности и фактора пригушења код *SRF-PLL*-а.

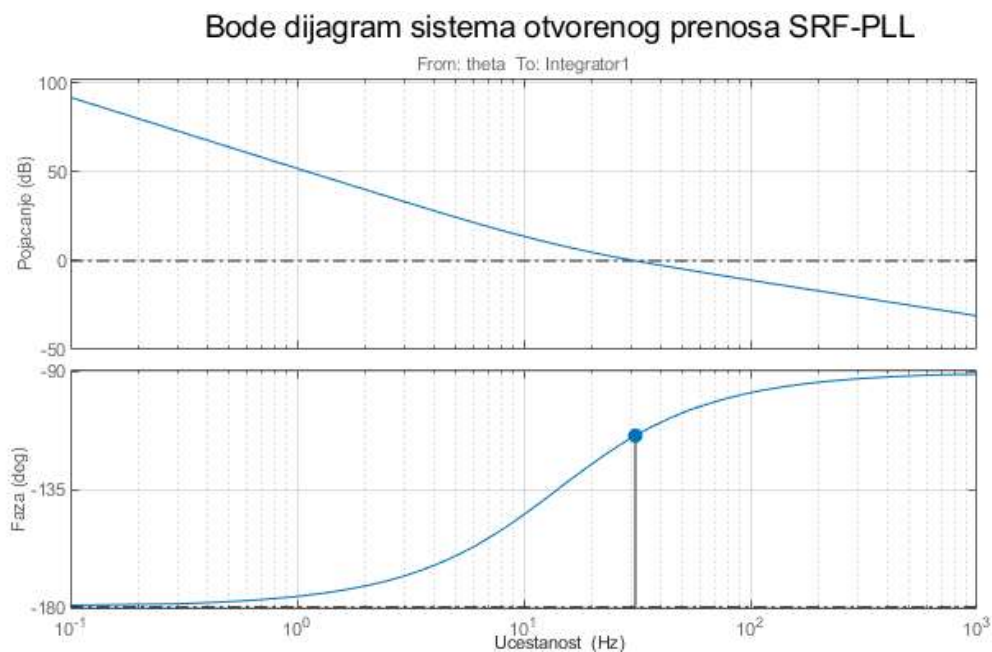


Слика 4.2.10. Упореди приказ свих дискутованих параметара код *SRF-PLL*-а.

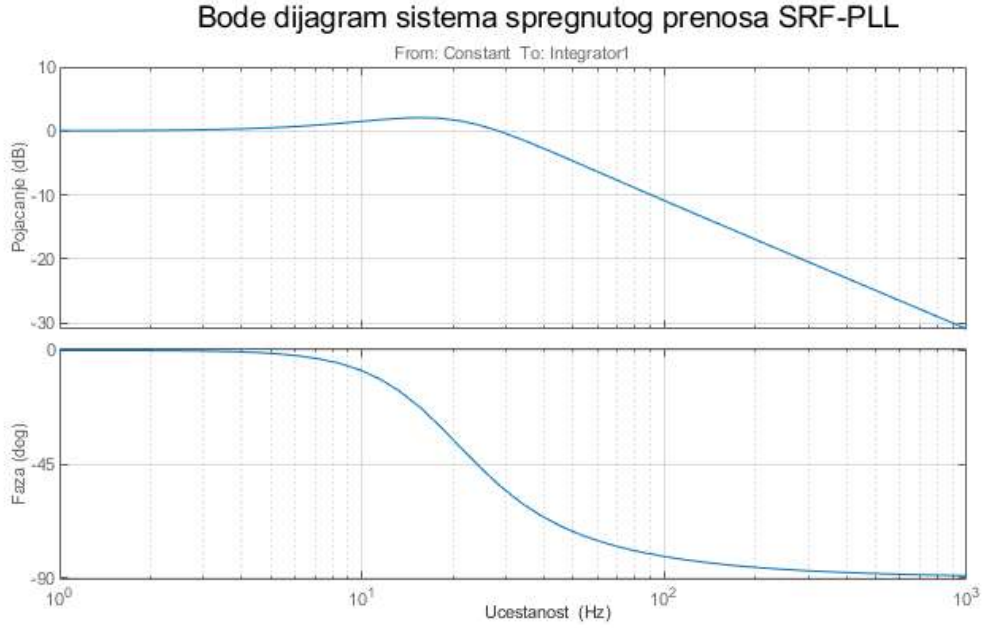
На крају се сви споменути критеријуми могу представити на јединственој Слици 4.2.10. како би се сагледали сви компромиси приликом избора слободних параметара  $PI$  регулатора. Упоредо са дискутованим критеријумима, приказан је избор параметара присутан у научној литератури за  $SRF-PLL$ , који подразумева фактор релативног пригушења  $\zeta = \sqrt{2}/2$  и природну учестаност  $\omega_n = 2\pi 20 [rad/s]$  [106], [107]. На основу претходног излагања и презентованих критеријума, у дисертацији ће надаље бити усвојени ови параметри за  $SRF-PLL$ ., за које је очекивана пресечна учестаност појачања 31 Hz и резерва фазе 65 степени.

Након избора слободних параметара, понашање резултујућег система ће бити илустровано одговарајућим Бодевим дијаграмима. На основу Сlike 4.2.11. са Бодевим дијаграмом отвореног преноса система  $SRF-PLL$ -а се може прочитати резерва фазе од 65 степени при учестаности од 31 Hz.

На основу Сlike 4.2.12. која садржи Бодев дијаграм система спрегнутог преноса  $SRF-PLL$ -а се може дискутовати о способности праћења угла мрежног напона. Једносмерне компоненте се прате без модификације појачања или фазе, а сви присутни сигнали изнад пресечне учестаности се слабе са  $20 [dB/dec]$ .



Слика 4.2.11. Бодев дијаграм функције отвореног преноса  $SRF-PLL$ -а.



Слика 4.2.12. Бодев дијаграм функције спрегнутог преноса *SRF-PLL*-а.

Коришћењем Лапласове теореме коначне вредности може се теоријски потврдити претпоставка о способности праћења угла на следећи начин:

$$\text{stacionarna greska ugla} = \lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) \quad (4.2.13)$$

На основу Сlike 4.2.3. која садржи модел малих сигнала *SRF-PLL*-а може се написати разлика  $\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)$  у функцији улазног сигнала  $\theta_{1+}(p)$  на следећи начин:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^2}{p^2 + pk_p K + \frac{K}{T_i}} \theta_{1+}(p) \right) \quad (4.2.14)$$

Угао основне позитивне компоненте мрежног напона се мења униформно и може се изразити преко кружне учестаности основне компоненте мрежног напона као

$\theta_{1+}(p) = \frac{1}{p} \frac{\Omega_{1+}}{p}$ , где је  $\Omega_{1+}$  мрежна учестаност. Сменом израза за угао у (4.2.14) добија се:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^2}{p^2 + pk_p K + \frac{K}{T_i}} \frac{1}{p} \frac{\Omega_{1+}}{p} \right) = 0 \quad (4.2.15)$$

Односно, *SRF-PLL* има могућност праћења угла мрежног напона без статичке грешке при константној мрежној учестаности. Уколико се мрежна учестаност мења као нагибна функција, способност праћења угла мрежног напона се може изразити на следећи начин:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^2}{p^2 + pk_p K + \frac{K}{T_i}} \frac{1}{p} \frac{\Delta\Omega_{1+}}{p^2} \right) = \frac{T_i}{K} \Delta\Omega_{1+} \quad (4.2.16)$$

Односно, уколико се мрежна учестаност мења по рампи  $\Delta\Omega_{1+}$ , постојаће статичка грешка у праћењу угла мрежног напона која је пропорционална брзини промене учестаности  $\Delta\Omega_{1+}$  и временској константи интегралног дејства  $T_i$ . Може се утицати на смањење статичке грешке смањењем времена интеграције, али на основу (4.2.12) се може закључити да ће ово повећање без корекције фактора пригушења довести до повећања природне учестаности, те самим тим и пресечне учестаности система.

### 4.3. Фазно-закључана петља са распрегнутим двоструким синхроним референтним системом (DDSRF-PLL)

#### Equation Section (Next)

Уколико се на основу (4.1.14) и (4.1.15) претпостави математички запис мрежног напона који поред основне позитивне компоненте мрежног напона садржи само основну негативну компоненту мрежног напона (ситуација која одговара несиметрији напона), наведене једначине се могу формулисати у следећем облику:

$$v_d(t) = V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + V_{m,1-} \cos(\theta_{1-} - \hat{\theta}) \quad (4.3.1)$$

$$v_q(t) = V_{m,1+} \sin(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + V_{m,1-} \sin(\theta_{1-} - \hat{\theta}) \quad (4.3.2)$$

Ради подсећања  $\theta_{1+} = \omega t - c \frac{\pi}{6} + \varphi_{1+}$  и  $\theta_{1-} = -\omega t - c \frac{\pi}{6} + \varphi_{1-}$ . Зарад побољшања прегледност, усвојиће се  $c = 0 \wedge \varphi_{1+} = 0$ . Након упрошћења, изрази за подужну и попречну компоненту мрежног напона се могу написати у форми:

$$v_d(t) = V_{m,1+} \cos(\omega t - \hat{\theta}) + V_{m,1-} \cos(-\omega t - \hat{\theta} + \varphi_{1-}) \quad (4.3.3)$$

$$v_q(t) = V_{m,1+} \sin(\omega t - \hat{\theta}) + V_{m,1-} \sin(-\omega t - \hat{\theta} + \varphi_{1-}) \quad (4.3.4)$$

Уколико се претпостави стање идеалног праћења угла мрежног напона  $\hat{\theta} = \omega t$ , претходне две релације се могу написати у следећој форми:

$$v_d(t) = V_{m,1+} + V_{m,1-} \cos(-2\omega t + \varphi_{1-}) \quad (4.3.5)$$

$$v_q(t) = V_{m,1-} \sin(-2\omega t + \varphi_{1-}) \quad (4.3.6)$$

Закључује се да у случају постојања несиметрије мрежног напона у стационарном стању постоје осцилације у подужној и попречној компоненти мрежног напона. Обе компоненте садрже осцилације једнаке по амплитуди, фазно померене за  $\pi/2$  и двоструке мрежне учестаности.

Размотримо случај постојања две Паркове трансформације, где се једна обавља коришћењем угла  $\hat{\theta}$  и ове компоненте назовимо директним, док се конверзија друге Паркове трансформације обавља коришћењем угла  $-\hat{\theta}$  и ове компоненте назовимо



инверзним. Уколико за полазну основу узмемо једначине (4.3.3) и (4.3.4), може се записати следећи скуп једначина:

$$v_{d+}(t) = V_{m,1+} \cos(\omega t - \hat{\theta}) + V_{m,1-} \cos(-\omega t - \hat{\theta} + \varphi_{1-}) \quad (4.3.7)$$

$$v_{q+}(t) = V_{m,1+} \sin(\omega t - \hat{\theta}) + V_{m,1-} \sin(-\omega t - \hat{\theta} + \varphi_{1-}) \quad (4.3.8)$$

$$v_{d-}(t) = V_{m,1+} \cos(\omega t + \hat{\theta}) + V_{m,1-} \cos(-\omega t + \hat{\theta} + \varphi_{1-}) \quad (4.3.9)$$

$$v_{q-}(t) = V_{m,1+} \sin(\omega t + \hat{\theta}) + V_{m,1-} \sin(-\omega t + \hat{\theta} + \varphi_{1-}) \quad (4.3.10)$$

Односно, под претпоставком идеалног праћења угла мрежног напона  $\hat{\theta} = \omega t$ , претходне четири релације се могу даље упростити до форме:

$$v_{d+}(t) = V_{m,1+} + V_{m,1-} \cos(-2\omega t + \varphi_{1-}) \quad (4.3.11)$$

$$v_{q+}(t) = V_{m,1-} \sin(-2\omega t + \varphi_{1-}) \quad (4.3.12)$$

$$v_{d-}(t) = V_{m,1+} \cos(2\omega t) + V_{m,1-} \cos(\varphi_{1-}) \quad (4.3.13)$$

$$v_{q-}(t) = V_{m,1+} \sin(2\omega t) + V_{m,1-} \sin(\varphi_{1-}) \quad (4.3.14)$$

Применом тригонометријске трансформације за разлику углова над чланом са двоструком учестаношћу у једначинама (4.3.11) и (4.3.12) долази се до сета једначина:

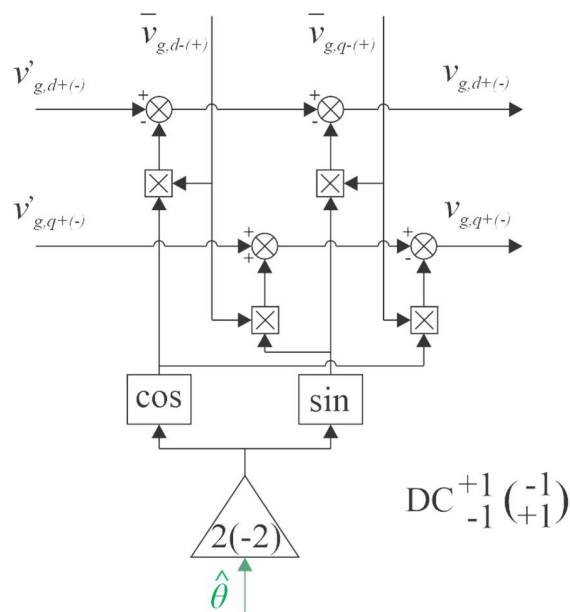
$$v_{d+}(t) = V_{m,1+} + V_{m,1-} \cos(2\omega t) \cos(\varphi_{1-}) + V_{m,1-} \sin(2\omega t) \sin(\varphi_{1-}) \quad (4.3.15)$$

$$v_{q+}(t) = V_{m,1-} \cos(2\omega t) \sin(\varphi_{1-}) - V_{m,1-} \sin(2\omega t) \cos(\varphi_{1-}) \quad (4.3.16)$$

$$v_{d-}(t) = V_{m,1+} \cos(2\omega t) + V_{m,1-} \cos(\varphi_{1-}) \quad (4.3.17)$$

$$v_{q-}(t) = V_{m,1+} \sin(2\omega t) + V_{m,1-} \sin(\varphi_{1-}) \quad (4.3.18)$$

Уочава се да се амплитуда осцилација једне компоненте напона (било подужна или попречна) у једном систему (било позитивном или негативном) налази као једносмерна компонента у подужној и попречној компоненти другог система. Односно, унакрсним прослеђивањем једносмерних компоненти напона између два Паркова система може реализовати поништавање осцилаторних чланова у оба система. Генерализована ћелија која омогућава поништавање осцилаторних чланова у оба система је дата на Слици 4.3.1.



Слика 4.3.1. Пелија за поништавање осцилација на двострукој мрежној учестаности на основу излаза из два Паркова система са углом трансформације различитог знака [108].

На Слици 4.3.1. су са  $v'_{g,d+(-)}$  и  $v'_{g,q+(-)}$  означени напони на излазу адекватне Паркове трансформације,  $\bar{v}_{g,d-(+)}$  и  $\bar{v}_{g,q-(+)}$  представљају једносмерне компоненте напона из супротног Парковог система, док су са  $v_{g,d+(-)}$  и  $v_{g,q+(-)}$  означени напони након распрезања система.

У публикацији која је дефинисала појам *DDSRF-PLL*-а [108], за издвајање једносмерне компоненте из одређеног напона и система, користи се једноставан филтар првог реда. Функција преноса овог филтра је дата следећом једначином:

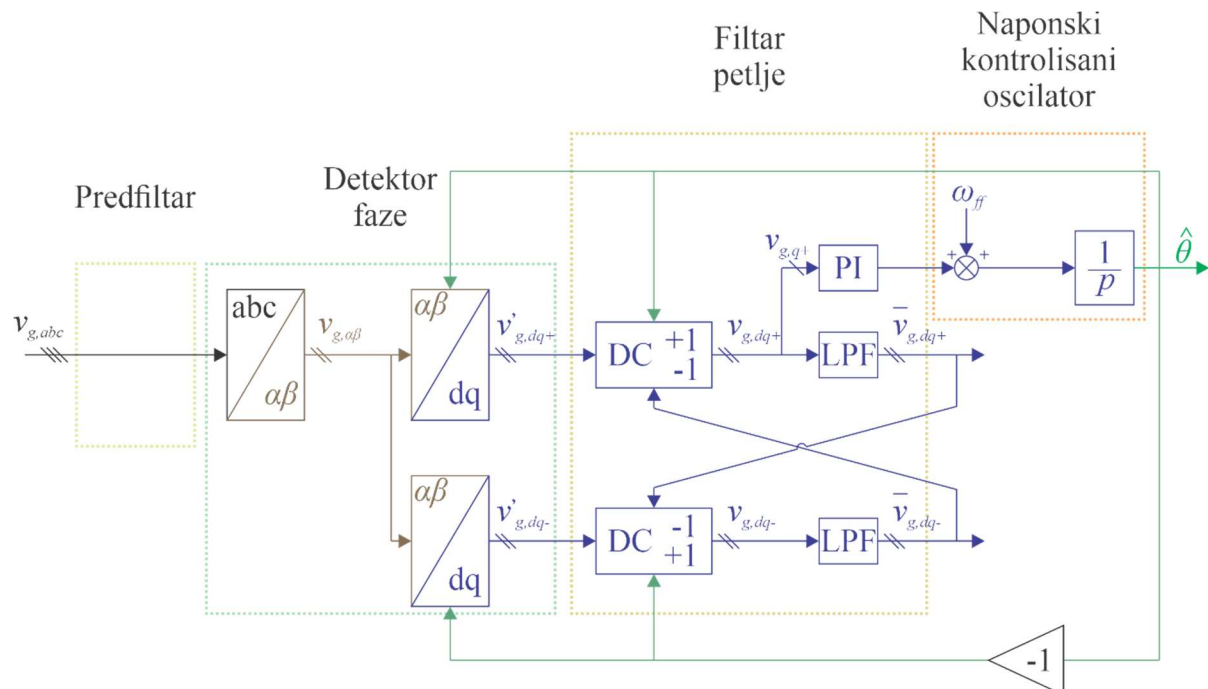
$$LPF(p) = \frac{1}{1 + pT_f} \quad (4.3.19)$$

Где је  $T_f$  временска константа филтра. У раду [108] се дефинише коефицијент  $k = 1/(\omega T_f)$  и показује да може квантификовати компромис између стабилности и брзине одзива, а аутори предлажу вредност  $k = \sqrt{2}/2$ , што у случају учестаности мрежног напона од 50 Hz одговара временској константи филтра  $T_f = 4.5 [ms]$ .

Комплетан изглед синхронизационе структуре фазно-закључане петље са распрегнутим двоструким референтним системом је приказана на Слици 4.3.2. Модификације *DDSRF-PLL*-а у односу на *SRF-PLL* се налазе у детектору фазе и филтру петље. Детектор фазе

садржи две Паркове трансформације које користе угао мрежног напона, с тим што једна Паркова трансформација користи позитивну вредност угла, а друга негативну. Подужне и попречне компоненте мрежног напона на излазу из Паркових трансформација носе додатак у називу аналогно углу који се користи за ту Паркову трансформацију. Унутар филтра петље су додате две ћелије за поништавање осцилација на двострукој мрежној учестаности. Ћелије су додате по једна за сваки систем, а унутрашњи изглед ћелије је представљен на Слици 4.3.1. Унакрсно прослеђивање једносмерних компоненти између ћелија се обавља преко филтра пропусника ниских учестаности, чија је функција преноса дата релацијом (4.3.19), и који има улогу сузбијања осцилаторне компоненте са двоструком учестаношћу мрежног напона. За синхронизацију се користи попречна компонента позитивног система која се прослеђује на класичну структуру филтра петље и напонски контролисаног осцилатора *SRF-PLL*-а.

У раду [108] се предлаже коришћење модела малих сигнала који важи за *SRF-PLL* и подешавање параметара уз претпоставку да додатна структура не мења динамичке перформансе *SRF-PLL*-а и не утиче на стабилности. На основу овог предлога, Слика 4.3.3. представља модел малих сигнала *DDSRF-PLL*-а, а који је идентичан моделу малих сигнала *SRF-PLL*-а.



Слика 4.3.2. Структура фазно-закључане петље са распрегнутим двоструким референтним системом.

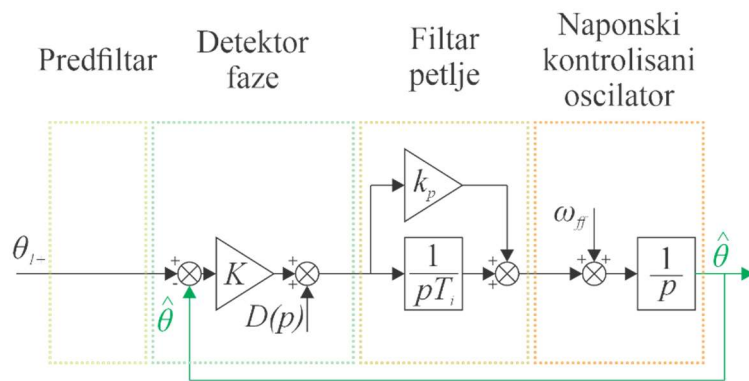
На Слици 4.3.4. је приказан упоредни одзив *DDSRF-PLL* алгоритма и модела малих сигнала. Валидности модела малих сигнала је верификована на основу симулационог експеримента приказаног на Слици 4.3.4.

Одзив фазе *DDSRF-PLL*-а и његовог модела малих сигнала се у доброј мери поклапају у случају прелазног процеса при промени учестаности. Због постојања филтра пропусника ниских учестаности, потребно је време на почетку симулације до достизања стационарног стања *DDSRF-PLL* алгоритма у односу на модел малих сигнала. Приликом фазног скока, евидентно је да је прелазни процес *DDSRF-PLL*-а нешто бржи и да постоји нешто већи прескок. Поређење одзива естимиране учестаности *DDSRF-PLL*-а и његовог модела малих сигнала указује на значајније одступање таласног облика прелазног процеса него што је то случај са фазом. Међутим, пројектовање система аутоматског управљања у случају фазно-закључаних петљи се обавља на основу угла мрежног напона, не учестаности. С тим у вези, као у [108] сматраће се да модел малих сигнала представљен на Слици 4.3.3. довољно добро осликава динамику прелазних процеса *DDSRF-PLL* у погледу праћења угла мрежног напона и користиће се за прорачун слободних параметара регулатора.

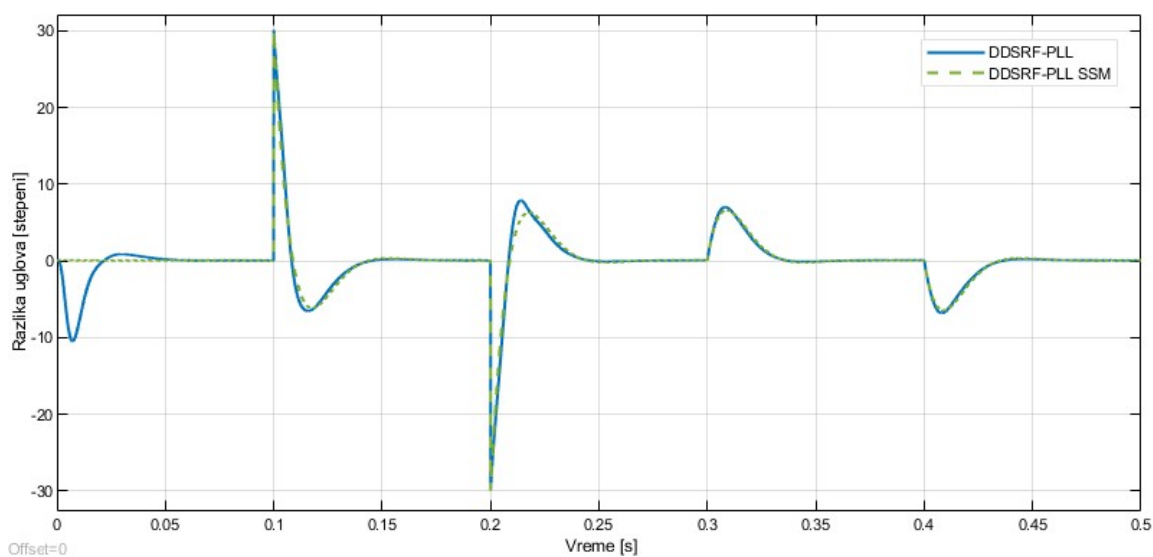
Како се модел малих сигнала није променио у односу на претходну секцију, сва разматрања везана за функцију отвореног и спрегнутог преноса, као и сви графици пресечне учестаности, резерве фазе, прескока, времена реаговања и времена смиривања остају идентични. Слободни параметари *PI* регулатора *DDSRF-PLL*-а су изабрани, као и у случају *SRF-PLL*-а, на основу фактора пригушења  $\zeta = \sqrt{2}/2$  и природне учестаност  $\omega_n = 2\pi 20 [\text{rad/s}]$ . Поменути избор се рачунају слободни параметри *PI* регулатора:

$$k_p = \frac{2\zeta\omega_n}{K} \quad \wedge \quad T_i = \frac{K}{\omega_n^2} \quad (4.3.20)$$

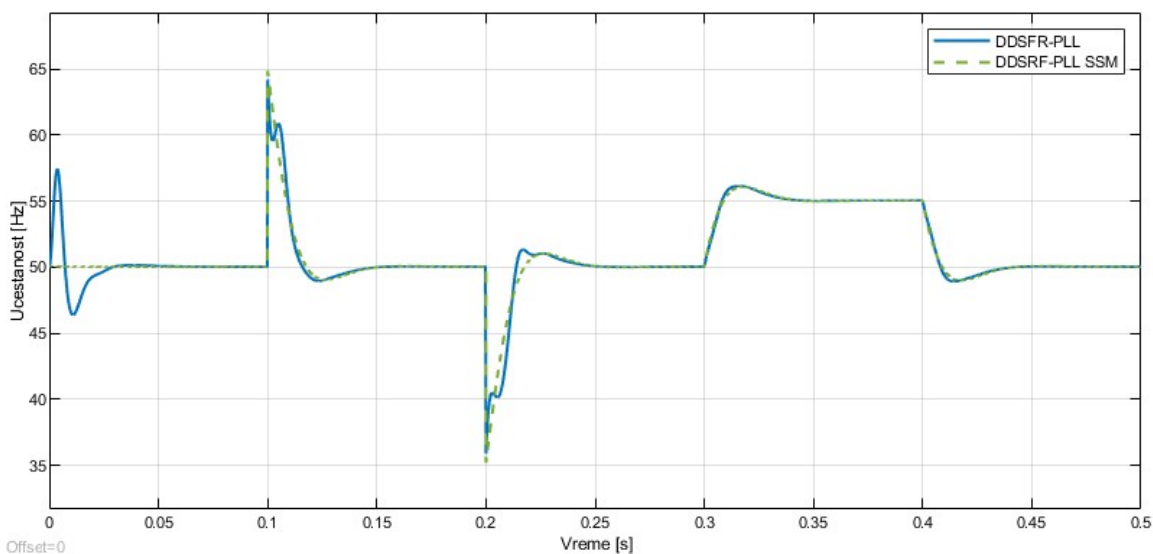
што резултује пресечном учестаношћу од 31 Hz и резервом фазе система од 65 степени.



Слика 4.3.3. Модел малих сигнала фазно-закључане петље са распрегнутим двоструким референтним системом.



а)



б)

Слика 4.3.4. Поређење одзива *DDSRF-PLL* алгоритма са одзивом предложеног модела малих сигнала: а) углови; б) учестаности.

#### 4.4. Фазно-закључана петља на бази двоструког генерализованог интегратора другог степена (*DSOGI-PLL*)

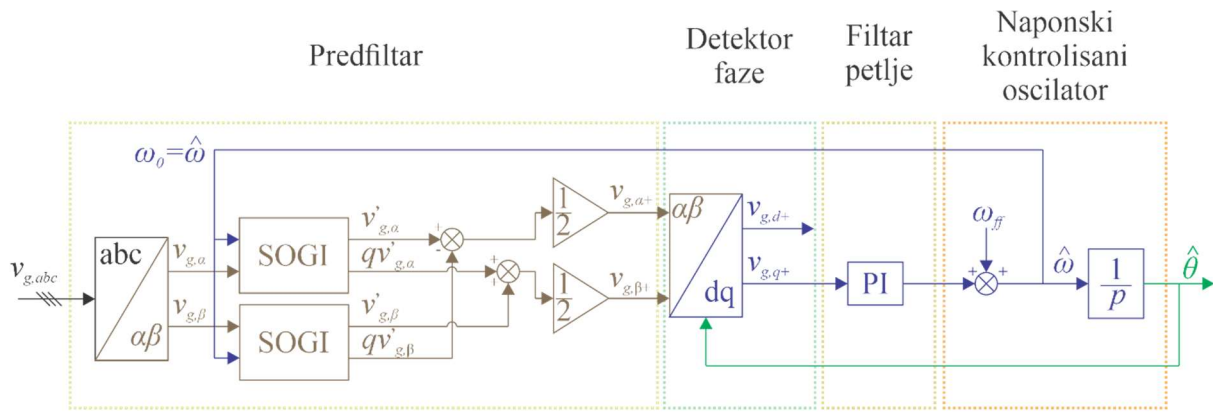
##### Equation Section (Next)

Приликом разматрања избора слободних параметра регулатора *DDSRF-PLL*-а занемарује се динамика степена за екстракцију основне позитивне компоненте мрежног напона уз образложење да је немоделована динамика значајно бржа од моделоване те не постоји значајан утицај на стабилност система [109]. Уистину, поређење одзива модела малих сигнала и *DDSRF-PLL*-а то и потврђује. С једне стране ово представља значајну предност јер се подешавање параметара врши на основу једноставног модела. Са друге стране, занемаривање одређене динамике не омогућава потпуно сагледавање динамике комплексне фазно-закључане петље.

Генерализовани интегратор другог реда – *SOGI* у научној литератури налази велику примену како у генерисању ортогоналне компоненте напона код једнофазних фазно-закључаних петљи, тако и у потискивању нежељених осцилација код трофазних фазно-закључаних петљи [110]. У трофазним фазно-закључаним петљама се користи двоструки генерализовани интегратор другог реда – *DSOGI* у Кларкином референтном систему како би се извршила екстракција основне позитивне компоненте мрежног напона. Као и код *DDSRF-PLL*-а, акценат је на потискивању нежељених осцилација у процени фазног угла које су последица несиметрије напона, па се може искористити претходно разматрање математичког записа таласног облика мрежног напона. Структура *DSOGI-PLL*-а је представљена на Слици 4.4.1. Главна модификација у односу на основни *SRF-PLL* је у предфилтру, где се врши екстракција основне позитивне компоненте мрежног напона у стационарном (Кларкином) референтном систему. По један генерализовани интегратор другог реда се користи за филтрирање сваке компоненте мрежног напона у стационарном референтном систему (није разматрана нулта компонента). Генерализовани интегратор даје на свом излазу две вредности мрежног напона у односу на улаз  $v_{g,\alpha\beta}$  – филтрирану  $v'_{g,\alpha\beta}$  и филтрирану са фазним померајем од  $\pi/2$  на учестаности  $\omega_0$ ,  $qv'_{g,\alpha\beta}$  [109]. Функције преноса описаних трансформација су дате следећим релацијама:

$$\frac{v'_{g,\alpha\beta}(p)}{v_{g,\alpha\beta}(p)} = \frac{pk\omega_0}{p^2 + pk\omega_0 + \omega_0^2} \quad (4.4.1)$$

$$\frac{qv'_{g,\alpha\beta}(p)}{v_{g,\alpha\beta}(p)} = \frac{k\omega_0^2}{p^2 + pk\omega_0 + \omega_0^2} \quad (4.4.2)$$



Слика 4.4.1. Структура фазно-закључане петље на бази двоструког генерализованог интегратора другог степена.

где је  $k$  - фактор пригушења *SOGI* филтра,  $\omega_0$  - основна учестаност мрежног напона. Основна учестаност мрежног напона  $\omega_0$  се добија као повратни сигнал из фазно-закључане петље и може се прослеђивати на два начина:

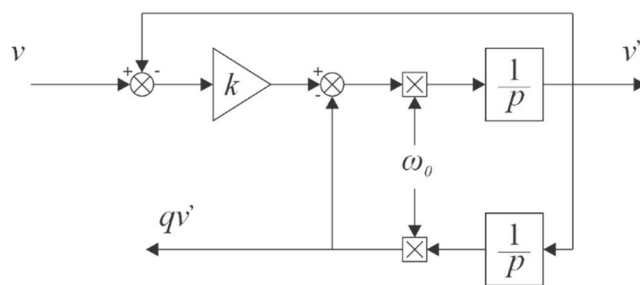
- Директно у *SOGI* филтар, што може изазвати нумеричку нестабилност али нуди брже прилагођење на промену основне мрежне учестаности – метод који је овде приказан и
- Преко филтра пропусника ниских учестаности.

На основу усвојене оријентације фаза стационарног система приказане на Слици 2.3.2.,  $\alpha\beta$  компоненте напона је могуће реконструисати на следећи начин:

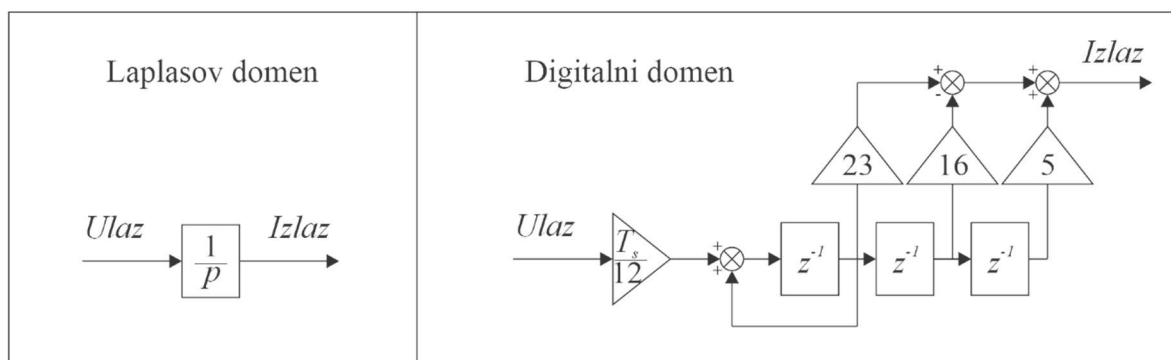
$$v_{g,\alpha+} = \frac{1}{2}(v'_{g,\alpha} - qv'_{g,\beta}) \quad (4.4.3)$$

$$v_{g,\beta+} = \frac{1}{2}(v'_{g,\beta} + qv'_{g,\alpha}) \quad (4.4.4)$$

Структура *SOGI* филтра је приказана на Слици 4.4.2. Представља једноставну структуру за имплементацију у комплексном домену, с тим што постоји велики број научне литературе која обрађује проблематику адекватне имплементације у дигиталном домену. Метод нумеричке интеграције са задовољавајућим односом тачности и комплексности који налази примену у дигиталној имплементацији *SOGI* филтра је Адамс-Бошфортов метод трећег степена [111], [112]. На Слици 4.4.3. је приказан само детаљ дигиталне имплементације филтра. Са  $T_s$  је означена периода дискретизације, док је са  $z^{-1}$  означено кашњење од једне периоде дискретизације.



Слика 4.4.2. Структура SOGI филтера.



Слика 4.4.3. Детаљ дигиталне имплементације интегратора у SOGI филтру.

Приликом формирања модела малих сигнала, потребно је узети у обзир и динамику SOGI филтра која је описана релацијама (4.4.1) и (4.4.2) у стационарном референтном систему, а коју је потребно трансформисати у синхроно ротирајући референтни систем за који је већ формиран модел малих сигнала SRF-PLL-а. Трансформација функције преноса између координатних система одговара померању фреквенције за разлику учестаности између координатних система [113], [114], [115]. Односно:

$$\frac{v_{g,dq+}(p)}{v_{g,dq}(p)} = \frac{v_{g,\alpha\beta+}(p + j\hat{\omega})}{v_{g,\alpha\beta}(p + j\hat{\omega})} \quad (4.4.5)$$

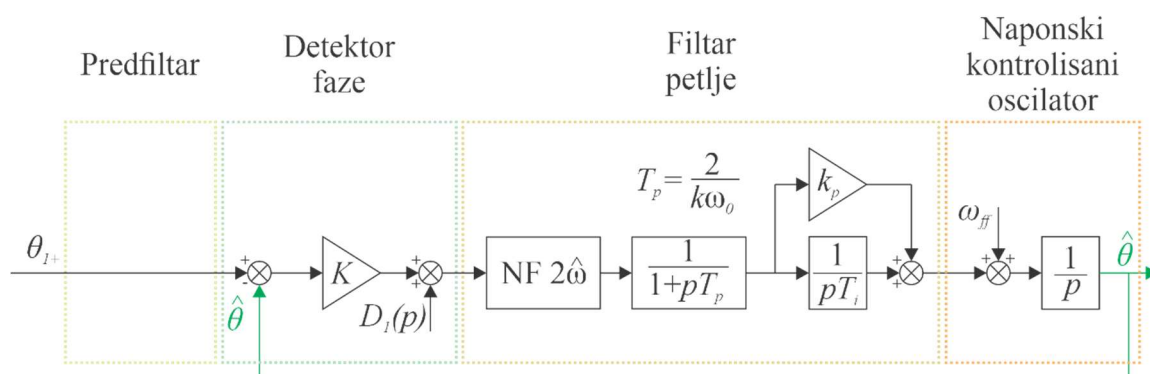
где је  $\hat{\omega}$  процењена учестаност мрежног напона – а уједно и разлика између учестаности стационарног система и учестаности система фазно-закључане петље. На основу претходних релација, може се извести функција преноса SOGI филтра у синхроно ротирајућем референтном систему у облику:

$$\frac{v_{g,dq+}(p)}{v_{g,dq}(p)} = \frac{k\omega_0/2}{p + k\omega_0/2} \frac{(p + j2\hat{\omega})(p + k\omega_0/2)}{p^2 + p2(k\omega_0/2 + j\hat{\omega}) + jk\omega_0\hat{\omega}} \quad (4.4.6)$$

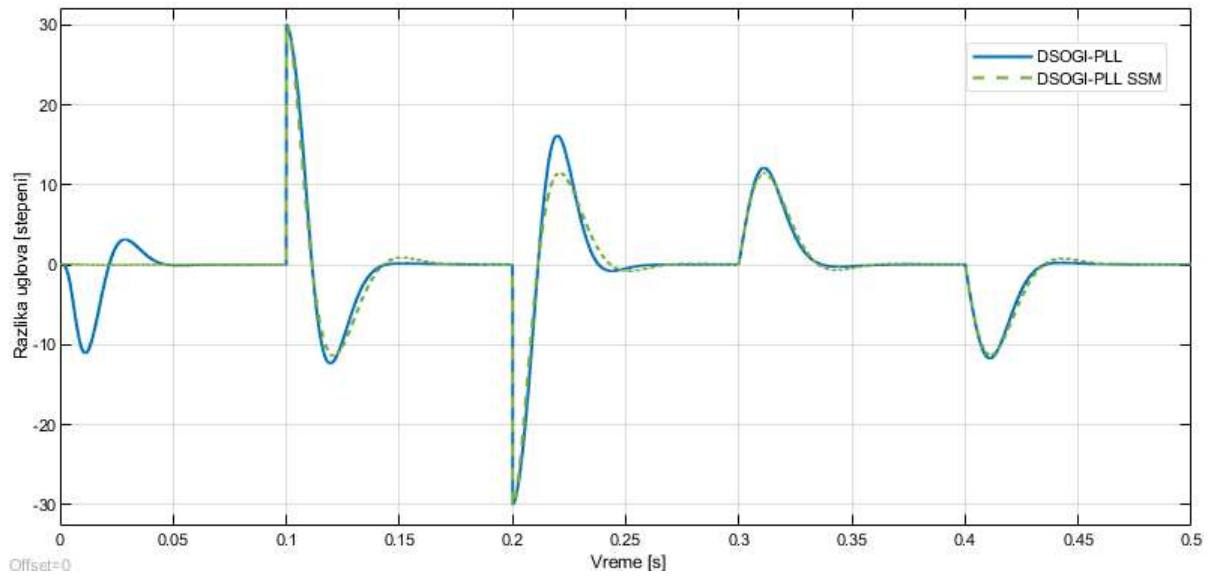


што представља редну везу филтра пропусника ниских учестаности временске константе  $T_p = 2/k\omega_0$  и филтра непропусника учестаности  $2\hat{\omega}$ . Предложени модел малих сигнала *DSOGI-PLL*-а је представљен на Слици 4.4.4., са динамиком *SOGI* филтра у филтру петље уместо у предфилтру [109]. Приликом прорачуна слободних параметара фазно-закључане петље биће занемарена динамика филтра непропусника учестаности  $2\hat{\omega}$ , уз поштовање ограничења да је пресечна учестаност појачања управљачке структуре мања од једне четвртине  $2\hat{\omega}$  [116]. Упореди приказ одзива структуре фазно-закључане петље на бази двоструког генерализованог интегратора другог степена и предложеног модела малих сигнала са занемареним филтром непропусником учестаности  $2\hat{\omega}$  је дат на Слици 4.4.5.

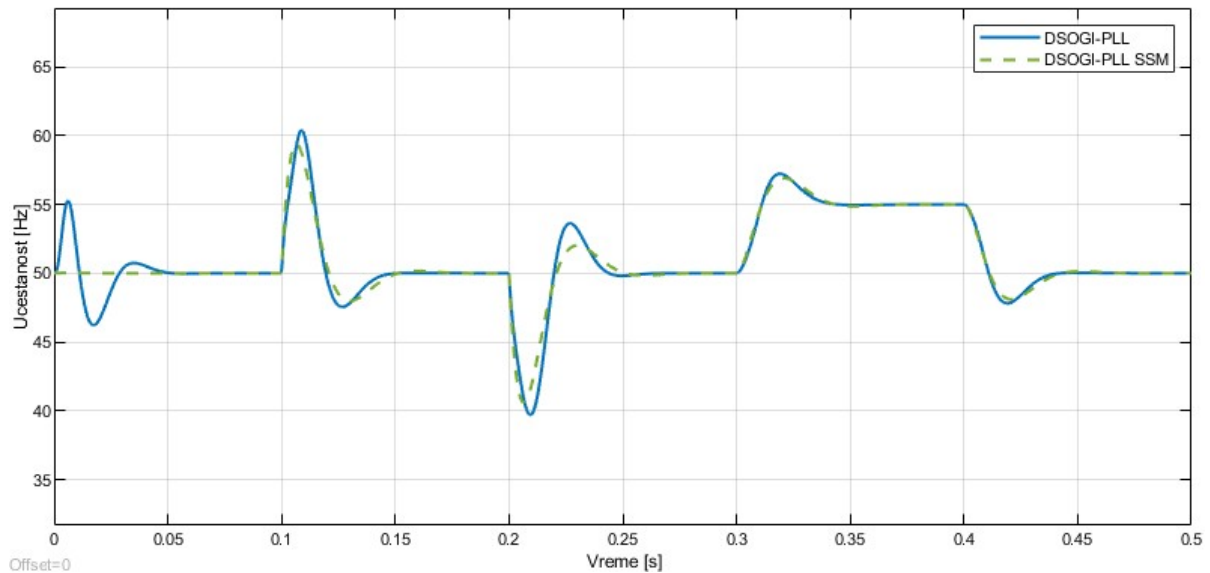
У првих 50 ms од покретања симулационог експеримента постоји значајно одступање у понашању *DSOGI-PLL* алгоритма у односу на предложени модел малих сигнала. Ово одступање се може приписати иницијализацији *SOGI* филтра.



Слика 4.4.4. Модел малих сигнала фазно-закључане петље са двоструким генерализованим интегратором другог степена.



a)



б)

Слика 4.4.5. Поређење одзива *DSOGI-PLL* алгоритма са одзивом предложеног модела малих сигнала: а) углови; б) учестаности.

Може се уочити да занемарење филтра непропусника учестаности  $2\hat{\omega}$  има утицаја на динамички одзив модела. Без потпуног модела са комплексним коефицијентима не може се направити разлика између позитивног и негативног фазног скока, те је и процењени одзив система идентичан у оба случаја, а што не одговара имплементираном алгоритму. Промена основне учестаности се веродостојно приказује у моделу малих сигнала, иако

модел малих сигнала важи само за одређену мрежну учестаности (на основу које се и рачуна временска константа  $T_p = 2/k\omega_0$ ). Уз претпоставку да уочена одступања модела малих сигнала од имплементираног алгоритма не утичу значајно на резерву фазе и резерву појачања [109], предложени модел ће бити искоришћен за аналитички прорачун свих слободних параметара фазно-закључане петље.

На основу предложеног модела малих сигнала са Сlike 4.4.4., а уз занемарење филтра непропусника учестаности може се написати следећа функција отвореног преноса фазно-закључане петље:

$$G_{ol}(p) = \frac{\hat{\theta}(p)}{\theta_{1+}(p)} = \frac{1}{1 + pT_p} \frac{1}{p} \left( k_p + \frac{1}{pT_i} \right) K \quad (4.4.7)$$

Математичком манипулацијом се претходна функција отвореног преноса може превести на следећи облик:

$$G_{ol}(p) = \frac{\hat{\theta}(p)}{\theta_{1+}(p)} = \frac{\frac{K}{T_i} (1 + pk_p T_i)}{p^2 (1 + pT_p)} \quad (4.4.8)$$

Уколико облик функције отвореног преноса упоредимо са карактеристичним обликом функције отвореног преноса система погодног за примену методе симетричног оптимума према Кеслеровој методи [117], [118]

$$G_{ol}(p) = \frac{k_0 (1 + pT_r)}{p^2 (1 + pT_\Sigma)} \quad (4.4.9)$$

може се закључити да постоји еквивалентност. Карактеристичан облик функције спрегнутог преноса система погодног за примену методе симетричног оптимума за подешавање слободних параметара је:

$$G_{cl}(p) = \frac{pb_1 + b_0}{p^3 a_3 + p^2 a_2 + pa_1 + a_0} \quad (4.4.10)$$

А слободни параметри се одређују на основу једначина:

$$a_1^2 = 2a_0 a_2 \quad (4.4.11)$$

$$a_2^2 = 2a_1 a_3 \quad (4.4.12)$$

Избор слободних параметара на овај начин, а за овај облик функције спрегнутог преноса, се сматра неоптималним зато што не дозвољава избор параметара из одређеног спектра дозвољених, већ постоји само једно решење [119] које резултује системом аутоматског управљања са прескоком око 43%, временом смиривања око  $16.3T_{\Sigma}$  и резервом фазе око 36 степени [120]. Модификација методе симетричних компоненти која омогућава максималну резерву фазе при изабраној пресечној учестаности користи следећи облик функције отвореног преноса:

$$G_{ol}(p) = \frac{k_1(\omega_z + p)}{p^2(\omega_p + p)} \quad (4.4.13)$$

Који је суштински идентичан облику представљеном у (4.4.9), а са  $\omega_z$  и  $\omega_p$  је означена локација нуле и пола система отвореног преноса, респективно. Уколико је идеја избора слободних параметара да се оствари максимална резерва фазе, пресечна учестаност појачања система треба да буде на геометријској средини између нуле и пола. На основу теорије аутоматског управљања резерва фазе се може одредити на основу израза:

$$PM = \arctan\left(\frac{\omega_c}{\omega_z}\right) - \arctan\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right) \quad (4.4.14)$$

Максимум резерве фазе при одређеној просечној учестаности се може наћи парцијалним диференцирањем израза за резерву фазе по пресечној учестаности, односно  $\partial PM / \partial \omega_c = 0$  одакле се може одредити вредност пресечне учестаности при којој се има максимална резерва фазе, а што одговара геометријској средини између нуле и пола функције отвореног преноса:

$$\omega_c = \sqrt{\omega_z \omega_p} \quad (4.4.15)$$

Уколико се однос учестаности пола и нуле система отвореног преноса дефинише коефицијентом  $g^2$ , прорачун локације нуле и пола се може поједноставити до облика:

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{g} \quad (4.4.16)$$

$$\omega_p = g\omega_c \quad (4.4.17)$$

Имплементацијом претходна два израза у (4.4.13) и уз уважавање (4.4.15) које резултује једначином  $\omega_c = k_1/\omega_p$ , може се формирати функција отвореног преноса:

$$G_{ol}(p) = \frac{g\omega_c^2 p + \omega_c^3}{p^2(p + g\omega_c)} \quad (4.4.18)$$

На основу функције отвореног преноса се може формирати функција спрегнутог преноса на начин:

$$G_{cl}(p) = \frac{1}{1 + G_{ol}(p)} = \frac{p^2(p + g\omega_c)}{(p + \omega_c)(p^2 + (g-1)\omega_c p + \omega_c^2)} \quad (4.4.19)$$

Уз претпоставку  $g = 2\zeta + 1$ , претходни израз се може написати у форми:

$$G_{cl}(p) = \frac{1}{1 + G_{ol}(p)} = \frac{p^2(p + (2\zeta + 1)\omega_c)}{(p + \omega_c)(p^2 + 2\zeta\omega_c p + \omega_c^2)} \quad (4.4.20)$$

односно, именилац функције преноса се може превести на форму редне везе пола на пресечној учестаности и каноничког облика функције преноса другог реда.

Поступак избора слободних чланова система аутоматског управљања се своди на избор пресечне учестаности  $\omega_c$  - која не треба бити већа од једне четвртине двоструке мрежне учестаности због занемарене динамике филтра непропусника учестаности  $2\hat{\omega}$  и избор коефицијента  $g = 2\zeta + 1$  путем жељеног фактора пригушења система [109]. На основу ових параметара, слободни параметри система аутоматског управљања се бирају на следећи начин:

$$k_p = \omega_c / K \quad (4.4.21)$$

$$T_i = gK / \omega_c^2 \quad (4.4.22)$$

$$k = 2g\omega_c / \hat{\omega} \quad (T_p = 2/k\omega_0) \quad (4.4.23)$$

Утицај пресечне учестаности и коефицијента  $g$  на резерву фазе *DSOGI-PLL*-а је приказан на Слици 4.4.6. Уочљиво је да се резерва фазе подешава путем коефицијента  $g$  (већа вредност коефицијента одговара већој резерви фазе), док пресечна учестаност појачања нема утицаја на резерву фазе.

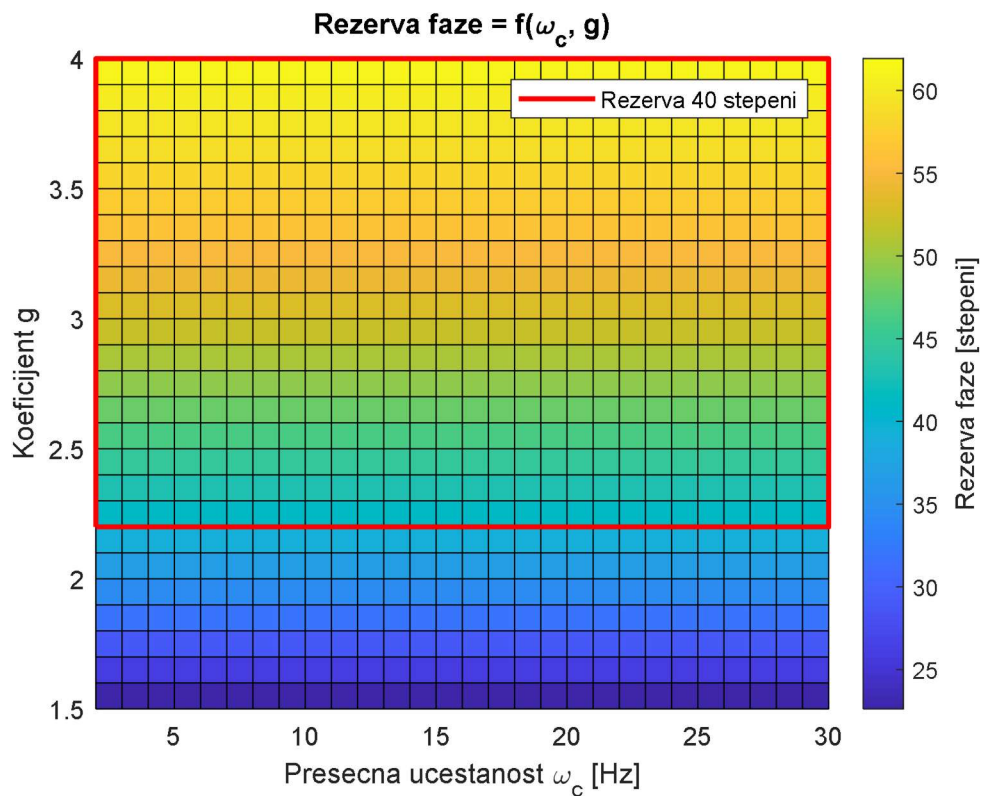
Утицај пресечне учестаности и коефицијента  $g$  на време смиривања *DSOGI-PLL*-а је приказан на Слици 4.4.7. Очекивано је да за веће пресечне учестаности постоји краће време смиривања, док је, такође очекивано, најкраће време смиривања може очекивати за коефицијент  $g$  око 2.4 [109].

Зависност прескока система аутоматског управљања од природне учестаности и коефицијента  $g$  код *DSOGI-PLL*-а је приказана на Слици 4.4.8. Као и у случају резерве фазе, утицај на параметар од интереса има само коефицијент  $g$ , али је зависност инверзна.

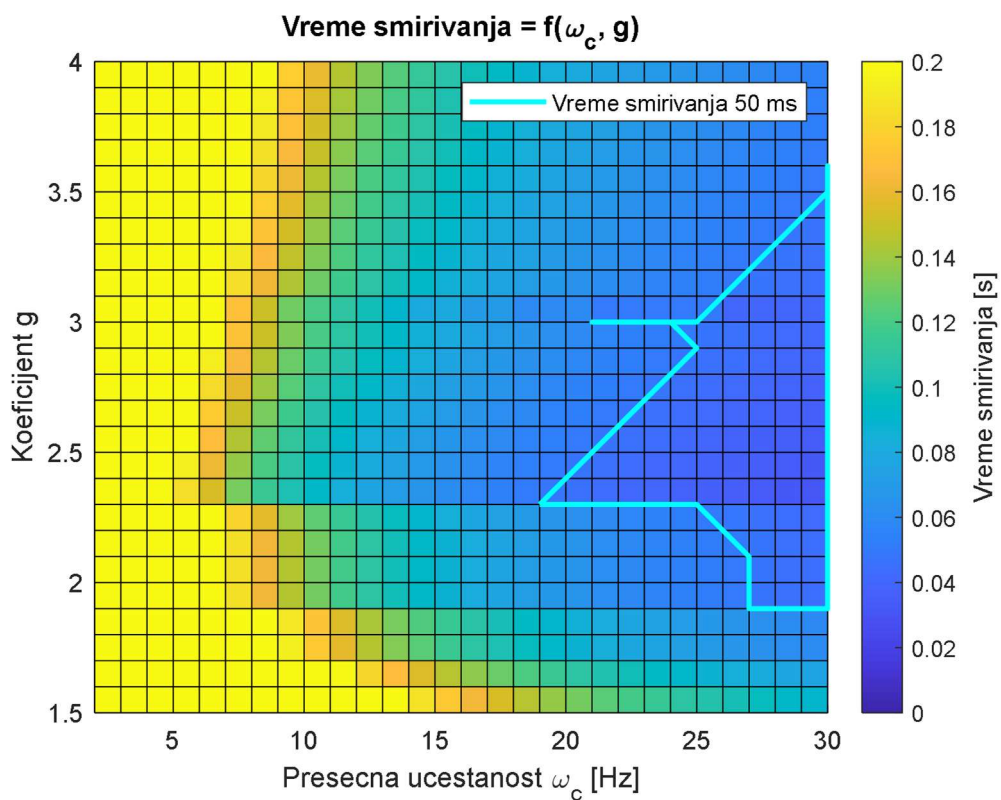
Време реаговања у функцији природне учестаности и коефицијента  $g$  код *DSOGI-PLL*-а је приказано на Слици 4.4.9. Коефицијент  $g$  има мало утицаја на време реаговања, које доминантно зависи од пресечне учестаности.

Упореди приказ свих дискутованих критеријума дат на Слици 4.4.10. како би се уочио прихватљив опсег параметара за задате перформансе система. Такође је приказана и тачка која одговара изабраним параметрима, а која одговара пресечној учестаности од 22 Hz и резерви фазе нешто мањој од 45 степени.

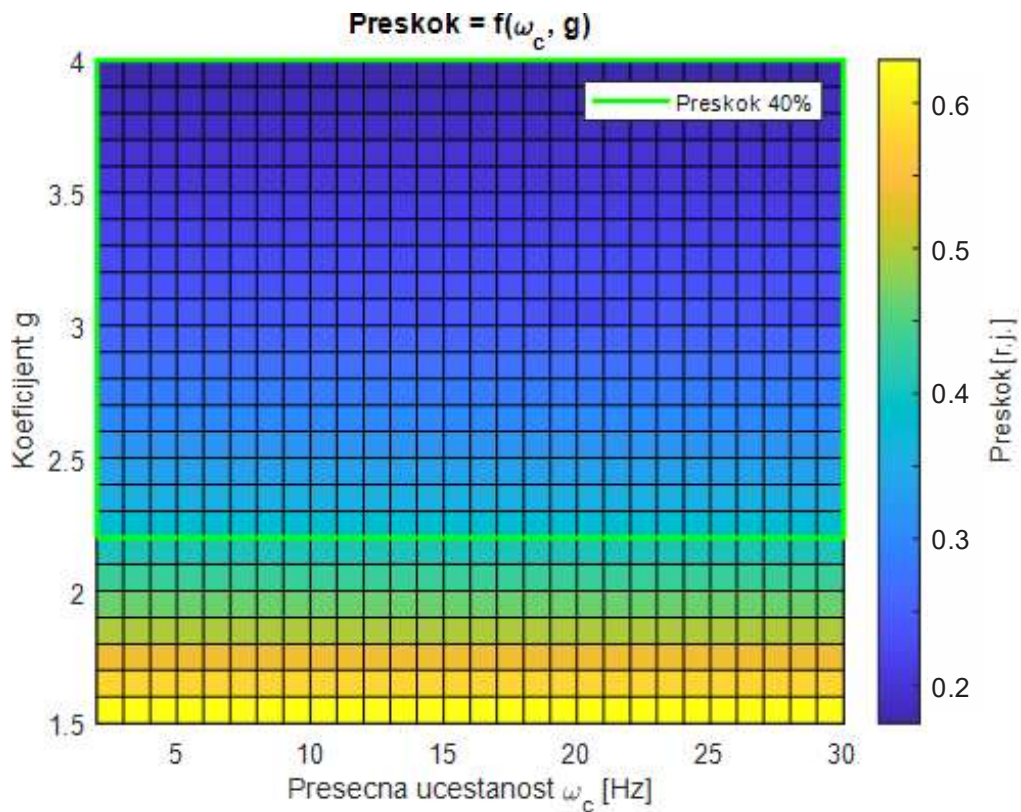
Карактеристично за *DSOGI-PLL* је већи прескок и мања површина адекватног времена смиривања у односу на *SRF-PLL*, а што је последица еквивалентног филтра првог степена у контролној структури.



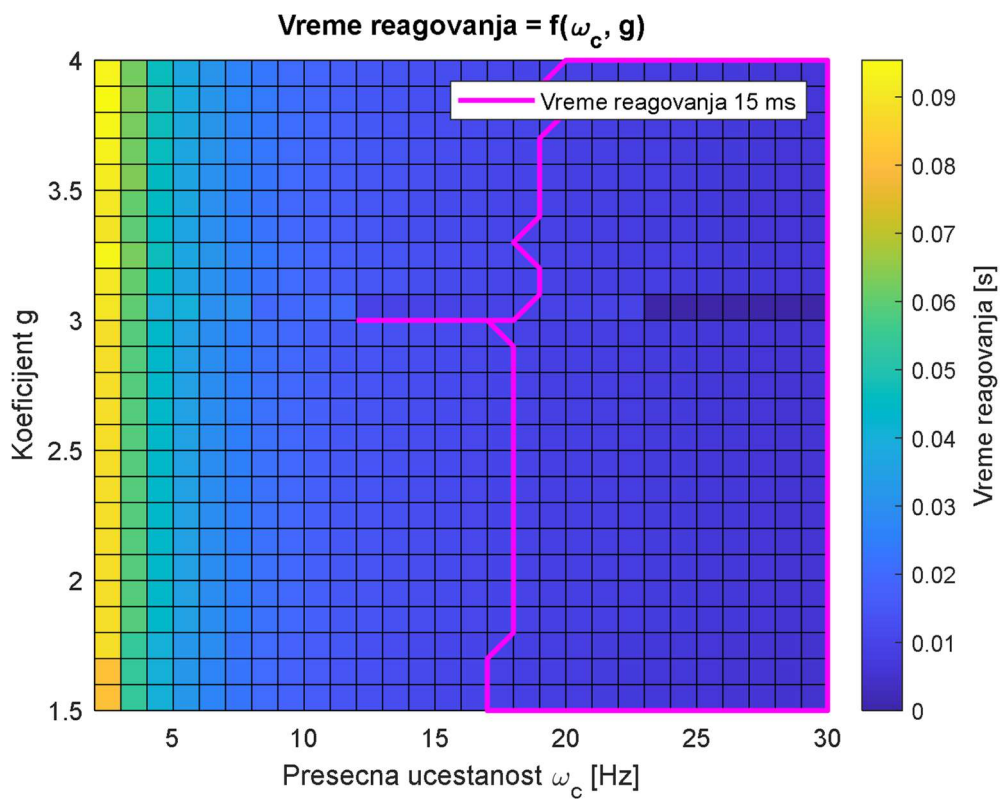
Слика 4.4.6. Зависност резерве фазе од природне учестаности и коефицијента  $g$  код *DSOGI-PLL*-а.



Слика 4.4.7. Зависност времена смиривања од природне учестаности и коефицијента  $g$  код *DSOGI-PLL*-а.

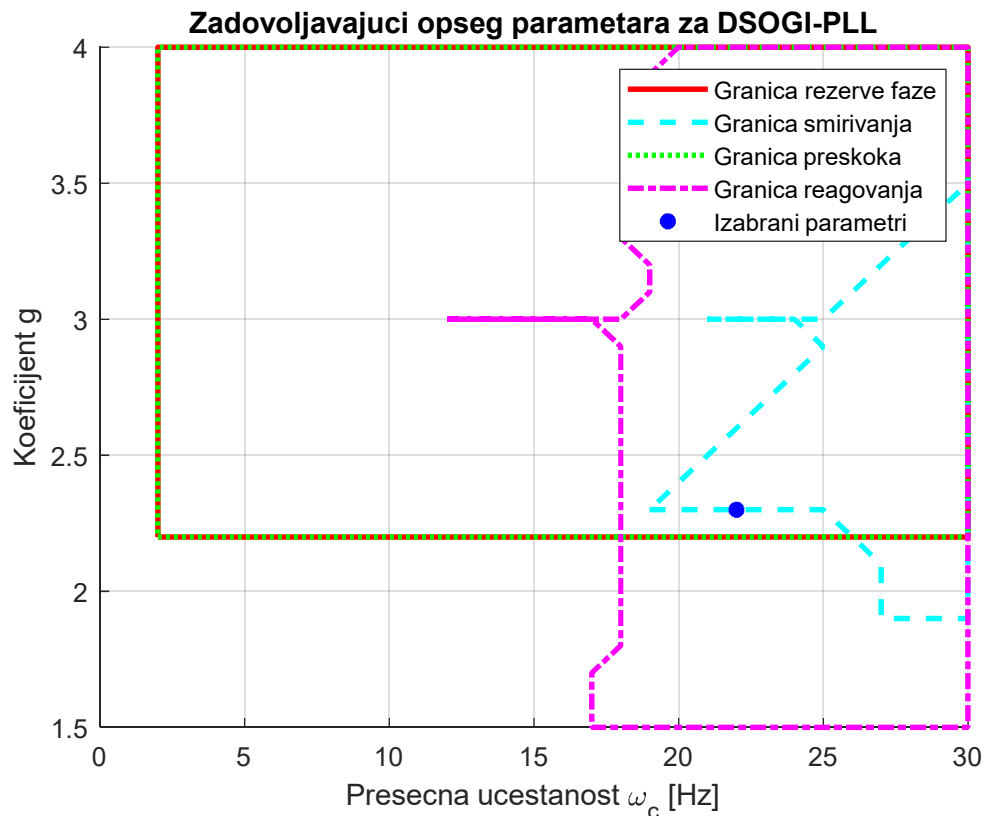


Слика 4.4.8. Зависност прескока од природне учестаности и коефицијента  $g$  код *DSOGI-PLL*-а.



Слика 4.4.9. Зависност времена реаговања од природне учестаности и коефицијента  $g$  код *DSOGI-PLL*-а.





Слика 4.4.10. Упореди приказ свих дискутованих параметара код *DSOGI-PLL*-а.

На основу одабраних слободних параметара је конструисан Бодев дијаграм отвореног преноса приказан на Слици 4.4.11. Бодев дијаграм потврђује теоријска очекивања пресечне фреквенције од 22 Hz и резерве фазе нешто мање од 45 степени. Бодев дијаграм система спрегнутог преноса је приказан на Слици 4.4.12. Након пресечне учестаности сви присутни сигнали се слабе са  $40 [dB/dec]$ , што у односу на  $20 [dB/dec]$  присутног слабљења код *SRF-PLL*-а значи да је *DSOGI-PLL* бољи избор у случају потребе потискивања утицаја виших хармоника на естимацију угла мрежног напона.

Способност праћења угла мрежног напона се може доказати уз помоћ Лапласове теорије коначне вредности релације спрегнутог преноса система, који се може написати на основу модела малих сигнала система приказаног на Слици 4.4.4. Коначна вредност грешке у праћењу фазног угла се може одредити из следеће релације:

$$\text{stacionarna greska ugla} = \lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) \quad (4.4.24)$$

На основу модела малих сигнала и уз занемарење филтра непропусника учестаности  $2\hat{\omega}$ , грешка у праћењу угла у стационарном стању се може изразити преко угла основног позитивног вектора мрежног напона на следећи начин:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^3 T_i T_p + p^2 T_i}{p^3 T_i T_p + p^2 T_i + p K k_p T_i + K} \theta_{1+}(p) \right) \quad (4.4.25)$$

Угао основне позитивне компоненте мрежног напона се мења униформно и може се изразити преко кружне учестаности основне компоненте мрежног напона као  $\theta_{1+}(p) = \frac{1}{p} \frac{\Omega_{1+}}{p}$ , где је  $\Omega_{1+}$  мрежна учестаност. Сменом израза за угао у (4.4.25) добија се:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^3 T_i T_p + p^2 T_i}{p^3 T_i T_p + p^2 T_i + p K k_p T_i + K} \frac{1}{p} \frac{\Omega_{1+}}{p} \right) = 0 \quad (4.4.26)$$

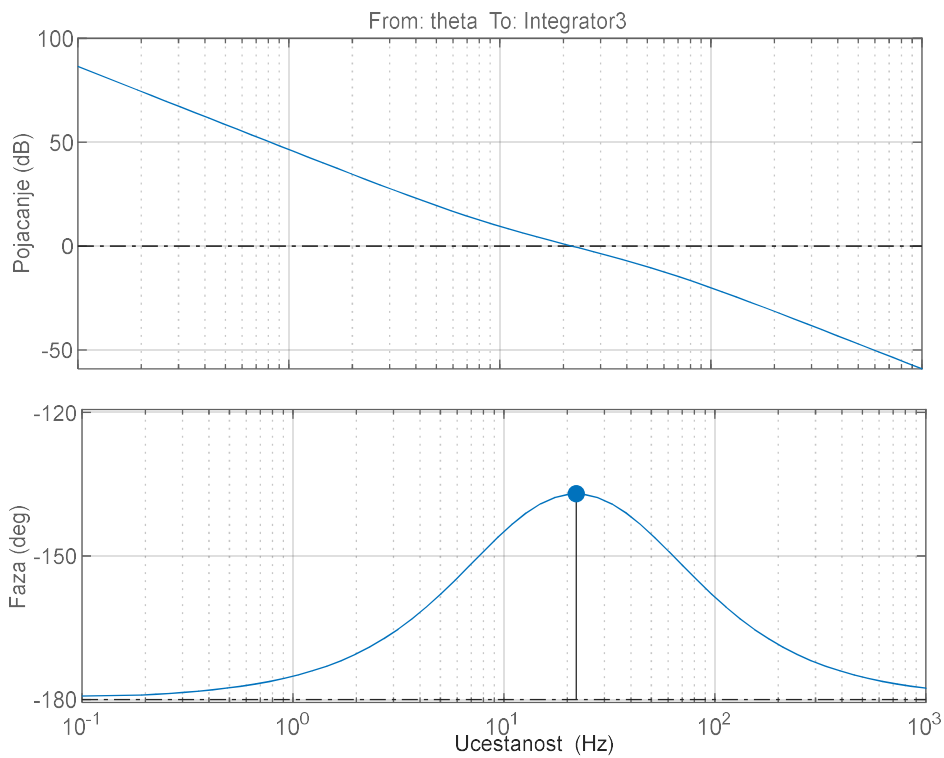
односно, структура фазно-закључане петље има способност праћења угла вектора мрежног напона без грешке у стационарном стању у случају константе учестаности.

Уколико се мрежна учестаност мења по рампи, способност праћења угла мрежног напона се може изразити на следећи начин:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^3 T_i T_p + p^2 T_i}{p^3 T_i T_p + p^2 T_i + p K k_p T_i + K} \frac{1}{p} \frac{\Delta \Omega_{1+}}{p^2} \right) = \frac{T_i}{K} \Delta \Omega_{1+} \quad (4.4.27)$$

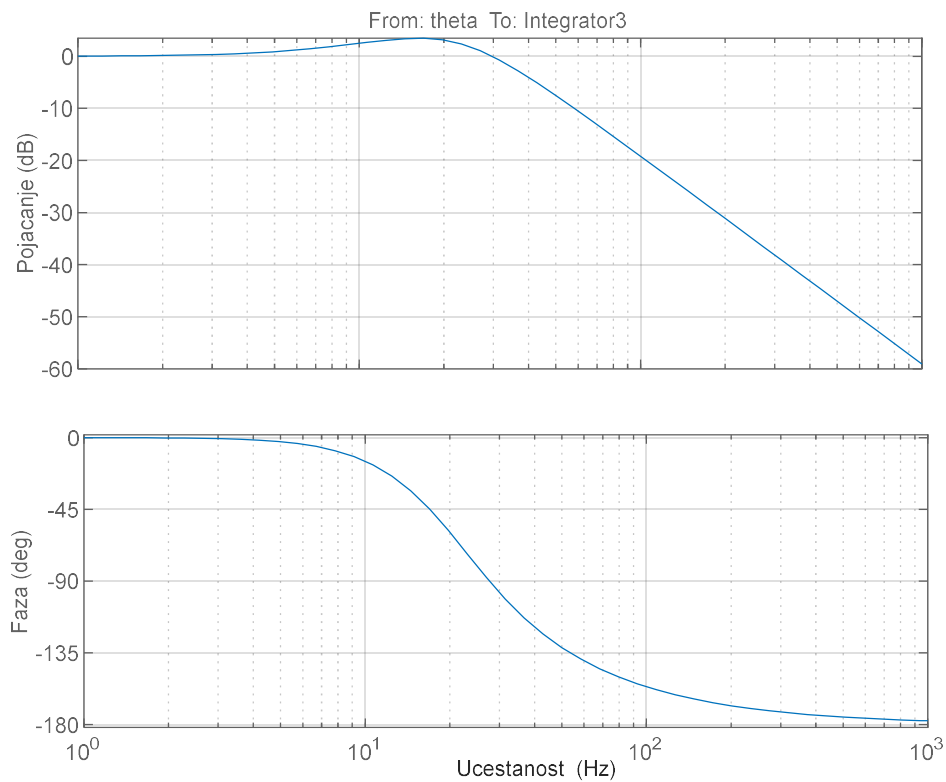
Односно, уколико се мрежна учестаност мења по рампи  $\Delta \Omega_{1+}$ , постојаће статичка грешка у праћењу угла мрежног напона која је пропорционална брзини промене учестаности  $\Delta \Omega_{1+}$  и времену интеграције  $T_i$ . Додатак *SOGI* филтра је утицао на повећање прескока система и продужење времена смиривања, али није утицао на способност фазно-закључане петље да при константној мрежној учестаности фазни угао прати без статичке грешке, а при промени мрежне учестаности по рампи да прати фазни угао са константном грешком.

### Bode dijagram sistema otvorenog prenosa DSOGI-PLL



Слика 4.4.11. Бодев дијаграм функције отвореног преноса *DSOGI-PLL*-а.

### Bode dijagram sistema spregnutog prenosa DSOGI-PLL



Слика 4.4.12. Бодев дијаграм функције спрегнутог преноса *DSOGI-PLL*-а.

#### 4.5. Фазно-закључана петља на бази филтра помичног просека (MAF-PLL)

##### Equation Section (Next)

Скуп једначина математичког описа мрежног напона (4.1.14) - (4.1.15) се може реформулисати тако да истиче поред основне позитивне и негативне компоненте напона, целобројне умношке хармоника. Уколико се реформулација уради уз претпоставку да су виши хармоници симетрични, може им се придодати секвенца дефинисана Табелом 2.1.2. Уз ове претпоставке, математички опис мрежног напона у синхронном референтном систему узима следећи облик:

$$v_{g,d}(t) = V_{m,1+} \cos(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + V_{m,1-} \cos(\theta_{1-} - \hat{\theta}) + \sum_{h=7,13\dots} V_{m,h+} \cos(\theta_{h+} - \hat{\theta}) + \sum_{h=5,11\dots} V_{m,h-} \cos(\theta_{h-} - \hat{\theta}) \quad (4.5.1)$$

$$v_{g,q}(t) = V_{m,1+} \sin(\theta_{1+} - \hat{\theta}) + V_{m,1-} \sin(\theta_{1-} - \hat{\theta}) + \sum_{h=7,13\dots} V_{m,h+} \sin(\theta_{h+} - \hat{\theta}) + \sum_{h=5,11\dots} V_{m,h-} \sin(\theta_{h-} - \hat{\theta}) \quad (4.5.2)$$

Ради подсећања  $\theta_{h+} = h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{1+}$  и  $\theta_{h-} = -h\omega t - hc \frac{\pi}{6} + \varphi_{1-}$ . Зарад побољшања прегледност, усвојиће се  $c = 0 \wedge \varphi_{1+} = 0$ . Након упрошћења, изрази за подужну и попречну компоненту мрежног напона се могу написати у форми:

$$v_{g,d}(t) = V_{m,1+} \cos(\omega t - \hat{\theta}) + V_{m,1-} \cos(-\omega t - \hat{\theta} + \varphi_{1-}) + \sum_{h=7,13\dots} V_{m,h+} \cos(h\omega t - \hat{\theta} + \varphi_{h+}) + \sum_{h=5,11\dots} V_{m,h-} \cos(-h\omega t - \hat{\theta} + \varphi_{h-}) \quad (4.5.3)$$

$$v_{g,q}(t) = V_{m,1+} \sin(\omega t - \hat{\theta}) + V_{m,1-} \sin(-\omega t - \hat{\theta} + \varphi_{1-}) + \sum_{h=7,13\dots} V_{m,h+} \sin(h\omega t - \hat{\theta} + \varphi_{h+}) + \sum_{h=5,11\dots} V_{m,h-} \sin(-h\omega t - \hat{\theta} + \varphi_{h-}) \quad (4.5.4)$$

Разматрањем претходна два израза из перспективе фазно-закључаног стања ( $\omega t = \hat{\theta} \wedge \omega = \hat{\omega}$ ), може се закључити да ће се у подужној и попречној компоненти мрежног напона појавити осцилације на учестаностима  $2\omega, 6\omega, 12\omega\dots$ . Могуће је сузбијање ових осцилација у стационарном референтном систему коришћењем *SOGI* филтра али се поставља питање практичности реализације и имплементације таквог система зато што би тај случај захтевао засебан *SOGI* филтар за сваку очекивану учестаност у систему. Такође, овакав систем увелико компликује проблем разматрања стабилности.

Популарна метода у научној литератури за “идеално“ сузбијање нежељених осцилација на тачно дефинисаним учестаностима је коришћењем филтра помичног просека – *MAF* [94]. Математички запис *MAF*-а у временском домену је дат следећом релацијом:

$$\bar{v}_{g,q}(t) = \frac{1}{T_\omega} \int_{t-T_\omega}^t v_{g,q}(\tau) d\tau \quad (4.5.5)$$

односно узима се просек вредности последњих  $T_\omega$  времена, где је  $T_\omega$  прозор интеграције (прозор *MAF*-а).

Функција преноса *MAF*-а у комплексном домену се може наћи на основу претходног израза и облика је:

$$G_{MAF}(p) = \frac{\bar{v}_{g,q}(p)}{v_{g,q}(p)} = \frac{1 - e^{-pT_\omega}}{pT_\omega} \quad (4.5.6)$$

Из претходне једначине се може закључити да је неопходно протицање времена једнаком  $T_\omega$  прозору интеграције како би *MAF* достигао стационарно стање. Одзив *MAF*-а у фреквенцијском домену се може одредити увођењем смене  $p = j\omega$ , након чега се претходна једначина преводи у облик [121]:

$$G_{MAF}(j\omega) = \left| \frac{\sin(\omega T_\omega/2)}{\omega T_\omega/2} \right| \angle -\omega T_\omega/2 \quad (4.5.7)$$

Разматрањем једначине (4.5.7) долази се до закључка да за свако  $\omega = 2\pi n/T_\omega$ ,  $n \in \overline{1, \infty}$  претходни израз има вредност 0. Односно, сваки целобројни умножак учестаности прозора интеграције  $2\pi/T_\omega$  се идеално сузбија, док се једносмерна компонента пропушта без слабљења. Блок дијаграм *MAF-PLL*-а је приказан на Слици 4.5.1.

Модел малих сигнала *MAF*-а се може извести коришћењем Тејлоровог развоја једначине (4.5.6) са Падеовом апроксимацијом првог реда [94]. Линеаризован облик *MAF*-а је:

$$G_{MAF}(p) \Big|_{e^{-pT_\omega} \approx \frac{1-pT_\omega/2}{1+pT_\omega/2}} = \frac{1}{1+pT_\omega/2} \quad (4.5.8)$$

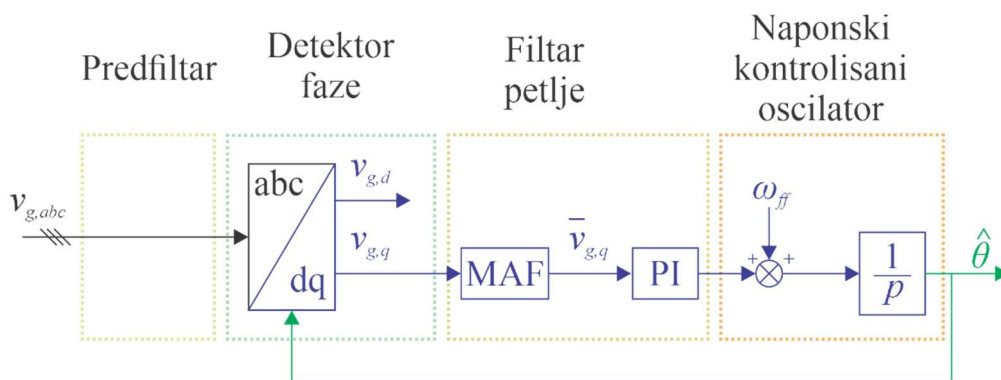
Модел малих сигнала фазно-закључане петље на бази филтра помичног просека је приказан на Слици 4.5.2. Филтар помичног просека се налази унутар филтра петље и

није потребно, као у случају *SOGI* филтера, вршити пребацивање модела малих сигнала у заједнички референтни систем. Поређење одзива *MAF-PLL* алгоритма са одзивом предложеног модела малих сигнала је дато на Слици 4.5.3.

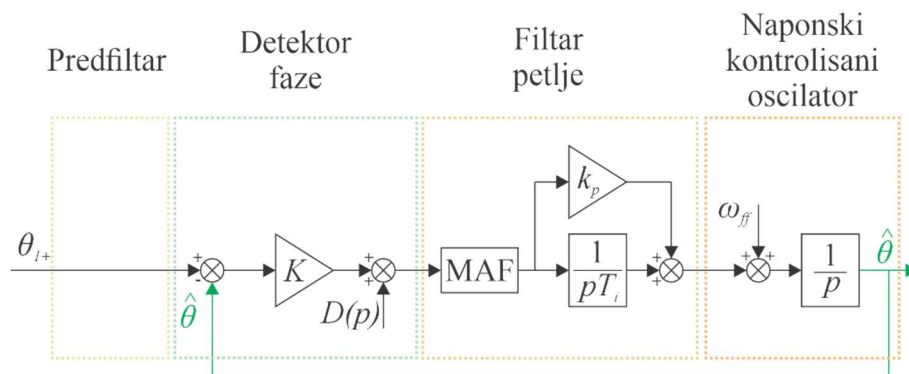
Може се закључити да предложени модел малих сигнала верно одражава динамику *MAF-PLL* алгоритма и може се користити као полазна основа за избор слободних параметара *PI* регулатора.

Коришћењем модела малих сигнала са Слике 4.5.2. може се формирати функција отвореног преноса фазно-закључане петље на бази филтра помичног просека. Функција отвореног преноса *MAF-PLL*-а је дата релацијом:

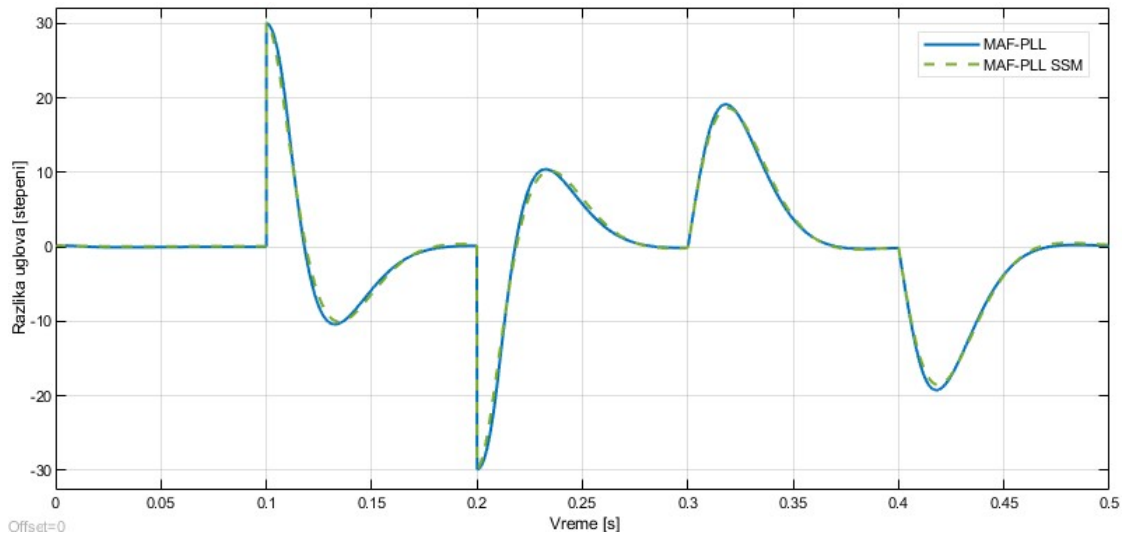
$$G_{ol}(p) = \frac{\hat{\theta}(p)}{\theta_{1+}(p)} = \frac{K}{T_\omega/2} \frac{(1 + pk_p T_i)}{p^2(1 + pT_\omega/2)} \quad (4.5.9)$$



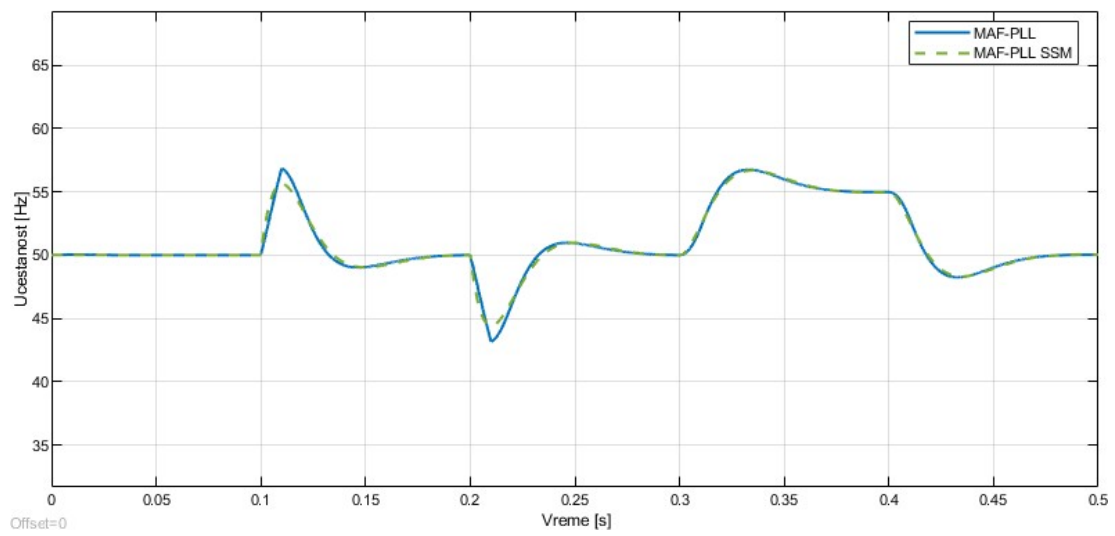
Слика 4.5.1. Структура фазно-закључане петље на бази филтра помичног просека *MAF-PLL*.



Слика 4.5.2. Модел малих сигнала фазно-закључане петље на бази филтра помичног просека.

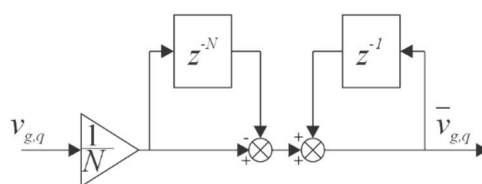


а)



б)

Слика 4.5.3. Поређење одзива *MAF-PLL* алгоритма са одзивом предложеног модела малих сигнала: а) углови; б) учестаности



Слика 4.5.4. Дигитална имплементација филтра помичног просека [94].

Дигитална имплементација *MAF*-а је приказана на Слици 4.5.4. [94]. За разлику од *SOGI* филтра, дигитална имплементација *MAF*-а не захтева посебну пажњу приликом имплементације интегратора.

Упоредивањем функције отвореног преноса *MAF-PLL*-а (4.5.9) и функције отвореног преноса *DSOGI-PLL*-а (4.4.8) закључује се да имају идентичне облике. Због тога, биће примењен идентичан метод за подешавање слободних параметара система аутоматског управљања *MAF-PLL*-а као код *DSOGI-PLL*-а. Треба имати на уму да параметар  $T_\omega$  узима вредност на основу присутних поремећаја у мрежном напону, а параметри *PI* регулатора  $k_p$  и  $T_i$  узимају вредност на основу критеријума максималне фазне резерве при пројектованој пресечној учестаности. Уколико је очекивана несиметрија основне компоненте мрежног напона, потребно је изабрати  $T_\omega$  да сузбије осцилације у синхронном референтном систему које су последица ове несиметрије а налазе се на учестаности  $2\omega$ . У том случају  $T_\omega = 10 [ms]$ . Слободни параметри *PI* регулатора  $k_p$  и  $T_i$  се рачунају на основу релација:

$$k_p = \omega_c / K \quad (4.5.10)$$

$$T_i = gK / \omega_c^2 \quad (4.5.11)$$

где је  $\omega_c$  жељена пресечна учестаност појачања система аутоматског управљања и  $g$  коефицијент са утицајем на фактор релативног пригушења система ( $g = 2\zeta + 1$ ).

Утицај комбинације пресечне учестаности и коефицијента  $g$  на резерву фазе је приказана на Слици 4.5.5. За разлику од *DSOGI-PLL*-а, резерва фазе зависи и од пресечне учестаности. Разлог различитог понашања два система која имају идентичну функцију отвореног преноса, јесте у избору параметра  $T_\omega$ , чији је избор условљен осцилацијама које је потребно сузбити. Време смиривања је приказано на Слици 4.5.6. и може се уочити да би оивичење граница унутар којих је време смиривања мање од 50 милисекунди (као код свих претходних фазно-закључаних петљи) резултовало релативно малом површином, те је због тога критеријум релаксиран на 100 милисекунди. Као и код *DSOGI-PLL*-а, одзив система аутоматског управљања *MAF-PLL*-а је праћен релативно великим прескоком због филтра првог реда са релативно великом временском константом који се налази унутар регулационе контуре. Слика 4.5.7.



приказује вредност прескока при различитим комбинацијама пресечне учестаности и коефицијента  $g$ . Утицај наведених параметара на време реаговања је приказан на Слици 4.5.8. где се опет може уочити спорије реаговање због постојања *MAF*-а. На крају је приказан заједнички график са свим дискутованим критеријумима на Слици 4.5.9., заједно са изабраним параметрима -  $\omega_c = 13 [Hz] \wedge g = 2.5$

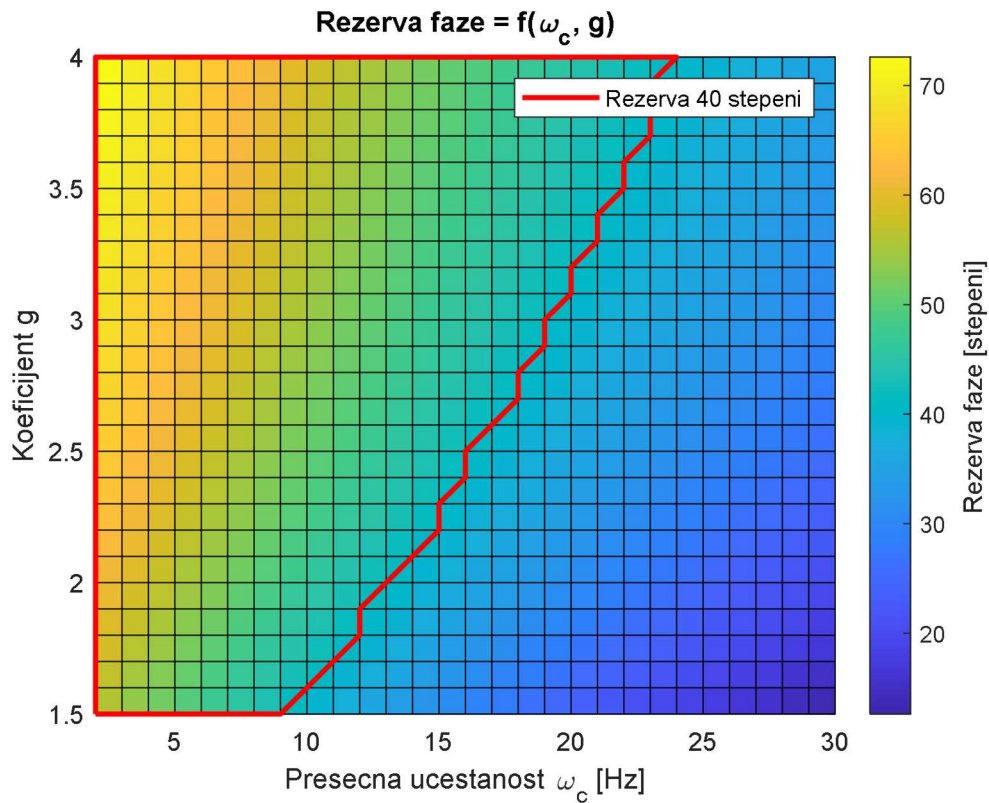
На основу одабраних слободних параметара је конструисан Бодев дијаграм отвореног преноса приказан на Слици 4.5.10. Бодев дијаграм потврђује теоријска очекивања пресечне фреквенције од 13 Hz и резерве фазе нешто мање од 45 степени. Бодев дијаграм система спрегнутог преноса је приказан на Слици 4.4.11. Након пресечне учестаности сви присутни сигнали се слабе са  $40 [dB/dec]$ , што у односу на  $20 [dB/dec]$  присутног слабљења код *SRF-PLL*-а значи да је *MAF-PLL* бољи избор у случају потребе потискивања утицаја виших хармоника на естимацију угла мрежног напона. Такође се уочава да *MAF-PLL* потпуно потискује све хармонике који су умношци учестаности од 100 Hz – за конкретни избор параметра.

Способност праћења угла мрежног напона се може доказати уз помоћ Лапласове теорије коначне вредности релације спрегнутог преноса система, који се може написати на основу модела малих сигнала система приказаног на Слици 4.5.2. Коначна вредност грешке у праћењу фазног угла се може одредити из следеће релације:

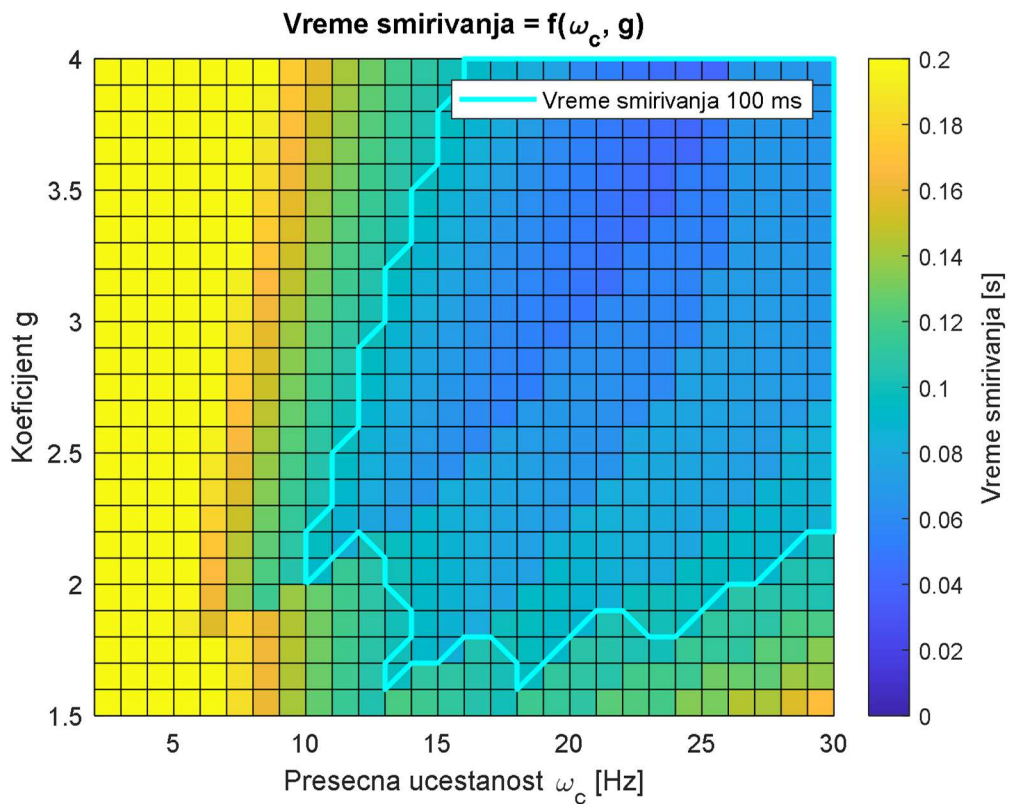
$$\text{stacionarna greska ugla} = \lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) \quad (4.5.12)$$

На основу модела малих сигнала, али коришћењем нелинеаризованог модела *MAF* (4.5.6) грешка у праћењу угла у стационарном стању се може изразити преко угла основног позитивног вектора мрежног напона на следећи начин:

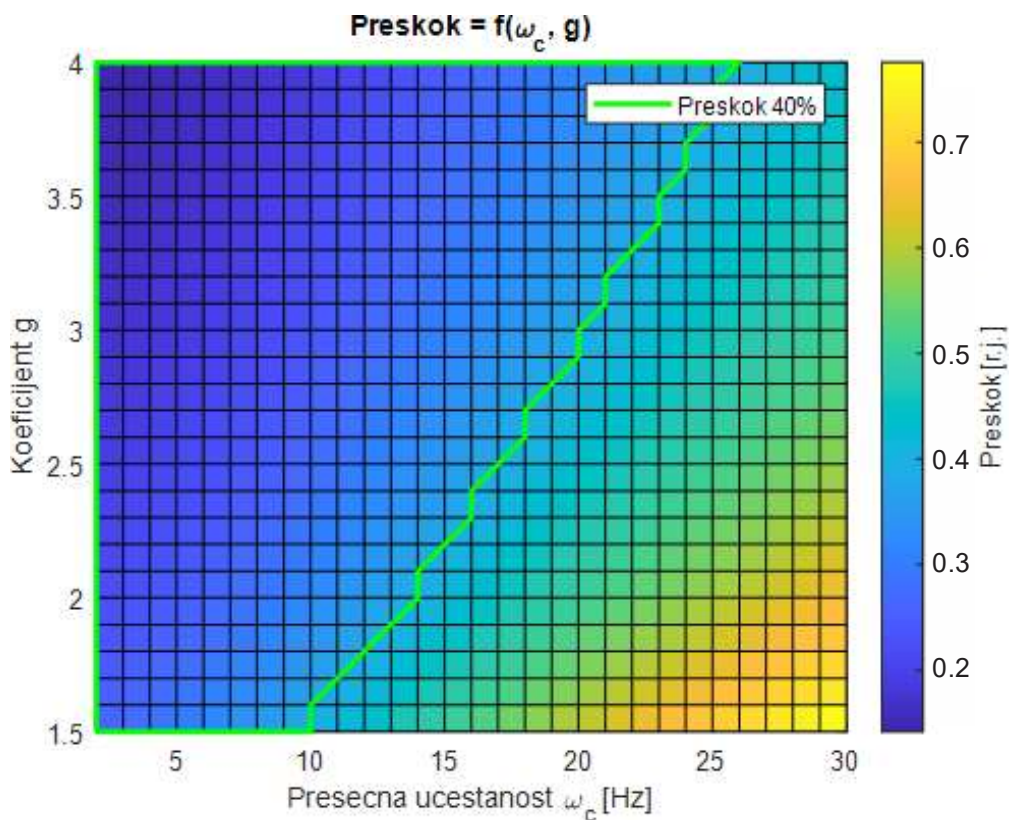
$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^3 T_i T_\omega}{p^3 T_i T_\omega + K(p k_p T_i + 1)(1 - e^{-p T_\omega})} \theta_{1+}(p) \right) \quad (4.5.13)$$



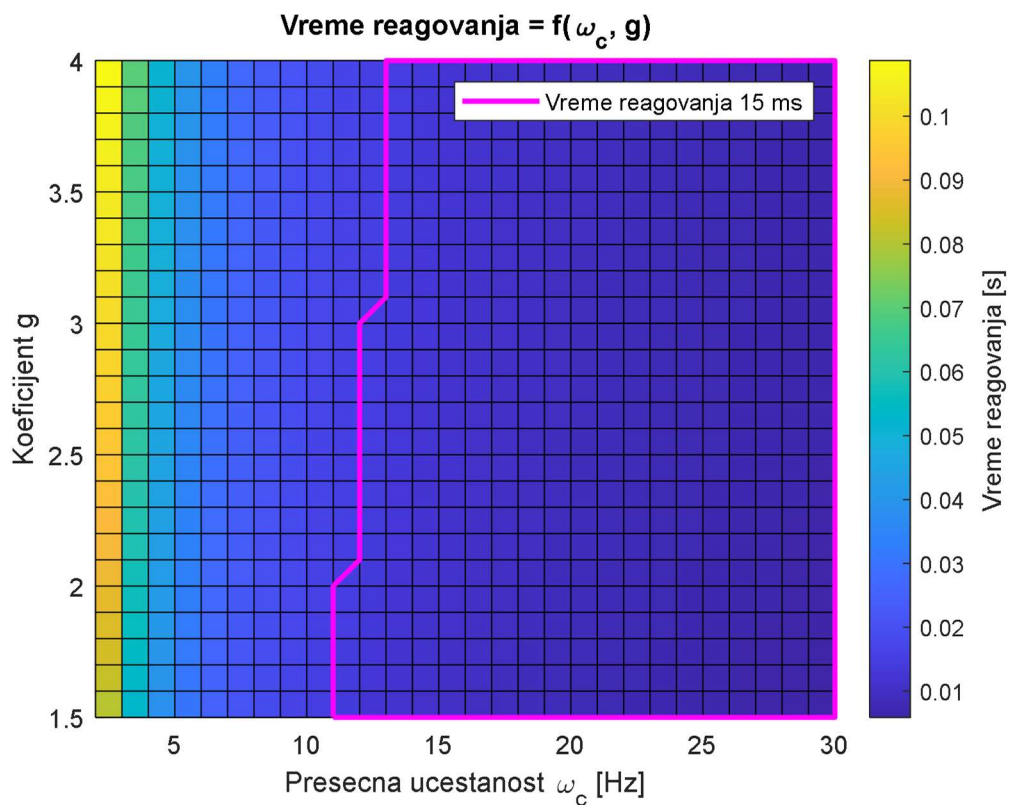
Слика 4.5.5. Зависност резерве фазе од природне учестаности и коефицијента  $g$  код  $MAF-PLL$ -а.



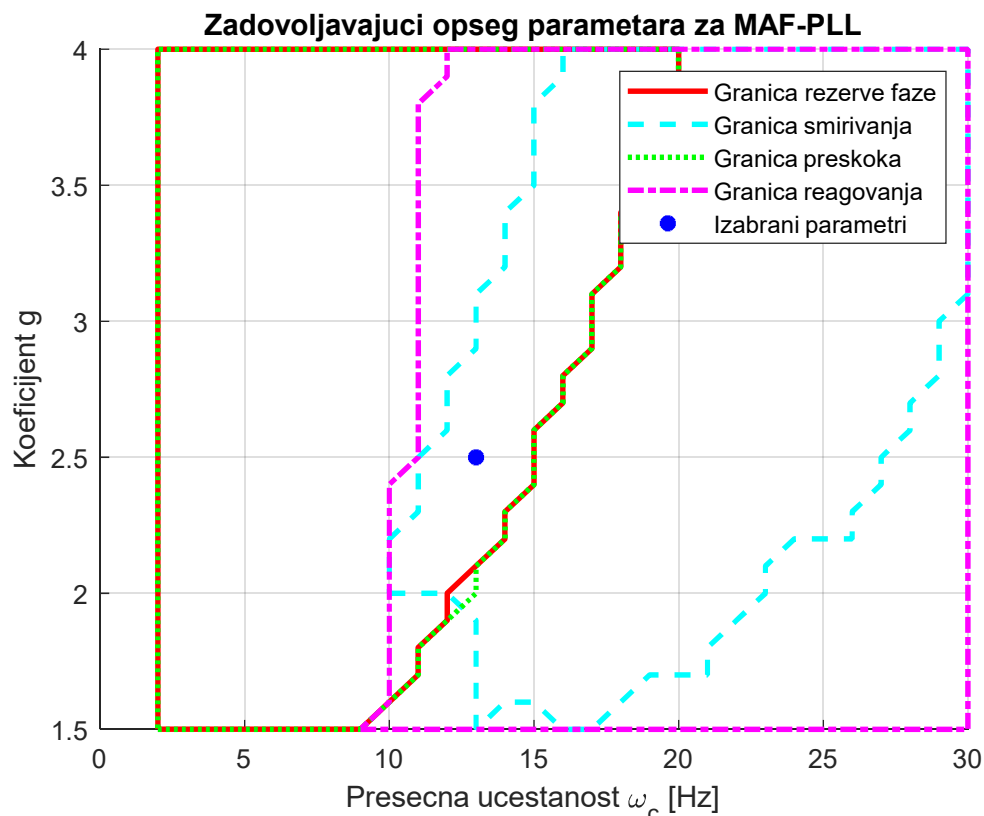
Слика 4.5.6. Зависност времена смиревања од природне учестаности и коефицијента  $g$  код  $MAF-PLL$ -а.



Слика 4.5.7. Зависност прескока од природне учестаности и коефицијента  $g$  код *MAF-PLL*-а.



Слика 4.5.8. Зависност времена реаговања од природне учестаности и коефицијента  $g$  код *MAF-PLL*-а.



Слика 4.5.9. Упореди приказ свих дискутованих параметара код MAF-PLL-а.

Угао основне позитивне компоненте мрежног напона се мења униформно и може се изразити преко кружне учестаности основне компоненте мрежног напона као

$$\theta_{1+}(p) = \frac{1}{p} \frac{\Omega_{1+}}{p}, \text{ где је } \Omega_{1+} \text{ мрежна учестаност. Сменом израза за угао у (4.5.13) добија}$$

се:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^3 T_i T_\omega}{p^3 T_i T_\omega + K(p k_p T_i + 1)(1 - e^{-p T_\omega})} \frac{1}{p} \frac{\Omega_{1+}}{p} \right) = 0 \quad (4.5.14)$$

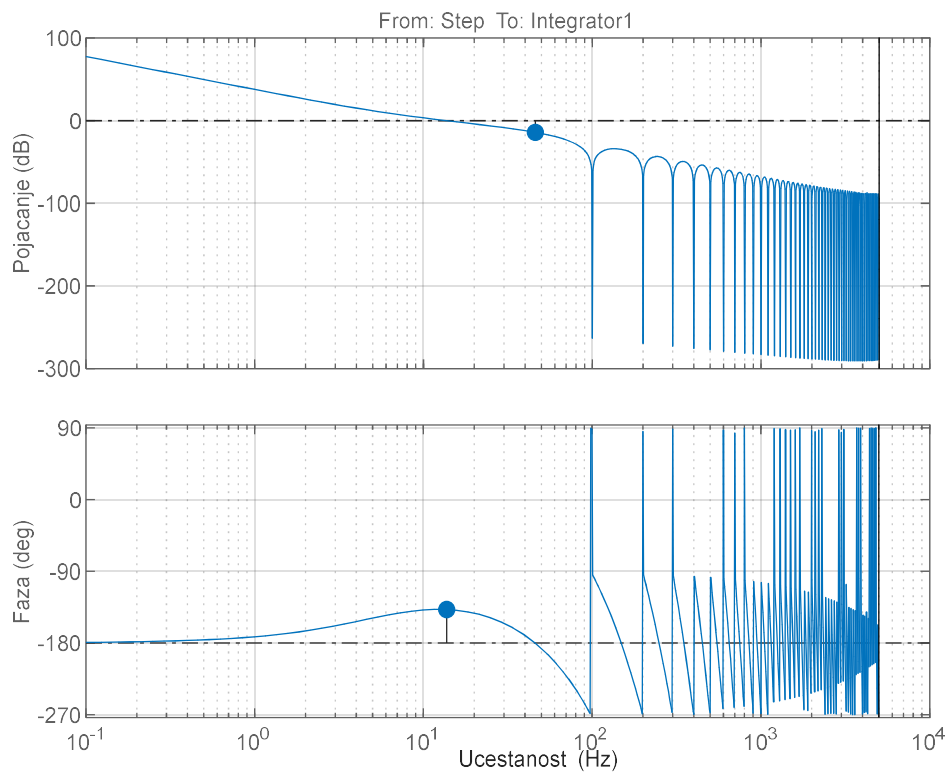
односно, структура фазно-закључане петље има способност праћења угла вектора мрежног напона без грешке у стационарном стању у случају константе учестаности. Коначни израз погодан за тражење коначне вредности је добијен коришћењем Лопиталовог правила.

Уколико се мрежна учестаност мења по рампи, способност праћења угла мрежног напона се може изразити на следећи начин:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^3 T_i T_\omega}{p^3 T_i T_\omega + K(p k_p T_i + 1)(1 - e^{-p T_\omega})} \frac{1}{p} \frac{\Delta \Omega_{1+}}{p^2} \right) = \frac{T_i}{K} \Delta \Omega_{1+} \quad (4.5.15)$$

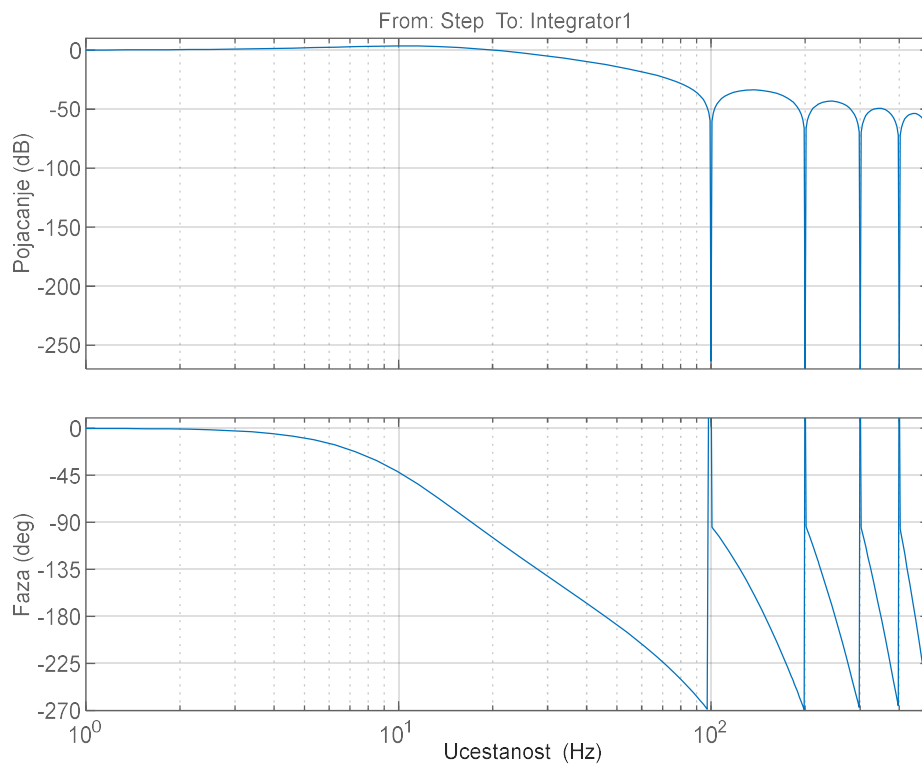
Односно, уколико се мрежна учестаност мења по рампи  $\Delta \Omega_{1+}$ , постојаће статичка грешка у праћењу угла мрежног напона која је пропорционална брзини промене учестаности  $\Delta \Omega_{1+}$  и времену интеграције  $T_i$ . Додатак *MAF*-а је утицао на повећање прескока система и продужење времена смиривања, али није утицао на способност фазно-закључане петље да при константној мрежној учестаности фазни угао прати без статичке грешке, а при промени мрежне учестаности по рампи да прати фазни угао са константном грешком.

### Bode dijagram sistema otvorenog prenosa MAF-PLL



Слика 4.5.10. Бодев дијаграм функције отвореног преноса *MAF-PLL*-а.

## Bode dijagram sistema spregnutog prenosa MAF-PLL

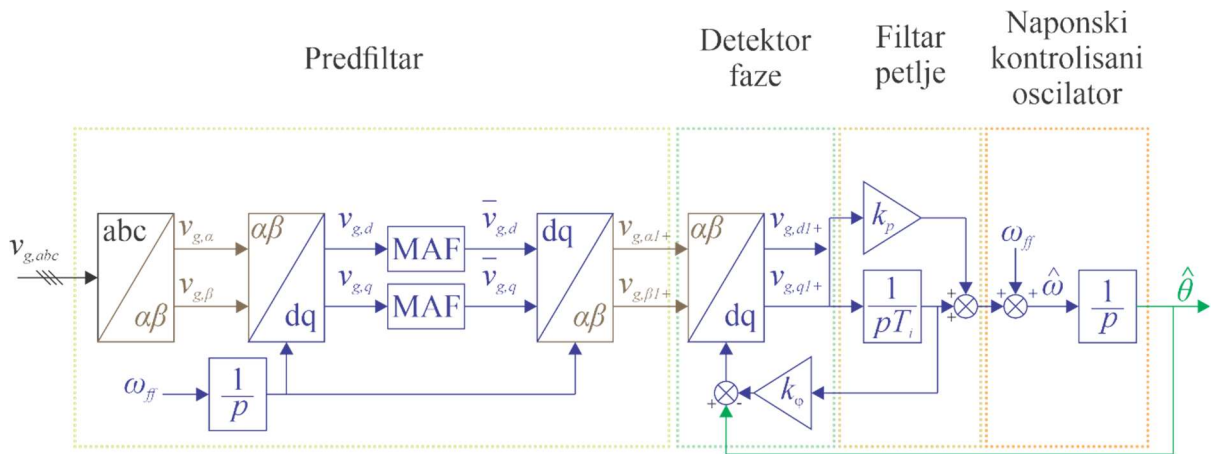


Слика 4.5.11. Бодев дијаграм функције спрегнутог преноса *MAF-PLL*-а.

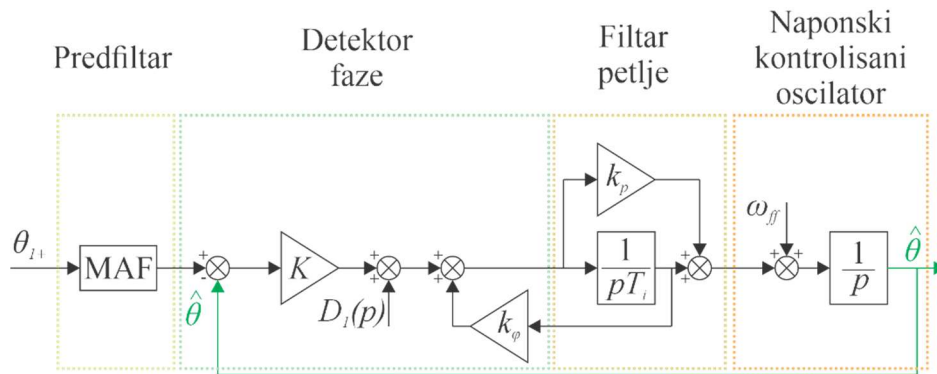
#### 4.6. Фазно-закључана петља са филтром помичног просека побољшаних перформанси у предфилтру (*EPMAF-PLL*)

##### Equation Section (Next)

Филтар помичног просека имплементиран унутар фазно-закључане петље омогућава потпуно сузбијање тачно дефинисаних учестаности, али по цену смањења динамике и повећања прескока система фазно-закључане петље. Може се размотрити питање задржавања филтарских способности *MAF-PLL*-а, а у исто време и смањења негативних ефеката на динамику фазно-закључане петље. Једно од популарних решења са овим правцем унапређења је фазно-закључана петља са филтром помичног просека побољшаних перформанси у предфилтру (*eng. Enhanced Prefiltering stage Moving Average Filter PLL – EPMAF-PLL*) [122]. Сам назив фазно-закључане петље упућује на начин унапређења – измештање *MAF*-а из филтра петље у предфилтар фазно-закључане петље. Уколико се *MAF* имплементира директно на наизменичним мрежним напонима, чак и жељени сигнал основне учестаности би био ослабљен и фазно померен на излазу из *MAF*-а. Због тога је неопходно, иако се *MAF* налази у предфилтру фазно-закључане петље, да *MAF* врши обраду једносмерних компоненти. Још једна значајна предност приликом обраде једносмерних компоненти је груписање најчешће очекиваних осцилација које су последица хармоника, на учестаностима које су умножак учестаности од  $100 [Hz]$ , док би у случају разматрања директно мерених напона то било  $50 [Hz]$ . Имплементацијом *MAF*-а у синхроно ротирајућем референтном систему се добија упола мањи прозор интеграције  $T_\omega$  и самим тим и мања временска константа филтера. На основу претходног излагања може се сагледати структура *EPMAF-PLL*-а приказана на Слици 4.6.1. У предфилтру је *MAF* имплементиран између две Паркове трансформације које користе фиксну назначену мрежну учестаност за стварање квазистационарног стања ( $\omega = \omega_{ff}$ ) и самим тим једносмерну компоненту напона од напона основне мрежне учестаности. Наравно, одступање учестаности мрежног напона од назначене доводи до деградације перформанси филтрирања. Друга приметна модификација у односу на *MAF-PLL* је постојање умањеног естимираног угла мрежног напона на улазу у детектор фазе. Умањење се врши на основу излаза из интеграционог члана филтра петље, увећаног  $k_\phi$  пута. Улога овог умањеног угла се може објаснити разматрањем модела малих сигнала *EPMAF-PLL*-а приказаног на Слици 4.6.2.



Слика 4.6.1. Структура фазно-закључане петље са филтром помичног просека побољшаних перформанси у предфилтру.



Слика 4.6.2. Модел малих сигнала фазно-закључане петље са филтром помичног просека побољшаних перформанси у предфилтру.

Фазни померај и слабљење улазног сигнала  $MAF$ -а у дискретном домену износи [122]:

$$\angle G_{MAF}(z) \Big|_{z=e^{j\Delta\Omega T_s}} = - \underbrace{\frac{T_\omega - T_s}{2}}_{k_\varphi} \Delta\Omega \quad (4.6.1)$$

$$\left| G_{MAF}(z) \Big|_{z=e^{j\Delta\Omega T_s}} \right| = K \left( 1 - \frac{T_\omega^2}{24} \Delta\Omega^2 \right) \quad (4.6.2)$$

где је  $\Delta\Omega$  одступање од дефинисане назначене учестаности мрежног напона и  $T_s$  периода дискретизације. Уколико мрежна учестаност одступа од назначене, основна позитивна компонента мрежног напона у предфилтру није једносмерна величина, већ наизменична са учестаношћу  $\Delta\Omega$ . Као последица,  $MAF$  уноси кашњење у основној позитивној компоненти мрежног напона (4.6.1) и слабљење (4.6.2). Са аспекта слабљења



улазног сигнала ово не представља велики проблем, зато што је при разлици од  $5 [Hz]$ , слабљење сигнала  $0.4\%$  (за  $T_\omega = 10 [ms] \wedge T_s = 100 [\mu s]$ ). Али се зато при истој разлици учестаности, јавља фазни померај од  $-8.91$  степена. Овај фазни померај се може компензовати закретањем координатног система Паркове трансформације у детектору фазе фазно-закључане петље. Такође, фазни померај је израчунат за стационарно стање. Уколико не постоје поремећаји у контролној структури ( $D_1(p) = 0$ ) и уколико је  $\bar{\theta}_{1+} - \hat{\theta} = 0$  улаз у  $PI$  регулатор је такође једнак нули. Ово значи да је излаз из пропорционалног члана  $PI$  регулатора такође једнак нули, те да се информација о одступању мрежне учестаности од номиналне налази на излазу из интеграционог члана  $PI$  регулатора.

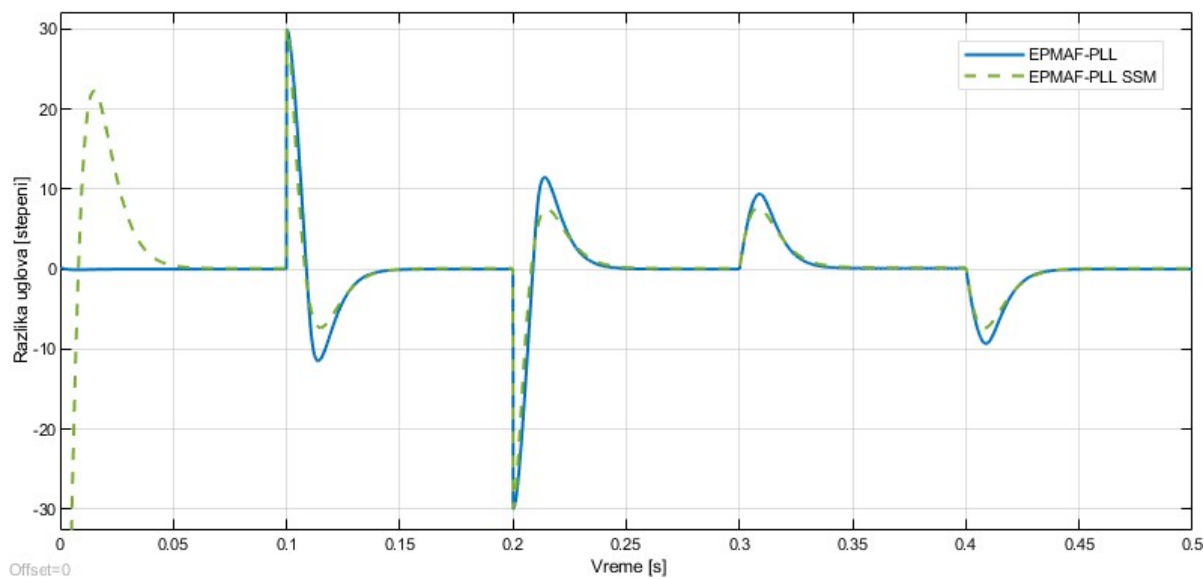
Поређење одзива  $EPMAF-PLL$  алгоритма са одзивом предложеног модела малих сигнала је дато на Слици 4.6.3.

Може се закључити да предложени модел малих сигнала верно одражава динамику  $EPMAF-PLL$  алгоритма (изузев почетног периода иницијализације) и може се користити као полазна основа за избор слободних параметара  $PI$  регулатора. На основу Сlike 4.6.2. могуће је формирати функцију спрегнутог преноса  $EPMAF-PLL$ -а у облику [122]:

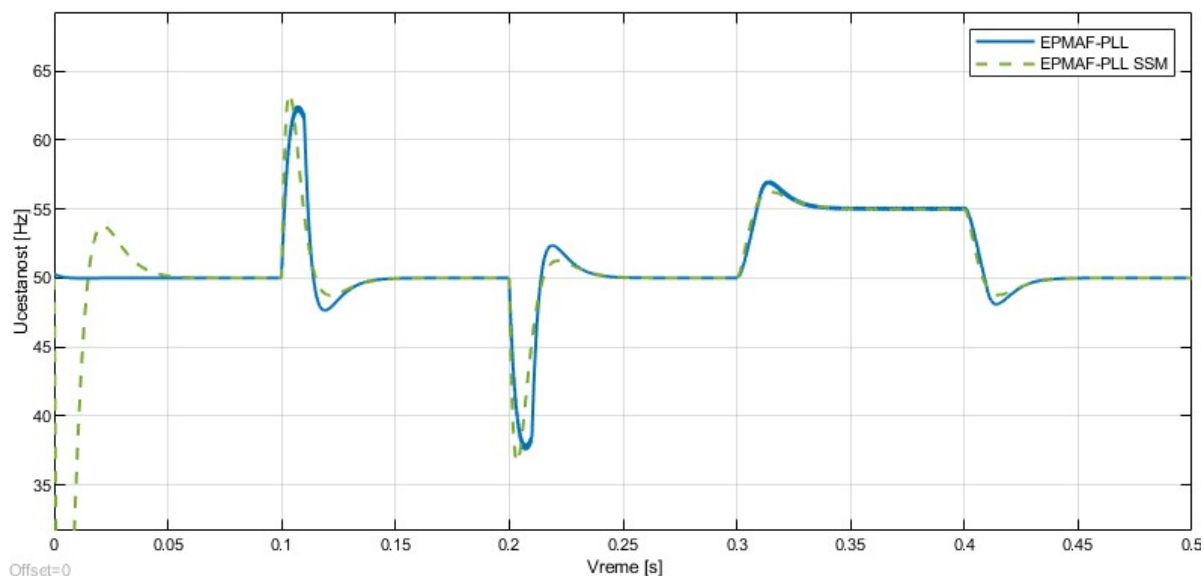
$$G_{cl}(p) = \frac{\hat{\theta}(p)}{\theta_{1+}(p)} = G_{MAF}(p) \frac{pKk_p + K/T_i}{p^2 + p \underbrace{(Kk_p - k_\phi/T_i)}_{2\zeta\omega_n} + \underbrace{K/T_i}_{\omega_n^2}} \quad (4.6.3)$$

Функција спрегнутог преноса  $EPMAF-PLL$ -а представља редну везу филтра помичног просека и функције преноса другог реда која се може свести на канонички облик функције другог реда. Применом Рут-Хурвицовог критеријума стабилности на имениоцу функције преноса другог реда, може се добити потребан и довољан услов стабилности у форми [122]:

$$0 < k_\phi < Kk_p T_i \quad (4.6.4)$$



a)



б)

Слика 4.6.3. Поређење одзива *EPMAF-PLL* алгоритма са одзивом предложеног модела малих сигнала: а) углови; б) учестаности.

Поступак за подешавање слободних параметара *EPMAF-PLL*-а се може свести на следеће кораке:

- На основу очекиваних поремећаја у мрежном напону бира се величина прозора филтра помичног просека  $T_{\omega}$ ;

- Врши се прорачун параметра  $k_\varphi$  на основу  $T_\omega$  и  $T_s$  према (4.6.1);
- Дефинише се жељена динамика система преко фактора релативног пригушења  $\zeta$  и природне учестаности  $\omega_n$  система аутоматског управљања;
- Преко дефинисаних параметара  $\zeta$  и  $\omega_n$  се рачунају слободни параметри регулатора на начин:

$$k_p = \frac{\omega_n(2\zeta + k_\varphi)}{K} \quad \wedge \quad T_i = \frac{K}{\omega_n^2} \quad (4.6.5)$$

Зависност пресечне учестаности од комбинације фактора пригушења и природне учестаности код *EPMAF-PLL*-а је приказана на Слици 4.6.4. Повећање пресечне учестаности се може остварити упоредим повећањем фактора пригушења и природне учестаности.

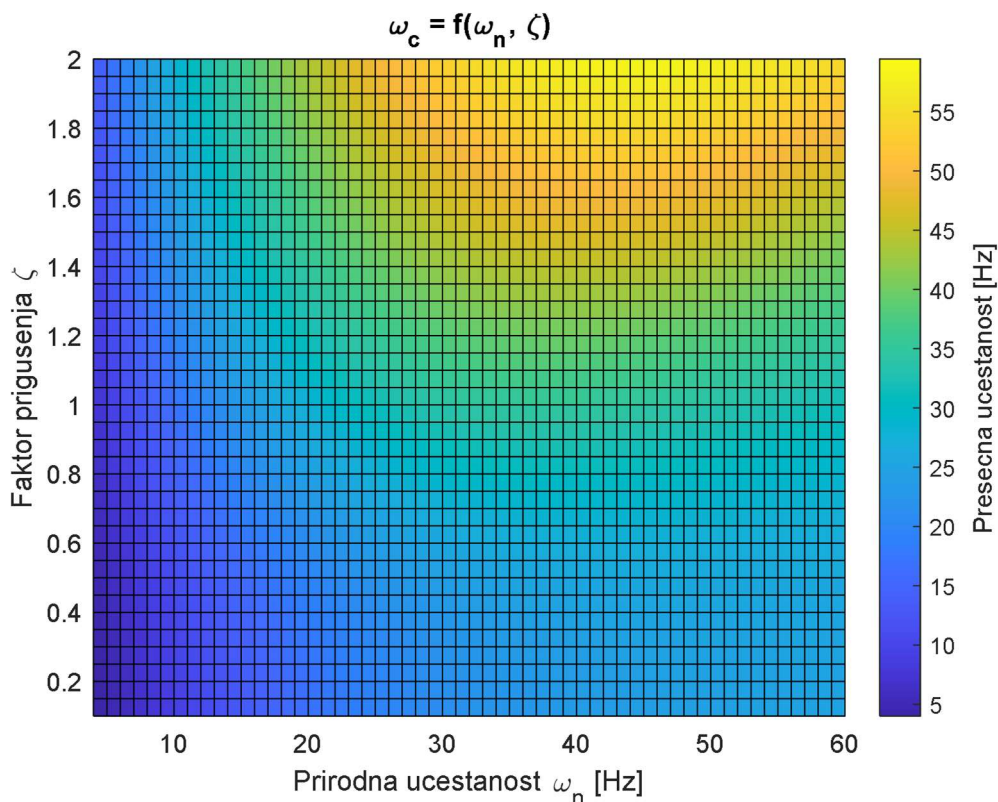
Зависност резерве фазе од комбинације фактора пригушења и природне учестаности код *EPMAF-PLL*-а је приказана на Слици 4.6.5. Уочава се да је са становишта резерве фазе погодна комбинација високе природне учестаности и малог фактора пригушења.

Зависност времена смиривања од комбинације фактора пригушења и природне учестаности код *EPMAF-PLL*-а је приказана на Слици 4.6.6. За краће време смиривања погодна је комбинација високе природне учестаности и великог фактора пригушења.

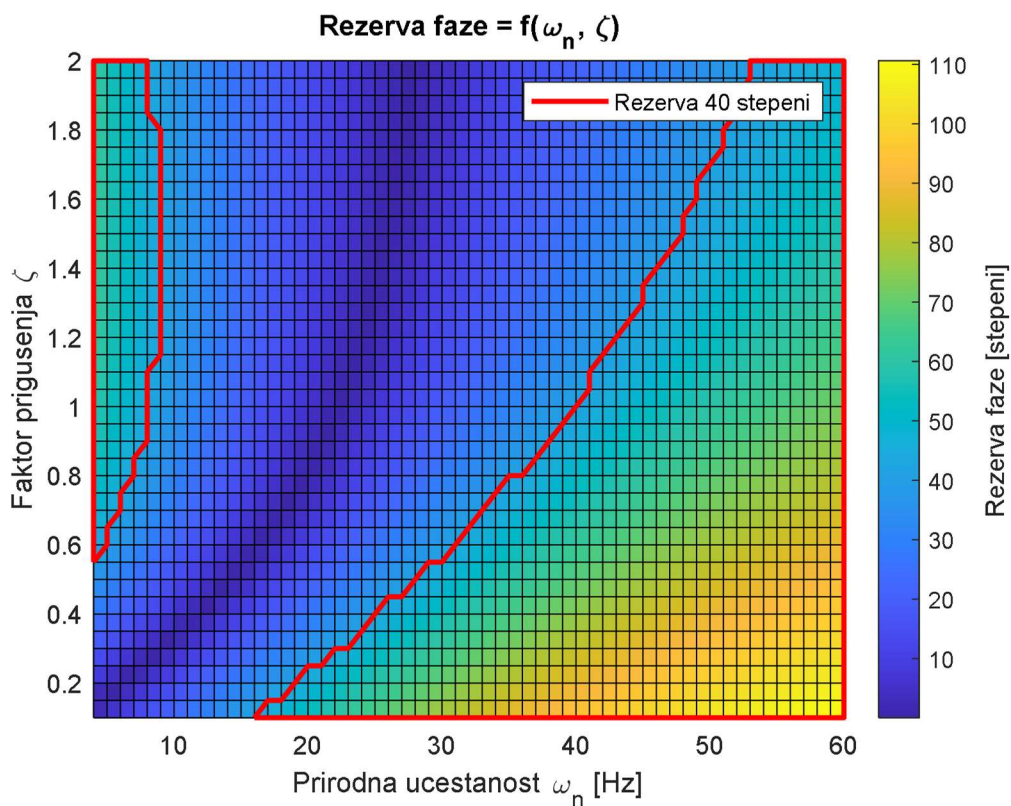
Утицај комбинације фактора пригушења и природне учестаности код *EPMAF-PLL*-а на прескок система је приказан на Слици 4.6.7. Уочава се велики спектар параметара унутар кога се може остварити прескок система значајно мањи од 40%, што представља предност овог алгоритма у односу на *MAF-PLL*.

Време реаговања система *EPMAF-PLL*-а у функцији фактора пригушења и природне учестаности је приказано на Слици 4.6.8. Доминантно на време реаговања система утиче природна учестаност система.

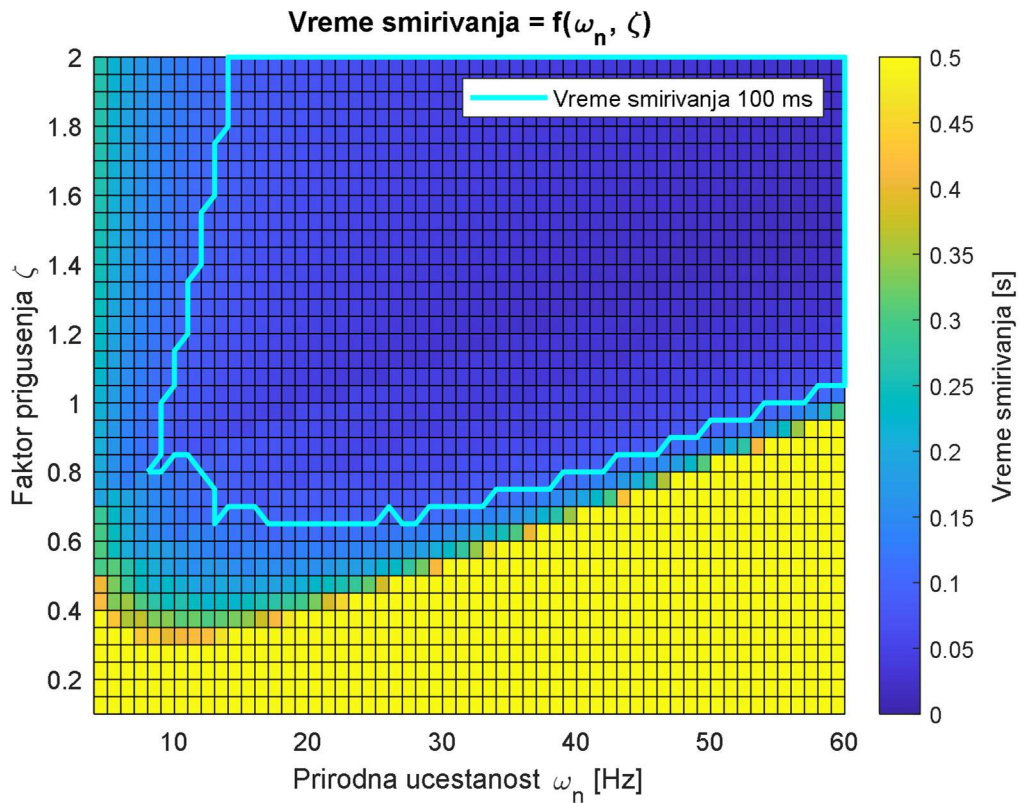
На Слици 4.6.9. су збирно приказан сви задовољавајући критеријуми дискутовани у претходном делу, заједно са изабраним параметрима *EPMAF-PLL*-а, а који се разликују у односу на параметре које предлажу аутори [122]. Уочава се да је изабрана резерва фазе око 40 степени, време реаговања око 100 милисекунди, прескок система нешто изнад 40% и време реаговања значајно испод 15 милисекунди.



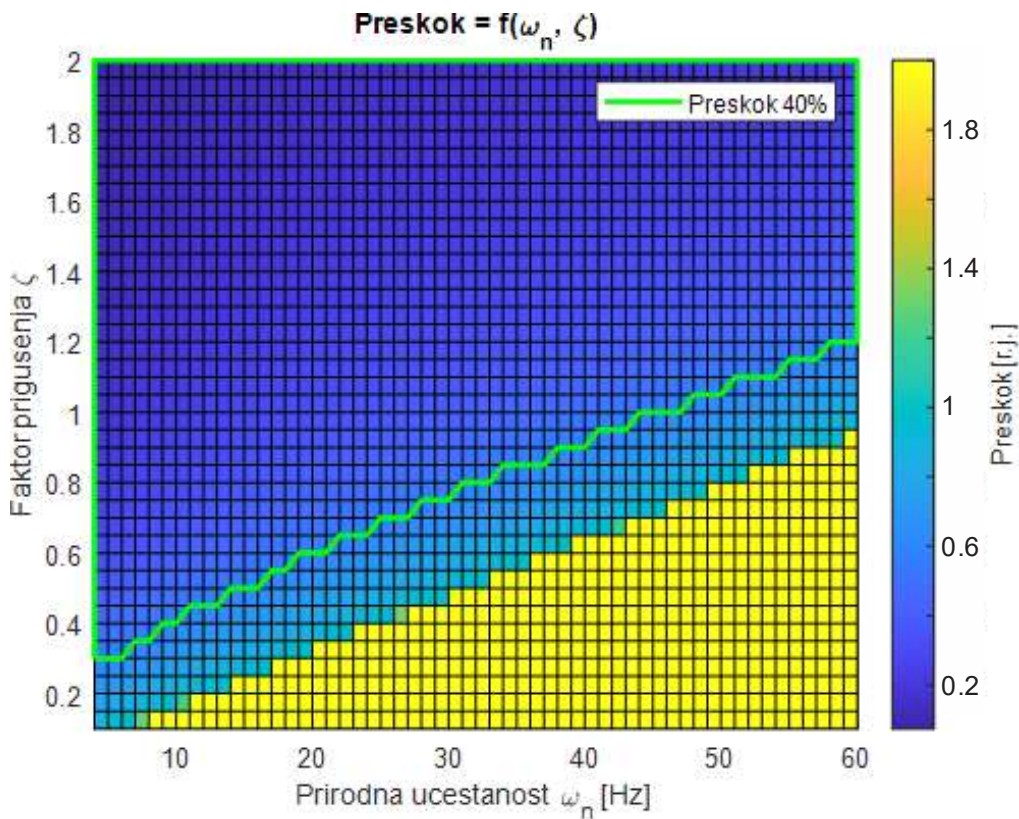
Слика 4.6.4. Зависност пресечне учестаности од природне учестаности и фактора пригушења код *EPMAF-PLL*-а.



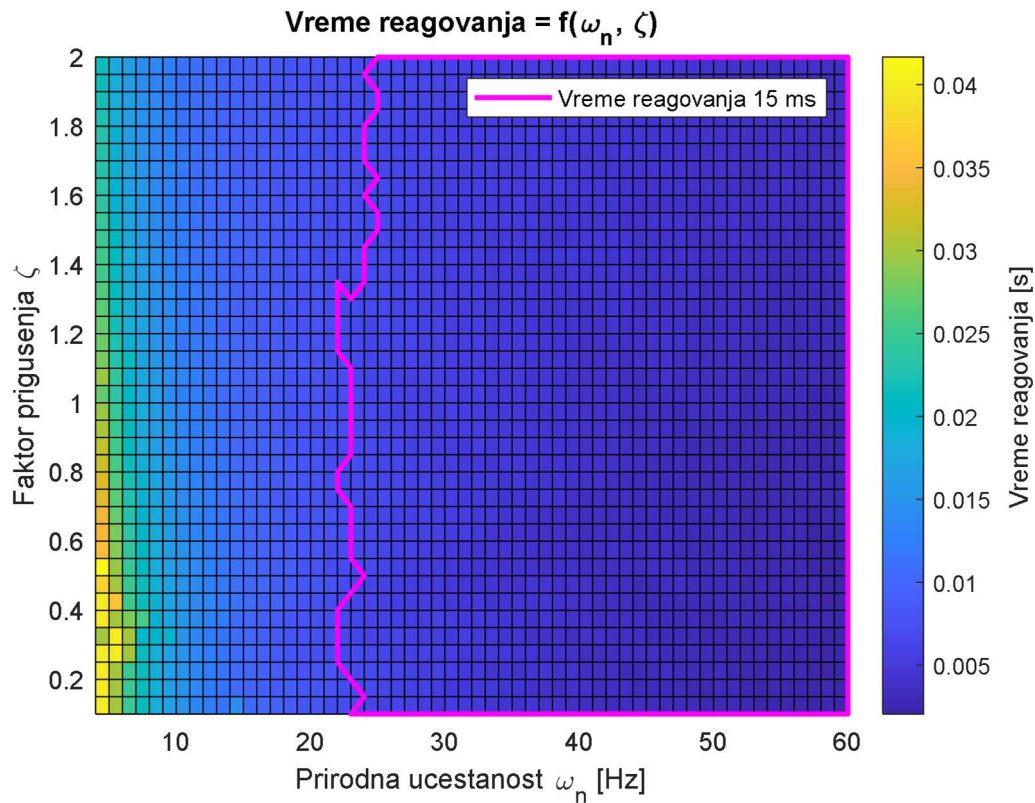
Слика 4.6.5. Зависност резерве фазе од природне учестаности и фактора пригушења код *EPMAF-PLL*-а.



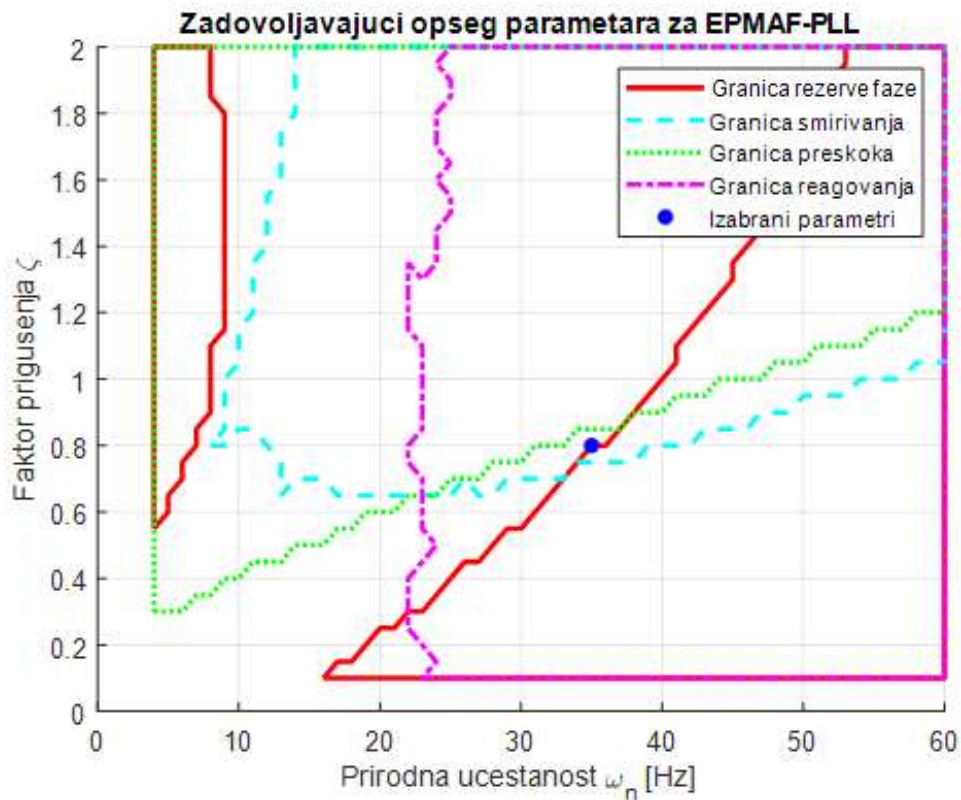
Слика 4.6.6. Зависност времена смиривања од природне учестаности и фактора пригушења код *EPMAF-PLL*-а.



Слика 4.6.7. Зависност прескока од природне учестаности и фактора пригушења код *EPMAF-PLL*-а.

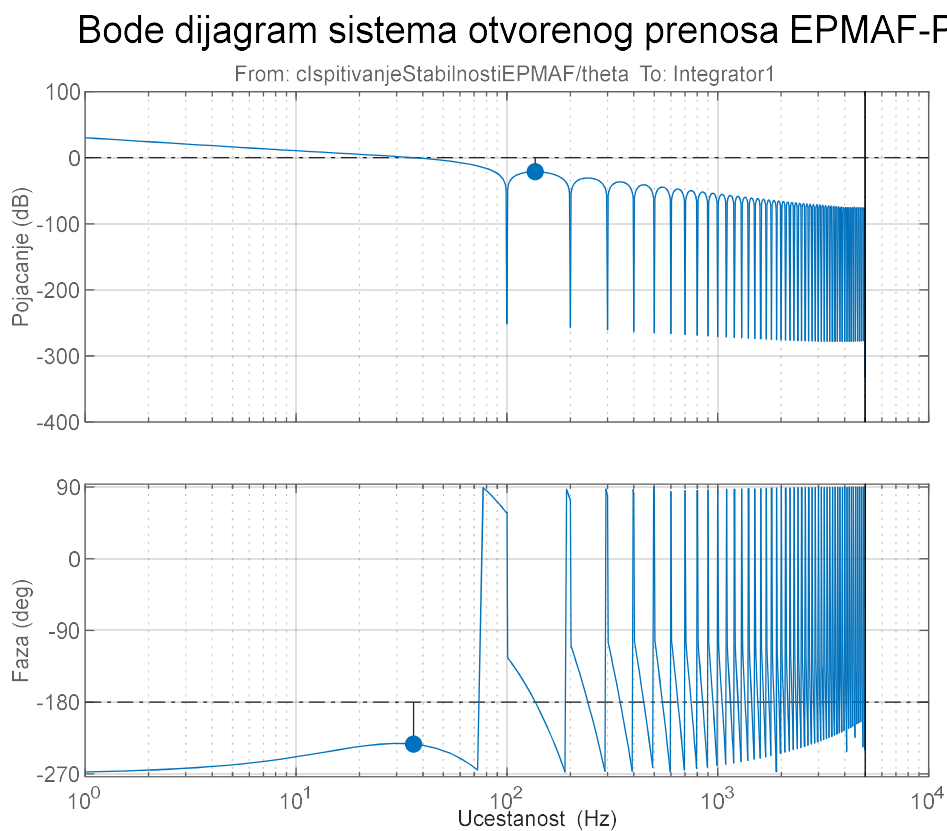


Слика 4.6.8. Зависност времена реаговања од природне учестаности и фактора пригушења код *EPMAF-PLL*-а.



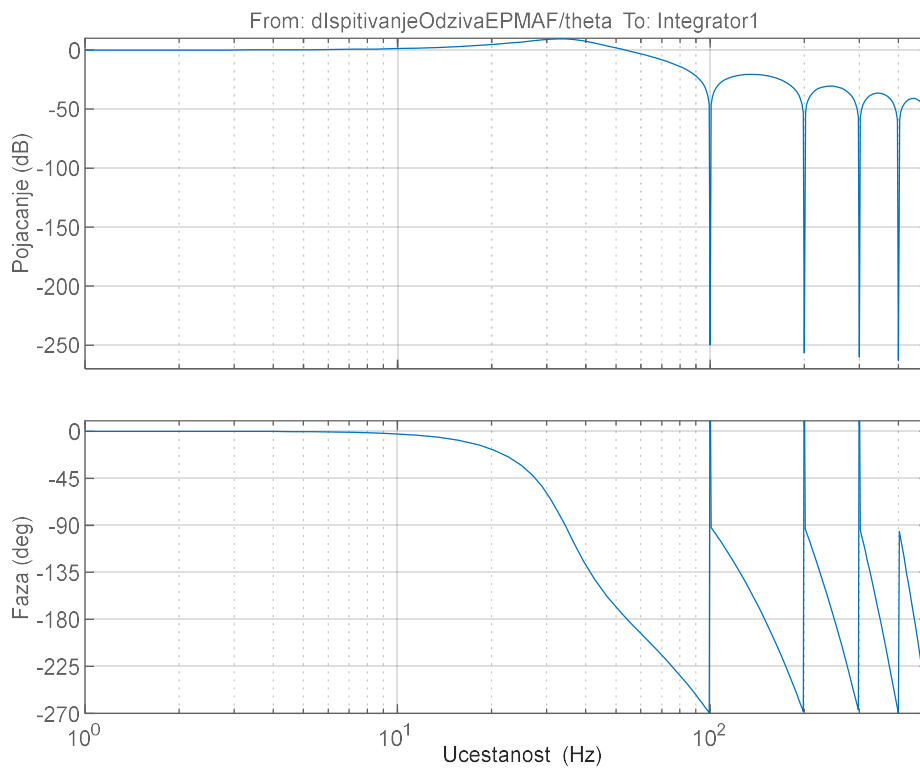
Слика 4.6.9. Упореди приказ свих дискутованих параметара код *EPMAF-PLL*-а

Бодев дијаграми отвореног и спрегнутог преноса модела великих сигнала *EPMAF-PLL*-а су приказани на Слици 4.6.10. и Слици 4.6.11., респективно. Бодев дијаграм отвореног преноса потврђује теоријска очекивања пресечне фреквенције око 33 Hz и резерве фазе око 40 степени. Са дијаграма спрегнутог преноса се може уочити да након пресечне учестаности сви присутни сигнали се слабе са  $40 [dB/dec]$  као код *MAF-PLL*-а, што указује да *EPMAF-PLL* не губи своје филтарске способности у случају да је мрежна учестаност једнака назначеној. Такође се уочава да *EPMAF-PLL* потпуно потискује све хармоники који су умношци учестаности од 100 Hz – за конкретни избор параметра.



Слика 4.6.10. Бодев дијаграм функције отвореног преноса *EPMAF-PLL*-а.

## Bode dijagram sistema spregnutog prenosa EPMAF-PLL



Слика 4.6.11. Бодев дијаграм функције спрегнутог преноса *EPMAF-PLL*-а.



#### 4.7. Фазно-закључана петља квази типа 1 (*QTI-PLL*)

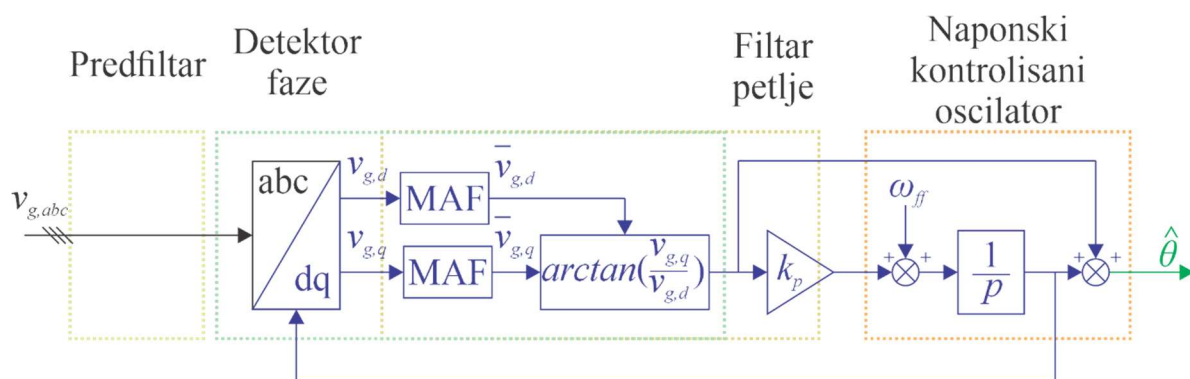
##### Equation Section (Next)

Тип фазно-закључане петље се дефинише на основу броја интегратора (полова у координатном почетку комплексне равни функције повратног преноса). Функције отвореног преноса одређених фазно-закључаних петљи су дате у наредном изразу:

$$G_{ol}(p) = \underbrace{\frac{1 - e^{-pT_\omega}}{pT_\omega}}_{MAF} \underbrace{\frac{1 + pk_p T_i}{pT_i}}_{SRF-PLL} \frac{1}{p} \quad (4.7.1)$$

MAF-PLL

Типично за функцију отвореног преноса *SRF-PLL*-а је постојање два интегратора, што омогућава праћење нагибне функције (угла мрежног напона) без статичке грешке. На основу израза (4.7.1) може се закључити да *MAF* уноси још један интегратор у функцији отвореног преноса, па се поставља питање да ли се овај имплицитни интегратор може искористити наместо интегратора унутар *PI* регулатора. Ово представља основну идеју иза фазно-закључане петље квази типа 1 – коришћење интегратора унутар *MAF*-а како би се очувале статичке карактеристике *SRF-PLL* у погледу праћења угла. У том случају, са аспекта прегледа контролне структуре, фазно-закључана петља изгледа као да поседује само један интегратор, док се пажљивим прегледом функција преноса свих елемената може закључити да ипак постоје два интегратора. Блок дијаграм фазно-закључане петље квази типа 1 је приказан на Слици 4.7.1. [98]. Уочава се да је детектор фазе преузет са *MAF-PLL*-а, са модификацијом да се користи инверзна тангенс функција. На основу поређења модела малих сигнала *SRF-PLL*-а са различитим детекторима фаза закључује се да је са аспекта динамичких перформанси оваква структура једнака структури класичног *MAF-PLL*-а (Слика 4.2.4).



Слика 4.7.1. Структура фазно-закључане петље квази типа 1.

Са Сликe 4.7.1. је приметно да *MAF* такође има улогу и филтра петље, из разлога који је наведен у претходном делу. Излаз из детектора фазе се, поред прослеђивања на пропорционални регулатор, директно прослеђује на излаз као корекциони фактор естимираног угла мрежног напона. Улога директног прослеђивања се може објаснити на основу модела малих сигнала представљеног на Слици 4.7.2. Уколико се занемари математички еквивалент директног прослеђивања (путеви са горње стране који коригују сигнале на излазу из детектора фазе и напонски контролисаног осцилатора), излаз из пропорционалног члана се може записати у облику:

$$\Delta\omega = k_p \frac{1 - e^{-pT_\omega}}{pT_\omega} K (\theta_{1+} - \hat{\theta}) \quad (4.7.2)$$

*MAF* не утиче на једносмерну компоненту, те се претходни израз може превести на следећи у стационарном стању:

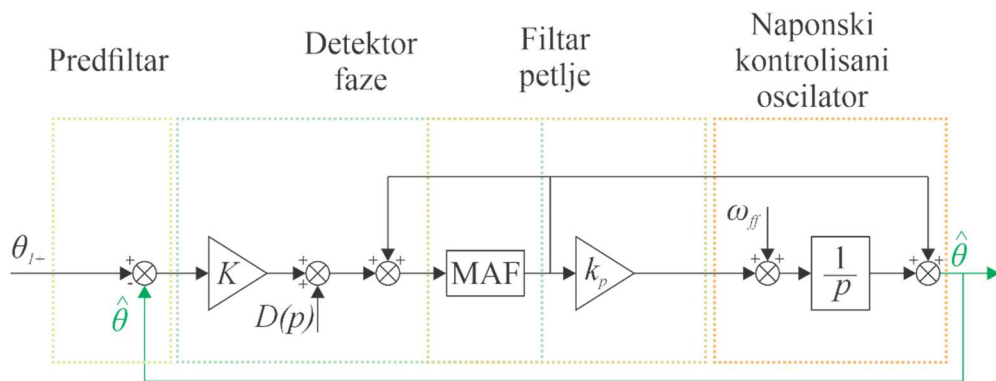
$$\Delta\omega = k_p K (\theta_{1+} - \hat{\theta}) \quad (4.7.3)$$

Односно, уколико учестаност мрежног напона одступа од назначене, јавиће се статичка разлика у праћењу угла. Одавде се може видети и потреба за коришћењем инверзне тангенс функције као допуне класичном детектору фазе:

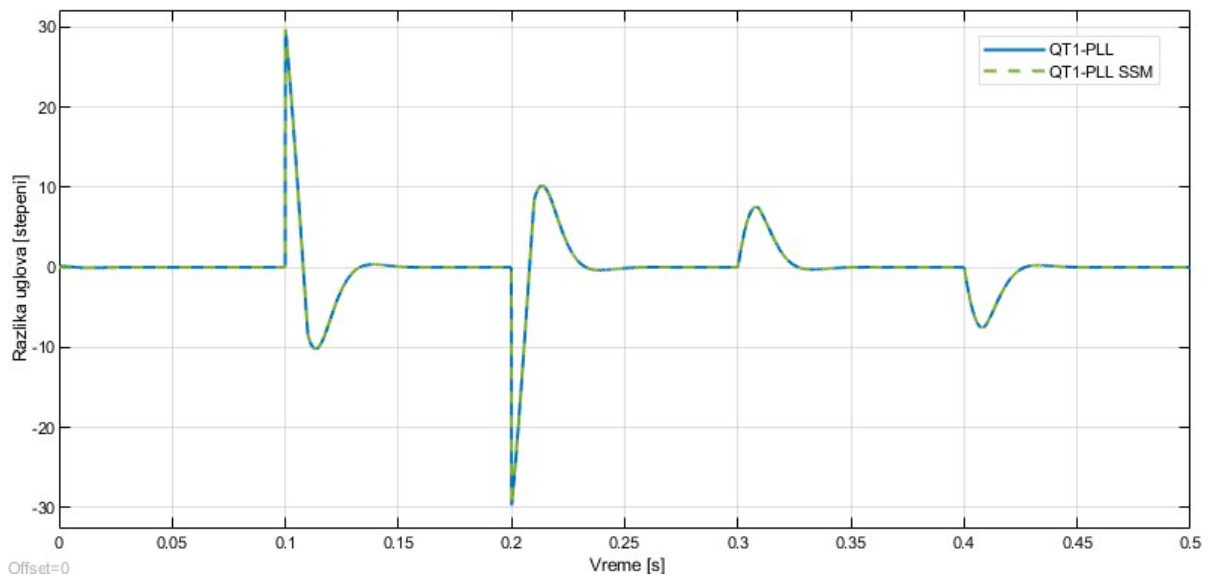
- Потребно је линеаризовати зависност разлике мрежне учестаности од разлике угла мрежног напона и естимираног угла;
- Потребно је учинити разлику мрежне учестаности независном од амплитуде основне позитивне компоненте мрежног напона  $K$ .

Поређење одзива *QTI-PLL* алгоритма са одзивом предложеног модела малих сигнала је дато на Слици 4.7.3.

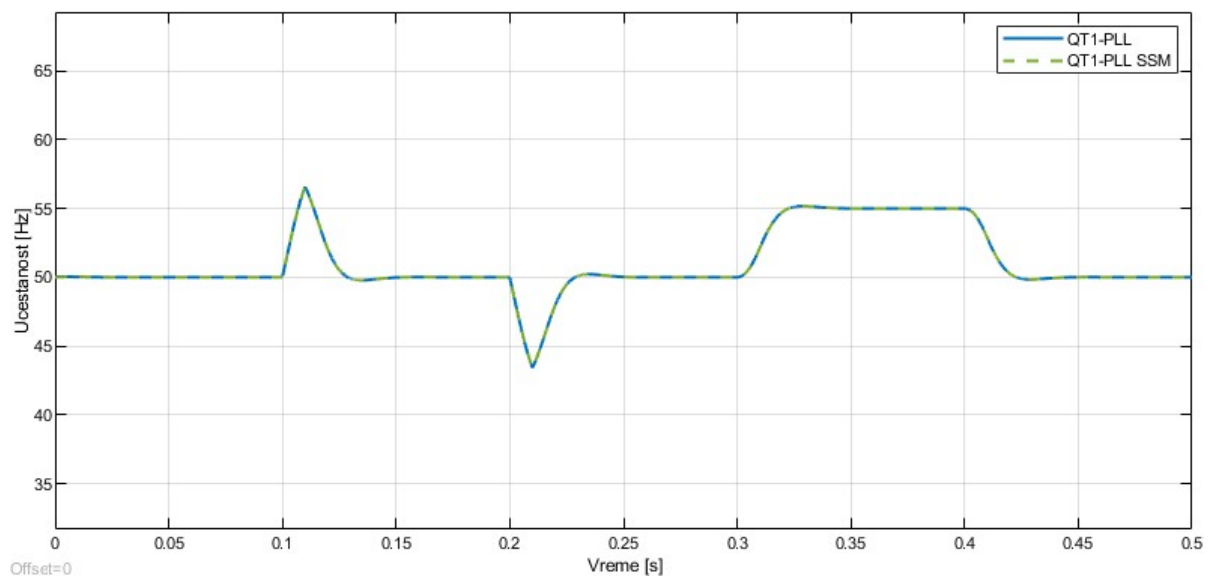
На основу посматрања одзива имплементираниог *QTI-PLL* алгоритма и предложеног модела малих сигнала може се закључити да предложени модел верно осликава динамику алгоритма, како у погледу праћења угла мрежног напона, тако и у погледу праћења мрежне учестаности.



Слика 4.7.2. Модел малих сигнала фазно-закључане петље квази типа 1.



а)



б)

Слика 4.7.3. Поређење одзива *QT1-PLL* алгоритма са одзивом предложеног модела малих сигнала: а) углови; б) учестаности.

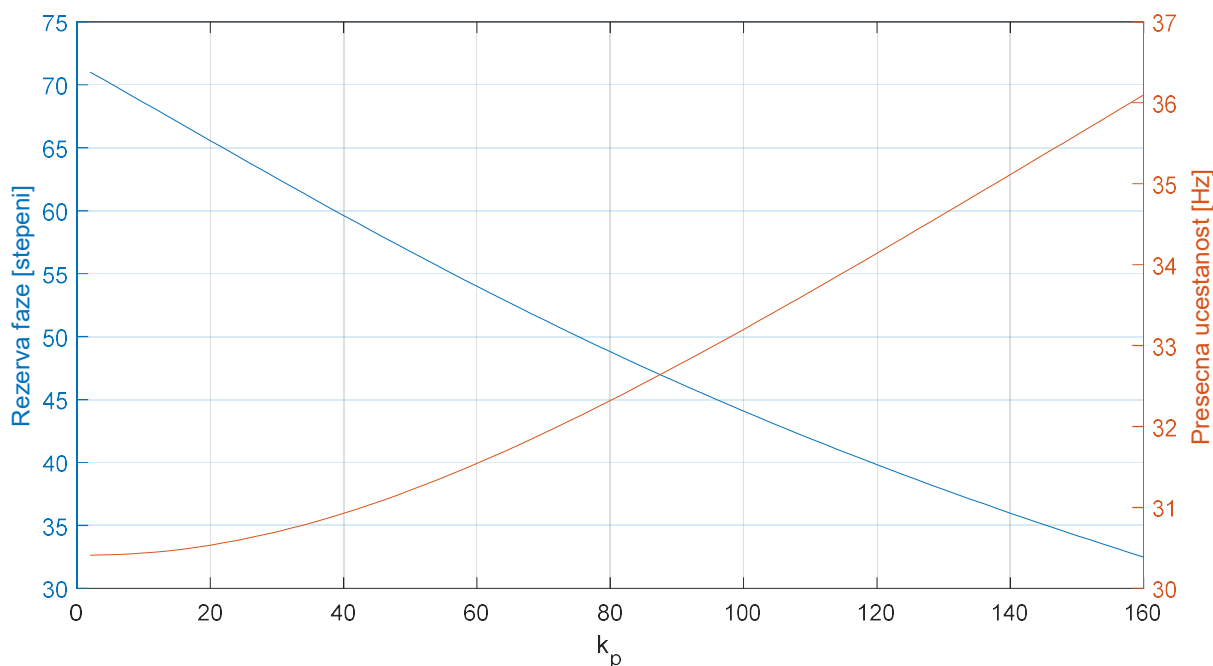
Поступак избора слободних параметара  $QTI-PLL$  алгоритма се може систематизовати на следеће кораке:

- На основу очекиваних поремећаја у мрежном напону бира се величина прозора филтра помичног просека  $T_\omega$ ;
- На основу Слике 4.7.4. бира се вредност пропорционалног појачања  $k_p$ , узимајући у обзир резерву фазе и пресечну учестаност.

Изабрана вредност пропорционалног појачања  $k_p$  у дисертацији износи 92.34, усаглашено са вредношћу усвојеној у раду у коме је фазно-закључана петља предложена [98].

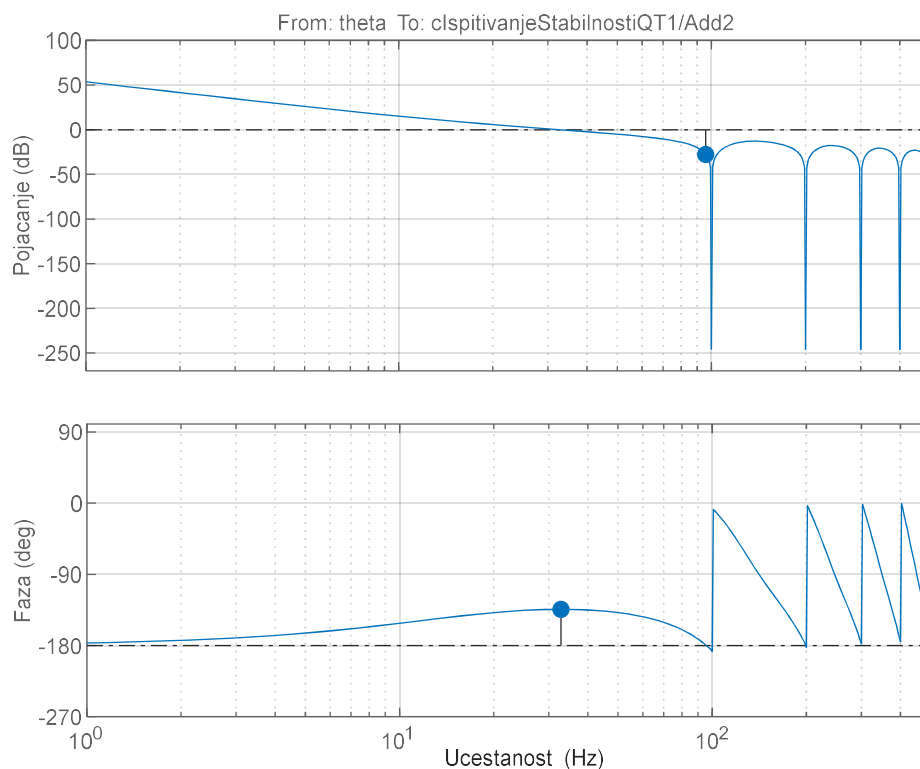
Бодев дијаграм функције отвореног преноса модела великих сигнала  $QTI-PLL$ -а је приказан на Слици 4.7.5. Уочава се очекивана резерва фазе изнад 45 степени и пресечна учестаност појачања око 33 [Hz].

Бодев дијаграм функције спрегнутог преноса модела великих сигнала  $QTI-PLL$ -а је приказан на Слици 4.7.6. Након пресечне учестаности, сви сигнали се слабе са 20 [dB/dec].



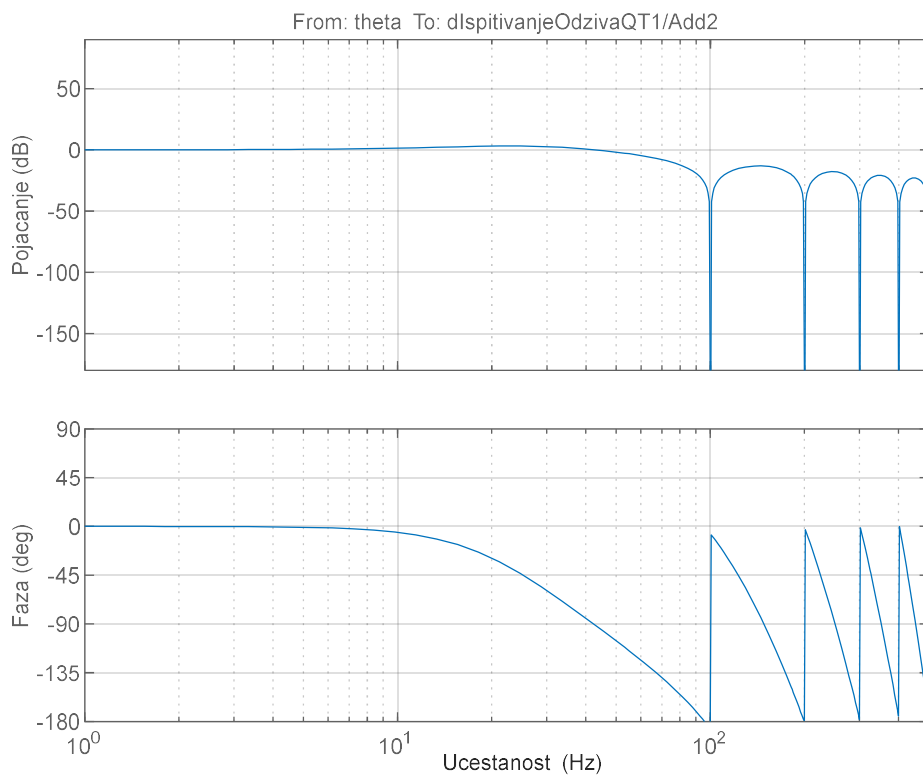
Слика 4.7.4. Утицај слободног параметара  $k_p$  на резерву фазе и пресечну учестаности  $QTI-PLL$  алгоритма.

### Bode dijagram sistema otvorenog prenosa QT1-PLL



Слика 4.7.5. Бодев дијаграм функције система отвореног преноса *QT1-PLL*-а.

### Bode dijagram sistema spregnutog prenosa QT1-PLL



Слика 4.7.6. Бодев дијаграм функције система спрегнутог преноса *QT1-PLL*-а.

Способност праћења угла мрежног напона се може доказати уз помоћ Лапласове теорије коначне вредности релације спрегнутог преноса система, који се може написати на основу модела малих сигнала система приказаног на Слици 4.5.2. Коначна вредност грешке у праћењу фазног угла се може одредити из следеће релације:

$$\text{stationarna greska ugla} = \lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) \quad (4.7.4)$$

На основу модела малих сигнала, али коришћењем нелинеаризованог модела *MAF* (4.5.6) грешка у праћењу угла у стационарном стању се може изразити преко угла основног позитивног вектора мрежног напона на следећи начин:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p(pT_{\omega} - 1 + e^{-pT_{\omega}})}{p(pT_{\omega} - 1 + e^{-pT_{\omega}}) + K(p + k_p)(1 - e^{-pT_{\omega}})} \theta_{1+}(p) \right) \quad (4.7.5)$$

Угао основне позитивне компоненте мрежног напона се мења униформно и може се изразити преко кружне учестаности основне компоненте мрежног напона као

$\theta_{1+}(p) = \frac{1}{p} \frac{\Omega_{1+}}{p}$ , где је  $\Omega_{1+}$  мрежна учестаност. Сменом израза за угао у (4.7.5) добија се:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p(pT_{\omega} - 1 + e^{-pT_{\omega}})}{p(pT_{\omega} - 1 + e^{-pT_{\omega}}) + K(p + k_p)(1 - e^{-pT_{\omega}})} \frac{1}{p} \frac{\Omega_{1+}}{p} \right) = 0 \quad (4.7.6)$$

односно, структура фазно-закључане петље има способност праћења угла вектора мрежног напона без грешке у стационарном стању у случају константе учестаности. Коначни израз погодан за тражење коначне вредности је добијен коришћењем Лопиталовог правила.

Уколико се мрежна учестаност мења по рампи, способност праћења угла мрежног напона се може изразити на следећи начин:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p(pT_{\omega} - 1 + e^{-pT_{\omega}})}{p(pT_{\omega} - 1 + e^{-pT_{\omega}}) + K(p + k_p)(1 - e^{-pT_{\omega}})} \frac{1}{p} \frac{\Delta\Omega_{1+}}{p^2} \right) = \frac{T_{\omega}}{2k_p K} \Delta\Omega_{1+} \quad (4.7.7)$$

Односно, уколико се мрежна учестаност мења по рампи  $\Delta\Omega_{1+}$ , постојаће статичка грешка у праћењу угла мрежног напона која је пропорционална брзини промене учестаности  $\Delta\Omega_{1+}$  и прозору *MAF*-а  $T_{\omega}$ , а обрнуто пропорционално појачању  $k_p$ .

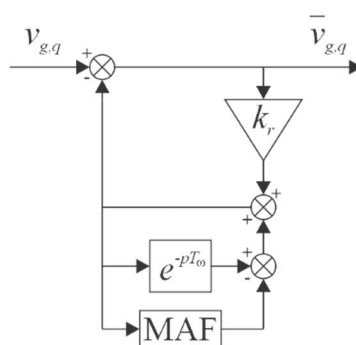
#### 4.8. Фазно-закључана петља са филтром естиматором поремећаја на бази репетитивног управљања (*RREF-PLL*)

##### Equation Section (Next)

Основа репетитивног управљања (*eng. Repetitive Control - RC*) се заснива на принципу контроле путем унутрашњег модела (*eng. Internal Model Control - IMC*) и идеје да укључивањем модела система који генерише референцу у стабилан систем затвореног преноса жељени излаз може да прати улаз без статичке грешке [123]. За елиминацију грешке у праћењу сигнала, *RC* користи информације из прошлости за потискивање периодичних сигнала. На овај начин се могу елиминисати периодични поремећаји константне периоде [124], [125].

Алгоритам изложен у наставку представља први допринос у области фазно-закључаних петљи групе истраживача из области Електромоторних погона са Катедре за Енергетику Електронског Факултета у Нишу, Универзитета у Нишу. У првој варијанти је представљен на Међународној конференцији Енергетска Електроника у Новом Саду 2019. године [126], док је модификована варијанта прихваћена за публикавање у међународном часопису *Facta Universitatis, Series: Automatic Control and Robotics* 2024. године [127].

Конкретан фокус унапређења је био на филтру петље – са идејом да се оствари добро потискивање жељених учестаности као код *MAF*-а, а да се не унесе значајно успорење комплетног система фазно-закључане петље. Унапређење је остварено коришћењем филтра на бази репетитивног управљања, а који се користи за потискивање прекидачке таласности струје у конверторима високих перформанси [128], [125]. Оригинални облик филтра на бази репетитивног управљања је приказан на Слици 4.8.1. Филтар се састоји од једног појачања  $k_r$ , једног *MAF*-а и једног блока са одлагањем сигнала за величину прозора *MAF*-а.



Слика 4.8.1. Оригинални облик филтра на бази репетитивног управљања [125], [128].

Појачањем  $k_r$  се прави компромис између брзине потискивања нежељених осцилација и величине корака који се прави приликом потискивања. Функција преноса репетитивног филтра у комплексном домену је:

$$\frac{\bar{v}_{g,q}(p)}{v_{g,q}(p)} = \frac{1 - e^{-pT_\omega} + \frac{1 - e^{-pT_\omega}}{pT_\omega}}{1 - e^{-pT_\omega} + \frac{1 - e^{-pT_\omega}}{pT_\omega} + k_r} \quad (4.8.1)$$

Коришћењем Падеове апроксимације по узору на (4.5.8), може се добити линеаризовани облик оригиналног филтра на бази репетитивног управљања:

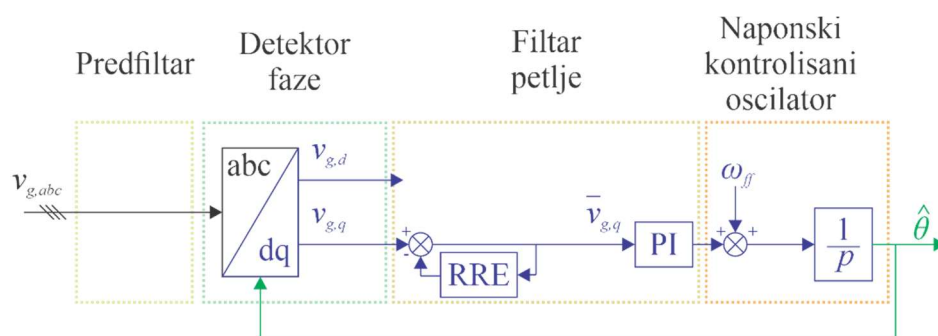
$$\left. \frac{\bar{v}_{g,q}(p)}{v_{g,q}(p)} \right|_{e^{-pT_\omega} \approx \frac{1-pT_\omega/2}{1+pT_\omega/2}} = \frac{1 + pT_\omega}{(1 + k_r) + pT_\omega(1 + k_r/2)} \quad (4.8.2)$$

Коришћењем Лапласове тереме граничне вредности на (4.8.2) може се одредити појачање филтра у стационарном стању за једносмерну компоненту:

$$\left. \frac{\bar{v}_{g,q}(j\omega)}{v_{g,q}(j\omega)} \right|_{\omega=0} = \frac{1}{1 + k_r} \quad (4.8.3)$$

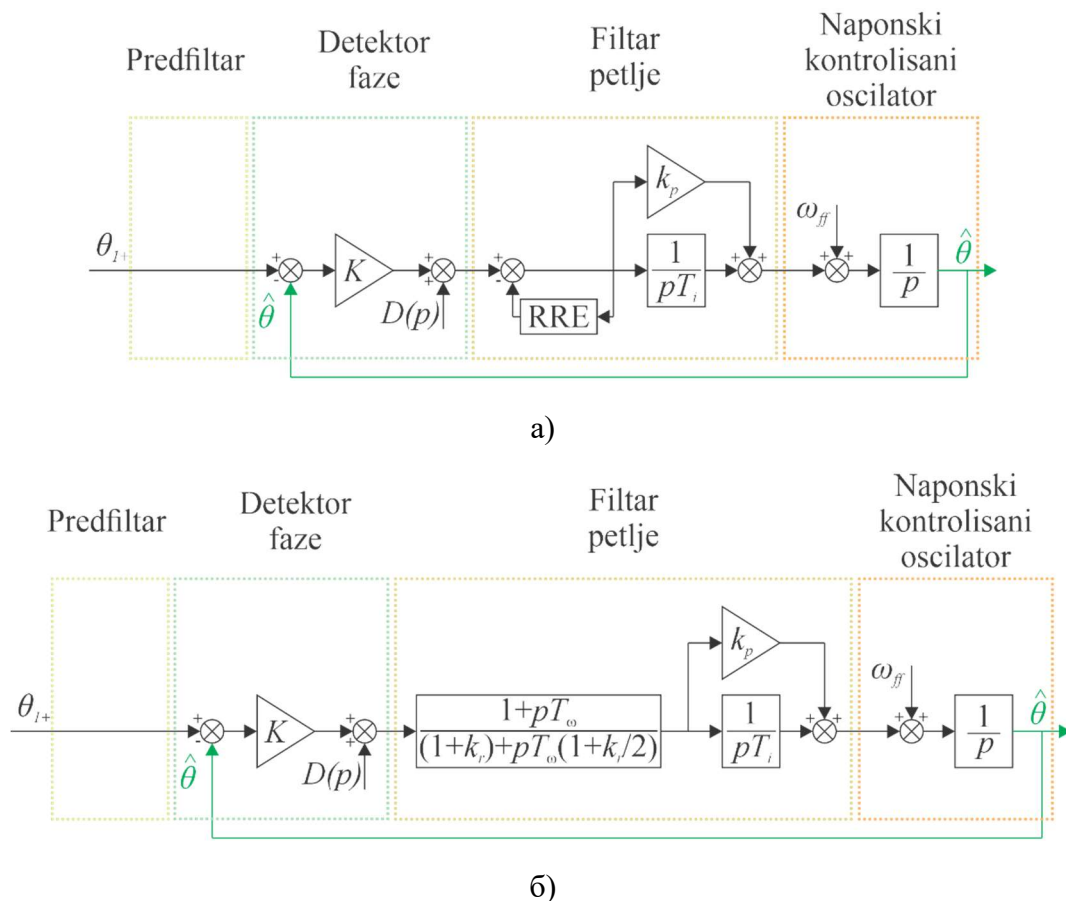
односно, предложени филтар на бази репетитивног управљања уноси појачање  $1/(1+k_r)$  у контролној структури при учестаности  $\omega = 0$ .

Имплементација филтра у фазно-закључаној петљи је приказана на Слици 4.8.2., док су предложени модели великих и малих сигнала приказани на Слици 4.8.3.



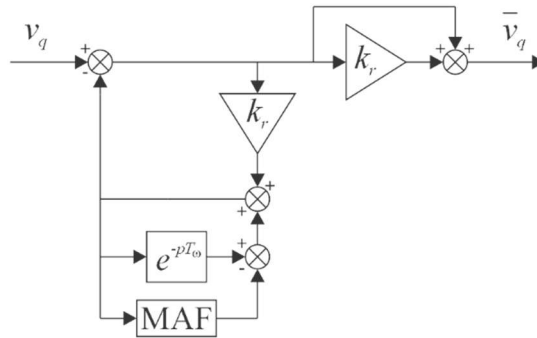
Слика 4.8.2. Предложени облик фазно-закључане петље на бази репетитивног управљања [126].



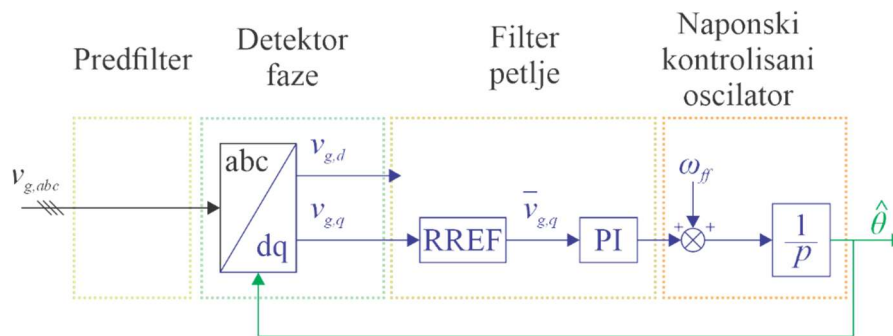


Слика 4.8.3. Предложени модели фазно-закључане петље на бази репетитивног управљања: а) модел великих сигнала; б) модел малих сигнала.

Даље унапређење фазно-закључане петље се односило на нормализацију појачања предложеног филтра, како би утицај филтара на динамичке перформансе фазно-закључане петље био што мањи. Разматрањем закључака изнетог на основу једначине (4.8.3), у филтру петље се додаје члан  $1+k_r$ , на излазу, који нормализује појачање коришћеног филтра. Овај филтар је приказан на Слици 4.8.4. Предложени облик фазно-закључане петље са филтером естиматором поремећаја на бази репетитивног управљања (*eng. Repetitive Ripple Estimator Filter PLL – RREF-PLL*) је приказан на Слици 4.8.5. Предложени филтар модификује фазно-закључану петљу само у области филтра петље и уноси се без потребе остваривања додатних модификација блок структуре. Модел великих сигнала *RREF-PLL*-а је приказан на Слици 4.8.6. а). У овом моделу, обухваћене су нелинеарности *MAF* блока и одлагање сигнала. Линеаризацијом модела великих сигнала се добија модел малих сигнала *RREF-PLL*-а, приказан на Слици 4.8.6. б), док је за мале вредности појачања  $k_r$ , предложен модел малих сигнала *SRF-PLL*-а.



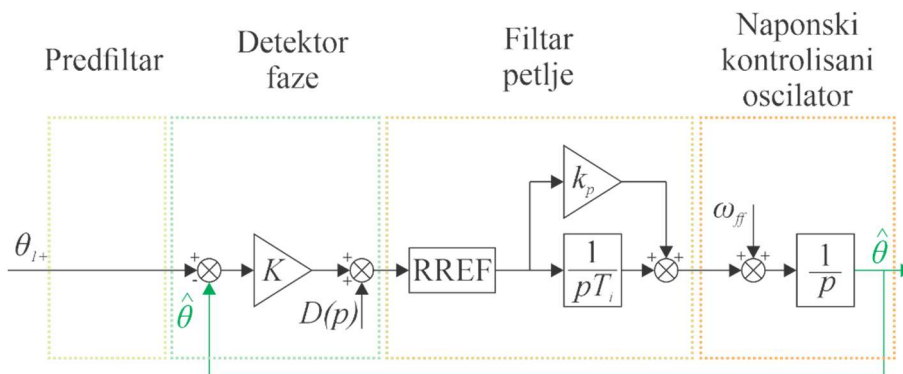
Слика 4.8.4. Модификовани облик филтра са естиматором поремећаја на бази репетитивног управљања (*RREF*).



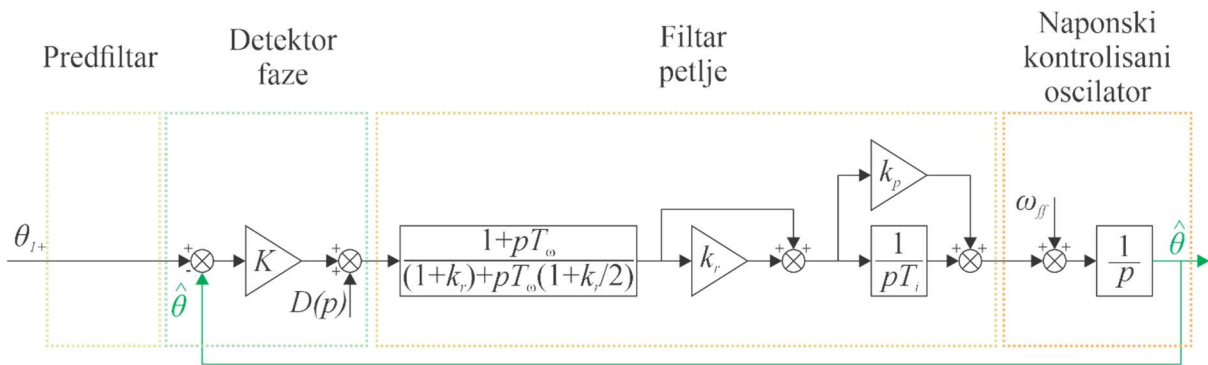
Слика 4.8.5. Предложени облик *RREF-PLL*-а.

Функција преноса филтра са естиматором поремећаја на бази репетитивног управљања је дата следећом једначином:

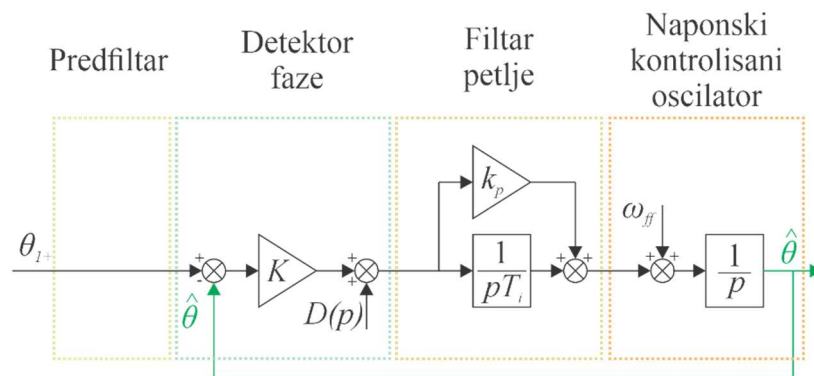
$$RREF(p) = \frac{\bar{v}_{g,q}(p)}{v_{g,q}(p)} = (1 + k_r) \frac{1 - e^{-pT_\omega} + \frac{1 - e^{-pT_\omega}}{pT_\omega}}{1 - e^{-pT_\omega} + \frac{1 - e^{-pT_\omega}}{pT_\omega} + k_r} \quad (4.8.4)$$



a)



б)

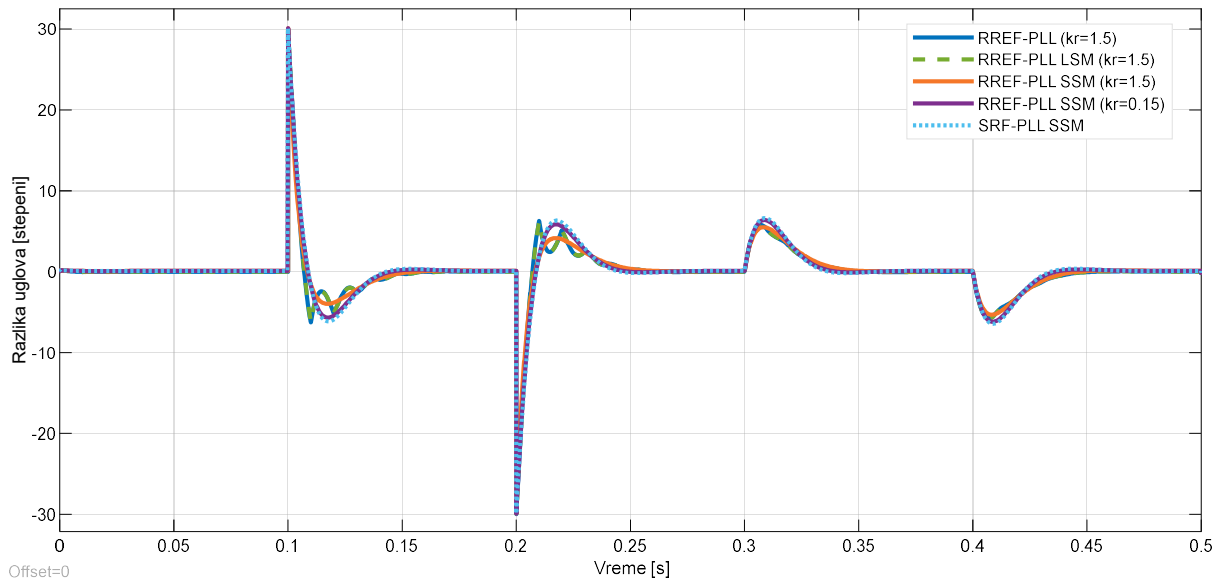


в)

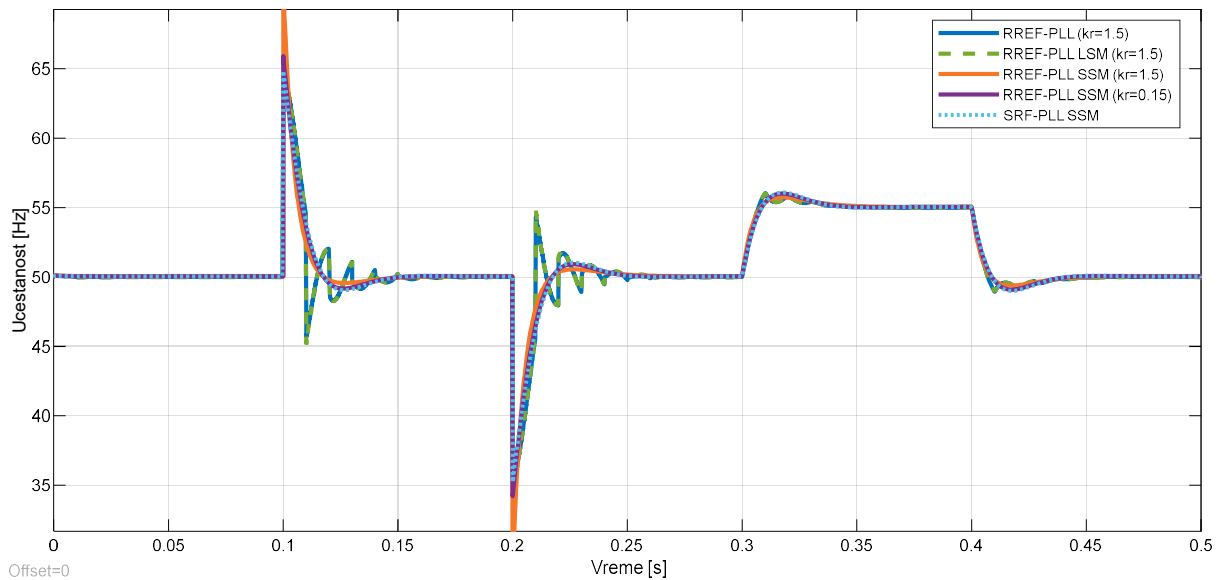
Слика 4.8.6. Предложени модел *RREF-PLL*-а: а) модел великих сигнала; б) модел малих сигнала; в) модел малих сигнала за мало  $k_r$ .

Поређење одзива *RREF-PLL* алгоритма са одзивом предложених модела великих и малих сигнала и *SRF-PLL*-а је дато на Слици 4.8.7.

На основу упоредног приказ одзива *RREF-PLL* алгоритма, његовог предложеног модела великих и малих сигнала, као и одзива *SRF-PLL*-а, може се уочити да репетитивни филтар има минимално утицаја на динамику на нижим учестаностима, али да прелазни процеси имају значајно другачији облик код *RREF-PLL*-а у односу на *SRF-PLL*. На основу тога се предлаже да се подешавање слободних параметара фазно-закључане петље обавља као у случају *SRF-PLL*-а, а да се провера врши на основу вишекритеријумских графика у наставку.



а)



б)

Слика 4.8.7. Поређење одзива *RREF-PLL* алгоритма са одзивом предложеног модела великих сигнала, малих сигнала и *SRF-PLL*-а: а) углови; б) учестаности.

Процедура подешавања параметара *RREF-PLL* алгоритма:

- Избор величине прозора *MAF*-а  $T_\omega$  на основу очекиваних поремећаја у мрежном напону;
- Избор слободних параметара *PI* регулатора као у случају *SRF-PLL*-а на начин:

$$k_p = \frac{2\zeta\omega_n}{K} \quad \wedge \quad T_i = \frac{K}{\omega_n^2} \quad (4.8.5)$$

- Избор параметара  $k_r$  на основу жељене брзине потискивања поремећаја.

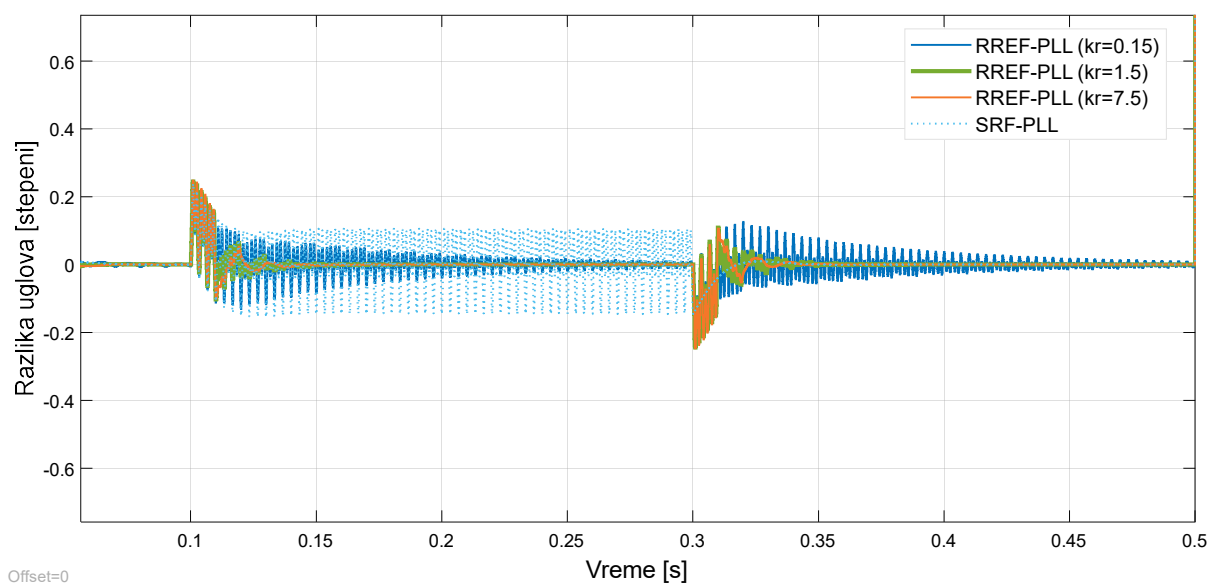
Графичка илустрација утицаја параметра  $k_r$  на одзив система фазно-закључане петље је приказана на Слици 4.8.8. у случају несиметричног пропада напона без фазног скока. У случају несиметричног пропада напона код *SRF-PLL*-а се јављају непригушене осцилације на двострукој мрежној учестаности. На основу одзива предложене фазно-закључане петље могу се констатовати следећи закључци:

- *RREF* успешно потискује осцилације које су последица несиметрије мрежног напона;
- Вредност  $k_r$  корелира са брзином потискивања осцилација;
- Веће вредности  $k_r$  резултују појавом већих скокова приликом потискивања осцилација мрежног напона. Ови скокови могу имати негативног утицаја на остале контролне структуре мрежног инвертора у коме је фазно-закључана петља имплементирана;
- Онолико времена колико је потребно да *RREF* потисне нежељене осцилације, *RREF* ће генерисати осцилације по њиховом престанку;
- Посматрањем модела малих сигнала *RREF-PLL*-а се примећује подударање са *SRF-PLL*-ом, нарочито за мање вредности  $k_r$ .

Уважавањем претходних закључака може се позиционирати предложена фазно-закључана петља у погледу примене:

- За мање вредности  $k_r$ , *RREF-PLL* се може користити у примарној контроли мрежних инвертора;
- За веће вредности  $k_r$ , *RREF-PLL* се може користити у мерно-аквизиционим уређајима.

Граница између мањих и већих вредности  $k_r$  зависи од свих осталих имплементирани контролних структура и њихове осетљивости на скокове приликом потискивања нежељених осцилација. Надаље ће бити усвојена вредност  $k_r = 1.5$ .



Слика 4.8.8. Утицај  $k_r$  на одзив система фазно-закључане петље.

На основу модела великих сигнала је испитивана зависност пресечне учестаности од природне учестаности и фактора пригушења и приказана је на Слици 4.8.9. Повећањем природне учестаности и фактора пригушења се повећава природна учестаност система аутоматског управљања.

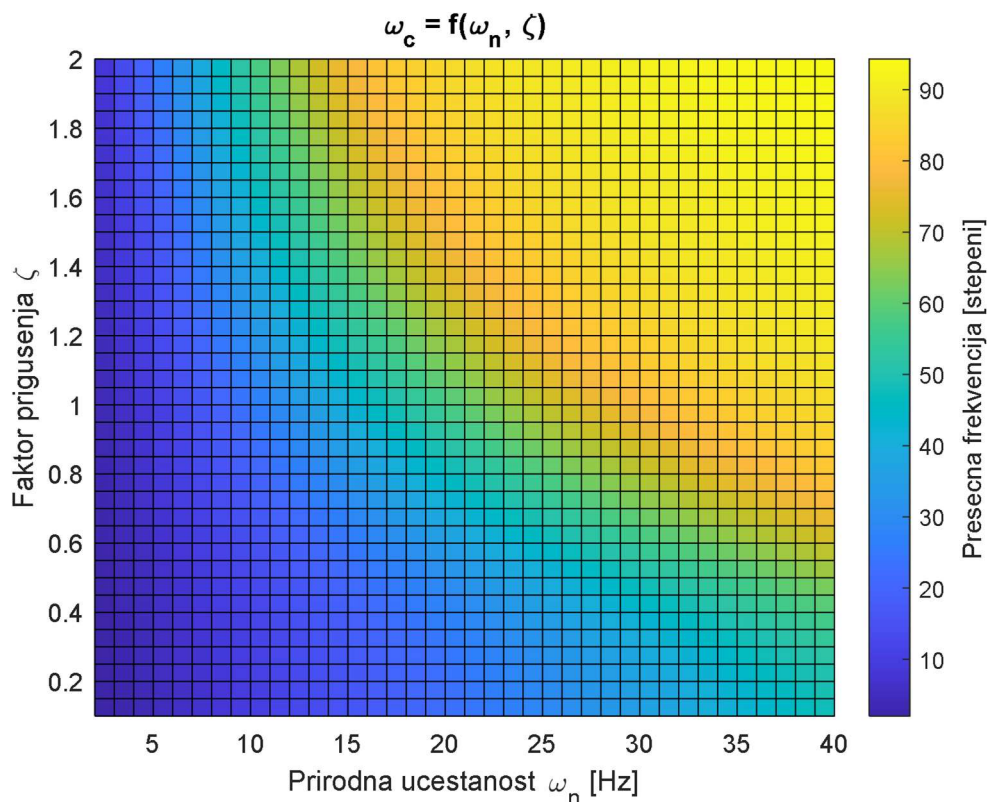
Коришћењем модела великих сигнала је испитивана зависност резерве фазе од природне учестаности и фактора пригушења и приказана је на Слици 4.8.10. Већа резерва фазе се добија при мањој природној учестаности и већем фактору пригушења.

Зависност времена смиривања од природне учестаности и фактора пригушења на основу модела великих сигнала приказана је на Слици 4.8.11. Мање време смиривања се добија при већим пресечним учестаностима и мањем фактору пригушења.

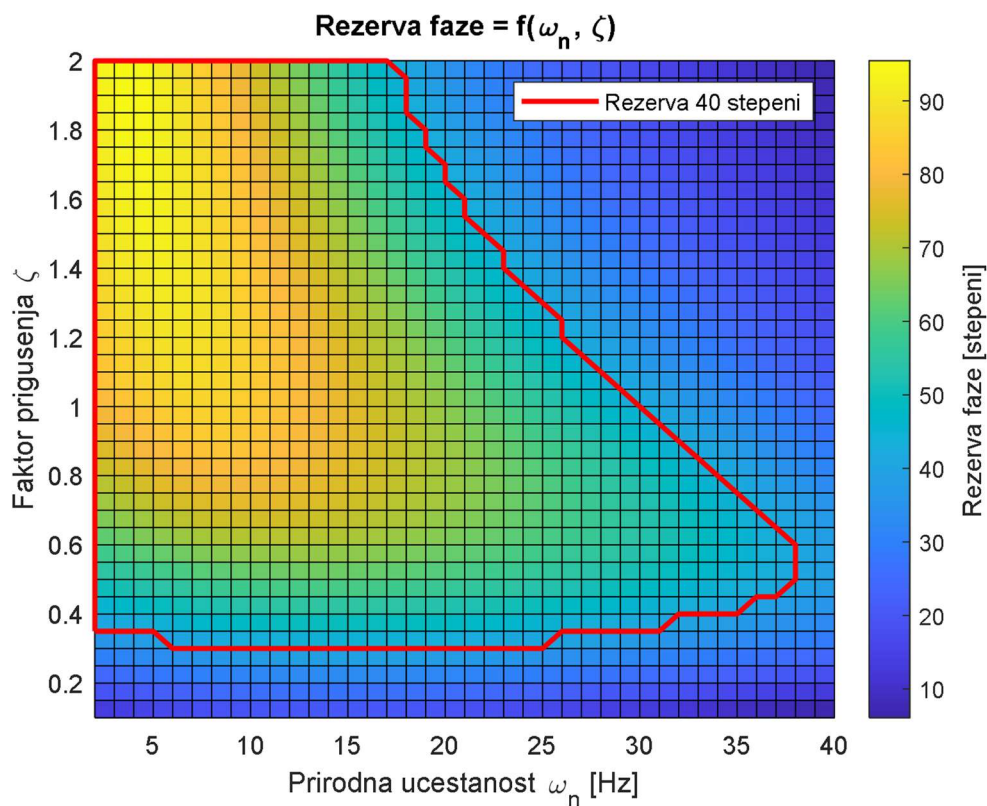
Зависност прескока од природне учестаности и фактора пригушења на основу модела великих сигнала приказана је на Слици 4.8.12. Фактор који највише утиче на прескок система је фактор релативног пригушења.

На Слици 4.8.13. је приказана зависност времена реаговања од природне учестаности и фактора пригушења. Очекивано већа природна учестаност резултује бржим реаговањем.

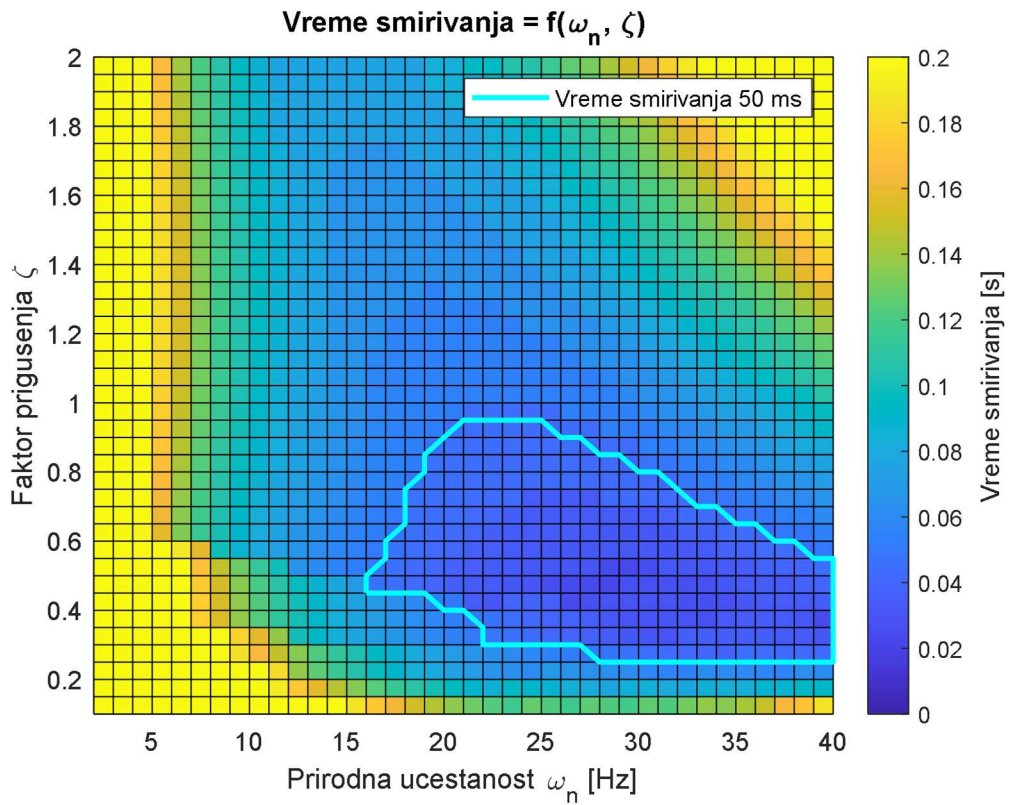
Слика 4.8.14. сумира све претходне критеријуме и даје вредност која је изабрана за даље коришћење:  $\omega_n = 20 [Hz] \wedge \zeta = \sqrt{2}/2$ .



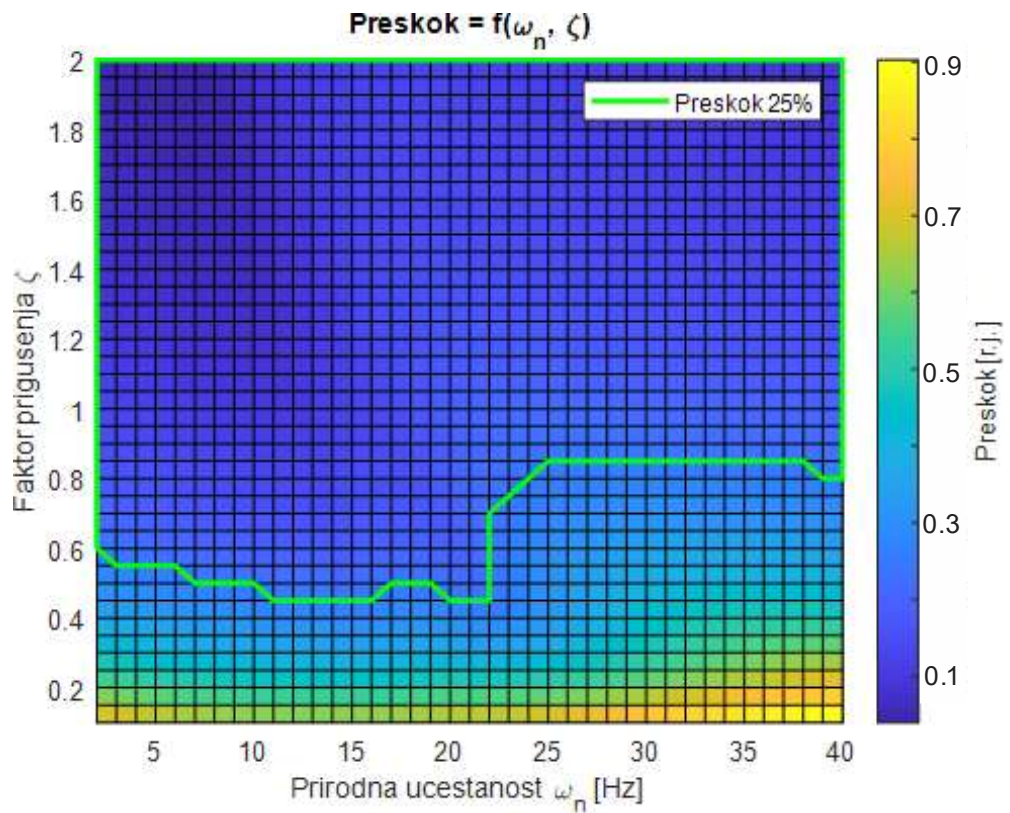
Слика 4.8.9. Зависност пресечне учестаности од природне учестаности и фактора пригушења код *RREF-PLL*-а.



Слика 4.8.10. Зависност резерве фазе од природне учестаности и фактора пригушења код *RREF-PLL*-а.

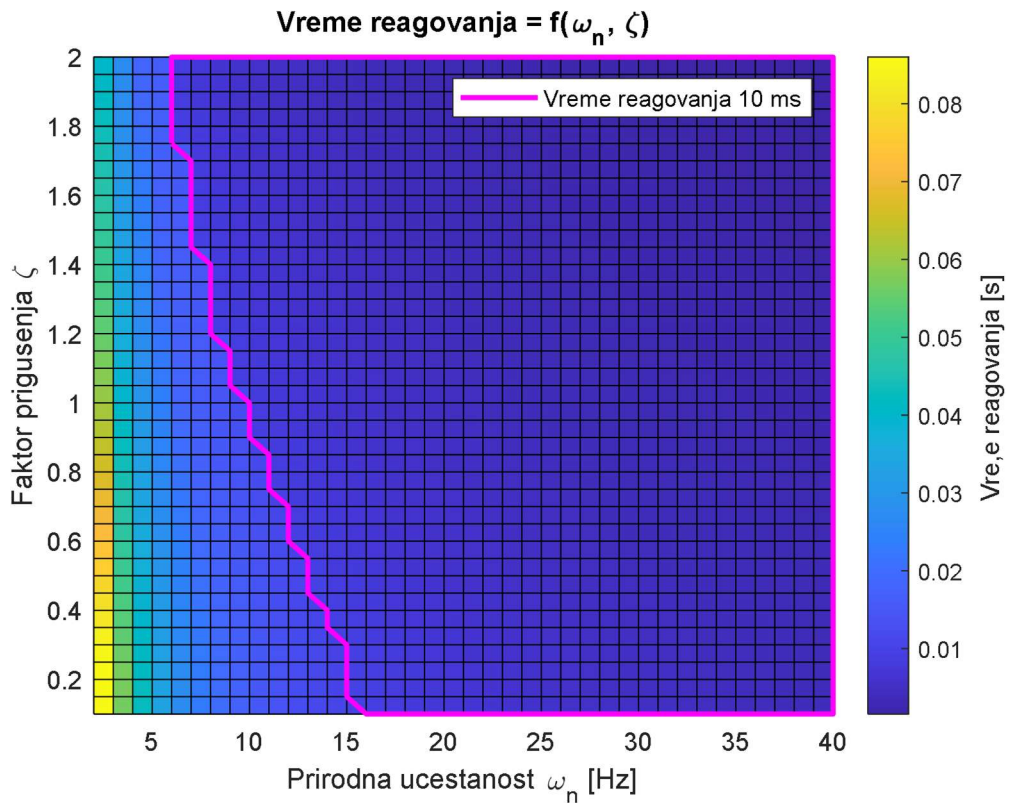


Слика 4.8.11. Зависност времена смиривања од природне учестаности и фактора пригушења код *RREF-PLL*-а.

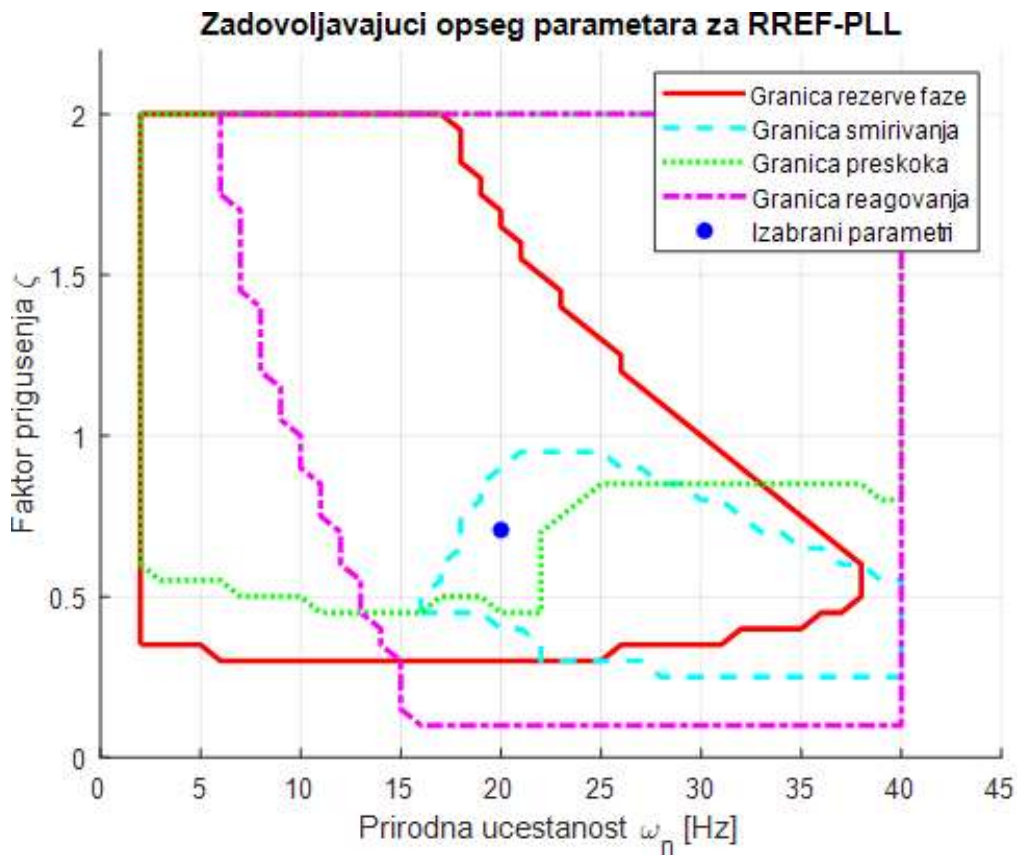


Слика 4.8.12. Зависност прескока од природне учестаности и фактора пригушења код *RREF-PLL*-а.





Слика 4.8.13. Зависност времена реаговања од природне учестаности и фактора пригушења код *RREF-PLL*-а.



Слика 4.8.14. Упореди приказ свих дискутованих параметара код *RREF-PLL*-а.

Способност праћења угла мрежног напона се може доказати уз помоћ Лапласове теорије коначне вредности релације спрегнутог преноса система, који се може написати на основу модела малих сигнала система приказаног на Слици 4.8.6. а). Коначна вредност грешке у праћењу фазног угла се може одредити из следеће релације:

$$\text{stacionarna greska ugla} = \lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) \quad (4.8.6)$$

На основу модела великих сигнала, грешка у праћењу угла у стационарном стању се може изразити преко угла основног позитивног вектора мрежног напона на следећи начин:

$$\begin{aligned} \lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \\ \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^2 T_i ((p T_\omega + 1)(1 - e^{-p T_\omega}) + p T_\omega k_r)}{p^2 T_i ((p T_\omega + 1)(1 - e^{-p T_\omega}) + p T_\omega k_r) + K(1 + k_r)(p k_p T_i + 1)(1 - e^{-p T_\omega})(1 + p T_\omega)} \theta_{1+}(p) \right) \end{aligned} \quad (4.8.7)$$

Одакле се може израчунати статичка грешка при константном мрежном напону:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) \Big|_{\theta_{1+}(p) = \frac{\Omega_{1+}}{p^2}} = 0 \quad (4.8.8)$$

Статичка грешка при нагибној промени основне мрежне учестаности износи:

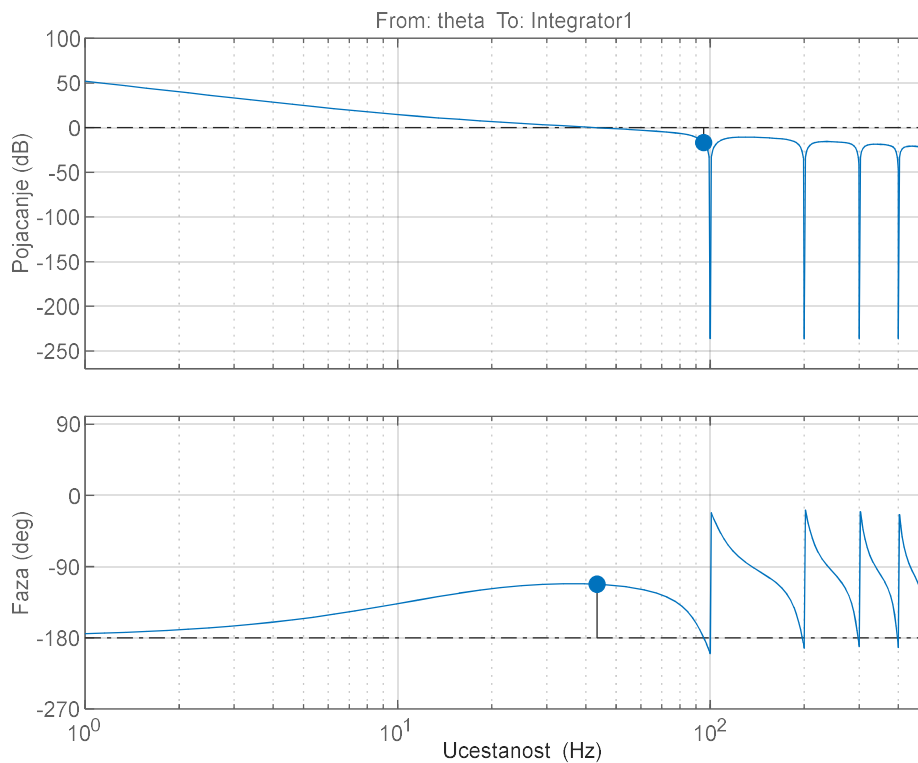
$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) \Big|_{\theta_{1+}(p) = \frac{\Delta \Omega_{1+}}{p^3}} = \frac{T_i}{K(1 + k_r)} \quad (4.8.9)$$

Као и сви презентовани алгоритми, *RREF-PLL* не може пратити нагибну промену основне мрежне учестаности без статичке грешке. Израз за статичку грешку подсећа на израз добијен код *SRF-PLL*-а уз додатак појачања  $k_r$ .

Бодеов дијаграм система отвореног преноса *RREF-PLL*-а је приказан на Слици 4.8.15. Уочава се да је пресечна учестаност појачања *RREF-PLL*-а за изабране параметре око 42 Hz, са резервом фазе око 60 степени.

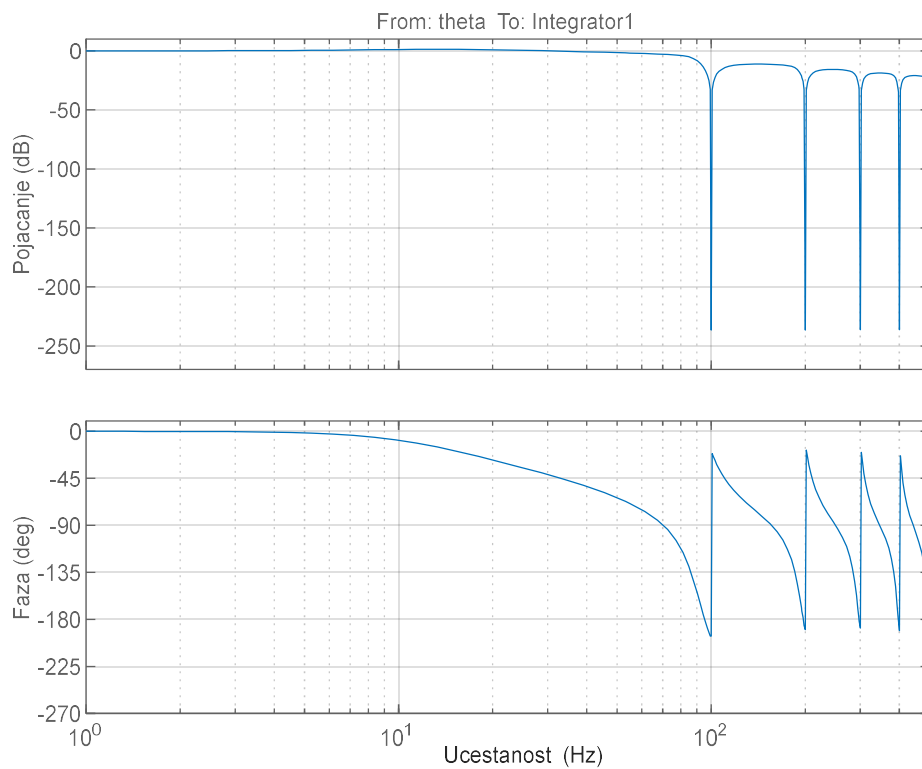
Бодеов дијаграм система спрегнутог преноса *RREF-PLL*-а је приказан на Слици 4.8.16. Уочава се као облик Бодеовог дијаграма као код *QTI-PLL*-а – до пресечне учестаности постоји јединично појачање петље, а након ње слабљење од  $20 [dB/dec]$  и могућност да се изабране учестаности потпуно потисну на излазу фазно-закључане петље.

### Bode dijagram sistema otvorenog prenosa RREF-PLL



Слика 4.8.15. Бодев дијаграм функције система отвореног преноса *RREF-PLL*-а.

### Bode dijagram sistema спрегнутог преноса RREF-PLL



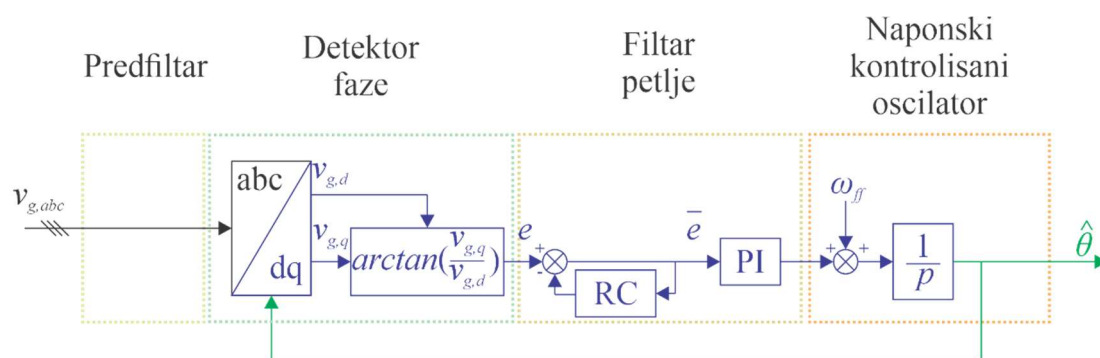
Слика 4.8.16. Бодев дијаграм функције система спрегнутог преноса *RREF-PLL*-а.

#### 4.9. Фазно-закључана петља побољшана репетитивним управљањем (RCE-PLL)

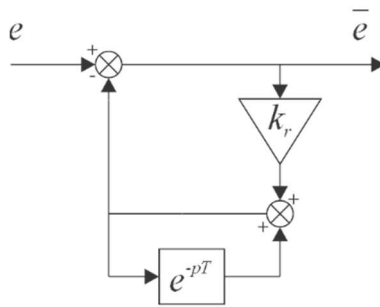
##### Equation Section (Next)

Уколико се размотри (4.5.3) и (4.5.4) закључује се да осцилације које се јављају унутар структуре фазно-закључане петље имају тачно дефинисане учестаности у односу на основну мрежну учестаност. У том случају и уз претпоставку непостојања значајне амплитуде шума, поставља се питање да ли се могу сузбити само осцилације на тачно дефинисаним учестаностима без модификације осталих учестаности. Ова идеја се може реализовати одлагањем сигнала на улазу за целобројни умножак очекиване периоде осцилација и одузимањем од истог тог сигнала [129]. Ово је и идеја иза другог доприноса у области фазно-закључаних петљи групе истраживача из области Електромоторних погона са Катедре за Енергетику Електронског Факултета у Нишу. За остваривање конкретне идеје поништавања нежељених осцилација је искоришћен филтар на бази репетитивног управљања, али са модификованом структуром. Предложени изглед фазно-закључане петље побољшане репетитивним управљањем (*eng. Repetitive Control Enhanced Phase-Locked Loop – RCE-PLL*) [35] је приказан на Слици 4.9.1. Детектор фазе је реализован као излаз из инверзне тангенс функције односа попречне и подужне компоненте излаза из Паркове трансформације због линеарне зависности сигнала грешке и разлике углова. Као и претходна фазно-закључана петља, унапређење је извршено у филтру петље имплементацијом модификованог филтра на бази репетитивног управљања. Блок дијаграм иницијално предложеног филтра је приказан на Слици 4.9.2. и састоји се од једног појачања  $k_r$  и једног блока са одлагањем сигнала. Функција преноса овог филтра се може записати у следећем облику:

$$\frac{\bar{e}(p)}{e(p)} = \frac{1 - e^{-pT}}{k_r + 1 - e^{-pT}} \quad (4.9.1)$$



Слика 4.9.1. Иницијално предложени облик фазно-закључане петље побољшане репетитивном контролом (RCE-PLL).



Слика 4.9.2. Блок дијаграм предложеног филтра.

Где је  $T$  време одлагања унутар предложеног филтра и  $k_r$  појачање филтра. Иницијални модел великих сигнала је приказан на Слици 4.9.3. Способност праћења угла основне позитивне компоненте мрежног напона се може одредити на основу тражења грешке у стационарном стању. На основу модела великих сигнала може се формулисати грешка у праћењу угла мрежног напона на следећи начин:

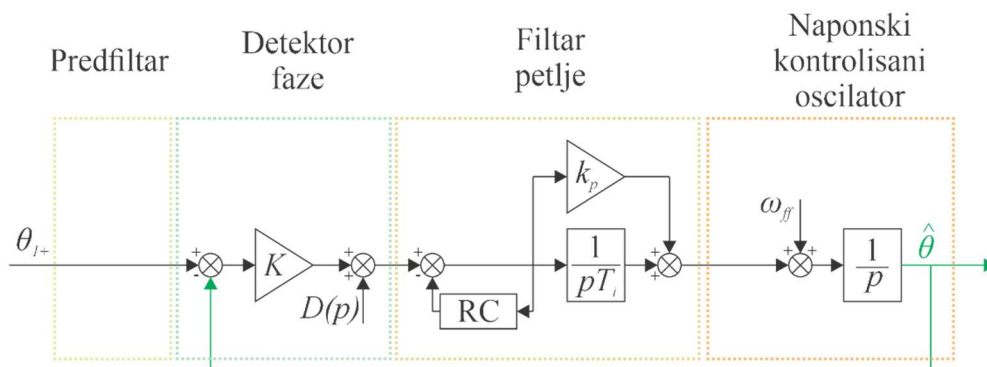
$$\text{stacionarna greska ugla} = \lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) \quad (4.9.2)$$

Коришћењем модела великих сигнала и нелинеарних функција преноса, могуће је на основу претходног израза формирати израз за грешку у праћењу угла мрежног напона:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{p^2 T_i (k_r + 1 - e^{-pT})}{p^2 T_i (k_r + 1 - e^{-pT}) + K(p k_p T_i + 1)(1 - e^{-pT})} \theta_{1+}(p) \right) \quad (4.9.3)$$

Применом Лопиталовог правила може се добити коначни израз за статичку грешку предложене фазно-закључане петље при константној мрежној учестаности ( $\theta_{1+}(p) = \frac{1}{p} \Omega_{1+}$ ). Статичка грешка је коначна и износи:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p(\theta_{1+}(p) - \hat{\theta}(p)) = \frac{T_i k_r}{TK} \Omega_{1+} \quad (4.9.4)$$

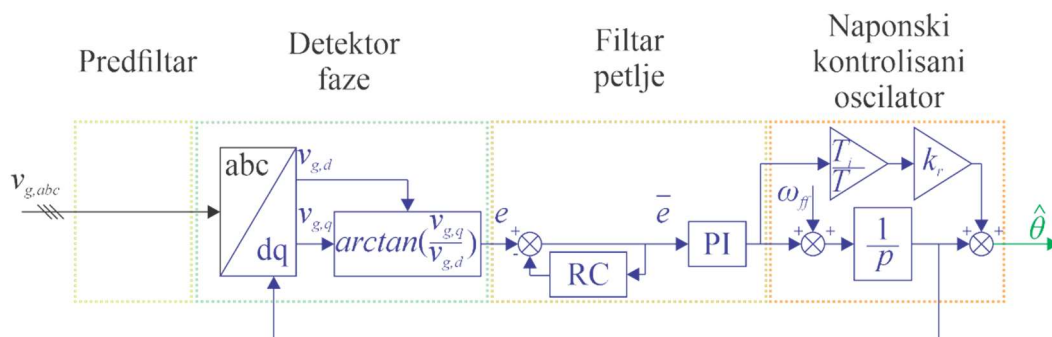


Слика 4.9.3. Иницијално предложени модел великих сигнала.

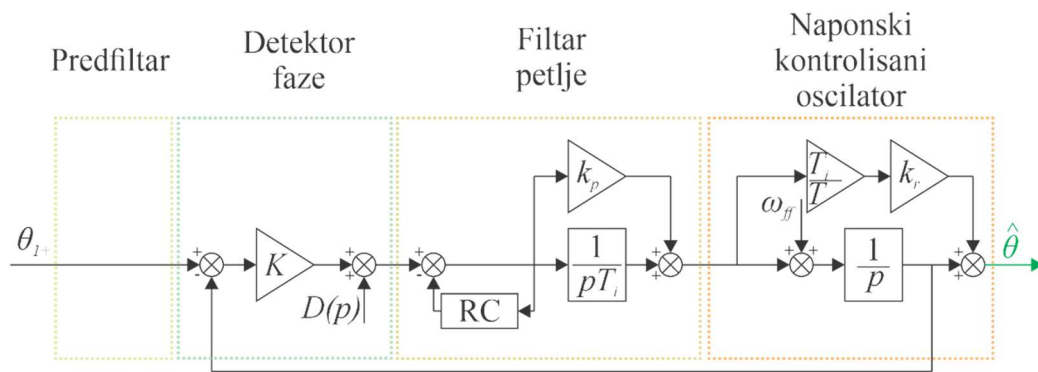
Односно, иницијално предложена фазно-закључана петља не може пратити угао мрежног напона без статичке грешке. Изузетак је случај када је учестаност мрежног напона једнака назначеној, али само због имплементираног  $\omega_{ff}$  члана за убрзање конвергенције. Други закључак је да постоји линеарна зависност између разлике углова и учестаности мрежног напона. Из тог разлога се, као код *QTI-PLL* алгоритма, мора користити детектор фазе са линеарном зависношћу излаза од разлике углова.

Како би се компензовала статичка грешка, предложена је структура фазно-закључане петље побољшана репетитивном контролом и са компензацијом одступања угла, приказана на Слици 4.9.4. Додата је компензација естимираног угла мрежног напона са излаза из *PI* регулатора, на основу (4.9.4). На Слици 4.9.5. је приказан модификовани модел великих сигнала *RCE-PLL*-а на основу предложене блок шеме. Модел великих сигнала је дат у две форме, прве која се може формирати на основу предложене блок шеме и друге која је графички модификована а биће искоришћења за испитивање валидности предложеног модела великих сигнала. Посматрањем модела великих сигнала са Сlike 4.9.5. а) уочава се још једна особеност фазно-закључане петље добијена имплементацијом компензације угла. Приликом појаве фазног скока на улазу постоји директни пут, преко појачања и компензације, до излаза. Односно, постоји механизам за директну компензацију дела фазног скока у тренутку његовог јављања, путем компензације која премаштава присутни интегратор у фазно-закључаној петљи.

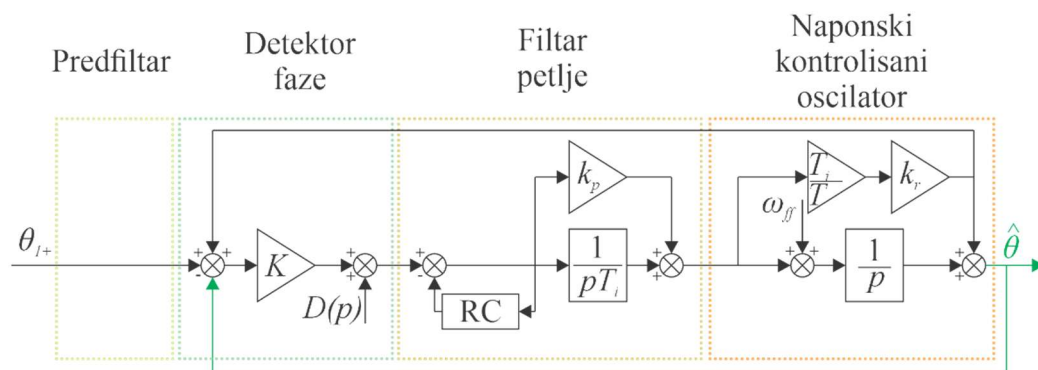
Као и у случају претходне фазно-закључане петље овде ће се користити модел великих сигнала, а подешавање слободних параметара ће се радити на основу вишекритеријумског графичког одлучивања које је коришћено у анализи претходних фазно-закључаних петљи.



Слика 4.9.4. Коначни облик фазно-закључане петље побољшане репетитивним управљањем (*RCE-PLL*).



а)

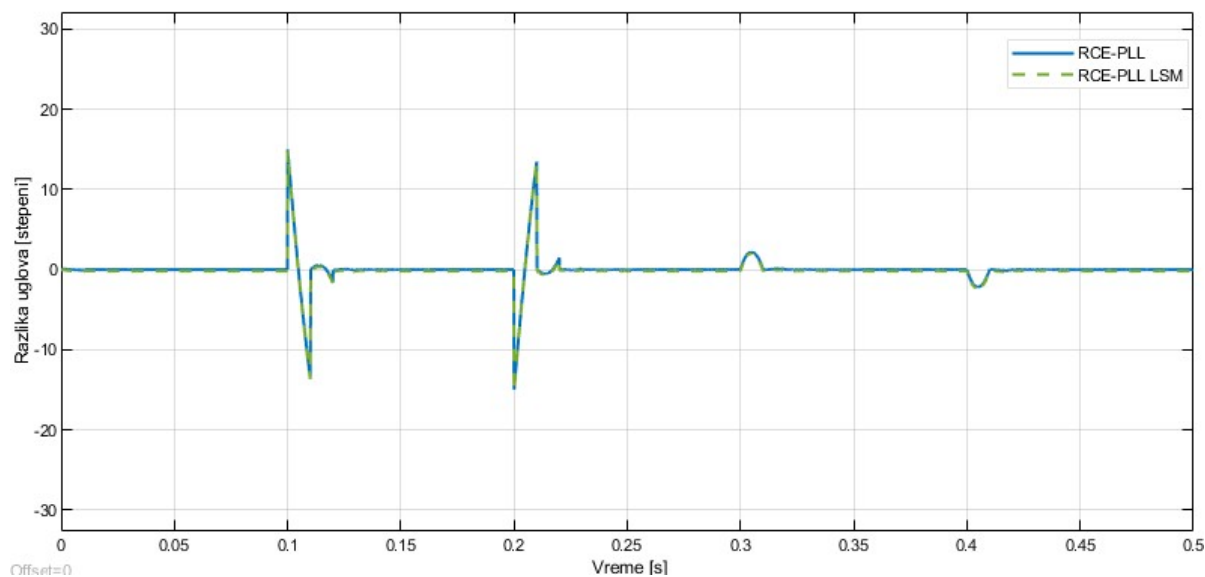


б)

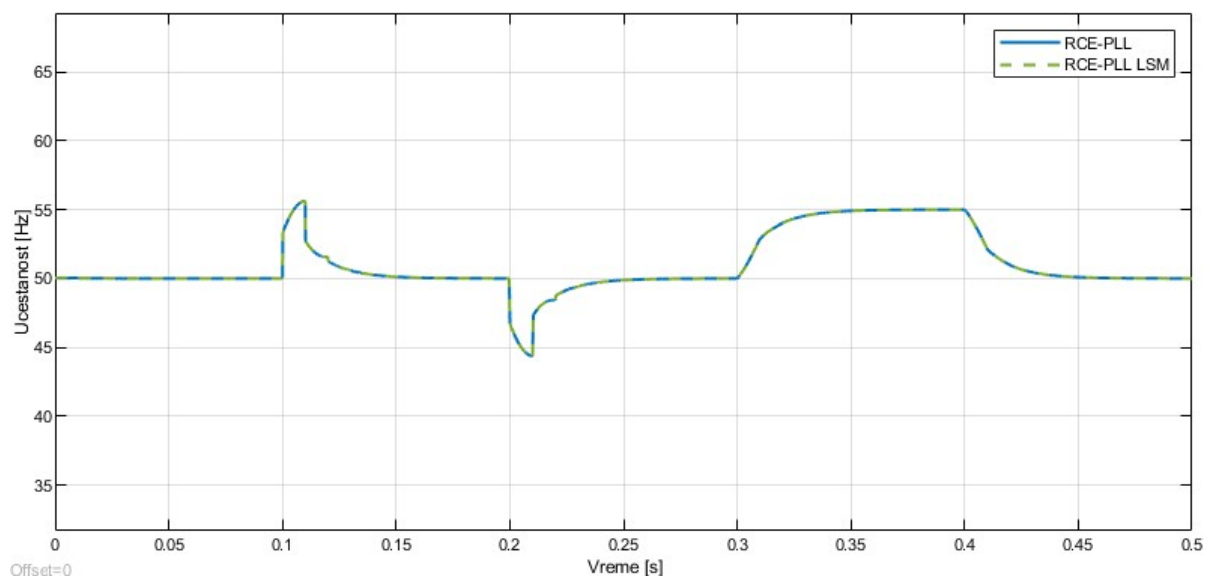
Слика 4.9.5. Модел великих сигнала *RCE-PLL*-а: а) приказ на основу облика блок шеме; б) графички модификовани.

Поређење одзива *RCE-PLL* алгоритма са одзивом предложеног модела великих сигнала је дато на Слици 4.9.6.

На основу посматрања одзива имплементираног *RCE-PLL* алгоритма и предложеног модела великих сигнала може се закључити да предложени модел верно осликава динамику алгоритма, како у погледу праћења угла мрежног напона, тако и у погледу праћења мрежне учестаности.



a)

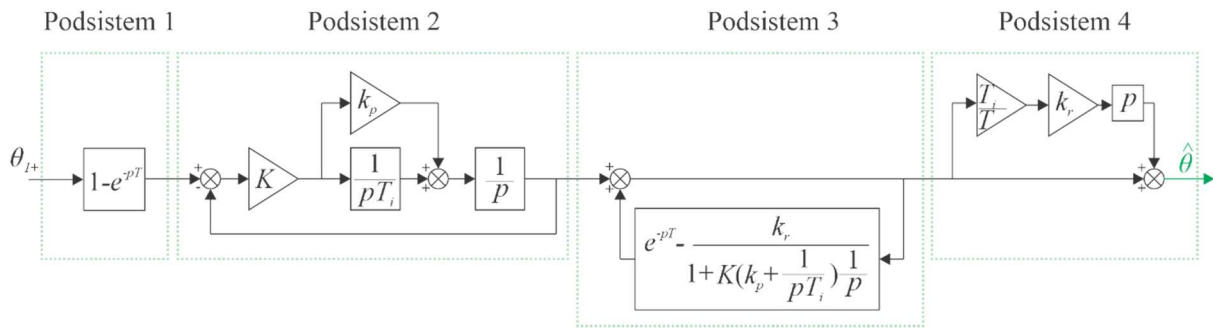


б)

Слика 4.9.6. Поређење одзива *RCE-PLL* алгоритма са одзивом предложеног модела великих сигнала: а) углови; б) учестаности.

Потребно је испитати стабилност предложене фазно-закључане петље и предложити одређени поступак за избор свих слободних параметара. На Слици 4.9.7. је представљен модел великих сигнала *RCE-PLL* алгоритма након одређених математичких манипулација како би се комплетан систем свео на четири подсистема чија се стабилност може релативно једноставно анализирати.





Слика 4.9.7. Модел великих сигнала *RCE-PLL*-а разложен на подсистеме.

На Слици 4.9.7. су присутни следећи подсистеми:

- Подсистем 1 – блок јединичног појачања умањеног за вредност сигнала од пре  $T$  времена;
- Подсистем 2 – структура малих сигнала *SRF-PLL* алгоритма;
- Подсистем 3 – структура са позитивном повратном спрегом и нелинеарном функцијом унутар повратне спреге;
- Подсистем 4 – јединично појачање и идеално диференцирање сигнала.

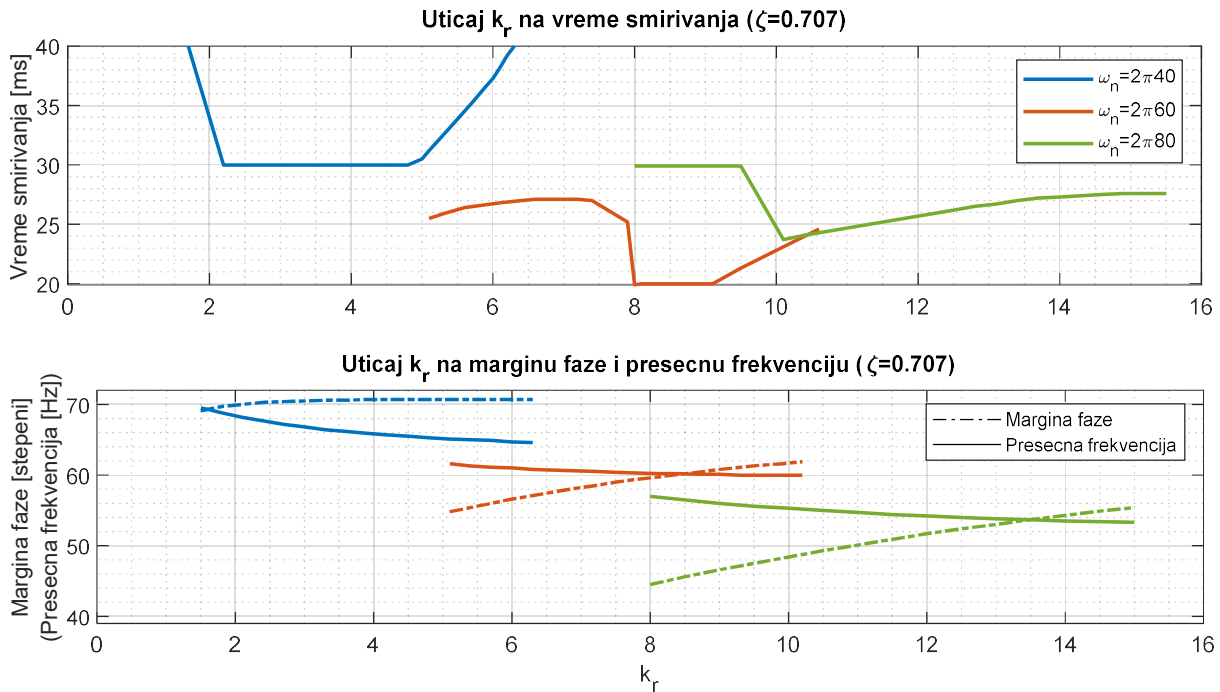
Од набројаних подсистема, подсистем 2 и подсистем 3 захтевају испитивање стабилности. Уколико су сви подсистеми стабилни, биће стабилан и резултујући систем. Како је подсистем 2 само структура малих сигнала *SRF-PLL* алгоритма, предлаже се подешавање параметара *PI* регулатора као у случају *SRF-PLL* алгоритма. На основу [130] довољан услов стабилности репетитивног контролера за опсег Никвистових учестаности ( $\omega \in [0, \pi/T_s]$ ) је појачање позитивне повратне спреге подсистема 3 мање од 1:

$$\left| e^{-j\omega T} - \frac{k_r e^{j\omega T}}{1 + K(k_p + \frac{1}{j\omega T_i}) \frac{1}{j\omega}} \right| < 1 \quad (4.9.5)$$

Одакле се може добити довољан услов стабилности подсистема 3 у облику:

$$0 < k_r < 2 \left| K(k_p + \frac{1}{j\omega T_i}) \frac{1}{j\omega} \right| \quad (4.9.6)$$

За разлику од *RREF-PLL* алгоритма, параметар  $k_r$  има утицаја на динамичке перформансе фазно-закључане петље. Утицај параметра  $k_r$  на динамичке перформансе фазно-закључане петље је приказан на Слици 4.9.8. Током експеримента, параметри фазно-закључане петље су подешавани као у случају *SRF-PLL*-а, а онда су варијацијом параметра  $k_r$  испитиване карактеристичне перформансе. На основу графика са Слике 4.9.8. изабрана је вредност  $k_r = 8.1$  која ће надаље бити коришћена.



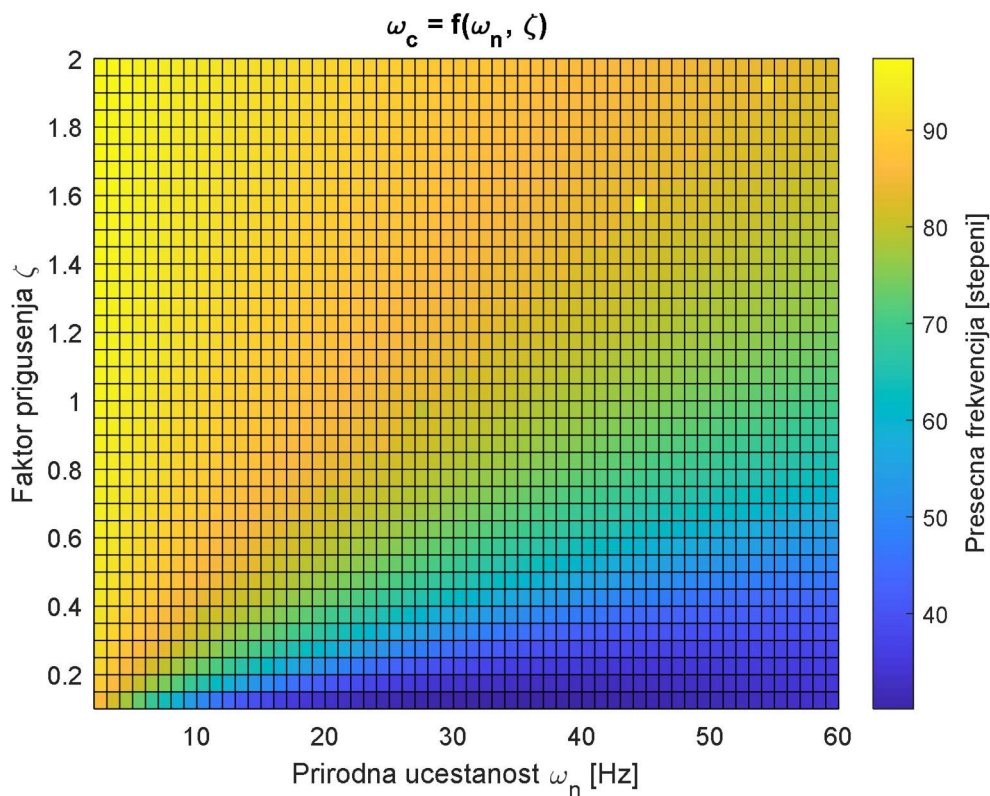
Слика 4.9.8. Утицај параметра  $k_r$  на перформансе *RCE-PLL*-а.

За изабрану вредност параметра  $k_r$ , сада се могу конструисати графици за вишекритеријумско одлучивање као и у случају свих претходних фазно-закључаних петљи. Зависност пресечне учестаности од природне учестаности и фактора пригушења је приказана на Слици 4.9.9. Примећује се висока пресечна учестаност појачања у целој области испитивања. Зависност резерве фазе од природне учестаност и фактора пригушења је приказана на Слици 4.9.10. У великом делу испитиване области је резерва фазе већа од 40 степени, што олакшава процес одабира параметара *PI* регулатора. На Слици 4.9.11. је приказана зависност времена смиривања од природне учестаности и фактора пригушења. Постоји велика област у којој је време смиривања мање од 50 милисекунди, значајно више него у случају *RREF-PLL*-а. На Слици 4.9.12. је приказана зависност прескока од природне учестаности и фактора пригушења. Унутар испитиваног опсега параметара *RREF-PLL* је имао значајну површину са прескоком не

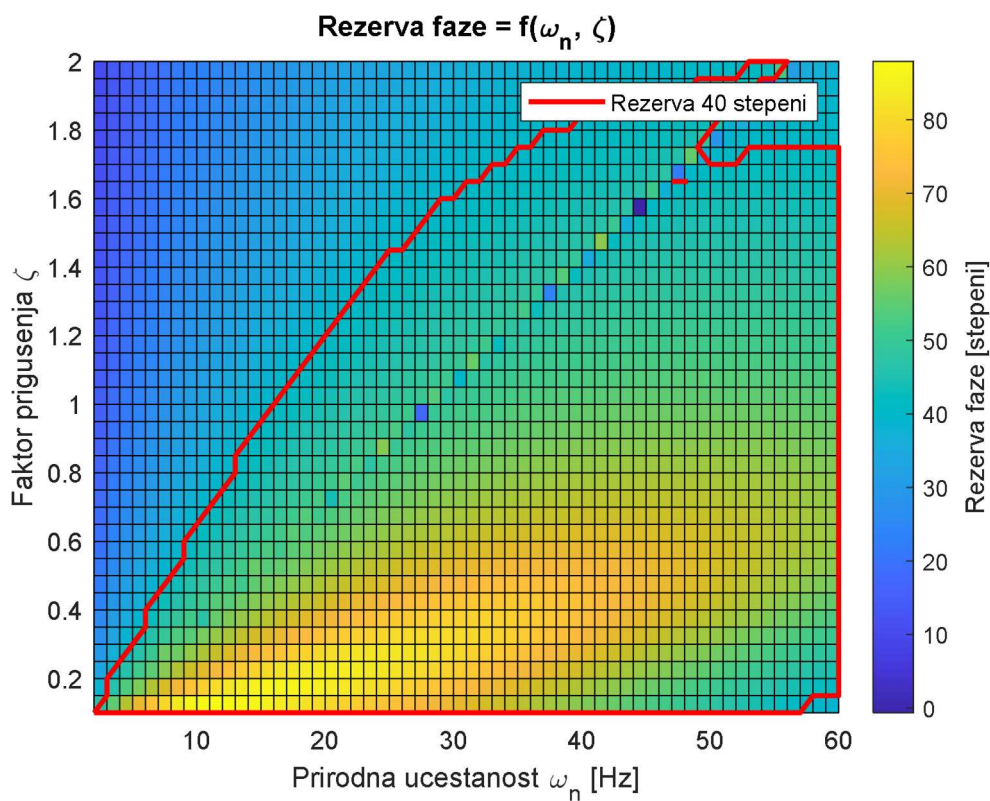
већим од 25%, док је у случају *RCE-PLL*-а прескок већи и реално се може очекивати око 45%. На Слици 4.9.13. приказана зависност времена реаговања од природне учестаности и фактора пригушења. *RCE-PLL* има одлику веома кратког времена реаговања, не већег од 5 милисекунди у великом делу области испитивања. Упореди приказ свих дискутованих критеријума је приказан на Слици 4.9.13. На основу свих критеријума изабрано је  $\zeta = \sqrt{2}/2 \wedge \omega_n = 2\pi 60$ .

На основу свих усвојених параметара конструисани су Бодеоу дијаграми функција отвореног и спрегнутог преноса система *RCE-PLL*-а. Разматрањем Бодеоу дијаграма отвореног преноса датог на Слици 4.9.14. уочава се пресечна учестаност појачања изнад 70 Hz и резерва фазе од око 60 степени.

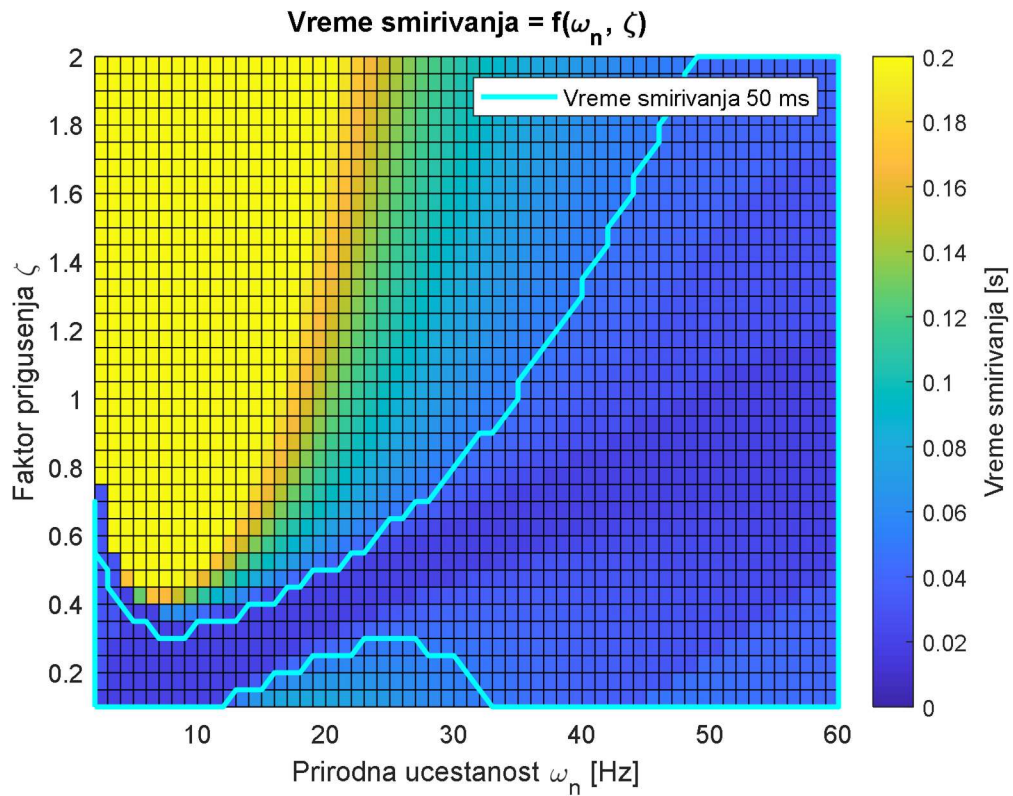
Бодеоу дијаграм спрегнутог преноса је дат на Слици 4.9.15. Уочава се карактеристика *RCE-PLL*-а да је појачање на целом спектру учестаности једнако један, осим на одабраним учестаностима које се потискују. Овај алгоритам неће бити примењив у случају постојања значајног шума у мереном напону или других појава у мрежном напону које нису везане за основну мрежну учестаност. Такође, због брзог времена реаговања упитно је разматрање осталих структура мрежног инвертора као потпуно распрегнутих (типично је пресечна учестаност појачања фазно-закључане петље значајно нижа од рецимо струјне петље). Међутим уколико се ради о инвертору прикљученом на јаку мрежу, са задовољавајућим елементима аквизиције напона, дата фазно-закључана петља се може применити у циљу брзе реакције на промене у мрежном напону. Такође, дата фазно-закључана петља је примењива у квалитетним уређајима аквизиције.



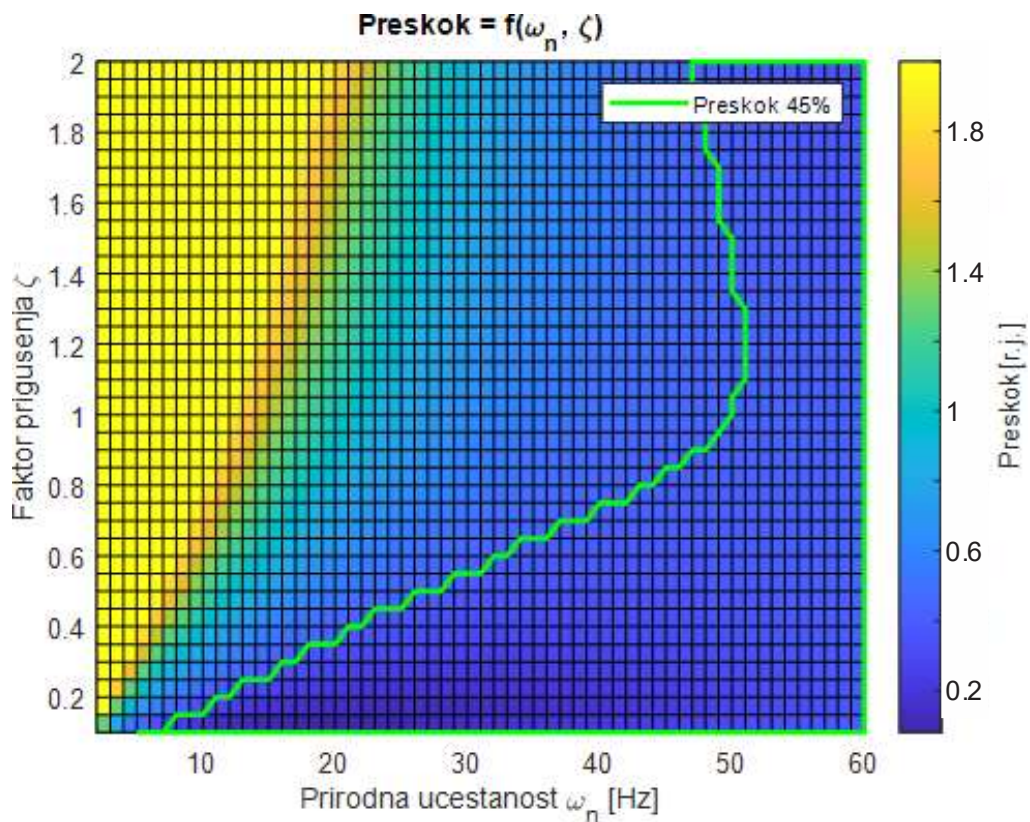
Слика 4.9.9. Зависност пресечне учестаности од природне учестаности и фактора пригушења код *RCE-PLL*-а.



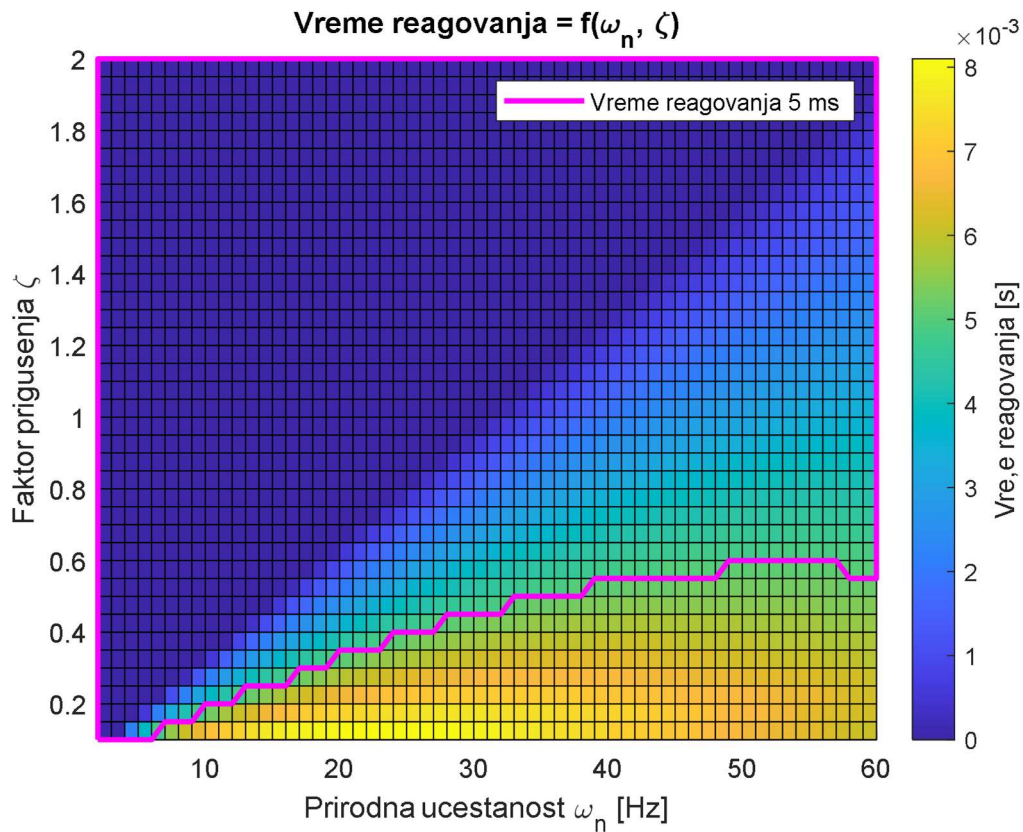
Слика 4.9.10. Зависност резерве фазе од природне учестаности и фактора пригушења код *RCE-PLL*-а.



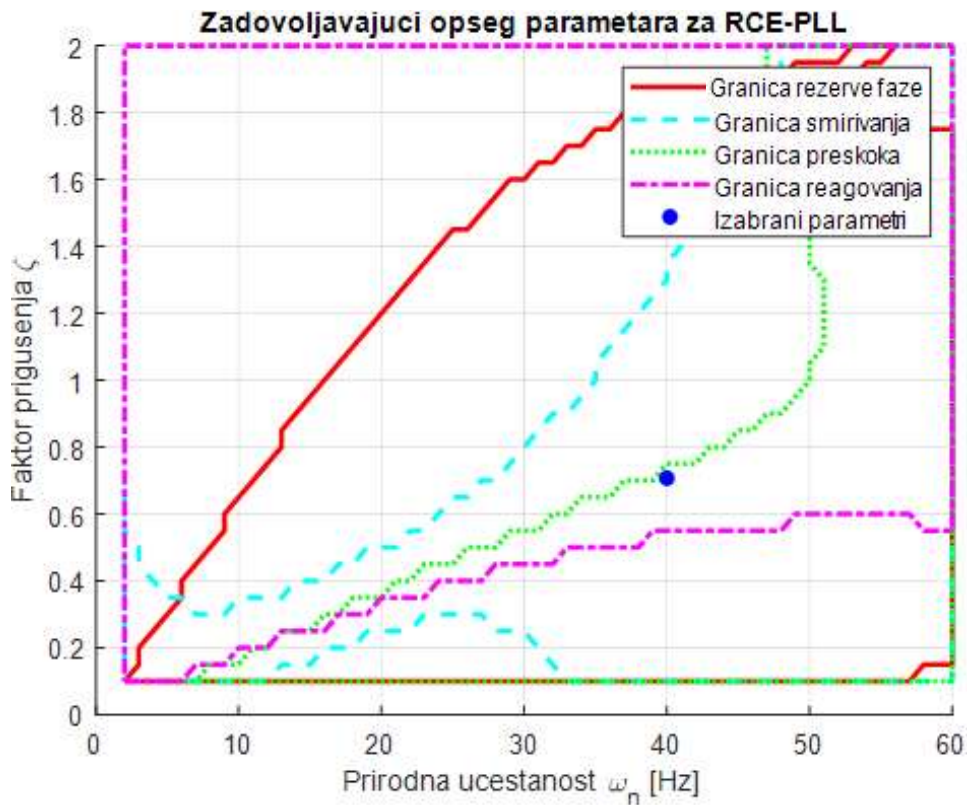
Слика 4.9.11. Зависност времена смиривања од природне учестаности и фактора пригушења код *RCE-PLL*-а.



Слика 4.9.12. Зависност прескока од природне учестаности и фактора пригушења код *RCE-PLL*-а.

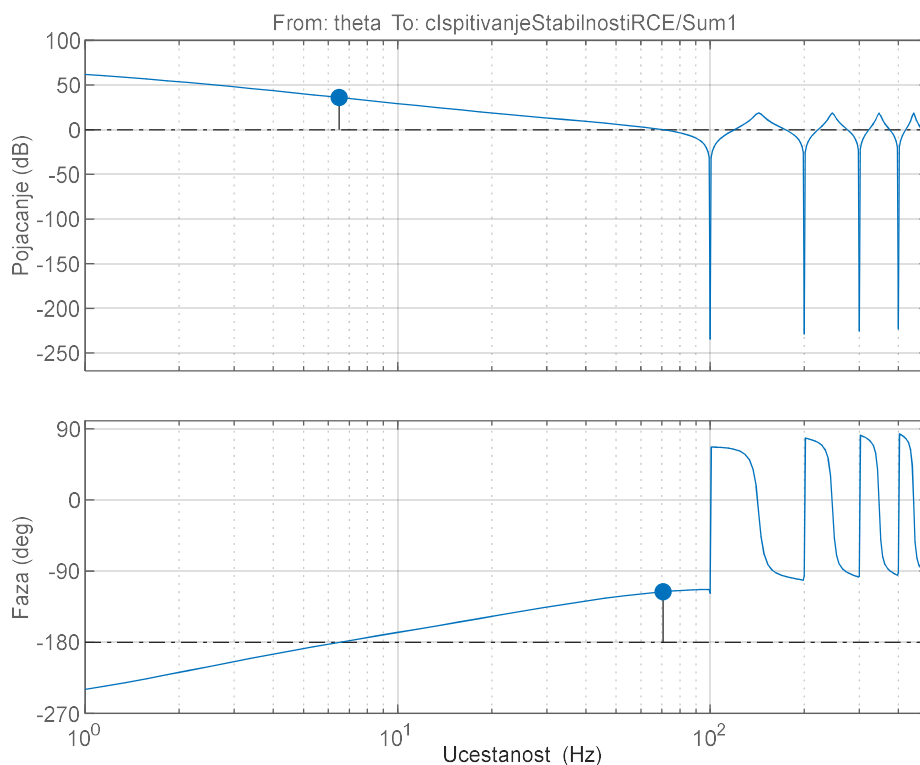


Слика 4.9.13. Зависност времена реаговања од природне учестаности и фактора пригушења код *RCE-PLL*-а.



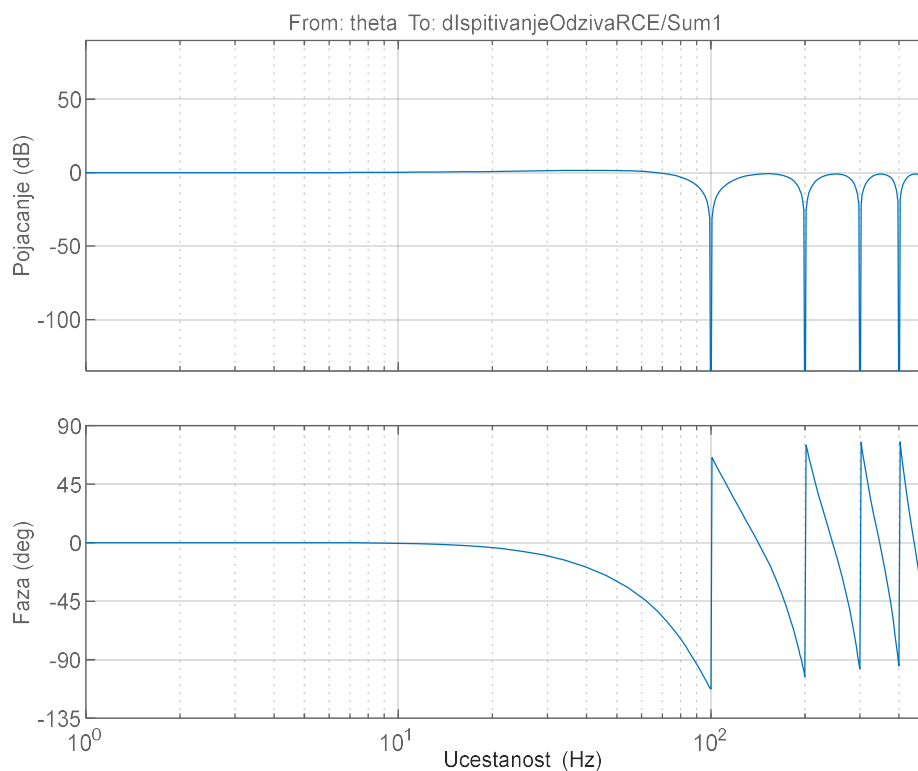
Слика 4.9.14. Упореди приказ свих дискутованих параметара код *RCE-PLL*-а.

### Bode dijagram sistema otvorenog prenosa RCE-PLL



Слика 4.9.14. Бодев дијаграм функције система отвореног преноса *RCE-PLL*-а.

### Bode dijagram sistema спрегнутог преноса RCE-PLL



Слика 4.9.15. Бодев дијаграм функције система спрегнутог преноса *RCE-PLL*-а.

## 5. Експериментална валидација резултата

### Equation Chapter (Next) Section 1

Експериментална валидација резултата је обављена у Лабораторији за електромоторне погоне и Лабораторији за паметне мреже и микромреже, Електронског факултета у Нишу, Универзитета у Нишу. Одабрани алгоритми фазно-закључаних петљи су имплементирани на уређају за брзи развој софтверских прототипова dSPACE ds1103 који је програмиран из софтверског пакета MATLAB/Simulink R2018b, док је интеракција са њим обављана посредством програма ControlDesk. Одређени алгоритми фазно-закључаних петљи су испитивани у следећим сетовима тестова:

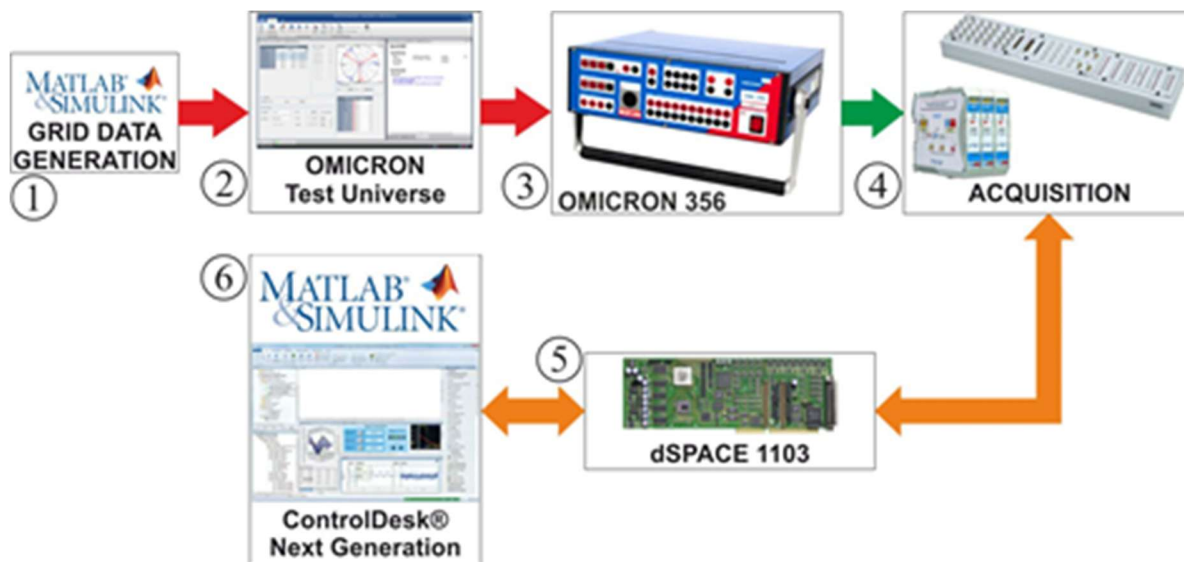
1. У режиму праћења основне учестаности трофазног мрежног напона [31];
2. Унутар контролне структуре мрежног инвертора [131];
3. У режиму прецизног праћења угла основне позитивне компоненте мрежног напона.

Лабораторијска поставка везана за праћење основне учестаности трофазног мрежног напона је приказана на Слици 5.0.1. и преузета је из [31]. На Слици 5.0.1. се могу уочити следеће целине:

1. MATLAB скрипта за генерисање временског облика жељеног трофазног напона;
2. OMICRON Test Universe софтверски пакет за уношење генерисаног временског облика жељеног трофазног напона у OMICRON уређај;
3. OMICRON 356 уређај који жељени напон исходи на свом излазу;
4. Напонски мерни трансформатори CA30 који напон из опсега  $\pm 700$  V преводе у напон  $\pm 10$  V и dSPACE аквизициона картица која излаз из напонских трансформатора преводи у облик повољан за dSPACE ds1103;
5. dSPACE ds1103 са одређеним алгоритмима фазно-закључаних петљи које се извршавају паралелно;
6. ControlDesk који служи за визуелизацију резултата и њихово евентуално снимање због касније обраде.

Предложена лабораторијска поставка се може користи за испитање фазно-закључаних петљи у контексту способности праћења основне мрежне учестаности јер се координисаним укључењем OMICRON 356 и dSPACE ds1103 уређаја може тачно знати тренутак промене мрежне учестаности или дешавања одређеног поремећаја.

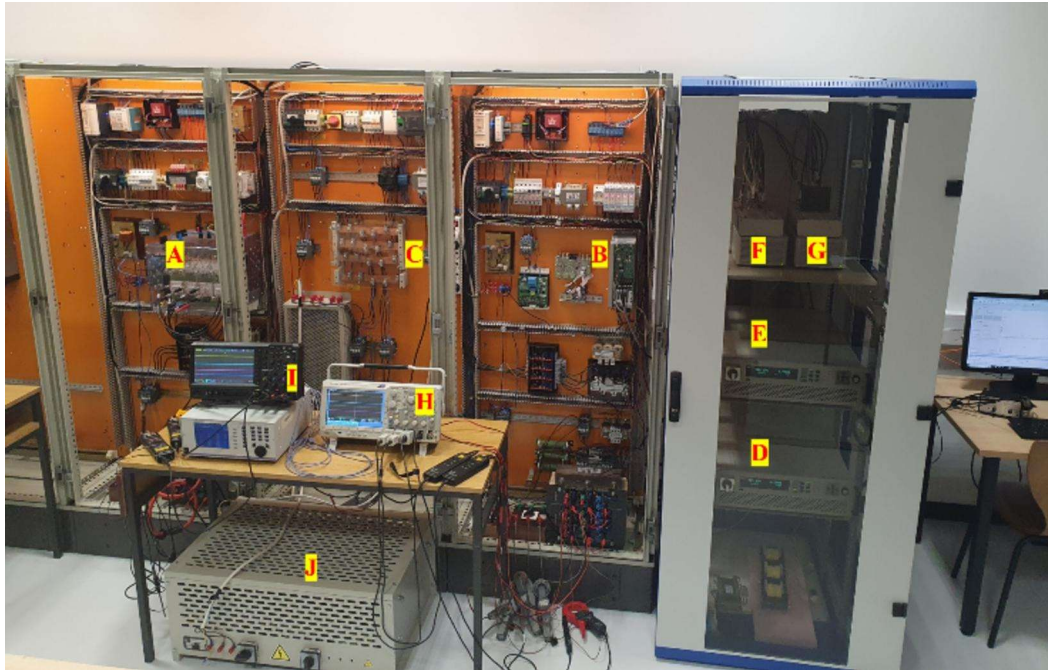




Слика 5.0.1. Лабораторијска поставка у првом сету тестова [31].

Други сет тестова је укључивао испитивање понашања SRF-PLL-а унутар контролне структуре инвертора за обновљиве изворе енергије, када су инвертори повезани на електроенергетски систем, али и када раде у острвском раду [131]. Примарни фокус истраживања је био реализација јединствене контролне структуре са што краћом транзицијом између режима рада. С тим у вези, одлучено је да се користи SRF-PLL као најједноставнији, свесно прихватајући евентуалне осцилације у естимацији угла, а које су последица несиметрије мрежног напона. Даља истраживања ће бити фокусирана на побољшање квалитета размењене електричне енергије, што подразумева и унапређење коришћеног алгорита за синхронизацију са мрежом. Лабораторијска поставка коришћена за извођење наведеног сета тестова је приказана на Слици 5.0.2. и састоји се од следећих елемената:

- A. Semicon инвертор;
- B. Danfoss FC-302 инвертор;
- C. Тачка заједничког прикључења инвертора и електроенергетског система;
- D. ITECH IT600C извор једносмерног напајања за Semicon инвертор;
- E. ITECH IT600C извор једносмерног напајања за Danfoss FC-302 инвертор;
- F. dSPACE ds1103 за управљање Semicon инвертора;
- G. dSPACE ds1103 за управљање Danfoss FC-302 инвертор;



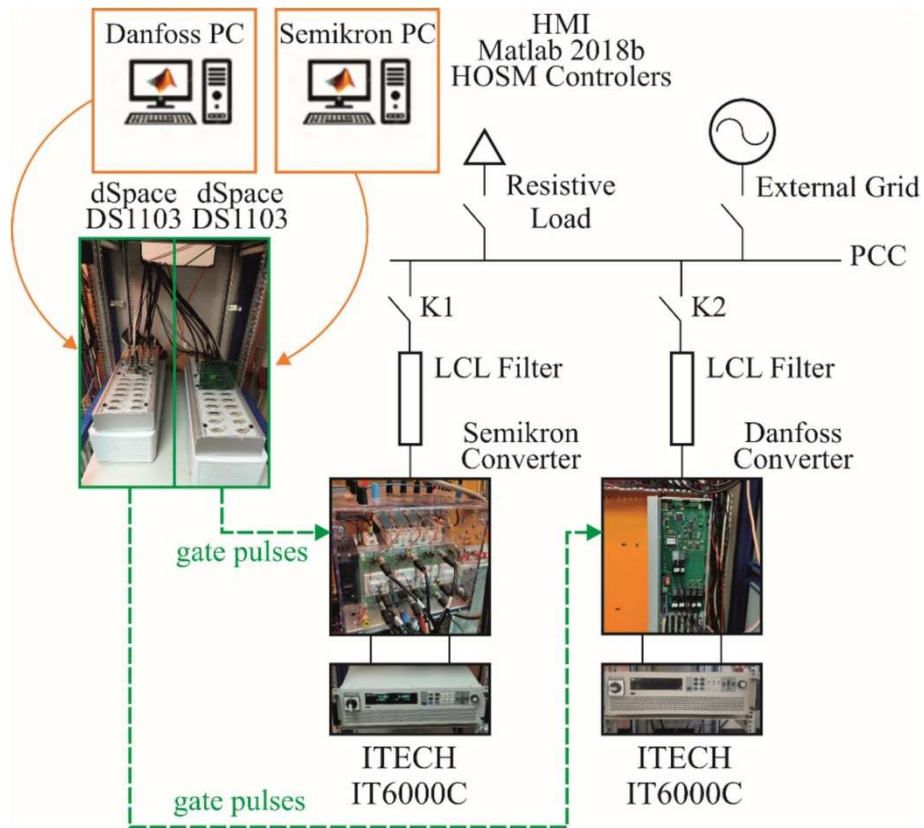
Слика 5.0.2. Лабораторијска поставка коришћена у другом сету тестова [131].

Н. Осцилоскоп за снимање таласних облика на излазу из Danfoss FC-302 инвертора;

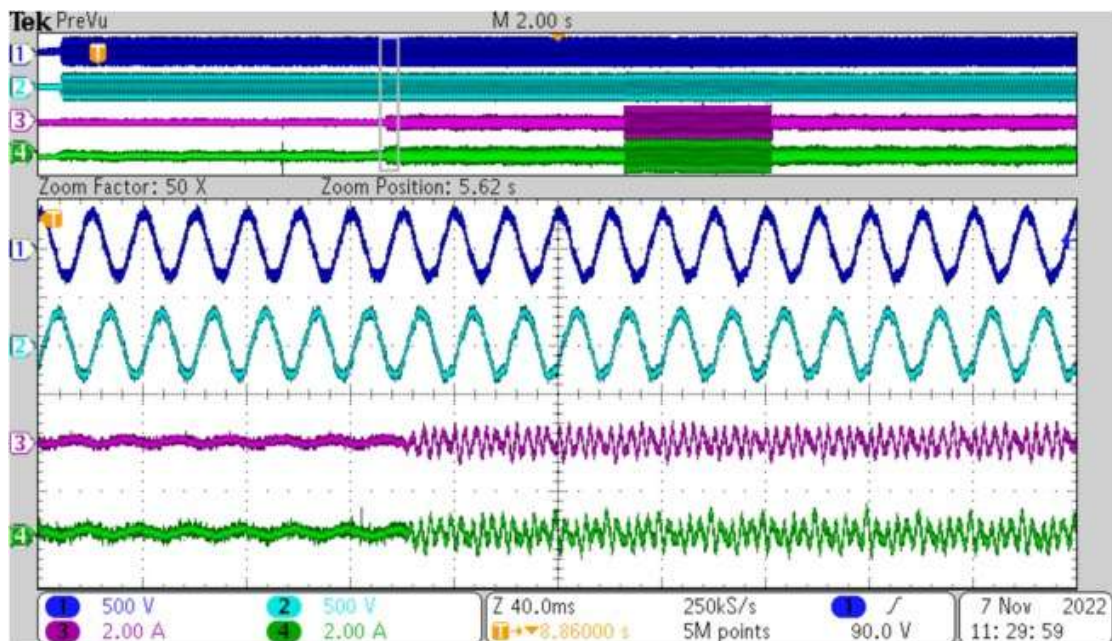
И. Осцилоскоп за снимање таласних облика на излазу из Semicon инвертора;

Ј. Активно оптерећење у тачки заједничког прикључења.

Принципијелна шема везе набројаних елемената је приказана на Слици 5.0.3. Инвертори су повезани у тачку заједничког прикључења преко одговарајућих LCL филтра и контактора. У исту тачку је повезано и напајање из дистрибутивне мреже, као и резистивно оптерећење такође преко одговарајућих контактора. Сваки инвертор има свој dSPACE ds1103 који добија сигнал са одговарајућих сензора напона и струје и командује прекидачким елементима инвертора. На Слици 5.0.4. је приказан прелазни процес након затварања контактора Danfoss инвертора и његово прикључење на трофазни систем напона који је формирао Semicon инвертор. За синхронизацију Danfoss инвертора са трофазним системом напона је коришћен SRF-PLL.



Слика 5.0.3. Принципијелна шема везе елемената у другом сету тестова [131].



Слика 5.0.4. Таласни облик напона и струје на излазу из Danfoss инвертора [131].

Трећи сет тестова је везан за испитивање перформанси алгоритама фазно-закључане петље при праћењу угла основне позитивне компоненте мрежног напона. У циљу спровођења ових тестова, неопходно је реализовати лабораторијску поставку у којој ће у сваком тренутку постојати информација о тренутној вредности основне позитивне компоненте мрежног напона. Из тог разлога, није могуће коришћење екстерних уређаја за генерисање мрежног напона који постоје у лабораторији, већ је потребно да исти уређај dSPACE ds1103 који врши аквизицију сигнала уједно врши и генерисање мрежних напона, како би постојала информација о углу.

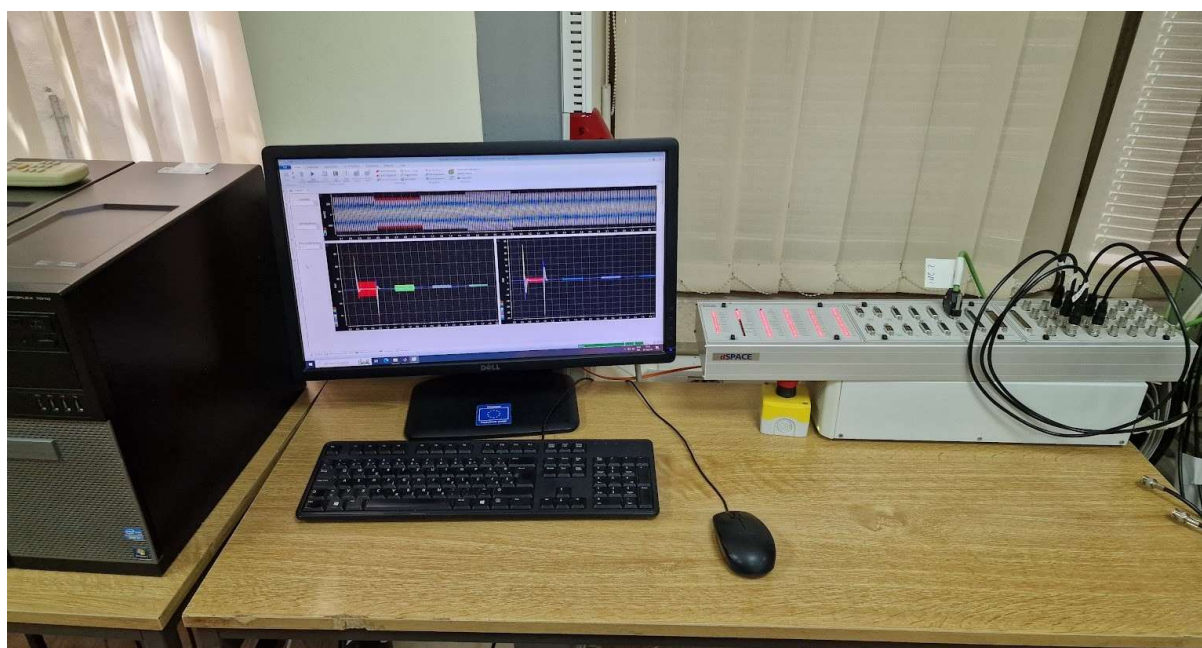
У сврху обављања валидације резултата искоришћен је уређај за брзи развој софтверских прототипова dSPACE ds1103 који је програмиран из софтверског пакета MATLAB/Simulink R2018b, док је интеракција са њим обављана посредством програма ControlDesk. Експериментална поставка је приказана на Слици 5.0.5.

Како би се детаљно испитале карактеристике свих алгоритама од интереса, на уређају dSPACE ds1103 су имплементирани два независна програма:

- Први програм може генерисати таласне облике трофазног мрежног напона на основу развијене скрипте. Генерисане таласне облике мрежног напона прослеђује на аналогне излазе dSPACE ds1103. Информацију о тренутном углу и учестаности основне компоненте мрежног напона прослеђује на ControlDesk. Дефинишу се амплитуда и учестаност трофазног мрежног напона на почетку експеримента. Након тога се дефинише тип поремећаја и време када ће поремећај наступити од тренутка покретања експеримента. Типови поремећаја који се могу симулирати су:
  - Пропади напона од А до G са дефинисаном дужином пропада;
  - Хармоници напона у свакој фази са подешавањем амплитуде и фазног става сваког хармоника у свакој фази појединачно;
  - Промена основне мрежне учестаности са дефинисаним прелазом (одскочна или нагибна) са коначном учестаношћу и нагибом рампе;
  - Шум у мереном напону са нормалном расподелом и са подешавањем максималне амплитуде шума;
  - Слободно подешавање амплитуде и фазног става трофазног мрежног напона;
  - Слободна комбинација свих набројаних опција.

- Други програм садржи све одабране алгоритме фазно-закључане петље. Прихвата напонски сигнал са аналогних улаза dSPACE ds1103 и на основу њега одабрани алгоритми фазно-закључаних петљи врше процену тренутног угла и учестаности основне компоненте мрежног напона. Ове процене се прослеђују на ControlDesk.

Испитивање перформанси одабраних фазно-закључаних петљи врши се поређењем стварног угла и учестаности основне компоненте мрежног напона из првог програма са процењеним угловима и учестаностима из другог програма. На овај начин је реализован програмабилни извор трофазног мрежног напона, укључени су сви ефекти узорковања и дигиталне обраде напона а постоје и прецизне информације о тренутном углу мрежног напона и тренутној учестаности. Ове информације не би биле доступне у највећем броју поставки са емулацијом мрежног напона осим у случају коришћења специјализованих програмабилних уређаја.



Слика 5.0.5. Лабораторијска поставка коришћена у трећем сету тестова.

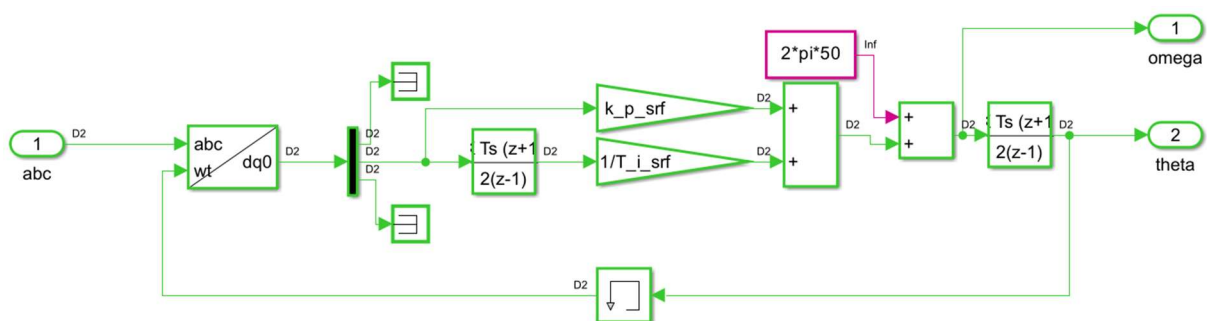
### 5.1. Детаљи дигиталне имплементације алгоритама фазно-закључане петље

Сви слободно подесиви параметри свих испитиваних фазно-закључаних петљи су дати у наставку. Сви алгоритми се извршавају са кораком  $T_s = 100[\mu s]$ .

Детаљи имплементације *SRF-PLL* алгорита су дати у Табели 5.1.1. и на Слици 5.1.1.

Табела 5.1.1. Детаљи имплементације *SRF-PLL* алгорита

Параметар	Вредност
$K$	$230\sqrt{2}$
$\xi$	$\sqrt{2}/2$
$\omega_n$	$2\pi 20$
$k_p$	0.5464
$T_i$	0.0206

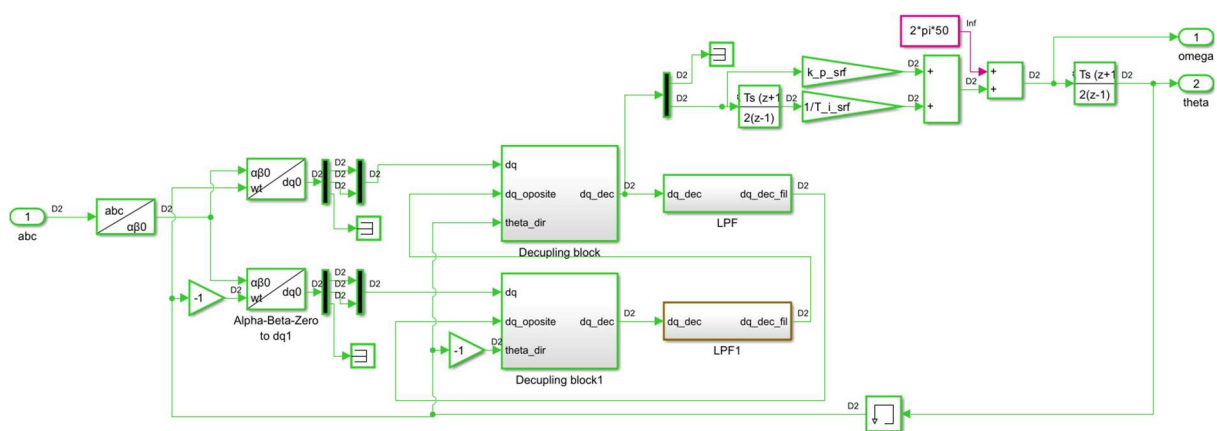


Слика 5.1.1. Детаљи имплементације *SRF-PLL* алгорита.

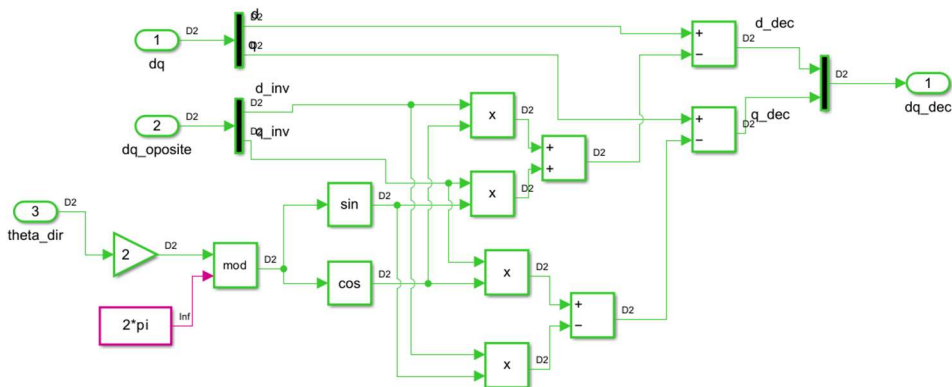
Детаљи имплементације *DDSRF-PLL* алгоритма су дати у Табели 5.1.2. и на Слици 5.1.2.

Табела 5.1.2. Детаљи имплементације *DDSRF-PLL* алгоритма

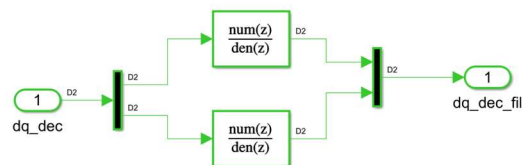
Параметар	Вредност
$K$	$230\sqrt{2}$
$\xi$	$\sqrt{2}/2$
$\omega_n$	$2\pi 20$
$k_p$	0.5464
$T_i$	0.0206
$\omega_f$	35.37



а)



б)



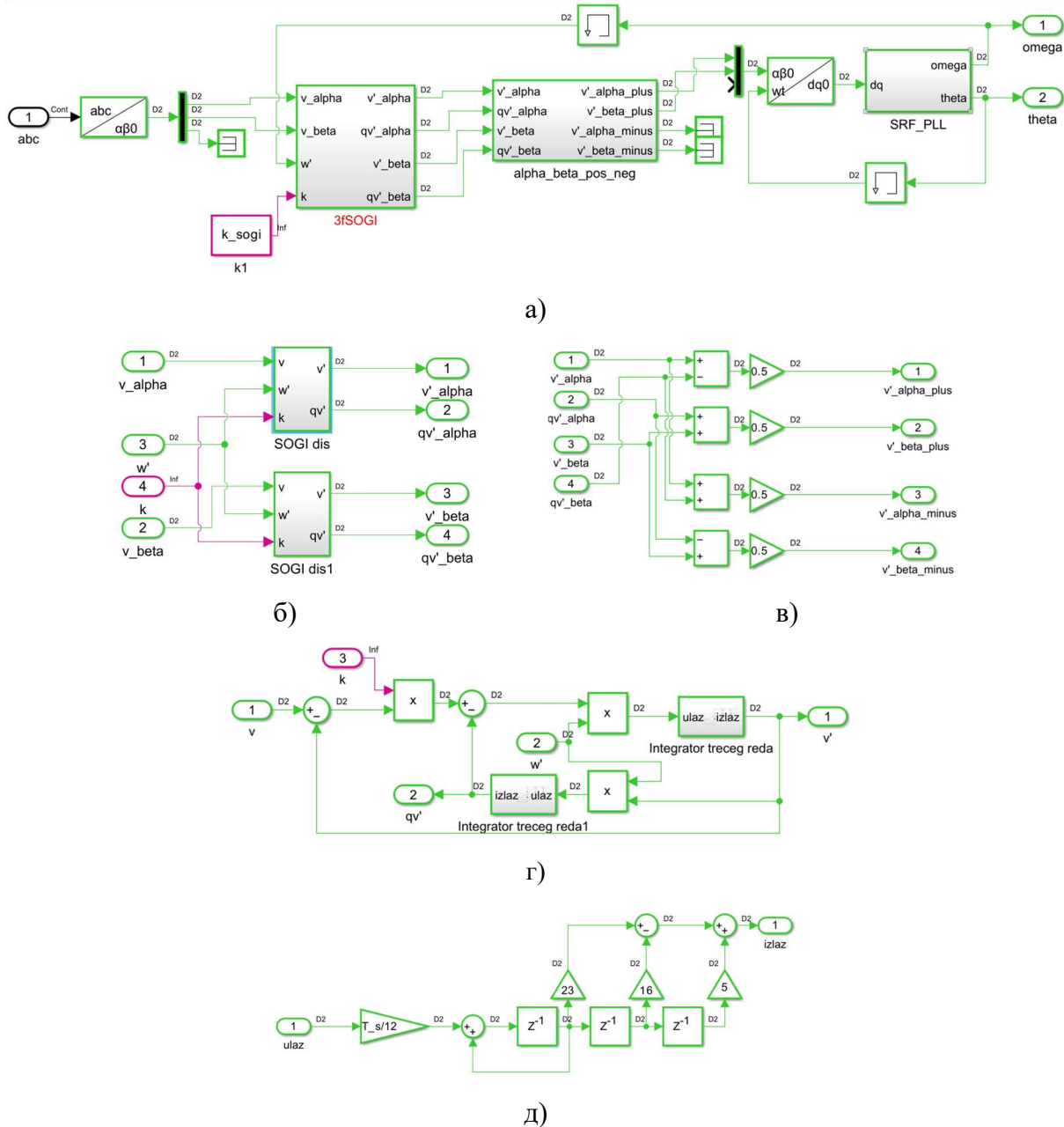
в)

Слика 5.1.2. Детаљи имплементације *DDSRF-PLL* алгоритма: а) Комплетна блок шема; б) Изглед ћелије за распрезање; в) Изглед филтра пропусника ниских учестаности.

Детаљи имплементације *DSOGI-PLL* алгоритма су дати у Табели 5.1.3. и на Слици 5.1.3.

Табела 5.1.3. Детаљи имплементације *DSOGI-PLL* алгоритма

Параметар	Вредност
$K$	$230\sqrt{2}$
$g$	2.2
$\omega_c$	$2\pi 22$
$k_p$	0.425
$T_i$	0.0375
$k$	1.936



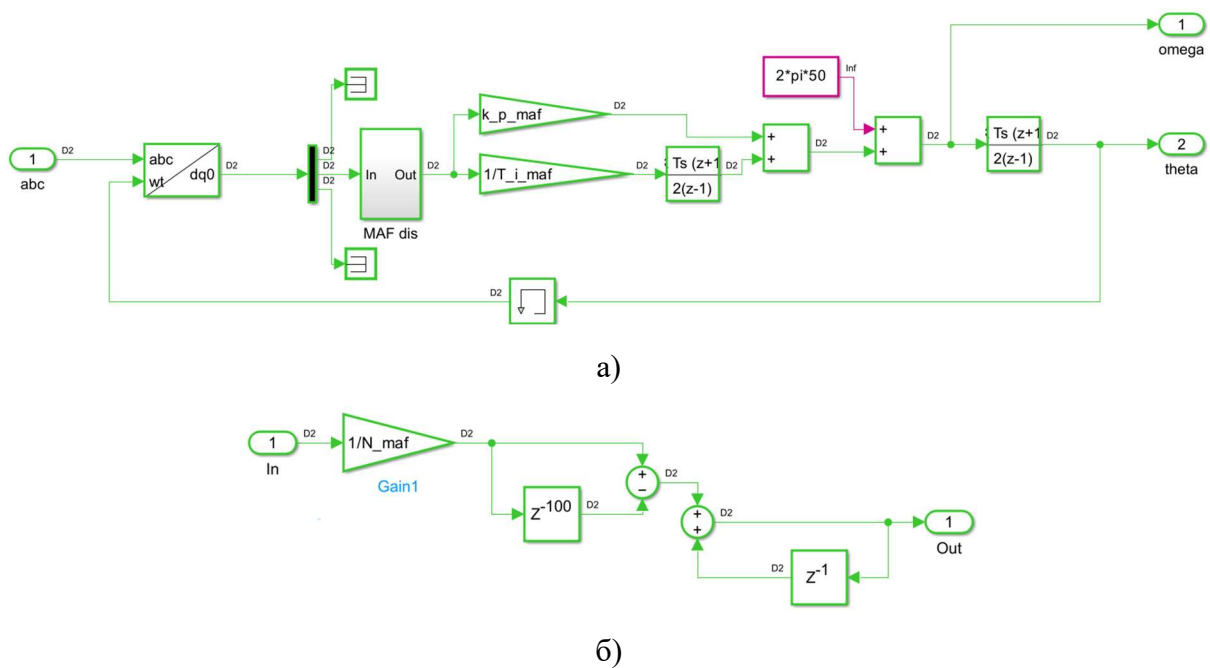
Слика 5.1.3. Детаљи имплементације *DSOGI-PLL* алгоритма: а) Комплетна блок шема; б) Изглед *SOGI* ћелије; в) Изглед кола за распрезање; г) Имплементација *SOGI*; д) Имплементација интегратора.



Детаљи имплементације *MAF-PLL* алгоритма су дати у Табели 5.1.4. и на Слици 5.1.4.

Табела 5.1.4. Детаљи имплементације *MAF-PLL* алгоритма

Параметар	Вредност
$K$	$230\sqrt{2}$
$g$	2.5
$\omega_c$	$2\pi 13$
$k_p$	0.2562
$T_i$	0.1124
$T_\omega$	0.01

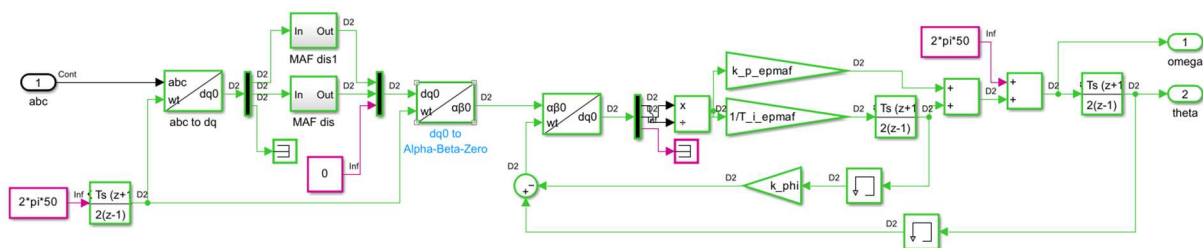


Слика 5.1.4. Детаљи имплементације *MAF-PLL* алгоритма: а) Комплетна блок шема; б) Изглед *MAF*-а ћелије.

Детаљи имплементације *EPMAF-PLL* алгоритма су дати у Табели 5.1.5. и на Слици 5.1.5.

Табела 5.1.5. Детаљи имплементације *EPMAF-PLL* алгоритма

Параметар	Вредност
$K$	1
$\zeta$	1
$\omega_n$	$2\pi 32$
$k_p$	602
$T_i$	0.0000247
$T_\omega$	0.01

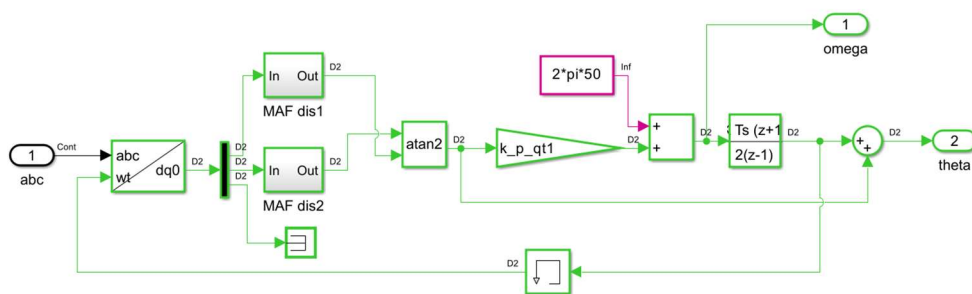


Слика 5.1.5. Детаљи имплементације *EPMAF-PLL* алгоритма.

Детаљи имплементације *QTI-PLL* алгоритма су дати у Табели 5.1.6. и на Слици 5.1.6.

Табела 5.1.6. Детаљи имплементације *QTI-PLL* алгоритма

Параметар	Вредност
$K$	1
$k_p$	92.34
$T_\omega$	0.01

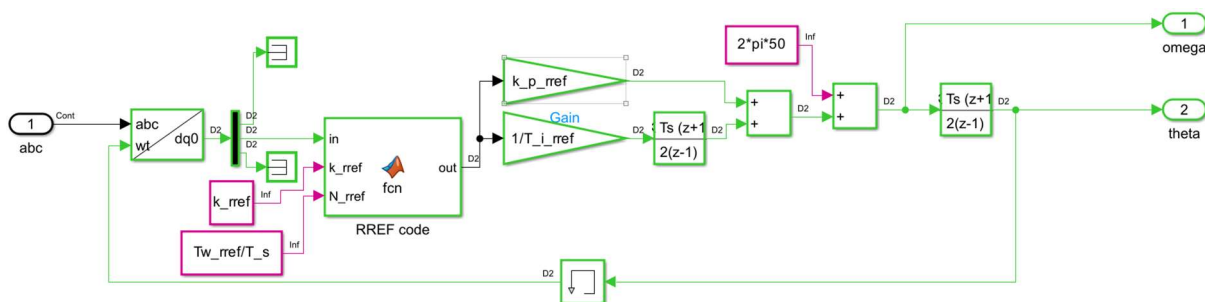


Слика 5.1.6. Детаљи имплементације *QTI-PLL* алгоритма.

Детаљи имплементације *RREF-PLL* алгоритма су дати у Табели 5.1.7. и на Слици 5.1.7.

Табела 5.1.7. Детаљи имплементације *RREF-PLL* алгоритма

Параметар	Вредност
$K$	$230\sqrt{2}$
$k_r$	1.5
$k_p$	0.5464
$T_i$	0.0206
$T_\omega$	0.01



Слика 5.1.7. Детаљи имплементације *RREF-PLL* алгоритма.

Имплементирани MATLAB код за реализацију предложеног филтра је дат у наставку:

```
function out = fcn(in, k_rref, N_rref)

persistent inputs outputs;
if(isempty(inputs))
    inputs = zeros(1, 150);
    outputs = zeros(1, 150);
end

delay_in = inputs(1,N_rref);
delay_out = outputs(1,N_rref);

average_in = 1/N_rref*sum(inputs(1,1:N_rref));
average_out = 1/N_rref*sum(outputs(1,1:N_rref));

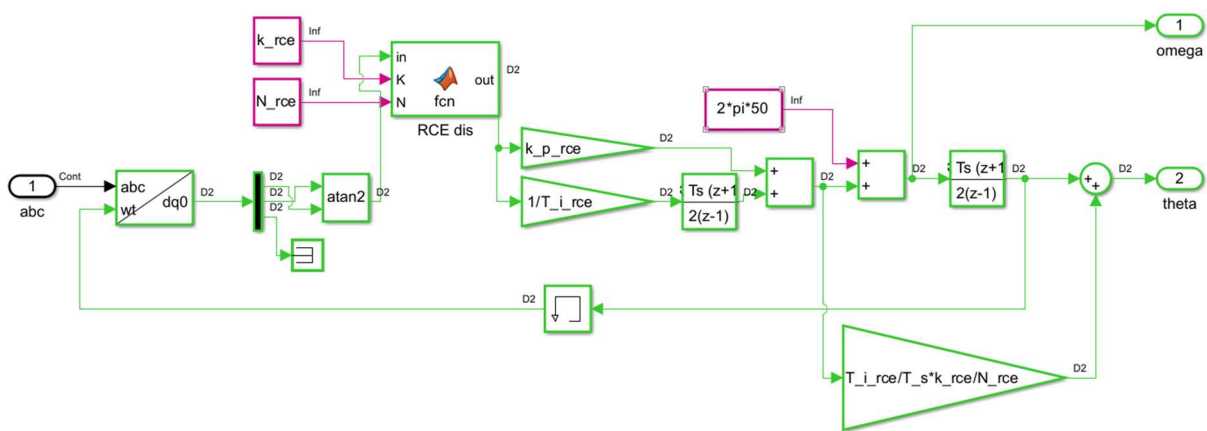
out = 1(1+k_rref) * (in - delay_in + average_in + delay_out- average_out);

inputs = [in, inputs(1:end-1)];
outputs = [out, outputs(1:end-1)];
```

Детаљи имплементације *RCE-PLL* алгоритма су дати у Табели 5.1.8. и на Слици 5.1.8.

Табела 5.1.8. Детаљи имплементације *RCE-PLL* алгоритма

Параметар	Вредност
$K$	1
$k_r$	8.1
$k_p$	355.43
$T_i$	0.0000158
$T_\omega$	0.01



Слика 5.1.8. Детаљи имплементације *RCE-PLL* алгоритма.

Имплементирани MATLAB код за реализацију предложеног филтра је дат у наставку:

```
function out = fcn(in, K, N)
persistent inputs outputs;
if isempty(inputs)
    inputs = zeros(1, 150);
    outputs = zeros(1, 150);
end

delay_in = inputs(N);
delay_out = outputs(N);

out = 1/(1+K) * (in - delay_in + delay_out);

inputs = [in, inputs(1:end-1)];
outputs = [out, outputs(1:end-1)];
```

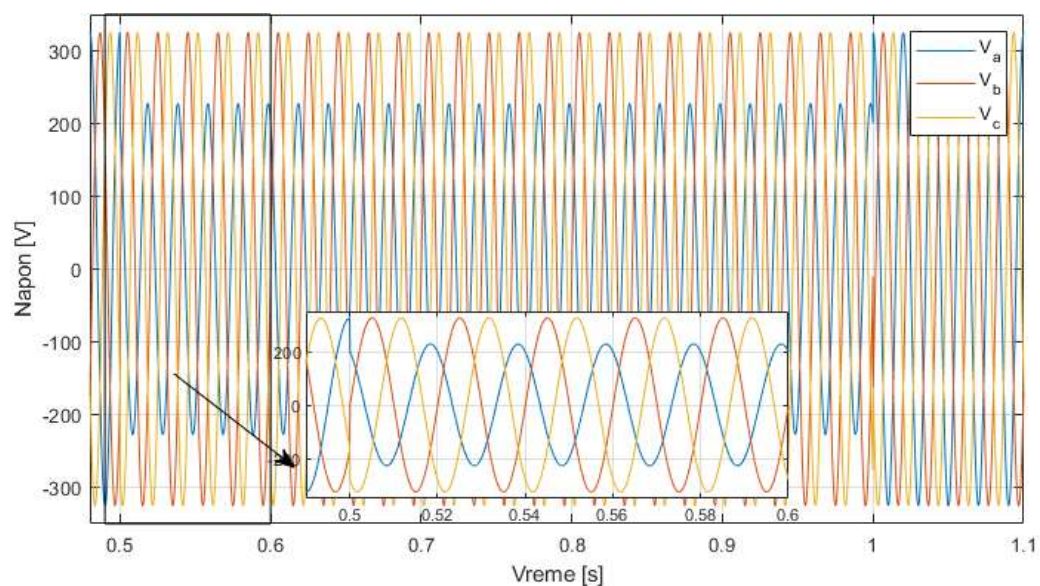
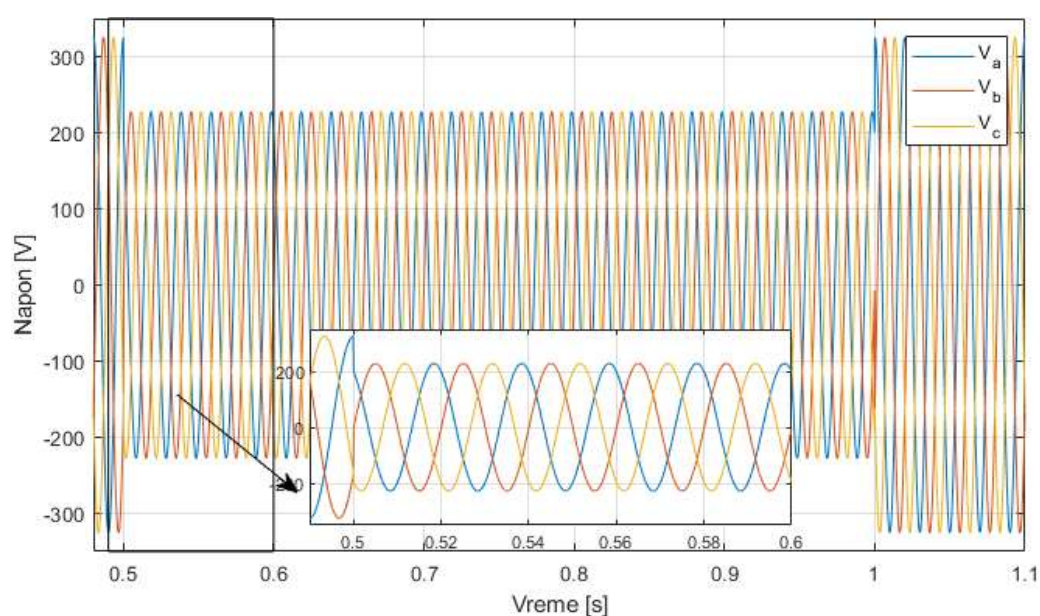
## 5.2. Листа тестова одабраних фазно-закључаних петљи Equation Section (Next)

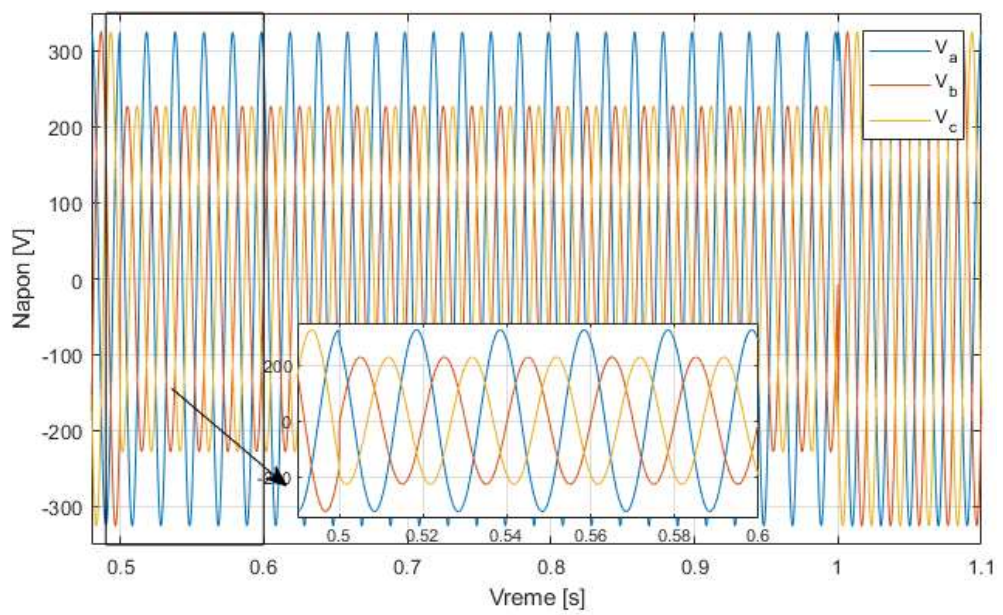
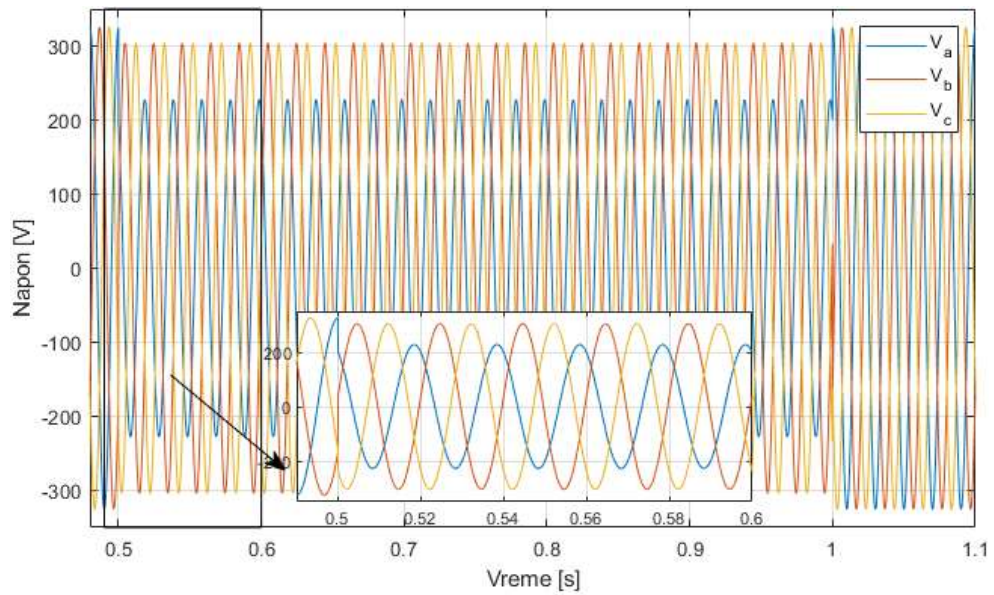
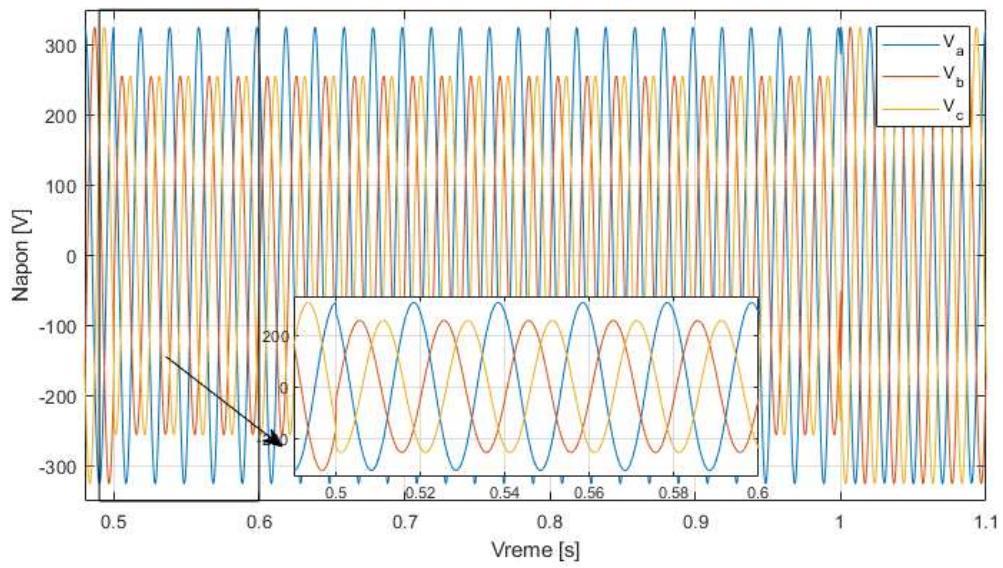
Током експерименталне валидације резултата, све фазно-закључане петље су тестиране на следеће поремећаје у мереном напону:

1. Правоугаони пропад напона типа А, дубине 30% и са фазним скоком од 30 степени, на основној учестаности од 49.5 Hz до 50.5 Hz у корацама 0.1Hz – укупно 11 тестова;
2. Правоугаони пропад напона типа В, дубине 30% и са фазним скоком од 30 степени, на основној учестаности од 49.5 Hz до 50.5 Hz у корацама 0.1Hz – укупно 11 тестова;
3. Правоугаони пропад напона типа С, дубине 30% и са фазним скоком од 30 степени, на основној учестаности од 49.5 Hz до 50.5 Hz у корацама 0.1Hz – укупно 11 тестова;
4. Правоугаони пропад напона типа D, дубине 30% и са фазним скоком од 30 степени, на основној учестаности од 49.5 Hz до 50.5 Hz у корацама 0.1Hz – укупно 11 тестова;
5. Правоугаони пропад напона типа Е, дубине 30% и са фазним скоком од 30 степени, на основној учестаности од 49.5 Hz до 50.5 Hz у корацама 0.1Hz – укупно 11 тестова;
6. Правоугаони пропад напона типа F, дубине 30% и са фазним скоком од 30 степени, на основној учестаности од 49.5 Hz до 50.5 Hz у корацама 0.1Hz – укупно 11 тестова;
7. Правоугаони пропад напона типа G, дубине 30% и са фазним скоком од 30 степени, на основној учестаности од 49.5 Hz до 50.5 Hz у корацама 0.1Hz – укупно 11 тестова;
8. Хармоници напона – трајно дозвољене горње границе 5-ог, 7-ог и 11-ог хармоника према стандарду EN 50160:2023 (6% 5-ог, 5% 7-ог и 3.5% 11-ог);
9. Офсет напона у фази А амплитуде 2% у односу на назначени напон;
10. Шум у мереном сигналу генерисан преко насумичних вредности са нормалном расподелом амплитуде не веће од 1% назначеног напона.

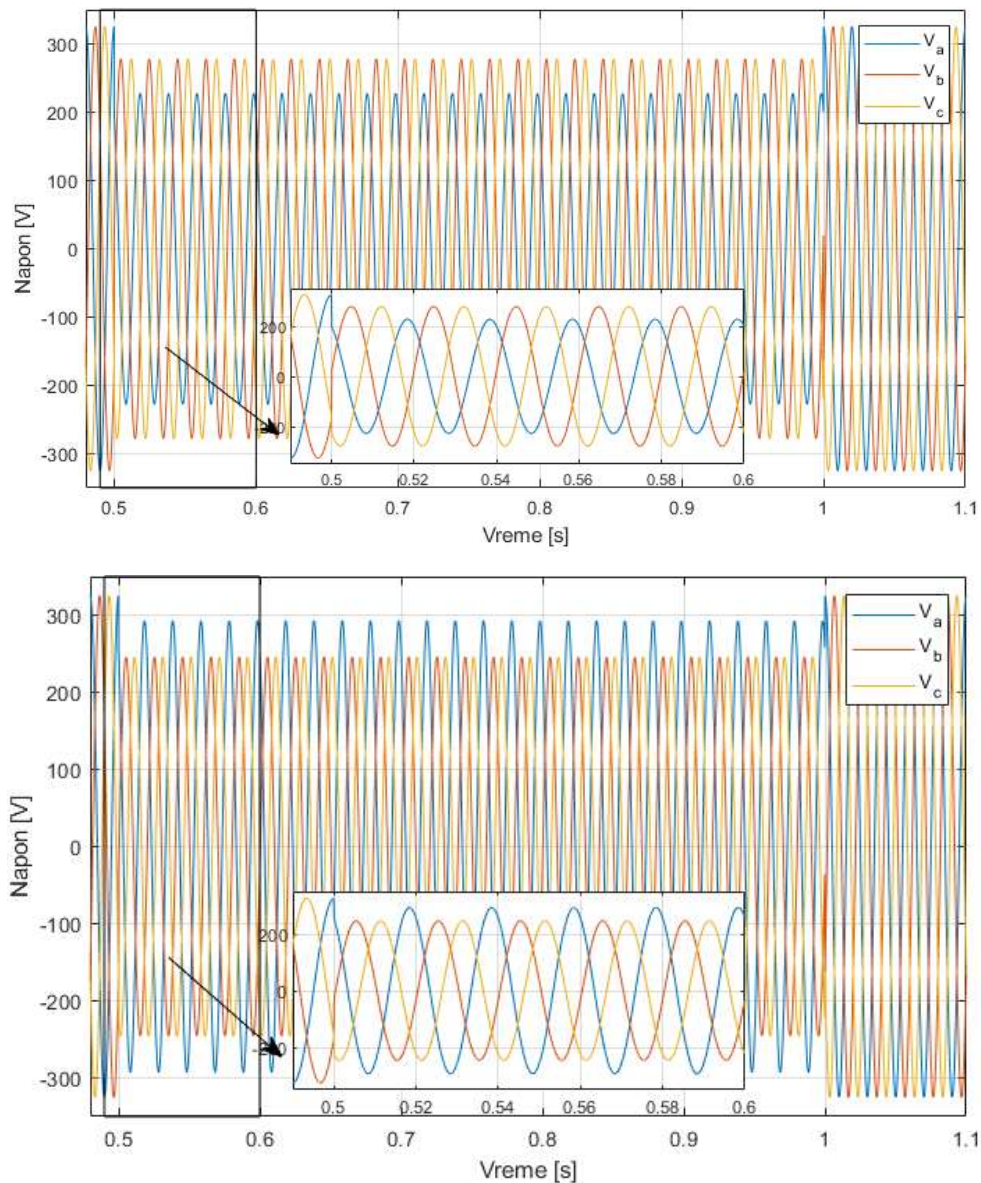
### 5.3. Утицај пропада напона на рад одабраних фазно-закључаних петљи

Током првог сета тестова, одабрани алгоритми фазно-закључаних петљи су испитивани на стандардне пропаде напона А до G [4]. Транзиција пропада је правоугаона, а дубина пропада је 30%. Одабрани алгоритми су тестирани на свих 7 врста пропада, а таласни облици мрежног напона доведеног на улаз фазно-закључаних петљи су приказани на Слици 5.3.1.



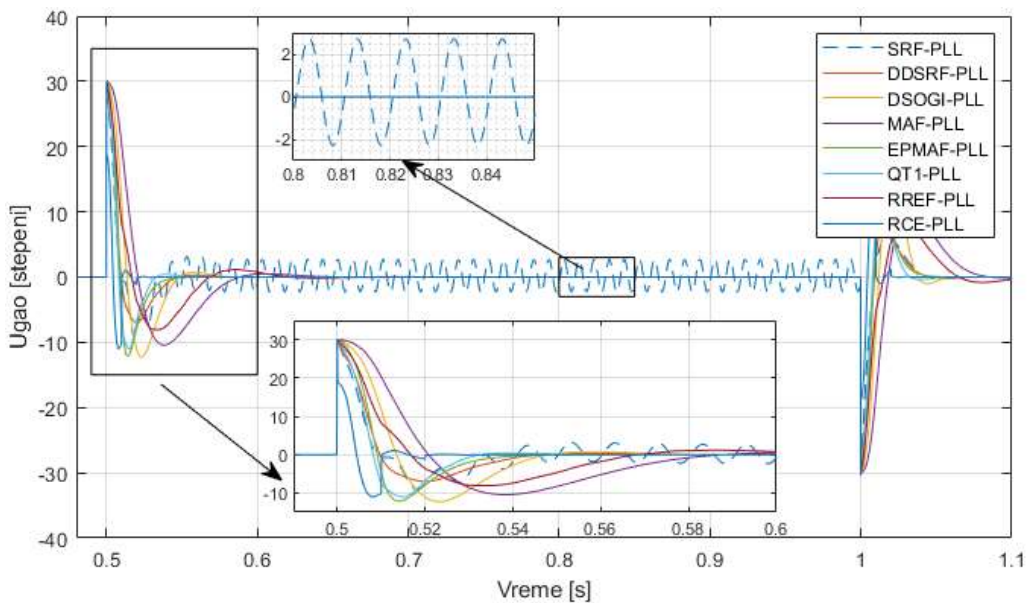
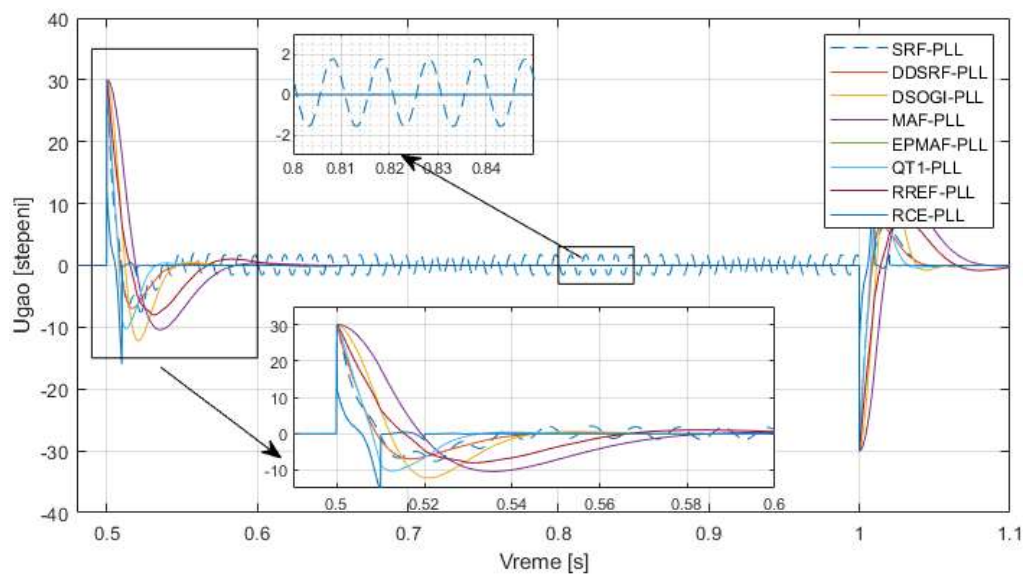
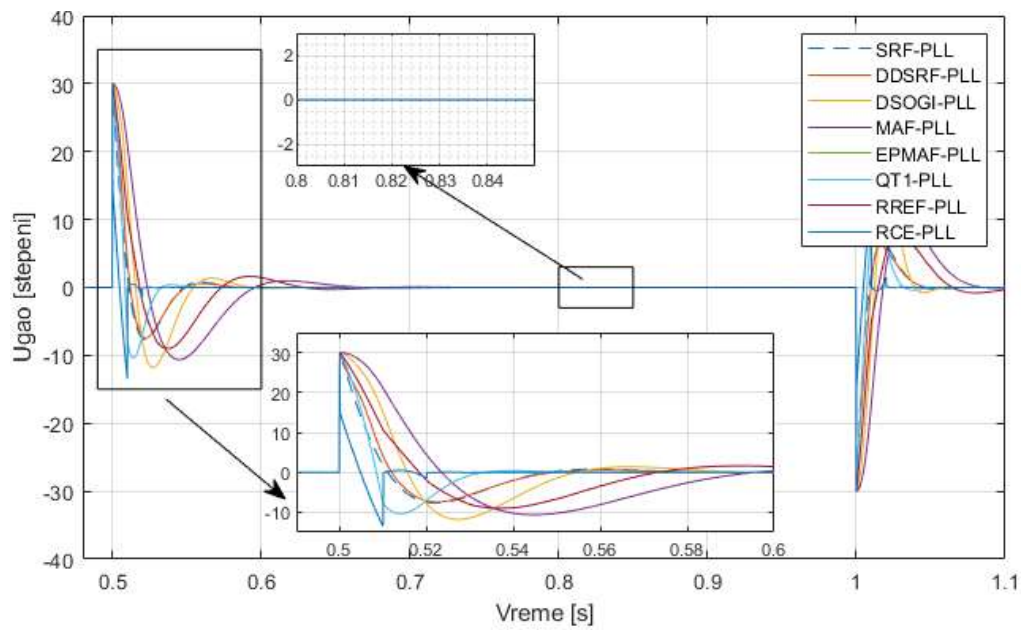


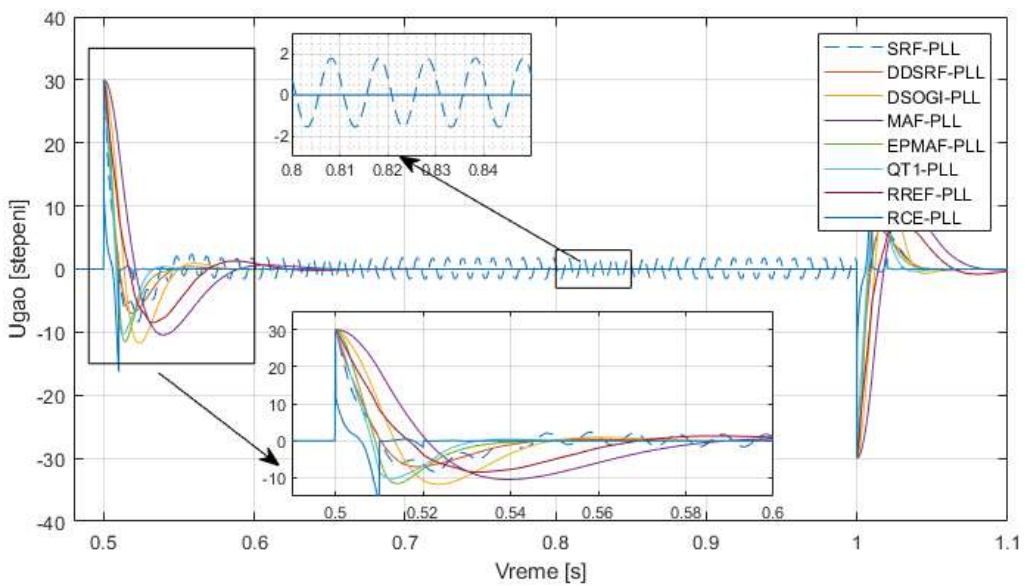
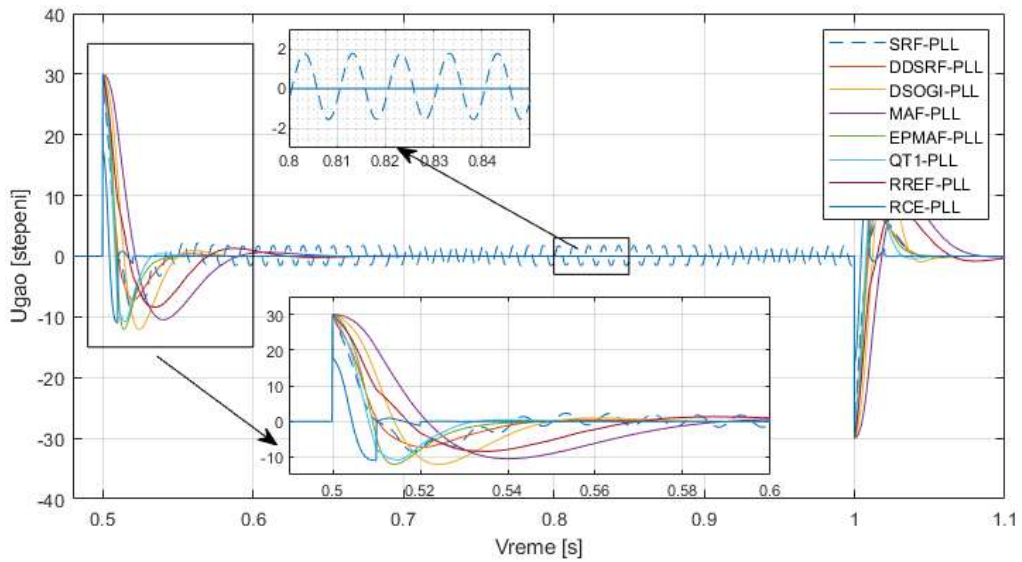
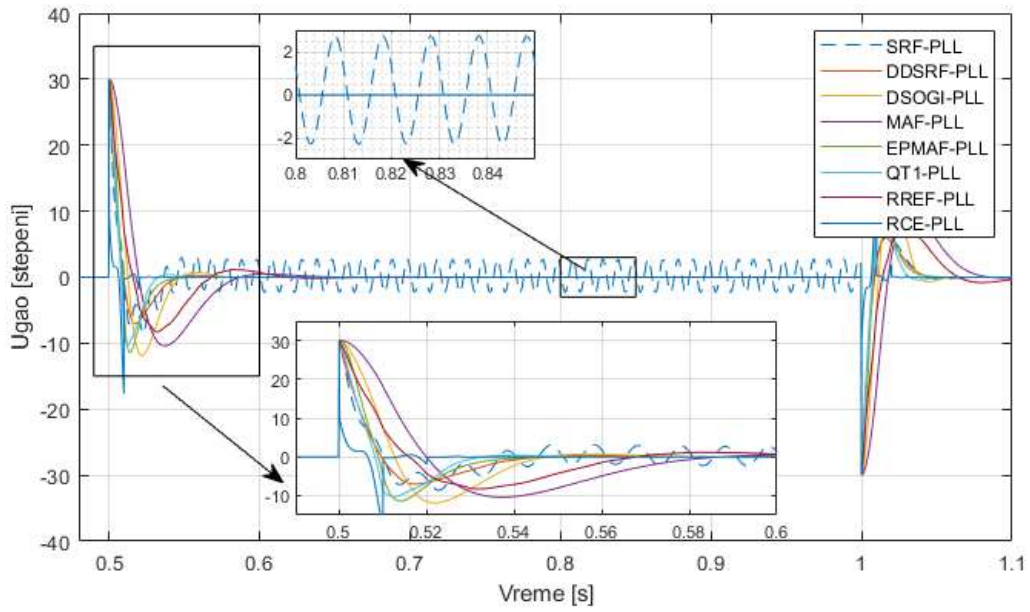


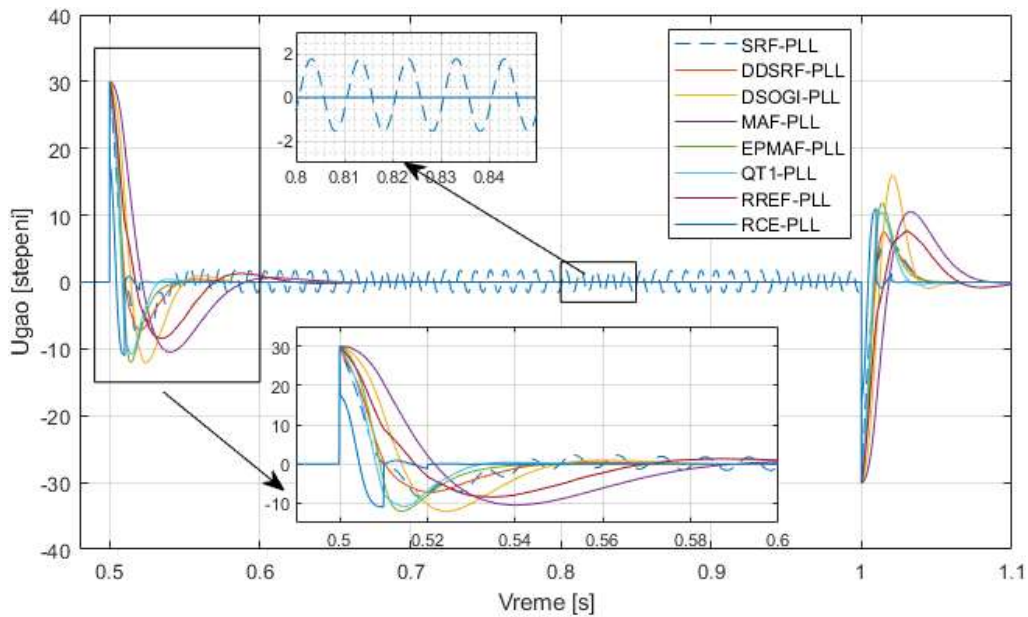


Слика 5.3.1. Мрежни напон доведен на улаз испитиваних фазно-закључаних петљи током пропада напона А до G, респективно.

Грешка у процени угла мрежног напона је приказана на Слици 5.3.2., за сваки од 7 пропада напона. Током првог пропада, зато што се ради о симетричном пропаду, ниједан алгоритам нема непрогушене осцилације. За све остале типове пропада напона, само *SRF-PLL* даје непригушене осцилације на свом излазу, док сви остали алгоритми поседују механизме за потискивање двоструке мрежне учестаности. *RCE-PLL* је најбржи у процени угла мрежног напона и једини од овде приказаних алгоритма који већ у следећој итерацији по дешавању фазног скока може да компензује око једне половине настале разлике. *QTI-PLL* и *EPMAF-PLL* су следећи најбржи алгоритми, праћени *DDSRF-PLL*-ом, *DSOGI-PLL*-ом, *RREF-PLL*-ом и на крају *MAF-PLL*-ом.

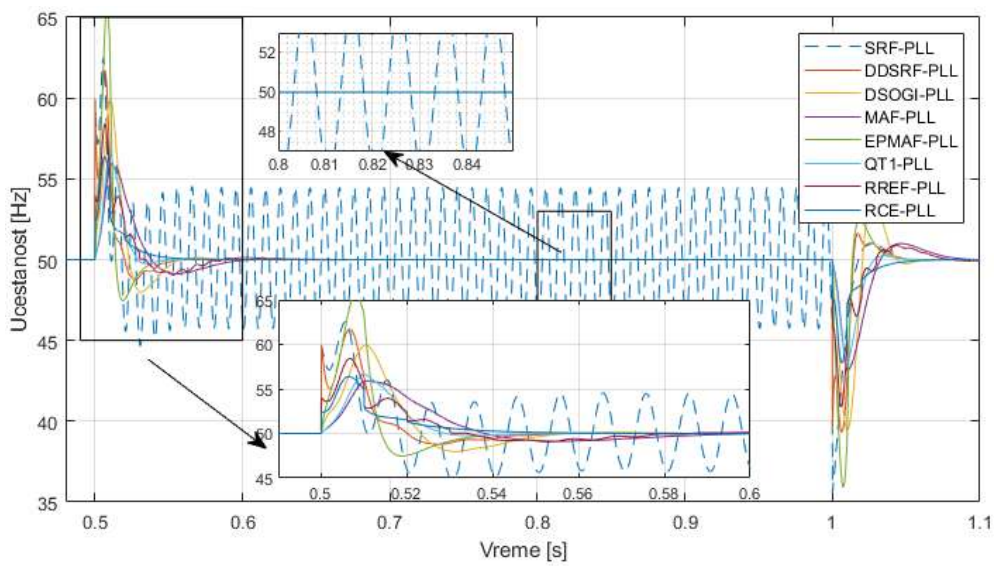
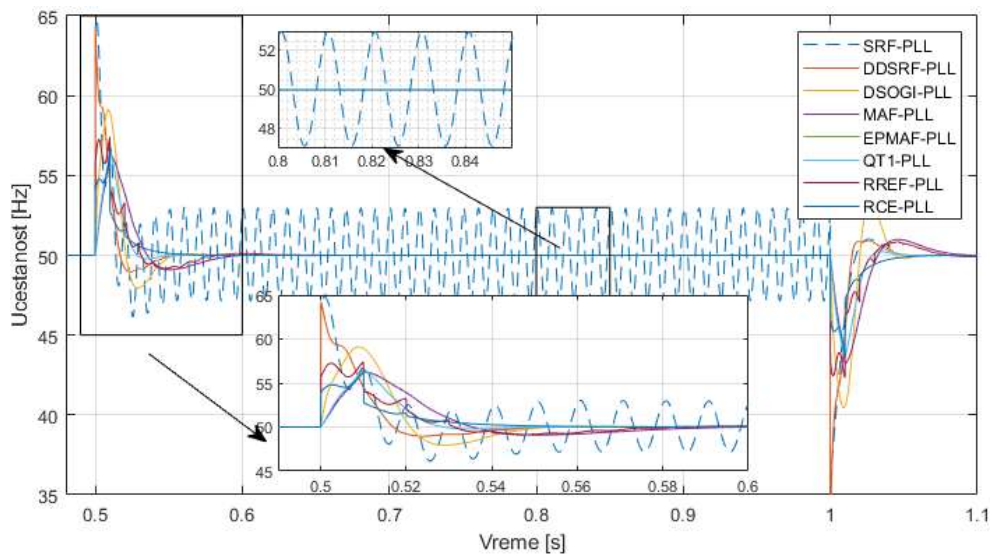
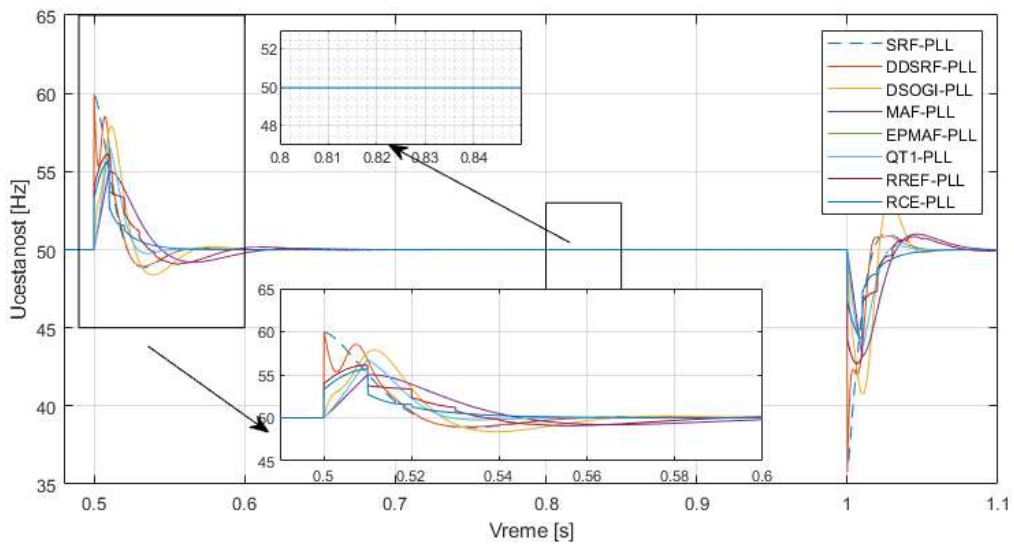


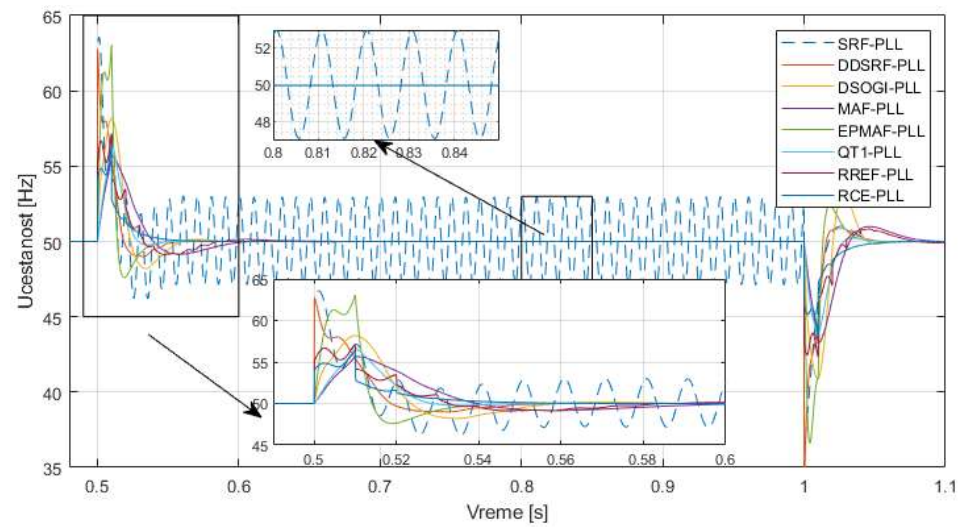
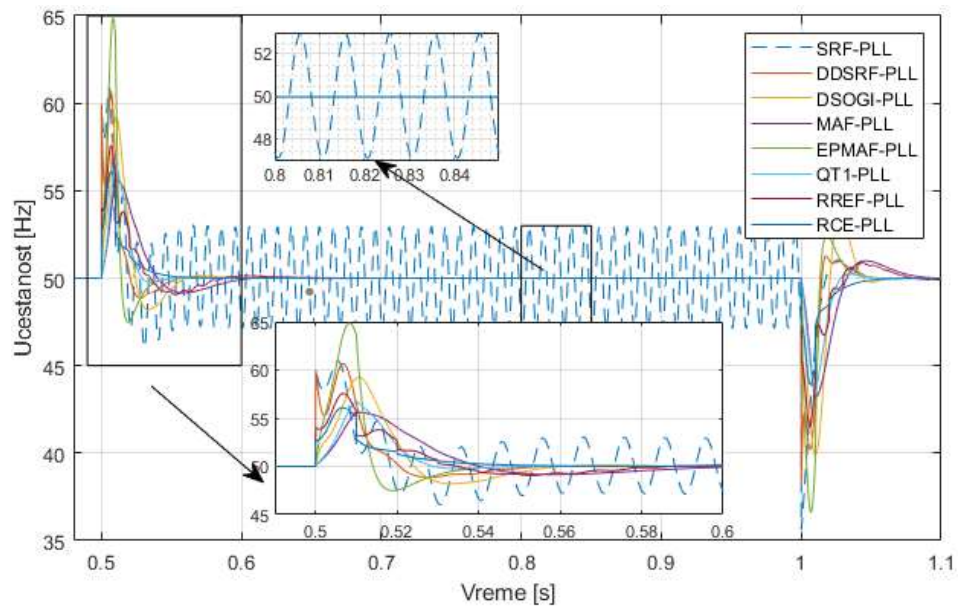
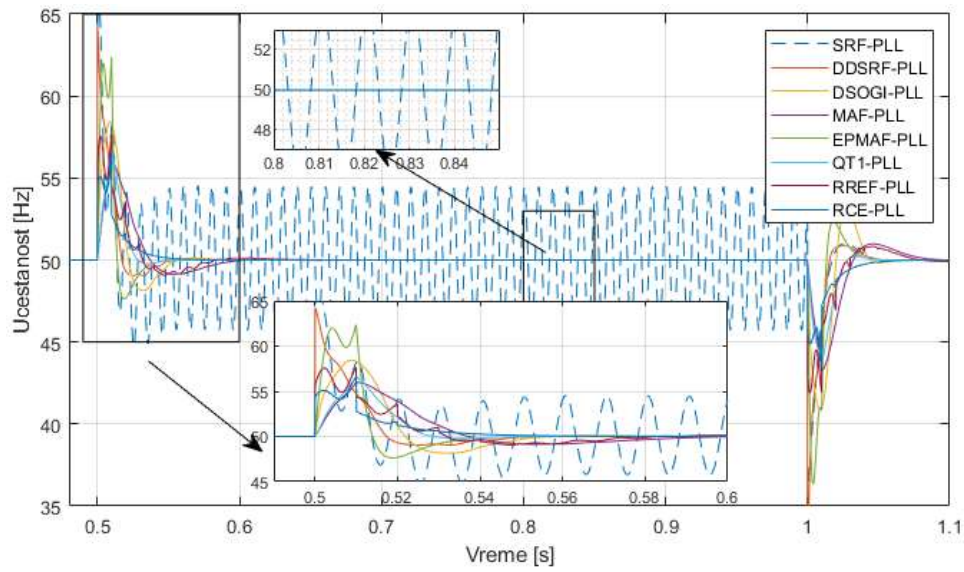


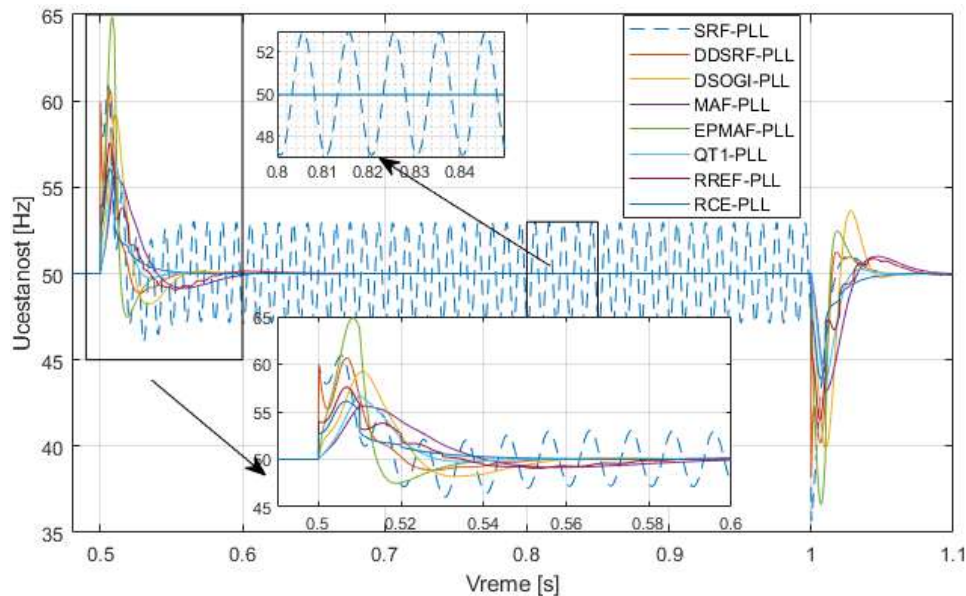


Слика 5.3.2. Одзив одабраних алгоритама фазно-закључане петље – грешка у процени угла мрежног напона током пропада напона А до G, респективно.

Процењена учестаност на излазу одабраних алгоритама фазно-закључаних петљи је приказана на Слици 5.3.3. У тренутку почетка пропада, *SRF-PLL* и *DDSRF-PLL* имају највећи скок процењене мрежне учестаности, док *EPMAF-PLL* има највећу процењену мрежну учестаност. Ово може бити проблем у случају постојања надфреквентних заштита у инвертору које користе информацију о мрежној учестаности од алгорита синхронизације. *MAF-PLL* и *QT1-PLL* дају благ пораст мрежне учестаности без наглих скокова, што их чини највише имуним на лажна реаговања фреквентних заштита. Максимална процењена мрежна учестаност код *RREF-PLL*-а и *RCE-PLL*-а је блиска *MAF-PLL*-у и *QT1-PLL*-у, с тим што постоји скок учестаност у тренутку пропада.

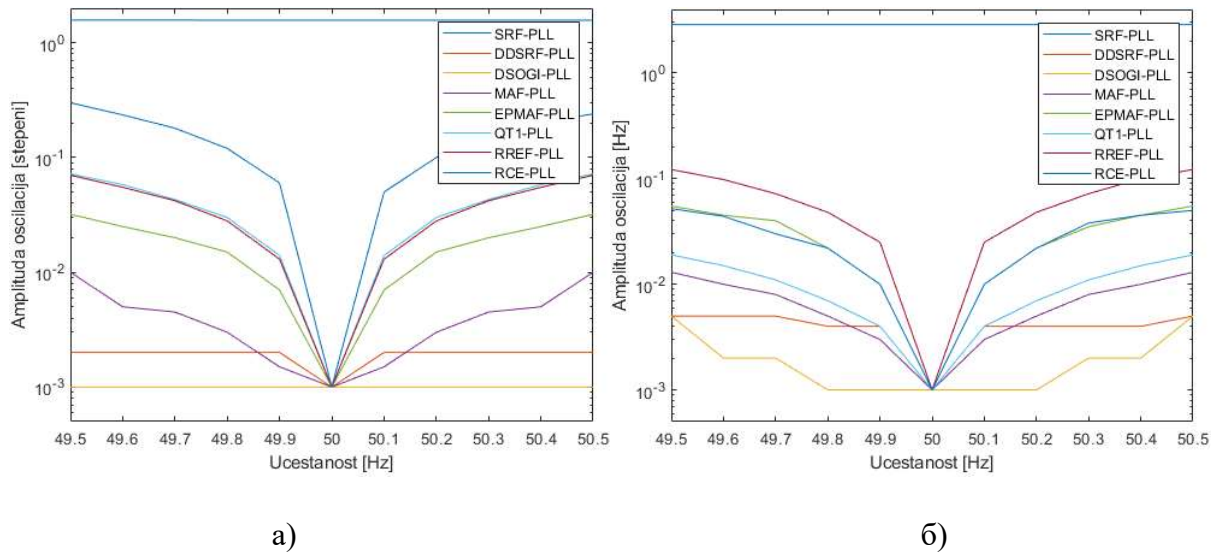






Слика 5.3.3. Одзив одабраних алгоритама фазно-закључане петље на пропад напона — процењена мрежна учестаност током пропада напона А до G, респективно.

На крају је на Слици 5.4.3. приказана амплитуда непригушених осцилација приликом девијације мрежне учестаности од номиналне. *DDSRF-PLL* и *DSOGI-PLL* имају највећу имуност на девијацију основне мрежне учестаности од номиналне вредности, зато што за потискивање двоструке мрежне учестаности инкорпорирају процедуре које важе за умношке мрежне учестаности, не за конкретну учестаност. *MAF-PLL* задржава добре филтарске способности због додатног еквивалентног интегратора у контролној структури. *QT1-PLL*, *EPMAF-PLL*, *RREF-PLL* и *RCE-PLL* показују већу зависност филтарских способности од девијације мрежне учестаности. *SRF-PLL* не показује промену филтарских способности за дати опсег испитиване учестаности.

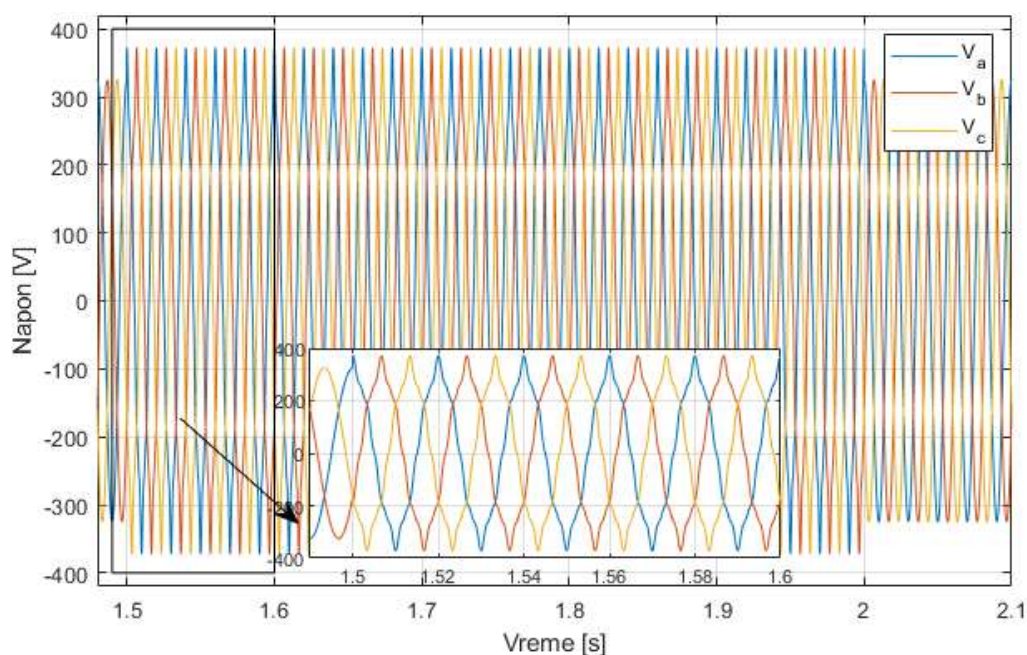


Слика 5.3.4. Амплитуда непригушених осцилација током пропада за различите мрежне учестаности: а) процена угла мрежног напона; б) процена учестаности мрежног напона;

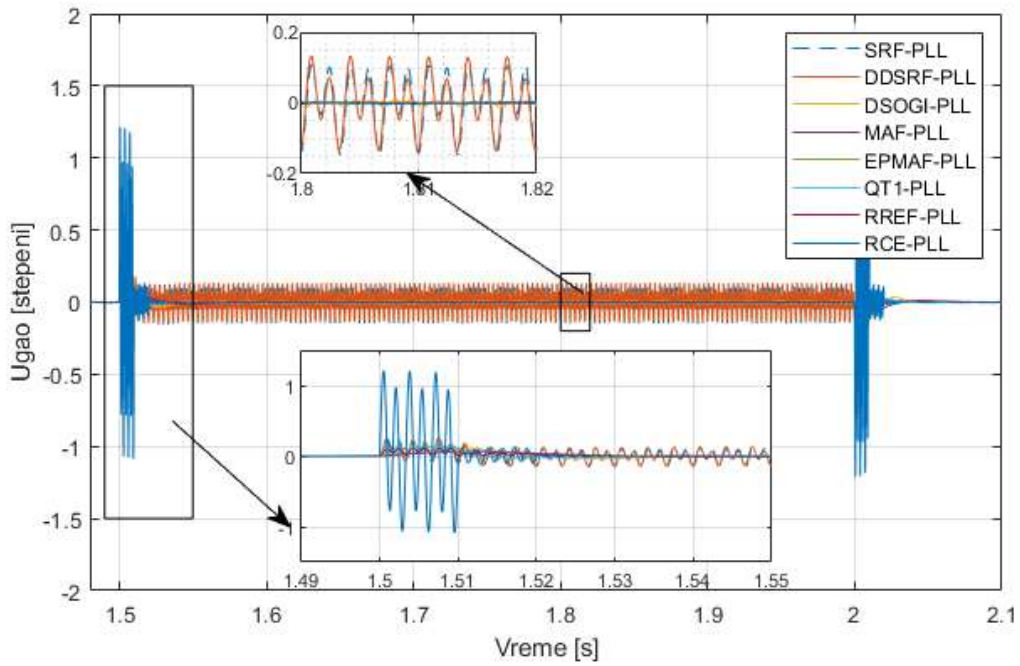


#### 5.4. Утицај виших хармоника напона на рад одабраних фазно-закључаних петљи

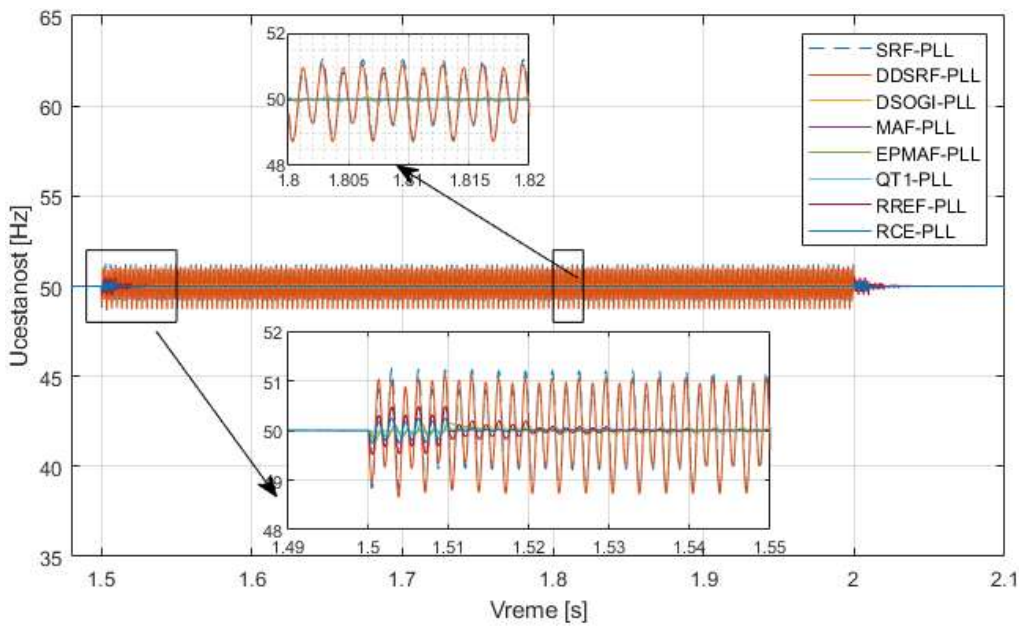
Тест утицаја виших хармоника напона на рад одабраних фазно-закључаних петљи је урађен суперпозицијом максималних трајно дозвољених амплитуда 5-ог, 7-ог и 11-ог хармоника према стандарду EN 50160:2023 (6% 5-ог, 5% 7-ог и 3.5% 11-ог). На овај начин је испитивана граница трајно дозвољеног рада једног мрежног инвертора у погледу синхронизације. Таласни облик мрежног напона током овог теста је приказан на Слици 5.4.1. У тренутку 1.5 секунде након почетка експеримента основна синусоида мрежног напона је изобличена вишим хармоницима напона. Грешка у праћењу угла мрежног напона је приказана на Слици 5.4.2. У тренутку настанка хармоника, *RCE-PLL* показује највеће осцилације у процени угла, и потискује осцилације у корацима од по 10 милисекунди. *RREF-PLL* показује слично понашање, с тим што је амплитуда осцилација значајно мања. *MAF-PLL*, *EPMAF-PLL* и *QTI-PLL* успешно сузбијају осцилације у процени угла са мањим прелазним процесом него у случају прва два алгоритма. *DSOGI-PLL* на свом излазу даје непригушене осцилације, али веома мале амплитуде. На крају *DDSRF-PLL* и *SRF-PLL* показују непригушене осцилације сличне амплитуде зато што не поседују ефикасан механизам за њихово сузбијање. На Слици 5.4.3. је приказана процена мрежне учестаности на излазу фазно-закључаних петљи. Закључци изнети у вези процене угла мрежног напона се могу пренети и на процењену мрежну учестаност.



Слика 5.4.1. Мрежни напон доведен на улаз испитиваних фазно-закључаних петљи током теста утицаја виших хармоника.



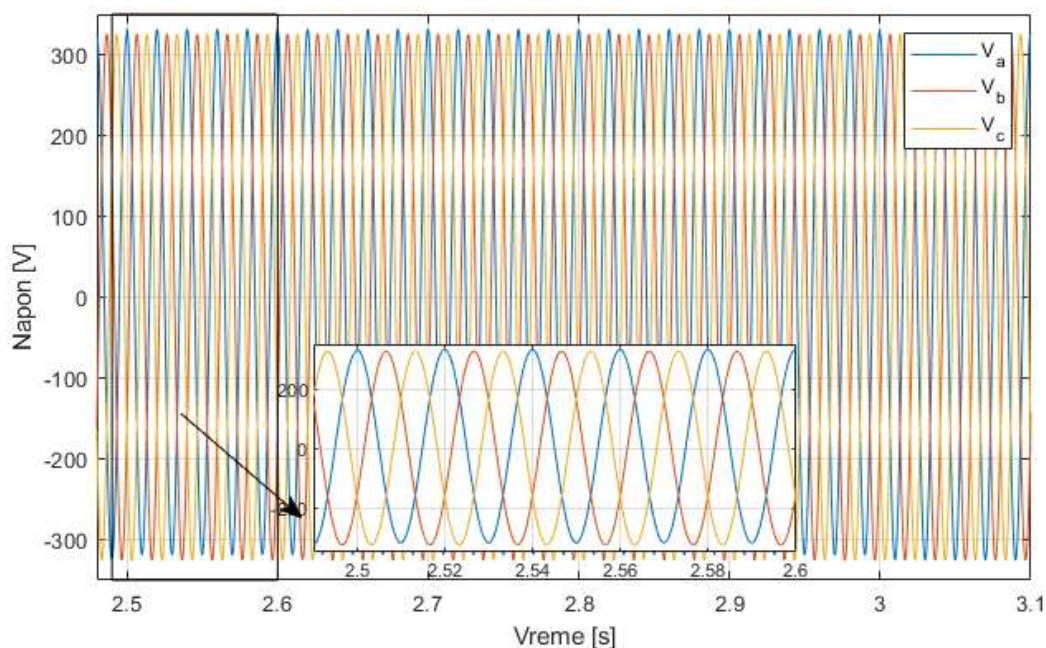
Слика 5.4.2. Одзив одабраних алгоритама фазно-закључане петље – грешка у процени угла мрежног напона током теста утицаја виших хармоника.



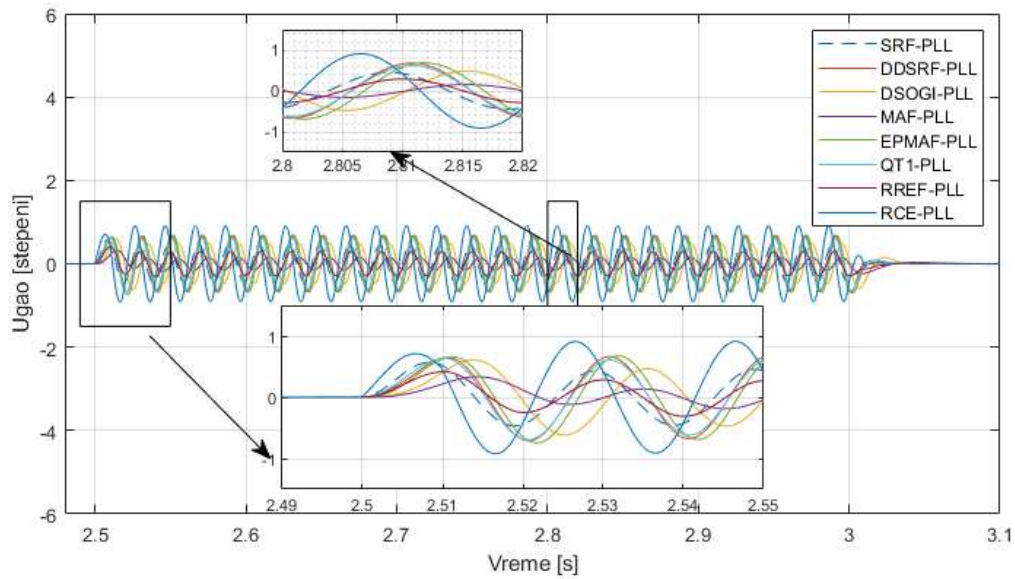
Слика 5.4.3. Одзив одабраних алгоритама фазно-закључане петље – процењена мрежна учестаност током теста утицаја виших хармоника.

## 5.5. Утицај једносмерне компоненте у мереном мрежном напону на рад одабраних фазно-закључаних петљи

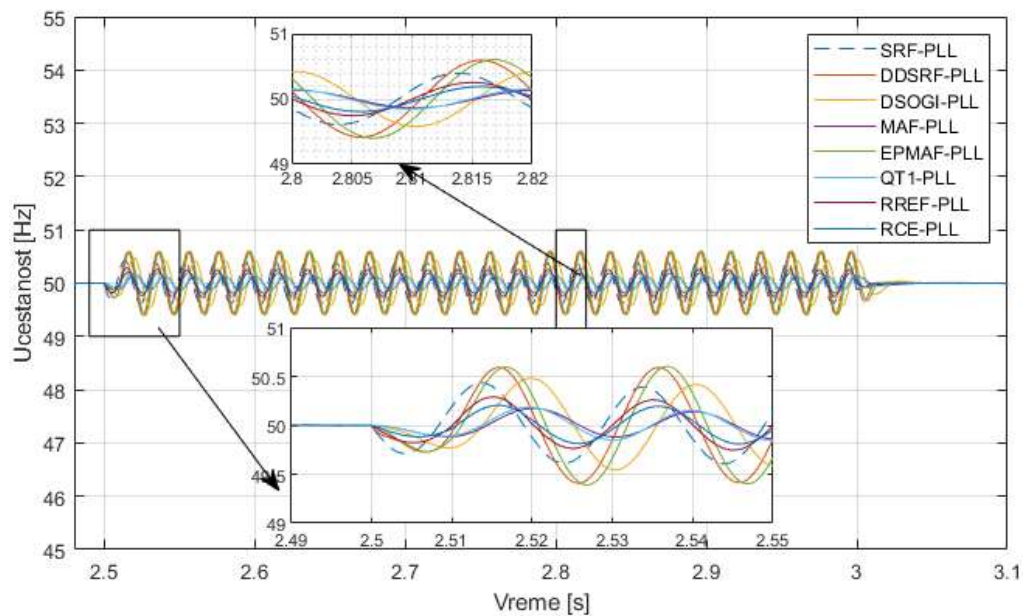
Постојање једносмерне компоненте у мереном напону се најчешће може преписати лошој калибрацији сензора напона, а у изузетним случајевима и стварном постојању значајне једносмерне компоненте. Како би се испитао утицај једносмерне компоненте на рад одабраних фазно-закључаних петљи, унет је једносмерни офсет од 2% назначеног напона у фази А. Таласни облик мрежног напона је приказан на Слици 5.5.1. Утицај унетог једносмерног напона на процену угла мрежног напона је приказан на Слици 5.5.2. *RCE-PLL* показује највеће осцилације у процени угла, праћен *EPMAF-PLL*, *QTI-PLL*, *DSOGI-PLL*, *DDSRF-PLL* и *SRF-PLL* алгоритмом, док *MAF-PLL* и *RREF-PLL* показују највећу имуност на једносмерну компоненту. Утицај унетог једносмерног напона на процену мрежне учестаности је приказан на Слици 5.5.3. По питању осцилација учестаности *EPMAF-PLL* и *DDSRF-PLL* дају највеће осцилација, праћени су *SRF-PLL* и *DSOGI-PLL* алгоритмима и на крају *MAF-PLL*, *QTI-PLL*, *RREF-PLL* и *RCE-PLL* алгоритми дају најмању амплитуду непригушених осцилација на свом излазу.



Слика 5.5.1. Мрежни напон доведен на улаз испитиваних фазно-закључаних петљи током теста утицаја једносмерне компоненте.



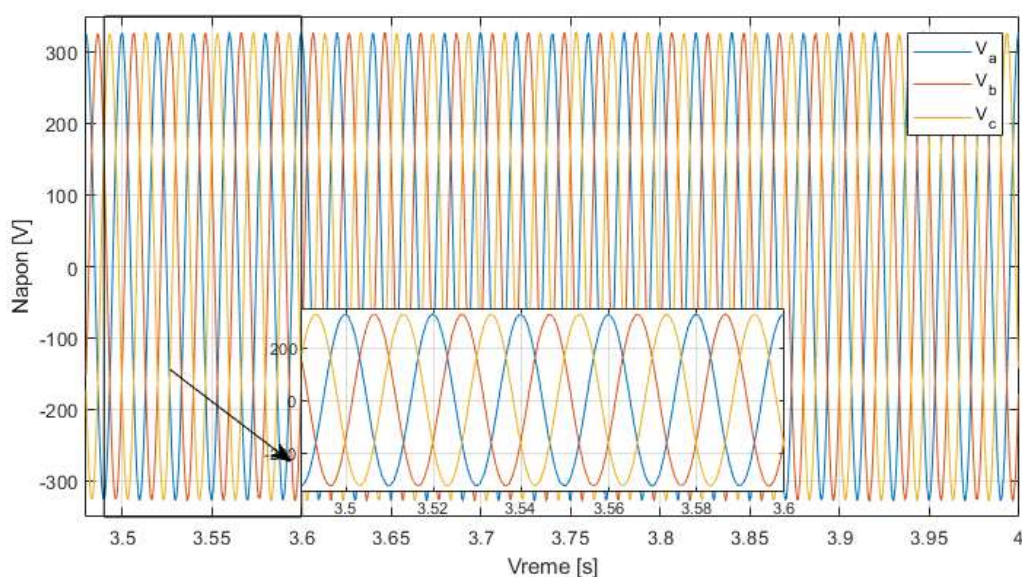
Слика 5.5.2. Одзив одабраних алгоритама фазно-закључане петље – грешка у процени угла мрежног напона током теста утицаја једносмерне компоненте.



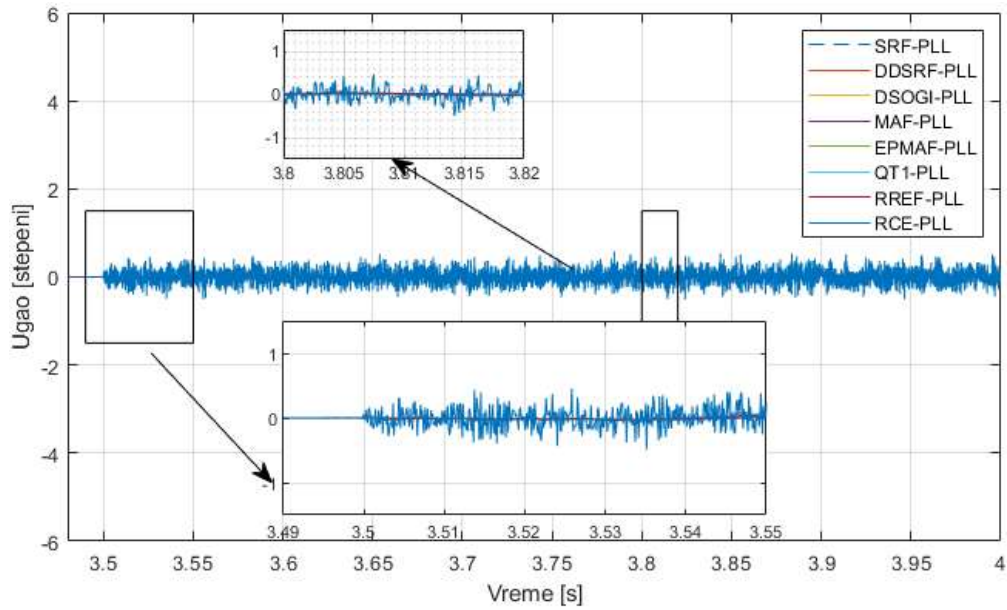
Слика 5.4.3. Одзив одабраних алгоритама фазно-закључане петље – процењена мрежна учестаност током теста утицаја једносмерне компоненте.

## 5.6. Утицај шума у мерењу мрежног напона на рад одабраних фазно-закључаних петљи

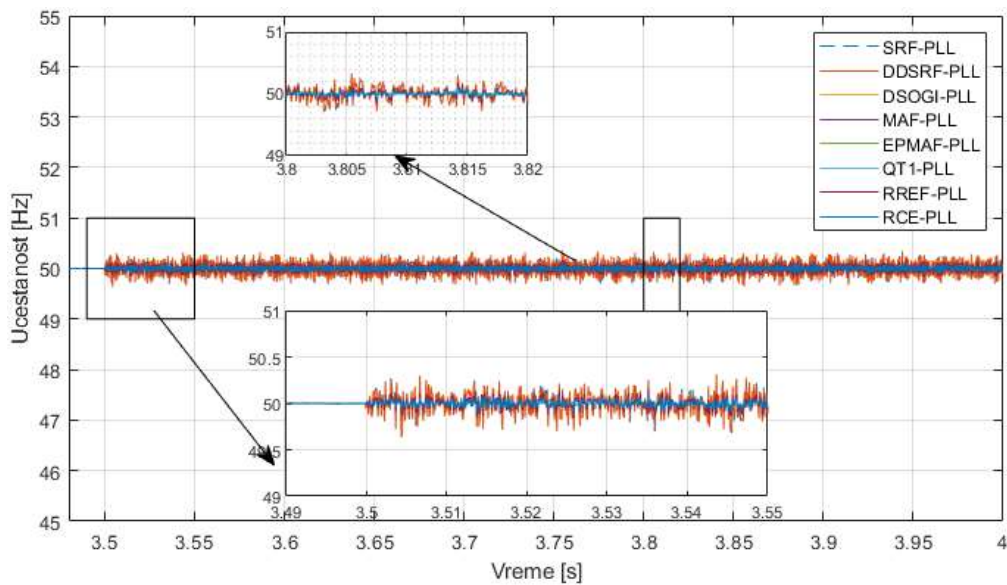
У реалним системима присуство шума у мереном сигналу је очекивано у одређеној мери. Тестирање утицаја шума на рад одабраних фазно-закључаних петљи је урађено ињектирањем шума са нормалном расподелом амплитуде не веће од 1% назначеног напона у све три фазе мереног мрежног напона. Изглед мрежног напона је приказан на Слици 5.6.1. Утицај шума на процену угла мрежног напона је приказан на Слици 5.6.2. Очекивано, *RCE-PLL* је највише подложен шуму због своје контролне структуре. Утицај шума на процену мрежне учестаности је приказан на Слици 5.6.3. *RREF-PLL* и *RCE-PLL* имају највећу амплитуду шума присутну у естимираној учестаности.



Слика 5.6.1. Мрежни напон доведен на улаз испитиваних фазно-закључаних петљи током теста утицаја шума у мереном напону.



Слика 5.6.2. Одзив одабраних алгоритама фазно-закључане петље – грешка у процени угла мрежног напона током теста утицаја шума у мереном напону.



Слика 5.4.3. Одзив одабраних алгоритама фазно-закључане петље – процењена мрежна учестаност током теста утицаја шума у мереном напону.

## 6. Закључак

У дисертацији је обрађена тематика побољшања рада инвертора за обновљиве изворе енергије преко побољшања квалитета синхронизације инвертора са мрежом. Унапређење синхронизације побољшава рад инвертора за обновљиве изворе енергије из три кључна аспекта:

1. Повећањем имуности мрежних инвертора на проблеме квалитета електричне енергије у тачки прикључења;
2. Смањењем негативног утицаја мрежних инвертора на околне електричне уређаје;
3. Омогућавањем даљих унапређења контролних структура инвертора у циљу побољшања статичке и динамичке стабилности електроенергетског система.

Како би се приступило побољшању синхронизационих алгоритама, прво је извршена детаљна анализа трофазног мрежног напона. У анализи су коришћени различити записи мрежног напона како би се истакле предности и мане, као и како би се одредила погодна област примене за сваки дати запис. Даље су сагледане честе математичке трансформације примењиве на трофазном мрежном напону, а често коришћене у управљачким структурама инвертора. Математичке трансформације су сагледане кроз призму Бодевих дијаграма, што представља нови начин анализе ових трансформација за различите улазне учестаности улазног напона.

Након тога је дат кратак преглед управљачких структура савремених мрежних инвертора, праћен опсежном анализом синхронизационих техника присутних у електроенергетици. Даље су технике синхронизације конкретизоване на оне применљиве у контроли уређаја енергетске електронике, и на крају технике које су применљиве у контроли мрежних инвертора. Посебна пажња је посвећена алгоритмима фазно-закључане петље, као највише експлоатисаним алгоритмима данас у научној литератури и основном за сва даља унапређења представљена у дисертацији.

Одабрани су репрезентативни представници најпопуларнијих фазно-закључаних петљи у научној литератури и извршена је њихова детаљна анализа. Детаљна анализа почиње претпоставком о математичком облику мрежног напона на улазу – на почетку је основни циљ праћење основног позитивног вектора мрежног напона, након тога је напону придодата могућност несиметрије и на крају су у разматрање укључени и виши хармоници напона. Изабрани алгоритми фазно-закључаних петљи су анулирали

осцилације које су последица наведених компликација математичког записа мрежног напона – увођењем структуре за потискивање осцилација услед несиметрије и увођењем структуре за потискивање виших хармоника напона. Даље су представљени алгоритми фазно-закључане петље који за циљ имају побољшање динамичких карактеристика пређашњих структура – измештањем филтра помичног просека у предфилтрски део фазно-закључане петље и третирањем интегратора у самом филтру помичног просека као елемента за повећање степена астатизма система. Утицај полазних параметара на понашање резултантног система је приказан у оквиру вишекритеријумских графика.

Након тога су изложени алгоритми који представљају унапређење основне структуре фазно-закључане петље на бази репетитивног управљања. Први представљени алгоритам има минималан утицај на динамичке карактеристике фазно-закључане петље, али и способност потпуног потискивања изабране учестаности и свих њених умножака. Показана је еволуција предложеног алгоритма кроз научне публикације, дат је предлог модела малих сигнала, извршена валидација предложеног модела малих сигнала и дат је предлог за прорачун слободних параметара. Утицај полазних параметара на понашање резултантног система је приказан у оквиру вишекритеријумских графика.

Други предложени алгоритам фазно-закључане петље користи модификовани филтар репетитивног управљања како би се остварило даље повећање динамичких карактеристика система. Показано је да иницијално предложена структура фазно-закључане петље не поседује могућност праћења произвољне мрежне учестаности без статичке грешке у процењеном углу. Дат је предлог даље модификације контролне структуре и на основу нове блок структуре је дат модел великих сигнала. Извршено је поређење одзива блок структуре и предложеног модела великих сигнала, да би након тога била извршена анализа стабилности предложеног система, дат је потребан услов стабилности и предложен је начин подешавања слободних параметара фазно-закључане петље. Испитивањем модела је уочена особина предложене фазно-закључане петље да има способност директне компензације дела фазног скока преко унете модификације иницијално предложене структуре.

Сви одабрани алгоритми фазно-закључане петље су тестирани у лабораторији на уређају за брзу израду прототипова софтвера. Дати су детаљи имплементације сваког алгоритма, заједно са вредностима свих слободних параметара. Одабрани алгоритми су тестирани



на пропаде напона, више хармонике напона, једносмерну компоненту у мереном напону и шум у мерењу. На основу резултата свих мерења могу се донети следећи закључци:

1. *SRF-PLL* представља основну структуру фазно-закључане петље. Једноставан је за подешавање слободних параметара и имплементацију. Несиметрија мрежног напона, виши хармоници и једносмерна компонента стварају непригушене осцилације у естимираном углу и учестаности па је његова практична употреба ограничена.
2. *DDSRF-PLL* и *DSOGI-PLL* представљају надоградњу основне структуру фазно-закључане петље која успешно потискује осцилације које су последица несиметрије мрежног напона. Представљају комплексније алгоритме за имплементацију и анализу. Виши хармоници и једносмерна компонента стварају непригушене осцилације у естимираном углу. Оба алгоритма задржавају веома добре филтарске способности са одступањем мрежне учестаности од назначене, с тим што би се блага предност дала *DSOGI-PLL*-у на основу спроведених тестова.
3. *MAF-PLL* са филтром помичног просека унутар филтра петље представља структуру која ефикасно потискује осцилације које су последица како несиметрије напона, тако и виших хармоника напона. Представља једноставан алгоритам за подешавање и имплементацију. Поседује могућност потискивања и осцилација услед једносмерне компоненте, с тим што би то додатно утицало на успоравање одзива система.
4. *EPMAF-PLL* и *QTI-PLL* јесу унапређења претходног алгоритма у погледу убрзања одзива система, кроз измештање филтера у предфилтар и инкорпорирање филтра помичног просека у разматрање степена астатизма система, респективно. Поседују добре филтарске способности, али се на основу изведених тестова предност може дати *QTI-PLL* алгоритму.
5. *RREF-PLL* представља унапређење основне структуре фазно-закључане петље. Као и *MAF-PLL* поседује способност потискивања осцилација које су последица несиметрије и виших хармоника напона, а може потискивати и осцилације услед једносмерне компоненте напона без значајног успорења одзива система. Осетљив је на варијацију основне мрежне учестаности и присуство шума у мереном сигналу, па се даља унапређења ове структуре фазно-закључане петље могу фокусирати на те аспекте.

6. *RCE-PLL* је најбржи од свих тестираних алгоритама у погледу праћења угла мрежног напона након пропада напона са фазним скоком. Такође, једини је тестирани алгоритама који има могућност тренутне компензације дела фазног скока. Није интуитиван за подешавање слободних параметара ни за анализу стабилности. Осетљив је на варијацију основне мрежне учестаности и на присуство шума у мереном сигналу. Због своје брзине процене угла мрежног напона и тренутних фазних скокова, његова имплементација у контролне структуре мрежног инвертора захтева пажљиво разматрање свих присутних структура и њихове интеракције. Даља унапређења се могу фокусирати на повећање имуности на варијацију мрежне учестаности, повећање имуности на шум и реализацију ефикасних контролних структура мрежних инвертора које могу искористити све предности које понуђена фазно-закључана петља пружа.

## Literatura

- [1] Eurostat, “Share of energy consumption from renewable sources in Europe.” Accessed: Dec. 17, 2024. [Online]. Available: <https://www.eea.europa.eu/en/analysis/indicators/share-of-energy-consumption-from>
- [2] “Static and Dynamic Stability of Power Systems,” in *Transient Analysis of Electric Power Circuits Handbook*, Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag, pp. 517–543. doi: 10.1007/0-387-28799-X\_8.
- [3] “1159-2019 - IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality,” Aug. 13, 2019.
- [4] M. H. Bollen, *Understanding Power Quality Problems*. IEEE, 1999. doi: 10.1109/9780470546840.
- [5] M. H. J. Bollen *et al.*, “Voltage dip immunity aspects of power-electronics equipment &#x2014; Recommendations from CIGRE/CIRED/UIE JWG C4.110,” in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, IEEE, Sep. 2010. doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606512.
- [6] “Grid Code,” Belgrade, Mar. 2020. Accessed: Dec. 17, 2024. [Online]. Available: <https://ems.rs/wp-content/uploads/2023/02/GRID-CODE-2020-03-17.pdf>
- [7] “Pravila o radu distributivnog sistema,” Jul. 2017, *EPS Distribucija D.O.O. Beograd*. Accessed: Dec. 17, 2024. [Online]. Available: [https://elektrodistribucija.rs/usluge/dokumenta/Pravila\\_o\\_Radu\\_20072017.pdf](https://elektrodistribucija.rs/usluge/dokumenta/Pravila_o_Radu_20072017.pdf)
- [8] “Technical Guideline: Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network,” *BDEW*, 2008, Accessed: Dec. 17, 2024. [Online]. Available: <https://erranet.org/download/generating-plants-connected-to-medium-voltage-network/?wpdmdl=33264&refresh=6761b775803a61734457205>
- [9] “VDE-AR-N 4110 Medium Voltage,” 2019. Accessed: Dec. 17, 2024. [Online]. Available: <https://www.vde.com/en/fnn/topics/technical-connection-rules/tcr-for-medium-voltage>
- [10] “Requirements for Generators.” Accessed: Dec. 17, 2024. [Online]. Available: [https://www.entsoe.eu/network\\_codes/rfg/](https://www.entsoe.eu/network_codes/rfg/)
- [11] “Technical Assistance for the Connection Network Codes Implementation in the Energy Community SERBIA,” Jun. 2021, *Energy Community*. Accessed: Dec. 17, 2024. [Online]. Available: [https://www.energy-community.org/dam/jcr:b2a422cd-457a-422e-9f89-477e08b7e5d6/ECC\\_CNC\\_ML\\_062021.pdf](https://www.energy-community.org/dam/jcr:b2a422cd-457a-422e-9f89-477e08b7e5d6/ECC_CNC_ML_062021.pdf)
- [12] “CNC Active Library.” Accessed: Dec. 17, 2024. [Online]. Available: <https://www.entsoe.eu/active-library/codes/cnc/>
- [13] R. W. Kenyon *et al.*, “Stability and control of power systems with high penetrations of inverter-based resources: An accessible review of current knowledge and open questions,” *Solar Energy*, vol. 210, pp. 149–168, Nov. 2020, doi: 10.1016/j.solener.2020.05.053.
- [14] “519-2022 - IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems,” Aug. 2022.
- [15] “EN 50160:2023 Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks,” Dec. 2023.

- [16] C. O. S. Sorzano, J. Vargas, and A. P. Montano, "A survey of dimensionality reduction techniques," Mar. 2014.
- [17] C. J. O'Rourke, M. M. Qasim, M. R. Overlin, and J. L. Kirtley, "A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations: dq0, Clarke, and Park," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 4, pp. 2070–2083, Dec. 2019, doi: 10.1109/TEC.2019.2941175.
- [18] D. Bellan, "Analytical Investigation of the Properties of Transients in Unbalanced Three-Phase Four-Wire Networks," *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 23, p. 9122, Dec. 2022, doi: 10.3390/en15239122.
- [19] C. L. Fortescue, "Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. XXXVII, no. 2, pp. 1027–1140, Jul. 1918, doi: 10.1109/T-AIEE.1918.4765570.
- [20] G. Chicco and A. Mazza, "100 Years of Symmetrical Components," *Energies (Basel)*, vol. 12, no. 3, p. 450, Jan. 2019, doi: 10.3390/en12030450.
- [21] W. Lyon, "The Transient Analysis of Alternating-Current Machinery," *John Wiley*, 1954.
- [22] P. Tenti, J. L. Willems, P. Mattavelli, and E. Tedeschi, "Generalized symmetrical components for periodic non-sinusoidal Three-phase signals," *Electrical Power Quality and Utilisation Journal*, vol. 13, no. 1, pp. 9–15, 2007.
- [23] L. L. H. Costa, P. J. A. Serni, and F. P. Marafao, "An analysis of Generalized Symmetrical Components in non sinusoidal three phase systems," in *XI Brazilian Power Electronics Conference*, IEEE, Sep. 2011, pp. 502–507. doi: 10.1109/COBEP.2011.6085290.
- [24] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Cham: Springer International Publishing, 2020. doi: 10.1007/978-3-030-43881-4.
- [25] B. Banković, N. Mitrović, V. Kostić, M. Petronijević, and F. Filipović, "Harmonic impact on power grid of multi drive system with active front end technology," in *PIEC*, 2017.
- [26] F. Filipović, M. Petronijević, N. Mitrović, B. Banković, and V. Kostić, "Current Sampling Techniques for Digitally Controlled Inverters," in *6th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering, IcETRAN*, 2019.
- [27] K. Zeb *et al.*, "A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 94, pp. 1120–1141, Oct. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2018.06.053.
- [28] H. Athari, M. Niroomand, and M. Ataei, "Review and Classification of Control Systems in Grid-tied Inverters," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 1167–1176, May 2017, doi: 10.1016/j.rser.2016.10.030.
- [29] S. Tahir, J. Wang, M. Baloch, and G. Kaloi, "Digital Control Techniques Based on Voltage Source Inverters in Renewable Energy Applications: A Review," *Electronics (Basel)*, vol. 7, no. 2, p. 18, Feb. 2018, doi: 10.3390/electronics7020018.
- [30] Taoufik Qoria, "Grid-forming control to achieve a 100% power electronics interfaced power transmission systems," HESAM Université, 2020.
- [31] F. Filipović, M. Petronijević, N. Mitrović, B. Banković, and V. Kostić, "Benchmarking of Phase Lock Loop based Synchronization Algorithms for Grid-Tied Inverter," *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 16, no. 1, pp. 1–19, 2019.

- [32] F. Filipović, M. Petronijević, N. Mitrović, B. Veselić, B. Banković, and V. Kostić, “A comparative study of current PI controller tuning methods for grid-tie inverters,” in *Proceedings of Full Papers, 14th International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements*, 14th International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements – SAUM 2018, 2018, pp. 175–178.
- [33] F. Filipović, M. Petronijević, N. Mitrović, B. Banković, and V. Kostić, “An Application of a Finite State Machine for a Safe Grid-Tie Inverter Operation,” in *Proceedings of Full Papers, 14th International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements – SAUM 2018*, 2018, pp. 171–174.
- [34] L. Zhang, L. Harnefors, and H.-P. Nee, “Power-Synchronization Control of Grid-Connected Voltage-Source Converters,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 809–820, May 2010, doi: 10.1109/TPWRS.2009.2032231.
- [35] F. Filipović, M. Petronijević, N. Mitrović, B. Banković, and V. Kostić, “A novel repetitive control enhanced phase-locked loop for synchronization of three-phase grid-connected converters,” *Energies (Basel)*, vol. 13, no. 1, 2019, doi: 10.3390/en13010135.
- [36] W. Jarzyna, “A survey of the synchronization process of synchronous generators and power electronic converters,” *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, pp. 1069–1083, Dec. 2019, doi: 10.24425/bpasts.2019.131565.
- [37] N. Aisyah Mohd Yusof and Z. Ali, “Review of Active Synchronization for Renewable Powered Microgrid,” *International Journal of Engineering & Technology*, vol. 8, no. 1.7, pp. 14–21, Jan. 2019, doi: 10.14419/ijet.v8i1.7.25950.
- [38] F. Nawaz, E. Pashajavid, Y. Fan, and M. Batool, “A Comprehensive Review of the State-of-the-Art of Secondary Control Strategies for Microgrids,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 102444–102459, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3316016.
- [39] G. Wei, “Control Strategy for a Small-Scale Microgrid Based on Battery Energy Storage System-Virtual Synchronous Generator (bess-Vsg),” Daniel Felix Ritchie School of Engineering and Computer Science, Electrical and Computer Engineering, 2019.
- [40] J. M. Riquelme-Dominguez, J. Riquelme, and S. Martinez, “New Trends in the Control of Grid-Connected Photovoltaic Systems for the Provision of Ancillary Services,” *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 21, p. 7934, Oct. 2022, doi: 10.3390/en15217934.
- [41] H. Zhang, W. Xiang, W. Lin, and J. Wen, “Grid Forming Converters in Renewable Energy Sources Dominated Power Grid: Control Strategy, Stability, Application, and Challenges,” *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 9, no. 6, pp. 1239–1256, 2021, doi: 10.35833/MPCE.2021.000257.
- [42] “BLACK SYSTEM SOUTH AUSTRALIA 28 SEPTEMBER 2016.” Accessed: Dec. 17, 2024. [Online]. Available: <https://apo.org.au/node/74886>
- [43] X. Gao, D. Zhou, A. Anvari-Moghaddam, and F. Blaabjerg, “A Comparative Study of Grid-Following and Grid-Forming Control Schemes in Power Electronic-Based Power Systems,” *Power Electronics and Drives*, vol. 8, no. 1, pp. 1–20, Jan. 2023, doi: 10.2478/pead-2023-0001.
- [44] A. Sangwongwanich, A. Abdelhakim, Y. Yang, and K. Zhou, “Control of Single-Phase and Three-Phase DC/AC Converters,” in *Control of Power Electronic Converters and Systems*, Elsevier, 2018, pp. 153–173. doi: 10.1016/B978-0-12-805245-7.00006-8.

- [45] L. Fan, *Control and Dynamics in Power Systems and Microgrids*. CRC Press, 2017. doi: 10.1201/9781315269542.
- [46] H.-P. Beck and R. Hesse, "Virtual synchronous machine," in *2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, IEEE, Oct. 2007, pp. 1–6. doi: 10.1109/EPQU.2007.4424220.
- [47] H. Liu *et al.*, "Subsynchronous Interaction Between Direct-Drive PMSG Based Wind Farms and Weak AC Networks," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 32, no. 6, pp. 4708–4720, Nov. 2017, doi: 10.1109/TPWRS.2017.2682197.
- [48] C. Zou *et al.*, "Analysis of Resonance Between a VSC-HVDC Converter and the AC Grid," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 33, no. 12, pp. 10157–10168, Dec. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2809705.
- [49] R. H. Lasseter, Z. Chen, and D. Pattabiraman, "Grid-Forming Inverters: A Critical Asset for the Power Grid," *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 8, no. 2, pp. 925–935, Jun. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2959271.
- [50] R. An, J. Liu, T. Wu, S. Wang, and B. Liu, "Analysis and design of cutoff frequency for power calculation low-pass filters in droop control," in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, IEEE, Jun. 2017, pp. 1596–1600. doi: 10.1109/IFEEC.2017.7992285.
- [51] M. Shadoul, R. Ahshan, R. S. AlAbri, A. Al-Badi, M. Albadi, and M. Jamil, "A Comprehensive Review on a Virtual-Synchronous Generator: Topologies, Control Orders and Techniques, Energy Storages, and Applications," *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 22, p. 8406, Nov. 2022, doi: 10.3390/en15228406.
- [52] K. R. Vasudevan, V. K. Ramachandaramurthy, T. S. Babu, and A. Pouryekt, "Synchronverter: A Comprehensive Review of Modifications, Stability Assessment, Applications and Future Perspectives," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 131565–131589, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3010001.
- [53] W. Zhang, A. M. Cantarellas, J. Rocabert, A. Luna, and P. Rodriguez, "Synchronous Power Controller With Flexible Droop Characteristics for Renewable Power Generation Systems," *IEEE Trans Sustain Energy*, vol. 7, no. 4, pp. 1572–1582, Oct. 2016, doi: 10.1109/TSTE.2016.2565059.
- [54] H. Xin, L. Huang, L. Zhang, Z. Wang, and J. Hu, "Synchronous Instability Mechanism of P-f Droop-Controlled Voltage Source Converter Caused by Current Saturation," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, no. 6, pp. 5206–5207, Nov. 2016, doi: 10.1109/TPWRS.2016.2521325.
- [55] B. Banković, F. Filipović, N. Mitrović, M. Petronijević, and V. Kostić, "A Building Block Method for Modeling and Small-Signal Stability Analysis of the Autonomous Microgrid Operation," *Energies (Basel)*, vol. 13, no. 6, p. 1492, Mar. 2020, doi: 10.3390/en13061492.
- [56] B. Banković, N. Mitrović, M. Petronijević, F. Filipović, and V. Kostić, "Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Operation in the Autonomous Microgrid," in *6th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering, IcETRAN 2019*, 2019, pp. 315–321.
- [57] N. Krstić, M. Petronijević, and F. Filipović, "Operation Analysis and Determination of Virtual Synchronous Machine Model Parameters," in *8th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering (IcETRAN), 2021*,

- [58] M. Du and H. Mei, "The application of virtual synchronous generator technology in inertial control of new energy vehicle power generation," *Front Mech Eng*, vol. 10, Apr. 2024, doi: 10.3389/fmech.2024.1382664.
- [59] Q.-C. Zhong, "Virtual Synchronous Machines: A unified interface for grid integration," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, no. 4, pp. 18–27, Dec. 2016, doi: 10.1109/MPEL.2016.2614906.
- [60] Qing-Chang Zhong, Phi-Long Nguyen, Zhenyu Ma, and Wanxing Sheng, "Self-Synchronized Synchronverters: Inverters Without a Dedicated Synchronization Unit," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 2, pp. 617–630, Feb. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2258684.
- [61] A. Labella, F. Filipovic, M. Petronijevic, A. Bonfiglio, and R. Procopio, "An MPC Approach for Grid-Forming Inverters: Theory and Experiment," *Energies (Basel)*, vol. 13, no. 9, p. 2270, May 2020, doi: 10.3390/en13092270.
- [62] Vezio Spinuzzi Di Sante, "Impact of Grid Forming Converters on power system frequency stability," Politecnico Milano, Milano, 2019.
- [63] C. Li, R. Burgos, I. Cvetkovic, D. Boroyevich, L. Mili, and P. Rodriguez, "Evaluation and control design of virtual-synchronous-machine-based STATCOM for grids with high penetration of renewable energy," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, Sep. 2014, pp. 5652–5658. doi: 10.1109/ECCE.2014.6954176.
- [64] P. Gawhade and A. Ojha, "Recent advances in synchronization techniques for grid-tied PV system: A review," *Energy Reports*, vol. 7, pp. 6581–6599, Nov. 2021, doi: 10.1016/j.egy.2021.09.006.
- [65] A. Ali *et al.*, "Sensorless microcontroller-based zero-crossing detection system for AC signals using a rounding function," *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 15, no. 2, p. 102375, Feb. 2024, doi: 10.1016/j.asej.2023.102375.
- [66] S. A. K. BHAT, "The use of optocouplers for achieving synchronization in thyristor controllers," *International Journal of Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 321–326, Apr. 1980, doi: 10.1080/00207218008901101.
- [67] M. Mojiri and A. R. Bakhshai, "Stability analysis of periodic orbit of an adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal," *Automatica*, vol. 43, no. 3, pp. 450–455, Mar. 2007, doi: 10.1016/j.automatica.2006.08.018.
- [68] L. E. Belandria and J. Bergas, "Single-Phase PLL Based on an Adaptive Notch Filter," *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 18, no. 3, Oct. 2020, doi: 10.15598/aeec.v18i3.3807.
- [69] R. Cardoso, R. F. de Camargo, H. Pinheiro, and H. A. Gründling, "Kalman filter based synchronization methods," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, Jun. 2006, pp. 1–7. doi: 10.1109/pesc.2006.1712058.
- [70] S. Golestan, J. M. Guerrero, and Juan. C. Vasquez, "Steady-State Linear Kalman Filter-Based PLLs for Power Applications: A Second Look," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 12, pp. 9795–9800, Dec. 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2823668.
- [71] Hong-Seok Song, Kwanghee Nam, and P. Mutschler, "Very fast phase angle estimation algorithm for a single-phase system having sudden phase angle jumps," in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, IEEE, pp. 925–931. doi: 10.1109/IAS.2002.1042669.

- [72] B. P. McGrath, D. G. Holmes, and J. J. H. Galloway Galloway, "Power Converter Line Synchronization Using a Discrete Fourier Transform (DFT) Based on a Variable Sample Rate," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 20, no. 4, pp. 877–884, Jul. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.850944.
- [73] J. Svensson, "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters," *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 148, no. 3, p. 229, 2001, doi: 10.1049/ip-gtd:20010101.
- [74] S. Golestan, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, "A Systematic Approach to Design High-Order Phase-Locked Loops," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 6, pp. 2885–2890, Jun. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2351262.
- [75] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, and A. F. Souza, "Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2923–2932, Aug. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.924205.
- [76] S. Golestan, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, A. M. Abusorrah, and Y. Al-Turki, "Single-Phase FLLs Based on Linear Kalman Filter, Limit-Cycle Oscillator, and Complex Bandpass Filter: Analysis and Comparison With a Standard FLL in Grid Applications," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 34, no. 12, pp. 11774–11790, Dec. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2906031.
- [77] P. Šimek, J. Škramlík, and V. Valouch, "A frequency locked loop strategy for synchronization of inverters used in distributed energy sources," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 107, pp. 120–130, May 2019, doi: 10.1016/j.ijepes.2018.11.004.
- [78] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions," in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, IEEE, Nov. 2006, pp. 5173–5178. doi: 10.1109/IECON.2006.347807.
- [79] Y. Yang, F. Blaabjerg, and Z. Zou, "Benchmarking of Grid Fault Modes in Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 49, no. 5, pp. 2167–2176, Sep. 2013, doi: 10.1109/TIA.2013.2260512.
- [80] L. N. Amuda, B. J. Cardoso Filho, S. M. Silva, S. R. Silva, and A. S. A. C. Diniz, "Wide bandwidth single and three-phase PLL structures for grid-tied PV systems," in *Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 2000 (Cat. No.00CH37036)*, IEEE, pp. 1660–1663. doi: 10.1109/PVSC.2000.916220.
- [81] S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. Cardoso Filho, R. P. Campana, and W. C. Boaventura, "Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems," in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, IEEE, pp. 2259–2263. doi: 10.1109/IAS.2004.1348790.
- [82] S. Golestan, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, A. M. Abusorrah, and Y. Al-Turki, "All-Pass-Filter-Based PLL Systems: Linear Modeling, Analysis, and Comparative Evaluation," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 35, no. 4, pp. 3558–3572, Apr. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2937936.
- [83] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A new phase-locked loop (PLL) system," in *Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems. MWSCAS 2001 (Cat. No.01CH37257)*, IEEE, pp. 421–424. doi: 10.1109/MWSCAS.2001.986202.



- [84] A. Nagliero, R. A. Mastromauro, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "Monitoring and synchronization techniques for single-phase PV systems," in *SPEEDAM 2010*, IEEE, 2010, pp. 1404–1409. doi: 10.1109/SPEEDAM.2010.5545057.
- [85] P. Hao, W. Zanji, and C. Jianye, "A Measuring Method of the Single-Phase AC Frequency, Phase, and Reactive Power Based on the Hilbert Filtering," *IEEE Trans Instrum Meas*, vol. 56, no. 3, pp. 918–923, Jun. 2007, doi: 10.1109/TIM.2007.894885.
- [86] M. Saitou, N. Matsui, and T. Shimizu, "A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation," in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, IEEE, pp. 1222–1227. doi: 10.1109/IAS.2003.1257706.
- [87] M. Kumm and M. S. Sanjari, "Digital hilbert transformers for FPGA-based phase-locked loops," in *2008 International Conference on Field Programmable Logic and Applications*, IEEE, 2008, pp. 251–256. doi: 10.1109/FPL.2008.4629940.
- [88] C. Subramanian and R. Kanagaraj, "Single-Phase Grid Voltage Attributes Tracking for the Control of Grid Power Converters," *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 2, no. 4, pp. 1041–1048, Dec. 2014, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2341045.
- [89] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, Jun. 2006, pp. 1–6. doi: 10.1109/pesc.2006.1711988.
- [90] Yongheng Yang and F. Blaabjerg, "Synchronization in single-phase grid-connected photovoltaic systems under grid faults," in *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, IEEE, Jun. 2012, pp. 476–482. doi: 10.1109/PEDG.2012.6254045.
- [91] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley, 2011. doi: 10.1002/9780470667057.
- [92] H. Qian, J. Xu, and S. Xie, "Power-Based Phase-Locked Loops for Single-Phase Applications—A Survey," in *2020 15th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, IEEE, Nov. 2020, pp. 699–703. doi: 10.1109/ICIEA48937.2020.9248358.
- [93] A. M. Mnider, D. J. Atkinson, M. Dahidah, Y. B. Zbede, and M. Armstrong, "A programmable cascaded LPF based PLL scheme for single-phase grid-connected inverters," in *2016 7th International Renewable Energy Congress (IREC)*, IEEE, Mar. 2016, pp. 1–6. doi: 10.1109/IREC.2016.7478935.
- [94] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, F. D. Freijedo, and M. Monfared, "Moving Average Filter Based Phase-Locked Loops: Performance Analysis and Design Guidelines," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 6, pp. 2750–2763, Jun. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2273461.
- [95] T. Thacker, D. Boroyevich, R. Burgos, and F. Wang, "Phase-Locked Loop Noise Reduction via Phase Detector Implementation for Single-Phase Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2482–2490, Jun. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2069070.
- [96] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, "Design and Tuning of a Modified Power-Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Power Conditioning Systems," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 27, no. 8, pp. 3639–3650, Aug. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2183894.

- [97] Hendrik Just, *Modeling and control of power converters in weak and unbalanced electric grids*. Berlin: Universitätsverlag der Technischen Universität Berlin, 2021.
- [98] S. Golestan, F. D. Freijedo, A. Vidal, J. M. Guerrero, and J. Doval-Gandoy, "A Quasi-Type-1 Phase-Locked Loop Structure," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 12, pp. 6264–6270, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2329917.
- [99] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, I. Candela, R. Burgos, and D. Boroyevich, "Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, 2005, pp. 1415–1421. doi: 10.1109/PESC.2005.1581815.
- [100] P. Xiao, K. A. Corzine, and G. K. Venayagamoorthy, "Multiple Reference Frame-Based Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers under Unbalanced and Distorted Input Conditions," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 23, no. 4, pp. 2006–2017, Jul. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.925205.
- [101] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, and E. Acha, "Tuning of Phase-Locked Loops for Power Converters Under Distorted Utility Conditions," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 45, no. 6, pp. 2039–2047, 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2031790.
- [102] H. Geng, D. Xu, and B. Wu, "A Novel Hardware-Based All-Digital Phase-Locked Loop Applied to Grid-Connected Power Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1737–1745, May 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2053338.
- [103] D. Dong, B. Wen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, and Y. Xue, "Analysis of Phase-Locked Loop Low-Frequency Stability in Three-Phase Grid-Connected Power Converters Considering Impedance Interactions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 310–321, Jan. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2334665.
- [104] "Synchronous Reference Frame PLL," in *Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications*, Wiley, 2014, pp. 133–145. doi: 10.1002/9781118795187.ch6.
- [105] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "A Robust and Fast Synchronization Technique for Adverse Grid Conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 3188–3194, Apr. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2636206.
- [106] Y. F. Wang and Y. Wei Li, "Analysis and Digital Implementation of Cascaded Delayed-Signal-Cancellation PLL," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 26, no. 4, pp. 1067–1080, Apr. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2091150.
- [107] S. Golestan and J. M. Guerrero, "Conventional Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop is an Adaptive Complex Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1679–1682, Mar. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2341594.
- [108] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, Mar. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.890000.
- [109] S. Golestan, M. Monfared, and F. D. Freijedo, "Design-Oriented Study of Advanced Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loops," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 28, no. 2, pp. 765–778, Feb. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2204276.
- [110] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty

- grid conditions,” in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, Jun. 2006, pp. 1–7. doi: 10.1109/pesc.2006.1712059.
- [111] F. J. Rodriguez, E. Bueno, M. Aredes, L. G. B. Rolim, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti, “Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters,” in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, IEEE, Nov. 2008, pp. 176–181. doi: 10.1109/IECON.2008.4757948.
- [112] X. Guo, W. Wu, and Z. Chen, “Multiple-Complex Coefficient-Filter-Based Phase-Locked Loop and Synchronization Technique for Three-Phase Grid-Interfaced Converters in Distributed Utility Networks,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1194–1204, Apr. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2041738.
- [113] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, and P. Silventoinen, “Transforming dynamic system models between two-axis reference frames rotating at different angular frequencies,” in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, IEEE, Aug. 2014, pp. 1–10. doi: 10.1109/EPE.2014.6911012.
- [114] R. Cardenas, C. Juri, R. Pena, J. Clare, and P. Wheeler, “Analysis and Experimental Validation of Control Systems for Four-Leg Matrix Converter Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 141–153, Jan. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2158041.
- [115] L. Harnefors, “Modeling of Three-Phase Dynamic Systems Using Complex Transfer Functions and Transfer Matrices,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2239–2248, Aug. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.894769.
- [116] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, “Performance Improvement of a Prefiltered Synchronous-Reference-Frame PLL by Using a PID-Type Loop Filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3469–3479, Jul. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2282607.
- [117] C. KESSLER, “Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise,” *auto*, vol. 3, no. 1–12, pp. 40–49, Dec. 1955, doi: 10.1524/auto.1955.3.112.40.
- [118] C. KESSLER, “Das Symmetrische Optimum, Teil I,” *auto*, vol. 6, no. 1–12, pp. 395–400, Dec. 1958, doi: 10.1524/auto.1958.6.112.395.
- [119] S. Preitl and R.-E. Precup, “On the algorithmic design of a class of control systems based on providing the symmetry of open-loop Bode plots,” *Scientific Bulletin of UPT, Transactions on Automatic Control and Computer Science*, vol. 41, no. 55, pp. 47–55, 1996.
- [120] S. Preitl and R.-E. Precup, “An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers,” *Automatica*, vol. 35, no. 10, pp. 1731–1736, Oct. 1999, doi: 10.1016/S0005-1098(99)00091-6.
- [121] J. Wang, J. Liang, F. Gao, L. Zhang, and Z. Wang, “A Method to Improve the Dynamic Performance of Moving Average Filter-Based PLL,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 10, pp. 5978–5990, Oct. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2381673.
- [122] S. Golestan, J. M. Guerrero, A. Vidal, A. G. Yepes, and J. Doval-Gandoy, “PLL With MAF-Based Prefiltering Stage: Small-Signal Modeling and Performance Enhancement,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, no. 6, pp. 4013–4019, Jun. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2508882.
- [123] G. Hillerström and K. Walgama, “Repetitive Control Theory and Applications - A Survey,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 29, no. 1, pp. 1446–1451, Jun. 1996, doi: 10.1016/S1474-6670(17)57870-2.

- [124] Yongheng Yang, Keliang Zhou, and F. Blaabjerg, "Frequency Adaptive Repetitive Control of Grid-Tied Three-Phase PV Inverters," in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, Institution of Engineering and Technology, 2016, pp. 5 -5 . doi: 10.1049/cp.2016.0212.
- [125] L. Corradini, P. Mattavelli, E. Tedeschi, and D. Trevisan, "High-Bandwidth Multisampled Digitally Controlled DC–DC Converters Using Ripple Compensation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1501–1508, Apr. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.917144.
- [126] F. Filipovic, M. Petronijevic, N. Mitrovic, B. Bankovic, and V. Kostic, "Application of Repetitive Ripple Estimator in Synchronization of Three Phase Grid Tie Inverters," in *2019 20th International Symposium on Power Electronics, Ee 2019*, 2019. doi: 10.1109/PEE.2019.8923405.
- [127] F. Filipović, M. Petronijević, N. Mitrović, B. Banković, and V. Kostić, "REPETITIVE RIPPLE ESTIMATOR FILTER BASED PHASE-LOCKED LOOP," *Facta Universitatis, Series: Automatic Control and Robotics*, vol. 23, no. 2, p. 095, Dec. 2024, doi: 10.22190/FUACR240924007F.
- [128] L. Corradini, W. Stefanutti, and P. Mattavelli, "Analysis of Multi-Sampled Current Control for Active Filters," in *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, IEEE, Sep. 2007, pp. 1608–1615. doi: 10.1109/07IAS.2007.248.
- [129] M. R. Stojic and M. S. Matijevic, "Suppression of Arbitrary Periodical Disturbances in the Design of Digitally Controlled Electrical Drives," in *TELSIKS 2005 - 2005 uth International Conference on Telecommunication in ModernSatellite, Cable and Broadcasting Services*, IEEE, 2005, pp. 523–530. doi: 10.1109/TELSKS.2005.1572167.
- [130] M. Tang, S. Bifaretti, S. Pipolo, S. Odhano, and P. Zanchetta, "A Novel Repetitive Controller Assisted Phase-Locked Loop with Self-Learning Disturbance Rejection Capability for Three-Phase Grids," *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 8, no. 2, pp. 1870–1879, Jun. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2941835.
- [131] A. Rosini, M. Petronijević, F. Filipović, A. Bonfiglio, and R. Procopio, "Frequency and voltage communication-less control for islanded AC microgrids: Experimental validation via rapid control prototyping," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 162, p. 110313, Nov. 2024, doi: 10.1016/j.ijepes.2024.110313.

## Прилог

### Прилог 1. – Снимање Бодеевог дијаграма трансформације у комплексни вектор напона

У наставку је дат код који је коришћен за испитивање Бодеевог дијаграма трансформације у комплексни вектор напона. Код је написан у MATLAB програмском језику, а конкретна имплементација је урађена у верзији MATLAB R2024a.

```
%Skripta za snimanje Bodeovog dijagrama transformacije trofaznog
%simetricnog mreznog napona u kompleksni vektor mreznog napona
%Definisanje talasnog oblika faznih napona
clear all

V_m = 1;
osnovna_frekvencija = 50;
t=0;

pojacanja = [];

faze = [];

ucestanosti = [];

a = exp(-j*2*pi/3);

for i=0:1e-3:100

    ucestanost = osnovna_frekvencija*i;
    omega = 2*pi*ucestanost;

    ucestanosti = [ucestanosti, ucestanost];

    %Definisanje trofaznog simetricnog sistema na kome ce biti
    %implementirana transformacija
    V_a = V_m*cos(omega*t);
    V_b = V_m*cos(omega*t-i*2*pi/3);
    V_c = V_m*cos(omega*t+i*2*pi/3);

    %Definisanje trofaznog simetricnog sistema u kompleksnoj ravni
    V_a_komp = V_a*a^0;
    V_b_komp = V_b*a^1;
    V_c_komp = V_c*a^2;

    %Implementacija transformacije u kompleksni vektor napona
    V_g_komp = 2/3*(V_a_komp + V_b_komp + V_c_komp);

    %Odredjivanje amplitude kompleksnog vektora napona
```

```

amp_V_g_komp = abs(V_g_komp);

%Poredjenje amplitude i ugla ce biti obavljeno u odnosu na fazu a
amp_V_a_komp = abs(V_a_komp);

%Poredjenje amplitude i ugla izvornog i rezultujucega signala
amplituda = 20*log10(amp_V_g_komp/amp_V_a_komp);

faza = atan((imag(V_g_komp)/real(V_g_komp) -
imag(V_a_komp)/real(V_a_komp))/...
(1+imag(V_g_komp)/real(V_g_komp)*imag(V_a_komp)/real(V_a_komp)))*180/pi;

pojacanja = [pojacanja, amplituda];
faze = [faze, faza];

end

```

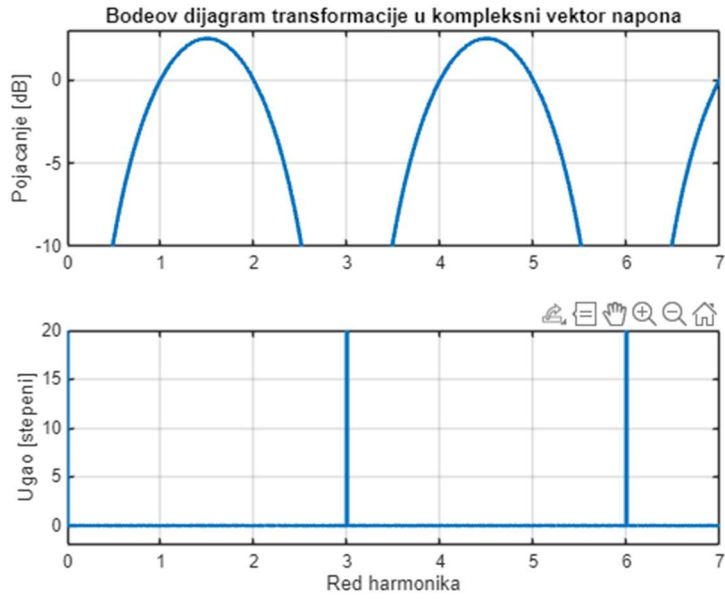
Trigonometrijska relacija na osnovu koje je racunata razlika uglova

$$\arctan(u) \pm \arctan(v) = \arctan\left(\frac{u \pm v}{1 \mp u \cdot v}\right)$$

```

%Crtaње Bodeovog dijagrama za sva tri simetrična sistema
subplot(2,1,1)
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, pojacanja, "LineStyle","-",
"LineWidth", 2)
%legend ("Pojacanje")
ylim([-10,3])
xlim([0, 7])
ylabel("Pojacanje [dB]")
title("Bodeov dijagram transformacije u kompleksni vektor napona")
grid on
subplot(2,1,2)
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, faze, "LineStyle","-", "LineWidth", 2)
%xtickformat('%,.0f')
ylim([-2,20]);
xlim([0, 7])
xlabel("Red harmonika")
ylabel("Ugao [stepeni]")
grid on

```



## Прилог 2. – Снимање Бодеевог дијаграма трансформације у просторни вектор напона

У наставку је дат код који је коришћен за испитивање Бодеевог дијаграма трансформације у просторни вектор напона. Код је написан у MATLAB програмском језику, а конкретна имплементација је урађена у верзији MATLAB R2024a.

```
%Skripta za snimanje Bodeovog dijagrama transformacije trofaznog
%simetricnog mreznog napona u prostorni vektor mreznog napona
%Definisanje talasnog oblika faznih napona
clear all

V_m = 1;
osnovna_frekvencija = 50;
t=0;

pojacanja = [];

faze = [];

ucestanosti = [];
%Proracun ravni u kojoj lezi trajektorija prostornog vektora pri
%simetricnom napajanju simetricnom osnovnom komponentom bez harmonijske
distrorzije

%Definisanje parametara trofaznog simetricnog sistema
ucestanost = osnovna_frekvencija;
omega = 2*pi*ucestanost;

%Definisanje tri vremenska trenutka na osnovu kojih ce biti odredjena
%jednacina ravni
trenuci_za_odredjivanje_ravni = [0, 1/3/ucestanost, 2/3/ucestanost];

%Vrednosti u konkretnim trenucima
vrednosti_za_odredjivanje_ravni = [];

for i=1:3
    V_a = V_m*cos(omega*trenuci_za_odredjivanje_ravni(i));
    V_b = V_m*cos(omega*trenuci_za_odredjivanje_ravni(i)-2*pi/3);
    V_c = V_m*cos(omega*trenuci_za_odredjivanje_ravni(i)+2*pi/3);

    vrednosti_za_odredjivanje_ravni = [vrednosti_za_odredjivanje_ravni;
[V_a, V_b, V_c]];
end

%Proracun dva vektora izmedju tacaka na osnovu kojih ce biti izracunata
%ravan
vektori_u_ravni = [vrednosti_za_odredjivanje_ravni(2, :)-
vrednosti_za_odredjivanje_ravni(1, :);...
```



```

        vrednosti_za_odredjivanje_ravni(3, :)-
vrednosti_za_odredjivanje_ravni(1, :)];

%vektorski proizvod dva vektora
osnovna_ravan = [vektori_u_ravni(1,2)*vektori_u_ravni(2,3)-
vektori_u_ravni(2,2)*vektori_u_ravni(1,3);...
-
vektori_u_ravni(1,1)*vektori_u_ravni(2,3)+vektori_u_ravni(2,1)*vektori_u_ravn
i(1,3);...
vektori_u_ravni(1,1)*vektori_u_ravni(2,2)-
vektori_u_ravni(2,1)*vektori_u_ravni(1,2)];

offset_ravni = (vrednosti_za_odredjivanje_ravni(1,:)*osnovna_ravan)*(-1);

%Koeficijenti ravni opisane kao Ax + By + Cz + D = 0 su slozeni u formi
% osnovna_ravan = [A; B; C]
%Proracun prave na kome se nalazi trajektorija prostornog vektora pri
%napajanju 3k harmonicima (k=1,3,5...)

%Definisanje parametara trofaznog simetricnog sistema
ucestanost = 3*osnovna_frekvencija;
omega = 2*pi*ucestanost;

%Definisanje dva vremenska trenutka na osnovu kojih ce biti odredjena
%jednacina prave
trenuci_za_odredjivanje_ravni = [0, 1/4/ucestanost];

%Vrednosti u konkretnim trenucima
vrednosti_za_odredjivanje_prave = [];

for i=1:2
    V_a = V_m*cos(omega*trenuci_za_odredjivanje_ravni(i));
    V_b = V_m*cos(omega*trenuci_za_odredjivanje_ravni(i)-3*2*pi/3);
    V_c = V_m*cos(omega*trenuci_za_odredjivanje_ravni(i)+3*2*pi/3);

    vrednosti_za_odredjivanje_prave = [vrednosti_za_odredjivanje_prave;
[V_a, V_b, V_c]];
end

%Proracun prave na osnovu dve tacke
%Jednacina prave
% (V_a-V_a1)/(V_a2-V_a1) = (V_b-V_b1)/(V_b2-V_b1) = (V_c-V_c1)/(V_c2-V_c1)

% a = V_a2 - V_a1
% b = V_a2 - V_a1
% c = V_a2 - V_a1
% vrednosti_prave = [a, b, c]

```

```

vrednosti_prave = vrednosti_za_odredjivanje_prave(2, :) -
vrednosti_za_odredjivanje_prave(1, :);

for i=1e-3:1e-3:100

    ucestanost = osnovna_frekvencija*i;
    omega = 2*pi*ucestanost;

    ucestanosti = [ucestanosti, ucestanost];

    %Definisane tri vremenska trenutka na osnovu kojih ce biti odredjena
    %jednacina ravni
    trenuci_za_odredjivanje_ravni = [1/3/osnovna_frekvencija/i,
2/3/osnovna_frekvencija/i, 0];

    %Vrednosti u konkretnim trenucima
    vrednosti_za_odredjivanje_ravni = [];

    for j=1:3
        %Definisane trofaznog simetricnog sistema na kome ce biti
        %implementirana transformacija
        V_a = V_m*cos(omega*trenuci_za_odredjivanje_ravni(j));
        V_b = V_m*cos(omega*trenuci_za_odredjivanje_ravni(j)-i*2*pi/3);
        V_c = V_m*cos(omega*trenuci_za_odredjivanje_ravni(j)+i*2*pi/3);

        vrednosti_za_odredjivanje_ravni = [vrednosti_za_odredjivanje_ravni;
[V_a, V_b, V_c]];
    end

    %Proracun dva vektora izmedju tacaka na osnovu kojih ce biti izracunara
    %ravan
    vektori_u_ravni = [vrednosti_za_odredjivanje_ravni(2, :)-
vrednosti_za_odredjivanje_ravni(1, :);...
                    vrednosti_za_odredjivanje_ravni(3, :)-
vrednosti_za_odredjivanje_ravni(1, :)];

    %vektorski proizvod dva vektora
    izvedena_ravan = [vektori_u_ravni(1,2)*vektori_u_ravni(2,3)-
vektori_u_ravni(2,2)*vektori_u_ravni(1,3);...
                    -
vektori_u_ravni(1,1)*vektori_u_ravni(2,3)+vektori_u_ravni(2,1)*vektori_u_ravn
i(1,3);...
                    vektori_u_ravni(1,1)*vektori_u_ravni(2,2)-
vektori_u_ravni(2,1)*vektori_u_ravni(1,2)];

    offset_ravni = (vrednosti_za_odredjivanje_ravni(1,:)*izvedena_ravan)*(-
1);

```

```

    faza =
acos((osnovna_ravan(1)*izvedena_ravan(1)+osnovna_ravan(2)*izvedena_ravan(2)+o
snovna_ravan(3)*izvedena_ravan(3))/...
    (sqrt(osnovna_ravan(1)^2 + osnovna_ravan(2)^2 + osnovna_ravan(3)^2)
*...
    sqrt(izvedena_ravan(1)^2 + izvedena_ravan(2)^2 +
izvedena_ravan(3)^2))*180/pi;

%Odredjivanje amplitude prostornog vektora napona
amp_V_g_prostor = sqrt(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2)*sqrt(2/3);

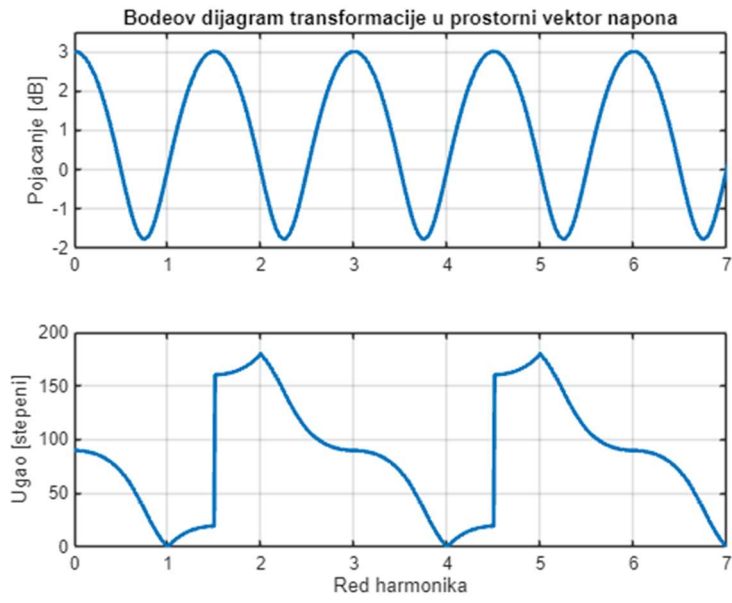
%Poredjenje amplitude u odnosu na fazu a
amp_V_a_prostor = sqrt(V_a^2);

%Poredjenje amplitude i ugla izvornog i rezultujuceg signala
amplituda = 20*log10(amp_V_g_prostor/amp_V_a_prostor);

pojacanja = [pojacanja, amplituda];
faze = [faze, faza];

end
%Crtnanje Bodeovog dijagrama za sva tri simetricna sistema
subplot(2,1,1)
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, pojacanja, "LineStyle","-",
"LineWidth",2)
%legend ("Pojacanje")
ylim([-2,3.5])
xlim([0, 7])
ylabel("Pojacanje [dB]")
title("Bodeov dijagram transformacije u prostorni vektor napona")
grid on
subplot(2,1,2)
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, real(faze), "LineStyle","-",
"LineWidth",2)
%ylim([-2, 200]);
xlim([0, 7])
xlabel("Red harmonika")
ylabel("Ugao [stepeni]")
grid on

```



### Прилог 3. – Снимање Бодеевог дијаграма Кларкине трансформације

У наставку је дат код који је коришћен за испитивање Бодеевог дијаграма Кларкине трансформације. Код је написан у MATLAB програмском језику, а конкретна имплементација је урађена у верзији MATLAB R2024а.

```
%Skripta za snimanje Bodeovog dijagrama transformacije trofaznog
%simetricnog mreznog napona u alfa beta nula sistem
%Definisanje talasnog oblika faznih napona
clear all

V_m = 1;
osnovna_frekvencija = 50;
t=0;

pojacanja_alfa_beta = [];
pojacanja_nula = [];

faze_alfa_beta = [];
faze_nula = [];

ucestanosti = [];

for i=0:1e-3:100

    ucestanost = osnovna_frekvencija*i;
    omega = 2*pi*ucestanost;

    ucestanosti = [ucestanosti, ucestanost];

    t = 0;%1/10000/ucestanost;

    V_a = V_m*cos(omega*t);
    V_b = V_m*cos(omega*t-i*2*pi/3);
    V_c = V_m*cos(omega*t+i*2*pi/3);

    %Proracun alfa-beta-nula projekcija trofaznog simetricnog sistema
    V_alfa = 2/3*(V_a*cos(0) + V_b*cos(-2*pi/3) + V_c*cos(2*pi/3));
    V_beta = 2/3*(V_a*sin(0) + V_b*sin(2*pi/3) + V_c*sin(-2*pi/3));
    V_nula = 2/3*(1/2*V_a + 1/2*V_b + 1/2*V_c);

    V_alfa_beta = V_alfa + j*V_beta;

    %Odredjivanje amplitude napona u alfa-beta ravni i na nultoj osi
    amp_V_alfa_beta = abs(V_alfa_beta);
    amp_V_nula = abs(V_nula);

    %Poredjenje amplitude u odnosu na fazu a
```

```

amp_V_a = abs(V_a);

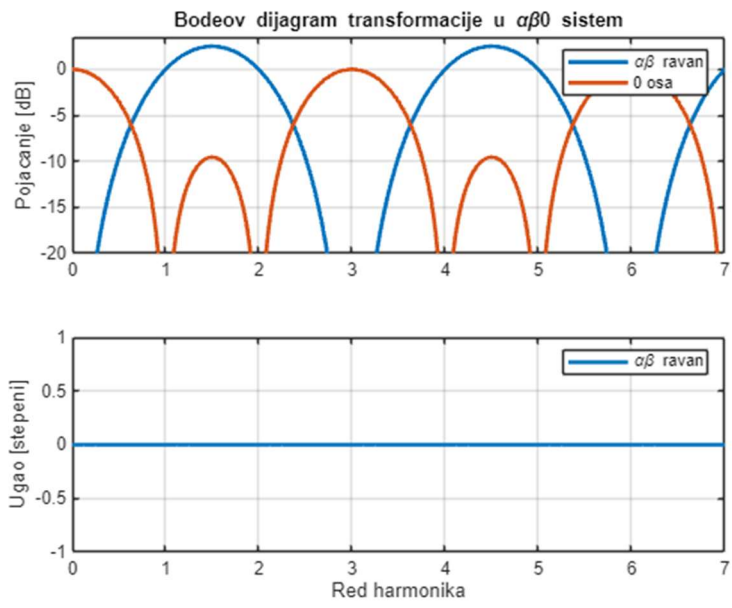
%Poredjenje amplitude i ugla izvornog i rezultujućeg signala
amplituda_alfa_beta = 20*log10(amp_V_alfa_beta/amp_V_a);
amplituda_nula = 20*log10(amp_V_nula/amp_V_a);

faza_alfa_beta = angle(V_alfa_beta)*180/pi;
faza_nula = 0;

pojacanja_alfa_beta = [pojacanja_alfa_beta, amplituda_alfa_beta];
pojacanja_nula = [pojacanja_nula, amplituda_nula];
faze_alfa_beta = [faze_alfa_beta, faza_alfa_beta];
faze_nula = [faze_nula, faza_nula];

end
%Crtanje Bodeovog dijagrama
subplot(2,1,1)
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, pojacanja_alfa_beta, "LineStyle","-",
"LineWidth", 2)
hold on
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, pojacanja_nula, "LineStyle","-",
"LineWidth", 2)
hold off
legend ("\alpha\beta ravan", "0 osa")
ylim([-20,3.5])
xlim([0, 7])
ylabel("Pojacanje [dB]")
title("Bodeov dijagram transformacije u \alpha\beta0 sistem")
grid on
subplot(2,1,2)
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, faze_alfa_beta, "LineStyle","-",
"LineWidth", 2)
legend ("\alpha\beta ravan")
xlim([0, 7])
xlabel("Red harmonika")
ylabel("Ugao [stepeni]")
grid on

```



## Прилог 4. – Снимање Бодеевог дијаграма генерализоване трансформације симетричних компоненти

У наставку је дат код који је коришћен за испитивање Бодеевог дијаграма генерализоване трансформације симетричних компоненти. Код је написан у MATLAB програмском језику, а конкретна имплементација је урађена у верзији MATLAB R2024a.

```
%Skripta za snimanje Bodeovog dijagrama Generalizovane transformacije
simetricnih komponenti
%Definisanje talasnog oblika faznih napona
clear all

V_m = 1;
osnovna_frekvencija = 50;
t=0;

pojacanja_plus = [];
pojacanja_minus = [];
pojacanja_nula = [];
pojacanja_rez = [];

ucestanosti = [];
for i=0:1e-3:100

    ucestanost = osnovna_frekvencija*i;
    omega = 2*pi*ucestanost;

    ucestanosti = [ucestanosti, ucestanost];

    %Proracun vrednosti u trenutku 0
    t = 0;
    V_a_0 = V_m*cos(omega*t);
    V_b_0 = V_m*cos(omega*t-i*2*pi/3);
    V_c_0 = V_m*cos(omega*t+i*2*pi/3);

    %Proracun vrednosti u trenutku T/3
    t = 1/ucestanost/3;
    V_a_T3 = V_m*cos(omega*t);
    V_b_T3 = V_m*cos(omega*t-i*2*pi/3);
    V_c_T3 = V_m*cos(omega*t+i*2*pi/3);

    %Proracun vrednosti u trenutku 2T/3
    t = 2/ucestanost/3;
    V_a_2T3 = V_m*cos(omega*t);
    V_b_2T3 = V_m*cos(omega*t-i*2*pi/3);
    V_c_2T3 = V_m*cos(omega*t+i*2*pi/3);

    %Proracun generalizovane nulte komponente
    V_nula_0 = 1/3*(V_a_0 + V_b_0 + V_c_0);
```



```

V_nula_T3 = 1/3*(V_a_T3 + V_b_T3 + V_c_T3);
V_nula_2T3 = 1/3*(V_a_2T3 + V_b_2T3 + V_c_2T3);

V_nula = V_nula_0;

%Proracun generalizovane pozitivne komponente
V_plus = 1/3*(V_a_0 - V_nula_0 + V_b_T3 - V_nula_T3 + V_c_2T3 -
V_nula_2T3);

%Proracun generalizovane negativne komponente
V_minus = 1/3*(V_a_0 - V_nula_0 + V_b_2T3 - V_nula_2T3 + V_c_T3 -
V_nula_T3);

%Proracun rezidualne komponente
V_rez = 1/3*(V_a_0 - V_nula_0 + V_a_T3 - V_nula_T3 + V_a_2T3 -
V_nula_2T3);

%Odredjivanje amplitude napona u pojedinacnim komponentama
amp_V_plus = abs(V_plus);
amp_V_minus = abs(V_minus);
amp_V_nula = abs(V_nula);
amp_V_rez = abs(V_rez);

%Amplituda izvornog signala u fazi A
amp_V_a = abs(V_a_0);

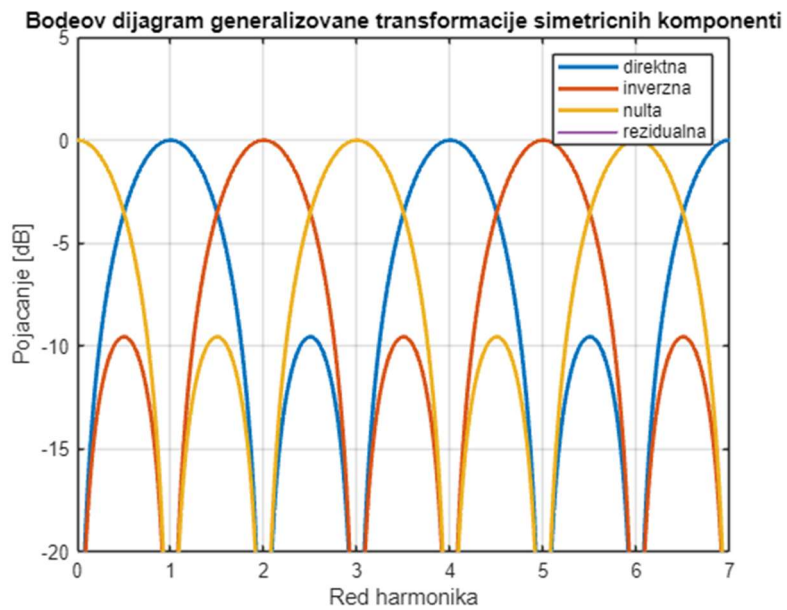
%Poredjenje amplitude i ugla izvornog i rezultujuceg signala
amplituda_plus = 20*log10(amp_V_plus/amp_V_a);
amplituda_minus = 20*log10(amp_V_minus/amp_V_a);
amplituda_nula = 20*log10(amp_V_nula/amp_V_a);
amplituda_rez = 20*log10(amp_V_rez/amp_V_a);

pojacanja_plus = [pojacanja_plus, amplituda_plus];
pojacanja_minus = [pojacanja_minus, amplituda_minus];
pojacanja_nula = [pojacanja_nula, amplituda_nula];
pojacanja_rez = [pojacanja_rez, amplituda_rez];

end
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, [pojacanja_plus; pojacanja_minus;
pojacanja_nula], "LineWidth", 2)
grid on
hold on
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, pojacanja_rez)
hold off
xlim([0, 7])
ylim([-20, 5])
legend("direktna", "inverzna", "nulta", "rezidualna")

```

```
xlabel("Red harmonika")
ylabel("Pojacanje [dB]")
title("Bodeov dijagram generalizovane transformacije simetricnih komponenti")
```



## Прилог 5. – Детаљи имплементације примера разлагања на генерализоване симетричне компоненте

У наставку је дат код на основу кога је приказан пример разлагања несинусоидног несиметричног трофазног система напона на генерализоване симетричне компоненте. Код је написан у MATLAB програмском језику, а конкретна имплементација је урађена у верзији MATLAB R2024a.

```
%Skripta za graficki prikaz procesa razlaganja nesimetricnog trofaznog
%система напона применом генерализованих симетричних компоненти
clear all
f = 50;
omega = 2*pi*f;
T = 1/f;
t = 0:1e-5:0.5;

V_a = 230*sqrt(2)*cos(omega*t+25/180*pi) + 20*sqrt(2)*cos(3*omega*t+0) +
10*sqrt(2)*cos(5*omega*t+10/180*pi) + 20*sqrt(2)*cos(7*omega*t+30/180*pi);
V_b = 210*sqrt(2)*cos(omega*t-100/180*pi) + 30*sqrt(2)*cos(3*omega*t-
70/180*pi) + 7*sqrt(2)*cos(5*omega*t-140/180*pi) + 10*sqrt(2)*cos(7*omega*t-
80/180*pi);
V_c = 240*sqrt(2)*cos(omega*t-270/180*pi) + 2*sqrt(2)*cos(3*omega*t-
220/180*pi) + 5*sqrt(2)*cos(5*omega*t-20/180*pi) + 30*sqrt(2)*cos(7*omega*t-
110/180*pi);

figure
plot(t, [V_a; V_b; V_c], "LineWidth", 2)
xlim([0, 0.04])
xlabel("Vreme [s]")
ylabel("Amplituda [V]")
title("Nesinusoidni periodicni talasni oblik napona")
legend("V_a", "V_b", "V_c")
grid on
```



```
%Provera zastupljenih ucestanosti
```

```
V_a_fft = fft(V_a)/length(t)*2;
```

```
V_b_fft = fft(V_b)/length(t)*2;
```

```
V_c_fft = fft(V_c)/length(t)*2;
```

```
V_a_fft = V_a_fft(1:round(length(t)/2+1));
```

```
V_b_fft = V_b_fft(1:round(length(t)/2+1));
```

```
V_c_fft = V_c_fft(1:round(length(t)/2+1));
```

```
x_osa_fft = 1/t(2)/length(t)*(0:round(length(t)/2));
```

```
plot(x_osa_fft,[abs(V_a_fft); abs(V_b_fft); abs(V_c_fft)],"LineWidth",3)
```

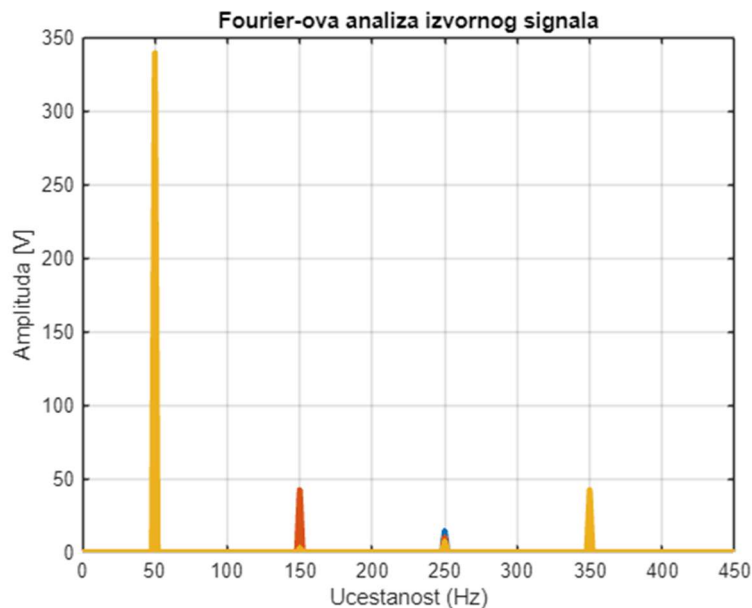
```
title("Fourier-ova analiza izvornog signala")
```

```
xlabel("Ucestanost (Hz)")
```

```
ylabel("Amplituda [V]")
```

```
xlim([0, 450])
```

```
grid on
```



```
%Razbijanje signala na simetricne komponente
```

```
%Koliko tacaka predstavlja T/3 vremensko pomeranje
```

```
tacaka_razlika = round(T/3 / t(2));
```

```
%Generalizovana komponenta nultog redosleda
```

```
V_nula = 1/3*(V_a + V_b + V_c);
```

```
%Generalizovana komponenta direktnog redosleda
```

```
V_plus = 1/3*(V_a(1:end-2*tacaka_razlika+1) - V_nula(1:end-  
2*tacaka_razlika+1) +...
```

```
    V_b(tacaka_razlika:end-tacaka_razlika) - V_nula(tacaka_razlika:end-  
tacaka_razlika) +...
```

```
    V_c(2*tacaka_razlika:end) - V_nula(2*tacaka_razlika:end));
```

```
%Generalizovana komponenta inverznog redosleda
```

```
V_minus = 1/3*(V_a(1:end-2*tacaka_razlika+1) - V_nula(1:end-  
2*tacaka_razlika+1) +...
```

```
    V_b(2*tacaka_razlika:end) - V_nula(2*tacaka_razlika:end) +...
```

```
    V_c(tacaka_razlika:end-tacaka_razlika) - V_nula(tacaka_razlika:end-  
tacaka_razlika));
```

```
%Generalizovana rezidualna komponenta
```

```
V_rez_a = 1/3*(V_a(1:end-2*tacaka_razlika+1) - V_nula(1:end-  
2*tacaka_razlika+1) +...
```

```
    V_a(tacaka_razlika:end-tacaka_razlika) - V_nula(tacaka_razlika:end-  
tacaka_razlika) +...
```

```
    V_a(2*tacaka_razlika:end) - V_nula(2*tacaka_razlika:end));
```

```
V_rez_b = 1/3*(V_b(1:end-2*tacaka_razlika+1) - V_nula(1:end-  
2*tacaka_razlika+1) +...
```

```
    V_b(tacaka_razlika:end-tacaka_razlika) - V_nula(tacaka_razlika:end-  
tacaka_razlika) +...
```

```

    V_b(2*tacaka_razlika:end) - V_nula(2*tacaka_razlika:end));
V_rez_c = 1/3*(V_c(1:end-2*tacaka_razlika+1) - V_nula(1:end-
2*tacaka_razlika+1) +...
    V_c(tacaka_razlika:end-tacaka_razlika) - V_nula(tacaka_razlika:end-
tacaka_razlika) +...
    V_c(2*tacaka_razlika:end) - V_nula(2*tacaka_razlika:end));

t_plus_minus_nula = t(1:end-2*tacaka_razlika+1);
% FFT analiza dobijenih generalizovanih komponenti

broj_tacaka = length(t) - 2*tacaka_razlika+1;

V_plus_fft = fft(V_plus)/broj_tacaka*2;
V_plus_fft = V_plus_fft(1:round(broj_tacaka/2+1));

V_minus_fft = fft(V_minus)/broj_tacaka*2;
V_minus_fft = V_minus_fft(1:round(broj_tacaka/2+1));

V_nula_fft = fft(V_nula)/broj_tacaka*2;
V_nula_fft = V_nula_fft(1:round(broj_tacaka/2+1));

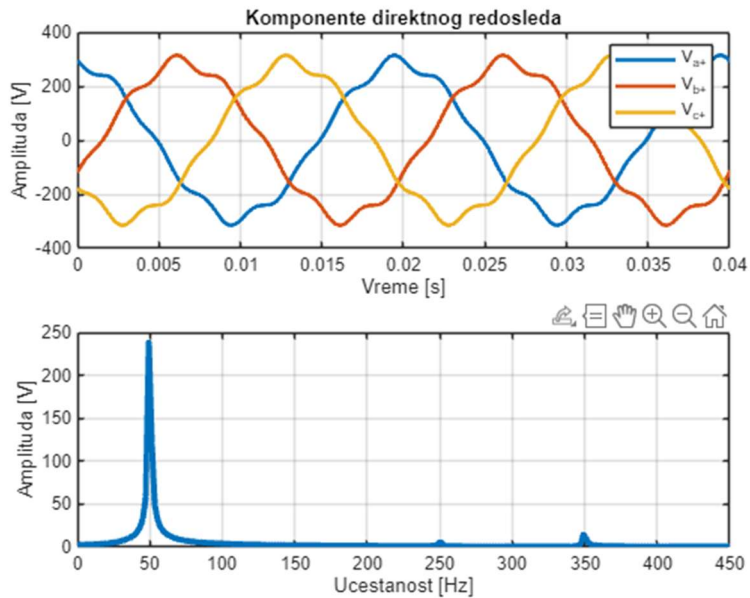
V_rez_a_fft = fft(V_rez_a)/broj_tacaka*2;
V_rez_a_fft = V_rez_a_fft(1:round(broj_tacaka/2+1));
V_rez_b_fft = fft(V_rez_b)/broj_tacaka*2;
V_rez_b_fft = V_rez_b_fft(1:round(broj_tacaka/2+1));
V_rez_c_fft = fft(V_rez_c)/broj_tacaka*2;
V_rez_c_fft = V_rez_c_fft(1:round(broj_tacaka/2+1));
%Ilustracija generalizovanih komponenti i FFT

x_osa_fft = 1/t(2)/broj_tacaka*(0:round(broj_tacaka/2));

figure
subplot(2,1,1)
plot(t_plus_minus_nula(1:end-2*tacaka_razlika+1), [V_plus(1:end-
2*tacaka_razlika+1); V_plus(2*tacaka_razlika:end);...
    V_plus(tacaka_razlika:end-tacaka_razlika)], "LineWidth", 2)
xlim([0,0.04])
xlabel("Vreme [s]")
ylabel("Amplituda [V]")
title("Komponente direktnog redosleda")
legend("V_{a+}", "V_{b+}", "V_{c+}")
grid on

subplot(2,1,2)
plot(x_osa_fft,abs(V_plus_fft),"LineWidth",3)
xlim([0, 450])
grid on
xlabel("Ucestanost [Hz]")
ylabel("Amplituda [V]")

```

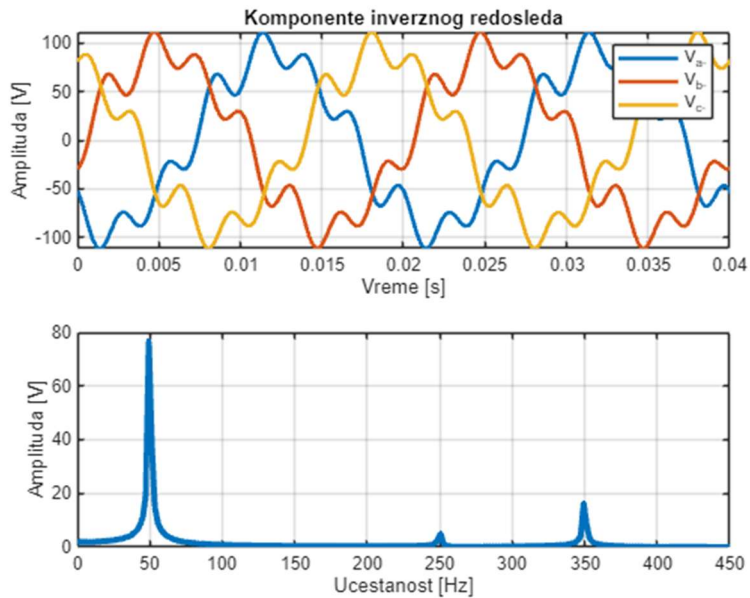


```

figure
subplot(2,1,1)
plot(t_plus_minus_nula(1:end-2*tacaka_razlika+1), [V_minus(1:end-
2*tacaka_razlika+1); V_minus(tacaka_razlika:end-tacaka_razlika);...
V_minus(2*tacaka_razlika:end)], "LineWidth", 2)
xlim([0,0.04])
xlabel("Vreme [s]")
ylabel("Amplituda [V]")
title("Komponente inverznog redosleda")
legend("V_{a-}", "V_{b-}", "V_{c-}")
grid on

subplot(2,1,2)
plot(x_osa_fft,abs(V_minus_fft),"LineWidth",3)
xlim([0, 450])
grid on
xlabel("Ucestanost [Hz]")
ylabel("Amplituda [V]")

```



```

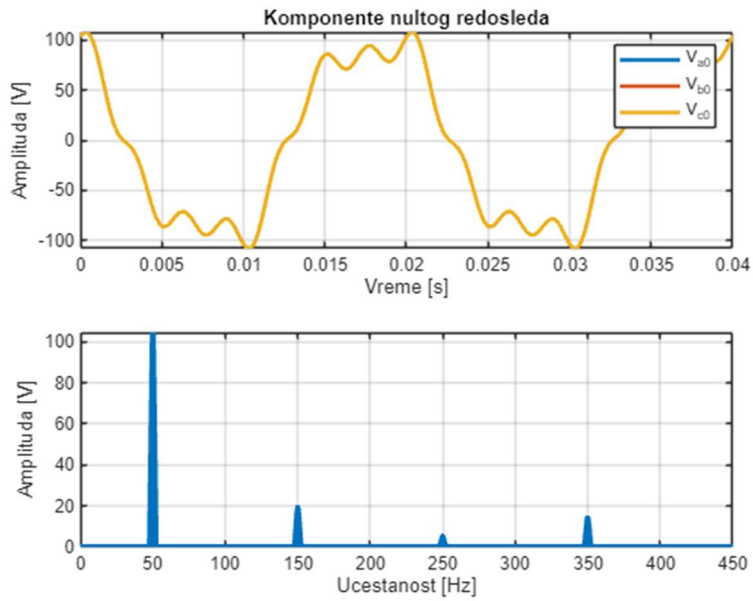
x_osa_nula_fft = 1/t(2)/length(t)*(0:round(broj_tacaka/2));

figure
subplot(2,1,1)
plot(t_plus_minus_nula, [V_nula(1:end-2*tacaka_razlika+1); V_nula(1:end-
2*tacaka_razlika+1)];...
    V_nula(1:end-2*tacaka_razlika+1)], "LineWidth", 2);
xlim([0,0.04])
xlabel("Vreme [s]")
ylabel("Amplituda [V]")
title("Komponente nultog redosleda")
legend("V_{a0}", "V_{b0}", "V_{c0}")
grid on

subplot(2,1,2)
plot(x_osa_nula_fft,abs(V_nula_fft),"LineWidth",3)
xlim([0, 450])
grid on
xlabel("Ucestanost [Hz]")
ylabel("Amplituda [V]")

```



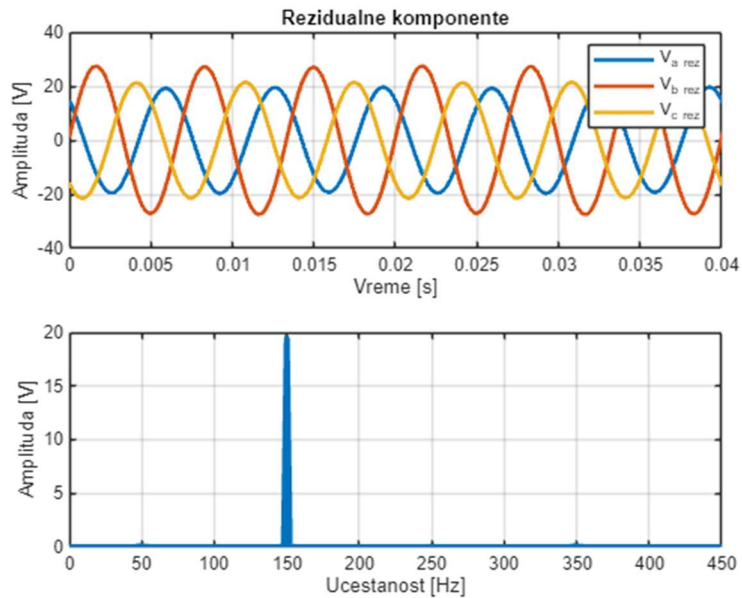


```

figure
subplot(2,1,1)
plot(t(1:end-2*tacaka_razlika+1), [V_rez_a;V_rez_b;V_rez_c], "LineWidth", 2)
xlim([0,0.04])
xlabel("Vreme [s]")
ylabel("Amplituda [V]")
title("Rezidualne komponente")
legend("V_{a rez}", "V_{b rez}", "V_{c rez}")
grid on

subplot(2,1,2)
plot(x_osa_fft,abs(V_rez_a_fft),"LineWidth",3)
xlim([0, 450])
grid on
xlabel("Ucestanost [Hz]")
ylabel("Amplituda [V]")

```

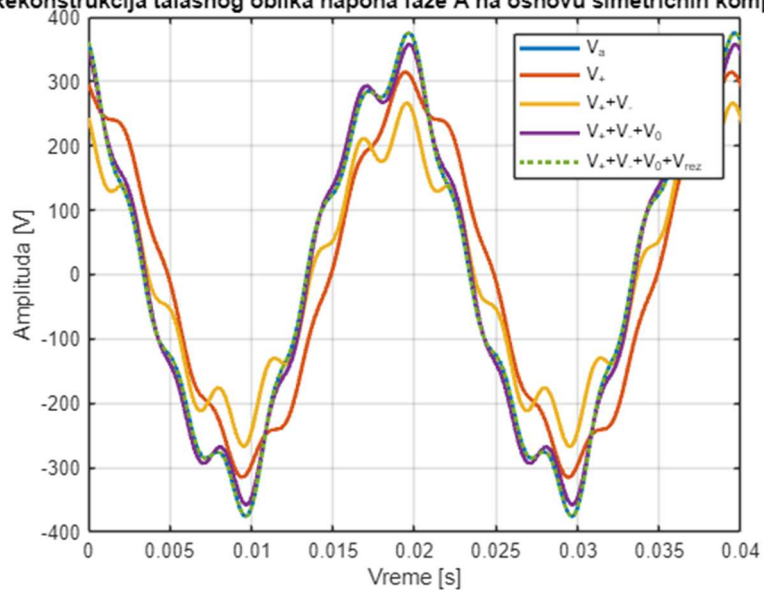


```

%Rekonstrukcija originalnog signala na osnovu simetricnih komponenti
figure
plot(t_plus_minus_nula, [V_a(1:length(t_plus_minus_nula)); V_plus;
V_plus+V_minus; V_plus+V_minus+V_nula(1:length(t_plus_minus_nula))],
"LineWidth", 2)
hold on
plot(t_plus_minus_nula,
V_plus+V_minus+V_nula(1:length(t_plus_minus_nula))+V_rez_a, "LineStyle", ":",
"LineWidth", 2)
hold off
xlim([0,0.04])
legend("V_a", "V_+", "V_++V_-", "V_++V_-+V_0", "V_++V_-+V_0+V_{rez}")
title("Rekonstrukcija talasnog oblika napona faze A na osnovu simetricnih
komponenti")
xlabel("Vreme [s]")
ylabel("Amplituda [V]")
grid on

```

Rekonstrukcija talasnog oblika napona faze A na osnovu simetricnih komponer



## Прилог 6. – Снимање Бодеевог дијаграма трансформације фазних напона у линијске

У наставку је дат код који је коришћен за испитивање Бодеевог дијаграма трансформације фазних напона у линијске. Код је написан у MATLAB програмском језику, а конкретна имплементација је урађена у верзији MATLAB R2024a.

```
%Skripta za snimanje Bodeovog dijagrama transformacije faznih napona u
linijske
%Definisanje talasnog oblika faznih napona
clear all

V_m_plus = 1;
V_m_minus = 1;
V_m_nula = 1;
osnovna_frekvencija = 50;
t=0;

pojacanja_plus = [];
pojacanja_minus = [];
pojacanja_nula = [];

faze_plus = [];
faze_minus = [];
faze_nula = [];

ucestanosti = [];

for i=0:0.01:100

    ucestanost = osnovna_frekvencija*i;
    omega = 2*pi*ucestanost;

    ucestanosti = [ucestanosti, ucestanost];

    %Definisanje tri trofazna simetricna sistema na kojima ce biti
    %implementirana transformacija
    V_a_plus = V_m_plus*cos(omega*t);
    V_b_plus = V_m_plus*cos(omega*t-2*pi/3);
    V_c_plus = V_m_plus*cos(omega*t+2*pi/3);

    V_a_minus = V_m_minus*cos(-omega*t);
    V_b_minus = V_m_minus*cos(-omega*t+2*pi/3);
    V_c_minus = V_m_minus*cos(-omega*t-2*pi/3);

    V_a_nula = V_m_nula*cos(omega*t);
    V_b_nula = V_m_nula*cos(omega*t);
    V_c_nula = V_m_nula*cos(omega*t);

    %Proracun alfa-beta-nula projekcija tri trofazna simetricna sistema
```

```

    V_alfa_plus_fazno = 2/3*(V_a_plus*cos(0) + V_b_plus*cos(-2*pi/3) +
V_c_plus*cos(2*pi/3));
    V_beta_plus_fazno = 2/3*(V_a_plus*sin(0) + V_b_plus*sin(2*pi/3) +
V_c_plus*sin(-2*pi/3));
    V_nula_plus_fazno = 2/3*(1/2*V_a_plus + 1/2*V_b_plus + 1/2*V_c_plus);

    V_alfa_minus_fazno = 2/3*(V_a_minus*cos(0) + V_b_minus*cos(-2*pi/3) +
V_c_minus*cos(2*pi/3));
    V_beta_minus_fazno = 2/3*(V_a_minus*sin(0) + V_b_minus*sin(2*pi/3) +
V_c_minus*sin(-2*pi/3));
    V_nula_minus_fazno = 2/3*(1/2*V_a_minus + 1/2*V_b_minus +
1/2*V_c_minus);

    V_alfa_nula_fazno = 2/3*(V_a_nula*cos(0) + V_b_nula*cos(-2*pi/3) +
V_c_nula*cos(2*pi/3));
    V_beta_nula_fazno = 2/3*(V_a_nula*sin(0) + V_b_nula*sin(2*pi/3) +
V_c_nula*sin(-2*pi/3));
    V_nula_nula_fazno = 2/3*(1/2*V_a_nula + 1/2*V_b_nula + 1/2*V_c_nula);

    %Proracun amplituda projekcija sistema na svakoj osi
    amplituda_plus_fazno = sqrt(V_alfa_plus_fazno^2 + V_beta_plus_fazno^2);
    amplituda_minus_fazno = sqrt(V_alfa_minus_fazno^2 +
V_beta_minus_fazno^2);
    amplituda_nula_fazno = sqrt(V_nula_nula_fazno^2);

    %Proracun linijskih vrednost za sva tri sistema
    V_ab_plus = V_a_plus - V_b_plus;
    V_bc_plus = V_b_plus - V_c_plus;
    V_ca_plus = V_c_plus - V_a_plus;

    V_ab_minus = V_a_minus - V_b_minus;
    V_bc_minus = V_b_minus - V_c_minus;
    V_ca_minus = V_c_minus - V_a_minus;

    V_ab_nula = V_a_nula - V_b_nula;
    V_bc_nula = V_b_nula - V_c_nula;
    V_ca_nula = V_c_nula - V_a_nula;

    %Proracun alfa-beta-nula projekcija tri trofazna sistema kod linijskog
    %merenja napona
    V_alfa_plus linijsko = 2/3*(V_ab_plus*cos(0) + V_bc_plus*cos(-2*pi/3) +
V_ca_plus*cos(2*pi/3));
    V_beta_plus linijsko = 2/3*(V_ab_plus*sin(0) + V_bc_plus*sin(2*pi/3) +
V_ca_plus*sin(-2*pi/3));
    V_nula_plus linijsko = 2/3*(1/2*V_ab_plus + 1/2*V_bc_plus +
1/2*V_ca_plus);

    V_alfa_minus linijsko = 2/3*(V_ab_minus*cos(0) + V_bc_minus*cos(-2*pi/3)
+ V_ca_minus*cos(2*pi/3));

```

```

    V_beta_minus_linijsko = 2/3*(V_ab_minus*sin(0) + V_bc_minus*sin(2*pi/3)
+ V_ca_minus*sin(-2*pi/3));
    V_nula_minus_linijsko = 2/3*(1/2*V_ab_minus + 1/2*V_bc_minus +
1/2*V_ca_minus);

    V_alfa_nula_linijsko = 2/3*(V_ab_nula*cos(0) + V_bc_nula*cos(-2*pi/3) +
V_ca_nula*cos(2*pi/3));
    V_beta_nula_linijsko = 2/3*(V_ab_nula*sin(0) + V_bc_nula*sin(2*pi/3) +
V_ca_nula*sin(-2*pi/3));
    V_nula_nula_linijsko = 2/3*(1/2*V_ab_nula + 1/2*V_bc_nula +
1/2*V_ca_nula);

    %Proracun amplituda projekcija sistema na svakoj osi u slicaju
    %linijskog napona
    amplituda_plus_linijsko = sqrt(V_alfa_plus_linijsko^2 +
V_beta_plus_linijsko^2);
    amplituda_minus_linijsko = sqrt(V_alfa_minus_linijsko^2 +
V_beta_minus_linijsko^2);
    amplituda_nula_linijsko = sqrt(V_nula_nula_linijsko^2);

    %Proracun odnosa pojacanja linijskih i faznih velicina
    amplituda_plus = 20*log10(amplituda_plus_linijsko/amplituda_plus_fazno);
    amplituda_minus =
20*log10(amplituda_minus_linijsko/amplituda_minus_fazno);
    amplituda_nula = 20*log10(amplituda_nula_linijsko/amplituda_nula_fazno);

    %Proracun razlike uglova izmedju linijskih i faznih velicina
    razlika_uglova_plus = atan((V_beta_plus_linijsko/V_alfa_plus_linijsko -
V_beta_plus_fazno/V_alfa_plus_fazno)/...
(1+V_beta_plus_linijsko/V_alfa_plus_linijsko*V_beta_plus_fazno/V_alfa_plus_fa
zno))*180/pi;
    razlika_uglova_minus = atan((V_beta_minus_linijsko/V_alfa_minus_linijsko
- V_beta_minus_fazno/V_alfa_minus_fazno)/...
(1+V_beta_minus_linijsko/V_alfa_minus_linijsko*V_beta_minus_fazno/V_alfa_minu
s_fazno))*180/pi;
    razlika_uglova_nula = atan((V_beta_nula_linijsko/V_alfa_nula_linijsko -
V_beta_nula_fazno/V_alfa_nula_fazno)/...
(1+V_beta_nula_linijsko/V_alfa_nula_linijsko*V_beta_nula_fazno/V_alfa_nula_fa
zno))*180/pi;

    pojacanja_plus = [pojacanja_plus, amplituda_plus];
    pojacanja_minus = [pojacanja_minus, amplituda_minus];
    pojacanja_nula = [pojacanja_nula, amplituda_nula];

    faze_plus = [faze_plus, razlika_uglova_plus];

```

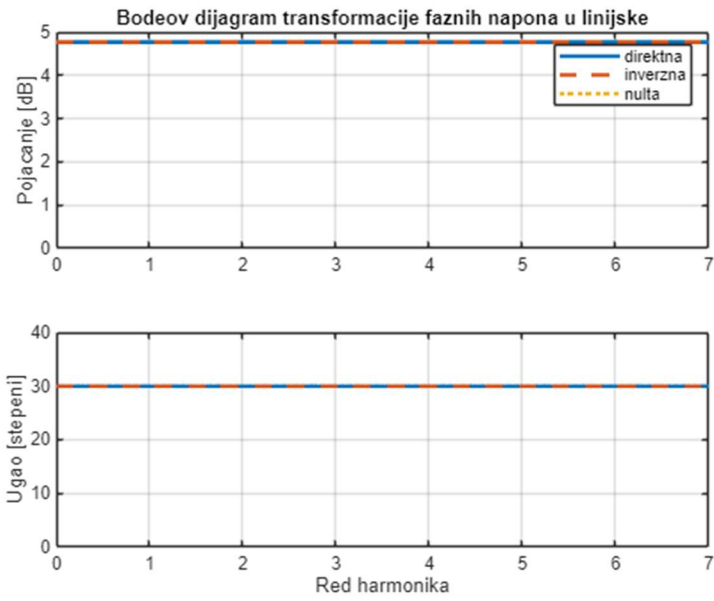
```
faze_minus = [faze_minus, razlika_uglova_minus];
faze_nula = [faze_nula, razlika_uglova_nula];
```

```
end
```

Trigonometrijska relacija na osnovu koje je racunata razlika uglova

$$\arctan(u) \pm \arctan(v) = \arctan\left(\frac{u \pm v}{1 \mp u \cdot v}\right)$$

```
%Crtaње Bodeovog dijagrama za sva tri simetricna sistema
subplot(2,1,1)
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, pojacanja_plus, "LineStyle","-",
"LineWidth",2)
hold on
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, pojacanja_minus, "LineStyle", "--",
"LineWidth",2)
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, pojacanja_nula, "LineStyle", ":",
"LineWidth",2)
hold off
legend("direktna", "inverzna", "nulta")
ylim([0,5])
xlim([0, 7])
ylabel("Pojacanje [dB]")
title("Bodeov dijagram transformacije faznih napona u linijske")
grid on
subplot(2,1,2)
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, faze_plus, "LineStyle","-",
"LineWidth",2)
hold on
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, faze_minus, "LineStyle", "--",
"LineWidth",2)
plot(ucestanosti/osnovna_frekvencija, faze_nula, "LineStyle", ":",
"LineWidth",2)
hold off
ylim([0,40]);
xlim([0, 7])
xlabel("Red harmonika")
ylabel("Ugao [stepeni]")
grid on
```





## Прилог 7. – Снимање утицаја карактеристичних параметара на одзив SRF-PLL алгоритма

У наставку је дат код који је коришћен за графичко представљање утицаја карактеристичних параметара (природне учестаности и фактора пригушења), на одзив SRF-PLL алгоритма. Код је написан у MATLAB програмском језику, а конкретна имплементација је урађена у верзији MATLAB R2024a.

```
%Crtanje stabilnosti fazno-zakljucanih petlji
clear all
%Parametri mreze
V_m = 230*sqrt(2);
f_m = 50;
%Parametri algoritma
T_s = 1e-4;
%SRF-PLL

K_srf = V_m;

zeta_srf = sqrt(2)/2;
omega_srf = 2*pi*20;

k_p_srf = 2*zeta_srf*omega_srf/K_srf;
T_i_srf = 1/omega_srf^2*K_srf;
%Ispitivanje parametara

rezerve_pojacanja = [];
%rezerve_faze = [];
rezerve_pojacanja_pri_ucestanosti = [];
%presecne_ucestanosti = [];

%Opseg za ispitivanje parametara

opseg_zeta_srf = 0.1:0.05:2;
opseg_omega_srf = 2*pi*2:2*pi:2*pi*40;

x_omega = zeros(numel(opseg_zeta_srf), numel(opseg_omega_srf));
y_zeta = zeros(numel(opseg_zeta_srf), numel(opseg_omega_srf));

presecne_ucestanosti = zeros(numel(opseg_zeta_srf), numel(opseg_omega_srf));
rezerve_faze = zeros(numel(opseg_zeta_srf), numel(opseg_omega_srf));

for omega_srf_indeks = 1:numel(opseg_omega_srf)

    for zeta_srf_indeks = 1:numel(opseg_zeta_srf)

        K_srf = V_m;
```

```

    k_p_srf =
2*opseg_zeta_srf(zeta_srf_indeks)*opseg_omega_srf(omega_srf_indeks)/K_srf;
    T_i_srf = 1/opseg_omega_srf(omega_srf_indeks)^2*K_srf;

%Model na osnovu koga se ispituje stabilnost
model = 'cIspitivanjeStabilnostiSRF';

%Obelezeni ulazi i izlazi u modelu
io = getlinio(model);

%Pocetni uslovi modela
op = operpoint(model);

%Linearizacija modela
sys = linearize(model,io,op);

%Ispitivanje stabilnosti

[rezerva_pojacanja, rezerva_faze, rezerva_pojacanja_pri_ucestanosti,
presecna_ucestanost] = margin(sys, Focus=[0.01*2*pi, 110*2*pi]);

rezerva_pojacanja_pri_ucestanosti = rezerva_pojacanja_pri_ucestanosti/2/pi;
presecna_ucestanost = presecna_ucestanost/2/pi;

    x_omega(zeta_srf_indeks, omega_srf_indeks) =
opseg_omega_srf(omega_srf_indeks);
    y_zeta(zeta_srf_indeks, omega_srf_indeks) =
opseg_zeta_srf(zeta_srf_indeks);

    if ~isempty(presecna_ucestanost)
        presecne_ucestanosti(zeta_srf_indeks, omega_srf_indeks) =
presecna_ucestanost;
    end
    if ~isempty(rezerva_faze)
        rezerve_faze(zeta_srf_indeks, omega_srf_indeks) = rezerva_faze;
    end

end
end
%Trazenje granica koje zadovoljavaju uslove
zeljena_rezerva_faze = 40;

zadovoljavajuce_rezerve_faze = rezerve_faze >= zeljena_rezerva_faze;

granica_faze = bwboundaries(zadovoljavajuce_rezerve_faze);
%Crtaanje rezultata

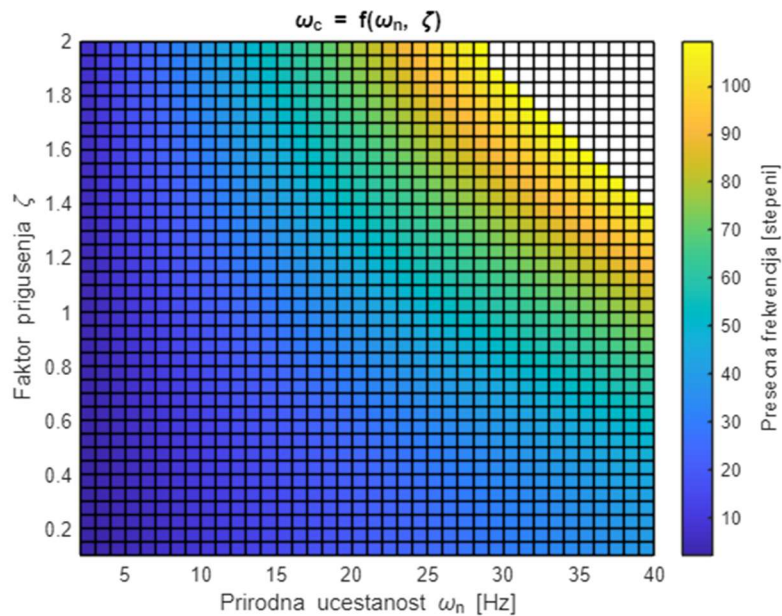
figure();

```

```

pcolor(x_omega/2/pi, y_zeta, presecne_ucestanosti)
xlabel("Prirodna ucestanost \omega_n [Hz]")
ylabel("Faktor prigusenja \zeta")
cb = colorbar();
ylabel(cb, 'Presecna frekvencija [stepeni]', 'FontSize',10, 'Rotation',90)
title("\omega_c = f(\omega_n, \zeta)")

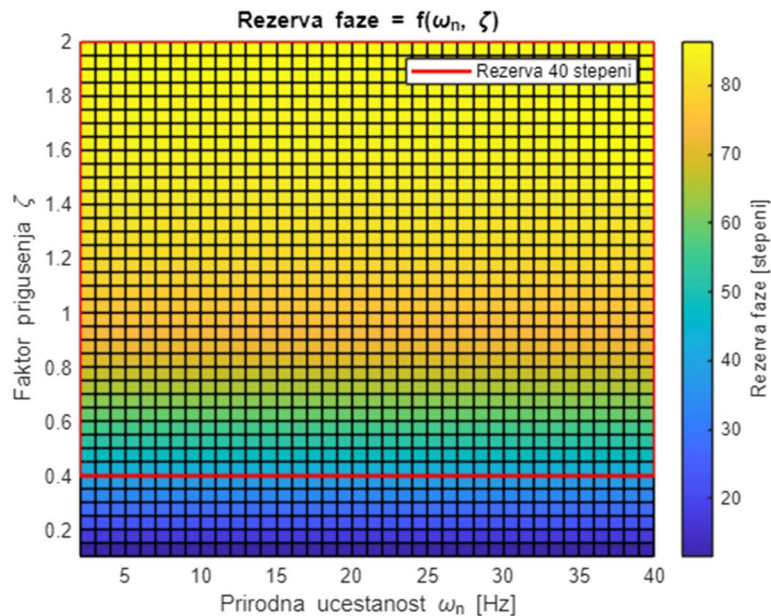
```



```

figure();
pcolor(x_omega/2/pi, y_zeta, rezerve_faze)
xlabel("Prirodna ucestanost \omega_n [Hz]")
ylabel("Faktor prigusenja \zeta")
title("Rezerva faze = f(\omega_n, \zeta)")
hold on
for k = 1:length(granica_faze)
    boundary = granica_faze{k};
    plot(opseg_omega_srf(boundary(:,2))/2/pi, opseg_zeta_srf(boundary(:,1)),
'r', 'LineWidth', 2)
end
legend("", "Rezerva 40 stepeni")
cb = colorbar();
ylabel(cb, 'Rezerva faze [stepeni]', 'FontSize',10, 'Rotation',90)
hold off

```



```

%Trazenje preskoka i vremena smirivanja sistema
preskoci = zeros(numel(opseg_zeta_srf), numel(opseg_omega_srf));
vremena_smirivanja = zeros(numel(opseg_zeta_srf), numel(opseg_omega_srf));
vremena_reagovanja = zeros(numel(opseg_zeta_srf), numel(opseg_omega_srf));

for omega_srf_indeks = 1:numel(opseg_omega_srf)

    for zeta_srf_indeks = 1:numel(opseg_zeta_srf)

        K_srf = V_m;

        k_p_srf =
2*opseg_zeta_srf(zeta_srf_indeks)*opseg_omega_srf(omega_srf_indeks)/K_srf;
        T_i_srf = 1/opseg_omega_srf(omega_srf_indeks)^2*K_srf;

        %Model na osnovu koga se ispituje odziv
        modell1 = 'dIspitivanjeOdzivaSRF';

        %Obelezeni ulazi i izlazi u modelu
        io1 = getlinio(modell1);

        %Pocetni uslovi modela
        op1 = operpoint(modell1);

        %Linearizacija modela
        sys1 = linearize(modell1,io1,op1);

        %Ispitivanje stabilnosti
        [y, tout]=step(sys1, 1);

        %Racunanje vremena reagovanja
        vreme1 = tout(y>=0.1);

```

```

vreme2 = tout(y>=0.9);
vreme_reagovanja = vreme2(1) - vreme1(1);

%Racunanje vremena smirivanja
vreme1 = tout(y>1.02 | y<0.98);
vreme_smirivanja = vreme1(end);

%Racunanje preskoka
preskok = max(y);

if preskok >=3
    preskok = 3;
end

    if ~isempty(preskok)
        preskoci(zeta_srf_indeks, omega_srf_indeks) = preskok;
    end
    if ~isempty(vreme_smirivanja)
        vremena_smirivanja(zeta_srf_indeks, omega_srf_indeks) =
vreme_smirivanja;
    end
    if ~isempty(vreme_reagovanja)
        vremena_reagovanja(zeta_srf_indeks, omega_srf_indeks) =
vreme_reagovanja;
    end

end
end
%Trazenje granica koje zadovoljavaju uslove
zeljeno_vreme_smirivanja = 0.05;
zeljeni_preskok = 1.25;
zeljeno_vreme_reagovanja = 0.01;

zadovoljavajuce_vreme_smirivanja = vremena_smirivanja <=
zeljeno_vreme_smirivanja;
zadovoljavajuci_preskok = preskoci <= zeljeni_preskok;
zadovoljavajuce_reagovanje = vremena_reagovanja <= zeljeno_vreme_reagovanja;

granica_smirivanja = bwboundaries(zadovoljavajuce_vreme_smirivanja);
granica_preskok = bwboundaries(zadovoljavajuci_preskok);
granica_reagovanje = bwboundaries(zadovoljavajuce_reagovanje);

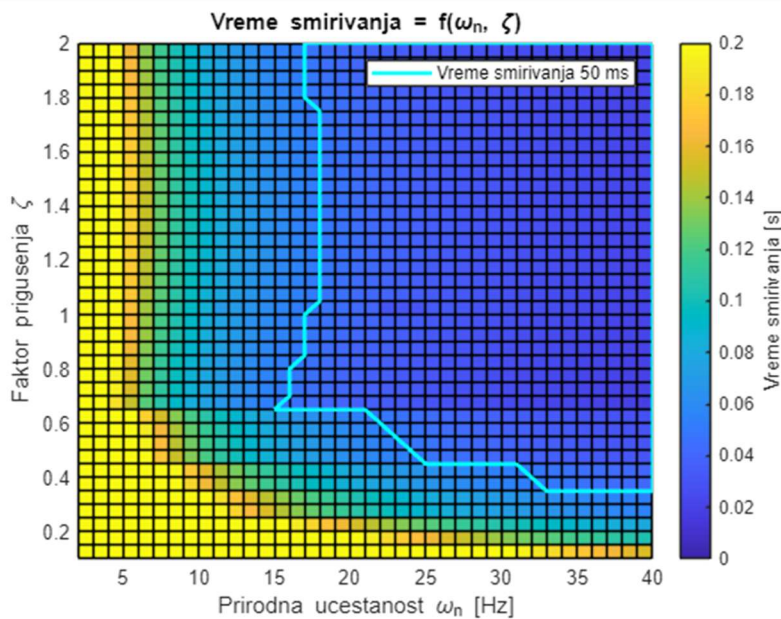
figure();
pcolor(x_omega/2/pi, y_zeta, vremena_smirivanja)
xlabel("Prirodna ucestanost \omega_n [Hz]")
ylabel("Faktor prigusenja \zeta")
title("Vreme smirivanja = f(\omega_n, \zeta)")
colorbar;
%caxis([0, 0.15]);

```

```

clim([0, 0.2])
hold on
for k = 1:length(granica_smirivanja)
    boundary = granica_smirivanja{k};
    plot(opseg_omega_srf(boundary(:,2))/2/pi, opseg_zeta_srf(boundary(:,1)),
        'c', 'LineWidth', 2)
end
legend("", "Vreme smirivanja 50 ms")
cb = colorbar();
ylabel(cb, 'Vreme smirivanja [s]', 'FontSize', 10, 'Rotation', 90)
hold off

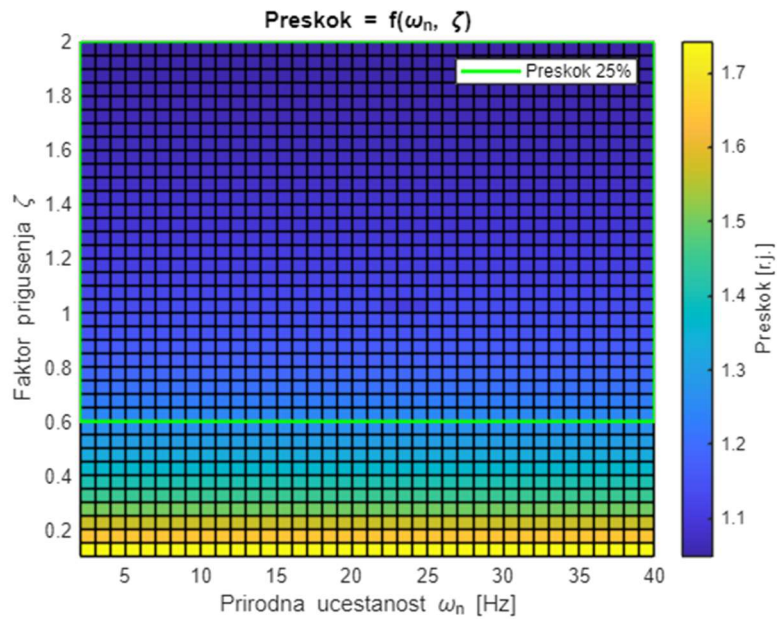
```



```

figure();
pcolor(x_omega/2/pi, y_zeta, preskoci)
xlabel("Prirodna ucestanost \omega_n [Hz]")
ylabel("Faktor prigusenja \zeta")
title("Preskok = f(\omega_n, \zeta)")
colorbar;
hold on
for k = 1:length(granica_preskok)
    boundary = granica_preskok{k};
    plot(opseg_omega_srf(boundary(:,2))/2/pi, opseg_zeta_srf(boundary(:,1)),
        'g', 'LineWidth', 2)
end
legend("", "Preskok 25%")
cb = colorbar();
ylabel(cb, 'Preskok [r.j.]', 'FontSize', 10, 'Rotation', 90)
hold off

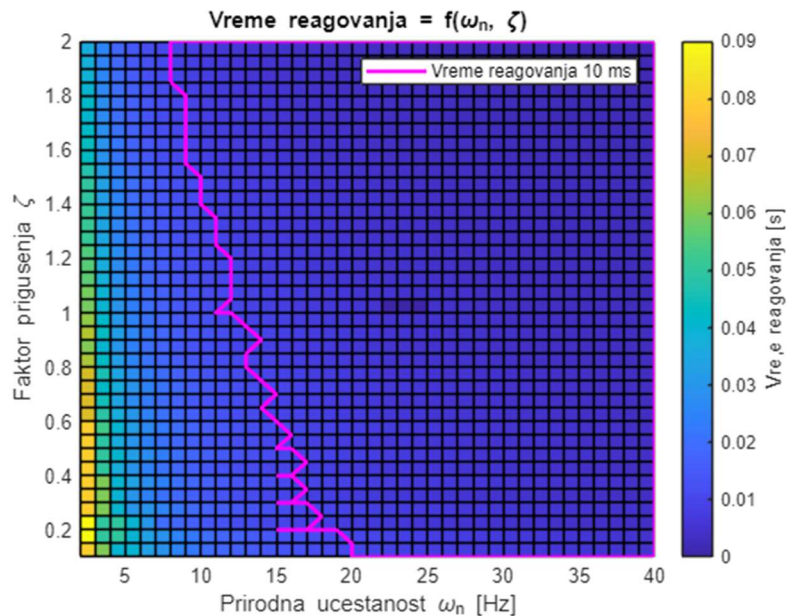
```



```

figure();
pcolor(x_omega/2/pi, y_zeta, vremena_reagovanja)
xlabel("Prirodna ucestanost \omega_n [Hz]")
ylabel("Faktor prigusenja \zeta")
title("Vreme reagovanja = f(\omega_n, \zeta)")
colorbar;
hold on
for k = 1:length(granica_reagovanje)
    boundary = granica_reagovanje{k};
    plot(opseg_omega_srf(boundary(:,2))/2/pi, opseg_zeta_srf(boundary(:,1)),
'm', 'LineWidth', 2)
end
legend("", "Vreme reagovanja 10 ms")
cb = colorbar();
ylabel(cb, 'Vreme reagovanja [s]', 'FontSize', 10, 'Rotation', 90)
hold off

```



%Spoj sve tri krive i izabranih parametara

```
zeta_srf = sqrt(2)/2;
```

```
omega_srf = 2*pi*20;
```

```
figure();
```

```
hold on
```

```
for k = 1:length(granica_faze)
```

```
    boundary = granica_faze{k};
```

```
    plot(opseg_omega_srf(boundary(:,2))/2/pi, opseg_zeta_srf(boundary(:,1)),  
'r', 'LineWidth', 2)
```

```
end
```

```
for k = 1:length(granica_smirivanja)
```

```
    boundary = granica_smirivanja{k};
```

```
    plot(opseg_omega_srf(boundary(:,2))/2/pi, opseg_zeta_srf(boundary(:,1)),  
'c', 'LineWidth', 2, 'LineStyle','--')
```

```
end
```

```
for k = 1:length(granica_preskok)
```

```
    boundary = granica_preskok{k};
```

```
    plot(opseg_omega_srf(boundary(:,2))/2/pi, opseg_zeta_srf(boundary(:,1)),  
'g', 'LineWidth', 2, "LineStyle",":")
```

```
end
```

```
for k = 1:length(granica_reagovanje)
```

```
    boundary = granica_reagovanje{k};
```

```
    plot(opseg_omega_srf(boundary(:,2))/2/pi, opseg_zeta_srf(boundary(:,1)),  
'm', 'LineWidth', 2, 'LineStyle','-')
```

```
end
```

```
plot(omega_srf/2/pi, zeta_srf, "b*", "LineWidth",2)
```

```
hold off
```

```
xlabel("Prirodna ucestanost \omega_n [Hz]")
```

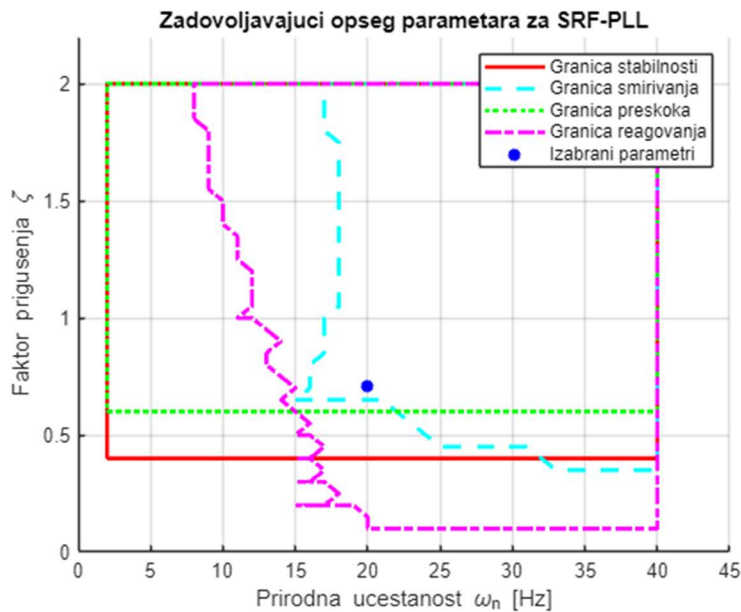
```
ylabel("Faktor prigusenja \zeta")
```



```

legend("Granica stabilnosti", "Granica smirivanja", "Granica preskoka",
"Granica reagovanja", "Izabrani parametri")
xlim([0, 45])
ylim([0, 2.2])
grid on
title("Zadovoljavajuci opseg parametara za SRF-PLL")

```



```
%Crtanje bodeovih dijagrama sistema
```

```
%Crtanje Bodeovog dijagrama funkcije otvorenog prenosa
```

```

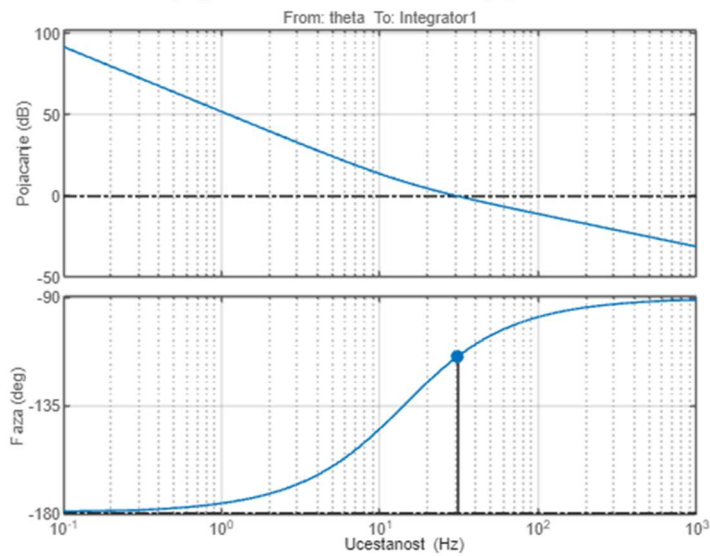
zeta_srf = sqrt(2)/2;
omega_srf = 2*pi*20;
k_p_srf = 2*zeta_srf*omega_srf/K_srf;
T_i_srf = 1/omega_srf^2*K_srf;
model = 'cIspitivanjeStabilnostiSRF';
io = getlinio(model);
op = operpoint(model);
sys = linearize(model,io,op);

opcije = bodeoptions;
opcije.FreqUnits = 'Hz';
opcije.Title.String = 'Bode dijagram sistema otvorenog prenosa SRF-PLL';
opcije.Title.FontSize = 14;
opcije.Grid = 'on';
opcije.XLabel.String = 'Ucestanost';
opcije.YLabel.String = {'Pojecanje', 'Faza'};

b = bodeplot(sys, opcije);
b.showCharacteristic('MinimumStabilityMargins');
grid on

```

Bode dijagram sistema otvorenog prenosa SRF-PLL



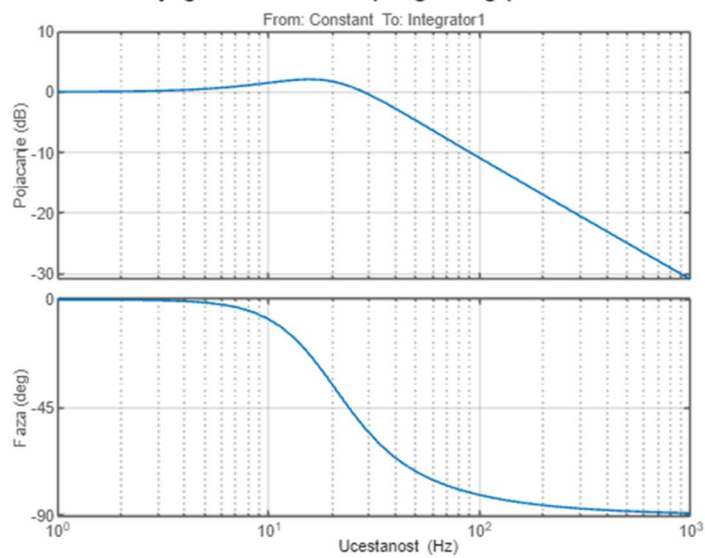
```

%Crtaње Bodeovog dijagrama funkcije spregnutog prenosa
modell1 = 'dIspitivanjeOdzivaSRF';
io = getlinio(modell1);
op = operpoint(modell1);
sys = linearize(modell1,io,op);

opcije = bodeoptions;
opcije.FreqUnits = 'Hz';
opcije.Title.String = 'Bode dijagram sistema spregnutog prenosa SRF-PLL';
opcije.Title.FontSize = 14;
opcije.Grid = 'on';
opcije.XLabel.String = 'Ucestanost';
opcije.YLabel.String = {'Pojacanje', 'Faza'};

b = bodeplot(sys, opcije);
%b.showCharacteristic('MinimumStabilityMargins');
grid on
    
```

### Bode dijagram sistema spregnutog prenosa SRF-PLL



## Биографија аутора

Филип Филиповић, мастер инжењер електротехнике и рачунарства за електроенергетику, рођен је 28. септембра 1992. године у Пожаревцу. Првих четири разреда основне школе завршио је у родном месту Бубушинцу, а наредних четири разреда основне школе у Пожаревцу. Средњу техничку школу завршио је у Костолцу.

Електронски факултет у Нишу, Универзитета у Нишу уписао је 2011. године. Стручни назив „Дипломирани инжењер електротехнике и рачунарства - Електроенергетика“ стекао је 21. октобра 2015. године одбраном завршног рада „Примена ПЛЦ-а и индустријских мрежа за управљање електричним погонима“. Истом завршном раду је додељена „Повеља најбоље израђени завршни рад на Електронском факултету у Нишу“, академске 2014/15. године. Стручни назив „Мастер инжењер електротехнике и рачунарства - Електроенергетика“ стекао је 19. октобра 2016. године одбраном мастер рада „Удаљено извођење експеримената на вишемоторном регулисаном погону“ на Електронском факултету у Нишу. Мастер раду је додељена „Повеља најбоље израђени мастер рад на Електронском факултету у Нишу“, академске 2015/16. године. Од 2016. године је студент докторских студија на Електронском факултету у Нишу.

Радну каријеру је започео као истраживач у Истраживачко-развојном центру „Алфатец“ Ниш и истраживач приправник у Електротехничком Институту „Никола Тесла“ Београд. Од 01. јула 2017. године ради на Електронском факултету у Нишу на радном месту Асистент за ужу научну област Електроенергетика. Учествовао је у више пројеката сарадње са привредом. Од 2017. године до децембра 2019. године учествовао је на пројекту Министарства просвете, науке и технолошког развоја III 044006.

За време трајања докторских студија објавио је као аутор/коаутор 17 научних радова. Као водећи аутор објавио је један рад категорије М22, један рад категорије М51, осам радова категорије М33 и један рад категорије М63. Рад на међународној конференцији IcETRAN 2018 био је изабран за најбољи рад младог аутора у секцији Power Engineering.

## ИЗЈАВА О АУТОРСТВУ

Изјављујем да је докторска дисертација, под насловом

### НАПРЕДНИ СИНХРОНИЗАЦИОНИ АЛГОРИТМИ ЗА ПОБОЉШАЊЕ РАДА МРЕЖНИХ ИНВЕРТОРА ЗА ОБНОВЉИВЕ ИЗВОРЕ ЕНЕРГИЈЕ

која је одбрањена на Електронском факултету Универзитета у Нишу:

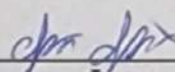
- резултат сопственог истраживачког рада;
- да ову дисертацију, ни у целини, нити у деловима, нисам пријављивао на другим факултетима, нити универзитетима;
- да нисам повредио ауторска права, нити злоупотребио интелектуалну својину других лица.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци, који су у вези са ауторством и добијањем академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада, и то у каталогу Библиотеке, Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Нишу, као и у публикацијама Универзитета у Нишу.

У Нишу, 20.1.2025.

Потпис аутора дисертације:

*Филип Р. Филиповић*



Филип Р. Филиповић

# ИЗЈАВА О ИСТОВЕТНОСТИ ШТАМПАНОГ И ЕЛЕКТРОНСКОГ ОБЛИКА ДОКТОРСKE ДИСЕРТАЦИЈЕ

Наслов дисертације:

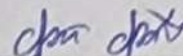
**НАПРЕДНИ СИНХРОНИЗАЦИОНИ АЛГОРИТМИ ЗА ПОБОЉШАЊЕ РАДА  
МРЕЖНИХ ИНВЕРТОРА ЗА ОБНОВЉИВЕ ИЗВОРЕ ЕНЕРГИЈЕ**

Изјављујем да је електронски облик моје докторске дисертације, коју сам предао за уношење у Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу, истоветан штампаном облику.

У Нишу, 20.1.2025.

Потпис аутора дисертације:

*Филип Р. Филиповић*



Филип Р. Филиповић

## ИЗЈАВА О КОРИШЋЕЊУ

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Никола Тесла“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу унесе моју докторску дисертацију, под насловом:

### НАПРЕДНИ СИНХРОНИЗАЦИОНИ АЛГОРИТМИ ЗА ПОБОЉШАЊЕ РАДА МРЕЖНИХ ИНВЕРТОРА ЗА ОБНОВЉИВЕ ИЗВОРЕ ЕНЕРГИЈЕ

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

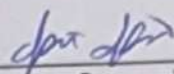
Моју докторску дисертацију, унету у Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу, могу користити сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons), за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде (CC BY-NC-ND)
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прераде (CC BY-ND)
6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

У Нишу, 20.1.2025.

Потпис аутора дисертације:

Филип Р. Филиповић



Филип Р. Филиповић