



Univerzitet u Novom Sadu
Fakultet tehničkih nauka



Bane Popadić

**Napredno upravljanje pretvaračem povezanim na mrežu pri
nesimetričnim naponskim prilikama u elektroenergetskom sistemu**

Doktorska disertacija

Novi Sad, 2018



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ ● ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА

21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:	
Идентификациони број, ИБР:	
Тип документације, ТД:	Монографска документација
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР:	Докторска дисертација
Аутор, АУ:	Бане Попадић
Ментор, МН:	др Борис Думнић, ванредни професор
Наслов рада, НР:	Напредно управљање претварачем повезаним на мрежу при несиметричним напонским приликама у електроенергетском систему
Језик публикације, ЈП:	Српски
Језик извода, ЈИ:	Српски
Земља публикавања, ЗП:	Република Србија
Уже географско подручје, УГП:	Аутономна покрајина Војводина
Година, ГО:	2018.
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт
Место и адреса, МА:	Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	9/145/163/8/89/0/4
Научна област, НО:	Електротехника и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, НД:	Енергетска електроника, машине и погони и обновљиви извори електричне енергије
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Претварач повезан на мрежу, управљање претварачем, несиметрични напони, рад током поремећаја
УДК	
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука, Нови Сад
Важна напомена, ВН:	
Извод, ИЗ:	У овој докторској дисертацији развијена је техника управљања за претварач енергетске електронике при несиметричним напонским приликама у електроенергетском систему. Као што је показано, применом технике поништавања сигнала кашњењем могуће је издвајање компоненти струје инверзног редоследа и њихово потпуно поништење, што ће омогућити поуздану контролу компоненти струје директног редоследа употребом класичних техника управљања, уз адекватно унапређење технике за синхронизацију са векторским репрезентом напона. Предложена је и употреба алгоритама за побољшање параметара квалитета електричне енергије без додатних пасивних елемената.
Датум прихватања теме, ДП:	28.12.2017.
Датум одбране, ДО:	
Чланови комисије, КО:	Председник: др Владимир Катић, редовни професор
	Члан: др Дамир Шљивац, редовни професор
	Члан: др Владимир Стрезоски, редовни професор
	Члан: др Драган Милићевић, доцент
	Члан: др Стеван Грабић, ванредни професор
Члан, ментор:	др Борис Думнић, ванредни професор
	Потпис ментора



UNIVERSITY OF NOVI SAD • FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES

21000 NOVI SAD, Trg Dositeja Obradovića 6

KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monographic publication
Type of record, TR :	Textual printed material
Contents code, CC :	PhD Thesis
Author, AU :	Bane Popadić
Mentor, MN :	Boris Dumnić PhD, associate prof.
Title, TI :	Advanced control strategy for the grid connected converter operating under asymmetrical voltages at the point of common coupling
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian
Country of publication, CP :	Republic of Serbia
Locality of publication, LP :	Vojvodina
Publication year, PY :	2018.
Publisher, PB :	Author's reprint
Publication place, PP :	Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	9/145/163/8/89/0/4
Scientific field, SF :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, SD :	Power electronics, electrical machines and drives and renewable energy sources
Subject/Key words, S/KW :	Grid connected converter, Advanced control strategy, Asymmetrical voltages, Fault ride through
UC	
Holding data, HD :	The Library of Faculty of technical sciences, Novi Sad, Serbia
Note, N :	
Abstract, AB :	This PhD thesis presents an improved control technique for grid connected converter under asymmetrical voltages at the point of common coupling. As presented, using delay signal cancellation technique it is possible to differentiate and completely mitigate the negative sequence current, offering the possibility of reliable positive sequence current control using classical control algorithms. The improvements made in synchronization offered adequate voltage phase angle estimation under voltage asymmetry. Furthermore, a technique for the improvement of power quality indices without passive elements between the grid and the converter was proposed.
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	28.12.2017.
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	President: Vladimir Katić, PhD, professor
	Member: Damir Šljivac, PhD, professor
	Member: Vladimir Strezoski, PhD, professor
	Member: Dragan Milićević, PhD, assistant prof.
	Member: Stevan Grabić, PhD, associate prof.
Member, Mentor:	Boris Dumnić, PhD, associate prof.
	Mentor's sign

Sadržaj

1. UVOD.....	14
1.1. OBLAST PRIMENE PRETVARAČA ENERGETSKE ELEKTRONIKE POVEZANOG NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM	17
1.2. PREDMET I CILJ ISTRAŽIVANJA.....	20
1.3. PREGLED LITERATURE	22
1.4. KRATAK SADRŽAJ I PREGLED RADA.....	27
2. MATEMATIČKI MODEL PRETVARAČA ENERGETSKE ELEKTRONIKE POVEZANOG NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM	30
2.1. MATEMATIČKI MODEL PRETVARAČA ENERGETSKE ELEKTRONIKE.....	31
2.1.1. <i>Prekidački model idealne grane pretvarača</i>	<i>32</i>
2.1.2. <i>Usrednjeni model idealne grane pretvarača</i>	<i>35</i>
2.1.3. <i>Usrednjeni matematički model idealnog trofaznog pretvarača energetske elektronike povezanog na elektroenergetski sistem.....</i>	<i>37</i>
2.2. MATEMATIČKI MODEL ELEKTROENERGETSKOG SISTEMA.....	41
3. PRINCIP RADA PRETVARAČA POVEZANOG NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM	44
3.1. KONTROLA AKTIVNE I REAKTIVNE SNAGE PRETVARAČA.....	45
3.2. KONTROLA NAPONA JEDNOSMERNOG MEĐUKOLA PRETVARAČA.....	49
3.3. KONTROLA STRUJE PRETVARAČA.....	53
3.3.1. <i>PI regulatori.....</i>	<i>54</i>
3.3.2. <i>PR regulatori.....</i>	<i>55</i>
3.3.3. <i>Proračun parametara regulatora struje</i>	<i>57</i>
<i>Modulni optimum.....</i>	<i>58</i>
<i>Metoda Ziegler-Nichols.....</i>	<i>59</i>
3.4. SINHRONIZACIJA SA VEKTORSKIM REPREZENTOM NAPONA MREŽE NA MESTU PRIKLJUČENJA	61
3.4.1. <i>Teorijske osnove sinhronizacije zasnovane na fazno spregnutoj petlji.....</i>	<i>63</i>
3.4.2. <i>Fazno spregnuta petlja u sinhrono rotirajućem referentnom sistemu.....</i>	<i>64</i>
3.4.3. <i>Određivanje parametara fazno spregnute petlje</i>	<i>66</i>
3.5. MODULACIONE TEHNIKE ZA KONTROLU RADA PRETVARAČA ENERGETSKE ELEKTRONIKE.....	67
3.5.1. <i>Sinusna impulsno širinska modulacija</i>	<i>68</i>
3.5.2. <i>Impulsno širinska modulacija prostornim vektorom.....</i>	<i>70</i>
3.6. SIMULACIJA RADA PRETVARAČA POVEZANOG NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM U STACIONARNOM NAIZMENIČNOM REŽIMU.....	75
4. KARAKTERIZACIJA AKTIVNIH NEURAVNOTEŽENIH SISTEMA	82
4.1. NAPONSKE PRILIKE TOKOM URAVNOTEŽENIH I NEURAVNOTEŽENIH POREMEĆAJA	83
4.2. NESIMETRIJA NAPONA KAO POSLEDICA NEURAVNOTEŽENE POTROŠNJE I PROIZVODNJE ENERGIJE.....	88
4.3. OSNOVNI ZAHTEVI ZA POVEZIVANJE NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM.....	91
5. UPRAVLJANJE PRETVARAČEM PRI USLOVIMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU KOJI ODSUPAJU OD NOMINALNIH.....	95
5.1. OSNOVNI PRINCIPI TEORIJE O TRENUTNOJ SNAZI	96
5.2. UNAPREĐENA TEHNIKA UPRAVLJANJA PRETVARAČEM ENERGETSKE ELEKTRONIKE	101
5.2.2. <i>Tehnika izdvajanja signala određenog redosleda</i>	<i>103</i>
5.2.3. <i>Sinhronizacija sa vektorskim reprezentom nesimetričnog napona u tački priključenja</i>	<i>106</i>
5.2.4. <i>Poništavanje struje inverznog redosleda.....</i>	<i>108</i>
5.2.5. <i>Kompenzacija viših harmonika struje pretvarača.....</i>	<i>112</i>
6. OPIS ISPITIVAČKE STANICE I REZULTATI EKSPERIMENTA.....	114
6.2. REZULTATI EKSPERIMENTA.....	118

7. ZAKLJUČAK	134
8. LITERATURA	137
9. PRILOZI	145

Spisak slika

SLIKA 1.1 UVEĆANJE POTROŠNJE PRIMARNE ENERGIJE NA GLOBALNOM NIVOU, SA PROCENOM DO 2035. GODINE – PREMA GEOGRAFSKIM REGIJAMA (A) I PRIVREDNIM DELATNOSTIMA (B).....	14
SLIKA 1.2 STANJE I PERSPEKTIVE – UČEŠĆE OBNOVLJIVIH IZVORA U KONAČNOJ POTROŠNJI ENERGIJE ZA ZEMLJE EVROPSKE UNIJE SA PROCENOM DO 2030. GODINE [15]	16
SLIKA 1.3 PREGLED OBNOVLJIVIH IZVORA ENERGIJE PREMA TIPU KORIŠTENE TEHNOLOGIJE – SOURCE: IRENA	16
SLIKA 1.4 UKUPAN INSTALISANI KAPACITET OBNOVLJIVIH IZVORA PREMA TIPU KORIŠTENE TEHNOLOGIJE – SOURCE: IRENA	17
SLIKA 1.5 MOGUĆE OBLASTI PRIMENE PRETVARAČA POVEZANOG NA MREŽU.....	18
SLIKA 1.6 UPRAVLJAČKA STRUKTURA PRETVARAČA POVEZANOG NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM	23
SLIKA 2.1 UPROŠTENA REPREZENTACIJA TROFAZNOG NAPONSKOG PRETVARAČA SA DVA NIVOAA30	
SLIKA 2.2 IDEALIZOVANA GRANA TROFAZNOG PRETVARAČA ENERGETSKE ELEKTRONIKE	32
SLIKA 2.3 VREDNOSTI STRUJA PREKIDAČKIH ELEMENATA I NAPONA NA MESTU PRIKLJUČENJA S OBZIROM NA PREKIDAČKU FUNKCIJU – (A) ZA POZITIVNU STRUJU I (B) ZA NEGATIVNU STRUJU NA NAIZMENIČNOJ STRANI PRETVARAČA.....	33
SLIKA 2.4 UPROŠTENA REPREZENTACIJA TROFAZNOG NAPONSKOG PRETVARAČA BEZ FILTERA NA IZLAZU POVEZANOG NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM	38
SLIKA 2.5 EKVIVALENTNA POFAZNA ŠEMA TROFAZNOG PRETVARAČA	38
SLIKA 2.6 TEVENINOV I NORTONOV EKVIVALENT ELEKTROENERGETSKOG SISTEMA U TAČKI PRIKLJUČENJA PRETVARAČA ENERGETSKE ELEKTRONIKE	42
SLIKA 2.7 REPREZENTACIJA ELEKTROENERGETSKOG SISTEMA U TAČKI PRIKLJUČENJA PRETVARAČA ENERGETSKE ELEKTRONIKE	43
SLIKA 3.1 OSNOVNI KONTROLNI ZADACI ZA PREVARAČ POVEZAN NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM	44
SLIKA 3.2 UPRAVLJANJE SNAGOM PRETVARAČA U OTVORENOJ POVRATNOJ SPREZI U (A) DQ DOMENU I (B) U AB DOMENU	48
SLIKA 3.3 UPRAVLJANJE SNAGOM PRETVARAČA U ZATVORENOJ POVRATNOJ SPREZI U (A) DQ DOMENU I (B) U AB DOMENU	48
SLIKA 3.4 DIREKTNO UPRAVLJANJE PO SNAZI PRETVARAČA UZ IMPLEMENTACIJU VRITUELNE KONTROLE FLUKSA.....	49
SLIKA 3.5 TOK ENERGIJE U JEDNOSMERNOM PODSISTEMU PRETVARAČA POVEZANOG NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM	50
SLIKA 3.6 IZGLED MODELA ZA SINTEZU PARAMETARA REGULATORA NAPONA JEDNOSMERNOG MEĐUKOLA.....	52
SLIKA 3.7 BODEOV DIJAGRAM PO METODI SIMETRIČNOG OPTIMUMA ZA REGULATOR NAPONA JEDNOSMERNOG MEĐUKOLA	53
SLIKA 3.8 GEOMETRIJSKO MESTO KORENA PO METODI SIMETRIČNOG OPTIMUMA ZA REGULATOR NAPONA JEDNOSMERNOG MEĐUKOLA.....	53
SLIKA 3.9 ŠEMA TOPOLOŠKE STRUKTURE KONTROLE STRUJE PRETVARAČA SA PI REGULATOROM	54

SLIKA 3.10 BODEOV DIJAGRAM ZA PRENOSNU FUNKCIJU PI REGULATORA	55
SLIKA 3.11 ŠEMA TOPOLOŠKE STRUKTURE KONTROLE STRUJE PRETVARAČA SA PR REGULATOROM	56
SLIKA 3.12 BODEOV DIJAGRAM ZA PRENOSNU FUNKCIJU PR REGULATORA.....	57
SLIKA 3.13 UPROŠTENA STRUKTURA STRUJNE KONTROLE ZA SINTEZU PARAMETARA REGULATORA	57
SLIKA 3.14 GEOMETRIJSKO MESTO KORENA ZA METODU MODULNOG OPTIMUMA PI (LEVO) I PR (DESNO) REGULATORA.....	58
SLIKA 3.15 BODEOV DIJAGRAM ZA METODU MODULNOG OPTIMUMA PI REGULATORA.....	59
SLIKA 3.16 BODEOV DIJAGRAM ZA METODU MODULNOG OPTIMUMA PR REGULATORA	59
SLIKA 3.17 GEOMETRIJSKO MESTO KORENA ZA ZIEGLER-NICHOLS METODU PI (LEVO) I PR (DESNO) REGULATORA.....	60
SLIKA 3.18 BODEOV DIJAGRAM ZA ZIEGLER-NICHOLS METODU PI REGULATORA	61
SLIKA 3.19 BODEOV DIJAGRAM ZA ZIEGLER-NICHOLS METODU PR REGULATORA	61
SLIKA 3.20 BLOK DIJAGRAM FAZNO SPREGNUTE PETLJE	62
SLIKA 3.21 ELEMENTARNA STRUKTURA FAZNO SPREGNUTE PETLJE	62
SLIKA 3.22 LINEARIZOVAN MODEL PLL ALGORITMA	64
SLIKA 3.23 FAZNO SPREGNUTNA PETLJA U SINHRONO ROTIRAJUĆEM REFERENTNOM SISTEMU...	65
SLIKA 3.24 PRINCIP GENERISANJA PWM SIGNALA SINUSNOM MODULACIONOM TEHNIKOM	69
SLIKA 3.25 TROFAZNA SINUSNA IMPULSNO ŠIRINSKA MODULACIONA TEHNIKA.....	69
SLIKA 3.26 PREDSTAVA PROSTORNIH VEKTORA U $\alpha\beta$ KOORDINATNOM SISTEMU	71
SLIKA 3.27 POSTUPAK ODREĐIVANJA SEKTORA KOME PRIPADA REFERENTNI VEKTOR.....	72
SLIKA 3.28 IZGLED PWM-A ZA PRVU GRANU PRETVARAČA - T_a	74
SLIKA 3.29 PWM SIGNALI ZA SLUČAJ REFERENTNOG VEKTORA U PRVOM SEKTORU (NAD VREMENOM T_S)	74
SLIKA 3.30 UPRAVLJANJE PRETVARAČEM POVEZANIM NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM U MATLAB/SIMULINK RAZVOJNOM OKRUŽENJU	75
SLIKA 3.31 ODZIV PLL TEHNIKE ZA SIMETRIČNE VREDNOSTI NAPONA U TAČKI PRIKLJUČENJA - NAPON PRVE FAZE I VREDNOST ESTIMIRANOG UGLA (A), ESTIMIRANA UČESTANOST NAPONA (B)	76
SLIKA 3.32 ODZIV PLL TEHNIKE ZA SKOKOVITU PROMENU UGLA NAPONA U TAČKI PRIKLJUČENJA - VREDNOST STVARNOG I ESTIMIRANOG UGLA (A), GREŠKA ESTIMIRANE UČESTANOST NAPONA (B)	77
SLIKA 3.33 ODZIV PLL TEHNIKE ZA SKOKOVITU PROMENU UČESTANOSTI - VREDNOST STVARNOG I ESTIMIRANOG UGLA (A), VREDNOST STVARNE I ESTIMIRANE UČESTANOSTI (A), GREŠKA ESTIMIRANE UČESTANOST (C).....	77
SLIKA 3.34 ODZIV PI STRUJNOG REGULATORA U D-OSI - PARAMETRI PRORAČUNATI METODOM MODULNOG OPTIMUMA (A), PARAMETRI PRORAČUNATI METODOM ZIEGLER-NICHOLS (B).....	78
SLIKA 3.35 ODZIV PR STRUJNOG REGULATORA U D-OSI - PARAMETRI PRORAČUNATI METODOM MODULNOG OPTIMUMA (A), PARAMETRI PRORAČUNATI METODOM ZIEGLER-NICHOLS (B).....	78

SLIKA 3.36 IZGLED FAZNIH STRUJA PRETVARAČA ZA PI REGULATOR STRUJE SA PARAMETRIMA PRORAČUNATIM METODOM ZIEGLER-NICHOLS	79
SLIKA 3.37 ODZIV NAPONA JEDNOSMERNOG MEĐUKOLA NA PROMENU REFERENTNE VREDNOSTI (A) I PROMENA STRUJA U JEDNOSMERNOM MEĐUKOLU (B)	80
SLIKA 3.38 PROMENA VREDNOSTI AKTIVNE SNAGE (A) I REAKTIVNE SNAGE (B)	81
SLIKA 3.39 PROMENA VREDNOSTI KOMPONENTE STRUJE U D-OSI (A) I U Q-OSI (B).....	81
SLIKA 3.40 PROMENA VREDNOSTI FAZNIH STRUJA PRILIKOM PROMENE REFERENTNIH VREDNOSTI SNAGE PRETVARAČA	81
SLIKA 4.1 VEKTORI NAPONA U ORIGINALNOM DOMENU ZA NAPONE PREMA ABC KLASIFIKACIJI: (A) TIP A, (B) TIP B, (C) TIP C, (D) TIP D, (E) TIP E, (F) TIP F, (G) TIP G	86
SLIKA 4.2 REPREZENTACIJA SIMETRIČNOG (A) I NESIMETRIČNOG (B) SISTEMA NAPONA UPOTREBOM METODE PROSTORNOG VEKTORA.....	87
SLIKA 4.3 DEKOMPOZICIJA STRUJE POTROŠAČA PREMA KOMPONENTAMA STRUJE ZA PRORAČUN INDEKSA KARAKTERA POTROŠAČA	89
SLIKA 4.4 UPOREDNI PREGLED ZAHTEVA ZA POVEZIVANJE NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM [142]	93
SLIKA 4.5 KONTROLA AKTIVNE I REAKTIVNE SNAGE UVOĐENJEM KOEFICIJENTA STATIZMA	94
SLIKA 5.1 FIZIČKA INTERPRETACIJA TEORIJE TRENUTNE SNAGE U TROFAZNOM ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU.....	101
SLIKA 5.2 NESIMETRIČNA VELIČINA U SINHRONO ROTIRAJUĆEM KOORDINATNOM SISTEMU.....	102
SLIKA 5.3 IMPLEMENTACIJA TEHNIKE DSC U VREMENSKOM (A) I DISKRETNOM (B) DOMENU ZA STACIONARNI REFERENTNI KOORDINATNI SISTEM	104
SLIKA 5.4 IMPLEMENTACIJA TEHNIKE DSC U VREMENSKOM (A) I DISKRETNOM (B) DOMENU ZA SINHRONO ROTIRAJUĆI KOORDINATNI SISTEM	106
SLIKA 5.5 BODEOV DIJAGRAM ZA PREDLOŽENU PRENOSNU FUNKCIJU FILTERA U PETLJI	108
SLIKA 5.6 UNAPREĐENA PLL TEHNIKA U SINHRONO ROTIRAJUĆEM REFERENTNOM SISTEMU ZA SINHRONIZACIJU PRI NESIMETRIČNIM NAPONSKIM PRILIKAMA	108
SLIKA 5.7 BODEOV DIJAGRAM ZA PREDLOŽENU METODU PRORAČUNA PARAMETARA.....	110
SLIKA 5.8 UNAPREĐENA TEHNIKA UPRAVLJANJA PRETVARAČEM PRI NESIMETRIČNIM NAPONSKIM PRILIKAMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU.....	111
SLIKA 5.9 STRUJA U SINHRONO ROTIRAJUĆEM KOORDINATNOM SISTEMU SA DODATKOM PETOG HARMONIKA	112
SLIKA 5.10 KOMPENZACIJA VIŠIH HARMONIKA STRUJE PRETVARAČA	113
SLIKA 6.1 BLOK ŠEMA PREDMETNE ISTRAŽIVAČKE STANICE ZA ISPITIVANJE SAVREMENIH ELEKTROMOTORNIH POGONA I PRETVARAČA	115
SLIKA 6.2 SAVREMENA ISTRAŽIVAČKA STANICA ZA ISPITIVANJE PRETVARAČA POVEZANOG NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM PRI RAZLIČITIM USLOVIMA RADA	116
SLIKA 6.3 RAD PRETVARAČA PRI NOMINALNIM USLOVIMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU BEZ IZBOLIČENJA NAPONA: STRUJE I_d (A) I I_q (B), FAZNE STRUJE (C), HARMONIJSKO IZOBILIČENJE STRUJE (D), ESTIMIRANA UČESTANOST (E) I UGAO VEKTORSKOG REPREZENTA NAPONA ELEKTROENERGETSKOG SISTEMA (F).....	119

SLIKA 6.4 RAD PRETVARAČA PRI NOMINALNIM USLOVIMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU SA IZBOLIČENJEM NAPONA: FAZNE STRUJE (A) I HARMONIJSKO IZOBLIČENJE STRUJE (B).....	120
SLIKA 6.5 RAD PRETVARAČA PRI NOMINALNIM USLOVIMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU SA IZBOLIČENJEM NAPONA I KOMPENZACIJOM STRUJE: FAZNE STRUJE (A) I HARMONIJSKO IZOBLIČENJE STRUJE (B)	120
SLIKA 6.6 RAD PRETVARAČA PRI NOMINALNIM USLOVIMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU – SVPWM TEHNIKA: FAZNE STRUJE (A) I HARMONIJSKO IZOBLIČENJE STRUJE (B)	121
SLIKA 6.7 RAD PRETVARAČA PRI NOMINALNIM USLOVIMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU – SPWM TEHNIKA: FAZNE STRUJE (A) I HARMONIJSKO IZOBLIČENJE STRUJE (B)	121
SLIKA 6.8 RAD PRETVARAČA PRI NOMINALNIM USLOVIMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU – MERENJE NAPONA JEDNOSMERNOG MEĐUKOLA: FAZNE STRUJE (A) I HARMONIJSKO IZOBLIČENJE STRUJE (B)	121
SLIKA 6.9 RAD PRETVARAČA PRI NOMINALNIM USLOVIMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU – USREDNJENA VREDNOST NAPONA JEDNOSMERNOG MEĐUKOLA: FAZNE STRUJE (A) I HARMONIJSKO IZOBLIČENJE STRUJE (B)	122
SLIKA 6.10 RAD PRETVARAČA PRI NOMINALNIM USLOVIMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU – ZAHTEVI ZA POVEZIVANJE NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM: STRUJA D-OSE (A), STRUJA Q-OSE (B), AKTIVNA SNAGA (C) I REAKTIVNA SNAGA (D)	122
SLIKA 6.11 RAD PRETVARAČA PRI NOMINALNIM USLOVIMA U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU – ZAHTEVI ZA POVEZIVANJE NA ELEKTROENERGETSKI SISTEM: FAZNI NAPONI (A) I FAZNE STRUJE (B).....	123
SLIKA 6.12 ESTIMACIJA UČESTANOSTI MREŽE KLASIČNOM I UNAPREĐENOM PLL TEHNIKOM TOKOM NEURAVNOTEŽENIH POREMEĆAJA	124
SLIKA 6.13 UPOREDNI REZULTATI UNAPREĐENE I KLASIČNE PLL TEHNIKE TOKOM NEURAVNOTEŽENOG POREMEĆAJA: ESTIMIRANI UGAO PRE POREMEĆAJA (A), ESTIMIRANI UGAO NAKON POREMEĆAJA (B), GREŠKA ESTIMIRANOG UGLA (C) I GREŠKA ESTIMIRANE UČESTANOSTI (D).....	124
SLIKA 6.14 RAD PRETVARAČA PRILIKOM URAVNOTEŽENOG POREMEĆAJA: KOMPONENTE STRUJE DIREKTOG REDOSLEDA (A), KOMPONENTE STRUJE INVERZNOG REDOSLEDA (B), FAZNE STRUJE (C), VREDNOSTI INJEKTIRANIH SNAGA (D) I VREDNOST NAPONA U TAČKI PRIKLJUČENJA (E)	125
SLIKA 6.15 RAD PRETVARAČA PRILIKOM NEURAVNOTEŽENOG POREMEĆAJA – PROPAD U JEDNOJ FAZI: KOMPONENTE STRUJE DIREKTOG REDOSLEDA (A), KOMPONENTE STRUJE INVERZNOG REDOSLEDA (B), FAZNE STRUJE (C), VREDNOSTI INJEKTIRANIH SNAGA (D) I VREDNOST NAPONA U TAČKI PRIKLJUČENJA (E)	126
SLIKA 6.16 RAD PRETVARAČA PRILIKOM NEURAVNOTEŽENOG POREMEĆAJA – PROPAD U DVE FAZE: KOMPONENTE STRUJE DIREKTOG REDOSLEDA (A), KOMPONENTE STRUJE INVERZNOG REDOSLEDA (B), FAZNE STRUJE (C), VREDNOSTI INJEKTIRANIH SNAGA (D) I VREDNOST NAPONA U TAČKI PRIKLJUČENJA (E)	128
SLIKA 6.17 RAD PRETVARAČA SA UNAPREĐENOM TEHNIKOM UPRAVLJANJA PRILIKOM NEURAVNOTEŽENOG POREMEĆAJA – PROPAD U JEDNOJ FAZI: KOMPONENTE STRUJE DIREKTOG REDOSLEDA (A), KOMPONENTE STRUJE INVERZNOG REDOSLEDA (B), FAZNE STRUJE (C), VREDNOSTI INJEKTIRANIH SNAGA (D) I VREDNOST NAPONA U TAČKI PRIKLJUČENJA (E)	129
SLIKA 6.18 RAD PRETVARAČA SA UNAPREĐENOM TEHNIKOM UPRAVLJANJA PRILIKOM NEURAVNOTEŽENOG POREMEĆAJA – PROPAD U DVE FAZE: KOMPONENTE STRUJE DIREKTOG	

REDOSLEDA (A), KOMPONENTE STRUJE INVERZNOG REDOSLEDA (B), FAZNE STRUJE (C), VREDNOSTI INJEKTIRANIH SNAGA (D) I VREDNOST NAPONA U TAČKI PRIKLJUČENJA (E)	130
SLIKA 6.19 VEKTORSKI REPREZENT NAPONA U STACIONARNOM REFERENTNOM KOORDINATNOM SISTEMU ZA PROIZVOLJNE NAPONSKE PRILIKE (A) I DVOFAZNI PROPAD NAPONA UZ PROMENU FAZNOG STAVA (B).....	131
SLIKA 6.20 RAD PRETVARAČA SA KLASIČNOM TEHNIKOM UPRAVLJANJA ZA PROIZVOLJNE NAPONSKE PRILIKE U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU: KOMPONENTE STRUJE DIREKTOG REDOSLEDA (A), KOMPONENTE STRUJE INVERZNOG REDOSLEDA (B), FAZNE STRUJE (C), VREDNOSTI INJEKTIRANIH SNAGA (D).....	131
SLIKA 6.21 RAD PRETVARAČA SA KLASIČNOM TEHNIKOM UPRAVLJANJA ZA DVOFAZNI PROPAD NAPONA UZ PROMENU FAZNOG STAVA: KOMPONENTE STRUJE DIREKTOG REDOSLEDA (A), KOMPONENTE STRUJE INVERZNOG REDOSLEDA (B), FAZNE STRUJE (C), VREDNOSTI INJEKTIRANIH SNAGA (D).....	132
SLIKA 6.22 RAD PRETVARAČA SA UNAPREĐENOM TEHNIKOM UPRAVLJANJA ZA PROIZVOLJNE NAPONSKE PRILIKE U ELEKTROENERGETSKOM SISTEMU: KOMPONENTE STRUJE DIREKTOG REDOSLEDA (A), KOMPONENTE STRUJE INVERZNOG REDOSLEDA (B), FAZNE STRUJE (C), VREDNOSTI INJEKTIRANIH SNAGA (D).....	133
SLIKA 6.23 RAD PRETVARAČA SA UNAPREĐENOM TEHNIKOM DVOFAZNI PROPAD NAPONA UZ PROMENU FAZNOG STAVA: KOMPONENTE STRUJE DIREKTOG REDOSLEDA (A), KOMPONENTE STRUJE INVERZNOG REDOSLEDA (B), FAZNE STRUJE (C), VREDNOSTI INJEKTIRANIH SNAGA (D)	133

Spisak tabela

TABELA 3.1 PRORAČUN PARAMETRA PREMA METODI ZIEGLER – NICHOLS	60
TABELA 3.2 MOGUĆA PREKIDAČKA STANJA I ODGOVARAJUĆI PROSTORNI VEKTORI.....	71
TABELA 3.3 ZAVISNOST VREMENA VOĐENJA PWM-A ZA POJEDINE GRANE PRETVARAČA.....	73
TABELA 3.4 UKUPNO HARMONIJSKO IZOBLIČENJE STRUJE PRETVARAČA ZA RAZLIČITE TOPOLOŠKE STRUKTURE I METODE PRORAČUNA PARAMETARA	80
TABELA 4.1 MANIFESTACIJA PROPADA NAPONA S OBZIROM NA FAKTORE NASTANKA PREMA ABC KLASIFIKACIJI	85
TABELA 4.2 TIPOVI PROPADA NAPONA PREMA ABC KLASIFIKACIJI	86
TABELA 4.3 ABC KLASIFIKACIJA PREMA METODOLOGIJI PROSTORNOG VEKTORA	88
TABELA 4.4 UPOREDNI PRIKAZ KARAKTERISTIKA KONVENCIONALNIH I OBNOVLJIVIH IZVORA ELEKTRIČNE ENERGIJE	94

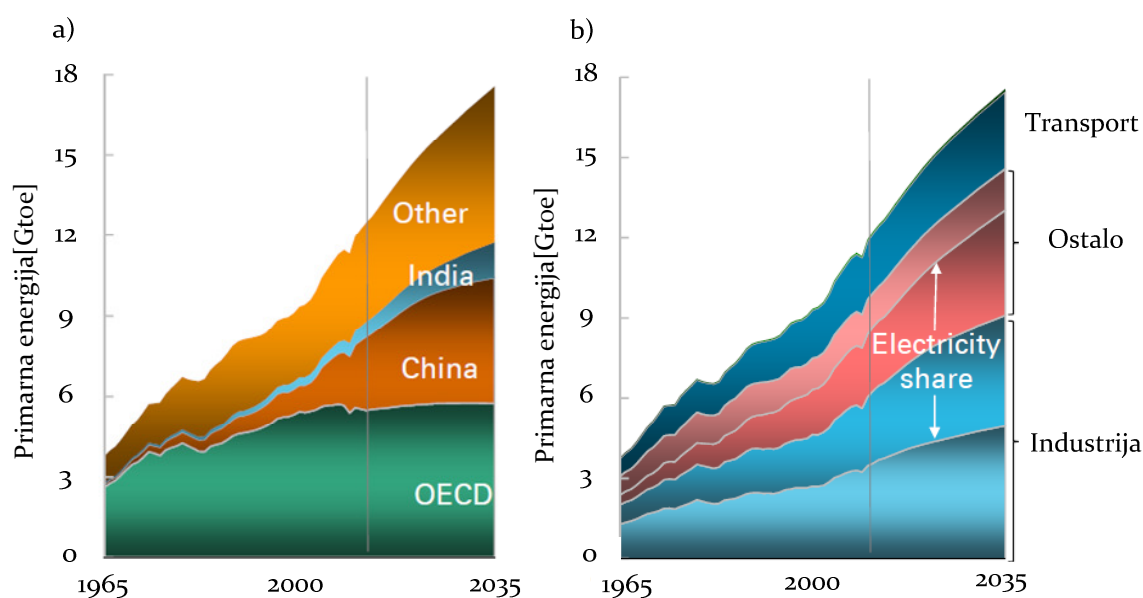
Spisak skraćenica korišćenih u radu:

- AC – naizmenična veličina (*eng. Alternating Current*),
- ADN – aktivna distributivna mreža (*eng. Active Distribution Network*)
- ADS – aktivan distributivni sistem (*eng. Active Distribution System*)
- AZSPWM – impulsno širinska modulacija sa aktivnom nulom (*eng. Active Zero State Pulse Width Modulation*),
- BLR – faktor linearnosti struje koja ne narušava uravnoteženost (*eng. Balance Linear Current Ratio*)
- CAES – skladištenje energije kompresovanim vazduhom (*eng. Compressed Air Energy Storage*),
- CMC – struja curenja (*eng. Common Mode Current*),
- CRVSI – strujno regulisan naponski invertor (*eng. Current Regulated Voltage Source Inverter*),
- CUF – faktor neuravnoteženosti struje (*eng. Current Unbalance Factor*),
- DC – jednosmerna veličina (*eng. Direct Current*),
- DDSRF-PLL – fazno spregnuta petlja u dekuplovanom dvostrukom sinhrono-rotirajućem koordinatnom sistemu (*eng. Decoupled Double Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*),
- DER – distribuirani elektroenergetski resursi (*eng. Distributed Energy Resources*)
- DG – distribuirani generator (*eng. Distributed Generator*),
- DNO – operater distributivne mreže (*eng. Distribution Network Operator*),
- DPC – direktno upravljanje po snazi (*eng. Direct Power Control*)
- DPC – direktno upravljanje snagom pretvarača (*eng. Direct Power Control*),
- DSC – poništavanje signala kašnjenjem (*eng. Delayed Signal Cancellation*),
- DSOGI-FLL – frekventno spregnuta petlja sa dvostrukim uopštenim integratorom drugog reda (*eng. Double Second-Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop*),
- EPLL – unapređena fazno spegnuta petlja (*eng. Enhanced Phase Locked Loop*),
- GC – uslovi priključenja na mrežu (*eng. Grid Code*),
- GCC – pretvarač povezan na mrežu (*eng. Grid Connected Converter*),
- GE – emulator distributivne mreže (*eng. Grid Emulator*),
- IGBT – bipolarni tranzistori sa izolovanim gejtom (*eng. Insulated Gate Bipolar Transistor*)
- IRENA – međunarodne agencije za obnovljive izvore energije (*eng. International Renewable Energy Agency*),
- LCI – indeks karaktera potrošača (*eng. Load Characterization Index*)
- LF – filter u petlji (*eng. Loop Filter*),
- LVRT – rad pri uslovima sniženog napona (*eng. Low Voltage Ride Through*)
- MLE – estimator najveće verovatnoće (*eng. Maximum Likelihood Estimator*),
- MSRF – višestruki sinhrono rotirajući koordinatni sistem (*eng. Multiple Synchronous Reference Frame*),
- NSPWM – impulsno širinska modulacija sa bliskim stanjima (*eng. Near State Pulse Width Modulation*),
- PCC – tačka priključenja na mrežu (*eng. Point of Common Coupling*)
- PD – detektor faze (*eng. Phase Detector*),
- PI – proporcionalno integralno dejstvo regulatora (*eng. Proportional Integral*),
- PIR – proporcionalno integralno rezonantno dejstvo regulatora (*eng. Proportional Integral Resonant*),
- PLL – fazno spegnuta petlja (*eng. Phase Locked Loop*),
- PR – proporcionalno rezonantno dejstvo regulatora (*eng. Proportional Resonant*),
- PWM – impulsno-širinska modulacija (*eng. Pulse Width Modulation*),
- RC – kontroler sa ponavljanjem (*eng. Repetative Controller*),
- RCMV-PWM – impulsno širinska modulacija sa sniženim naponom zajedničke tačke (*eng. Reduced Common Mode Voltage Pulse Width Modulation*),

SI	- indeks oblika (<i>eng. Shape Index</i>),
SMES	- skladištenje energije magnetnog polja upotrebom superprovodnika (<i>eng. Superconducting Magnetic Energy Storage - SMES</i>),
SPWM	- sinusna impulsno-širinska modulacija (<i>eng. Sinus Pulse Width Modulation</i>),
SSI-PLL	- fazno spregnuta petlja sa sinusnim integratorom signala (<i>eng. Sinusoidal Signal Integrator Phase Locked Loop</i>),
SVPWM	- impulsno-širinska modulacija prostornim vektorom (<i>eng. Space Vector Pulse Width Modulation</i>),
THD	- ukupno harmonijsko izobličenje (<i>eng. Total Harmonic Distortion</i>),
TSO	- operater prenosnog sistema (<i>eng. Transmission System Operator</i>),
UCR	- faktor struje koja doprinosi neuravnoteženosti (<i>eng. Unbalance Current Ratio</i>)
UF	- faktor neuravnoteženja (<i>eng. Unbalance Factor</i>)
UFR	- faktor količnik neuravnoteženja (<i>eng. Unbalance Factor Ration</i>)
VCO	- naponski upravljani oscilator (<i>eng. Voltage-Controlled Oscillator</i>),
VOC	- upravljanje naponom pretvarača (<i>eng. Voltage Oriented Control</i>),
VSC	- naponski pretvarač (<i>eng. Voltage Source Converter</i>),
VUF	- faktor neuravnoteženosti napona (<i>eng. Voltage Unbalance Factor</i>),

1. Uvod

Tokom prethodnog perioda, a posebno tokom 20-tog veka, potreba čovečanstva za energijom je uvećana skoro deset puta. Porast energetske potrebe je u bliskoj vezi sa povećanjem kvaliteta života, odnosno životnog standarda. Izuzev toga, svetska populacija se od 1950. do 2018. uvećala sa 2.5 milijardi na 7.6 milijardi stanovnika, sa tendencijom budućeg rasta od oko 2 % godišnje [1]. U skladu sa uvećanjem populacije, i stalnom tendencijom razvoja, postoji konstantna potreba za porastom potrošnje primarne energije. Na slici 1.1 se može videti pravac razvoja potrošnje primarne energije na globalnom nivou [2]. Moguće je uočiti da je povećanje potrošnje primarne energije u zemljama u razvoju, kao i u zemljama sa industrijom kao dominantnom privrednom granom, značajnije. Značajan udeo u povećanju potrošnje primarne energije čini i povećanje potrošnje električne energije. Sa ovakvim razvojem energetske potrebe čovečanstva dodatno se pojačava problem konačnih rezervi fosilnih goriva, budući da većina potrošnje primarne energije (uključujući i električnu) dolazi upravo od njih.



Slika 1.1 Uvećanje potrošnje primarne energije na globalnom nivou, sa procenom do 2035. godine – prema geografskim regijama (a) i privrednim delatnostima (b)

Kako bi se postigao održiv razvoj čovečanstva u budućnosti, neophodno je rešiti jedan od ključnih problema koji prati razvoj – povećanje potrošnje energije [1]. Kao što se može i primetiti, značajan udeo u porastu potrošnje primarne energije će se ostvariti kroz povećanje potrošnje električne energije. Tržište energije, posebno električne energije, će u budućnosti morati da se prilagodi novim trendovima kroz kontinualnu integraciju novih i naprednih tehnologija, čija priroda podrazumeva decentralizovan pristup proizvodnji električne energije [3], [4]. Novi izvori električne energije, posebno obnovljivi izvori, koji su znatno bliži ključnim karakteristikama održivog razvoja, imaju tokove energije koji su intermitentni i decentralizovani. Kao rezultat, jasno razgraničenje između potrošača i proizvođača električne energije će biti izgubljeno, i energetski objekti povezani na elektroenergetski sistem će smeti menjati sopstvenu prirodu prema potrebama tržišta. Dodatno, razvoj alternativnih transportnih tehnologija, posebno upotrebe električne energije u automobilske industriji, donosi povezivanje sve većeg broja električnih

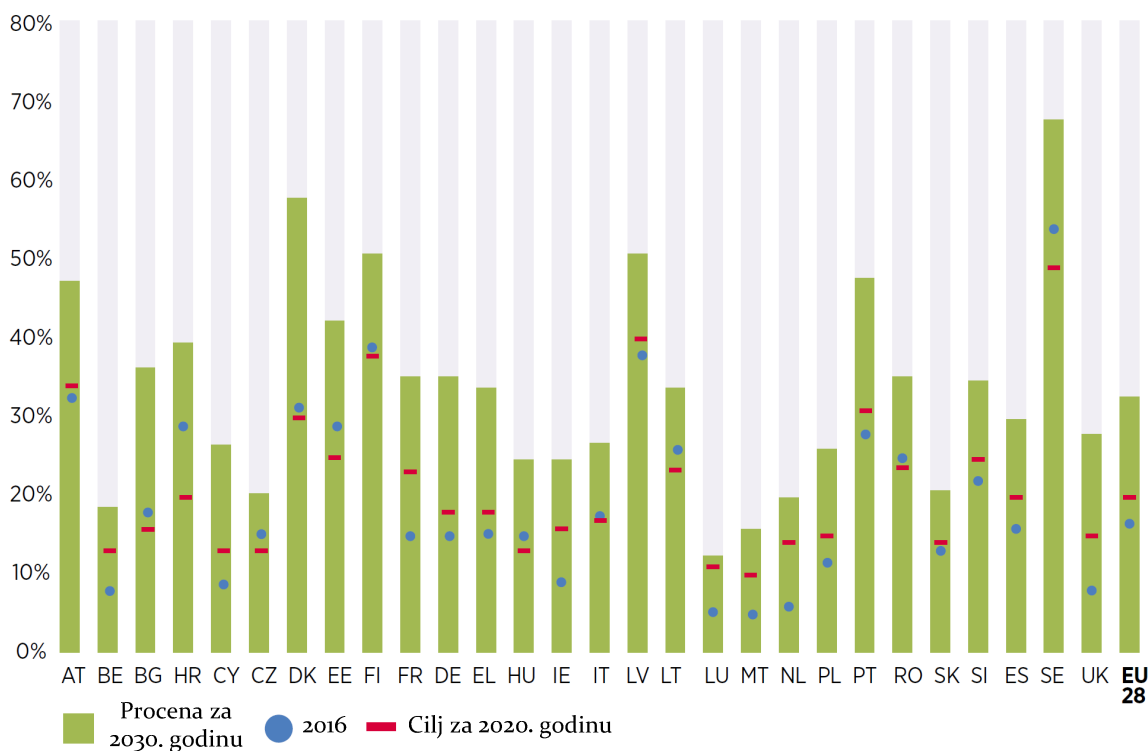
automobila na elektroenergetski sistem [5]. I ovakvi sistemi mogu, prema potrebi, da menjaju svoju prirodu, odnosno tok energije u odnosu na elektroenergetski sistem. Osnovna prepreka potpunom iskorištenju obnovljivih izvora električne energije jeste njihova intermitentna priroda. Budući razvoj elektroenergetskih sistema u pametnim mrežama, podrazumevaće razvoj pouzdanih decentralizovanih jedinica za skladištenje električne energije. Jedan od načina za skladištenje električne energije, o kome se intenzivno razmišlja jeste upotreba baterija električnih automobila kao mobilnih izvora električne energije. Ova tehnologija je u stalnom napretku, međutim nudi samo delimično rešenje, jer je sa aspekta operatera distributivne mreže (*eng. Distribution Network Operator - DNO*) ovo takođe intermitentan polu-upravljiv izvor.

Razvoj naprednih energetske tehnologije i njihova rapidna integracija, uslovljava je transformaciju elektroenergetskog sistema, a posebno njegovog do tada veoma pasivnog dela - distributivne mreže. Takva, neophodna promena koncepta dovela je do pojave aktivnih distributivnih sistema (*eng. Active Distribution System - ADS*), čiji je osnovni zadatak da održi stabilnost i pouzdanost, te omogući sigurnu integraciju distribuiranih izvora energije [6]. Osim toga, neophodno je promeniti i način proračuna tokova snaga, s obzirom da poznate alate nije uvek moguće direktno primeniti u slučaju ADS [7]. Međutim, razvojem koncepta ADS upravljanje distributivnim sistemom postaje izuzetno kompleksan zadatak, koji zahteva napredne i inteligentne upravljačke sisteme, dok ponašanje pojedinačnih elemenata mora biti predvidivo i u skladu sa zahtevima nadležnog operatera. Pri tome, a s obzirom na ciljeve definisane strategijom evropske unije do 2020. godine, a pre svih zahtevani udeo od 20 % obnovljivih izvora energije u ukupnoj potrošnji, ovako definisani zahtevi posebno dobijaju na značaju [8]–[10]. Svakako, učestale ekološke katastrofe i sve izraženije posledice nemara za životnu sredinu naterale su i ostale velike zemlje (sa značajnim udelom na globalnom tržištu električne energije) da se okrenu obnovljivim izvorima energije [11]–[14].

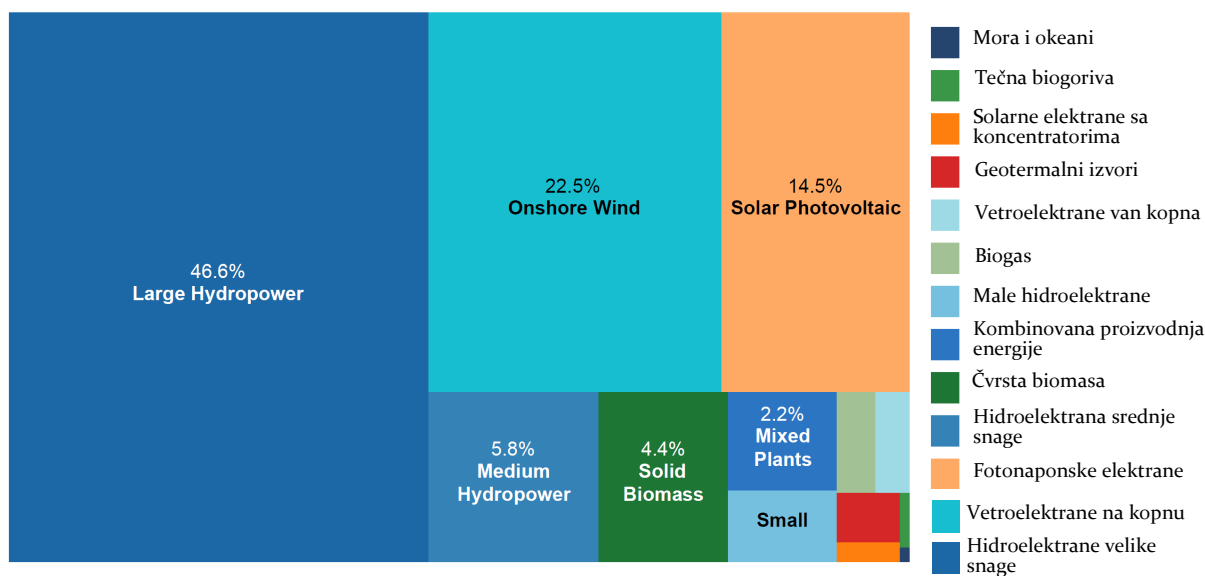
Sa značajnim udelom na svetskom tržištu energije, zemlje evropske unije sigurnim korakom stupaju ka ispunjenju ciljeva zacrtanih strategijom do 2020. godine. Na slici 1.2, gde je prikazan procenat učešća obnovljivih izvora u konačnoj potrošnji energije, moguće je uočiti da su pojedine zemlje evropske unije uveliko prevazišle ciljanu vrednost od 20 %, dok su pojedine zemlje veoma blizu ispunjenja zacrtanog cilja. Prema projekciji međunarodne agencije za obnovljive izvore energije (*eng. International Renewable Energy Agency - IRENA*) za 28 zemalja evropske unije do 2030. godine očekuje se da udeo obnovljivih izvora premaši 30 % [15]. Međutim, osim činjenice da će udeo obnovljivih izvora energije u budućnosti imati značajnu ulogu, neophodno je sagledati i strukturu korištenih tehnologija. Od izuzetnog je značaja i činjenica da sistemi za konverziju energije vetra i fotonaponski sistemi polako, ali i sigurno sustižu do sada dominantnu tehnologiju – velike hidroelektrane [16]. Iako dominantna, ova tehnologija ne poseduje značajan neiskorišten potencijal, kao što je to slučaj sa ostalim tipovima obnovljivih izvora. Pregled obnovljivih izvora prema tipu korištene tehnologije, dat na slici 1.3, na adekvatan način ilustruje ovu činjenicu. Moguće je uočiti da fotonaponske elektrane i vetroelektrane na kopnu čine 40 % od ukupnih instaliranih kapaciteta obnovljivih izvora u svetu.

Kako bi se jasnije ilustrovao pravac razvoja obnovljivih izvora na slici 1.4 prikazan je pregled ukupnih instaliranih kapaciteta u svetu. Iako je uočiti da ukupni instalirani kapaciteti rastu iznenađujućom brzinom, kao i da je trend porasta prisutan kod skoro

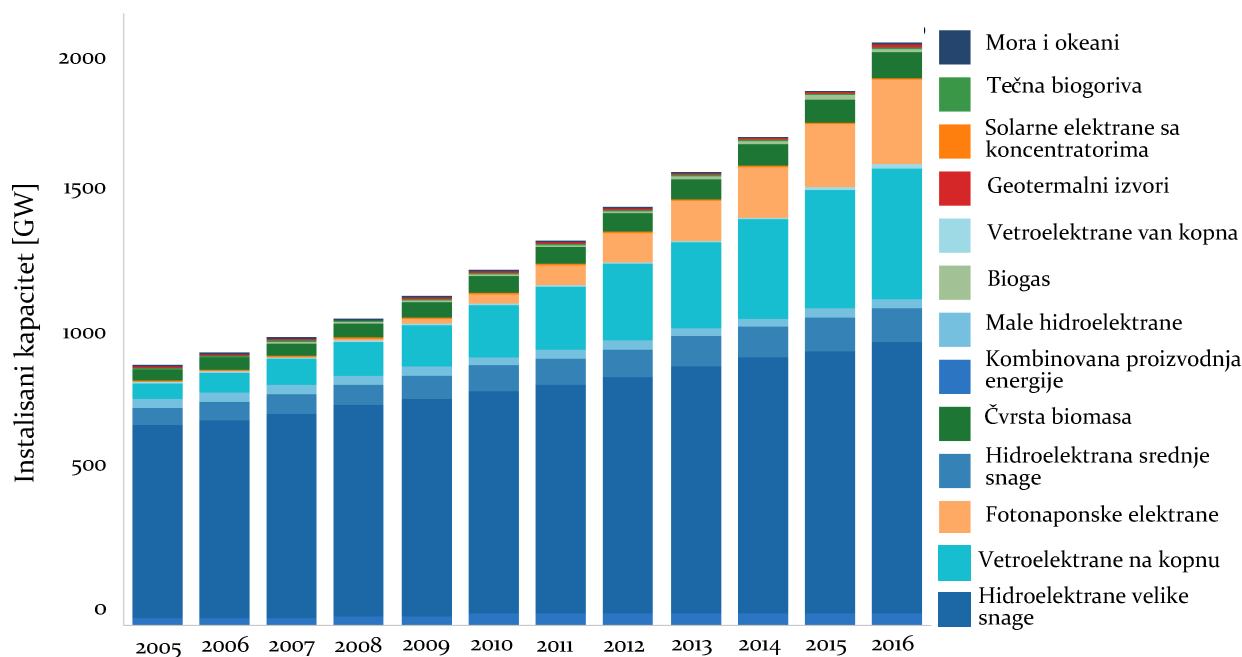
svih tipova korištenih tehnologija. Međutim, lako se može primetiti da je upravo najveći rast novoizgrađenih kapaciteta ostvaren kod fotonaponskih sistema i sistema za konverziju energije vetra. Sa razvojem tehnologije, i pripadajućim padom cena, fotonaponski sistemi su gotovo dostigli nivo razvoja sistema za konverziju energije vetra u poslednjih nekoliko godina. Zanimljivo će biti pratiti i razvoj tehnologija za konverziju energije mora i okeana, s obzirom da ovaj obnovljivi izvor poseduje zaista izvrstan potencijal, ali je trenutno izgrađeni kapacitet izuzetno mali usled prilično zahtevnih uslova u pogledu primarnog izvora energije.



Slika 1.2 Stanje i perspektive – učešće obnovljivih izvora u konačnoj potrošnji energije za zemlje evropske unije sa procenom do 2030. godine [15]



Slika 1.3 Pregled obnovljivih izvora energije prema tipu korištene tehnologije – source: IRENA



Slika 1.4 Ukupan instalisani kapacitet obnovljivih izvora prema tipu korištene tehnologije – source: IRENA

1.1. Oblast primene pretvarača energetske elektronike povezanog na elektroenergetski sistem

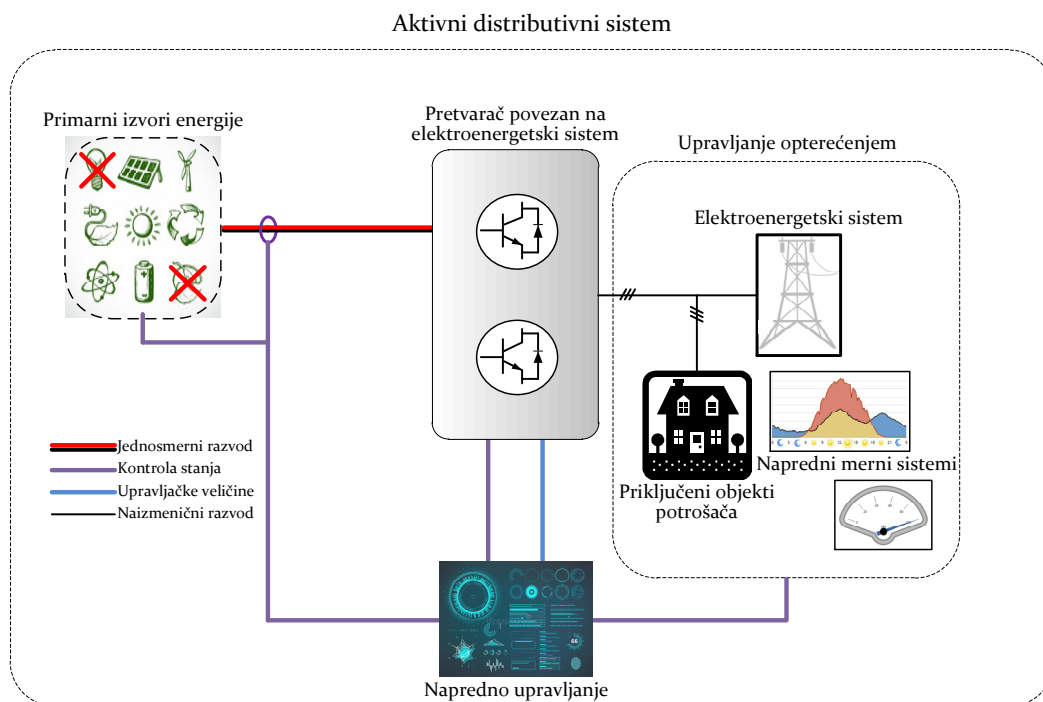
Nije teško prepoznati da je osnov održivog razvoja zapravo u potpunoj saglasnosti sa idejom i osnovnim karakteristikama koje su predložene tehnološki naprednim konceptom sistema nazvanim “pametna mreža” (*eng. Smart Grid*). Uporedo sa razvojem energetske efikasnosti, pouzdanosti i održivosti (ekonomske i društvene), ovakvi sistemi podrazumevaju povećanje broja elemenata i uređaja energetske elektronike, posebno pretvarača energetske elektronike povezanog na elektroenergetski sistem (*eng. Grid Connected Converter - GCC*). Ovakvi uređaji najčešće služe kao sprežni elementi između elektroenergetskog sistema i elemenata za proizvodnju ili potrošnju električne energije, koje iz praktičnih ili tehnoloških razloga nije moguće direktno povezati na mrežu. U opštem slučaju, pretvarač povezan na elektroenergetski sistem je uređaj energetske elektronike koji može da prenosi energiju u dva smera, tj. da je predaje elektroenergetskom sistemu ili da je preuzima. Za pojedine opisane slučajeve, kada pretvarač predaje energiju elektroenergetskom sistemu moguće je iskoristiti termin pretvarač prema mreži, sa jasnom aluzijom na smer toka električne energije.

Pretvarač prema mreži, prilikom priključenja na elektroenergetski sistem, mora da ispuni osnovne tehničke zahteve za priključenje (*eng. Grid Code - GC*) koji su propisani od strane operatera prenosnog, odnosno distributivnog sistema. Ispunjenje ovih tehničkih zahteva će omogućiti prijem ili predaju električne energije određenog kvaliteta, sa visokom pouzdanošću, bez obzira na prirodu sistema koji se nalazi pre pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem. Kao jedan od osnovnih sprežnih elemenata između primarnog izvora i otvorenog tržišta energije, ovaj pretvarač energetske elektronike će imati izuzetno zahtevnu, ali pre svega ključnu ulogu u budućnosti trgovine električnom energijom. Međutim, svako buduće rešenje mora nuditi mogućnost isporuke

električne energije sa određenim nivoom kvaliteta, što se može pokazati kao izuzetno zahtevan zadatak [17], [18].

Neke od oblasti primene pretvarača povezanog na mrežu su prikazane na slici 1.5. Pre svih nije teško prepoznati obnovljive izvore energije, gde su se tehnologije sa pretvaračem energetske elektronike povezanim na elektroenergetski sistem nametnule kao standard kvaliteta, posebno sa stanovišta upravljivosti. Primitivši najistaknutiji godišnji rast instalisanih kapaciteta u svetu, posebno je neophodno istaći fotonaponske sisteme čiji je rad nemoguće zamisliti bez pretvarača energetske elektronike. Takav pretvarač, zauzimajući centralno mesto, ima veoma važan zadatak da proizvedenu energiju prilagodi potrebama potrošača. Bez obzira da li je reč o samostalnim fotonaponskim sistemima ili sistemima koji su povezani na elektroenergetski sistem, upravljanje pretvaračem energetske elektronike mora obezbediti zadovoljavajuće uslove u tački priključenja. Odmah uz fotonaponske sisteme potrebno je obratiti pažnju i na sisteme za konverziju energije vetra. Kod ovih sistema, pretvarač povezan na elektroenergetski sistem, iako nije obavezan, upotrebljava se sve češće. Razvojem tehnologije, prednosti koje nude rešenja sa dvostrukim pretvaračem, a posebno sa obzirom na povećanje energetske efikasnosti i mogućnost ispunjenja sve strožijih uslova priključenja, ne smeju biti zanemarene. Takođe, upotrebom pretvarača energetske elektronike moguće je prevazići pojedina postojeća ograničenja električnih mašina koje su korištene za konverziju energije.

Svakako, primena pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem je moguća i kod ostalih vrsta konvencionalnih i obnovljivih izvora električne energije. Međutim, posebno je interesantno posmatrati razvoj novih tehnologija za konverziju energije mora i okeana, gde pravilno upravljanje pretvaračem može imati pozitivan uticaj na proces konverzije, prevazilazeći nedostatke koje nastaju usled specifičnog toka primarnog izvora energije.



Slika 1.5 Moguće oblasti primene pretvarača povezanog na mrežu

Osnovni problem obnovljivih izvora električne energije, problem intermitentnosti snage, moguće je rešiti razvojem tehnologija za skladištenje električne energije koji bi bili integrisani u elektroenergetski sistem, te stalno dostupni i upravljani od strane DNO. Nekoliko ključnih tipova tehnologija za skladištenje električne energije su:

- Akumulisanje kinetične energije (eng. *Flywheel*),
- Skladištenje energije magnetnog polja upotrebom superprovodnika (eng. *Superconducting Magnetic Energy Storage - SMES*),
- Elektrohemijski izvori kao skladišta električne energije - baterije,
- Hidroakumulaciona skladišta energije,
- Skladištenje energije kompresovanim vazduhom (eng. *Compressed Air Energy Storage - CAES*),
- Elektrolitička skladišta električne energije,
- Termalna skladišta energije, i
- Hidraulička skladišta hidroenergije.

Kao što je moguće naslutiti, sve pomenute tehnologije mogu podrazumevati upotrebu pretvarača energetske elektronike u procesu konverzije energije. Za značajan deo pomenutih tehnologija, upotreba pretvarača će omogućiti ispunjenje uslova priključenja, obezbediti zavidne dinamičke performanse i poboljšati efikasnost celokupnog sistema. Sa druge strane jednu od najefikasnijih tehnologija za skladištenje električne energije, elektrohemijske izvore na bazi jona litijuma je nemoguće zamisliti bez upotrebe pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem. Li-Ion baterije mogu postići visoke naponske nivoe, mogu sadržati velike količine energije i imaju odličnu specifičnu gustinu energije. Sve ovo, uz dodatak visoke efikasnosti pretvaranja, čini ih idealnim kandidatima za posredno skladištenje električne energije. Glavna prepreka za potpunu integraciju skladišta električne energije koja su zansovana na elektrohemijskim izvorima jeste njihova cena, kao i njihova osetljivost na neadekvatno upravljanje procesima punjenja i pražnjenja (uticaj na životni vek baterije).

Jasan napredak tehnologije u oblasti električnog pogona namenjenog automobilskoj industriji već je uslovio primenu pretvarača energetske elektronike u procesu punjenja baterija. Prateći pomenuti napredak, a uporedo sa razvojem stacionarnih skladišta električne energije, kao alternativan pravac razvoja postoji mogućnost upotrebe baterija električnih automobila kao mobilnih i privremenih skladišta električne energije. Iako ova skladišta individualno takođe imaju intermitentnu prirodu, usled izuzetno velikog broja pomenuta karakteristika verovatno neće imati uticaja na prilike u elektroenergetskom sistemu. Svakako, upotreba ovih skladišta podrazumeva značajnu transformaciju tržišta električne energije gde će se pretvarač povezan na elektroenergetski sistem nametnuti kao centralni element, a pravilno upravljanje pretvaračem će imati višestruk značaj.

Izuzev pomenutih oblasti primene, pretvarač energetske elektronike će zauzeti centralnu ulogu kod tehnološkog koncepta nazvanog "mikro mreža" (eng. *Micro Grid*), t.j. prilikom nezavisnog rada (ostrvskog režima rada) pojedinih delova elektroenergetskog sistema.

1.2. Predmet i cilj istraživanja

Kako bi se osigurao pravilan rad elektroenergetskog sistema, kontrolni algoritmi pretvarača povezanog na mrežu moraju osigurati stabilnu i pouzdanu kontrolu svih relevantnih parametara pri najopštijim uslovima rada u elektroenergetskom sistemu [19]. Tokom eksploatacije elektroenergetski sistem, a posebno njegov distributivni deo, može imati širok spektar različitih pogonskih stanja, koji se mogu ogledati u različitim zahtevanim ili dostupnim naponskim prilikama, zahtevanoj aktivnoj ili reaktivnoj energiji, zahtevanim parametrima kvaliteta električne energije i dr. Pogonsko stanje ovog, po svemu izuzetno dinamičnog sistema, zavisi od niza faktora kao što su ograničenje toka snage, pojava kvarova i drugih nepredviđenih situacija u sistemu, pojava rezonance ili postojanje nelinearnih potrošača [20]. Kako bi se ispunili strogi uslovi koje propisuje nadležni DNO, a posebno u vezi karakteristika rada tokom uslova sniženog napona u elektroenergetskom sistemu (*eng. Low Voltage Ride Through - LVRT*) ili podrške sistemu tokom prolaznih kvarova, istraživači su nastojali da unaprede postojeće kontrolne algoritme pretvarača kako bi se obezbedilo nesmetano funkcionisanje jednosmernog (*eng. Direct Current - DC*) podsistema i zaštita pretvarača. Osnovu ovakve kontrole činila je interakcija između pretvarača i elektroenergetskog sistema pri simetričnim i nesimetričnim naponskim prilikama u uravnoteženim i neuravnoteženim delovima sistema.

Prilikom pojave kvarova u sistemu, od kojih su najčešći neuravnoteženi kvarovi, u tački priključenja (*eng. Point of Common Coupling - PCC*) pretvarača na elektroenergetski sistem će postojati nesimetrične naponske prilike. Međutim, nesimetrične naponske prilike, a posebno u distributivnim sistemima, ne moraju isključivo biti posledica kvara, već mogu nastati i kao posledica neuravnoteženih potrošača, nelinearnih potrošača i sve češće integrisanih nelinearnih elemenata energetske elektronike. Pri nesimetričnim naponskim prilikama, struje injektovane u elektroenergetski sistem su takođe nesimetrične, što može dovesti do neželjenih i nekontrolisanih oscilacija aktivne i reaktivne snage predate elektroenergetskom sistemu. Adekvatno upravljanje pretvaračem povezanim na mrežu pri nesimetričnim naponskim prilikama s toga ima značajnu ulogu, ali se može pokazati i kao veoma zahtevan zadatak. Iako je prvi utisak da bi, pod bilo kojim uslovima, bilo poželjno sprečiti injektiranje nesimetričnih struja u elektroenergetski sistem, nekada ova pojava može da ima i prateće pozitivne efekte. Ukoliko se pravilno odrede, nesimetrične injektovane struje mogu prigušiti oscilacije snaga omogućujući predaju maksimalno moguće energije ili omogućiti poboljšanje simetrije napona u tački priključenja. Sasvim je jasno, međutim, da konvencionalni i trenutno dostupni algoritmi upravljanja pretvaračem povezanim na mrežu nisu u mogućnosti da pouzdano i precizno upravljaju nesimetričnim strujama, niti da omogućе injektiranje isključivo direktne komponente struje. Iz tog razloga, neophodno je razviti nove, poboljšane strukture upravljanja koje imaju mogućnost da na adekvatan način kontrolišu injekciju simetričnih ili nesimetričnih struja u elektroenergetski sistem.

Predmet istraživanja doktorske disertacije je razvoj strategije upravljanja pretvaračem povezanim na mrežu pri nesimetričnim naponskim prilikama.

Hipoteza: *Upravljanje pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem prilikom nesimetričnih naponskih prilika moguće je unaprediti primenom savremenih tehnika i metoda upravljanja. Primenom tehnike poništavanja signala kašnjenjem, moguće je*

izdvajanje komponenti struje inverznog redosleda i njihovo potpuno poništenje upotrebom regulatora u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Nakon poništenje komponenti struje inverznog redosleda, klasična upravljačka struktura je dovoljna za pouzdanu kontrolu komponenti struje direktnog redosleda. Uz dodatak rezonantnog člana i upotrebu pomenute tehnike izdvajanja komponenti struje određenog redosleda, moguće je postići unapređenje tehnike za sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona elektroenergetskog sistema. Pri tome, uz implementaciju tehnika za kompenzaciju struja viših harmonika, moguće je postići poboljšanje parametara kvaliteta električne energije, bez dodatka pasivnih elemenata za filtriranje izlaznih veličina.

Obzirom na činjenicu da je oblast primene pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem veoma široka, kao osnovni zadatak nameće se potreba za ispitivanjem mogućnosti standardizacije upravljačkih tehnika. Izuzev toga, pitanje moguće standardizacije rešenja značajno je i sa aspekta pogonskog stanja u elektroenergetskom sistemu, s obzirom da bi implementacija velikog broja tehnika za različita stanja bila veoma nepraktična. Upravo analiza mogućnosti primene istih tehnika upravljanja za različite aplikacije čini jedan od osnovnih ciljeva istraživanja. Unapređenje elemenata upravljačke strukture dalje je moguće zasnovati upravo na pomenutim tehnikama upravljanja. Dodatno, uz prepoznavanje trenutnog pogonskog stanja u elektroenergetskom sistemu, odluka o daljem postupanju (prilikom rada sa veličinama različitim od nominalnih) može u tom slučaju u potpunosti preći u nadležnost pretvarača.

Osnovna celina istraživanja je zapravo predlog napredne tehnike upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem pri radu sa uslovima koji odstupaju od nominalnih. Ova tehnika treba da bude sveobuhvatna, podrazumevajući unapređenje postojećih elemenata upravljačke strukture, a može predvideti i dodatne elemente čiji je zadatak unapređenje karakteristika rada pretvarača. Osnovni zahtev koji se nameće predloženoj tehnici jeste obezbeđenje rada pretvarača pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu, uz poštovanje minimalnih zahteva koji se nalaze u uslovima za priključenje. Međutim, najvažniji zahtev svakako predstavlja mogućnost pouzdanog rada pretvarača tokom poremećaja. Ova, zaista složena problematika, podrazumeva mogućnost rada i pri nesimetričnim naponskim prilikama (uslovljenim pojavom neuravnoteženog kvara ili potrošnje), dozvolivši pri tome injekciju simetričnih ili (po potrebi) nesimetričnih struja. Svakako, izbor tehnike upravljanja pretvaračem se mora vršiti tako da ne narušava stabilnost elektroenergetskog sistema, uz moguće povećanje njegove raspoloživosti. Tehnika mora ponuditi mogućnost razdvajanja i nezavisne kontrole komponenti direktnog i inverznog redosleda odgovarajućih veličina pretvarača, uz očuvanje dinamičkih karakteristika rada tokom nominalnih uslova u sistemu. Svakako, zahtev za poboljšanjem karakterističnih pokazatelja kvaliteta električne energije se ne sme zapostaviti. Predloženo rešenje mora obezbediti minimalno moguće harmonijsko izobličenje veličina injektiranih u elektroenergetski sistem. Uz sve navedene zahteve, posebno je neophodno povesti računa o mogućnosti implementacije predložene tehnike za regulacione strukture u realnom vremenu.

Ispunjenjem postavljenih ciljeva, prevashodno će se omogućiti nastanak modela za računarsku simulaciju, koji je u potpunosti prilagođen postojećoj savremenoj istraživačkoj stanici za testiranje aplikacija u realnom vremenu. Ovako razvijen model će značajno smanjiti vreme potrebno za razvoj i praktičnu implementaciju upravljačkih tehnika

pretvarača. Svakako, ovaj model će predstavljati i odličnu polaznu osnovu za ispitivanje uticaja predloženih tehnika na karakteristike odziva pretvarača.

Kao mnogo važniji rezultat istraživanja nameće se mogućnost praktične upotrebe razvijene tehnike, u cilju unapređenja operacionih karakteristika pretvarača u svim oblastima primene. Robustnost i pouzdanost predložene tehnike, testirani koristeći savremenu istraživačku stanicu, trebali bi da omogućе jednostavniju integraciju distribuiranih izvora energije, uz lakše ispunjenje zahteva za priključenje. Potvrda efikasnosti predložene tehnike i detaljna analiza odnosa predložene tehnike i postojećih, može da vodi ka otkrivanju novih oblasti za istraživanje.

Za razvoj i testiranje strategije upravljanja pretvaračem povezanim na mrežu pri nesimetričnim naponskim prilikama na mestu priključenja izabrana je savremena modularna istraživačka stanica za ispitivanje distribuiranih izvora električne energije. Snaga pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem u predmetnoj stanici iznosi 7 kVA. Poremećaje napona na mestu priključenja je moguće izazvati uređajem čija je maksimalna snaga 15 kVA. Pomenuta istraživačka stanica, detaljnije opisana u nastavku ovog rada, odabrana zbog raspoloživosti i jednostavnosti upotrebe, predstavlja verodostojan reprezent ispitivanog pogona različitih snaga.

1.3. Pregled literature

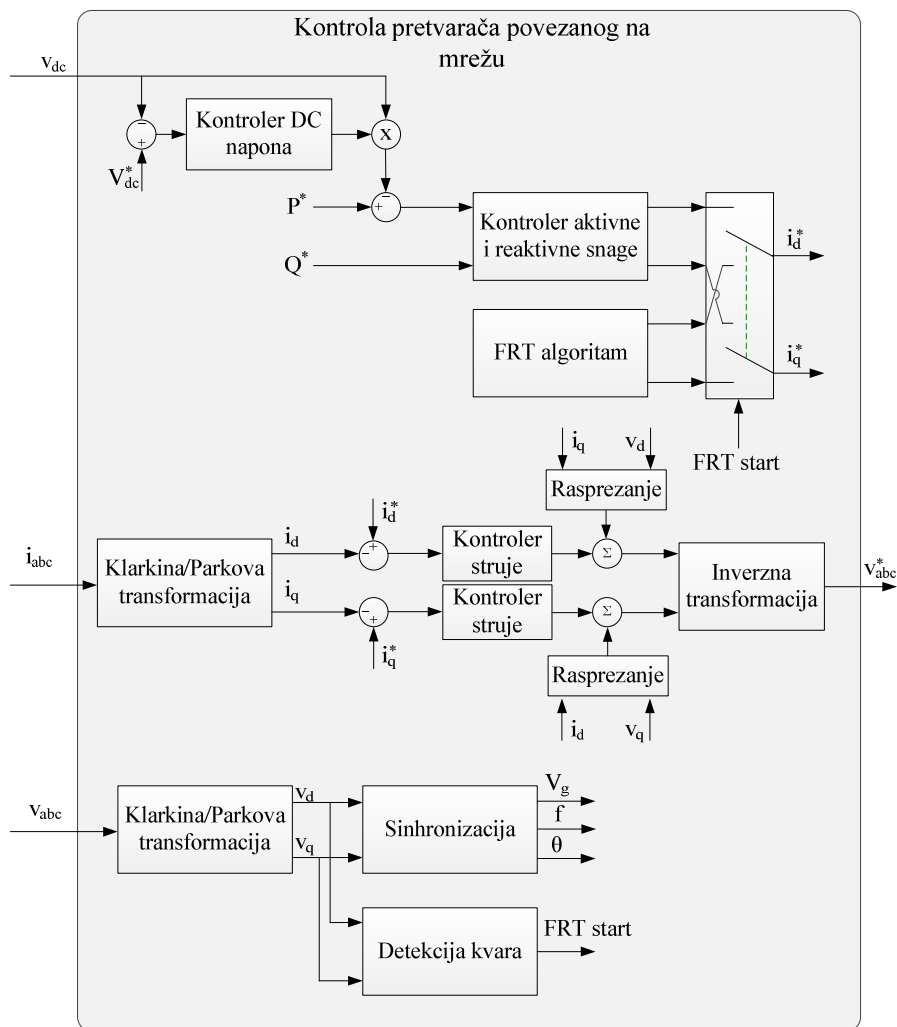
Osnovni princip upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem zasnovan je na poznatim zavisnostima koje potiču iz teorije o trenutnoj snazi (*eng. Instantaneous Power Theory*) [21]. Obzirom da je najučestalija topologija u distribuiranim izvorima zapravo naponski pretvarač (*eng. Voltage Source Converter - VSC*), odnosno strujno regulisan naponski inverter (*eng. Current Regulated Voltage Source Inverter - CRVSI*), trenutno postoje dva osnovna pravca upravljanja pretvaračem prema mreži - upravljanje naponom (*eng. Voltage Oriented Control - VOC*) i direktno upravljanje snagom pretvarača (*eng. Direct Power Control - DPC*) [20].

Na slici 1.6 prikazana je osnovna upravljačka struktura pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem. Kao što je prikazano u korišćenoj literaturi, upravljačka struktura trofaznog pretvarača povezanog na sistem može biti realizovana koristeći se prirodnim koordinatnim sistemom (*eng. Natural Reference Frame Control*), stacionarnim koordinatnim sistemom (*eng. Stationary Reference Frame Control*) i sinhrono-rotirajućim koordinatnim sistemom (*eng. Synchronously Rotating Reference Frame Control*) [20], [22]–[24].

Kako bi se unapredilo direktno upravljanje snagom u [25] predložena je upotreba kontrole zasnovane na virtuelnom fluksu (*eng. Virtual Flux Based Control*), čiji je cilj oponašanje kontrole toka snage rotacionog generatora. Ova tehnika se takođe može koristiti i pri upravljanju naponom potrošača, a dodatna prednost je mogućnost izbegavanja upotrebe drugih sinhronizacionih metoda, budući da je vektorski reprezent napona mreže moguće odrediti iz same kontrolne strukture.

Kontrola aktivne i reaktivne snage pretvarača povezanog na sistem moguća je u otvorenoj i zatvorenoj povratnoj sprezi, koristeći se različitim upravljačkim strukturama. Osnovni tipovi regulatora, u zavisnosti od odabira koordinatnog sistema, koji se mogu susresti su proporcionalno-integralni (*eng. Proportional-Integral - PI*) i proporcionalno-

rezonantni (eng. *Proportional-Resonant - PR*) kontroleri. Napredne tehnike upravljanja podrazumevaju upotrebu prediktivnog upravljanja i savremenih matematičkih alata [26]–[29]. Dalje unapređenje tehnika upravljanja aktivnom i reaktivnom snagom podrazumeva uvođenje koeficijenta statizma kao što je to predloženo u [30]–[32]. Kao što se to može primetiti na slici 1.6, kontrola napona jednosmernog međukola (eng. *DC Link circuit*) čini deo upravljačke strukture aktivne snage. Pored upotrebe klasičnih tehnika, odnosno PI kontrolera, postoji niz tehnika koje podrazumevaju poboljšane karakteristike kroz implementaciju adaptivne sinteze parametara ili upotrebe fazi matematike [33], [34]. Izuzev toga, postoji otvoreno pitanje uticaja talasnosti napona jednosmernog međukola na stabilnost napajanja i kvalitet električne energije na izlazu iz pretvarača [35], [36].



Slika 1.6 Upravljačka struktura pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem

S obzirom na zahteve, referentna vrednost reaktivne snage koju je potrebno injektovati u elektroenergetski sistem pri nominalnim pogonskim uslovima uglavnom ima nultu vrednost, ili njena vrednost ne utiče značajno na kapacitete za predaju aktivne snage. Ovaj deo kontrolne strukture načelno je od interesa tokom poremećaja u sistemu, kada određivanje reference za aktivnu i reaktivnu snagu prelazi u nadležnost kontrolnog algoritma pretvarača. Svakako, za prelazak na napredne tehnike upravljanja, potrebno je na adekvatan način prepoznati da se pretvarač nalazi u režimu rada sa poremećajem u elektroenergetskom sistemu. Algoritmi detekcije kvara trebaju imati mogućnost detekcije karakterističnih veličina, omogućivši kategorizaciju i kvantifikaciju kvara prema

utvrđenim pravilima [37]. Načini detekcije kvara se mogu značajno razlikovati, kako prema posmatranoj veličini, tako i prema metodi koji može podrazumevati analizu u vremenskom ili frekventnom domenu [38], [38]–[41]. Metode zasnovane na analizi relevantnih veličina osnovnog harmonika uglavnom nude pouzdanu detekciju, ne zahtevajući značajne računarske resurse i kompleksnu implementaciju. Sa druge strane, algoritmi zasnovani na frekventnoj analizi, iako nešto složeniji, nude značajno bržu detekciju kvara, poboljšavajući dinamičke performanse upravljačke strukture.

Svakako, kao što se može uočiti na slici 1.6, centralno mesto upravljačke strukture zauzima kontrola struje pretvarača. U literaturi je moguće pronaći veliki broj upravljačkih tehnika, a pravilan odabir kontrolera struje zavisi od izabranog koordinatnog sistema, kao i procene o zahtevnosti implementacije ili dobiti koju odgovarajući kontroler donosi. U osnovi, moguće je prepoznati dva osnovna tipa upravljačkih tehnika zasnovanih na upotrebi linearne odnosno nelinearne kontrole struje pretvarača [42], [43]. Trenutno, najčešće se susreće kontrola u sinhrono-rotirajućem koordinatnom sistemu, koristeći PI tip kontrolera [44]–[46]. Uz zavidne dinamičke karakteristike, PI kontroler je zauzimao dominantan položaj sve do pojave PR kontrolera. Omogućivši kontrolu struje u stacionarnom i prirodnom koordinatnom sistemu, PR kontroler je uspeo da unapredi odziv sistema, bez dodatnih zahteva prilikom implementacije [24], [47], [48]. Međutim, važan nedostatak PR kontrolera predstavlja relativno kompleksan način zadavanja početnih uslova, što može dovesti do negativnih efekata na izlazne veličine pretvarača tokom pokretanja. Kako bi se dalje unapredile dinamičke karakteristike odziva, predloženo je uvođenje kontrolera sa ponavljanjem (*eng. Repetative Controller - RC*) koji mogu biti kontroler sa kliznim režimom [49]–[51], kontroler neparnih harmonika [52] ili dualni kontroler [53]. I dok su linearne tehnike još uvek dominantne, nelinearne kontrolne tehnike mogu biti veoma brojne. Iako je njihova primena trenutno ograničena na specifične aplikacije, ove tehnike uglavnom podrazumevaju napredne algoritme koji imaju sposobnost da ispune sve strožije zahteve povezivanja na mrežu. Dodatno, veliki broj tehnika koje podrazumevaju prediktivno upravljanje, histerezisno upravljanje, adaptivni kontroler, fazi kontroler je moguće pronaći u literaturi [26], [54]–[59].

Jedan od osnovnih elemenata upravljačke strukture pretvarača, čiji je osnovni zadatak da obezbedi pravilan rad svih ostalih elemenata, jeste algoritam za sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona sistema na mestu priključenja. Pre integracije velikog broja pretvarača energetske elektronike u elektroenergetski sistem, sinhronizacione jedinice su u najvećem broju slučajeva bile manuelne [60]. U tim slučajevima, sinhronizacione jedinice su imale zadatak isključivo da odrede pogodan trenutak za priključenje generatora, ali nije ih bilo moguće iskoristiti za kontrolu pretvarača. Sa napretkom mikroprocesorskog upravljanja, digitalna implementacija sinhronizacionih algoritama je postala standardan zahtev. Značaj pravilne sinhronizacije je moguće sagledati kroz posledice neadekvatno određene vrednosti pozicije vektorskog reprezentu napona sistema. Opšte je poznato da i najmanja greška u estimiranoj vrednosti pomenute pozicije, može dovesti do pogrešnih vrednosti injektovanih snaga. Međutim, posledice mogu biti i drastično složenije, uzrokujući struje koje prevazilaze nazivne vrednosti pretvarača, unos nestabilnosti u elektroenergetski sistem ili neadekvatnu reakciju na poremećaje poput harmonijskog izobličenja, propada ili nesimetrije napona. Koristeći jedno od prvih rešenja, preciznu informaciju o položaju vektorskog reprezentu napona mreže moguće je dobiti koristeći idealni detektor faze u stacionarnom koordinatnom sistemu [61]. Osnovni nedostatak ove metode predstavlja kompleksna implementacija

trigonometrijskih funkcija za aplikacije u realnom vremenu, što je moguće prevazići naprednim metodama kao što je prikazano u [62]. Sa druge strane, dugo je korištena možda i najjednostavnija metoda za sinhronizaciju koja je zasnovana na detekciji prolaska signala kroz nultu vrednost [63], [64]. Pojavom tehnika koje su omogućile bolje dinamičke karakteristike, posebno tokom brzih prelaznih režima u sistemu, prethodno pomenute tehnike bivaju napuštene. Razvoj matematičkih alata, poput Furijeove transformacije, i njihova primena u oblasti sinhronizacije, može imati pozitivan efekat na pouzdanost rada pretvarača, posebno pri nesimetričnim naponskim prilikama [20]. Međutim, značajni računarski resursi koje je neophodno upotrebiti zahtevaju unapređenje ovih metoda koristeći se brzom Furijeovom transformacijom ili estimatorima najveće verovatnoće (*eng. Maximum Likelihood Estimator - MLE*) [65]. Takođe, filtriranjem signala u stacionarnom ili sinhrono-rotirajućem koordinatnom sistemu, moguće je postići jednostavnu estimaciju pozicije, koristeći se različitim tipovima filtara [66]. Svakako, trenutno najzastupljenija tehnika za sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona sistema predstavlja tehnika fazno spregnute petlje (*eng. Phase-Locked Loop - PLL*). Idealna sinhronizaciona struktura, zasnovana na fazno spregnutoj petlji, može imati brz i precizan odziv, čak i tokom izrazitih poremećaja. U najvećem broju slučajeva trenutno, ova tehnika se koristi u sinhrono-rotirajućem koordinatnom sistemu, gde se koordinatni sistem poravnava sa d -osom vektorskog reprezentata napona sistema [67]. Svakako, metode zasnovane na fazno spregnutoj petlji, namenjene za upotrebu u višefaznim sistemima, omogućile su razvoj velikog broja drugih tehnika koje imaju poboljšane karakteristike tokom specijalnih radnih režima [67]. Dalja unapređenja su moguća, kao u [68], gde autori predlažu upotrebu tri PLL jedinice, jednu po fazi, kako bi se unapredila preciznost tehnike.

Kao što je već napomenuto, najveći broj pretvarača energetske elektronike koji se mogu susresti u praksi čine naponski pretvarači. Kao logična posledica nameće se činjenica da upravo referentna vrednost napona čini osnovnu upravljačku veličinu, koja se javlja na izlazu kontrolne strukture, kao što je moguće i uočiti na slici 1.6. Da bi ova upravljačka veličina ostvarila željenu vrednost, neophodno je upotrebiti odgovarajuću modulacionu tehniku. Svakako, najveći broj modulacionih tehnika čine tehnike impulsno širinske modulacije (*eng. Pulse Width Modulation - PWM*) [69], uz dve najčešće korištene varijacije ove tehnike – sinusna PWM (*eng. Sinus Pulse Width Modulation - SPWM*) i PWM prostornim vektorom (*eng. Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM*). Implementacija ovih tehnika, posebno SVPWM tehnike, nije jednoznačna, te nije opravdano zanemariti uticaj modulacione tehnike na kvalitet predate električne energije [70], [71]. Uz optimizaciju kontrolne strukture struje [72], izborom pripadajuće tehnike modulacije, moguće je značajno poboljšanje karakteristika veličina na izlazu pretvarača. Kako bi se redukovao uticaj nekih neželjenih pojava tokom kontrole pretvarača, moguće je dalje unapređenje modulacionih tehnika. U [73] je predstavljena mogućnost smanjenja struje curenja (*eng. Common Mode Current - CMC*) pretvarača u sistemima za fotonaponsko pretvaranje energije, koristeći se naprednim tehnikama kao što su: impulsno širinska modulacija sa sniženim naponom zajedničke tačke (*eng. Reduced Common Mode Voltage Pulse Width Modulation - RCMV-PWM*), impulsno širinska modulacija sa aktivnom nulom (*eng. Active Zero State Pulse Width Modulation - AZSPWM*) i impulsno širinska modulacija sa bliskim stanjima (*eng. Near State Pulse Width Modulation - NSPWM*). Izuzev toga, upotrebom prihvatljive modulacione tehnike moguće je uticati na pomenutu talasnost napona jednosmernog međukola, što je

pokazano u [74], gde se predlaže upotreba PWM tehnike sa fazno pomerenim nosećim signalima.

Pre značajnog povećanja udela obnovljivih izvora električne energije u elektroenergetskom sistemu, kontrola pretvarača povezanog na mrežu svodila se uglavnom na zabranu ostvrskog režima rada. Međutim, u razvijenim sistemima trenutno nije moguće obezbediti pouzdano napajanje kontrolišući distribuiranu proizvodnju na ovaj način. Može se, dakle, zaključiti da je kontrola pretvarača povezanog na mrežu u opštim uslovima napajanja od ključnog značaja za efikasnu integraciju obnovljivih izvora električne energije. S obzirom da elektroenergetski sistem poseduje sopstvene dinamičke karakteristike na koje može uticati pojava kvara, rezonancije, preoptrećenja kao i pojava nesimetrije usled priključenja neuravnoteženih elemenata, neophodno je pripremiti kontrolu pretvarača kako bi se obezbedile zadovoljavajuće performanse i tokom takvih režima rada.

Početa istraživanja u oblasti rada sa poremećajima nisu bila vezana za problematiku rada obnovljivih izvora energije [75]–[77], ali je rezultate tih istraživanja bilo moguće trenutno primeniti na navedenu problematiku. Koristeći se poznatim zakonitostima teorije o trenutnoj snazi, i činjenice da prilikom kontrole aktivne i reaktivne snage postoji četiri stepena slobode (mogu se regulisati četiri od šest amplituda snage), na jednostavan način se može izvršiti proračun referentnih vrednosti struja koje će dovesti do tačno određenih veličina snaga [77]–[79]. Iako postoje i alternativni načini zadavanja referentnih vrednosti [80], krajnji cilj ostaje nepromenjen – sniziti talasnost aktivne snage na izlazu pretvarača. Uz navedena razmatranja, u [76], [81] se posmatra uticaj sprežnog filtera, bez razmatranja uticaja oscilacija reaktivne snage. Posmatrajući samo željene srednje vrednosti aktivne i reaktivne snage, postoji nebrojeno mnogo mogućih kombinacija različitih komponenta struje, što omogućuje nastanak velikog broja različitih tehnika za izračunavanja njihovih referentnih vrednosti [82]–[84]. Ova izračunavanja ne zavise od smera snaga, niti od upotrebljenog koordinatnog sistema, što ih čini idealnim za sve aplikacije u kojima postoji pretvarač povezan na mrežu u režimu rada sa poremećajem [83].

Kontrola struje, u početku zasnovana samo na PI kontroleru u sinhrono-rotirajućem koordinatnom sistemu direktnog redosleda [76], [81], je unapređena dodatkom PI kontrolera u sinhrono-rotirajućem koordinatnom sistemu inverznog redosleda [85]. U istom radu, autori predlažu upotrebu anti-rezonantnog filtera na ulazu regulatora, kako bi se poništile postojeće oscilacije na dvostrukoj učestanosti. Kontrola struje u stacionarnom koordinatnom sistemu može biti alternativa predloženim rešenjima, nudeći zadovoljavajuće performanse tokom rada pri nesimetričnim naponskim prilikama [86], [87]. Druge metode, koje ne podrazumevaju naponsko upravljanje, takođe mogu da ponude adekvatne karakteristike kontrole, pre svih histerezisna kontrola struje [88], ali i direktna kontrola snage ili prediktivno upravljanje [25], [28], [54], [57]. Sve pomenute metode kontrole struje na izlazu pretvarača mogu biti iskorištene i simultano, nudeći hibridna rešenja koja imaju sve prednosti osnovnih tehnika [76], [89], [90]. Čak se mogu pronaći i predložena rešenja koja koriste prednosti različitih koordinatnih sistema. Uz upotrebu naprednih tehnika upravljanja, treba napomenuti da kontrolna struktura struje može sadržati i kompenzaciju viših harmonika kako bi se poboljšao kvalitet električne energije koji se predaje mreži, ali i uticalo na izobličenje napona u elektroenergetskom sistemu [86], [91]–[93].

Tokom analize rada pretvarača u uslovima u elektroenergetskom sistemu koji odstupaju od nominalnih posebno mesto treba rezervisati za metodu sinhronizacije sa vektorskim reprezentom napona sistema na mestu priključenja. Budući da performanse kompletne preostale kontrolne strukture izrazito zavise od preciznosti sinhronizacije, poništavanje uticaja nesimetrije napona nastale usled poremećaja ili harmonijskog izobličenja je od velikog značaja [94]. Posmatrajući PLL tehniku u sinhrono-rotirajućem koordinatnom sistemu, kada postoji nesimetrija napona u tački priključenja, može se uočiti da čak i promenom propusnog opsega filtera u petlji (*eng. Loop Filter - LF*) nije moguće na adekvatan način odrediti poziciju vektorskog reprezentu napona sistema [20]. U [95] se predlaže upotreba PQ-PLL tehnike, kako bi se omogućio pronalazak stabilnog radnog režima čak i u prisustvu oscilacija snage na učestanostima koje su niže od osnovnog harmonika. Izuzev toga, kako bi se izdvojila osnovna učestanost direktnog redosleda u [96], [97] predložena je upotreba PLL tehnike sa sinusnim integratorom signala (*eng. Sinusoidal Signal Integrator Phase-Locked Loop - SSI-PLL*). U cilju povećanja robustnosti i neosetljivosti na šum, harmonijsko izobličenje ili nesimetriju napona, u [98]–[100] predložena je upotreba poboljšane PLL tehnike (*eng. Enhanced Phase-Locked Loop - EPLL*). Međutim, trenutno se po performansama mogu izdvojiti dve tehnike – fazno spregnuta petlja u dekuplovanom dvostrukom sinhrono-rotirajućem koordinatnom sistemu (*eng. Decoupled Double Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop - DDSRF-PLL*) [101] i frekventno spregnuta petlja sa dvostrukim uopštenim integratorom drugog reda (*eng. Double Second-Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop - DSOGI-FLL*) [102]. Upotrebom DDSRF-PLL tehnike omogućeno je nezavisno upravljanje veličinama direktnog i inverznog redosleda, što može imati višestruk značaj za kontrolu pretvarača prilikom poremećaja u sistemu. Nedostatak ove metode se može pronaći u nešto složenijoj raspoređenoj strukturi koju je potrebno implementirati. Tehnika DSOGI-FLL koristi adaptivne filtere, zasnovane na uopštenom integratoru drugog reda, nudi nešto bolje odzive kada je primenjena na režime rada sa neuravnoteženim kvarovima u elektroenergetskom sistemu. Iako su performanse ove dve tehnike trenutno neprevaziđene, u literaturi je moguće pronaći različite predloge jednostavnog unapređenja klasične PLL tehnike, kao što je upotreba tehnike poništavanja signala kašnjenjem (*eng. Delayed Signal Cancellation - DSC*) [39], [84].

1.4. Kratak sadržaj i pregled rada

Predmet naučne rasprave u ovom radu je unapređenje tehnike upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem pri naponskim prilikama koje odstupaju od nominalnih. U radu se detaljno analizira uticaj nesimetričnih napona u tački priključenja na performanse klasične tehnike upravljanja. Uz prepoznavanje osnovnih nedostataka, rad daje predloge za unapređenje upravljačke tehnike, zasnovane na teoriji trenutne snage i tehnici poništavanja signala kašnjenjem. Predloženo unapređenje postojeće upravljačke tehnike je jednostavno za implementaciju i ne zahteva povećane procesorske resurse. Izuzev toga, predložena je i upotreba metoda za aktivno poboljšanje parametara kvaliteta električne energije. Sve predložene tehnike su uspešno eksperimentalno verifikovane, uz izuzetne dinamičke performanse i pouzdan rad pretvarača.

Rad se sastoji od devet poglavlja.

Prvo poglavlje predstavlja uvod gde su data osnovna razmatranja o upotrebi savremenih i naprednih tehnologija u elektroenergetskom sistemu, uključujući upotrebu obnovljivih i distribuiranih izvora energije i sve veći broj pretvarača koji su povezani na elektroenergetski sistem. Dat je detaljan pregled literature iz oblasti upravljanja pretvaračem energetske elektronike koji je povezan na elektroenergetski sistem, uz poseban osvrt na oblasti primene.

U drugom poglavlju izveden je kompletan usrednjeni i prekidački matematički model pretvarača. Izvedeni matematički model ne uzima u obzir neidealnosti prekidačkih elemenata, kako bi se olakšala analiza. Da bi se smanjio broj i eliminisala vremenska zavisnost elemenata modela, primenjene su odgovarajuće transformacije kojima je izvršena zamena promenljivih i parametara matematičkog modela. U nastavku prikazana je mogućnost reprezentacije elektroenergetskog sistema upotrebom Teveninovog ekvivalentnog kola.

Treće poglavlje predstavlja osnovnu upravljačku strukturu pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem koji radi sa nominalnim vrednostima napona u tački priključenja. Osnov čini strujno regulisano naponsko upravljanje pretvaračem u sinhrono rotirajućem referentnom koordinatnom sistemu. Sinhronizacija sa vektorskim reprezentom napona elektroenergetskog sistema izvršena je upotrebom klasične PLL tehnike. Teorijska razmatranja u predmetnom poglavlju, na jednostavan način pružaju uvid u sve neophodne korake za proračun parametara svih relevantnih regulatora, uključujući i parametre filtera u petlji PLL jedinice.

Četvrto poglavlje pruža sažet i pregledan uvid u postupak karakterizacije aktivnih neuravnoteženih sistema. Unutar ovog poglavlja, prikazana je razlika između neuravnoteženosti koja je posledica poremećaja i neuravnoteženosti koja je posledica nelinearnih i neuravnoteženih potrošača. Izvršena je jasna podela poremećaja u elektroenergetskom sistemu, s obzirom na karakter nesimetrije napona koju izazivaju. Izuzev toga, dato je obrazloženje na koji način je moguća kvantifikacija uticaja neuravnoteženih potrošača. Kao dodatak, poglavlje daje pregled osnovnih tehničkih zahteva za povezivanje na elektroenergetski sistem. Posebno su istaknuti zahtevi koji se tiču rada tokom poremećaja i pripadajuće podrške elektroenergetskom sistemu.

U petom poglavlju rada analizirana je problematika upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem u slučaju nesimetričnih naponskih prilika u tački priključenja. Dati su predlozi za unapređenje postojećih upravljačkih tehnika, uz odgovarajuću teorijsku analizu očekivanih rezultata. Detaljno je opisana tehnika poništavanja signala kašnjenjem koja čini osnovu za poništavanje komponenti struje inverznog redosleda. Izuzev toga, dat je opis predloženog unapređenja PLL tehnike za sinhronizaciju, koji je pogodan za korišćenje u slučaju nesimetričnih napona. Razmotren je i uticaj predloženih tehnika na parametre regulatora, te su, tamo gde je to bilo neophodno, dati predlozi za proračun parametara koji odgovaraju novoj metodi upravljanja. Na kraju, dat je predlog za implementaciju aktivnih metoda čiji je cilj popravak parametara kvaliteta električne energije izlaznih veličina pretvarača.

U šestom poglavlju dat je opis istraživačke stanice za upravljanje elektromotornim pogonima i pretvaračima, koja je korištena za eksperimentalnu verifikaciju rezultata. Koristeći predmetnu istraživačku stanicu sprovedena je opsežna eksperimentalna verifikacija teorijskih analiza datih u poglavlju 5. Prikazani rezultati sprovedenih

eksperimenata pokazuju dobar stepen korelacije sa rezultatima simulacije i u potpunosti podržavaju iznete teorijske stavove.

Sedmo poglavlje daje zaključak rada na predmetnoj tezi.

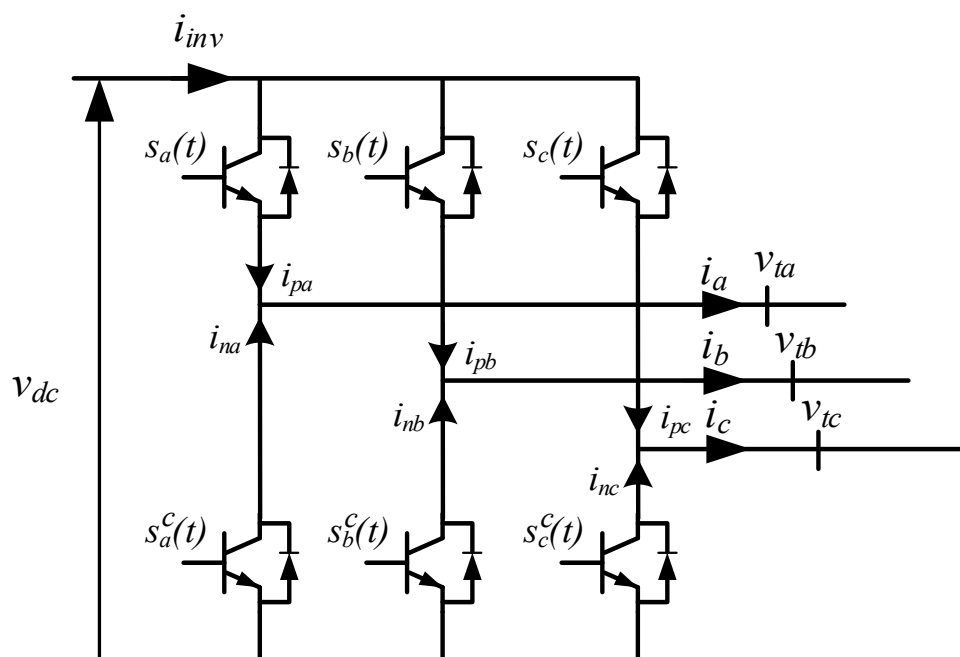
Osmo poglavlje predstavlja spisak korišćene literature.

Deveto poglavlje je prilog rada u kome su dati šeme i nacrti korištenih električnih ormana, kartica i drugih sklopova integrisanih u istraživačku stanicu.

2. Matematički model pretvarača energetske elektronike povezanog na elektroenergetski sistem

Trofazni naponski pretvarač energetske elektronike može biti realizovan koristeći jednu od mnogobrojnih topoloških struktura, koje mogu podrazumevati različit broj i raspored prekidačkih elemenata [103]–[106]. Uopšte uzevši, različite topološke strukture pretvarača uvek imaju za cilj rešenje nekog (ili više) od nedostataka koji se mogu pojaviti kod uređaja energetske elektronike koji vrše transformaciju električne energije. Međutim, trenutno najzastupljenija topološka struktura pretvarača je upravo naponski pretvarač sa dva nivoa. Svakako, pretvarač energetske elektronike povezan na elektroenergetski sistem, za bilo koju oblast primene, moguće je posmatrati potpuno nezavisno od primarnog izvora energije. Iako je količina energije koju pretvarač može predati elektroenergetskom sistemu ograničena upravo primarnim izvorom, kvalitet energije na priključcima pretvarača će zavistiti od strategije upravljanja, zahvaljujući rasporezanju koje se postiže postojanjem jednosmernog međukola pretvarača. Bez obzira na pomenuto rasporezanje, tok energije može biti ka jednosmernom međukolu ili ka elektroenergetskom sistemu, dakle pretvarač obezbeđuje dvosmeran tok energije.

Uproštena blok šema trofaznog punoupravljevog mostnog naponskog pretvarača sa dva nivoa prikazan je na slici 2.1. Kao poluprovodnički elementi najčešće se upotrebljavaju bipolarni tranzistori sa izolovanim kontrolnim signalom (gejtom) (eng. *Insulated gate bipolar transistor - IGBT*). Pretvarač se sastoji od tri identične grane, po jedna za svaku fazu elektroenergetskog sistema, u kojima su smeštene po dva poluprovodnička elementa. Uz svaki poluprovodnički element, paralelno sa njim, vezana je dioda, čija je polarizacija inverzna polarizaciji prekidačkog elementa. Svakako, poluprovodničke komponente, uključujući i diode, nisu idealne. Ove pojave i ograničenja mogu biti modelovana uvažavajući vrednosti veličina dodatnih elemenata prikazanih na slici 2.1.



Slika 2.1 Uproštena reprezentacija trofaznog naponskog pretvarača sa dva nivoa

Iako postoji veoma istaknuta zavisnost od mesta primene, u osnovi postoje tri karakteristična tipa sistema sa naponskim pretvaračem [107]:

- Sistemi sa naponskim pretvaračem čiju učestanost određuje elektroenergetski sistem (*eng. Grid-Imposed Frequency VSC system*),
- Sistemi sa naponskim pretvaračem čija se učestanost reguliše (*eng. Controlled-Frequency VSC system*), i
- Sistemi sa naponskim pretvaračem i promenljivom učestanošću (*eng. Variable-Frequency VSC system*).

Vredi napomenuti da, na osnovu pomenute klasifikacije, sistemi sa naponskim pretvaračima mogu podrazumevati i kombinaciju pomenutih tipova. Pretvarač povezan na elektroenergetski sistem, ukoliko se zanemari ostrvski režim rada, predstavlja prvi tip sistema sa naponskim pretvaračem. Kod ovih sistem, učestanost je diktirana uslovima u elektroenergetskom sistemu i promene ove učestanosti su u izuzetno uskom ospegu vrednosti. Za drugi tip sistema učestanost je definisana, promenjiva i najčešće regulisana od strane nadzornog sistema. Od upravljačke strukture pretvarača se najčešće očekuje da može regulisati učestanost prema zahtevima operatera sistema. Najistaknutiji primer sistema sa naponskim pretvaračem čija se učestanost reguliše jesu “pametne mreže” i “mikro mreže”, kao i samostalni sistemi, uključujući i sisteme sa jednosmernim razvodom visokog napona. Kod poslednjeg tipa sistema učestanost nije regulisana, dok njena vrednost u svakom trenutku zavisi od radne tačke sistema. Predstavnici ovakvog sistema su zapravo elektromotorni pogoni sa pretvaračem energetske elektronike.

2.1. Matematički model pretvarača energetske elektronike

Rad svake pojedinačne grane višefaznog pretvarača energetske elektronike je zasnovan na principu naizmeničnog uključenja pripadajućih upravljivih poluprovodničkih elemenata (prekidača). Jedna, idealizovana grana pretvarača energetske elektronike prikazana je na slici 2.2, gde je sa S_x označen prvi prekidač (gornji) u nizu, dok komplementaran prekidač nosi oznaku S_x^c . Diode, koje su paralelno vezane na prekidače, nose oznake D_1 i D_4 respektivno. Kako bi se omogućio jednostavan prelaz sa modela grane pretvarača na model trofaznog pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem, pretpostavlja se da je između relevantnih krajeva pretvarača povezano Teveninovo ekvivalentno kolo.

Ukoliko se pretpostavi upravljanje pretvaračem koristeći jednu od mnogobrojnih PWM tehnika, prekidačka funkcija ima jednostavan oblik:

$$s_x(t) = \begin{cases} 1, & \text{kada prekidač vodi} \\ 0, & \text{kada prekidač ne vodi} \end{cases} \quad (2.1)$$

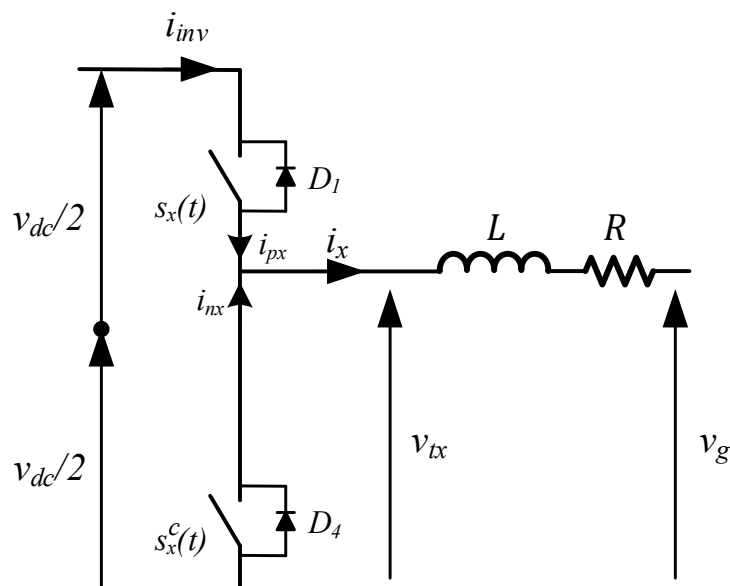
Neohodno je napomenuti da PWM tehnika uvek definiše prekidačke funkcije tako da važi pravilo komplementarnosti:

$$s_x(t) \wedge s_x^c(t) = 0, \quad s_x(t), s_x^c(t) \in \{0, 1\}, \quad (2.2)$$

dok za idealne pretvarače važi i:

$$s_x(t) + s_x^c(t) \equiv 1. \quad (2.3)$$

Svakako, jedinična vrednost prekidačke funkcije je potreban, ali ne i dovoljan uslov kako bi se prekidač našao u provodnom stanju. Tek kada je smer struje koja će se uspostaviti u potpunoj saglasnosti sa karakteristikama prekidača može doći do njegovog uključenja.



Slika 2.2 Idealizovana grana trofaznog pretvarača energetske elektronike

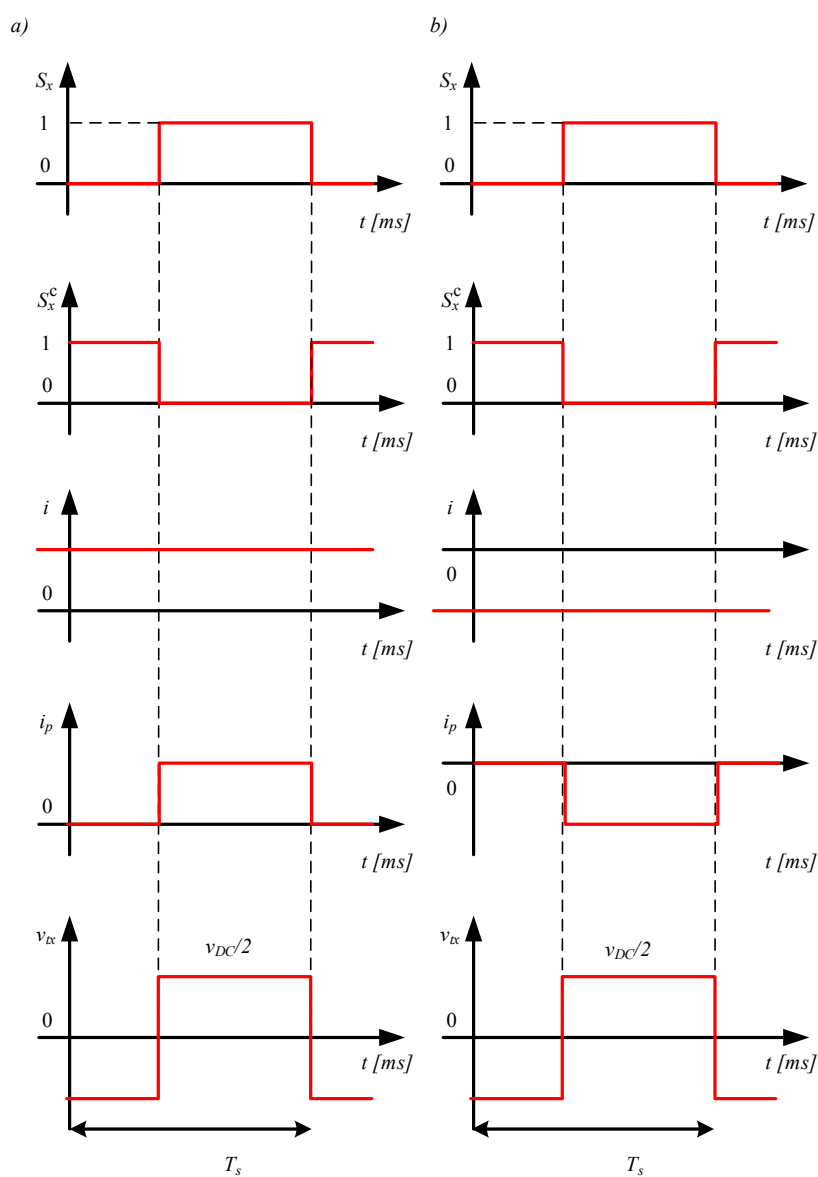
Kako bi se izveo matematički model idealizovane grane pretvarača energetske elektronike koji je moguće primeniti u računarskim simulacijama, neophodno je pretpostaviti sledeće:

- Svi poluprovodnički elementi u provodnom stanju su ekvivalentni kratkom spoju električnog kola,
- Svi poluprovodnički elementi u neprovodnom stanju su ekvivalentni prekidu električnog kola,
- Ne postoji efekat proticanja struje prilikom isključenja tranzistora (*eng. Turn-off tailing current*),
- Ne postoji inverzna struja oporavka prilikom isključenja diode (*eng. Turn-off reverse recovery current*),
- Svaki prelazak između provodnog i neprovodnog stanja se dešava trenutno, i
- Struja na naizmeničnoj strani grane u toku PWM perioda je jednosmerna veličina bez talasnosti.

2.1.1. Prekidački model idealne grane pretvarača

Rad pretvarača se razlikuje za pozitivne i negativne vrednosti struje na naizmeničnoj strani, te ih je stoga moguće nezavisno analizirati [107]. Kada struja na naizmeničnoj strani ima pozitivnu vrednost i ukoliko pretpostavimo da je vrednost prekidačke funkcije

$s_x(t) = 0$, prekidač S_x je ekvivalentan prekidu električnog kola. Takođe, usled ograničenja smera struje, ne postoji mogućnost da se struja uspostavi kroz diodu D_1 ili komplementaran prekidač S_x^c , bez obzira što je vrednost $s_x^c(t) = 1$. Dakle, struja će se uspostaviti kroz diodu D_4 , pa će vrednost napona u tački priključenja biti upravo jednaka polovini negativne vrednosti napona jednosmernog međukola. Kada važi da je vrednost prekidačke funkcije $s_x(t) = 1$, uvažavajući prethodno opisane činjenice, lako se može zaključiti da će tada samo prekidač S_x biti u provodnom stanju, dok će napon biti jednak polovini vrednosti napona jednosmernog međukola. Kao što je moguće uočiti komplementaran prekidač S_x^c i dioda D_1 ne učestvuju u radu pretvarača kada je struja na naizmeničnoj strani pretvarača pozitivna. Sledeći direktno iz prethodne diskusije, te izraza (2.1), (2.2) i (2.3), za slučaj kada je struja negativna prekidač S_x i dioda D_4 neće učestvovati u radu pretvarača, uz negativnu vrednost napona kada je prekidač S_x^c u provodnom stanju. Izgled talasnih oblika prekidačkih funkcija, struja i napona za pozitivne i negativne vrednosti struje su prikazani na slici 2.3.



Slika 2.3 Vrednosti struja prekidačkih elemenata i napona na mestu priključenja s obzirom na prekidačku funkciju – (a) za pozitivnu struju i (b) za negativnu struju na naizmeničnoj strani pretvarača

Odnos vremena tokom kojeg je jedinična vrednost prekidačke funkcije i prekidačkog (PWM) perioda se naziva faktor ispunje i definisan je na sledeći način:

$$d_x = \frac{t_{|s_x=1}}{T_s}, \quad (2.4)$$

gde su:

- d_x - vrednost faktora ispunje,
- $t_{|s_x=1}$ - vreme za koje je prekidačka funkcija $s_x(t)$ jedinična,
- $T_s = 1/f_s$ - prekidački (PWM) period, i
- f_s - prekidačka učestanost.

Uz pripadajuća i usvojena zanemarenja, vrednost faktora ispunje odgovara onom periodu vremena za koji važi da je napon u tački priključenja pozitivan i jednak polovini napona jednosmernog međukola.

Kako bi se mogla izvršiti sveobuhvatna analiza, neophodno je razviti model jedne grane pretvarača posmatrano iz tačke priključenja pretvarača na elektroenergetski sistem. Prema prethodno opisanom principu rada idealizovane grane pretvarača lako se može pokazati da uvek važe sledeći izrazi:

$$\begin{aligned} i_p &= i_{S_x} - i_{D_1} \\ i_n &= -i_{S_x^c} + i_{D_4} \end{aligned} \quad (2.5)$$

gde su:

- i_p - vrednost struje u pozitivnoj poluperiodi,
- i_n - vrednost struje u negativnoj poluperiodi,
- i_{S_x} - vrednost struje kroz prekidačku komponentu S_x , i
- i_D - vrednost struje kroz odgovarajuću diodu.

Sa druge strane, vrednost napona u tački priključenja (V_t) nezavisna je od vrednosti struje i jednostrano je određena vrednošću prekidačkih funkcija. Naime, vrednost napona u tački priključenja će imati vrednosti određene izrazom (2.6).

$$V_t = \begin{cases} \frac{V_{DC}}{2}, & \text{kada je } s_x(t) = 1 \\ -\frac{V_{DC}}{2}, & \text{kada je } s_x^c(t) = 1 \end{cases} \quad (2.6)$$

Vrednost struje u tački priključenja je uvek jednaka ili vrednosti struje u pozitivnoj poluperiod ili vrednosti struje u negativnoj poluperiodi. Dakle, prekidački model idealne grane pretvarača se može predstaviti na sledeći način:

$$s_x(t) + s_x^c(t) \equiv 1, \quad (2.7)$$

$$V_t(t) = \frac{V_{DC}}{2} \cdot s_x(t) - \frac{V_{DC}}{2} \cdot s_x^c(t), \quad (2.8)$$

$$i_p(t) = i \cdot s_x(t), \quad (2.9)$$

$$i_n(t) = i \cdot s_x^c(t). \quad (2.10)$$

Snaga idealne grane pretvarača u tački priključenja, jednaka je snazi pretevarača u jednosmernom međukolu i moguće ju je izračunati koristeći prekidački matematički model pretvarača dat izrazima (2.7)-(2.10):

$$P_t(t) = P_{DC}(t) = V_t(t) \cdot i(t) = \frac{V_{DC}}{2} \cdot (s_x(t) - s_x^c(t)) \cdot i. \quad (2.11)$$

2.1.2. Usrednjeni model idealne grane pretvarača

Iako je prekidački model pretvarača dovoljno precizno (preciznost je moguće povećati koristeći bolji matematički opis pojedinih elemenata) opisuje dinamičke promene, te vrednosti struja i napona u ustaljenom stanju, nije jednostavno izvesti zavisnost između upravljačke veličine PWM tehnike i talasnog oblika napona (struja) u tački priključenja. Naime, prekidački model uvažava sve dinamičke karakteristike idealnih prekidača, pa time i komponente napona visoke učestanosti, koje se javljaju kao posledica učestanosti prekidanja, a čije poznavanje nije neophodno posebno sa stanovišta oblasti primene pretvarača.

Upravo iz tog razloga je neophodno razviti usrednjeni model pretvarača, što će omogućiti da se na jednostavan način opišu dinamičke karakteristike pretvarača s obzirom na upravljački signal PWM tehnike. Sa slike 2.2, uz uvažavanje Teveninovog ekvivalenta, se lako može uočiti da na naizmeničnoj strani jedne grane pretvarača važi:

$$L \cdot \frac{d}{dt} i(t) + R \cdot i(t) = V_t(t) - V_g(t). \quad (2.12)$$

Kako je napon pretvarača u tački priključenja poznat i periodičan, čija je perioda istovremeno i perioda prekidanja PWM tehnike (T_s), koristeći se Furijeovom transformacijom i dobro poznatim izrazima [108], moguće ga je zapisati na sledeći način:

$$V_t(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_t(\tau) d\tau + \sum_{h=1}^{h=+\infty} [a_h \cos(h\omega_s t) + b_h \sin(h\omega_s t)], \quad (2.13)$$

gde su:

h - redni broj harmonika,

$\omega_s = 2\pi / T_s$ - ugaona učestanost,

dok je koeficijente Furijeovog reda moguće dobiti kao:

$$a_h = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} V_t(\tau) \cos(h\omega_s \tau) d\tau, \quad (2.14)$$

$$b_h = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} V_t(\tau) \sin(h\omega_s \tau) d\tau. \quad (2.15)$$

Smenom izraza (2.13) u izraz (2.12) moguće je izvesti linearnu jednačinu:

$$L \cdot \frac{d}{dt} i(t) + R \cdot i(t) = \left(\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_t(\tau) d\tau - V_g(t) \right) + \sum_{h=1}^{h=+\infty} [a_h \cos(h\omega_s t) + b_h \sin(h\omega_s t)]. \quad (2.16)$$

Ukoliko primenimo princip superpozicije na jednačinu (2.16) možemo nezavisno posmatrati komponente na različitim učestanostima i to [109]:

$$L \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}(t) + R \cdot \bar{i}(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_t(\tau) d\tau - V_g(t), \quad (2.17)$$

$$L \cdot \frac{d}{dt} \tilde{i}(t) + R \cdot \tilde{i}(t) = \sum_{h=1}^{h=+\infty} [a_h \cos(h\omega_s t) + b_h \sin(h\omega_s t)], \quad (2.18)$$

$$i(t) = \bar{i}(t) + \tilde{i}(t), \quad (2.19)$$

gde komponente $\bar{i}(t)$ i $\tilde{i}(t)$ označavaju odzive izraza (2.16) za komponente niske učestanosti i komponente visoke učestanosti respektivno. Ukoliko je vremenska konstanta električnog kola (L/R) značajno veća od prekidačkog perioda (T_s), komponente na visokoj učestanosti mogu biti zanemarene (talasnost struje je minimalna). Tada važi da je $i(t) \approx \bar{i}(t)$, pa je dinamički odziv pretvarača moguće u potpunosti opisati izrazom (2.17).

Ukoliko, na uobičajen način [110], [111], definišemo srednju vrednost (operator usrednjavanja) signala, izraz (2.17) sledi direktno iz izraza (2.12) primenom datog operatora. Primenom istog operatora, uz potpuno iste uslove, lako je moguće zaključiti da će srednja vrednost prekidačkih funkcija biti:

$$\overline{s_x} = d, \quad (2.20)$$

$$\overline{s_x^c} = 1 - d. \quad (2.21)$$

Vrednosti struja i napona u tački priključenja tokom jednog PWM perioda se mogu smatrati konstantnim i jednakim sopstvenim srednjim vrednostima, dok se primenom operatora usrednjavanja na matematički model opisan izrazima (2.7)-(2.10), uz uvažavanje izraza (2.20) i (2.26), dobije sledeći matematički model:

$$\overline{V_t} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot (2d - 1), \quad (2.22)$$

$$\overline{i_p} = i \cdot d, \quad (2.23)$$

$$\overline{i_n} = i \cdot (1 - d), \quad (2.24)$$

$$\overline{P_t} = \overline{P_{DC}} = \overline{V_t} \cdot i = \frac{V_{DC}}{2} \cdot (2d - 1) \cdot i. \quad (2.25)$$

Vrednost faktora ispunje u predmetnim jednačinama može uzeti bilo koju vrednost između 0 i 1. Ukoliko sa m označimo indeks amplitudne modulacije PWM tehnike, tada važi da je:

$$m = 2d - 1. \quad (2.26)$$

Indeks amplitudne modulacije ima konstantne vrednosti tokom jednog PWM perioda, te je moguće usrednjeni model jedne grane pretvarača prikazati kao:

$$\bar{V}_t = m \cdot \frac{V_{DC}}{2}, \quad (2.27)$$

$$\bar{i}_p = \left(\frac{1+m}{2} \right) \cdot i, \quad (2.28)$$

$$\bar{i}_n = \left(\frac{1-m}{2} \right) \cdot i, \quad (2.29)$$

$$\bar{P}_t = \bar{P}_{DC} = m \cdot \frac{V_{DC}}{2} \cdot i. \quad (2.30)$$

Vrednost indeksa amplitudne modulacije se menja od -1 do 1 kada se vrednost faktora ispunje menja od 0 do 1. Prednost upotrebe indeksa amplitudne modulacije u usrednjenom modelu pretvarača očigledna je s obzirom na izraz (2.27), gde postaje intuitivno jasno da nulta vrednost indeksa amplitudne modulacije odgovara nultoj vrednosti usrednjenog napona u tački priključenja pretvarača.

2.1.3. Usrednjeni matematički model idealnog trofaznog pretvarača energetske elektronike povezanog na elektroenergetski sistem

Za idealni trofazni pretvarač energetske elektronike prikazan na slici 2.1, lako se može pokazati da u tački priključenja važi sledeći matematički model idealne grane pretvarača [20]:

$$\bar{V}_{ta}(t) = m_a(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}, \quad (2.31)$$

$$\bar{V}_{tb}(t) = m_b(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}, \quad (2.32)$$

$$\bar{V}_{tc}(t) = m_c(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}, \quad (2.33)$$

gde $m(t)$ predstavlja vrednost indeksa amplitudne modulacije koji odgovara pripadajućoj grani pretvarača (a , b , c). Kada imamo uravnotežen upravljački signal, tada važi da su vrednosti indeksa amplitudne modulacije sledeće:

$$m_a(t) = M(t) \cdot \cos[\alpha(t)], \quad (2.34)$$

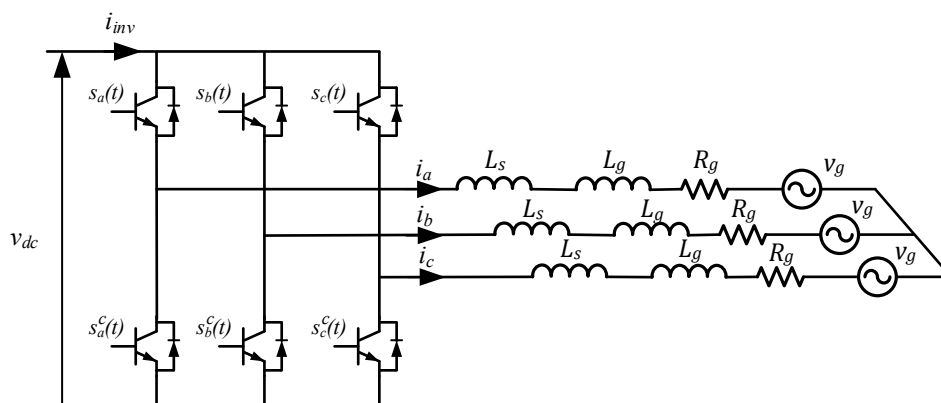
$$m_b(t) = M(t) \cdot \cos\left[\alpha(t) - \frac{2\pi}{3}\right], \quad (2.35)$$

$$m_c(t) = M(t) \cdot \cos\left[\alpha(t) - \frac{4\pi}{3}\right], \quad (2.36)$$

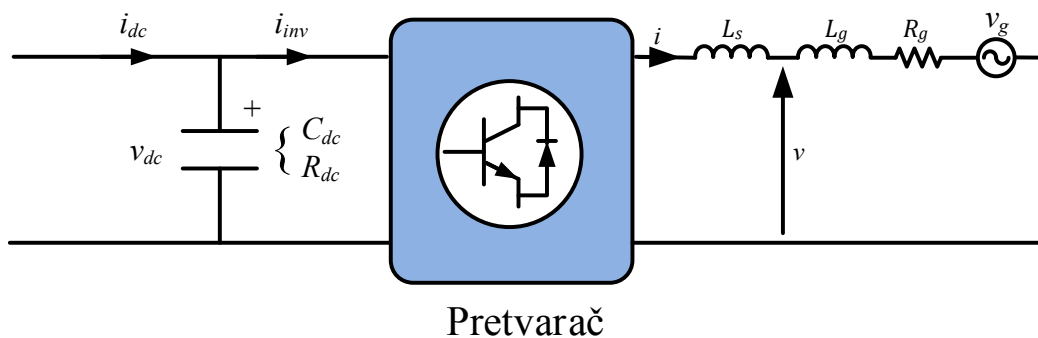
što će za posledicu imati sledeću vrednost snage pretvarača:

$$\bar{P}_t = \bar{P}_{DC} = V_{DC} \cdot i_{DC} = V_{ta} \cdot i_a + V_{tb} \cdot i_b + V_{tc} \cdot i_c. \quad (2.37)$$

Na slici 2.4 prikazana je uproštena reprezentacija trofaznog naponskog pretvarača bez filtera na izlazu, povezanog na elektroenergetski sistem. Elementi L_s , L_g , R_g i V_g predstavljaju sprežnu induktivnost, ekvivalentnu induktivnost elektroenergetskog sistema, ekvivalentnu otpornost elektroenergetskog sistema i napon elektroenergetskog sistema u tački priključenja. Veoma je jednostavno uočiti da je prikazana struktura nastala prostim priključenjem pretvarača energetske elektronike sa slike 2.1 u paralelan rad sa elektroenergetskim sistemom. Ukoliko su elementi elektroenergetskog sistema uravnoteženi, a naponi u tački priključenja simetrični, te ukoliko je upravljački signal pretvarača uravnotežen (dat izrazima (2.34)-(2.36)), moguće je dati jedinstvenu pofaznu reprezentaciju prikazanu na slici 2.5.



Slika 2.4 Uproštena reprezentacija trofaznog naponskog pretvarača bez filtera na izlazu povezanog na elektroenergetski sistem



Slika 2.5 Ekvivalentna pofazna šema trofaznog pretvarača

Kada se posmatra ekvivalentna (pofazna) šema pretvarača moguće je definisati prekidački vektor $\bar{s}(t)$ kao kombinaciju prekidačkih funkcija pojedinačnih grana pretvarača i to:

$$\bar{s}(t) = \frac{2}{3} (s_a(t) + \alpha \cdot s_b(t) + \alpha^2 \cdot s_c(t)). \quad (2.38)$$

Sada će vektor napona na naizmjeničnoj strani pretvarača ima sledeću vrednost:

$$\bar{v}(t) = \bar{s}(t) \cdot v_{DC}(t). \quad (2.39)$$

Takođe, u saglasnosti sa modelom jedne grane pretvarača, a s obzirom da je pretvarač povezan na elektroenergetski sistem vektor struja je moguće izraziti kao [20]:

$$\frac{d\bar{i}(t)}{dt} = \frac{1}{L} \left(-R\bar{i}(t) - \bar{v}_g(t) + \bar{s}(t) \cdot v_{DC}(t) \right). \quad (2.40)$$

Kako bi se uprostio prikazani matematički model pretvarača energetske elektronike, pre svega radi lakše implementacije računarskih simulacija, ali i jednostavnije strategije upravljanja, neophodno je na adekvatan (i svakako jednostavan) način izvršiti transformaciju osnovnog modela. Svakako, neophodno je matrice transformacije birati tako da se matematički model pojednostavi, a da pri tome ne postoji gubitak informacija o ponašanju sistema. Upotrebom matričnih transformacija, osim sniženja reda sistema matematičkog modela, moguće je i pojednostavljenje pojedinačnih elemenata (kao što je matrica induktivnosti), koji u originalnom domenu imaju međusobne vremenske zavisnosti. Izuzev toga, na ovaj način je moguće pojednostaviti i osnovne upravljačke tehnike pretvarača, budući da u originalnom domenu veličine koje se kontrolišu imaju promenjivu prirodu, što u drugim domenima ne mora da bude slučaj.

Uopšte uzevši, sve matrične transformacije je moguće podeliti na dve vrste i to [112], [113]:

- Transformacije raspredanja, i
- Transformacije kretanja (obrtnja).

Za svaki od ovih tipova transformacija može da se definiše kompleksna ili realna transformacija. Međutim, iako ima značajne prednosti prilikom analize rada sistema, kompleksna transformacija je izuzetno nepraktična za računarske simulacije.

Realna matrica transformacije raspredanja za uravnotežen trofazni sistem sa simetričnim veličinama, poznata i pod nazivom Klarkina¹ transformacija, definisana je sledećom matricom transformacije:

$$C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$

Koristeći se činjenicom da su za jednoznačnu reprezentaciju svih tačaka u jednoj ravni neophodne dve koordinate u pravougaonom koordinatnom sistemu, ova transformacija omogućava predstavu trofaznog sistema koristeći dve međusobno upravne ose (faze). Često se ovaj referentni koordinatni sistem naziva i $\alpha\beta$ koordinatni sistem, gde važi da je proizvoljna veličina f jednaka:

$$\underline{f}^C = \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \equiv f_\alpha + j \cdot f_\beta, \quad (2.42)$$

¹ Edith Clarke (1883.-1959.)

dok se za prelazak u novi referentni sistem koristi izraz:

$$\underline{f}^c = C \cdot \underline{f}. \quad (2.43)$$

Kada se prethodno definisana matrica transformacije primeni na matematički model dat izrazima (2.31)-(2.40) u stacionarnom referentnom koordinatnom sistemu trofazni pretvarač se može modelovati kao [20]:

$$V_{t\alpha}(t) = m_\alpha(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}, \quad (2.44)$$

$$V_{t\beta}(t) = m_\beta(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}, \quad (2.45)$$

$$P_t = P_{DC} = \frac{3}{2} (V_{t\alpha} \cdot i_\alpha + V_{t\beta} \cdot i_\beta), \quad (2.46)$$

$$s_\alpha(t) = \frac{2}{3} \left(s_a(t) - \frac{1}{2} \cdot s_b(t) - \frac{1}{2} \cdot s_c(t) \right), \quad (2.47)$$

$$s_\beta(t) = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot s_b(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot s_c(t) \right), \quad (2.48)$$

$$\frac{di_\alpha(t)}{dt} = \frac{1}{L} (-Ri_\alpha(t) - v_\alpha(t) + s_\alpha(t) \cdot v_{DC}(t)), \quad (2.49)$$

$$\frac{di_\beta(t)}{dt} = \frac{1}{L} (-Ri_\beta(t) - v_\beta(t) + s_\beta(t) \cdot v_{DC}(t)). \quad (2.50)$$

Iako je red sistema niži nakon primene realne matrice transformacije raspredanja, veličine u stacionarnom koordinatnom sistemu (za simetrične prostoperiodične veličine u originalnom domenu) su i dalje prostoperiodične. Dakle, upravljanje pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem u stacionarnom koordinatnom sistemu nije jednostavan zadatak. Kako bi se, u ustaljenom stanju, izbegla zavisnost kontrolisanih veličina od vremena upotrebljava se realna transformacija kretanja, poznata i kao Parkova transformacija², čija matrica transformacije glasi:

$$D = \begin{bmatrix} \cos \theta_g & \sin \theta_g \\ -\sin \theta_g & \cos \theta_g \end{bmatrix}. \quad (2.51)$$

Upotrebom realne matrice transformacije kretanja, veličine se iz originalnog (ili stacionarnog) referentnog koordinatnog sistema svode u referentni sistem koji se rotira, najčešće sinhronom brzinom (adekvatnim izborom parametra θ_g). Iz tog razloga, često se uz ovaj referentni koordinatni sistem veže i pridev sinhrono rotirajući. Koristeći se identičnim postupkom, opisanim izrazom (2.43), uz uvažavanje nove matrice transformacije model trofaznog pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem ima sledeći oblik [20]:

$$V_{td}(t) = m_d(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}, \quad (2.52)$$

² Robert H. Park (1902.-1994.)

$$V_{tq}(t) = m_q(t) \cdot \frac{V_{DC}}{2}, \quad (2.53)$$

$$P_t = P_{DC} = \frac{3}{2} (V_{td} \cdot i_d + V_{tq} \cdot i_q), \quad (2.54)$$

$$s_d(t) = (s_\alpha(t) \cdot \cos \theta_g + s_\beta(t) \cdot \sin \theta_g), \quad (2.55)$$

$$s_q(t) = (-s_\alpha(t) \cdot \sin \theta_g + s_\beta(t) \cdot \cos \theta_g), \quad (2.56)$$

$$\frac{di_d(t)}{dt} - \omega i_q(t) = \frac{1}{L} (-Ri_d(t) - v_d(t) + s_d(t) \cdot v_{DC}(t)), \quad (2.57)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} + \omega i_d(t) = \frac{1}{L} (-Ri_q(t) - v_q(t) + s_q(t) \cdot v_{DC}(t)). \quad (2.58)$$

Neophodno je primetiti da se u sinhrono rotirajućem (dq) koordinatnom sistemu, struje po pojedinačnim osama međusobno spregnute.

2.2. Matematički model elektroenergetskog sistema

Elektroenergetski sistem jeste sistem koji se sastoji od svih elemenata koji učestvuju u proizvodnji, prenosu, distribuciji i potrošnji električne energije, a čiji je osnovni zadatak pouzdana isporuka električne energije zadovoljavajući sve kriterijume kvaliteta. Stacionarni radni režim elektroenergetskog sistema je najčešće prostoperiodičan, ili ga je moguće smatrati prostoperiodičnim (u slučaju poremećaja). Dakle, osnovna pretpostavka prilikom modelovanja elektroenergetskog sistema jeste da su sve mreže unutar elektroenergetskog sistema zapravo linearna električna kola, kod kojih pasivni elementi ne zavise od režima [114].

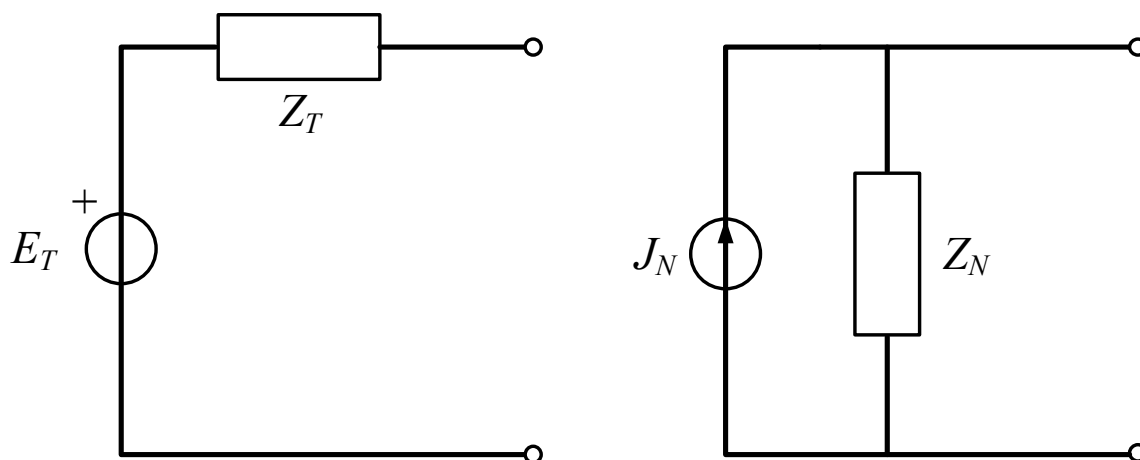
Svakako, sveobuhvatan model (koji bi uključivao sve elemente sistema i njihove međusobne odnose) elektroenergetskog sistema je izuzetno složen, te je sa praktičnog stanovišta neupotrebljiv za istraživanje radnih režima pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem. Upravo iz tog razloga, neophodno je pronaći ekvivalent elektroenergetskog sistema u tački priključenja pretvarača. Kako režim rada samog elektroenergetskog sistema (svakog njegovog dela) nije od neposrednog interesa, njegov ekvivalent će omogućiti jednostavno izračunavanje različitih režima rada za deo sistema gde je povezan pretvarač energetske elektronike. Osnovu za pojednostavljenje elektroenergetskog sistema čini Tevenin³/Nortonova⁴ teorema, koja se može primeniti na linearan deo kola između proizvoljno izabranih tačaka (čvorova) elektroenergetskog sistema. Izabrane tačke se nazivaju graničnim čvorovima, i izuzev tih tačaka ne postoje veze između ostatka kola i dela elektroenergetskog sistema koji se ekvivalentira [114]. U tom slučaju, deo elektroenergetskog sistema (između graničnih čvorova) se može ekvivalentirati jednim od dva dualna ekvivalenta (dve forme):

- Teveninov naponski ekvivalent, i
- Nortonov strujni ekvivalent.

³ Léon Charles Thévenin (1857.-1926.)

⁴ Edward Lawry Norton (1898.-1983.)

Na slici 2.6 je moguće uočiti grafičku reprezentaciju dva moguća ekvivalenta elektonergetskog sistema. Naponski ekvivalent je zapravo izvor (naponski generator) koji se sastoji od idealnog naponskog izvora (V_T) i redno vezane Teveninove impedanse (Z_T), dok se strujni ekvivalent sastoji od idealnog strujnog izvora (J_N) i paralelno vezane Nortonove impedanse (Z_N).



Slika 2.6 Teveninov i Nortonov ekvivalent elektonergetskog sistema u tački priključenja pretvarača energetske elektronike

Ova dva ekvivalenta je moguće jednostavno transformisati iz jednog oblika u drugi koristeći se poznatom vezom:

$$J_N = \frac{V_T}{Z_T}, \quad (2.59)$$

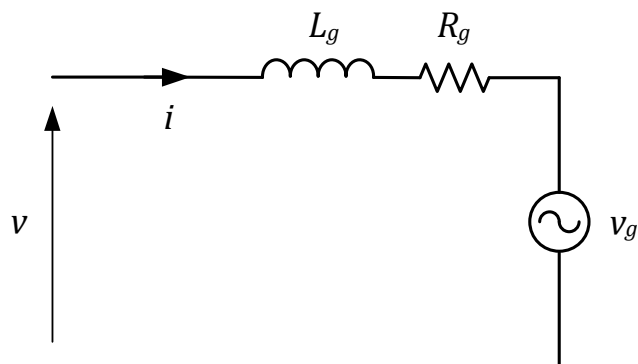
$$Z_T = Z_N. \quad (2.60)$$

Osnovna pretpostavka Tevenin/Nortonove teoreme jeste da kada se ekvivalent prikazan na slici 2.6, poveže između graničnih čvorova i ostatka sistema, deo sistema koji je zadržan u originalu neće promeniti radni režim. Takođe, pod pretpostavkom linearnosti, ekvivalent kola se može koristiti i pri ma kako izmenjenom režimu rada dela sistema koji je zadržan u originalu [114]. Međutim, ne sme se zanemariti činjenica da gubici (disipacija snage) ekvivalentnog kola prema Tevenin/Nortonovoj teoremi nisu neophodno identični gubicima stvarnog sistema, bez obzira na linearnost kola pre ekvivalentiranja.

Kako bi se odredili parametri ekvivalenta (dati izrazima (2.59) i (2.60)), neophodno je izvršiti razdvajanje sistema u graničnim čvorovima, a zatim odrediti relevantne veličine u delu kola koji se ekvivalentira. Napon praznog hoda u graničnim čvorovima, za deo sistema čiji se ekvivalent utvrđuje, predstavlja vrednost napona idealnog naponskog izvora za Teveninov ekvivalent. Teveninova impedansa se određuje kao ekvivalentna impedansa pasivnog kola, kod koga su idealni naponski izvori zamenjeni kratkim spojevima, a idealni strujni izvori su isključeni [114].

Dakle, kompletan elektonergetski sistem u tački priključenja pretvarača se može modelovati Teveninovim ekvivalentnim kolom datim na slici 2.7. Lako se može uočiti da važi sledeća zavisnost:

$$v_g = R_g \cdot i + L_g \cdot \frac{di}{dt} + v. \quad (2.61)$$



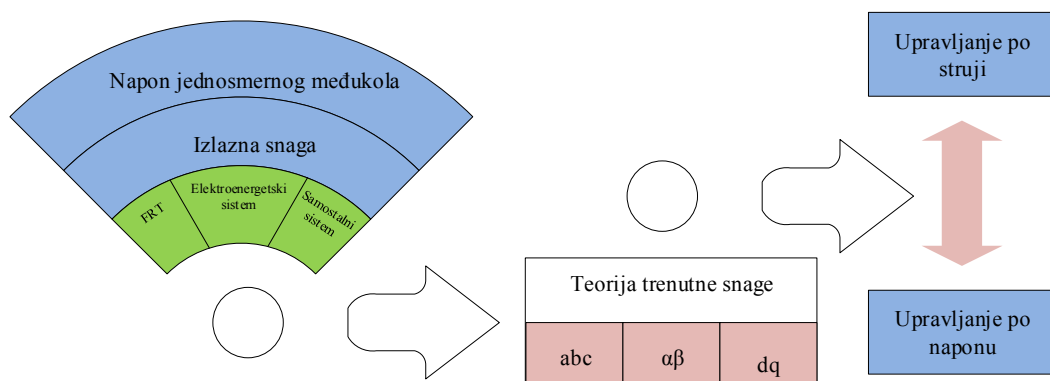
Slika 2.7 Reprezentacija elektroenergetskog sistema u tački priključenja pretvarača energetske elektronike

3. Princip rada pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem

Dominantan uticaj na rad pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem ima odabrana tehnika upravljanja pretvarača. Izbor tehnike upravljanja nije jednoznačno određen, a postoji niz različitih upravljačkih struktura, od kojih svaka za cilj ima popravak jednog od aspekata upravljanja. Međutim, u skoro svim poznatim tehnikama upravljanja postoje dva osnovna parametra upravljanja – kontrola napona jednosmernog međukola i kontrola snage injektovane u elektroenergetski sistem. S obzirom na oblast primene pretvarača svaki od pomenutih parametara je moguće dodatno proširiti setom upravljačkih promenljivih, čiji je cilj specifična optimizacija upravljanja s obzirom na uvedeni parametar. Osim toga, izbor strategije upravljanja izlaznom snagom pretvarača zavisi od uslova rada, tj. da li je pretvarač povezan na mrežu beskonačne snage, sopstvenu mrežu ili “mikro mrežu” (odnosno “pametnu mrežu”). Uz kontrolu snage, od pretvarača se može očekivati da pruži mogućnost naponske podrške elektroenergetskom sistemu tokom normalnog režima rada, kao i u toku poremećaja.

U skladu sa određenom oblašću primene i prema odabranoj strategiji upravljanja, prilikom implementacije moguća je dalja diferencijacija na naponski upravljane pretvarače i strujno regulisane naponski upravljane pretvarače, gde se prvi najčešće koriste kada je potrebno obezbediti naponsku podršku elektroenergetskom sistemu. Izuzev toga, kod rada na sopstvenoj i “mikro” mreži neophodno je obezbediti mehanizme primarne i sekundarne regulacije snage, što može biti poseban problem. Sama implementacija upravljačke strukture je moguća koristeći različite referentne koordinatne sisteme kao i neku od velikog broja modulacionih tehnika. Ukoliko se ne koristi direktno upravljanje po snazi (*eng. Direct Power Control - DPC*), može se postaviti pitanje pravilnog izbor kontrolera struje, koji će posedovati zadovoljavajuće dinamičke performanse.

Jednostavna podela osnovnih kontrolnih zadataka za pretvarač povezan na elektroenergetski sistem data je na slici 3.1. Svaki od ovih osnovnih zadataka neophodno je tretirati kroz osnovna načela teorije o trenutnoj snazi i moguće ga je dalje proširiti, a posebno sa osvrtom na veličinu čija je optimizacija zahtevana. Trenutačno, najdominantnija tehnika upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem podrazumeva upotrebu indirektnog upravljanja po snazi sa implementacijom u sinhrono rotirajućem referentnom koordinatnom sistemu.



Slika 3.1 Osnovni kontrolni zadaci za prevarač povezan na elektroenergetski sistem

3.1. Kontrola aktivne i reaktivne snage pretvarača

U trofaznom uravnoteženom sistemu ukupna snaga sistema, često se poistovećuje sa odgovarajućom snagom u jednofaznom sistemu, uz umnožak pripadajućeg koeficijenta. Uz očiglednu relaciju vezanu za prirodu aktivne snage, neophodno je istaći da reaktivna snaga ne opisuje uvek istu pojavu u trofaznim i jednofaznim sistemima prema [115], [116].

Simetrične komponente struje i napona u uravnoteženim trofaznim sistemima se mogu predstaviti kao:

$$\begin{aligned}v_a &= \sqrt{2}V \sin(\omega t + \theta) \\v_b &= \sqrt{2}V \sin\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right), \\v_c &= \sqrt{2}V \sin\left(\omega t + \theta - \frac{4\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{3.1}$$

$$\begin{aligned}i_a &= \sqrt{2}I \sin(\omega t + \psi) \\i_b &= \sqrt{2}I \sin\left(\omega t + \psi - \frac{2\pi}{3}\right). \\i_c &= \sqrt{2}I \sin\left(\omega t + \psi - \frac{4\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{3.2}$$

Svakako, kada se razmatra simetričan režim u uravnoteženom sistemu, podrazumeva se postojanje samo direktne komponente, iako potpuno isto razmatranje važi i za simetričan uravnotežen sistem sa inverznom komponentom. Ukupna vrednost snage koja se u bilo kom vremenskom trenutku razmenjuje između dva trofazna sistema (pretvarača i elektroenergetskog sistema u ovom slučaju) se može jednostavno opisati sledećim izrazom:

$$p(t) = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t).\tag{3.3}$$

U izrazu (3.3) ne figuriše napon neutralne tačke, niti struja kroz neutralni provodnik, a s obzirom na osnovno svojstvo uravnoteženih sistema sa simetričnim veličinama. Uz uvažavanje izraza (3.1) i (3.2) vrednost snage iznosi:

$$p(t) = V \cdot I \left[\begin{array}{l} \cos(\theta - \psi) - \cos(2\omega t + \theta + \psi) + \\ \cos(\theta - \psi) - \cos\left(2\omega t + \theta + \psi + \frac{2\pi}{3}\right) + \\ \cos(\theta - \psi) - \cos\left(2\omega t + \theta + \psi + \frac{4\pi}{3}\right) \end{array} \right] = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos(\theta - \psi) = 3 \cdot P.\tag{3.4}$$

Dakle, lako se može uočiti da je trenutna vrednost trofazne snage uvek konstantna u uravnoteženim sistemima sa simetričnim režimom rada i jednaka je trostrukoj vrednosti aktivne snage (u jednofaznim sistemima), te je izrazom (3.4) istovremeno definisana vrednost aktivne snage trofaznog sistema u kompleksnom domenu. Ukoliko, pod

pretpostavkom uravnoteženosti, želimo posmatrati moduo prividne snage u kompleksnom domenu, istu je moguće definisati na uobičajen način kao:

$$S = 3 \cdot V \cdot I. \quad (3.5)$$

Izuzev toga, a pošto je vremenski zavisan deo trenutne vrednosti snage jednak nuli, vrednost reaktivne snage je moguće pronaći iz definicije kompleksne snage i to:

$$\bar{S} = 3 \cdot \bar{V} \cdot \bar{I}^* = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos(\theta - \psi) + j3 \cdot V \cdot I \cdot \sin(\theta - \psi) = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos \varphi + j3 \cdot V \cdot I \cdot \sin \varphi, \quad (3.6)$$

$$Q = 3 \cdot V \cdot I \cdot \sin \varphi. \quad (3.7)$$

Izraz (3.7) predstavlja isključivo matematičku definiciju, i ne postoji adekvatno fizičko značenje termina reaktivne snage u trofaznim sistemima (za razliku od jednofaznih sistema gde to predstavlja oscilujući član trenutne vrednosti snage). Međutim, i kao takva, reaktivna energija pomaže da se objasne mnoge pojave u trofaznim sistemima (kao što je nastanak polja u mašini), te će biti ravnopravno korištena u nastavku. Dakle, iako sa tog aspekta, trofazni sistem nije uputno posmatrati kao prostu sumu tri jednofazna sistema, navedena zanemarenja umnogome olakšavaju analizu, te se smatraju adekvatnim za trofazne uravnotežene sisteme sa simetričnim režimom.

Najčešće, kontrola snage pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem podrazumeva strujno regulisan naponski upravljani inverter. Svakako, savremena kontrola je razvila i princip direktne kontrole snage, kao alternativu naponski upravljanim inverterima [20]. Razmatrajući izraze (3.3) do (3.7), očigledno je da će vrednost aktivne i reaktivne snage koju pretvarač predaje (ili preuzima) mreži beskonačne snage biti zavisna od amplitude struje i nametnutog faznog stava (u odnosu na fazni stav napona), s obzirom da diktat mreže beskonačne snage podrazumeva konstantan napon sa konstantnom učestanošću. Primenom Klarkine transformacione matrice na izraz za trenutnu vrednost snage u originalnom domenu lako se može pronaći izraz za vrednost snage u $\alpha\beta$ domenu kao:

$$P = \frac{3}{2}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta), \quad (3.8)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta). \quad (3.9)$$

Jasno je dakle da komponente struje koje su usaglašene sa pripadajućim komponentama napona odgovaraju aktivnoj snazi, dok one komponente struje koje su ortogonalne komponentama napona čine reaktivnu snagu. U stacionarnom koordinatnom sistemu, budući da su obe vrednosti napona i struje različite od nule, postoji jasna zavisnost između aktivne i reaktivne snage, te je izuzetno zahtevno postići potpuno raspregnuto upravljanje. Kako bi se olakšalo postizanje raspregnutog upravljanja po snazi (aktivnoj i reaktivnoj nezavisno), neophodno je upravljanje realizovati u sinhrono rotirajućem referentnom koordinatnom sistemu. Iz izraza (3.8) i (3.9) lako se mogu izvesti vrednosti snaga u dq domenu kao:

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q), \quad (3.10)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q). \quad (3.11)$$

Ukoliko se pretpostavi da je položaj vektorskog reprezentanta napona mreže određen na odgovarajući način, te da je (kao što je i uobičajeno) d -osa referentnog koordinatnog sistema poravnata sa vektorskim reprezentom napona u tački priključenja, tada je očigledno vrednost napona u q -osi jednaka nuli pa važi:

$$P = \frac{3}{2} v_d i_d, \quad (3.12)$$

$$Q = -\frac{3}{2} v_d i_q. \quad (3.13)$$

Sada je potpuno jasno da je postignuto raspregnuto upravljanje pretvaračem po snazi, te da vrednost struje u d -osi odgovara aktivnoj snazi, dok vrednost struje u q -osi odgovara vrednosti reaktivne snage.

Dakle, da bi upravljali snagom koju pretvarač injektuje u elektroenergetski sistem, neophodno je kontrolisati vrednost struje po odgovarajućoj osi uz generisanje željene vrednosti putem reference. Međutim, način generisanja željene referentne vrednosti može značajno da se razlikuje. Ukoliko pretpostavimo da je pretvarač upravljan naponski, tada postoje dva moguća načina regulacije snage i to su:

- Upravljanje snagom u otvorenoj sprezi, i
- Upravljanje snagom u zatvorenoj povratnoj sprezi.

Osim toga, kontrolu snage je moguće realizovati u stacionarnom i sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu (jako retko i u originalnom domenu). Kontrola snage u otvorenoj sprezi podrazumeva da se prema željenim (referentnim) vrednostima snage izračunaju referentne vrednosti struja u respektivnom domenu kao:

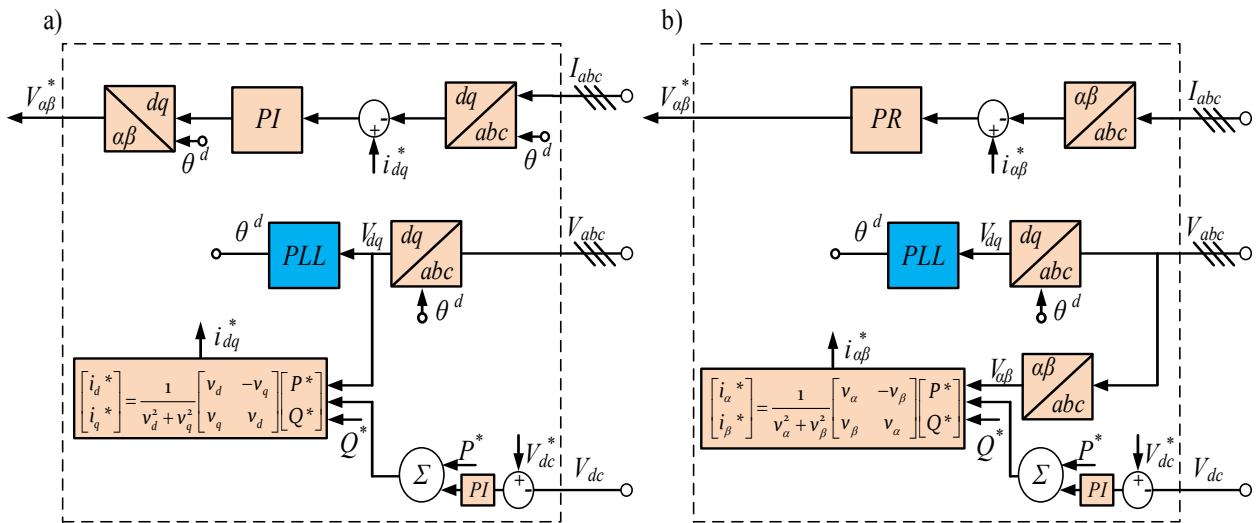
$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_d^2 + v_q^2} \begin{bmatrix} v_d & -v_q \\ v_q & v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

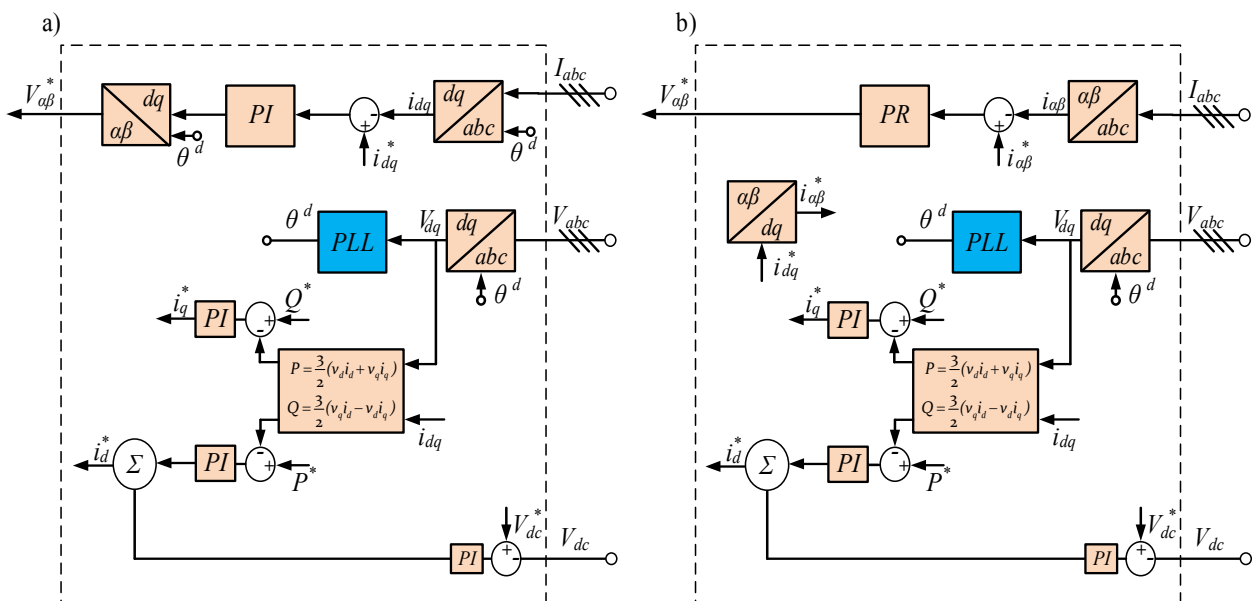
Tada struktura upravljanja pretvaračem prema mreži izgleda kao što je prikazano na slici 3.2. Kao što se može uočiti, princip upravljanja je potpuno isti, jedina razlika se odnosi na upravljačku strukturu struje, s obzirom da u stacionarnom koordinatnom sistemu za struju nije moguće koristiti PI regulatore. Takođe, potrebno je uočiti da kontrola napona jednosmernog međukola modifikuje referencu aktivne snage (ili direktno struje po d -osi), što će biti naknadno objašnjeno.

Ukoliko umesto kontrole u otvorenoj sprezi postoji potreba za upravljanjem po aktivnoj, odnosno reaktivnoj snazi pretvarača, tada se referenca struje za respektivnu osu ne proračunava zasebno. Izlaz iz regulatora aktivne i reaktivne snage, kao upravljački signal, predstavlja zapravo referentnu vrednost struje po d - i q -osi respektivno, kao što je moguće videti na slici 3.3. Neophodno je napomenuti da se u ovom slučaju regulatori

struje mogu razlikovati prema referentnom koordinatnom sistemu ($\alpha\beta$ ili dq) u kome su implementirani, dok regulatori snage zbog svog karaktera u oba slučaja mogu biti PI tipa.



Slika 3.2 Upravljanje snagom pretvarača u otvorenoj povratnoj sprezi u (a) dq domenu i (b) u $\alpha\beta$ domenu



Slika 3.3 Upravljanje snagom pretvarača u zatvorenoj povratnoj sprezi u (a) dq domenu i (b) u $\alpha\beta$ domenu

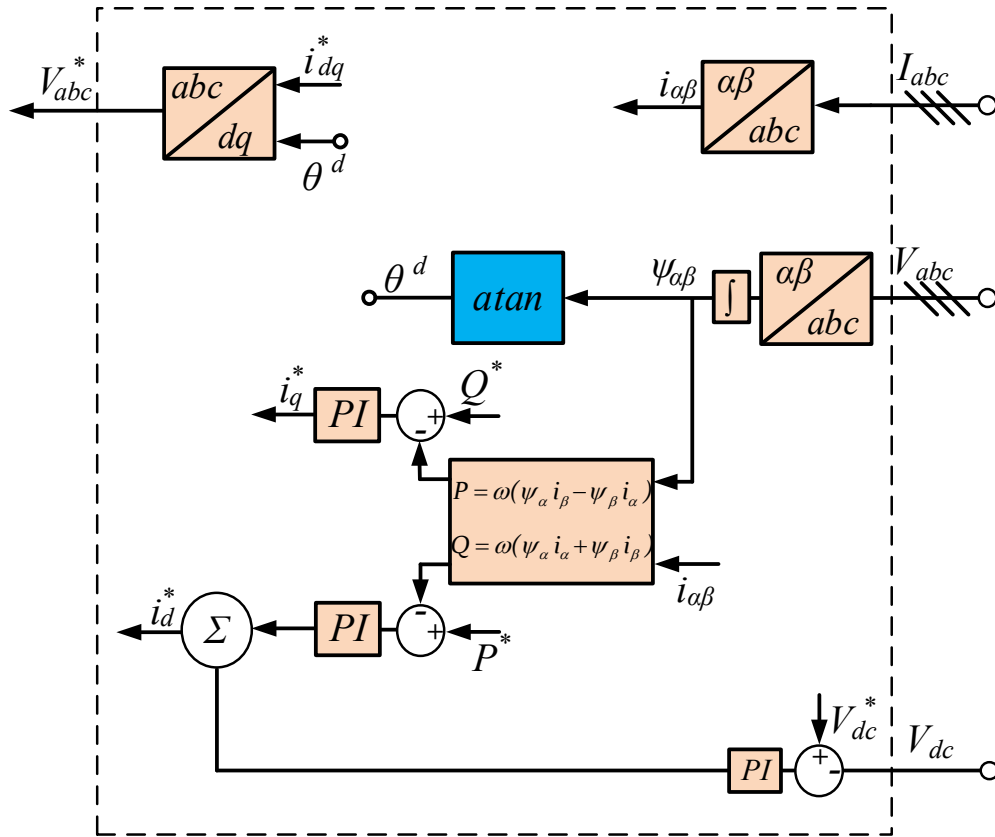
Ukoliko se želi izbeći jedna kontrolna struktura unutar algoritma upravljanja pretvaračem, moguće je preći na direktnu kontrolu snage sa ili bez implementacije upravljanja po virtuelnom fluksu [25]. Osnovu ovakvog načina upravljanja bez senzora napona na izlazu pretvarača (odnosno prilikom velike količine šuma u merenom signalu) je moguće pronaći u sledećim jednačinama:

$$\psi_{\alpha} = \int v_{\alpha} dt, \quad (3.16)$$

$$\psi_{\beta} = \int v_{\beta} dt, \quad (3.17)$$

$$\sin \vartheta = \frac{\psi_{\beta}}{\sqrt{\psi_{\alpha}^2 + \psi_{\beta}^2}}, \quad (3.18)$$

$$\cos \vartheta = \frac{\psi_{\alpha}}{\sqrt{\psi_{\alpha}^2 + \psi_{\beta}^2}}. \quad (3.19)$$



Slika 3.4 Direktno upravljanje po snazi pretvarača uz implementaciju vrituelne kontrole fluksa

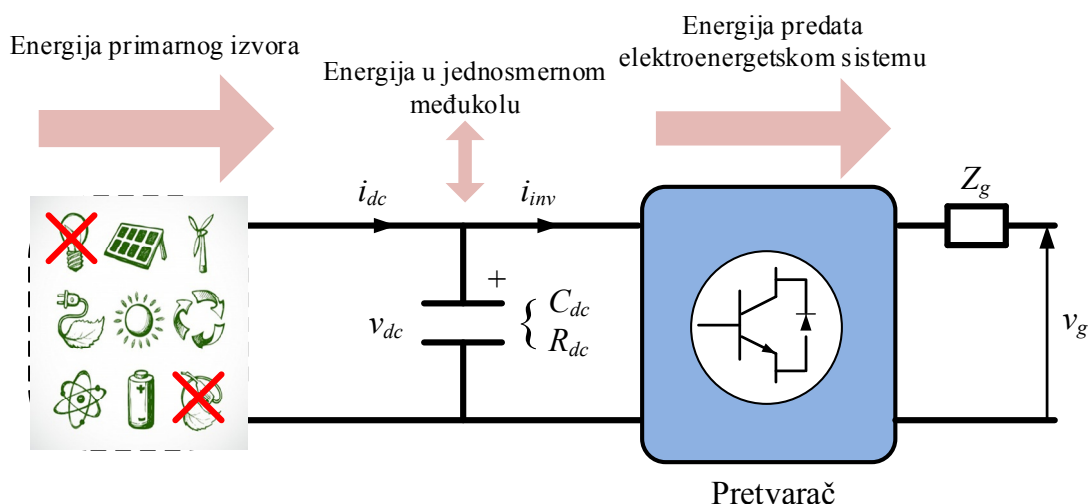
Direktno upravljanje po snazi pretvarača ima izuzetne operative karakteristike kada se primeni u uslovima izuzetno snažnih sistema, dok za uslove rada gde pretvarač može značajno da utiče na stanje u sistemu ponašanje ovakve kontrolne strukture može biti nepredvidivo.

3.2. Kontrola napona jednosmernog međukola pretvarača

Izuzetno značajan korak u procesu preuzimanja energije od primarnog izvora i njenog prilagođenja potrebama elektroenergetskog sistema se odvija u jednosmernom podsystemu (jednosmernom međukolu) pretvarača energetske elektronike. Pre svega, njegova uloga je da obezbedi vrednost napona u granicama neophodnim za proces kontrole pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem. Izuzev toga, ukupna razlika između ulazne i izlazne energije pratvarača se akumulira u ovom podsystemu.

Dakle, nije teško zaključiti da će stanje pojedinih veličina jednosmernog podsystema, u velikoj meri zavistiti od energetske bilansa pretvarača, kao što je moguće videti na slici 3.5. Ukoliko se usvoji da je pozitivan referenti smer energije takav da se energija predaje elektroenergetskom sistemu, tada je jednostavno uvideti da će napon jednosmernog

međukola biti veći ukoliko je veći dotok energije iz primarnog izvora. Nasuprot tome, kada se poveća energija koju pretvarač predaje elektroenergetskom sistemu napon jednosmernog međukola će opasti. Kada je energija koja se injektuje u elektroenergetski sistem manja, tada raste i napon jednosmernog međukola. Prema tome, regulisanje napona jednosmernog međukola je indirektno i praktično se postiže održanjem bilansa snaga pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem.



Slika 3.5 Tok energije u jednosmernom podsistemu pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem

Promene vrednosti napona jednosmernog međukola su moguće i kao posledica promene uslova rada elektroenergetskog sistema, a posebno usled pojave oscilacija snage pri nesimetričnim naponima u tački priključenja [117], [118].

Uopšte uzevši jednosmerno međukolo je moguće modelovati sa sledećom jednačinom:

$$v_{dc} = R_{dc} \cdot (i_{dc} - i_{inv}) + \frac{1}{C_{dc}} \cdot \int (i_{dc} - i_{inv}), \quad (3.20)$$

gde su sa i_{dc} i i_{inv} modelovane struje punjenja i pražnjenja respektivno, v_{dc} je napon, a R_{dc} i C_{dc} su parametri jednosmernog međukola. Kada postoji konačna razlika između energija koju jednosmerno međukolo predaje ili preuzima, kao logična posledica javlja se promene vrednosti napona koja je određena priraštajem energije kao:

$$\Delta E = \frac{v_{dc2}^2 - v_{dc1}^2}{2} C_{dc}. \quad (3.21)$$

Prema tome, ukoliko želimo da regulišemo napon jednosmernog međukola na određenoj vrednosti, energija koju pretvarač mora da disipira na svom izlazu (ili redukuje njenu vrednost) prema izrazu (3.21) postaje [20]:

$$\Delta E = \frac{v_{dcref}^2 - v_{dc}^2}{2} C_{dc} \approx v_{dcref} \cdot \Delta v_{dc} \cdot C_{dc}. \quad (3.22)$$

Prema vrednosti priraštaja energije moguće je odrediti vrednost priraštaja aktivne snage pretvarača koji će obezbediti željenu vrednost napona jednosmernog međukola kao:

$$\Delta P = \frac{2 \cdot \Delta E}{(3+n) \cdot T_s}, \quad (3.23)$$

gde $3T_s$ i nT_s odgovaraju vrednostima brzine odziva strujnog regulatora, odnosno kašnjenju koje unosi filtriranje vrednosti napona jednosmernog međukola [119]. Prema (3.22) i (3.23) lako je uočiti da je promena vrednosti napona jednaka:

$$\Delta v_{dc} = \frac{\Delta P \cdot (3+n) \cdot T_s}{2 \cdot C_{dc} \cdot v_{dc \text{ref}}}. \quad (3.24)$$

Ukoliko se pretpostavi adekvatno upravljanje pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem u sinhronom koordinatnom sistemu tada važi:

$$\frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) = -v_{dc} C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc} i_{dc}. \quad (3.25)$$

Linearizacijom izraza (3.25) uz pretpostavku da su promene svih elemenata, izuzev i_d i v_{dc} jednake nuli (traži se zavisnost promene napona jednosmernog međukola od aktivne snage), te uz zanemarivanje promena drugog reda može se pokazati da važi:

$$\frac{3}{2}(V_d I_d + V_d \hat{i}_d + V_q I_q) = -V_{dc} C_{dc} \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} + \hat{v}_{dc} I_{dc} + V_{dc} I_{dc}. \quad (3.26)$$

Kod prethodnog izraza, varijabilni i konstantni delovi mogu lako da se posmatraju nezavisno, što konačno znači da važi:

$$\frac{3}{2} V_d \hat{i}_d = -V_{dc} C_{dc} \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} + \hat{v}_{dc} I_{dc}. \quad (3.27)$$

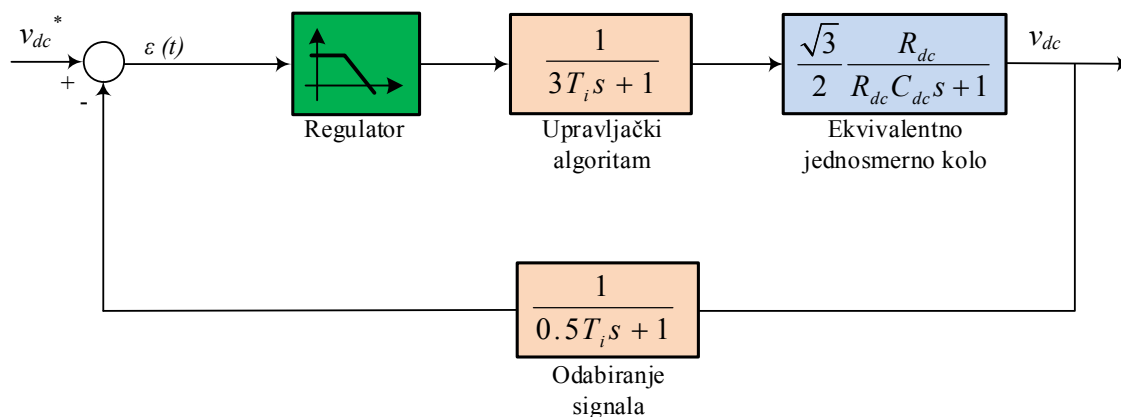
Iz prethodno navedenog, lako se zaključuje da prenosna funkcija između napona jednosmernog međukola i aktivne komponente struje u Laplasovom domenu glasi:

$$\frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_d} = \frac{3}{2} \frac{V_d}{(I_{dc} - V_{dc} \cdot C_{dc} \cdot s)}. \quad (3.28)$$

S obzirom na prenosnu funkciju datu izrazom (3.28), lako se može zaključiti da je upravljanje naponom jednosmernog međukola moguće ostvariti implementacijom jednostavnog PI regulatora, čiji su parametri izvedeni koristeći jedan od poznatih metoda, najčešće simetrični optimum.

Na slici 3.6 prikazana je osnovna struktura modela za sintezu parametara regulatora napona jednosmernog međukola. Ovaj model je uprošten, a zanemaren je uticaj poremećaja u elektroenergetskom sistemu, kao i uticaj poremećaja u podsistemu za konverziju primarnog izvora energije [20]. Zanemareni poremećaji mogu imati neželjena dejstva na vrednost napona jednosmernog međukola, a posebno s obzirom na činjenicu

da mogu imati nestabilan odziv. Međutim, povećanjem vrednosti kapacitivnosti jednosmernog međukola nestabilni polovi prenosnih funkcija teže ka nultoj vrednosti, što celokupan sistem ponovo čini stabilnim. Bitno je napomenuti da ovo nije jedini razlog izbora većih vrednosti kapacitivnosti, s obzirom da vrednost mora odgovarati najvećem očekivanom priraštaju energije u jednosmernom međukolu, kao i očekivanoj vrednosti opterećenja tokom poremećaja u mreži kada se očekuje da pretvarač pruži podršku elektroenergetskom sistemu.



Slika 3.6 Izgled modela za sintezu parametara regulatora napona jednosmernog međukola

Prilikom izbora parametara regulatora, neophodno je voditi računa o usklađenosti između regulatora napona jednosmernog međukola i regulatora struje pretvarača, budući da je neophodno obezbediti potpuno raspregnuto upravljanje. Za proračun parametara regulatora napona jednosmernog međukola prenosnu funkciju datu izrazom (3.28) moguće je dodatno uprostiti s obzirom da je vrednost napona regulisana vrednošću struje pretvarača na jednosmernoj strani, te važi da je [120]:

$$G_{dc} = \frac{3}{4} \frac{S_d}{C_{dc} \cdot s}, \quad (3.29)$$

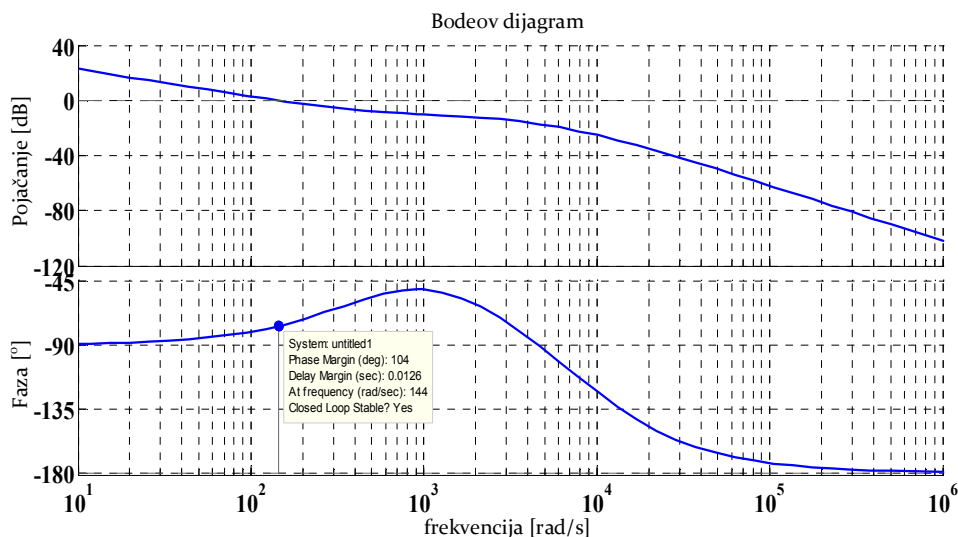
gde je S_d usrednjena vrednost (nad T_s) prekidačkog signala u d osi. Tada je parametre regulatora jednostavno moguće pronaći kao:

$$K_p = \frac{4}{9} \frac{C_{dc}}{a S_d T_s}, \quad (3.30)$$

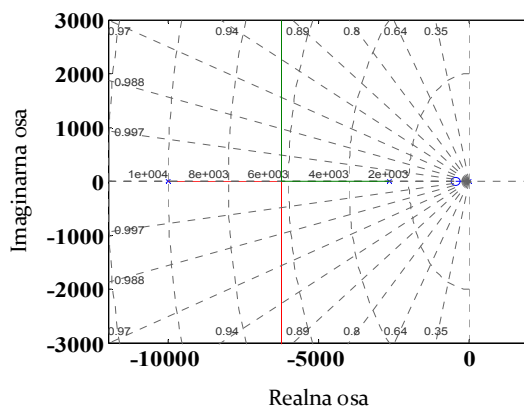
$$T_i = 3 a^2 T_s, \quad (3.31)$$

$$a = \frac{1 + \cos \psi}{\sin \psi}, \quad (3.32)$$

gde ψ predstavlja željenu vrednost preteka faze. Kao što je moguće videti na slikama 3.7 i 3.8 na ovaj način je postignuta adekvatna kontrola, sistem je stabilan, prebačaj je u okviru dozvoljenih vrednosti za jednosmerno međukolo, a propusni opseg je takav da je postignuto raspregnuto upravljanje između dve kontrolne petlje.



Slika 3.7 Bodeov dijagram po metodi simetričnog optimuma za regulator napona jednosmernog međukola



Slika 3.8 Geometrijsko mesto korena po metodi simetričnog optimuma za regulator napona jednosmernog međukola

3.3. Kontrola struje pretvarača

Upravljanje pretvaračem prema mreži se najčešće realizuje kao kaskadno, sa unutrašnjom strujnom regulacionom konturom i spoljašnjim konturama koje mogu da služe za kontrolu napona jednosmernog međukola, kao i aktivne ili reaktivne snage. U dosadašnjoj praksi strujni regulatori su isključivo bili birani na osnovu dinamičkih osobina odziva na promenu reference ili na poremećaj. Posmatrajući proces kojim se upravlja, moguće je da se pojavi više prihvatljivih oblika odziva, dok će sama karakteristika odziva zavisiti od topološke strukture i parametara samih regulatora.

Literatura preporučuje različite tipove topoloških struktura za regulaciju struje pretvarača prema mreži [20], [43], [94]. Neke od tih struktura su:

- PI (*eng. Proportional Integral - PI*) regulator,
- PR (*eng. Proportional Resonant - PR*) regulator,

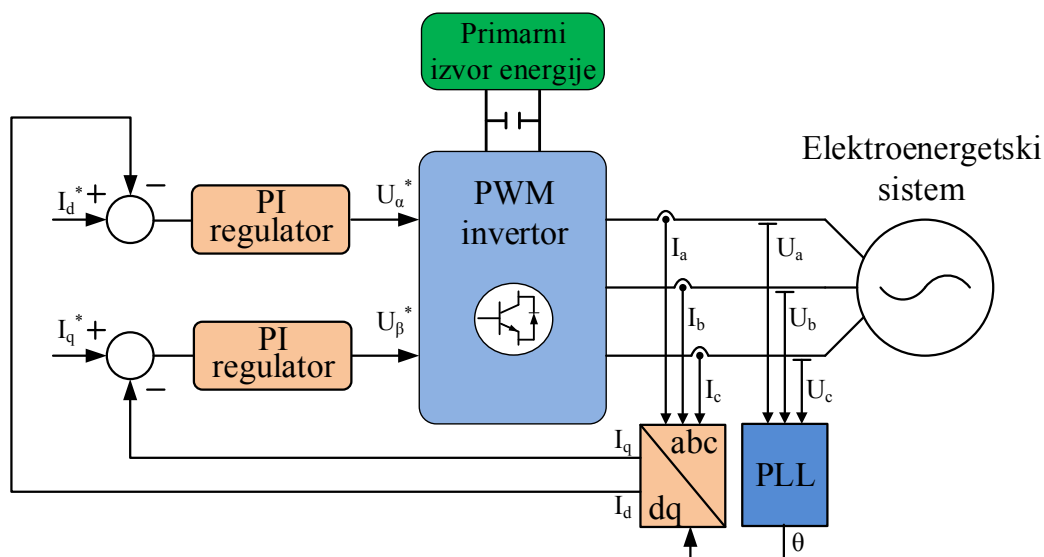
- Strujni regulator na principima fazi logike (*eng. Fuzzy-logic controller*),
- Histerezisni regulator,
- Fazi-histerezisni regulator,
- Prediktivno upravljanje itd.

Svaka od gore pomenutih struktura ima pojedine jasne prednosti u odnosu na ostale. Ipak, glavni kriterijum izbora je najčešće jednostavnost primene regulatora, vodeći računa na ispunjenje osnovnih dinamičkih zahteva. Najčešće korišteni strujni regulatori trenutno su PI i PR regulatori. Digitalna implementacija ovih regulatora ne zahteva dugačka vremena izračunavanja, nije komplikovana za izvedbu, a dinamičke karakteristike odziva su zadovoljavajuće.

3.3.1. PI regulatori

Proporcionalno integralni regulatori (zajedno sa proporcionalnim i proporcionalno integralno diferencijalnim) su najrasprostranjenije kontrolne strukture u svetu. Zbog svoje prirode da najbolje regulišu jednosmerne veličine regulacija struje pretvarača prema mreži se najčešće odvija u sinhrono-rotirajućem referentnom sistemu. Prostoperiodične veličine određene učestanosti u sinhrono-rotirajućem referentnom sistemu postaju jednosmerne, i stoga pogodne za upotrebu PI regulatora. Sama transformacija, takođe, omogućava raspregnuto upravljanje aktivnom i reaktivnom energijom (snagom), jer međusobno ortogonalne komponente struje po osama upravo određuju aktivnu (d osa) i reaktivnu (q osa) snagu.

Šema topološke strukture sa PI regulatorom prikazana je na slici 3.9.



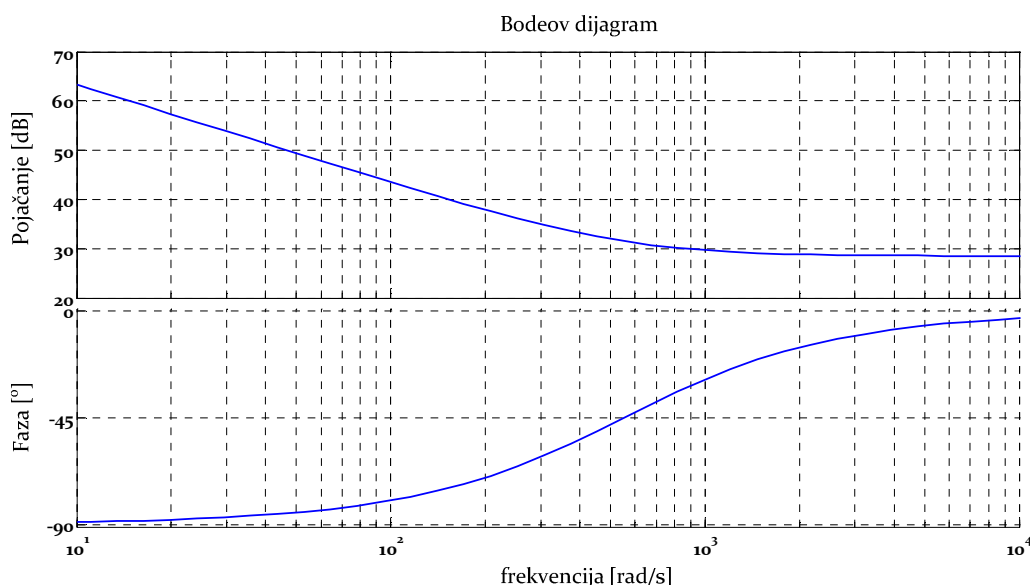
Slika 3.9 Šema topološke strukture kontrole struje pretvarača sa PI regulatorom

Kod primene PI regulatora struja koja se injektira u mrežu se poredi sa referentnom vrednošću, i na osnovu toga se formira signal greške (razlika između referentne i stvarne vrednosti). S obzirom na referentni koordinatni sistem u kome se vrši implementacija, neophodno je sve kontrolne veličine transformisati u pripadajući domen. Takođe, za pomenutu transformaciju (kao i za sinhronizaciju) neophodno je poznavati trenutnu poziciju vektorskog reprezentata napona elektroenergetskog sistema. Uloga PI regulatora

jeste da signal greške svede na nultu vrednost utičući na vrednost napona na krajevima pretvarača. Upravljačke promenljive koje generiše na svom izlazu su zapravo referentne vrednosti napona u pojedinačnim osama. Prenosna funkcija PI regulatora data je sledećim izrazom:

$$PI = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_p \frac{1 + T_i s}{T_i s}. \quad (3.33)$$

Pojačanje K_p predstavlja proporcionalno dejstvo, dok je T_i vremenska konstanta integralnog dejstva. Prevelika vrednost proporcionalnog pojačanja K_p bi odvela sistem u nestabilan režim rada, dok bi previše mala vrednost učinila da sistem postane nedovoljno osetljiv na velike promene signala greške. Budući da K_p ima isključivo proporcionalno delovanje na signal greške uloga vremenske konstante integralnog dejstva jeste svođenje signala greške na nultu vrednost. Dok proporcionalno dejstvo može značajno uticati na stabilnost sistema, neadekvatna vrednost vremenske konstante integralnog dejstva može dovesti do neželjenih vrednosti prebačaja prilikom regulisanja struja. Na slici 3.10 je prikazan Bodeov dijagram za prenosnu funkciju PI regulatora i određeni par parametara.



Slika 3.10 Bodeov dijagram za prenosnu funkciju PI regulatora

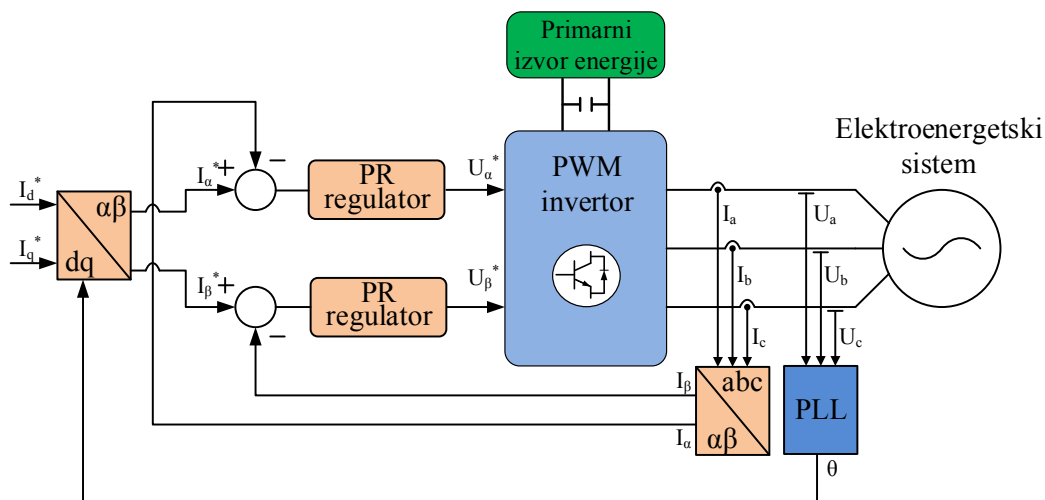
Sam PI regulator struje, u zavisnosti od implementacije može imati više oblika. Posebno u digitalnoj implementaciji, prilikom procesa diskretizacije se može pojaviti više različitih formi. Jedna forma koja se često koristi je i inkrementalna forma, kod koje se proračunava samo inkrement upravljačkog signala. Taj inkrement se zatim dodaje na vrednost upravljačkog signala izračunatom u prethodnom periodu odabiranja. Ova forma ima neznatno izmenjenu strukturu regulatora, ali takođe pruža zadovoljavajuće dinamičke karakteristike.

3.3.2. PR regulatori

Linearna regulacija struje se pored sinhrono rotirajućeg može vršiti i u stacionarnom referentnom sistemu. To podrazumeva da se veličine koje se regulišu transformišu iz originalnog domena u $\alpha\beta$ referentni sistem. Tako se trofazni sistem naizmeničnih veličina

transformiše u dve međusobno ortogonalne faze. U stacionarnom referentnom sistemu veličine su i dalje prostoperiodične te se stoga konvencionalni PI regulator pokazao neadekvatnim za korišćenje u ovom referentnom sistemu, pa se u tom slučaju koriste PR regulatori.

Šema topološke strukture sa PR regulatorom prikazana je na slici 3.11.



Slika 3.11 Šema topološke strukture kontrole struje pretvarača sa PR regulatorom

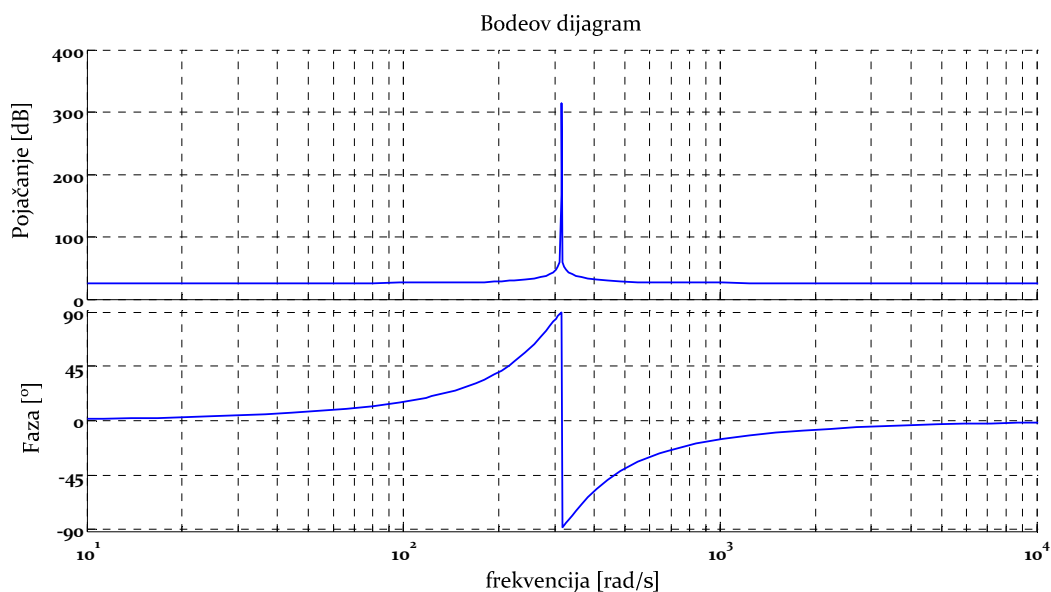
Princip delovanja PR regulatora je sličan principu rada PI regulatora, gde je glavni cilj da se signal greške (razlika između stvarne i referentne vrednosti) svede na nultu vrednost. Jedina razlika je što signal greške u ovom slučaju nije jednosmerna veličina, a upravljački signal koji se generiše takođe u stacionarnom referentnom sistemu. Za razliku od PI regulatora u ovom referentnom sistemu nije prevashodno omogućeno raspregnuto upravljanje aktivnom i reaktivnom snagom, ali je moguće zadavanje referenci u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, pa njihova transformacija u stacionarni koordinatni sistem. Da bi PR regulator mogao da reguliše prostoperiodične veličine prenosna funkcija mora biti izmenjena. Takva prenosna funkcija glasi:

$$PR = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2}. \quad (3.34)$$

Kod PR regulatora takođe postoji proporcionalno dejstvo K_p i integralno dejstvo K_i , ali se može videti da je prenosna funkcija integralnog dejstva nešto izmenjena. Kao što se može videti iz jednačine (3.34), kao i Bodeovog dijagrama na slici 3.12, PR regulator ima veliko pojačanje oko rezonantne učestanosti (u ovom slučaju 50 Hz), i na taj način uklanja grešku u stacionarnom stanju između referentne i stvarne vrednosti struje. Širina frekvencijskog opsega zavisice od vrednosti integralnog pojačanja regulatora. Mala vrednost pojačanja će dovesti do uskog opsega, dok će za veliku vrednost opseg biti širi.

S obzirom na svoje dinamičke karakteristike PR regulatori su se istakli kao jedni od glavnih kandidata da preuzmu primat za implementaciju kod pretvarača prema mreži. Pored dinamičkih karakteristika ovi regulatori prirodno pokazuju i bolje karakteristike ako se posmatra harmonijski spektar generisanih struja. Ovi regulatori se sve češće koriste u poslednjoj deceniji, ali još uvek imaju pojedine probleme vezane za implementaciju. Najveći problem jeste zapravo sinhronizacija sa mrežom, tj. problem

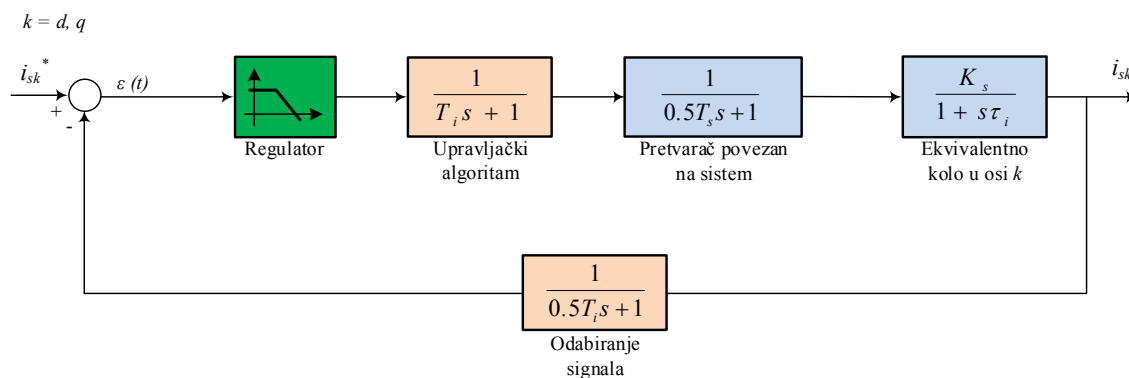
početnog trenutka, budući da oni rade u stacionarnom referentnom sistemu pa nam, teorijski, podatak o uglu orijentacije (trenutna pozicija jedne faze mreže) nije potreban.



Slika 3.12 Bodeov dijagram za prenosnu funkciju PR regulatora

3.3.3. Proračun parametara regulatora struje

Sam izbor (proračun) parametara regulatora struje pretvarača se može izvršiti na više različitih načina [121]–[125]. Izbor parametara je prilično kompleksan problem i do sada je razvijen značajan broj načina (metoda) za sintezu parametara regulatora, od kojih su neki potpuno empirijski, dok su drugi dobro utemeljeni u teoriji automatskog upravljanja. Svaki način proračuna parametara ima za cilj da optimizuje jedan aspekt upravljanja. Dok jedan metod sinteze parametara vodi do aperiodičnog odziva, drugi otpimizuje vreme smirenja i dozvoljava određenu vrednost prebačaja. Da bi se izbegao „pogađački“ pristup odabiru parametara regulatora, od svih mogućih načina proračuna parametara ponuđenih u već pomenutoj literaturi, izabrana su dva, koja se izdvajaju po svojoj jednostavnosti i rasprostranjenosti. Najčešće korišćene metode za proračun parametara regulatora jesu modulni optimum i metoda Ziegler-Nichols. Na slici 3.13 je prikazana uproštena kontrolna struktura na koju su primenjene navedene metode proračuna parametara regulatora struje pretvarača.



Slika 3.13 Uproštena strukturna kontrolna struktura za sintezu parametara regulatora

Modulni optimum

Metode optimizacije su postale veoma značajan i cenjen alat prilikom sinteze parametara strujnih regulatora. Dva osnovna i najjednostavnija oblika optimizacije su metoda modulnog optimuma i metoda simetričnog optimuma. Prva metoda, zbog oblika prenosne funkcije, je pronašla svoju široku upotrebu za strujne regulatore. Osnovni princip koji stoji iza ovih metoda jeste da se funkcija prenosa, koristeći parametre proporcionalnog i integralnog dejstva regulatora, optimizuje tako da se dobiju željeni parametri odziva sistema. Parametri regulatora se metodom modulnog optimuma proračunavaju kao:

$$K_p = \frac{T_d}{2K_d T_\delta}, \quad (3.35)$$

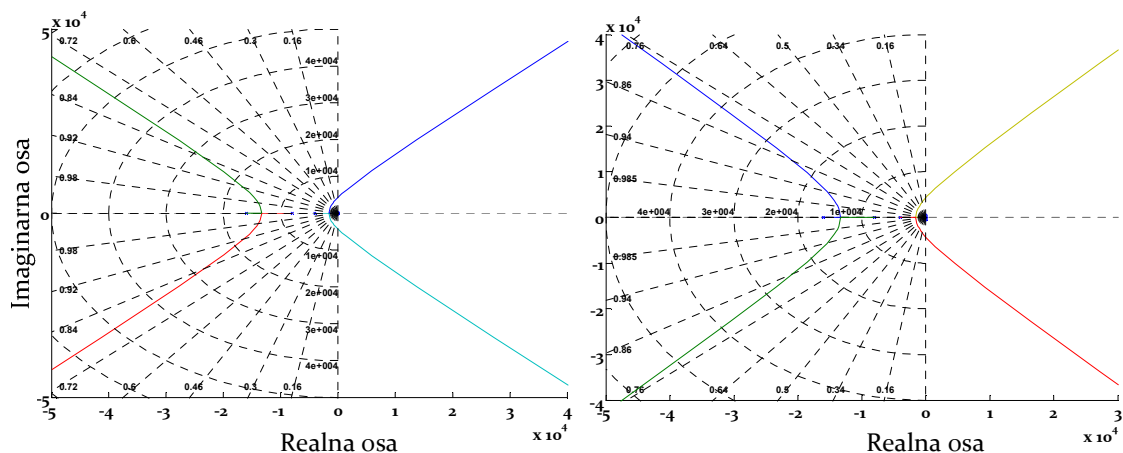
$$K_i = \frac{K_p}{T_d}. \quad (3.36)$$

Dominantna vremenska konstanta sistema koja je naznačena kao T_d je jednaka ekvivalentnoj vremenskoj konstanti mreže $\tau_i = L_s/R_s$. Vremenska konstanta T_δ je jednaka periodi odabiranja strujne kontrolne petlje T_i , dok je vrednost pojačanja u direktnoj grani kontrolne $K_d = 1/R_s$. Kada se parametri proračunaju prema predstavljenom algoritmu, vreme uspona odziva bi trebalo da bude $T_r = 4.7 \cdot T_\delta$, a vreme smirenja $T_s = 8.4 \cdot T_\delta$. Prebačaj bi trebao biti manji od 4.3 %. Vrednosti parametara regulatora struje proračunati ovom metodom, za pretvarač povezan na mrežu u savremenoj istraživačkoj stanici korišćenoj za sprovođenje eksperimenata u ovom radu, iznose:

$$K_p = 20,$$

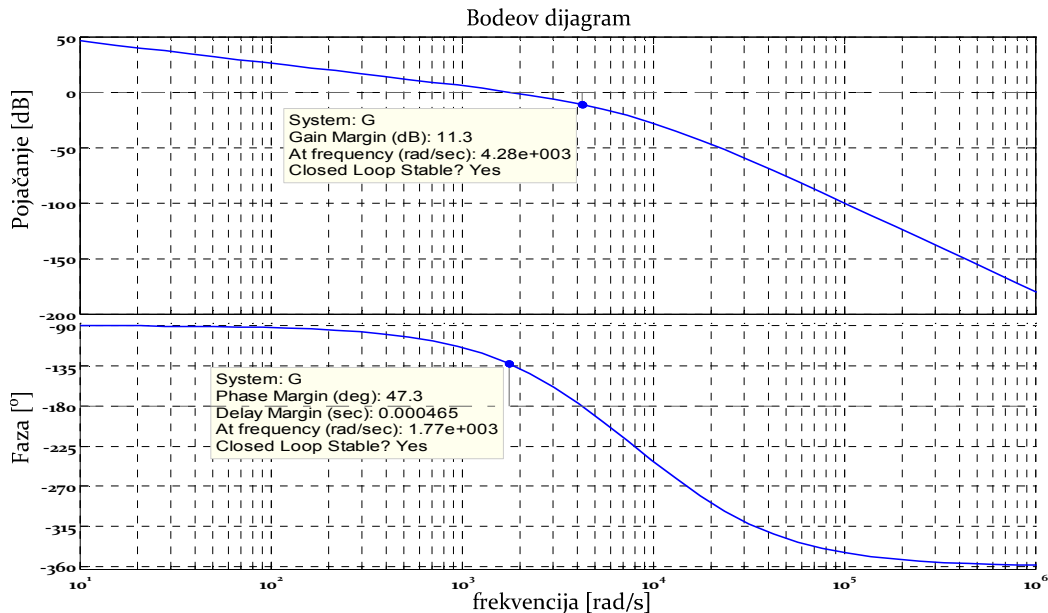
$$K_i = 2000.$$

Na slici 3.14 prikazano je geometrijsko mesto korena za uprošćenu kontrolnu strukturu PI i PR regulatora za ovako proračunate parametre.

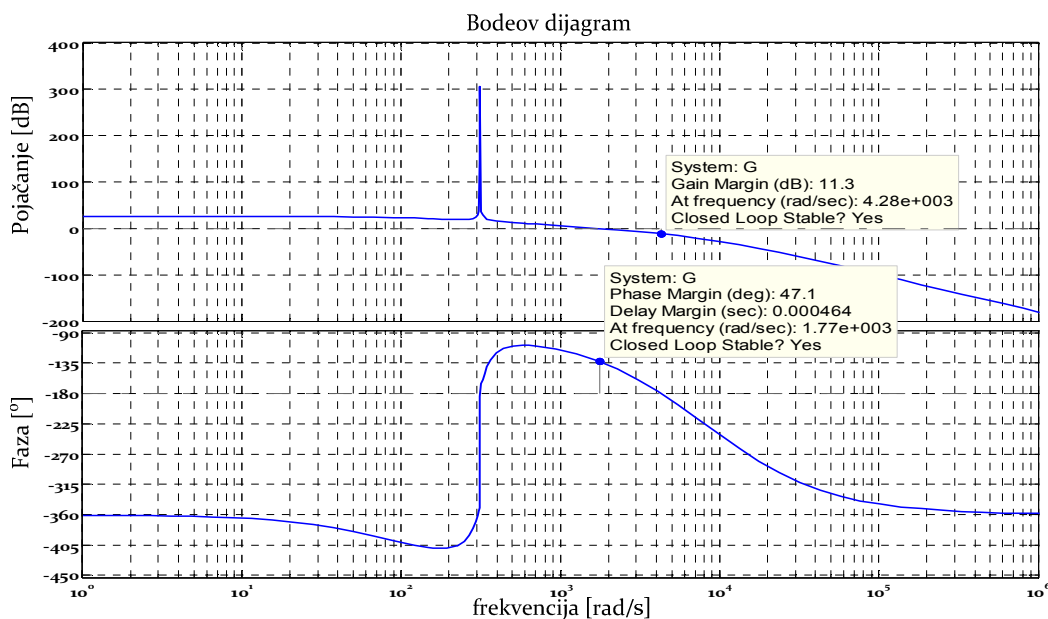


Slika 3.14 Geometrijsko mesto korena za metodu modulnog optimuma PI (levo) i PR (desno) regulatora

Slike 3.15 i 3.16 prikazuju Bodeov dijagram za PI i PR regulator respektivno. Sa slika se može videti da će odzivi u zatvorenoj povratnoj sprezi biti stabilni i za PI i za PR regulator. Takođe se može primetiti da će dinamičke karakteristike odziva biti veoma slične, s obzirom na vrednosti preteka faze i preteka pojačanja koji su gotovo identični. Osim toga, specifičan uticaj PR regulatora se može videti poredeći Bodeove dijagrame.



Slika 3.15 Bodeov dijagram za metodu modulnog optimuma PI regulatora



Slika 3.16 Bodeov dijagram za metodu modulnog optimuma PR regulatora

Metoda Ziegler-Nichols

Metoda Ziegler-Nichols je više empirijski, tj. eksperimentalni pristup sintezi parametara regulatora. Osnovni algoritam sinteze parametara je primenjen na pojednostavljenu strukturu strujne regulacije prikazanu na slici 3.13. Struktura na pomenutoj slici ima sve neophodne parametre za adekvatnu sintezu parametara

koristeći ovaj metod. Ovaj metod se zasniva na tome da se posmatra odziv sistema prilikom promene reference kada je regulator sveden samo na proporcionalno dejstvo ($T_i \rightarrow \infty$). Ovakvom sistemu se postepeno povećava proporcionalno dejstvo sve dok se odziv sistema ne svede na granično stabilan režim. Vrednost pojačanja za granično stabilan režim se naziva kritičnim pojačanjem i označena je sa K_{pcr} . Iz odziva sistema se može očitati perioda oscilacija sistema koja je u ovom radu naznačena sa T_{cr} . Kada su pomenuta dva parametra određena, koristeći tabelu 3.1, a koju su dali Ziegler i Nichols [124], mogu se odrediti parametri proporcionalnog i integralnog dejstva regulatora.

Tabela 3.1 Proračun parametra prema metodi Ziegler – Nichols

PI controller	K_p	T_i	T_d
P	$0.55 \cdot K_{pcr}$	-	-
PI	$0.35 \cdot K_{pcr}$	$1.25 \cdot T_{cr}$	-
PID	$0.6 \cdot K_{pcr}$	$0.8 \cdot T_{cr}$	$0.2 \cdot T_{cr}$

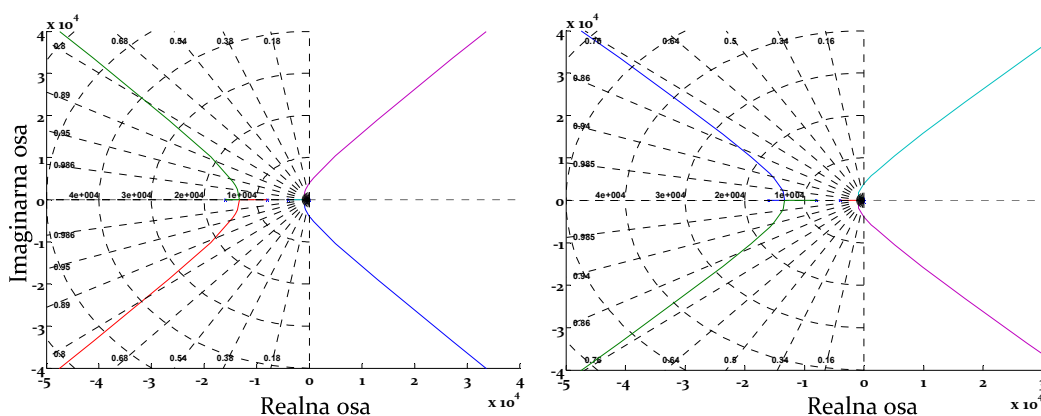
Vrednosti parametara regulatora struje proračunati ovom metodom, za pretvarač povezan na mrežu u savremenoj istraživačkoj stanici korišćenoj za sprovođenje eksperimenata u ovom radu, iznose:

$$K_p = 26.67,$$

$$K_i = 14735.36.$$

Iste vrednosti se dalje koriste i za obe ose (dq ili $\alpha\beta$). Odzivi prema ovoj metodi se očekuju da budu nešto brži nego prema metodi modulnog optimuma, ali se očekuje i nešto veći prebačaj. Takođe zbog značajne razlike, posebno u integralnom delu, očekuje se i da imaju različite karakteristike odziva s obzirom na ukupnu harmonijsku izobličenost izlazne struje.

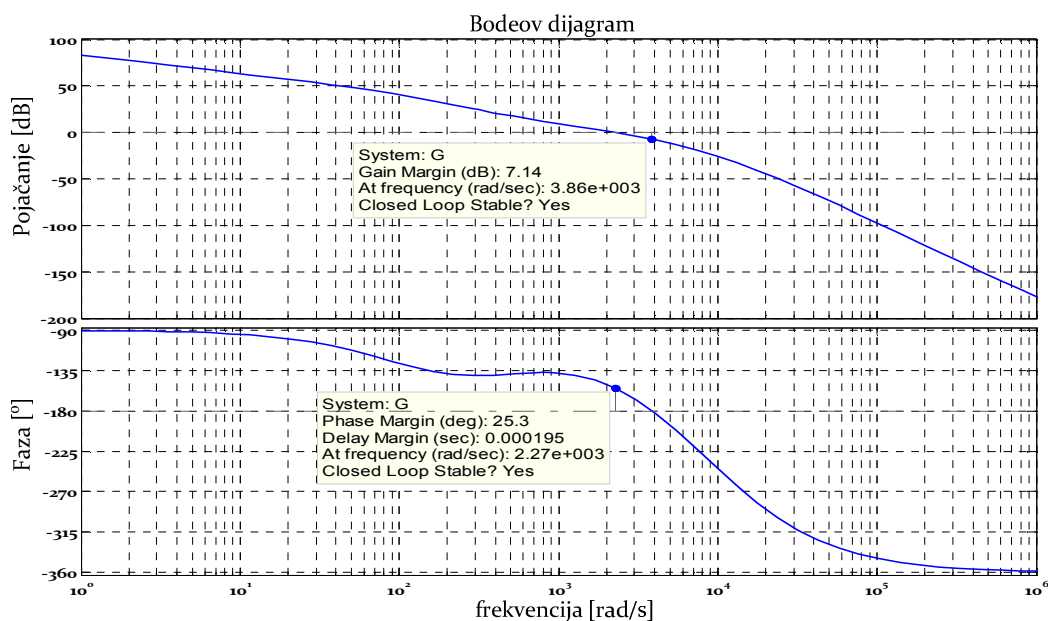
Slika 3.12 prikazuje geometrijsko mesto korena za uprošćenu kontrolnu strukturu PI i PR regulatora za ovako proračunate parametre.



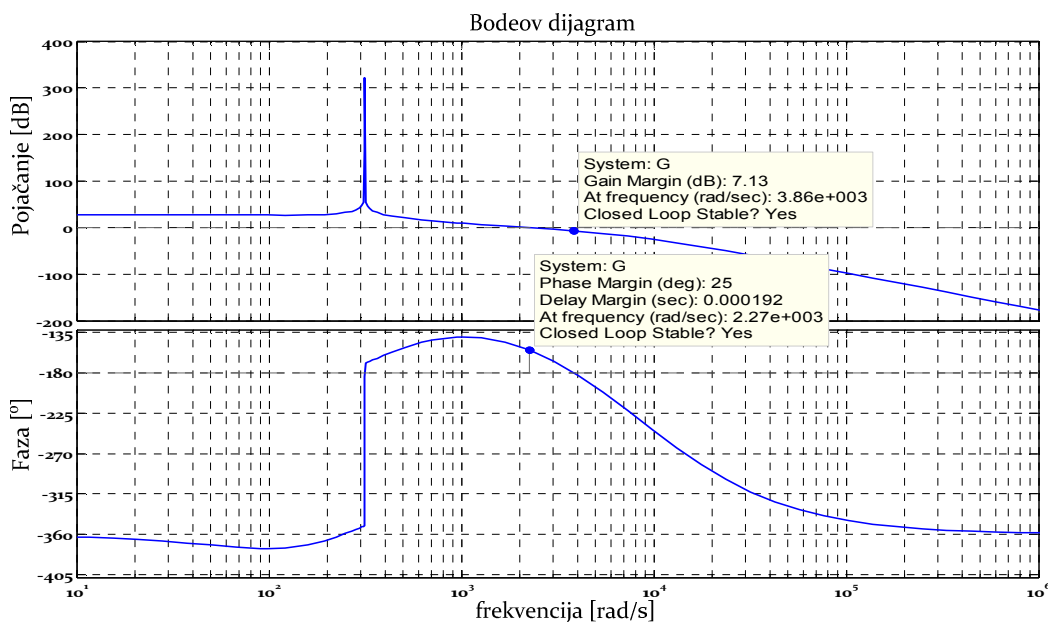
Slika 3.17 Geometrijsko mesto korena za Ziegler-Nichols metodu PI (levo) i PR (desno) regulatora

Slike 3.18 i 3.19 prikazuju Bodeov dijagram za PI i PR regulator respektivno. I za ovu tehniku se može primetiti da će odzivi u zatvorenoj povratnoj sprezi biti stabilni i za PI i za PR regulator. Kao i za prethodnu tehniku i sada važi da će dinamičke karakteristike

odziva biti veoma slične, s obzirom na vrednosti preteka faze i preteka pojačanja koji su gotovo identični. S druge strane odzivi sa ovako proračunatim parametrima bi trebali biti nešto brži u odnosu na odzive sistema sa parametrima proračunatim modulnim optimumom.



Slika 3.18 Bodeov dijagram za Ziegler-Nichols metodu PI regulatora



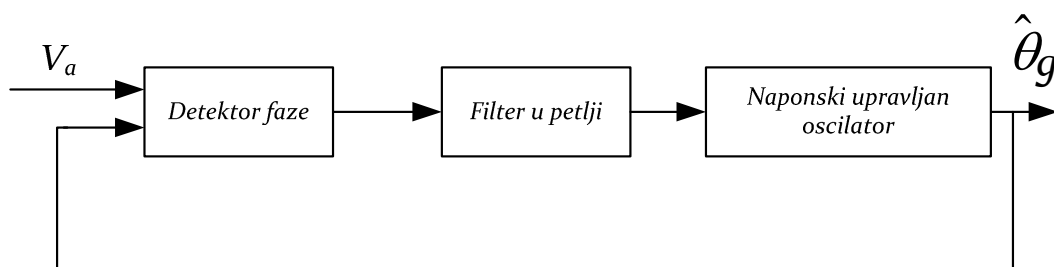
Slika 3.19 Bodeov dijagram za Ziegler-Nichols metodu PR regulatora

3.4. Sinhronizacija sa vektorskim reprezentom napona mreže na mestu priključenja

Metoda sinhronizacije zasnovana na fazno spregnutoj petlji je trenutno najčešće zastupljen algoritam sinhronizacije sa mrežom. Koncept fazno spregnute petlje (eng.

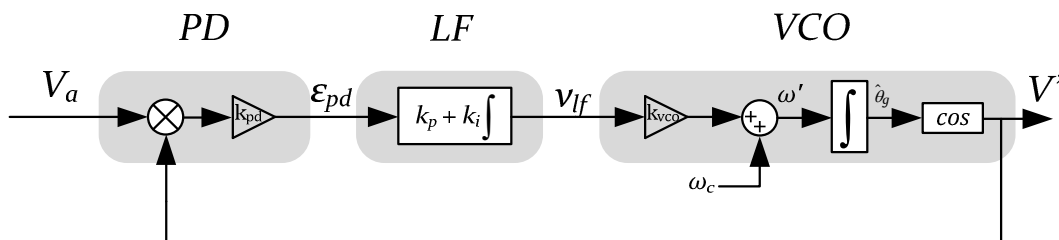
Phase Locked Loop - PLL) poznat još od početka 20. veka⁵, i tokom godina je pronašao svoje mesto u mnogim oblastima tehničke struke, kao što su telekomunikacije, elektromotorni pogoni, napajanja za indukzione grejače, beskontaktno napajanje itd. Razvojem u oblasti pretvarača povezanog na mrežu ovi algoritmi pronalaze svoju poziciju i u ovoj oblasti. Idealna PLL struktura može dati brz i tačan podatak o faznom uglu napona elektroenergetskog sistema, sa visokim stepenom neosetljivosti na poremećaje i nesimetriju. Tokom godina, struktura PLL-a je razvijana i unapređivana, tako da sada postoji veliki broj različitih varijacija algoritama za sinhronizaciju pretvarača sa položajem vektorskog reprezentanta napona mreže [67].

Blok dijagram fazno spregnute petlje je prikazana na slici 3.20. Fazno spregnuta petlja koristi detektor faze (eng. *Phase Detector* - PD) da odredi razliku između faznog ugla ulazne veličine i estimiranog ugla. Ovako određen signal se dalje vodi preko filtera u petlji (eng. *Loop Filter* - LF), a izlazni signal iz filtera pobuđuje naponski upravljani oscilator (eng. *Voltage-Controlled Oscillator* - VCO). VCO generiše estimiranu vrednost faznog ugla, koja na ovaj način prati fazni ugao ulazne veličine.



Slika 3.20 Blok dijagram fazno spregnute petlje

U digitalnoj formi fazno spregnute petlje, svaki od ovih elemenata (PD, LF, VCO) može imati različite implementacije. Najčešća struktura koja se pojavljuje kao filter u petlji je upravo struktura PI ili PR regulatora, detektor faze je normalizovana razlika stvarnog i estimiranog signala, a naponski upravljani oscilator je zapravo integral signala greške. U skladu sa time blok dijagram elementarne PLL strukture koja se može koristiti za sinhronizaciju prevarača sa položajem vektorskog reprezentanta napona mreže prikazana je na slici 3.21.



Slika 3.21 Elementarna struktura fazno spregnute petlje

Različite tehnike implementacije pojedinih elemenata, kao i mogućnost izbora različitog referentnog koordinatnog sistema u kome je moguće vršiti estimaciju faznog ugla mreže doveo je do različitih struktura PLL algoritma kao što je navedeno u [67]. PLL u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu (eng. *Synchronous Frame PLL* - SF-PLL) je

⁵ Originalno publikovan 1923. godine - Appleton i 1932. godine - Bellescize

najčešće korištena PLL struktura u oblasti pretvarača povezanog na mrežu. Koristeći ovu strukturu estimacija je izvršena postavljanjem jedne komponente napona mreže na nultu vrednost, te se na taj način estimirani ugao vezuje sa položajem vektorskog reprezentanta napona mreže. SF-PLL algoritam može precizno i brzo odrediti fazni ugao mreže ukoliko su naponi u tački priključenja simetrični. Prilikom rada u elektroenergetskim sistemima kod kojih postoji harmonijsko izobličenje napona, SF-PLL i dalje može dati zadovoljavajuće rezultate, posebno ukoliko se na adekvatan način podesi propusni opseg filtra. Međutim, to će dovesti do produženog vremena smirenja odziva jedinice za sinhronizaciju u slučaju poremećaja. Takođe, ovaj način sinhronizacije može biti nezadovoljavajući u slučaju neuravnoteženih poremećaja, odnosno nesimetričnih napona mreže. Ovaj algoritam je, očigledno, moguće primeniti isključivo u višefaznom sistemu, i na taj način se može estimirati isključivo usrednjena vrednost faznog ugla mreže. Sa slike 3.20 je očigledno da je osnovni algoritam fazno spregnute petlje moguće primeniti i u jednofaznom sistemu. Naprednije PLL metode su razvijene kako bi se rešili neki nedostaci postojeće PLL metode, i sada postoji značajan broj ovih metoda kao što su PQ-PLL, DSF-PLL, SSI-PLL, DSOGI-PLL, EPLL, 3MPLL, QPLL, RPLL, ALC-PLL, MR-PLL, APLL [67]. Svaki od ovih algoritama ima poboljšane određene karakteristike upravljanja pretvaračem prema mreži, ali i nešto složeniju strukturu.

3.4.1. Teorijske osnove sinhronizacije zasnovane na fazno spregnutoj petlji

U osnovnoj strukturi fazno spregnute petlje, prethodno prikazanoj na slici 3.21. može se uočiti detektor faze koji je u ovom slučaju implementiran kao prosto pojačanje signala greške, filter koji je modelovan kao PI regulator, dok VCO blok koristi integraciju estimiranog signala, koja daje varijablu trigonometrijskoj funkciji. Ukoliko se pretpostavi ulazni signal oblika:

$$v = V \sin(\theta) = V \sin(\omega t + \varphi), \quad (3.37)$$

a signal koji generiše VCO jedinica je dat sledećim izrazom:

$$v' = \cos(\theta') = \cos(\omega' t + \varphi'), \quad (3.38)$$

sledi da se signal greške faznog ugla, koji se uspostavlja na izlazu PD bloka, može zapisati na sledeći način [20]:

$$\varepsilon_{pd} = V k_{pd} \sin(\omega t + \varphi) \cos(\omega' t + \varphi') = \frac{V k_{pd}}{2} \left[\underbrace{\sin((\omega - \omega')t + (\varphi - \varphi'))}_{\text{elemenat sa niskom učestanošću}} + \underbrace{\sin((\omega + \omega')t + (\varphi + \varphi'))}_{\text{elemenat sa visokom učestanošću}} \right]. \quad (3.39)$$

Elemenat signala greške sa visokom učestanošću će biti poništen delovanjem filtra, te je moguće smatrati da taj elemenat u stacionarnom režimu ima nultu vrednost. Iz tog razloga moguće je smatrati da važi:

$$\varepsilon_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \sin((\omega - \omega')t + (\varphi - \varphi')). \quad (3.40)$$

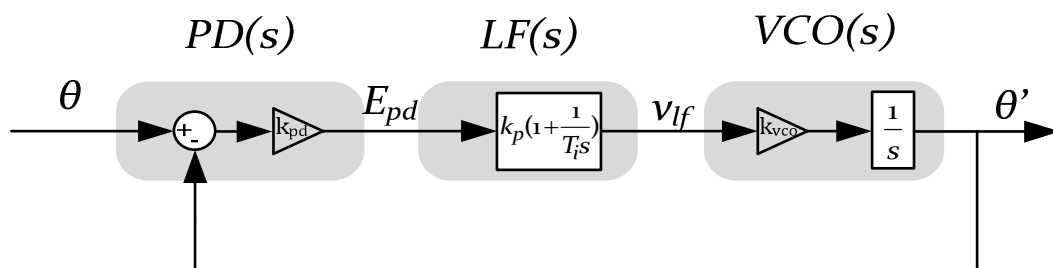
Ukoliko se pretpostavi da su parametri VCO bloka podešeni adekvatno spram frekvencije ulaznog signala, t.j. da važi $\omega \approx \omega'$, vrednost signala greške faznog ugla se može prikazati kao:

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{Vk_{pd}}{2} \sin(\varphi - \varphi'). \quad (3.41)$$

Iz izraza (3.41) se može videti da je procena ugla nelinearna, zbog nelinearnosti trigonometrijske funkcije. Međutim, ukoliko je razlika u faznom uglu relativno mala, t.j. kada je $\varphi \approx \varphi'$, detektor faze može biti linearizovan u okolini ove radne tačke. Tada važi da je $\sin(\varphi - \varphi') \approx \sin(\theta - \theta') \approx (\theta - \theta')$ za male vrednosti razlike faznih uglova. Uzevši ovu linearizaciju u obzir, relevantan izraz za određivanje signala greške postaje:

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{Vk_{pd}}{2} (\theta - \theta'). \quad (3.42)$$

Ovaj izraz se može iskoristiti za implementaciju linearizovanog PLL modela koji koristi "male ulazne signale" (radni režim blizak stacionarnom stanju). Izgled fazno spregnute petlje uz prethodno navedena zanemarenja prikazan je na slici 3.22.



Slika 3.22 Linearizovan model PLL algoritma

U stacionarnom stanju ovako linearizovan detektor faze predstavlja kolo zadržke nultog reda, čije pojačanje zavisi od amplitude ulaznog signala. Usrednjena vrednost učestanosti VCO bloka može da se izrazi kao:

$$\bar{\omega} = (\omega_c + \Delta \bar{\omega}') = (\omega_c + k_{vco} \bar{v}_{lf}), \quad (3.43)$$

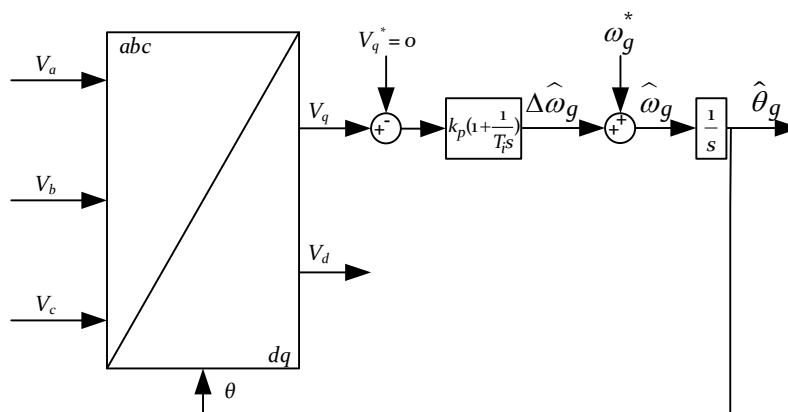
gde ω_c predstavlja centralnu učestanost VCO bloka, i služi kao parametar PLL algoritma koji određuje opseg učestanosti koje je potrebno odrediti. Promene faznog ugla, koje će PLL algoritam odrediti u skladu sa prethodnim iznosi:

$$\bar{\theta}' = \int \bar{\omega}' dt = \int k_{vco} \bar{v}_{lf} dt. \quad (3.44)$$

3.4.2. Fazno spregnuta petlja u sinhrono rotirajućem referentnom sistemu

Kako bi se uspešno izvršila sinhronizacija sa vektorskim reprezentom napona u trofaznom elektroenergetskom sistemu, neophodno je odgovarajuće algoritme za sinhronizaciju prilagoditi specifičnostima višefaznih sistema. Jedan od najjednostavnijih i najčešće korištenih algoritama je upravo prilagođeni PLL algoritam u sinhrono

rotirajućem referentnom koordinatnom sistemu – SF-PLL. Blok dijagram SF-PLL za implementaciju u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu je prikazan na slici 3.23.



Slika 3.23 Fazno spregnutna petlja u sinhrono rotirajućem referentnom sistemu

Ulazne veličine u SF-PLL algoritam su izmereni fazni naponi mreže V_a, V_b, V_c . Koristeći Parkovu transformaciju i estimiranu vrednost faznog ugla, fazni naponi mreže se transformišu u dq referentni koordinatni sistem. Nakon transformacije, fazni naponi mreže reprezentovani su naponima u dq referentnom koordinatnom sistemu V_d i V_q . Ukoliko pretpostavimo da napon V_a ima amplitudu V_g i fazni ugao θ_g , nakon primene transformacije dobijaju se sledeće vrednosti napona:

$$v_d = V_g \cos(\theta_g - \hat{\theta}_g), \quad (3.45)$$

$$v_q = V_g \sin(\theta_g - \hat{\theta}_g). \quad (3.46)$$

Kao što se može uočiti sa slike 3.23, signal greške se formira oduzimanjem reference napona (v_q^*) i dobijene komponente napona mreže (v_q). Kada filter u petlji eliminiše signal greške, definisan na pomenuti način, doći će do poravnanja između vrednosti estimiranog i stvarnog faznog ugla mreže. Kako PI regulator svodi vrednost signala greške na nulu, tako prema sledećem izrazu estimirana vrednost faznog ugla mreže postaje jednaka stvarnoj vrednosti:

$$\varepsilon = 0 - v_q = -V_g \sin(\theta_g - \hat{\theta}_g) \wedge \varepsilon = 0 \Rightarrow \hat{\theta}_g = \theta_g. \quad (3.47)$$

Kao što je prikazano jednačinama (3.39) - (3.42) u okolini stacionarnog stanja signal greške je moguće linearizovati kako bi se dobio pogodan model za implementaciju. Signal greške u tom slučaju postaje:

$$\varepsilon \approx V_g (\theta_g - \hat{\theta}_g). \quad (3.48)$$

Izlaz iz PI regulatora kao upravljačku promenjivu izračunava promenu učestanosti mreže $\Delta\omega_g$, koja u frekventnom (neprekidnom) domenu iznosi:

$$\Delta\omega_g = G_{fil}(s) \varepsilon(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon(s). \quad (3.49)$$

Integracijom ugaone učestanosti, koja se dobije kao suma promene učestanosti i ugaone učestanosti mreže (prema izrazu (3.43)), određuje se estimirani fazni ugao napona mreže kao:

$$\hat{\theta}_g(s) = \frac{1}{s} \hat{\omega}_g(s). \quad (3.50)$$

Stacionarno stanje se postiže kada se q komponenta napona izjednači sa nulom, a d komponenta postane konstantna vrednost, jednaka amplitudi faznog napona mreže. U tom trenutku vrednost estimiranog faznog ugla postaje jednaka sa stvarnom vrednošću faznog ugla napona mreže.

3.4.3. Određivanje parametara fazno spregnute petlje

Kako bi sinhronizacija sa mrežom bila adekvatno izvršena, neophodno je odrediti vrednosti parametara PI regulatora, koji će dominantno odrediti odziv fazno spregnute petlje. Kako je PI regulator u osnovi filter, ovi parametri će odrediti njegov propusni opseg, odnosno propusni opseg cele fazno spregnute petlje. Na ovaj način, parametri PI regulatora će uticati na brzinu odziva, ali i osetljivost algoritma PLL-a, na poremećaje poput harmonijskog izobličenja napona, kao i poremećaje u simetričnosti talasnih oblika napona.

Na osnovu prikazanog modela fazno spregnute petlje, moguće je izvesti prenosnu funkciju linearizovanog modela u frekventnom (Laplasovom) domenu. Prenosna funkcija PLL sistema sa zatvorenim povratnom spregom je drugog reda sa jednom nulom i može se u opštem obliku zapisati na sledeći način:

$$G_{PLL}(s) = \frac{V_g K_p s + V_g K_i}{s^2 + V_g K_p s + V_g K_i} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (3.51)$$

gde je:

ξ - relativni koeficijent prigušenja,

ω_n - sopstvena neprigušena učestanost sistema.

Veličine ξ i ω_n dominantno utiču na odziv sistema u prelaznom režimu u vremenskom domenu. Karakteristike rada sistema u prelaznom režimu u vremenskom domenu za opšti slučaj odskočnog odziva sistema drugog reda se definišu kao vreme smirenja t_{set} i preskok δ . Poželjno je da odziv PLL-a bude bez većeg preskoka i bez oscilacija kako bi se izbegle oscilacije aktivne i reaktivne snage između pretvarača i mreže [19]. Odziv sa preskokom manjim od 5% se može smatrati adekvatno prigušenim, te se vrednost koeficijenta prigušenja može izračunati kao [126]–[128]:

$$\xi = \frac{|\ln\delta|}{\sqrt{\pi^2 + (\ln\delta)^2}} = \frac{|\ln 0.05|}{\sqrt{\pi^2 + (\ln 0.05)^2}} = 0.7. \quad (3.52)$$

Kako bi se potpuno odredili svi parametri regulatora, neophodno je odrediti i vrednost sopstvene neprigušene učestanosti sistema. Vreme smirenja je definisano kao interval za

koji odziv sistema na odskočnu pobudu uđe u prethodno definisan pojas oko vrednosti u stacionarnom sistemu [126]. Vreme smirenja se može odrediti kao:

$$t_{set} = -\frac{\ln y}{\xi \omega_n}. \quad (3.53)$$

Za vreme smirenja PLL algoritma na odskočnu pobudu faznog stava, za mrežu nominalne frekvencije 50 Hz, u literaturi se često bira vrednost od 20 ms u pojasu širine $\pm 1\%$ ($y = \pm 1\%$) oko vrednosti u stacionarnom stanju, što je obrazloženo potrebom za brzim praćenjem frekvencije i faznog ugla mreže [129]. Koristeći izraz (3.53) moguće je odrediti vrednost sopstvene neprigušene učestanosti sistema, koja za mrežu nominalne učestanosti 50 Hz iznosi $\omega_n = 329 \text{ rad/s}$.

Koristeći izraze (3.51) - (3.53), moguće je odrediti vrednosti parametara PI regulatora. Integralno pojačanje PI regulatora iznosi:

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{V_g} = 441.8. \quad (3.54)$$

Vrednost $V_g = 245 \text{ V}$ je vrednost amplitude faznog napona mreže koja je korišćena u simulacijama kao i u eksperimentalnoj proveru rezultata ($V_{lin rms} = 300 \text{ V}$) tokom rada na ovoj tezi. Kada se filter u petlji (PI regulator) implementira u digitalno upravljanim sistemima integralno pojačanje treba pomnožiti sa periodom odabiranja PLL petlje koja u ovom slučaju iznosi $T_{PLL} = 0.25 \text{ ms}$, što daje $K_i^z = 0.11$.

Takođe, sada je moguće izračunati i vrednost proporcionalnog pojačanja PI regulatora i ona iznosi:

$$K_p = \frac{2\xi}{\sqrt{\frac{V_g}{K_i}}} = 1.88; T_i = \frac{K_p}{K_i} = 0.0043. \quad (3.55)$$

U digitalnoj implementaciji filtra zbog različite vrednosti K_i^z vrednost proporcionalnog pojačanja postaje $K_p^z = 0.03$.

3.5. Modulacione tehnike za kontrolu rada pretvarača energetske elektronike

Od mnogo različitih strategija upravljanja pretvaračem energetske elektronike, danas se najčešće koriste tehnike modulacije poznate pod zajedničkim nazivom tehnike impulsno širinske modulacije, koje zadatu referencu napona niske učestanosti postižu promenom faktora ispunje upravljačkih signala na visokoj prekidačkoj učestanosti. Tokom godina razvijen je veliki broj različitih PWM principa za kontrolu rada pretvarača energetske elektronike. Primena određene PWM metode zavisi, pre svega od očekivanih preformansi, a zatim i od topološke strukture pretvarača. Osnovni principi imaju za cilj da poboljšaju jednu od sledećih karakteristika rada pretvarača:

- jednostavnost primene,

- smanjenje gubitaka (prekidačkih i drugih),
- sadržaj viših harmonika izlaznih veličina pretvarača,
- maksimalno iskorišćenje napona jednosmernog međukola.

Dve tehnike (uključujući sve podvarijante) koje za sada prednjače u upotrebi za pretvarač povezan na elektroenergetski sistem jesu:

- sinusna impulsno širinska modulacija i
- impulsno širinska modulacija prostornim vektorom.

U osnovi, sve tehnike impulsno širinske modulacije generišu povorku prekidačkih impulsa čiji je integral napona u vremenu (usrednjena vrednost) ista kao i kod referentne vrednosti u svakom trenutku vremena. S obzirom da ovakva povorka impulsa neminovno sadrži i određene vrednosti viših harmonika, prvi zadatak svake PWM tehnike jeste proračun vremena vođenja pojedinačnih elemenata koji će rezultirati željenim vrednostima napona na izlazu pretvarača. Nakon toga, tehnika mora uvažiti postojanje neželjenih efekata kao što su harmonijsko izobličenje, prekidački gubici i drugi efekti posredno vezani za mesto primene, te ponuditi mogućnosti za njihovo rešenje.

Iako trenutno postoji veliki broj predloženih tehnika u literaturi, veoma je interesantna činjenica da zapravo postoje tri alternativna pristupa generisanju povorke PWM signala. Sve ostale tehnike mogu se rasporediti u jednu od tri kategorije:

- Komutacija prilikom preseka referentne vrednosti i nosećeg signala visoke učestanosti (*eng.* naturally sampled PWM),
- Komutacija prilikom preseka pravilno odabiranog signala referentne vrednosti i nosećeg signala visoke učestanosti (*eng.* regular sampled PWM),
- Komutacija kada je integral površine signala referentne vrednosti nad intervalom nosećeg signala isti kao i integral površine izlaznog prekidačkog signala pretvarača (*eng.* direct PWM).

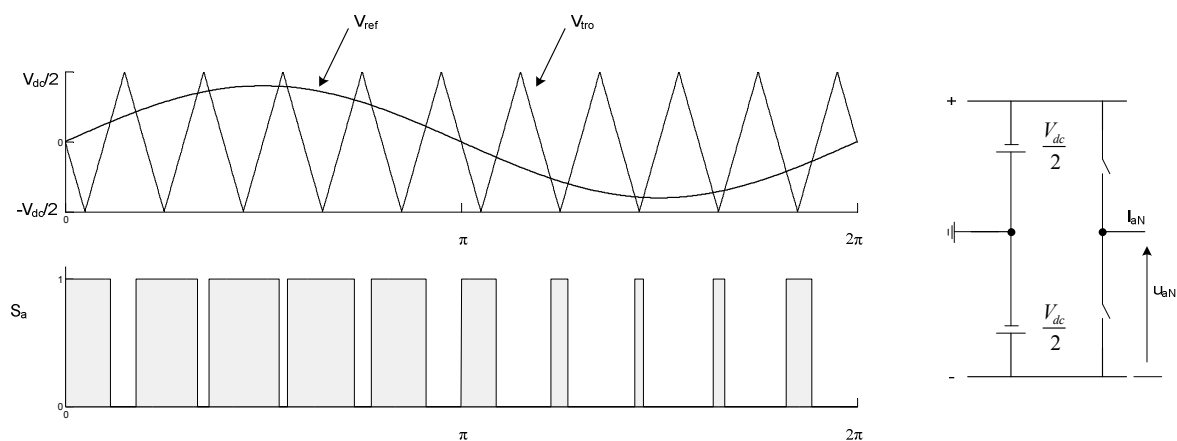
Sve tehnike sa konstantnom prekidačkom učestanošću zapravo mogu biti posmatrane kroz sledeće parametre: širina prekidačkog impulsa, položaj prekidačkog impulsa s obzirom na noseći signal i sekvenca prekidačkih impulsa unutar jednog ili više intervala nosećeg signala.

3.5.1. Sinusna impulsno širinska modulacija

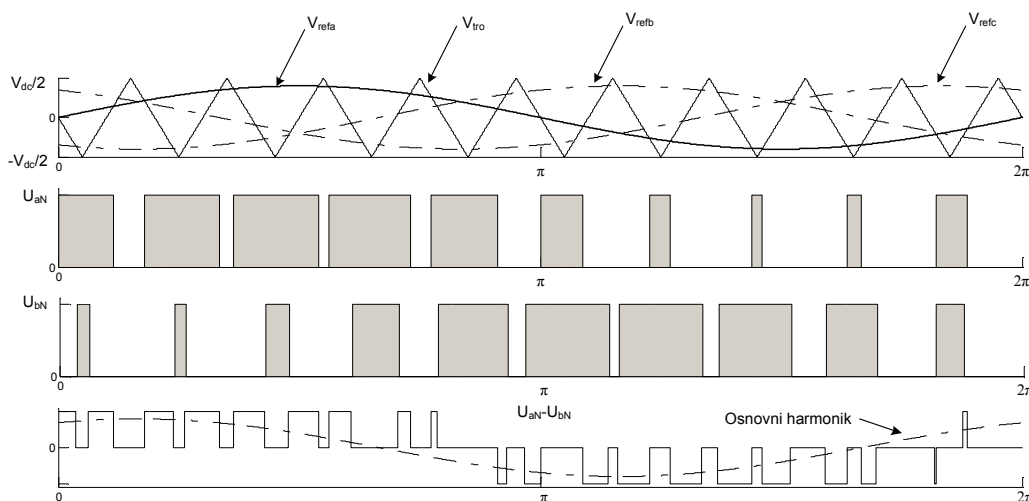
Sinusna impulsno širinska modulacija jeste jedna od osnovnih tehnika modulacije za kontrolu rada pretvarača. Izlazni signali se dobijaju poređenjem referentnog signala i nosećeg signala, za koji je najčešće izabran trougaoni signal. Referentni signal predstavlja željeni oblik izlaznog napona, pa se često još naziva i modulišući signal, s obzirom da će od njegovih parametara (amplitude i frekvencije) zavisiti izgled povorke prekidačkih impulsa. Učestanost trougaonog nosioca praktično predstavlja prekidačku učestanost pretvarača, i ona je višestruko veća od učestanosti modulišućeg signala. Obzirom na odnos učestanosti ova dva signala mogu postojati dve vrste modulacije - sinhronizovana i nesinhronizovana sinusna modulacija. Sinhronizovana modulacija pretpostavlja

celobrojan odnos učestanosti nosećeg i modulišućeg signala, dok to ne mora biti slučaj za nesinhronizovanu modulaciju.

Sami trenuci komutacije prekidača određeni su poređenjem referentnog signala i nosioca. Tako dobijeni signali se prosleđuju na upravljačke ulaze prekidačkih komponenti pretvarača i na taj način se određuju vreme vođenja prekidačke komponente (prekidača). Na slici 3.24 se može videti princip generisanja PWM signala za jednu fazu (jednu granu) pretvarača. Sa slike se može videti da je napon na izlazu invertora prema negativnom polu jednosmernog međukola diskretan i ima vrednosti $+V_{dc}$ kada vodi gornji i $0V$ kada vodi donji prekidač u grani. Kako najčešće postoji potreba za trofaznom PWM modulacijom, noseći signal potrebno je porediti sa 3 modulišuća koja su međusobno pomerena za 120° . Na slici 3.25 su prikazana sva tri referentna signala te talasni oblici napona dobijeni sinusnom PWM tehnikom.



Slika 3.24 Princip generisanja PWM signala sinusnom modulacionom tehnikom



Slika 3.25 Trofazna sinusna impulsno širinska modulaciona tehnika

Veličine koje karakterišu sinusnu PWM tehniku jesu:

$$m_f = \frac{f_{tr}}{f^*}, \tag{3.56}$$

$$m_a = \frac{V_{tr}}{V_{sin}}, \quad (3.57)$$

gde je:

- m_f - indeks frekventne modulacije;
- f_{tr} - učestanost nosećeg signala;
- f^* - učestanost modulišućeg signala;
- m_a - indeks amplitudne modulacije;
- V_{tr} - amplituda nosećeg signala;
- V_{sin} - amplituda modulišućeg signala.

Postoje dve osnovne oblasti rada sinusne PWM tehnike - linearna i nelinearna. Prilikom rada u linearnoj oblasti napon na izlazu raste linearno sa povećanjem indeksa amplitudne modulacije. Kod linearne oblasti amplituda modulišućeg signala jeste uvek manja ili jednaka amplitudi nosećeg signala, dok je u nelinearnoj oblasti amplituda nosećeg signala manja od amplitude modulišućeg signala. Samo izobličenje napona je sasvim prirodno veće u nelinearnoj oblasti rada. Krajnja granica nelinearne oblasti se postiže kada je amplituda referentnog signala u svakom trenutku veća od nosećeg. Tada inverter radi u kvadratnom režimu, a indeks amplitudne modulacije pri kome se ovo postiže zavisi od indeksa frekventne modulacije.

Zbog svoje jednostavnosti, ali i relativno povoljnog harmonijskog spektra koji je skoncentrisan na nosećoj učestanosti i njenim bočnim opsezima, te njihovim umnošcima, ova metoda se koristi u elektromotornim pogonima, a posebno mesto zauzima kod pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem. Granici linearne oblasti, kada indeks amplitudne modulacije iznosi $m_a = 1$, odgovara maksimalno moguća vrednost linijskog napona od:

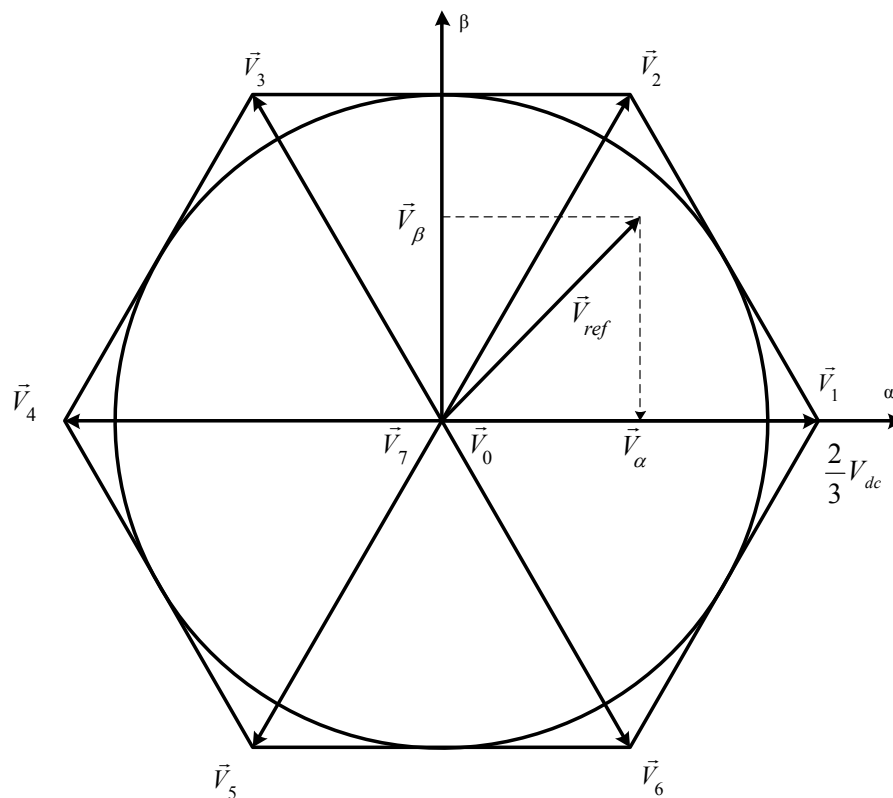
$$U_{lmax} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \approx 0.612 \cdot V_{dc}. \quad (3.58)$$

S obzirom na iskorištenost napona jednosmernog međukola od svega 61,2 % može doći do situacije da već pri 43 Hz nije moguće postići nominalnu vrednost napona elektroenergetskog sistema na izlazu pretvarača energetske elektronike (u zavisnosti od vrednosti napona V_{dc}), te da nije moguće izbeći nelinearan režim rada.

3.5.2. Impulsno širinska modulacija prostornim vektorom

Modulacija prostornim vektorom unosi drugačiji pristup impulsno širinskoj modulaciji, i odnosi se na način kojim se kombinuju prekidački vektori kako bi se realizovao referentni izlazni napon pretvarača. U svakoj periodi modulacije prostornim vektorom, željeni vektor (izlazni napon) se aproksimira srednjom vrednošću tri vektora (naponska), tj. sa tri stanja prekidačkih komponenti u granama pretvarača. Izgled prekidačkih vektora u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu dat je na slici 3.26. Dva vektora su susedni nenulti vektori koji su najbliži referentnoj vrednosti, dok je treći nulti vektor.

Sama primena, odnosno izbor redosleda primene, vektora imaće uticaja na oscilacija izlazne struje, komutacione gubitke te harmonijski spektar izlaznih napona i struja. Upravljanje trofaznim pretvaračem na raspolaganje stavlja 8 prekidačkih stanja, od koji su 6 aktivnih i dva nulta stanja. Tih šest aktivnih vektora čine šestougaonik u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu, i svaka kombinacije vektora rezultira referentnim vektorom unutar datog šestougaonika.



Slika 3.26 Predstava prostornih vektora u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu

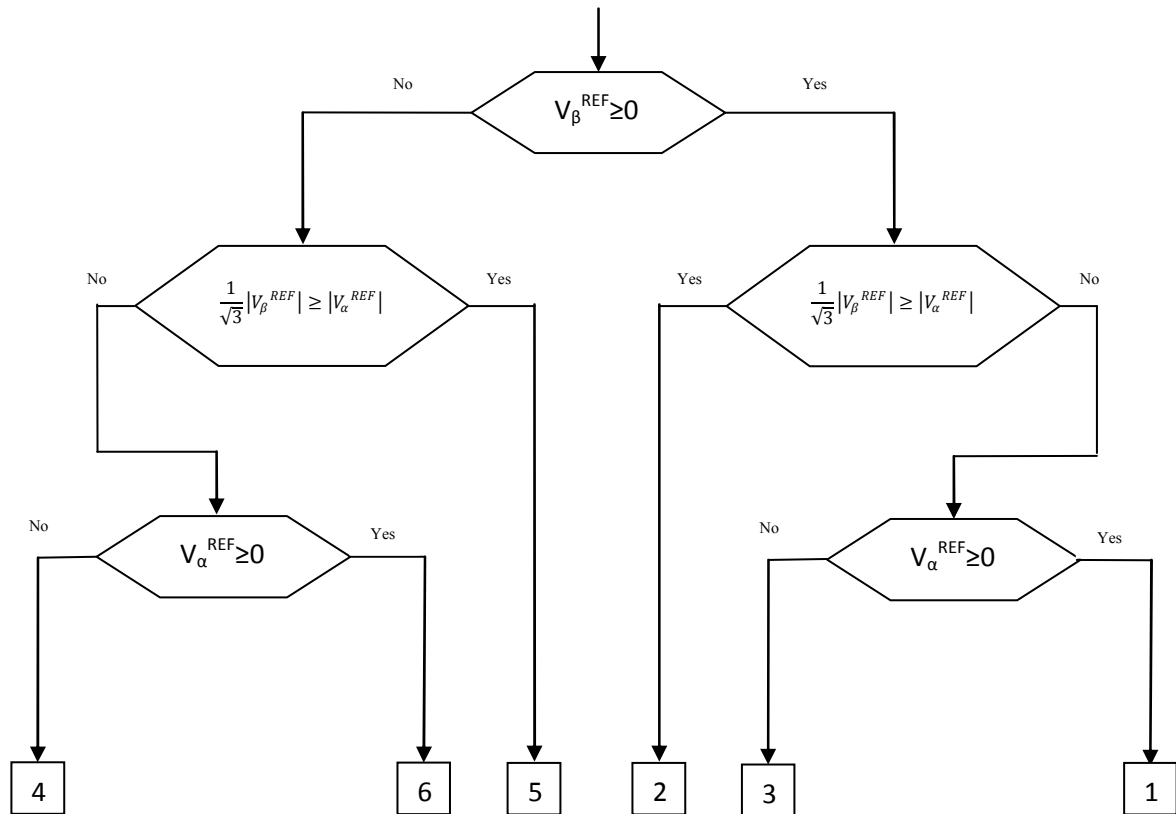
U tabeli 3.2 prikazana su sva moguća prekidačka stanja i njima odgovarajući vektori, čijom se sumom aproksimira referentni izlazni vektor.

Tabela 3.2 Moguća prekidačka stanja i odgovarajući prostorni vektori

Vektor	S_A	S_B	S_C	V_α	V_β	Prostorni vektor
V_1	1	0	0	2/3	0	$(2/3)e^{j0}$
V_2	1	1	0	1/3	$\sqrt{3}/3$	$(2/3)e^{j\pi/3}$
V_3	0	1	0	-1/3	$\sqrt{3}/3$	$(2/3)e^{j2\pi/3}$
V_4	0	1	1	-2/3	0	$(2/3)e^{j3\pi/3}$
V_5	0	0	1	-1/3	$-\sqrt{3}/3$	$(2/3)e^{j4\pi/3}$
V_6	1	0	1	1/3	$-\sqrt{3}/3$	$(2/3)e^{j5\pi/3}$
V_0	0	0	0	0	0	0
V_7	1	1	1	0	0	0

Svaki vektor unutar šestougaonika može biti predstavljen kombinacijom ovih 8 stanja iz tabele 3.2. Tokom periode prekidanja željeni (referentni) vektor mora biti konstantan što se postiže izborom dovoljno male prekidačke učestanosti (periode prekidanja).

Svakako, prvi korak u izboru vektora sastoji se od određivanja sektora kome pripada željeni referentni vektor, što je moguće učiniti na nekoliko načina. Slika 3.27 prikazuje jedan od postupaka za određivanje sektora kome pripada referentni vektor.



Slika 3.27 Postupak određivanja sektora kome pripada referentni vektor

Nakon što je određen sektor, pristupa se određivanju vremena trajanja određenih vektora čija kombinacija će dati željeni vektor. U koliko se broj sektora označi sa k (gde je $k=1..6$) aktivni vektori koji učestvuju u aproksimaciji referentnog vektora će biti određeni sa k i $k+1$. Ukoliko se sa \vec{V}^{REF} označi zahtevani vektor napona tada važi da je njegova vrednost određena vrednostima vektora \vec{V}_K i \vec{V}_{K+1} kao:

$$\vec{V}^{REF} = \frac{T_K}{T_s} \vec{V}_K + \frac{T_{K+1}}{T_s} \vec{V}_{K+1} \quad (3.59)$$

U jednačini (3.59) se vidi da se srednja vrednost vektora \vec{V}^{REF} nad periodom T_s može definisati koristeći vektore \vec{V}_K i \vec{V}_{K+1} u toku vremenskih perioda T_K i T_{K+1} respektivno, koji su deo T_s ($T_K + T_{K+1} \leq T_s$). Vrednost \vec{V}^{REF} osim toga sadrži i α i β komponente:

$$\vec{V}^{REF} = V_\alpha + jV_\beta \quad (3.60)$$

Zavisnosti vektorskih komponenti se može videti na slici 3.26, a znajući da je ugao između dva susedna vektora $\pi/3$, jednostavno se dolazi do izraza:

$$\vec{V}_k = V_k \cos\left((k-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) + jV_k \sin\left((k-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right), \quad (3.61)$$

gde je $V_k = (2/3)V_{dc}$. Ukoliko se koristi SVPWM sa dvostrukim ažuriranjem tada se računanje srednje vrednosti vektora \vec{V}^{REF} vrši nad periodom $T_s/2$ (umesto nad periodom T_s). Na ovaj način se zapravo izračunavaju polovine vremena T_k i T_{k+1} . Koristeći jednačine (3.59), (3.60) i (3.61) vremena T_k i T_{k+1} kao i vreme vođenja nultih vektora T_0 se mogu izračunati na sledeći način:

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \frac{\left(\frac{T_s}{2}\right)}{V_{DC}} \begin{bmatrix} \sin\left(k \frac{\pi}{3}\right) & -\cos\left(k \frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin\left((k-1) \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left((k-1) \frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}, \quad (3.62)$$

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - T_k - T_{k+1}, \quad (3.63)$$

gde je $k=1..6$.

Nakon što se dobiju vremena pojedinih vektora mogu se izračunati vremena vođenja pojedinih grana. Ukoliko se ona označe sa BIG, MIDDLE i SMALL sledi:

$$BIG = \frac{T_0}{2} + T_k + T_{k+1}, \quad (3.64)$$

$$MIDDLE = \frac{T_0}{2} + T_{k+1}, \quad (3.65)$$

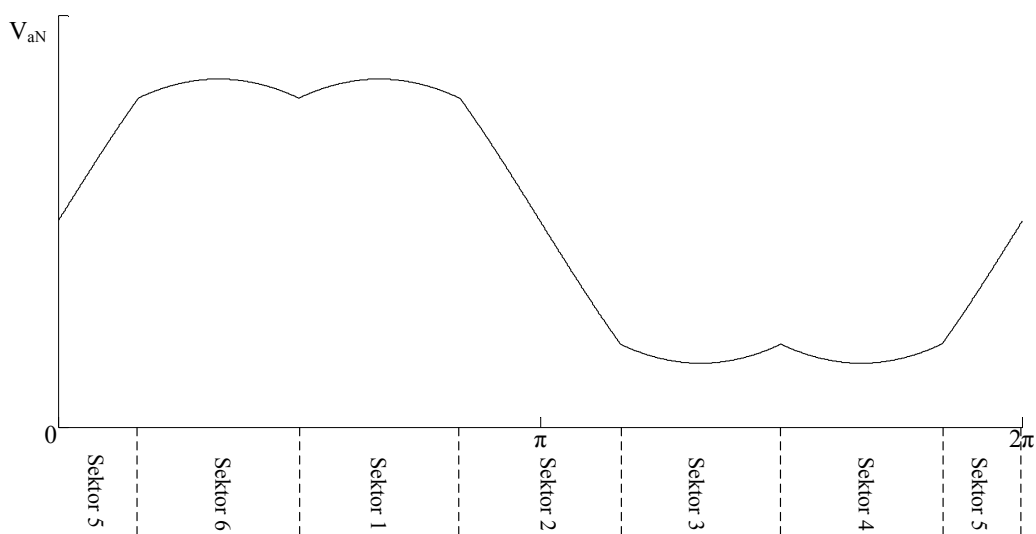
$$SMALL = \frac{T_0}{2}. \quad (3.66)$$

U zavisnosti od izabranog sektora vremena vođenja PWM-a (T_a , T_b i T_c) uzimaju jednu od predhodno definisanih vrednosti prema pravilu iz tabele 3.3.

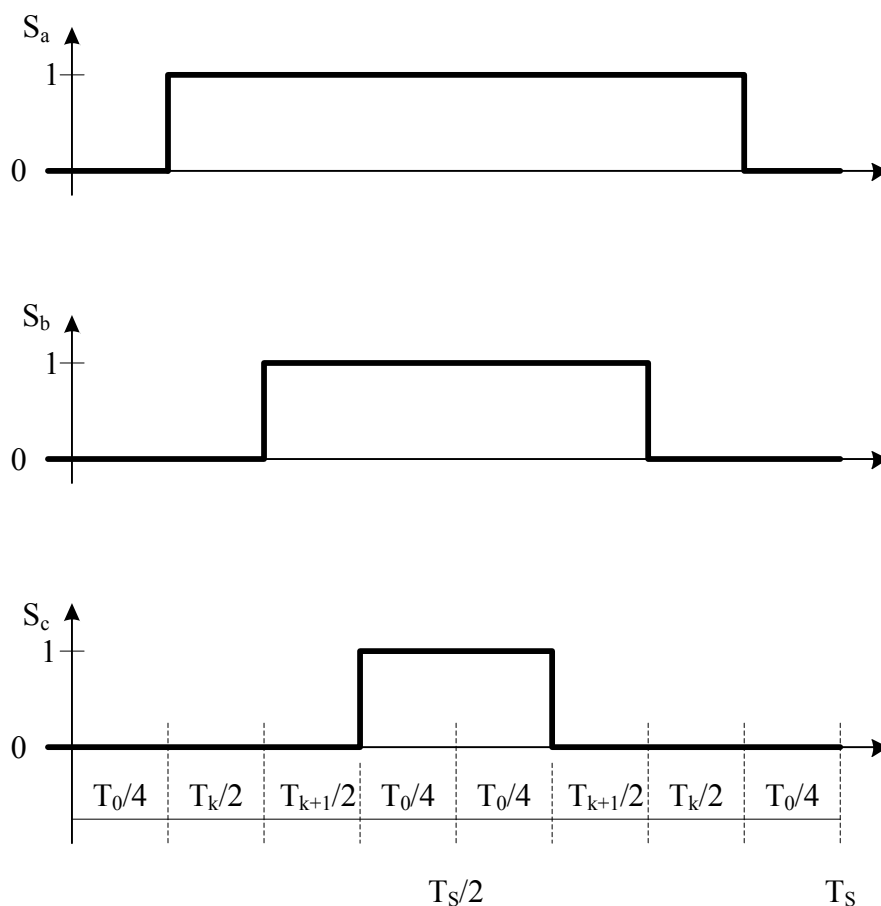
Tabela 3.3 Zavisnost vremena vođenja PWM-a za pojedine grane pretvarača

Broj sektora (k)	Vreme trajanja PWM-a
1	$T_A = \text{BIG}, T_B = \text{MIDDLE}, T_C = \text{SMALL}$
2	$T_A = \text{MIDDLE}, T_B = \text{BIG}, T_C = \text{SMALL}$
3	$T_A = \text{SMALL}, T_B = \text{BIG}, T_C = \text{MIDDLE}$
4	$T_A = \text{SMALL}, T_B = \text{MIDDLE}, T_C = \text{BIG}$
5	$T_A = \text{MIDDLE}, T_B = \text{SMALL}, T_C = \text{BIG}$
6	$T_A = \text{BIG}, T_B = \text{SMALL}, T_C = \text{MIDDLE}$

Na slikama 3.28 i 3.29. prikazan je izgled vremena vođenja PWM za prvu granu (T_a) pretvarača te izgled vremena vođenja za sektor 1 u periodu od T_s .



Slika 3.28 Izgled PWM-a za prvu granu pretvarača - T_a



Slika 3.29 PWM signali za slučaj referentnog vektora u prvom sektoru (nad vremenom T_s)

Postoji nekoliko različitih strategija SVPWM modulacije, a u ovom radu je prikazana simetrična sekvenca. Pored nje još se javljaju desno poravnata sekvenca, levo poravnata sekvenca, izbegavanje prekidanja najveće struje itd. Vremena vođenja aktivnih komponenti su uglavnom ista kod svih sekvenci, ali ono što ih razlikuje jeste raspored

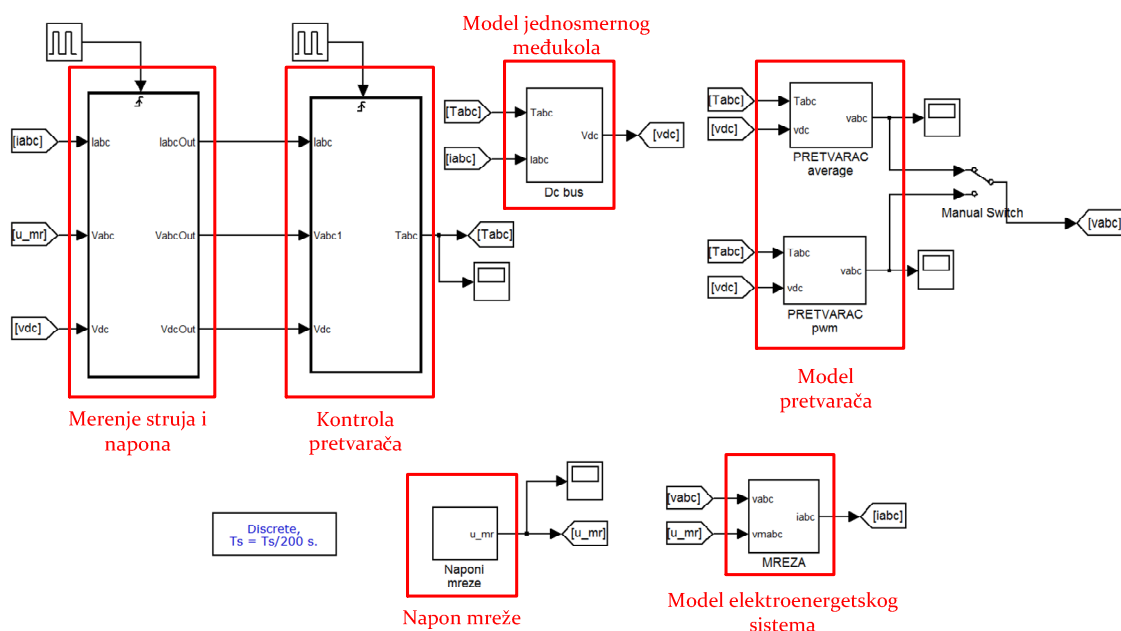
nultih vektora, te način na koji su raspoređeni vektori (koji se od dva aktivna vektora prvi pušta na izlaz pretvarača). Maksimalna vrednost napona koji se dobija ovom metodom (bez izobličenja) postiže se kada referentni napon prati upisanu kružnicu u šestougaonik i iznosi:

$$U_{lmax} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \approx 0.707 \cdot V_{dc}. \quad (3.67)$$

Prednost ove modulacione tehnike je bolja iskorišćenost napona jednosmernog međukola, ali osim toga se može postići i smanjenje komutacionih gubitaka. Kada je referentni vektor veći od poluprečnika upisanog kruga nastupa oblast nelinearne modulacije. Referentni vektor ne sme izaći van oblasti šestougla jer se tada zahtevani napon ne može fizički ostvariti na pretvaraču.

3.6. Simulacija rada pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem u stacionarnom naizmeničnom režimu

Kako bi se testirali prethodno opisani delovi tehnike upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem, razvijen je model u Matlab/Simulink razvojnom okruženju prikazan na slici 3.30. Model se sastoji od nekoliko različitih segmenata (podсистема) koji su usaglašeni i čine jedan celovit sistem. Pre svega, za modelovanje pretvarača energetske elektronike, koji čini osnovni deo modela, iskorišten je izvedeni matematički model prikazan jednačinama (2.52) - (2.58). Pretvarač energetske elektronike je povezan na elektroenergetski sistem koji je modelovan Teveninovim ekvivalentom prikazanim izrazom (2.61).

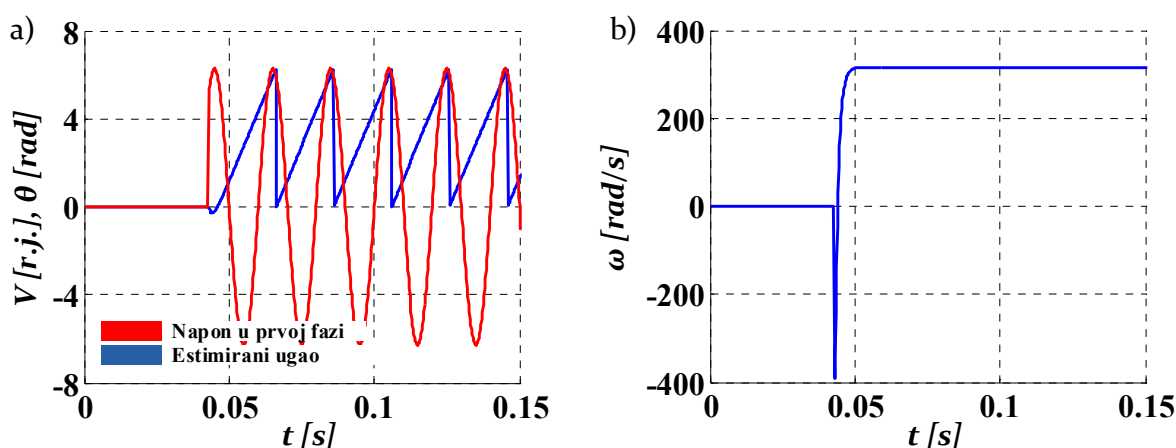


Slika 3.30 Upravljanje pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem u Matlab/Simulink razvojnom okruženju

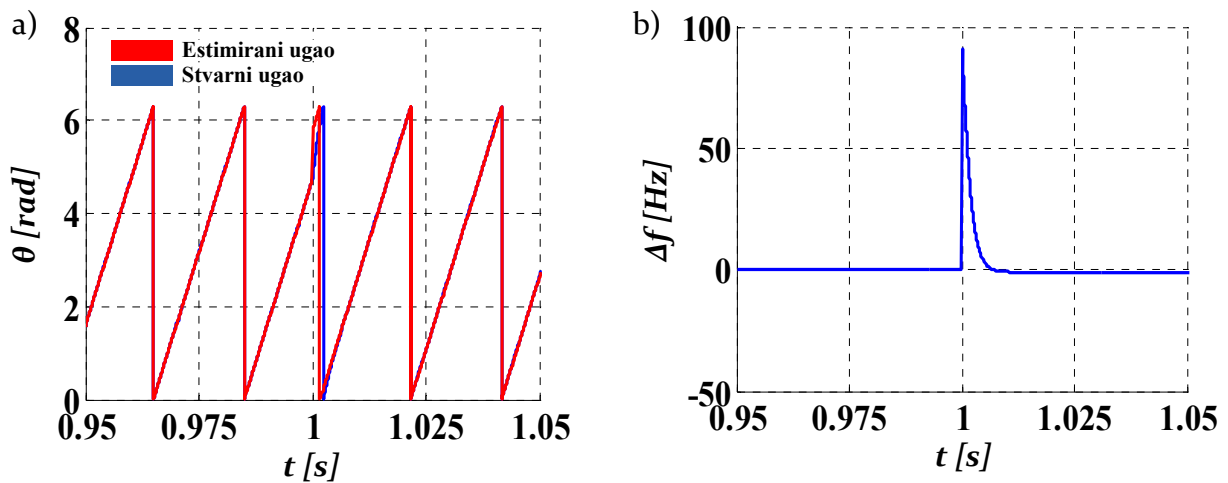
Izuzev toga, model indirektno uvažava postojanje primarnog izvora energije kroz model jednosmernog međukola, s obzirom na izraz (3.20) koji podrazumeva komponentu

struje i_{dc} . Sama upravljačka struktura pretvarača je diskretizovana, i izvršava se u tačno određenim periodama odabiranja, kako bi razvijeni model u potpunosti odgovarao eksperimentalnoj postavci. Merenje struja i napona se izvršava sa istom učestanošću kao i PWM tehnika, odnosno na učestanosti od 8 kHz. Upravljačka struktura pretvarača, koja podrazumeva sinhronizaciju, regulaciju struje, regulaciju napona jednosmernog međukola (i regulaciju snage) i implementaciju odgovarajuće modulacione tehnike izvršava se sa učestanošću od 4 kHz. Kontrola pretvarača je izvršena u svemu prema teorijskim analizama datim u poglavlju 3. Razvijeni model je najpre iskorišćen da se ispita predložena tehnika upravljanja pretvaračem pri uslovima u elektroenergetskom sistemu koji ne odstupaju od nominalnih.

Sinhronizacija sa vektorskim reprezentom napona izvršena je u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, koristeći se klasičnom PLL tehnikom. Kako bi se utvrdio adekvatan rad tehnike za sinhronizaciju, neophodno je ispitati odziv PLL tehnike na promenu naponskih prilika u elektroenergetskom sistemu. Na slici 3.31 dat je odziv PLL tehnike za simetrične vrednosti napona u tački priključenja. U trenutku $t = 0.043$ s na ulazu jedinice za sinhronizaciju uspostavljen je trofazni simetrični napon nominalne efektivne vrednosti. Posmatrajući usklađenost estimirane vrednosti ugla vektorskog reprezentata napona sistema i njegove vrednosti u prvoj fazi (sa nultom vrednošću faznog stava) na slici 3.31 a, lako je uočiti da postoji izuzetna dinamika i precizna identifikacija faznog stava napona. Međutim, tek na slici 3.31 b postaje i intuitivno jasno da je brzina odziva PLL tehnike zadovoljavajuća i u potpunosti usklađena sa teorijskim razmatranjima. Odziv tehnike je aperiodičan, što ga uz sve navedeno čini izuzetno prihvatljivim za potrebe pretvarača koji radi povezan na elektroenergetski sistem. Izuzev odziva na pobudu (uspostavljanje napona elektroenergetskog sistema u tački priključenja), jedinica za sinhronizaciju mora biti u stanju da pruži zadovoljavajući odziv na skokovitu promenu učestanosti, kao i faznog stava vektorskog reprezentata napona sistema. Kako bi se navedeno utvrdilo, identična sinhronizaciona jedinica je testirana pri uslovima skokovite promene faznog stava napona, što se može videti na slici 3.32. U trenutku $t = 1$ s vrednost faznog stava napona promenjen je za vrednost $\pi/3$. Sa slike 3.32 a se jasno vidi da predložena tehnika prati promenu faznog stava vektorskog reprezentata napona elektroenergetskog sistema, dok je mala razlika prisutna samo u trenutku nastanka poremećaja.

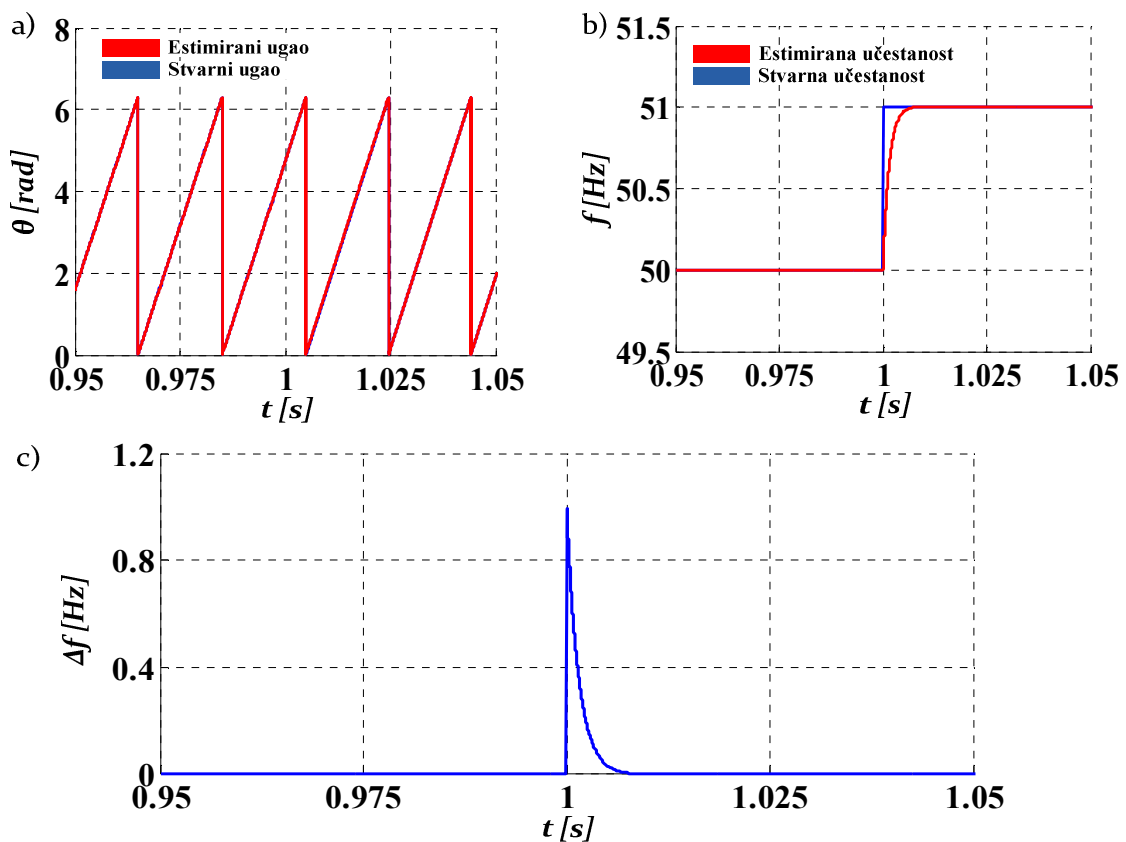


Slika 3.31 Odziv PLL tehnike za simetrične vrednosti napona u tački priključenja – napon prve faze i vrednost estimiranog ugla (a), estimirana učestanost napona (b)



Slika 3.32 Odziv PLL tehnike za skokovitu promenu ugla napona u tački priključenja – vrednost stvarnog i estimiranog ugla (a), greška estimirane učestanosti napona (b)

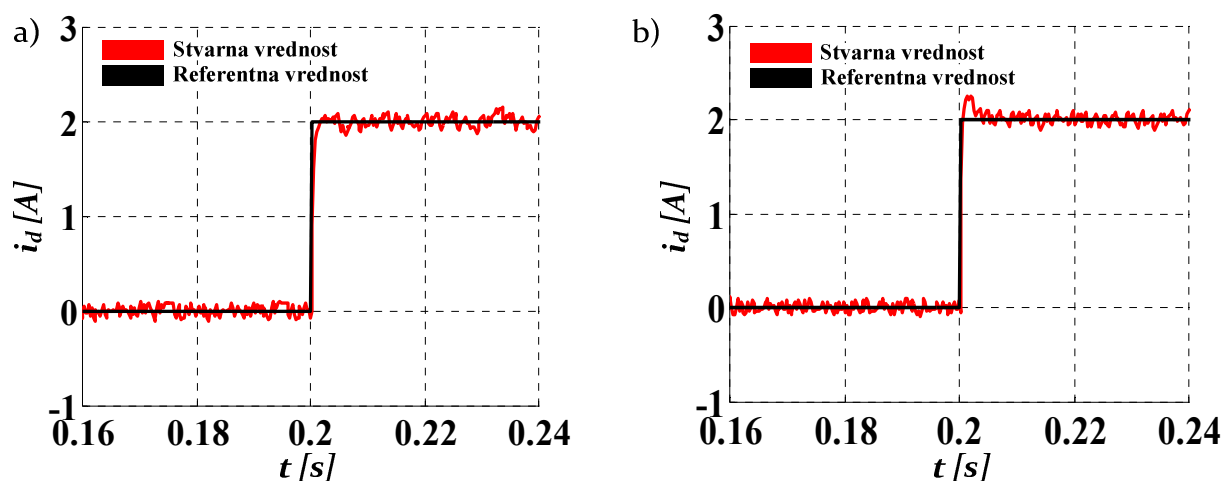
Odziv na ovaj poremećaj ima izuzetne dinamičke karakteristike, što je moguće uočiti sa slike 3.32 b, gde je prikazana vrednost greške u estimiranoj učestanosti napona. Trajanje prelaznog procesa je oko 11 ms , što u potpunosti odgovara očekivanim rezultatima. Prilikom skokovite promene učestanosti napona odziv jedinice za sinhronizaciju je takođe u skladu sa očekivanim vrednostima, kao što je moguće videti na slici 3.33.



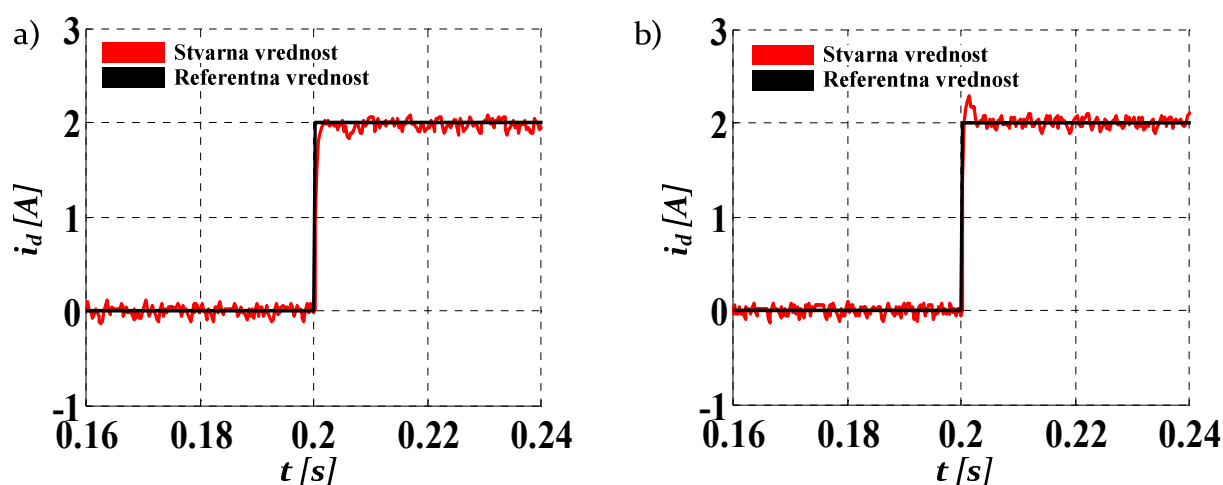
Slika 3.33 Odziv PLL tehnike za skokovitu promenu učestanosti – vrednost stvarnog i estimiranog ugla (a), vrednost stvarne i estimirane učestanosti (a), greška estimirane učestanosti (c)

U ovoj simulaciji izvršena je promena učestanosti napona sa vrednosti 50 Hz na vrednost 51 Hz u trenutku $t = 1$ s. Odziv jedinice za sinhronizaciju je aperiodičan, a stvarna i estimirana vrednost ugla su usklađene, izuzev tokom prelaznog perioda kada postoji greška u estimiranoj vrednosti učestanosti. Greška u estimiranoj vrednosti ugla je u ovom slučaju značajno niža, nego u slučaju skokovite promene ugla, što je u skladu i sa veličinom greške u estimiranoj učestanosti. Lako se može uočiti da se prelazni proces ovog puta završi u vremenskom okviru od 7.5 ms. Prema prethodnim zaključcima, PLL tehnika za sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona sistema ima izuzetne dinamičke karakteristike i pogodna je za upotrebu kod pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem, kada su naponi u tački priključenja simetrični.

Isti model je iskorišten kako bi se ispitale dinamičke karakteristike odzive strujnih regulatora, s obzirom na proračunate parametre. Ispitani su regulatori tipa PI i PR, prema obe prethodno opisane metode za proračun parametara. Na slikama 3.34 i 3.35 su dati rezultati simulacije, za pretvarač kod koga je došlo do promene referentne vrednosti struje u d -osi na 2 A u trenutku $t = 0.2$ s.

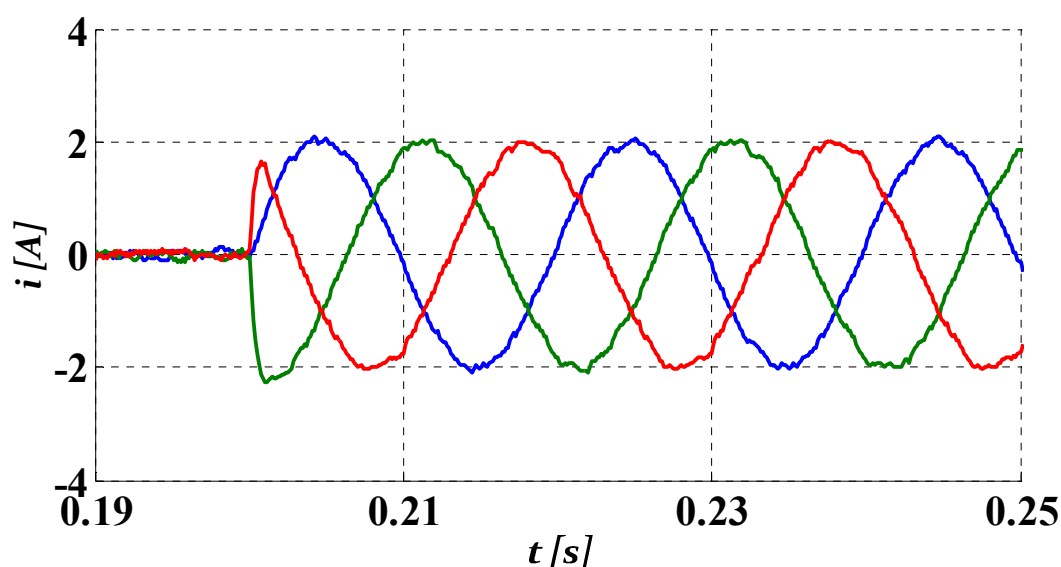


Slika 3.34 Odziv PI strujnog regulatora u d -osi – parametri proračunati metodom modulnog optimuma (a), parametri proračunati metodom Ziegler-Nichols (b)



Slika 3.35 Odziv PR strujnog regulatora u d -osi – parametri proračunati metodom modulnog optimuma (a), parametri proračunati metodom Ziegler-Nichols (b)

Može se zaključiti da obe topološke strukture regulatora struje imaju zadovoljavajuće dinamičke karakteristike i vreme smirenja manje od 5 ms za obe metode proračuna parametara. U pojedinačnim slučajevima postoji prebačaj koji je ispod dozvoljene granice od 10 % u skladu sa izloženim teorijskim pretpostavkama. Svi prikazani odzivi struje su prihvatljivi za strujnu kontrolu pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem, i moguće je koristiti bilo koju od navedenih kombinacija. Međutim, izuzev dinamičkih performansi, postoje dodatni parametri koje treba razmotriti prilikom izbora topološke strukture i parametara regulatora struje pretvarača. Kada se analizira talasni oblik struje pretvarača, nije teško uočiti da će postojati određeno (i različito) izobličenje struje za prethodno navedene mogućnosti. Na slici 3.36 prikazan je izgled faznih struja pretvarača za jedan odabran slučaj (PI regulator sa parametrima određenim metodom Ziegler-Nichols). Harmonijskom analizom utvrđen je spektar za ovaj, ali i sve preostale slučajeve, kako bi se odredila upravljačka struktura koja je najpogodnija sa aspekta injektovanja neželjenih harmonika struje višeg reda.



Slika 3.36 Izgled faznih struja pretvarača za PI regulator struje sa parametrima proračunatim metodom Ziegler-Nichols

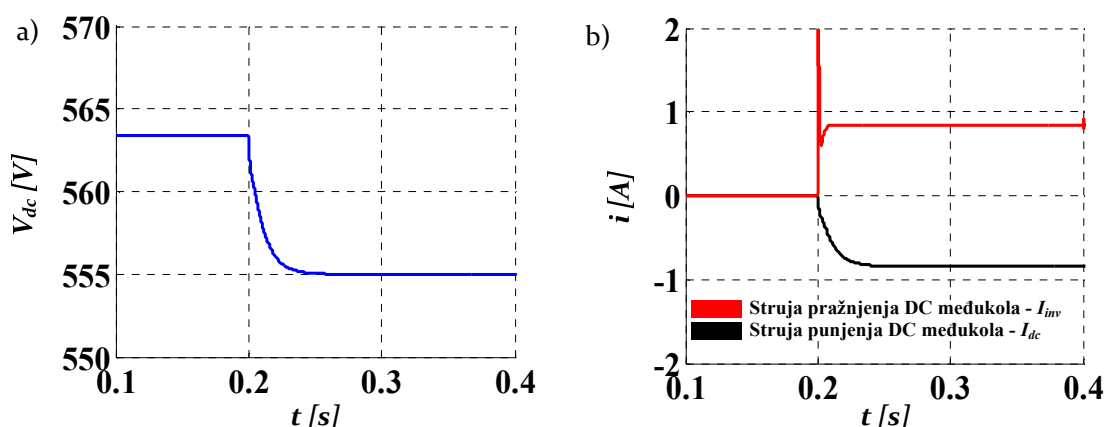
U tabeli 3.4 je prikazano ukupno harmonijsko izobličenje struje pretvarača za PI i PR regulatore sa parametrima proračunatim metodama modulnog optimuma i Ziegler-Nichols. Jasno se može videti da postoji značajan uticaj izbora parametara na ukupno harmonijsko izobličenje struje posebno kada je struktura regulatora PR u pitanju. Takođe, najmanje harmonijsko izobličenje jeste upravo sa PR regulatorom i parametrima proračunatim metodom Ziegler-Nichols. Međutim, praktična implementacija PR regulatora, a posebno u vezi problematike početnih uslova daje prednost regulatorima tipa PI. Ovo je eksperimentalno potvrđeno u [72], uz značajniji uticaj topološke strukture i parametara regulatora.

Tabela 3.4 Ukupno harmonijsko izobličenje struje pretvarača za različite topološke strukture i metode proračuna parametara

Struktura regulatora	Metoda proračuna	
	Modulni optimum	Ziegler-Nichols
PI	2.82 %	2.83 %
PR	3.34 %	2.29 %

Zbog svega navedenog, u daljem radu je korišten regulator tipa PI sa parametrima proračunatim metodom modulnog optimuma.

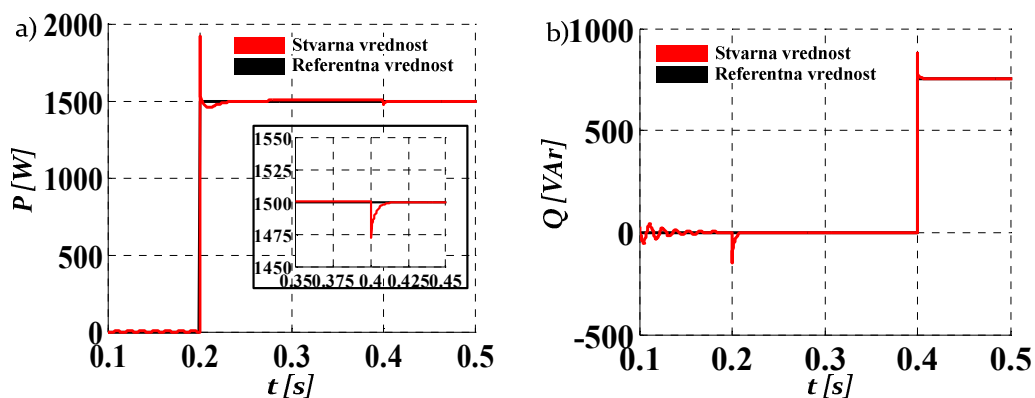
Upravljanje naponom jednosmernog međukola je implementirano u svemu prema izvršenoj teorjskoj analizi. Na slici 3.37 a se može videti odziv napona jednosmernog međukola za skokovitu promenu referentne vrednosti na 555 V, dok pre prelaznog procesa vrednost napona jednosmernog međukola nije kontrolisana. U stacionarnom stanju postoji ravnoteža između struja kojom se jednosmerno međukolo puni i prazni, što se lako može uočiti na slici 3.37 b. Vrednosti struja u stacionarnom stanju iznosi 0.89 A. Napon jednosmernog međukola ima aperiodičan odziv, sa vremenom smirenja manjim od $t = 50 \text{ ms}$.



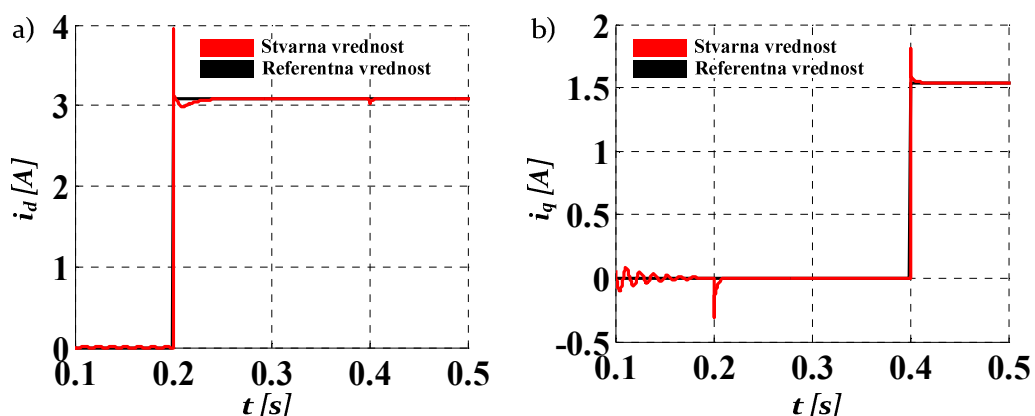
Slika 3.37 Odziv napona jednosmernog međukola na promenu referentne vrednosti (a) i promena struja u jednosmernom međukolu (b)

Kako bi se u potpunosti potvrdio ispravan rad pretvarača, neophodno je proveriti mogućnost upravljanja aktivnom i reaktivnom snagom injektovanom u elektroenergetski sistem. Bez umanjjenja opštosti zaključka o radu tehnike upravljanja, u modelu je implementirana kontrola aktivne i reaktivne snage u otvorenoj sprezi. Na slici 3.38 a i 3.38 b prikazani su odzivi aktivne i reaktivne snage pri skokovitoj promeni referentne vrednosti. Nakon što se pretvarač sinhronizovao sa vektorskim reprezentom napona elektroenergetskog sistema, u trenutku $t = 0.2 \text{ s}$ zadata je vrednost aktivne snage od 1500 W, a zatim je u trenutku $t = 0.4 \text{ s}$ zadata vrednost reaktivne snage od 750 VAR. Očekivano, s obzirom na ponašanje jedinice za sinhronizaciju, postignuto je potpuno raspregnuto upravljanje aktivnom i reaktivnom snagom. Stvarne vrednosti izuzetnom brzinom dostižu zahtevane referentne vrednosti ($t < 20 \text{ ms}$), dok je vrednost kratkotrajnog prebačaja u skladu sa načinom proračuna parametara i iznosi oko 20 %. U skladu sa promenom referentnih i stvarnih vrednosti aktivne i reaktivne snage, dolazi do promene aktivne i reaktivne komponente struje, pa se ista zapažanja mogu izneti i za vrednosti struja u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu na slici 3.39.

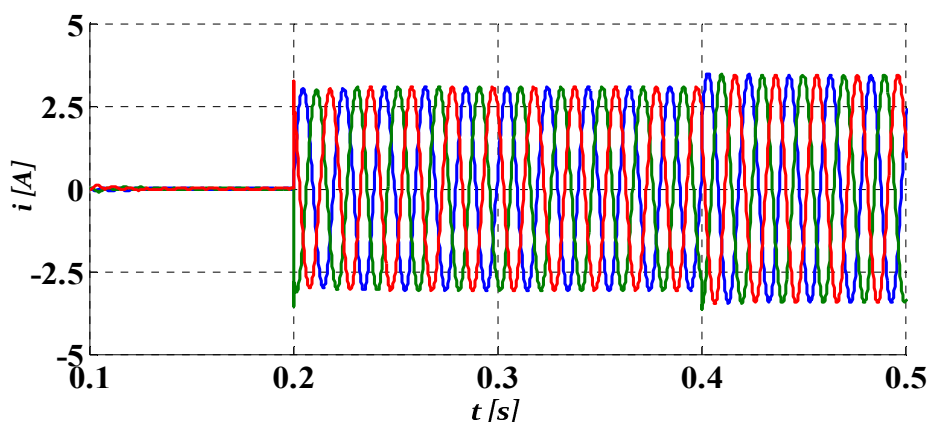
Svakako, talasni oblik faznih struja je u potpunosti u skladu sa do sada iznesenom analizom, kao što se može proveriti na slici 3.40. U skladu sa navedenim razmatranjima i rezultatima sprovedenih simulacija, može se zaključiti da tehnika upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem, prikazana u poglavlju 3, ima izuzetne dinamičke i operacione karakteristike pri radu sa naponima koji ne odstupaju od nominalnih.



Slika 3.38 Promena vrednosti aktivne snage (a) i reaktivne snage (b)



Slika 3.39 Promena vrednosti komponente struje u d-osi (a) i u q-osi (b)



Slika 3.40 Promena vrednosti faznih struja prilikom promene referentnih vrednosti snage pretvarača

4. Karakterizacija aktivnih neuravnoteženih sistema

Izuzetno brz razvoj novih tehnologija u oblasti decentralizovane proizvodnje i skladištenja električne energije, a u skladu sa povećanjem potrošnje električne energije i zahtevima potrošača u pogledu kvaliteta isporuke, neminovno iziskuje promenu pristupa prilikom planiranja i upravljanja elektroenergetskim sistemima. Pri tome, upotreba savremenih komunikacionih tehnologija omogućuje potpuno iskorišćenje razvijenih resursa i nastanak značajnog broja novih digitalnih tehnika i tehnologija upravljanja elektroenergetskim sistemima.

Razvoj elektroenergetskog sistema od pasivnih mreža, ka savremenom konceptu aktivnih sistema potstaknut je željom za liberalizacijom tržišta električne energije, željom za povećanje efikasnosti, sigurnosti i kvaliteta napajanja, te razvojem tehnologija distribuiranih generatora male snage. Svakako, osim što elektroenergetski sistem postaje „aktivan“, takođe dolazi i do postepene decentralizacije proizvodnje električne energije. Operater sistema je direktno odgovoran za integraciju distribuiranih elektroenergetskih resursa (*eng. Distributed Energy Resources - DER*) i upravljanje njihovom proizvodnjom, dok se smer toka energije može menjati čak i u distributivnim sistemima [130].

U skladu sa zaključcima radne grupe CIGRE WG C6.11, čiji je osnovni zadatak bio razmatranje osnovnih principa razvoja i rada aktivnih distributivnih mreža (*eng. Active Distribution Network - ADN*), razvijena je jedna opšta definicija ADN koja glasi [131]:

„Aktivne distributivne mreže sadrže sisteme za upravljanje više različitih distribuiranih elektroenergetskih resursa, koji su definisani kao generatori, potrošači i skladišta električne energije. Operater distributivnog sistema ima mogućnost upravljanja tokom električne energije koristeći prednosti prilagodljive topologije mreže. Distribuirani elektroenergetski resursi preuzimaju deo odgovornosti za podršku sistemu tokom poremećaja u zavisnosti od odgovarajućih zahteva i ugovora za priključenje.“

Uz postojanje pomenutih sistema upravljanja resursima, ADN postaje aktivni distributivni sistem, te uz tehnike naprednog upravljanja i procesa automatizacije uzrokuje promenu procesa planiranja i upravljanja distributivnom mrežom, s obzirom da ove procese sada nije moguće posmatrati kao nezavisne zadatke. Savremenim “pametnim” mernim sistemima i automatskim (daljinskim) očitavanjem ostvaruje se pristup izuzetnoj količini podataka koja se može iskoristiti za predviđanje potrošnje. Upravo iz tog razloga tehnike obrada podataka i rada sa velikim količinama podataka (*eng. Big Data*) predstavljaju ključne alate za planiranje elektroenergetskih sistema u budućnosti.

Sa druge strane, integracija savremenih alata i tehnologija za proizvodnju električne energije nije nimalo jednostavan zadatak. Prema gore pomenutoj definiciji, neophodno je obezbediti da distribuirani elektroenergetski resursi preuzmu deo odgovornosti za podršku sistemu u toku poremećaja. Međutim, tokom poremećaja, kada naponske prilike u sistemu odstupaju od nominalnih, nelinearni elementi energetske elektronike mogu imati nepredvidivo ponašanje, i to pre svega, kada su poremećaju u sistemu neuravnoteženi ili usled neuravnotežene potrošnje električne energije, odnosno kada je režim u sistemu (s obzirom na napone) nesimetričan. Podršku radu elektroenergetskog sistema, pretvarač energetske elektronike je u obavezi da obezbedi pri svim uslovima,

uključujući uravnotežene i neuravnotežene poremećaje, kao i prilikom nesimetrije napona koja je posledica neuravnotežene potrošnje i proizvodnje električne energije.

4.1. Naponske prilike tokom uravnoteženih i neuravnoteženih poremećaja

Tokom rada elektroenergetskog sistema usled različitih pojava dolazi do stalne promene režima, kao posledica promene toka energije, ali i kao posledica različitih poremećaja. Pod pojmom poremećaj mogu se klasifikovati svi događaji koji će neočekivano uzrokovati dugotrajnu ili kratkotrajnu promenu režima u elektroenergetskom sistemu. Razmatrajući poremećaje u elektroenergetskom sistemu sa aspekta rada pretvarača energetske elektronike, najvažniji su oni poremećaji koji će uticati na naponske prilike u tački priključenja (t.j. propadi napona).

Ukoliko pretpostavimo da elektroenergetski sistem radi u nominalnom režimu rada, te ukoliko zanemarimo harmonijsko izobličenje napona, tada važi da su naponi u elektroenergetskom sistemu simetrični, te u kompleksnom domenu ovi naponi imaju sledeće vrednosti:

$$\bar{V}_a = V, \quad (4.1)$$

$$\bar{V}_b = -\frac{1}{2}V - j\frac{\sqrt{3}}{2}V, \quad (4.2)$$

$$\bar{V}_c = -\frac{1}{2}V + j\frac{\sqrt{3}}{2}V. \quad (4.3)$$

Prilikom poremećaja u elektroenergetskom sistemu narušava se međusobni odnos napona prikazan izrazima (4.1) - (4.3). Praktično, taj odnos može biti narušen promenom vrednosti amplitude ili faznog stava napona u jednoj ili više faza istovremeno. Prema režimu koji uzrokuju (a u vezi sa naponima u tački priključenja), svi poremećaji u elektroenergetskom sistemu se mogu klasifikovati kao uravnoteženi i neuravnoteženi. Tokom uravnoteženih poremećaja očuvana je simetrija napona u svakoj tački elektroenergetskog sistema, dok prilikom neuravnoteženih poremećaja dolazi do pojave nesimetrije. Prema tome, najprirodniji način za klasifikaciju propada napona jeste upotrebom simetričnih komponenti [132]. Upotrebom simetričnih komponenti u klasifikaciji propada napona moguće je odrediti direktnu zavisnost između merenih napona i pojedinačnih tipova propada napona. Istovremeno, ovakva podela je izuzetno složena, ponekad nerazumljiva i samim tim nepraktična za primenu u mnogim oblastima, uključujući i upravljanje pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem.

Jednostavnija klasifikacija, koja je trenutno u upotrebi, je zasnovana na pojednostavljenom modelu elektroenergetskog sistema i deli propade napona u sedam celina (A-G), prema čemu je i dobila naziv ABC klasifikacija [133], [134]. Svaki od sedam tipova propada napona okarakterisan je specifičnom kombinacijom promene napona i faznog stava faznih napona. Izuzev pomenute klasifikacije, propad napona je dodatno karakterisan sa vremenom trajanja.

Sam karakter propada napona nije jednoznačno određen za pojedinačno mesto priključenja, već zavisi od niza faktora koji mogu uticati na to kako se određeni propad

manifestuje. Pre svega, pošto su propadi napona najčešće uzrokovani kvarovima u elektroenergetskom sistemu, različiti tipovi kvara imaju drugačije manifestacije s obzirom na vrednosti napona koja se detektuje u tački priključenja. U teoriji su prepoznata četiri osnovna tipa kvara (kratkog spoja) u elektroenergetskom sistemu i to su:

- Jednopolni (jednofazni) kratak spoj sa zemljom (1FKS),
- Dvopolni (dvofazni) kratak spoj bez zemlje (2FKS),
- Dvopolni (dvofazni) kratak spoj sa zemljom (2FKSZ), i
- Tropolni (trofazni) kratak spoj (3FKS).

Najčešći od njih su jednopolni kratki spojevi sa zemljom, kod kojih je karakteristično da napon u jednoj fazi opadne za određeni iznos, dok u druge dve faze ostane nepromenjen (ili se poveća u zavisnosti od tipa uzemljenja sistema). Kada se dogodi dvopolni kratak spoj sa zemljom, tada se vrednost napona promeni u dve faze, dok u zavisnosti od uzemljenja može doći i do promene faznih stavova. Napon u preostaloj fazi ostaje nepromenjen (ili se poveća u zavisnosti od tipa uzemljenja sistema). Prilikom dvopolnog kratkog spoja bez zemlje dolazi do promene vrednosti napona i faznog stava u dve faze, dok je napon u preostaloj fazi nepromenjen. Kao jedini uravnotežen kvar, izdvaja se trofazni kratak spoj prilikom koga naponi u elektroenergetskom sistemu ostaju simetrični, uz jednoznačnu promenu vrednosti bez promene faznog stava. Uticaj nepostojanja uzemljenja sistema ili uzemljenja preko velike impedanse na porast vrednosti napona u fazama kod kojih nije došlo do kvara je poznat [135].

Izuzev tipa kvara, mesto kvara je drugi faktor koji će uticati na manifestaciju propada napona, a posebno s obzirom na elektroenergetsku infrastrukturu između mesta kvara i mesta priključenja (mernog mesta). Najviše uticaja na manifestaciju kvara na mestu priključenja će zapravo imati tip energetskog transformatora s obzirom na spregu primarnog i sekundarnog namotaja. Propagacija propada napona kroz energetski transformator može biti jednostavna, kada se menja samo amplituda napona ili može biti složena kada se menja vrednost amplitude, fazni stav ili čak tip propada napona na sekundaru transformatora. Prema uticaju na propad napona transformatori se dele u tri grupe:

- Grupa 1 – Transformatori kod kojih su naponi primara i sekundara jednaki u domenu relativnih jedinica (sprega uzemljena zvezda i na primaru i na sekundaru - $Y_n Y_n$),
- Grupa 2 – Transformatori kod kojih dolazi do uklanjanja nulte komponente napona na sekundaru, dok se naponi u relativnim jedinicama razlikuju samo za iznos nulte komponente (D_d, D_z , neuzemljeni Y_y),
- Grupa 3 – Transformatori kod kojih se naponi primara i sekundara u relativnim jedinicama odnose kao linijske i fazne vrednosti (D_y, Y_d, Y_z).

Svakako, način povezivanja uređaja za merenje napona, odnosno potrošača može uticati na manifestaciju propada napona posmatrano iz tačke priključenja. Veza trofaznog potrošača može biti zvezda (Y) ili trougao (D), dok se za merenje koriste fazne ili linijske veličine respektivno.

S obzirom na faktore koji utiču na manifestaciju kvara, tabela 4.1 daje detaljan pregled ABC klasifikacije propada napona, uključujući mogućnost nastanka kvara.

Tabela 4.1 Manifestacija propada napona s obzirom na faktore nastanka prema ABC klasifikaciji

Tip kvara	Tip Transformatora	Sprega potrošača	Tip propada napona						
			A	B	C	D	E	F	G
1FKS	G ₁	Y		■					
		D			■				
	G ₂	Y				■			
		D			■				
	G ₃	Y			■				
		D				■			
-	Y		■			■			
	D			■					
2FKS	G ₁	Y			■				
		D				■			
	G ₂	Y			■				
		D				■			
	G ₃	Y			■				
		D				■			
-	Y			■					
	D				■				
2FKSZ	G ₁	Y					■		
		D						■	
	G ₂	Y						■	■
		D						■	
	G ₃	Y						■	
		D							■
-	Y					■			
	D						■		
3FKS	G ₁	Y	■						
		D	■						
	G ₂	Y	■						
		D	■						
	G ₃	Y	■						
		D	■						
-	Y	■							
	D	■							

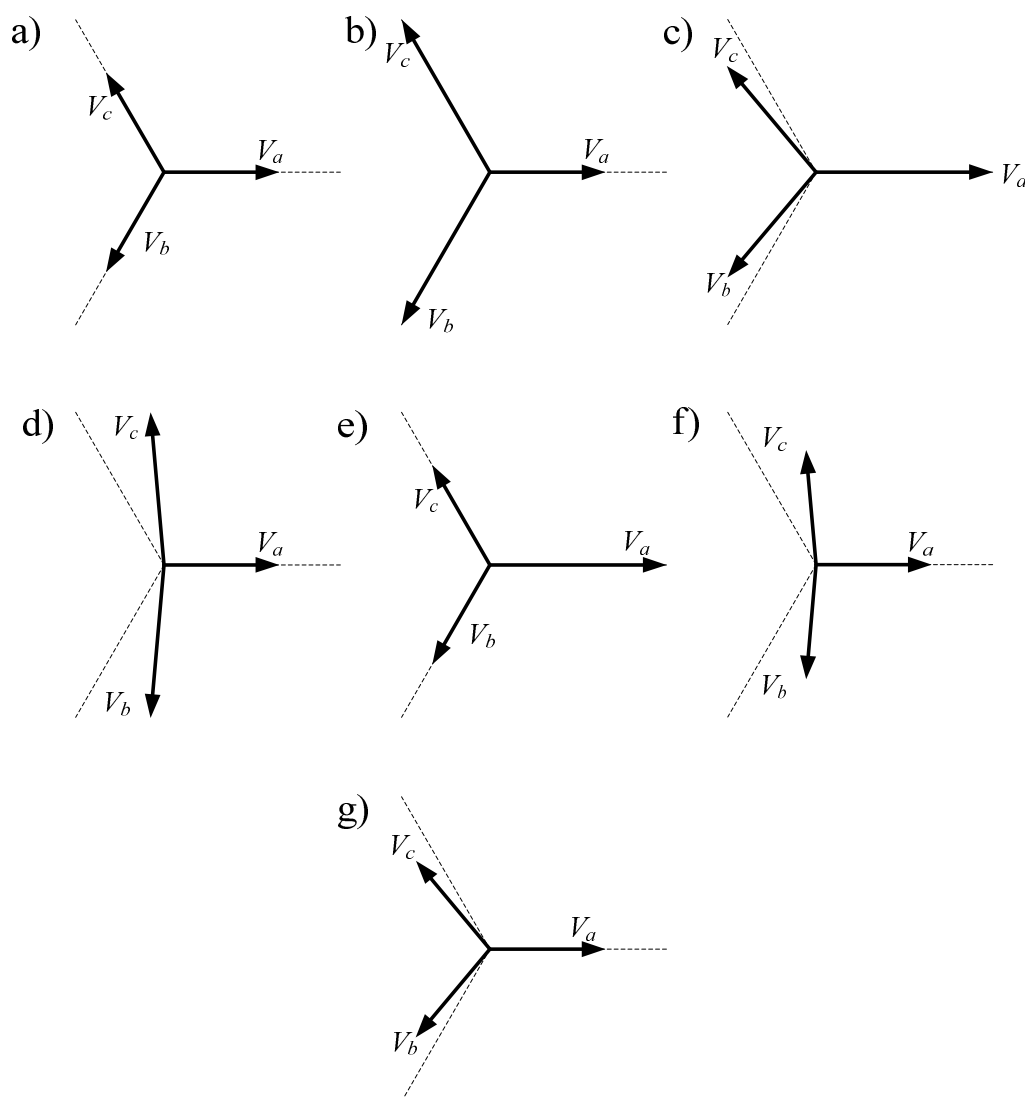
Prema prethodnoj tabeli lako se može izvesti zaključak da su propadi tipa A vezani isključivo za trole polne kratke spojeve, bez obzira na preostale faktore. Propadi tipa B su uzrokovani isključivo 1FKS, C i D su uzrokovani 1FKS ili 2FKS kratkim spojevima dok su tipovi E, F i G uzrokovani isključivo 2FKSZ kratkim spojevima. Očigledan je i uticaj sprege transformatora i sprege potrošača na manifestaciju kvara u elektroenergetskom sistemu posmatrano iz mesta priključenja. Nije teško zaključiti da će se pomenuta promena vrednosti amplitude ili faznog stava napona manifestovati promenom realne i imaginarne komponente.

U zavisnosti od promene parametara napona (posmatrajući realni i imaginarni deo napona datih izrazima (4.1) - (4.3)) u tabeli 4.2 su date karakteristične vrednosti za propade napona tipa A - G. Vrednost napona pre kvara iznosi V , dok je sa faktorom k označena procentualna vrednost pada napona u tački priključenja.

Tabela 4.2 Tipovi propada napona prema ABC klasifikaciji

Tip propada napona		Vrednost napona prema izrazima (4.1) - (4.3)
1.	A	$\bar{v}_a = (1-k)V \quad \bar{v}_b = -\frac{1}{2}(1-k)V - j\frac{\sqrt{3}}{2}(1-k)V \quad \bar{v}_c = -\frac{1}{2}(1-k)V + j\frac{\sqrt{3}}{2}(1-k)V$
2.	B	$\bar{v}_a = (1-k)V \quad \bar{v}_b = -\frac{1}{2}V - j\frac{\sqrt{3}}{2}V \quad \bar{v}_c = -\frac{1}{2}V + j\frac{\sqrt{3}}{2}V$
3.	C	$\bar{v}_a = V \quad \bar{v}_b = -\frac{1}{2}V - j\frac{\sqrt{3}}{2}(1-k)V \quad \bar{v}_c = -\frac{1}{2}V + j\frac{\sqrt{3}}{2}(1-k)V$
4.	D	$\bar{v}_a = (1-k)V \quad \bar{v}_b = -\frac{1}{2}(1-k)V - j\frac{\sqrt{3}}{2}V \quad \bar{v}_c = -\frac{1}{2}(1-k)V + j\frac{\sqrt{3}}{2}V$
5.	E	$\bar{v}_a = V \quad \bar{v}_b = -\frac{1}{2}(1-k)V - j\frac{\sqrt{3}}{2}(1-k)V \quad \bar{v}_c = -\frac{1}{2}(1-k)V + j\frac{\sqrt{3}}{2}(1-k)V$
6.	F	$\bar{v}_a = (1-k)V \quad \bar{v}_b = -\frac{1}{2}(1-k)V - j\left(\frac{\sqrt{3}}{6}(1-k)V + \frac{\sqrt{3}}{3}V\right) \quad \bar{v}_c = -\frac{1}{2}(1-k)V + j\left(\frac{\sqrt{3}}{6}(1-k)V + \frac{\sqrt{3}}{3}V\right)$
7.	G	$\bar{v}_a = \frac{2}{3}V + \frac{1}{3}(1-k)V \quad \bar{v}_b = -\frac{1}{3}V - \frac{1}{6}(1-k)V - j\frac{\sqrt{3}}{2}(1-k)V \quad \bar{v}_c = -\frac{1}{3}V - \frac{1}{6}(1-k)V + j\frac{\sqrt{3}}{2}(1-k)V$

Na slici 4.1 prikazana je reprezentacija vektora napona datih u tabeli 4.2 u kompleksnom domenu. Isprekidanom linijom je uvek naznačeno originalno stanje vektora pre nastanka poremećaja.



Slika 4.1 Vektori napona u originalnom domenu za napone prema ABC klasifikaciji: (a) tip A, (b) tip B, (c) tip C, (d) tip D, (e) tip E, (f) tip F, (g) tip G

Uz ABC klasifikaciju često se upotrebljava i klasifikacija upotrebom prostornih vektora kao što je predloženo i opisano u [134]. Ovo je logična ekstenzija opisane klasifikacije, a svoje utemeljenje nalazi u Klarkinoj transformaciji invarijantnoj po amplitudi, nakon koje su trofazni naponi reprezentovani u stacionarnom referentnom koordinatnom sistemu kroz α komponentu, β komponentu i nultu komponentu. Prostorni vektor, odnosno međusobna zavisnost α i β komponenti u ravni opisuje kružnicu pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu sa simetričnim naponima.

Takođe, poznato je da razmatrajući fundamental, naponi u elektroenergetskom sistemu su sinusne veličine pre, tokom i nakon poremećaja, što će omogućiti reprezentaciju prostornog vektora pri simetričnim i nesimetričnim naponskim prilikama koristeći se sa dva suprotno rotirajuća fazora iste učestanosti:

$$v_a(t) = V \cos(\omega t + \theta) = \frac{V}{2} (e^{j(\omega t + \theta)} + e^{-j(\omega t + \theta)}). \quad (4.4)$$

Tada je važi da je prostorni vektor napona (fazor):

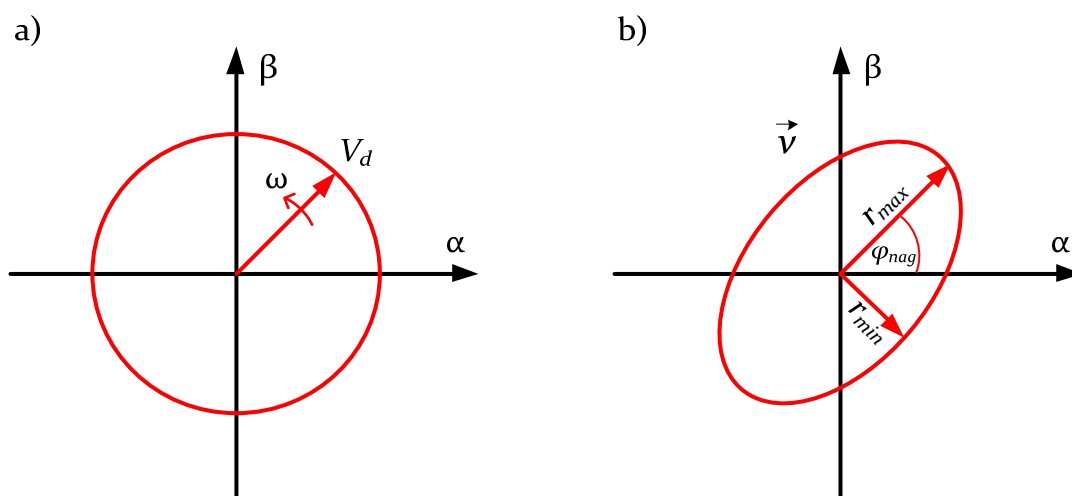
$$\vec{v} = V^d e^{j(\omega t + \theta_d)} + V^i e^{j(\omega t + \theta_i)}. \quad (4.5)$$

Kada amplitude direktnog i inverznog redosleda nisu jednake tada rezultantni prostorni vektor prati putanju elipse u stacionarnom koordinatnom sistemu, kao što je moguće videti na slici 4.2. Osnovni parametri koji karakterišu elipsu, a time i propad napona ovom metodologijom su poluprečnik velike ose (r_{max}), poluprečnik male ose (r_{min}), i ugao nagiba (φ_{nag}). Vrednosti ovih parametara su određene vrednostima amplituda i faznih stavova pozitivne i negativne sekvence struje i to [136]:

$$r_{max} = |V^d| + |V^i|, \quad (4.6)$$

$$r_{min} = \left| |V^d| - |V^i| \right|, \quad (4.7)$$

$$\varphi_{nag} = \frac{1}{2} (\theta_d + \theta_i). \quad (4.8)$$



Slika 4.2 Rezentacija simetričnog (a) i nesimetričnog (b) sistema napona upotrebom metode prostornog vektora

Lako je uočiti da kada je vrednost poluprečnika male ose jednaka nuli, tada elipsa postaje ravna linija u stacionarnom koordinatnom sistemu, a kada je $r_{max} = r_{min}$ prostorni vektor opisuje kružnicu. Kako bi se okarakterisao dobijeni oblik u slučaju proizvoljnog propada napona, neophodno je definisati indeks oblika (*eng. Shape Index - SI*) kao odnos poluprečnika male i velike ose [134]:

$$SI = \frac{r_{min}}{r_{max}} = \frac{\left| |V^d| - |V^i| \right|}{\left| |V^d| + |V^i| \right|}. \quad (4.9)$$

Vrednost ovog faktora zapravo reprezentuje usklađenost prostornog vektora sa kružnicom koju opisuju simetrični naponi u tački priključenja, gde vrednosti faktora $SI = 1$ označava kružnicu, vrednost $SI = 0$ označava ravnu liniju, dok u opsegu $0 < SI < 1$ prostorni vektor opisuje elipsu.

Sada je moguće iskoristiti izraze (4.6)-(4.9) kako bi se izvršila klasifikacija postojećih kategorija propada napona. U tabeli 4.3 su prikazane karakteristične vrednosti parametara prema metodologiji kasifikacije upotrebom prostornih vektora za tipove propada napona A – G.

Tabela 4.3 ABC klasifikacija prema metodologiji prostornog vektora

	Tip propada napona	Parametri prema metodologiji prostornog vektora				Napon nultog redosleda
		SI	φ_{nag}	r_{min}	r_{max}	
1.	A	1	-	$(1-k)V$	$(1-k)V$	-
2.	B	$1 - (2/3)k$	$(5\pi/6) - n(\pi/3)$	$(1 - (2/3)k)V$	V	$-(k/3)V\cos(\omega t + \varphi - (n-1)(2\pi/3))$
3.	C	$1 - (4/3)k$	$(1-n)\pi/3$	$(1 - (4/3)k)V$	V	-
4.	D	$1-k$	$(5\pi/6) - n(\pi/3)$	$(1-k)V$	V	-
5.	E	$3(1-k)/(3-k)$	$(1-n)\pi/3$	$(1-k)V$	$(1-(k/3))V$	$(k/3)V\cos(\omega t + \varphi - (n-1)(2\pi/3))$
6.	F	$3(1-k)/(3-k)$	$(5\pi/6) - n(\pi/3)$	$(1-k)V$	$(1-(k/3))V$	-
7.	G	$(5-6k)/(5-2k)$	$(1-n)\pi/3$	$(1-(6k/5))V$	$(1-(2k/5))V$	-

Izuzev klasifikacije propada napona, kao što je i pokazano u prethodnom izlaganju, pojedini parametri prema metodologiji prostornog vektora mogu biti iskorišteni i za detekciju pojave propada napona, a posebno s obzirom na parametar r_{min} , koji je uvek manji od nominalne vrednosti napona.

4.2. Nesimetrija napona kao posledica neuravnotežene potrošnje i proizvodnje energije

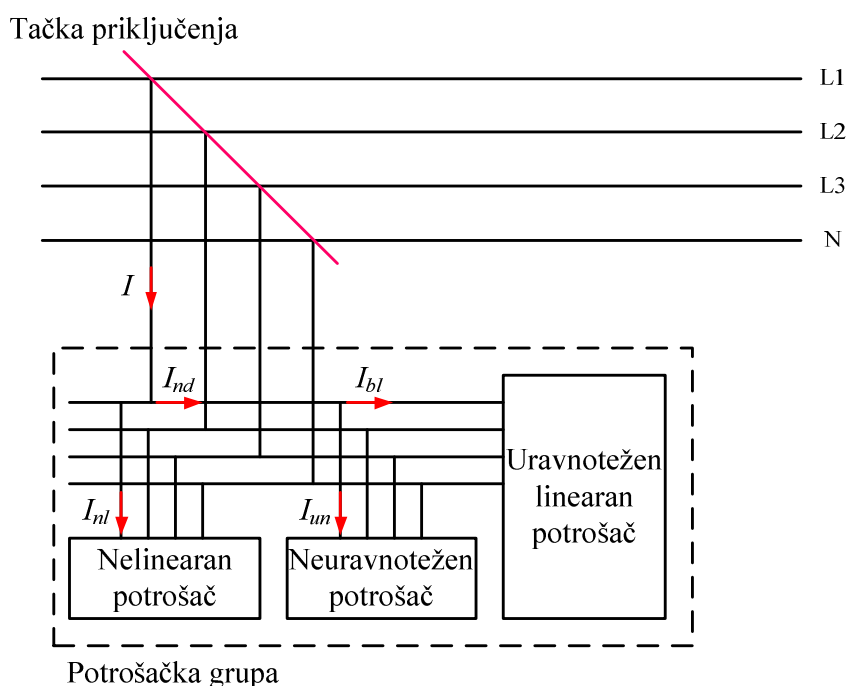
Kada je elektroenergetski sistem u stacionarnom naizmjeničnom režimu, tada su po definiciji naponi i struje stacionarne nazimjenične veličine istih učestanosti. Ovakav režim podrazumeva prostoperiodične veličine, gde su potrošači snabdevani najčešće simetričnim veličinama napona u tački priključenja. Međutim, razvojem elektroenergetskog sistema ka ADS konceptu, uz stalan razvoj novih konceptualnih rešenja potrošača električne energije, neretko se može pojaviti slučaj neuravnotežene potrošnje ili proizvodnje električne energije. Izuzev očiglednog slučaja jednofaznih potrošača, neuravnotežena potrošnja je čest slučaj kod nelinearnih elemenata kao što su na primer uređaji energetske elektronike u elektromotornim pogonima (izuzetno česti

potrošači širokog dijapazona snaga). Ovakvi uređaji često uzrokuju pojavu nesimetričnih napona u PCC, što može imati značajne posledice na ostale uređaje koji su povezani na tom mestu ili drugde u elektroenergetskom sistemu.

Nesimetrija napona u tački priključenja često uzrokuje nesimetriju struje, što je posebno izraženo kod nelinearnih potrošača, gde mala nesimetrija napona može izazvati nesrazmerno velike promene struje [137], [138]. Dalja propagacija ove pojave kroz elektroenergetski sistem može izazvati značajno harmonijsko izobličenje napona, koje nije lako meriti ili suzbiti. Kroz IEC 61000-4-30:2008 i UNE-EN 50160 standarde definisan je faktor neuravnoteženja (*eng. Unbalance Factor - UF*) i njegove dopuštene vrednosti, ali bez jasnog razgraničenja izvora nastanka (nesimetrični naponi ili neuravnotežena potrošnja) i odgovornosti za održavanje pomenutih vrednosti [139].

Kako bi se na pravilan način okarakterisao uticaj nelinearnog potrošača na naponske prilike u elektroenergetskom sistemu u [140] uveden je indeks karaktera potrošača (*eng. Load Characterization Index - LCI*). Struja koju potrošač povlači iz elektroenergetskog sistema se može dekomponovati, kao što je i prikazano na slici 4.3, na komponentu I_{nd} sa harmonijskim sastavom koji je isti kao i harmonijski sastav napona (koja ne doprinosi povećanju izobličenja napona) i na komponentu I_{nl} koja unosi dodatno izobličenje napona. Parametar *LCI* se izračunava uvažavajući dva ekvivalentna kola sa pasivnim elementima – naponski i strujni ekvivalent. Superpozicija dva ekvivalenta je neophodna kako bi se uvažio karakter potrošača, koji može biti izvor izobličenja struje ili izvor izobličenja napona. Vrednosti *LCI* se može izračunati na sledeći način:

$$LCI = \begin{cases} 0, & \text{za linearne potrošače} \\ \frac{|I_{nl}|}{\|I\|} \cdot 100, & \text{za izvore izobličenja} \end{cases} \quad (4.10)$$



Slika 4.3 Dekompozicija struje potrošača prema komponentama struje za proračun indeksa karaktera potrošača

Nelinearna komponenta struje I_{nl} se može izračunati iz ekvivalentnih kola kao razlika ukupne struje i struje koja bi odgovarala harmonijskom izobličenju napona. Kako bi se izračunala normirana vrednost struje I koristi se jednostavan obrazac:

$$\|I\| = \sqrt{\sum_{j=1}^3 \sum_{k=1}^n I_{jk}^2}, \quad (4.11)$$

gde I_{jk} predstavlja efektivnu vrednost harmonika k -tog reda u fazi j .

Kao što je prethodno naznačeno, parametar UF nije dovoljan za karakterizaciju nesimetrije, s obzirom da uticaj potrošača u ovom slučaju nije jasno definisan. Uz parametar LCI koji definiše uticaj potrošača na harmonijsko izobličenje, neophodno je uvesti faktor neuravnoteženosti napona (*eng. Voltage Unbalance Factor - VUF*) i faktor neuravnoteženosti struje (*eng. Current Unbalance Factor - CUF*) koji se računaju kao [139]:

$$VUF = \frac{V_i}{V_d}, \quad (4.12)$$

$$CUF = \frac{I_i}{I_d}. \quad (4.13)$$

Ukoliko je količnik parametara CUF i VUF jednak jedinici, potrošač je uravnotežen. U suprotnom, definiše se faktor količnik neuravnoteženja (*eng. Unbalance Factor Ratio - UFR*) kao:

$$UFR = \frac{CUF}{VUF} - 1. \quad (4.14)$$

Kako bi se dodatno okarakterisao doprinos potrošača nesimetriji napona u tački priključenja, analogno definiciji parametra LCI , definiše se faktor struje koja doprinosi neuravnoteženosti (*eng. Unbalance Current Ratio - UCR*) kao [139]:

$$UCR = \frac{|I_{un}|}{\|I\|} \cdot 100, \quad (4.15)$$

gde je I_{un} komponenta struja koja doprinosi neuravnoteženju, prikazana na slici 4.3. Dakle, po definiciji, parametar UCR definiše procenat struje potrošača koja će uzrokovati nesimetriju veličina, praktično uzrokujući neuravnoteženost u elektroenergetskom sistemu. Kako bi se u potpunosti mogli klasifikovati svi potrošači, neophodno je definisati faktor linearnosti struje koja ne narušava uravnoteženost (*eng. Balance Linear Current Ratio - BLR*):

$$BLR = \frac{|I_{bl}|}{\|I\|} \cdot 100. \quad (4.16)$$

Za određeni potrošač (ili grupu potrošača) očigledno važi da je:

$$UCR + LCI + BLR = 100. \quad (4.17)$$

Izuzev potrošača, nesimetrija napona može biti i posledica neuravnoteženosti provodnika prenosnog ili distributivnog sistema. Ovo je posebno izraženo za elektroenergetske sisteme sa nesimetričnom prostornom raspodelom provodnika, s obzirom na različite vrednosti međusobnih induktivnosti. Međutim, ovaj efekat je ograničen, s obzirom da je pad napona proporcionalan trenutnoj vrednosti struje kroz provodnik, a dužine provodnika su ograničene i poznate.

Najčešće se preporučuje da neuravnotežena potrošnja i proizvodnja električne energije bude niža od 20 %, s obzirom na značajne negativne posledice nesimetričnih naponskih prilika. Kao što je prepoznato u [141], postoji značajan negativan uticaj neuravnotežene potrošnje električne energije na podešenja zaštitnih releja. Izuzev toga, neuravnotežena potrošnja električne energije uzrokuje i povećanje gubitke, s obzirom na struju neutralnog voda. Takođe, napon inverznog redosleda koji postoji u neuravnoteženim sistemima, snižava vrednost fluksa u magnetnom kolu ili vazдушnom zazoru, što će uzrokovati dodatne gubitke u električnim mašinama i transformatorima.

4.3. Osnovni zahtevi za povezivanje na elektroenergetski sistem

Prilikom priključenja na elektroenergetski sistem potrebno je ispuniti zahteve koji su nametnuti od strane operatera distributivnog ili prenosnog (*eng. Transmission System Operator - TSO*) sistema. Oblast priključenja na elektroenergetski sistem najčešće uređuju nacionalne ili nezavisne agencije, pripremajući tehničku dokumentaciju koja na jasan način izlaže skup svih zahteva koje je potrebno ispuniti, a s obzirom na tip objekta koji se priključuje. I dok je priključenje objekata potrošača skoro u potpunosti uređena oblast, priključenje objekata proizvođača električne energije je veoma složeno pitanje, a obzirom na različite tehnologije koje se koriste. Ovo posebno dolazi do izražaja kada se razmatra priključenje objekta proizvođača na elektrodistributivni sistem, u kome su se do sada isključivo nalazili objekti potrošača. Ova pojava, koja neminovno dovodi do promene karaktera distributivnog sistema, zahteva i promenu načina razmišljanja i funkcionisanja operatera, s obzirom da može imati značajan uticaj na proračun tokova snage ili dovesti do napajanja mesta kvara sa strane potrošača. Upravo pomenuta pojava može imati značajne neželjene posledice, posebno ako se uvaži činjenica da je najveći broj distribuiranih generatora (*eng. Distributed Generator - DG*) povezan koristeći uređaje energetske elektronike koji imaju ograničenu struju kratkog spoja. Ovo ograničenje je često višestruko niže od podešenog praga reagovanja zaštitnih uređaja, što zahteva poseban način ograničenja (zabrane) ostrvskog režima rada, kao i posebnu obuku osoba zaduženih za održavanje sistema. Međutim, kada udeo distribuiranih izvora električne energije postane značajan, a posebno za velike elektrane povezane na prenosni sistem, zabrana ostrvskog režima rada postaje izuzetno nepraktična i može dovesti do smanjenja pouzdanosti napajanja.

Izuzev pomenutog, nije opravdano zanemariti ni prirodu najvećeg broja distribuiranih izvora električne energije. U najvećem broju slučajeva primarni izvor energije ima veoma intermitentnu prirodu, što može dovesti do poteškoća u planiranju eksploatacije elektroenergetskog sistema ili ostvarivanju predviđenog plana. To će svakako uticati na pouzdanost, ali i na efikasnost elektroenergetskog sistema, s obzirom da je predviđenu, a neostvarenu proizvodnju potrebno nadomestiti angažujući druge (u tom slučaju svakako i skuplje) kapacitete.

Razmatrajući ovu, složenu problematiku, lako se može izvesti zaključak o značaju adekvatnog uređenja oblasti priključenja objekata na elektroenergetski sistem. Kako svaki elektroenergetski sistem ima neke spostvene karakteristike, to će se i zahtevi (a prvenstveno mogućnost) za priključenje razlikovati u pojedinim zemljama. Svakako, najnaprednije standarde u ovoj oblasti nameću zemlje sa najvećim udelom energije dobijene iz obnovljivih izvora. Takođe, uvažavajući različite aspekte mnogobrojnih tehnologija za iskorišćenje obnovljivih izvora energije, pojedine agencije imaju skup pravila (dokument) koji se odnosi samo na jedan tip objekta proizvođača. Uloga ovih, detaljno uređenih pravila je da prilagode ponašanje distribuiranih izvora električne energije, kako bi ih učinili što sličnijim konvencionalnim izvorima. To zapravo znači da distribuirani izvori moraju predavati aktivnu i reaktivnu energiju prema trenutnim zahtevima, dok su u obavezi da pruže podršku održanju napona i učestanosti elektroenergetskog sistema kada je to neophodno [142].

Skup najznačajnijih pravila za povezivanje na elektroenergetski sistem, posebno u razvijenim zemljama sa velikim udelom distribuiranih izvora na tržištu, je uglavnom sličan, ali se ograničenja razlikuju. Bez izuzetka, od distribuiranih izvora se očekuje mogućnost regulacije aktivne snage koja se predaje na mestu priključenja [143]–[153]. Uopšteno uzevši, uslovi za povezivanje na elektroenergetski sistem razlikuju tri režima rada koji se mogu definisati kao:

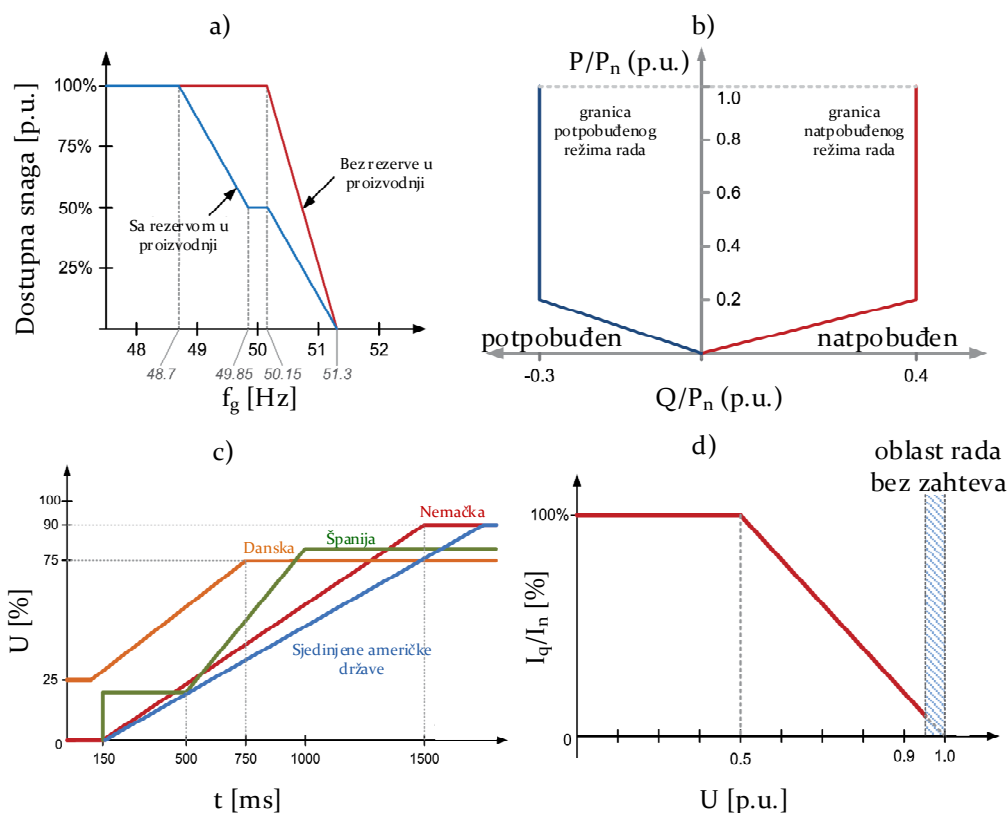
- rad pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu,
- rad na elektroenergetskom sistemu pri uslovima koji odstupaju od nominalnih (podrška stabilnosti i rad tokom poremećaja) i
- uslovi pri kojima nije dozvoljen rad na elektroenergetskom sistemu.

Rad pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu je dozvoljen trajno, dok su radni režimi pri uslovima koji odstupaju od nominalnih uglavnom kratkotrajni i služe da obezbede podršku naponu i učestanosti u sistemu tokom poremećaja. Ilustracija zahteva za povezivanje na elektroenergetski sistem, sa uporednim prikazom, data je na slici 4.4. Lako se uočava da ovi zahtevi nastoje očuvati postojeće stanje elektroenergetskog sistema, propisujući uzročno-posledične zavisnosti između aktivne snage i učestanosti (slika 4.4 a), odnosno reaktivne energije i napona (slika 4.4 d). Takođe, ukoliko u relevantnom standardu postoji zahtev za rezervu prilikom proizvodnje energije [152], moguće je distribuirane izvore uključiti u proces primarne ili sekundarne regulacije aktivne snage u elektroenergetskom sistemu. Upravljanje reaktivnom snagom mora biti omogućeno operateru u propisanim granicama, što se može uočiti na slici 4.4 b [143]. Ovi zahtevi, mogu dovesti do povećanja rezervisanog kapaciteta, odnosno do povećanja investicije prilikom izgradnje distribuiranih izvora električne energije, posebno ako uključuju pretvarač povezan na elektroenergetski sistem.

Trenutno, razvojem tehnologije u ovoj oblasti, nametnuta je potreba za uspostavljanjem strožijih zahteva za podršku naponu i učestanosti sistema tokom poremećaja. Kao što je moguće videti sa slike 4.4 c, rad prilikom poremećaja je ograničenog trajanja, ali je distribuirani izvor u obavezi da bude operativan ukoliko se radna tačka može pronaći u oblasti iznad karakteristične krive. Moguće je uočiti da se za kvarove, čija manifestacija ne podrazumeva ozbiljno narušenu vrednost napona na mestu priključenja, čak zahteva trajan rad. Kako bi obezbedili podršku tokom poremećaja, van

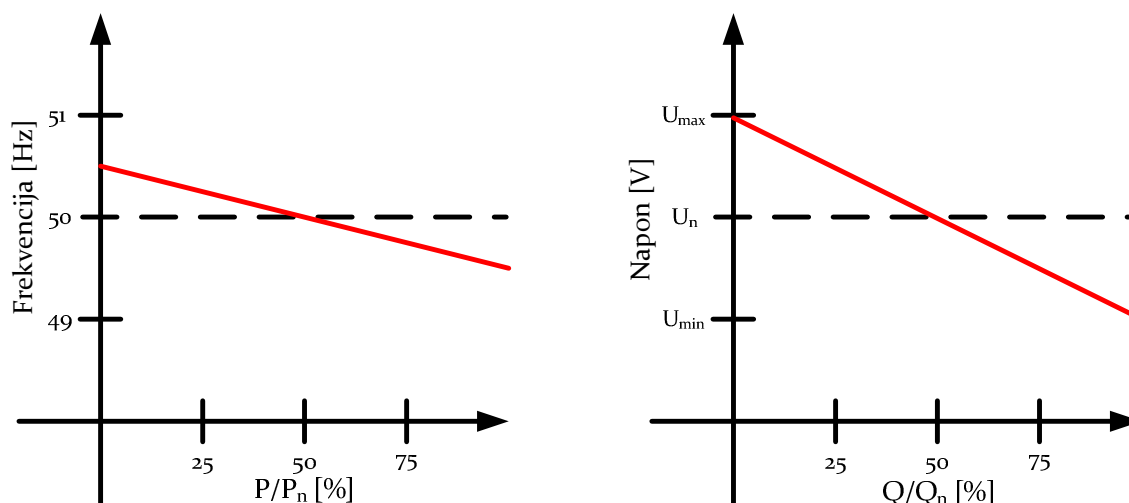
nominalne oblasti rada ($0.9 - 1.1 U_n$), relevantni standardi mogu propisati koji udeo injektovane struje mora činiti reaktivna komponenta (struja u q osi), prikazano na slici 4.4 d. Razumljivo, tokom poremećaja u elektroenergetski sistem se injektuje redukovana vrednost aktivne snage. Trenutno, zemlje sa najvećim udelom obnovljivih izvora energije zahtevaju mogućnost kontrole reaktivne energije do punog iznosa snage pretvarača [143], [145], [147], [149], [151].

Pojedine agencije zadužene za razvoj pravila za povezivanje na elektroenergetski sistem razmatraju uvođenje dodatnih uslova koji bi obezbedili da se napredni sistemi koji uključuju uređaje energetske elektronike (pretvarač povezan na elektroenergetski sistem) u nominalnim uslovima ponašaju kao sinhroni generatori. Iako se to donekle da naslutiti iz karakteristika sa slike 4.4 a (kada postoji rezerva u proizvodnji) i 4.4 d, ovi zahtevi će tek dobiti na značaju kada udeo pretvarača povezanih na elektroenergetski sistem postane značajan.



Slika 4.4 Uporedni pregled zahteva za povezivanje na elektroenergetski sistem [142]

Ovakav način kontrole je moguće postići uvođenjem koeficijenta statizma u kontrolne strukture aktivne i reaktivne snage (*eng. Droop Control*), odnosno čineći da pretvarač povezan na elektroenergetski sistem oponaša postojanje momenta inercije unutar sistema [31], [154], [155]. Svakako, otvoreno je i značajno pitanje mogućnosti implementacije ovakvog vida kontrole unutar sistema koje ne poseduju rotacione mašine kao generatore. Na slici 4.5 prikazan je primer karakteristika sa uvedenim koeficijentom statizma.



Slika 4.5 Kontrola aktivne i reaktivne snage uvođenjem koeficijenta statizma

Strogi zahtevi za povezivanje imaju i dodatni efekat na implementaciju naprednih tehnologija, s obzirom da čine višom cenu električne energije iz obnovljivih izvora. Međutim, prateći te zahteve, pouzdanost napajanja unutar sistema sa značajnim udelom obnovljivih izvora je značajno poboljšana. Stalno unapređenje zahteva će dovesti do neminovnog napretka uređaja energetske elektronike, utvrši put naprednim i efikasnim algoritmima upravljanja. U tabeli 4.4 se može videti sažet pregled karakteristika konvencionalnih izvora, obnovljivih izvora bez pretvarača energetske elektronike i obnovljivih izvora koji uključuju pretvarač energetske elektronike [142].

Tabela 4.4 Uporedni prikaz karakteristika konvencionalnih i obnovljivih izvora električne energije

Karakteristike rada	Konvencionalne elektrane	Obnovljivi izvori bez uređaja energetske elektronike	Obnovljivi izvori sa uređajem energetske elektronike
Kontrola aktivne snage	+	o	+
Kontrola reaktivne snage	+	o/-	++
Rad tokom poremećaja	++	+	++
Podška naponu	++	-	+
Podrška frekvenciji	++	-	++
Karakteristika statizma	++	-	+
Mogućnost pokretanja bez prisustva napona	+	-	+
++ = veoma pozitivan uticaj, + = pozitivan uticaj, - = negativan uticaj, o = bez uticaja.			

5. Upravljanje pretvaračem pri uslovima u elektroenergetskom sistemu koji odstupaju od nominalnih

Kao što je prikazano u poglavlju 4, kada pretvarač radi povezan na elektroenergetski sistem mora poštovati sve zahteve nadležnog operatera, čak i pri najtežim radnim uslovima u tački priključenja. S obzirom na upravljačku strukturu, najteži uslovi rada jesu pri nesimetričnim naponskim prilikama u tački priključenja. Pomenute naponske prilike mogu nastati kao posledica neuravnoteženih poremećaja ili neuravnotežene potrošnje i proizvodnje električne energije. Čak i pri najtežim operativnim uslovima, od pretvarača se zahteva da zadrži potpunu funkcionalnost i pruži podršku mreži, posebno tokom poremećaja.

U takvim uslovima rada, postavlja se pitanje uticaja nesimetričnih napona na funkcionalnost osnovne upravljačke tehnike za rad pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem. Posebno se izdvaja uticaj nesimetrije napona na rad jedinice za sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona sistema. Inherentno je jasno da greška u estimiranoj vrednosti učestanosti (a time i ugla) napona može uzrokovati druge neželjene efekte. Vrednost faznog stava napona sistema direktno utiče na strujnu regulacionu strukturu s obzirom na vrednosti parametara unutar transformacione matrice. Pre svega, usled pogrešne vrednosti faznog stava, stvarne vrednosti struja u stacionarnom stanju po respektivnim osama referentnog koordinatnog sistema mogu biti različite u odnosu na referentne vrednosti. Prema tome, može se dogoditi da pretvarač u elektroenergetski sistem injektuje neželjene vrednosti aktivne i reaktivne snage.

Izuzev toga, očekivano je da injektirane struje mogu biti nesimetrične, čineći distribuirani izvor energije neuravnoteženim. Odnos tako kontrolisanih struja i napona na mestu priključenja može uzrokovati nekontrolisane oscilacije injektovane snage. Jasno je, dakle, da kontrola pretvarača energetske elektronike pri nesimetričnim naponima nije jednostavan zadatak. Međutim, ukoliko se učini na ispravan način, upravljanje pretvaračem energetske elektronike po strujama inverznog redosleda moguće je postići različite pogonske uslove. Pravilnim odabirom referentnih vrednosti struja inverznog redosleda moguće je uticati na različite izlazne veličine pretvarača. U zavisnosti od oblasti primene, moguće je odabrati nultu vrednost komponente struje inverznog redosleda, što će za posledicu imati simetrične injektovane struje. Izuzev toga, moguće je izbor reference zasnovati na želji da se smanje (ili potpuno ponište) oscilacije snage, dok je u pojedinim slučajevima moguć i uticaj na napone u tački priključenja (postizanje simetričnog napona). U ovoj tezi, a s obzirom na uslove priključenja na mrežu, naglasak je na injektiranju simetričnih struja direktnog redosleda, odnosno na poništenju komponenti struje inverznog redosleda.

Bez obzira na krajni cilj rada, upravljane strujom inverznog redosleda nije jednostavan zadatak, koji neretko zahteva unapređenje postojeće strukture upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem.

Izuzev kontrole inverznog redosleda, neophodno je uticaj izobličenja napona svesti na najmanju moguću meru, koristeći se metodama za umanjene izobličenja injektirane struje. Cilj unapređene upravljačke strukture je upravljanje pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem, uz potpuno poništavanje komponenti struje inverznog

redosleda i postizanje izuzetnih karakteristika kvaliteta električne energije, bez dodatnog filtriranja struja na izlazu pretvarača.

5.1. Osnovni principi teorije o trenutnoj snazi

Kada elektroenergetski sistem ne radi u simetričnom režimu respektivnog redosleda (najčešće direktnog ili inverznog), vrednosti napona po fazi mogu imati proizvoljne amplitude i fazne stavove, tj. oni su nesimetrični. Prema definiciji u [114] svaka trojka nesimetričnih veličina može se jednoznačno prikazati kao linearna kombinacija simetričnih veličina direktnog, inverznog i nultog redosleda. Kako je za simetrične veličine, kada je poznata vrednost vektora jedne faze, po samoj definiciji moguće rekonstruisati sve ostale, za karakterizaciju nesimetrične veličine prema prethodnoj definiciji, dovoljna je trojka vektora, od kojih svaki vektor pripada drugom redosledu. Svaka od mogućih 27 kombinacija čini, po definiciji, simetrične komponente trojke faznih veličina.

Dakle, proizvoljne napone u tački priključenja pretvarača je moguće predstaviti kao:

$$v = V^d \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta^d) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta^d) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \theta^d) \end{bmatrix} + V^i \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta^i) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta^i) \\ \cos(\omega t + \frac{4\pi}{3} + \theta^i) \end{bmatrix} + V^0 \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta^0) \\ \cos(\omega t + \theta^0) \\ \cos(\omega t + \theta^0) \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

dok vrednosti struja iznose:

$$i = I^d \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \psi^d) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \psi^d) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \psi^d) \end{bmatrix} + I^i \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \psi^i) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \psi^i) \\ \cos(\omega t + \frac{4\pi}{3} + \psi^i) \end{bmatrix} + I^0 \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \psi^0) \\ \cos(\omega t + \psi^0) \\ \cos(\omega t + \psi^0) \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

Kako bi se lakše definisale sve veličine teorije o trenutnoj snazi, najčešće se upotrebljava stacionarni referentni koordinatni sistem, uz uvažavanje nulte komponente ukoliko postoji. Kada se primeni Klarkina transformaciona matrica na izraze (5.1) i (5.2) dobiju se sledeće vrednosti komponentata u $\alpha\beta$ domenu:

$$\begin{aligned} v_\alpha &= \sqrt{\frac{3}{2}} V^d \sin(\omega t + \theta^d) + \sqrt{\frac{3}{2}} V^i \sin(\omega t + \theta^i) \\ v_\beta &= -\sqrt{\frac{3}{2}} V^d \sin(\omega t + \theta^d) + \sqrt{\frac{3}{2}} V^i \sin(\omega t + \theta^i), \\ v_0 &= \sqrt{3} V^0 \sin(\omega t + \theta^0) \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned}
i_\alpha &= \sqrt{\frac{3}{2}} I^d \sin(\omega t + \psi^d) + \sqrt{\frac{3}{2}} I^i \sin(\omega t + \psi^i) \\
i_\beta &= -\sqrt{\frac{3}{2}} I^d \sin(\omega t + \psi^d) + \sqrt{\frac{3}{2}} I^i \sin(\omega t + \psi^i) . \\
i_0 &= \sqrt{3} I^0 \sin(\omega t + \psi^0)
\end{aligned} \tag{5.4}$$

U stacionarnom referentnom koordinatnom sistemu, uvažavajući klasičnu definiciju snage, lako se može pokazati da važi:

$$s = v \cdot i^* = (v_\alpha + jv_\beta) \cdot (i_\alpha - ji_\beta) = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) = p + jq . \tag{5.5}$$

Kada se uvaži postojanje nulte komponente tada je vrednost trenutne aktivne snage u trofaznom sistemu:

$$p_3 = p + p_0 = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 . \tag{5.6}$$

Kada se iskoriste zavisnosti date izrazima (5.3) i (5.4), uz njihovo uvrštavanje u izraze (5.5) i (5.6) moguće je definisati čak 5 komponenti snage (2 aktivne, 2 reaktivne i nultu) i to [21]:

$$\bar{p} = \frac{3}{2} V^d I^d \cos(\theta^d - \psi^d) + \frac{3}{2} V^i I^i \cos(\theta^i - \psi^i) , \tag{5.7}$$

$$\bar{q} = \frac{3}{2} V^d I^d \cos(\theta^d - \psi^d) - \frac{3}{2} V^i I^i \cos(\theta^i - \psi^i) , \tag{5.8}$$

$$\tilde{p} = -\frac{3}{2} V^d I^i \cos(2\omega t + \theta^d + \psi^i) - \frac{3}{2} V^i I^d \cos(2\omega t + \theta^i + \psi^d) , \tag{5.9}$$

$$\tilde{q} = -\frac{3}{2} V^d I^i \cos(2\omega t + \theta^d + \psi^i) + \frac{3}{2} V^i I^d \cos(2\omega t + \theta^i + \psi^d) , \tag{5.10}$$

$$p_0 = \frac{3}{2} V^0 I^0 \cos(\theta^0 - \psi^0) - \frac{3}{2} V^0 I^0 \cos(2\omega t + \theta^0 + \psi^0) = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 . \tag{5.11}$$

Prema izrazima (5.7)-(5.11) jasno se može uočiti da direktna i inverzna komponenta zajedno doprinose srednjoj vrednosti trenutne snage, dok promenjivi deo trenutne snage postoji usled unakrsnog proizvoda struje i napona. Dakle promenjivi deo snage postoji kada postoji nesimetrija napona i struja, bez obzira na izobličenje. Obe komponente postoje i u snazi koja je posledica nultog redosleda, međutim često je opravdano zanemariti postojanje nulte komponente struje, implicirajući time i zanemarenje izraza (5.11). Očigledno, kada su struje i naponi simetrične veličine, tada se ovi izrazi lako mogu svesti na izraze opisane u klasičnoj kontrolnoj strukturi.

Kada se uvaži postojanje izobličenja napona i struje, uz zanemarenje nulte komponente u struji i primenu Furieove dekompozicije važi da je:

$$v = \sum_{n=1}^{\infty} \left(V^{dn} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \varphi^{dn}) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi^{dn}) \\ \cos(n\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi^{dn}) \end{bmatrix} + V^{in} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \varphi^{in}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi^{in}) \\ \cos(n\omega t + \frac{4\pi}{3} + \varphi^{in}) \end{bmatrix} + V^{0n} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \varphi^{0n}) \\ \cos(n\omega t + \varphi^{0n}) \\ \cos(n\omega t + \varphi^{0n}) \end{bmatrix} \right), \quad (5.12)$$

$$i = \sum_{n=1}^{\infty} \left(I^{dn} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \psi^{dn}) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3} + \psi^{dn}) \\ \cos(n\omega t - \frac{4\pi}{3} + \psi^{dn}) \end{bmatrix} + I^{in} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \psi^{in}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3} + \psi^{in}) \\ \cos(n\omega t + \frac{4\pi}{3} + \psi^{in}) \end{bmatrix} \right). \quad (5.13)$$

Prelaskom u stacionarni referentni koordinatni sistem upotrebom Klarkine transformacije ove vrednosti postaju:

$$\begin{aligned} v_{\alpha} &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} V^{dn} \sin(n\omega t + \theta^{dn}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} V^{in} \sin(n\omega t + \theta^{in}) \\ v_{\beta} &= \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{\frac{3}{2}} V^{dn} \sin(n\omega t + \theta^{dn}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} V^{in} \sin(n\omega t + \theta^{in}), \end{aligned} \quad (5.14)$$

$$\begin{aligned} v_0 &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} V^{0n} \sin(n\omega t + \theta^{0n}) \\ i_{\alpha} &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I^{dn} \sin(n\omega t + \psi^{dn}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I^{in} \sin(n\omega t + \psi^{in}) \\ i_{\beta} &= \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{\frac{3}{2}} I^{dn} \sin(n\omega t + \psi^{dn}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I^{in} \sin(n\omega t + \psi^{in}). \\ i_0 &= 0 \end{aligned} \quad (5.15)$$

Sada je očigledno da neće postojati snaga koja je posledica komponenti nultog redosleda, te uz uvažavanje izraza (5.5) važi da je:

$$p = u \cdot i = \frac{3}{2} \left(\begin{aligned} &\sum_{n=1}^{\infty} U^{dn} I^{dn} \cos(\theta^{dn} - \psi^{dn}) + U^{in} I^{in} \cos(\theta^{in} - \psi^{in}) + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U^{dm} I^{dn} \cos((m\omega - n\omega)t + \theta^{dm} - \psi^{dn}) + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U^{im} I^{in} \cos((m\omega - n\omega)t + \theta^{im} - \psi^{in}) + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -U^{dm} I^{in} \cos((m\omega + n\omega)t + \theta^{dm} + \psi^{in}) + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -U^{im} I^{dn} \cos((m\omega + n\omega)t + \theta^{im} + \psi^{dn}) + \end{aligned} \right), \quad (5.16)$$

$$q = |u \times i| = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} U^{dn} I^{dn} \sin(\theta^{dn} - \psi^{dn}) - U^{in} I^{in} \sin(\theta^{in} - \psi^{in}) + \\ \sum_{m \neq n}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U^{dm} I^{dn} \sin((m\omega - n\omega)t + \theta^{dm} - \psi^{dn}) + \\ \sum_{m \neq n}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -U^{im} I^{in} \sin((m\omega - n\omega)t + \theta^{im} - \psi^{in}) + \\ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -U^{dm} I^{in} \sin((m\omega + n\omega)t + \theta^{dm} + \psi^{in}) + \\ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U^{im} I^{dn} \sin((m\omega + n\omega)t + \theta^{im} + \psi^{dn}) + \end{pmatrix}. \quad (5.17)$$

Iz izraza (5.16) i (5.17) lako se mogu uočiti pomenute komponente snage – usrednjena konstantna vrednost trenutne snage (aktivne i reaktivne) i promenjiva vrednost trenutne snage (aktivne i reaktivne) date izrazima (5.18) - (5.21) [20]:

$$\bar{p} = \frac{3}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [U^{dn} I^{dn} \cos(\theta^{dn} - \psi^{dn}) + U^{in} I^{in} \cos(\theta^{in} - \psi^{in})], \quad (5.18)$$

$$\bar{q} = \frac{3}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [U^{dn} I^{dn} \sin(\theta^{dn} - \psi^{dn}) - U^{in} I^{in} \sin(\theta^{in} - \psi^{in})], \quad (5.19)$$

$$\tilde{p} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} \sum_{m \neq n}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U^{dm} I^{dn} \cos((m\omega - n\omega)t + \theta^{dm} - \psi^{dn}) + \\ \sum_{m \neq n}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U^{im} I^{in} \cos((m\omega - n\omega)t + \theta^{im} - \psi^{in}) + \\ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -U^{dm} I^{in} \cos((m\omega + n\omega)t + \theta^{dm} + \psi^{in}) + \\ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -U^{im} I^{dn} \cos((m\omega + n\omega)t + \theta^{im} + \psi^{dn}) + \end{pmatrix}, \quad (5.20)$$

$$\tilde{q} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} \sum_{m \neq n}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U^{dm} I^{dn} \sin((m\omega - n\omega)t + \theta^{dm} - \psi^{dn}) + \\ \sum_{m \neq n}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -U^{im} I^{in} \sin((m\omega - n\omega)t + \theta^{im} - \psi^{in}) + \\ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} -U^{dm} I^{in} \sin((m\omega + n\omega)t + \theta^{dm} + \psi^{in}) + \\ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U^{im} I^{dn} \sin((m\omega + n\omega)t + \theta^{im} + \psi^{dn}) + \end{pmatrix}. \quad (5.21)$$

Uopšte uzevši, svaku komponentu višeg harmonika u predmetnim izrazima je moguće analizirati nezavisno, dok se za pretvarač povezan na elektroenergetski sistem analiziraju komponente na osnovnoj učestanosti, čime vrednosti postaju $m = n = 1$. Uvrštavanjem pomenutih vrednosti u izraze (5.18) - (5.21), trenutnu snagu je moguće zapisati i u sledećem obliku [20]:

$$p = P + \tilde{P}_1 \cos(2\omega t) + \tilde{P}_2 \sin(2\omega t), \quad (5.22)$$

$$q = Q + \tilde{Q}_1 \cos(2\omega t) + \tilde{Q}_2 \sin(2\omega t), \quad (5.23)$$

gde je su sa P i Q označene srednje vrednosti trenutne aktivne i reaktivne snage respektivno, dok su sa \tilde{P} i \tilde{Q} označene amplitude komponenti trenutne snage koje su vremenski zavisne (osciluju sa učestanošću ω).

Kada se na izraze (5.18) - (5.21) primeni Parkova transformaciona matrica vrednosti komponenti snage, predstavljeni izrazima (5.22) i (5.23) u sinhrono rotirajućem referentnom koordinatnom sistemu postaju:

$$P = \frac{3}{2} \left(v_d^d i_d^d + v_q^d i_q^d + v_d^i i_d^i + v_q^i i_q^i \right), \quad (5.24)$$

$$\tilde{P}_1 = \frac{3}{2} \left(v_d^i i_d^d + v_q^i i_q^d + v_d^d i_d^i + v_q^d i_q^i \right), \quad (5.25)$$

$$\tilde{P}_2 = \frac{3}{2} \left(v_q^i i_d^d - v_d^i i_q^d - v_q^d i_d^i + v_d^d i_q^i \right), \quad (5.26)$$

$$Q = \frac{3}{2} \left(v_q^d i_d^d - v_d^d i_q^d + v_q^i i_d^i - v_d^i i_q^i \right), \quad (5.27)$$

$$\tilde{Q}_1 = \frac{3}{2} \left(v_q^i i_d^d - v_d^i i_q^d + v_q^d i_d^i - v_d^d i_q^i \right), \quad (5.28)$$

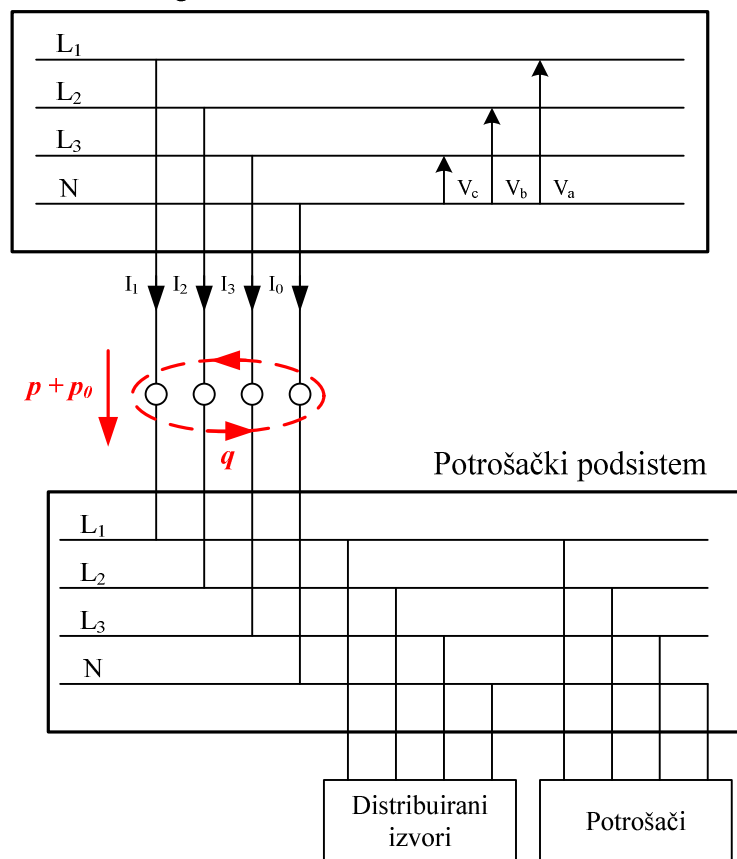
$$\tilde{Q}_2 = \frac{3}{2} \left(-v_d^i i_d^d - v_q^i i_q^d + v_d^d i_d^i + v_q^d i_q^i \right). \quad (5.29)$$

Iako u opštem slučaju postoji šest različitih komponenti snage pretvarača, ove snage su linearno zavisne, dok je broj stepeni slobode za kontrolu snage pretvarača četiri, odnosno moguće je kontrolisati samo i_d^d , i_d^i , i_q^d i i_q^i .

Kako bi se bolje razumela priroda trenutne snage, neophodno je prikazati i fizičku manifestaciju snaga u trofaznom sistemu, čija je ilustracija data na slici 5.1. Snage definisane prema teoriji trenutne snage, kao specijalni slučaj uključuju standardne vrednosti snage pri simetričnim naponskim prilikama, koje su izvedene u frekventnom domenu. Izrazi koji definišu aktivnu, reaktivnu i snagu koja je posledica nultih komponenti čine osnovu za razumevanje tokova snage u elektroenergetskom sistemu kod koga naponi nisu simetrične veličine.

Komponente nutlog redosleda ne doprinose vrednostima aktivne i reaktivne trenutne snage, izuzev u nultom redosledu. Ove snage su definisane vrednostima direktne i inverzne komponente struje. Ukupna aktivna snaga (pa time i tok energije) u trofaznom elektroenergetskom sistemu jednak je ukupnom zbiru aktivne snage i snage koja je posledica komponenti nultog redosleda, prema izrazu (5.6). Reaktivna snaga, bez obzira na izobličenje, opisuje energiju koja se razmenjuje između pojedinih faza trofaznog sistema (prenosnog ili distributivnog), i kao takva ne učestvuje u razmeni energije između pretvarača i elektroenergetskog sistema.

Elektroenergetski sistem



Slika 5.1 Fizička interpretacija teorije trenutne snage u trofaznom elektroenergetskom sistemu

5.2. Unapređena tehnika upravljanja pretvaračem energetske elektronike

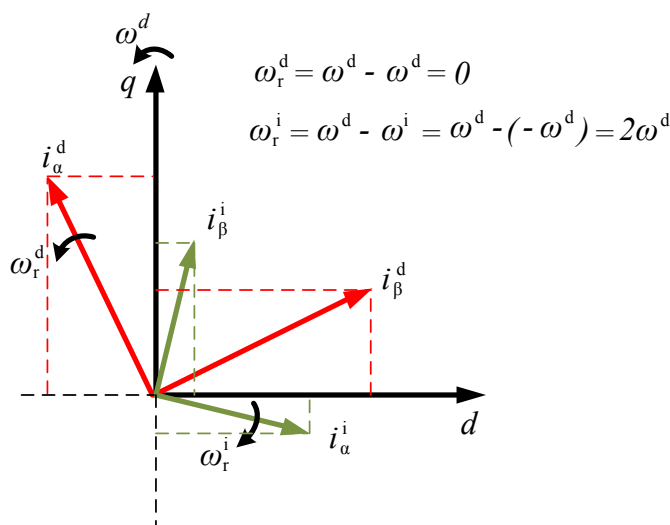
Prema izrazima (5.24) - (5.29) lako je moguće izvesti zavisnost referentnih vrednosti pojedinačnih komponenti struje, u odnosu na referentne vrednosti snage. Međutim, jasno je da za šest vrednosti komponenti snage, prema teoriji o trenutnoj snazi postoji četiri stepena slobode. U matričnom obliku, izrazi za vrednosti snage pretvarača glase:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} P \\ \tilde{P}_1 \\ \tilde{P}_2 \\ Q \\ \tilde{Q}_1 \\ \tilde{Q}_2 \end{bmatrix}}_{p-q} = \frac{3}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} v_d^d & v_q^d & v_d^i & v_q^i \\ v_d^d & v_q^i & v_d^d & v_q^d \\ v_q^i & -v_d^i & -v_q^d & v_d^d \\ v_d^d & -v_d^d & v_q^i & v_d^i \\ v_q^i & -v_d^i & v_q^d & -v_d^d \\ -v_d^i & -v_q^i & v_q^d & v_d^d \end{bmatrix}}_{V_{dq}^{di}} \begin{bmatrix} i_d^d \\ i_q^d \\ i_d^i \\ i_q^i \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

S obzirom da postoje četiri stepena slobode, iz prethodne jednačine je moguće izraziti referentne vrednosti struja s obzirom na snage koristeći bilo koju regularnu submatricu matrice V_{dq}^{di} reda 4 (rang matrice V_{dq}^{di}). Referentne vrednosti struje se zatim računaju kao:

$$\begin{bmatrix} i_d^{d*} \\ i_q^{d*} \\ i_d^{i*} \\ i_q^{i*} \end{bmatrix} = \left[\text{sub}(V_{dq}^{di})_{4 \times 4} \right]^{-1} \times \frac{2}{3} \left[\text{sub}(p-q)_{4 \times 1} \right]. \quad (5.31)$$

Međutim, čak i pravilnim izborom referentnih vrednosti struje, postavlja se pitanje kontrole struje inverznog redosleda. Kada su naponi i struje nesimetrične vrednosti u originalnom domenu, odnosno kada sadrže simetrične komponente direktnog i inverznog redosleda, upotrebom Parkove transformacije nije moguće poništiti vremensku zavisnost obe komponente, što je prikazano na slici 5.2.



Slika 5.2 Nesimetrična veličina u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu

Kada se pretpostavi transformacija direktnog redosleda, sa slike je očigledno da se projekcija komponenti struje (potpuno isto važi i za napone) direktnog redosleda ne menja u odnosu na referentne ose. Međutim, za komponente inverznog redosleda projekcije na referentnu osu će se menjati učestanošću koja je jednaka dvostrukoj vrednosti učestanosti elektroenergetskog sistema.

Vektori nesimetričnih napona i struja u elektroenergetskom sistemu dati su sledećim izrazima:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = V^d \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \theta^d) \\ \sin(\omega t + \theta^d - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \theta^d - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} + V^i \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \theta^i) \\ \sin(\omega t + \theta^i - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \theta^i - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (5.32)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I^d \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \psi^d) \\ \sin(\omega t + \psi^d - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \psi^d - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} + I^i \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \psi^i) \\ \sin(\omega t + \psi^i - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \psi^i - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (5.33)$$

Kada se pretpostavi Parkova matrica transformacija direktnog redosleda data izrazom (2.51) naponi i struje direktnog redosleda u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu glase:

$$\begin{bmatrix} v_d^d \\ v_q^d \end{bmatrix} = V^d \begin{bmatrix} \cos(\theta^d) \\ \sin(\theta^d) \end{bmatrix} + V^i \cos(\theta^i) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) \end{bmatrix} + V^i \sin(\theta^i) \begin{bmatrix} \sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix}, \quad (5.34)$$

$$\begin{bmatrix} i_d^d \\ i_q^d \end{bmatrix} = I^d \begin{bmatrix} \cos(\psi^d) \\ \sin(\psi^d) \end{bmatrix} + I^i \cos(\psi^i) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) \end{bmatrix} + I^i \sin(\psi^i) \begin{bmatrix} \sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix}, \quad (5.35)$$

dok je pod pretpostavkom transformacije inverznog redosleda, odnosno učestanosti $-\omega$, moguće dobiti komponente inverznog redosleda, koje su od interesa jedino u struji:

$$\begin{bmatrix} i_d^i \\ i_q^i \end{bmatrix} = I^i \begin{bmatrix} \cos(\psi^i) \\ \sin(\psi^i) \end{bmatrix} + I^d \cos(\psi^d) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} + I^d \sin(\psi^d) \begin{bmatrix} -\sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix}. \quad (5.36)$$

Očigledno u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu oba redosleda, kada postoji nesimetrija napona ili struja, postoji sprega između komponenti dva redosleda. Izuzev toga, u respektivnim koordinatnim sistemima, sprega je vremenski zavisna na učestanosti koja ima dvostruku vrednost osnovne učestanosti elektroenergetskog sistema. Sada postaje jasno da klasični regulatori PI tipa (uključujući i filter u petlji PLL jedinice) neće biti u stanju pravilno izregulisati željene referentne vrednosti. Usled prostoperiodične komponente dvostruke učestanosti, regulatori će imati stalno promenjivu grešku u stacionarnom stanju, čija je srednja vrednost nad periodom signala nula. Dakle, kako bi se postigla potpuna upravljivost pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem, neophodno je poništiti promenjive članove u simetričnim komponentama odgovarajuće veličine. Takođe, neophodno je pronaći najjednostavniji način za upravljanje, uz minimalne izmene predložene klasične upravljačke strukture.

5.2.2. Tehnika izdvajanja signala određenog redosleda

Kako bi bilo moguće nezavisno upravljanje komponentatama struje u oba redosleda (direktni i inverzni), neophodno je na adekvatan način izdvojiti komponente određenog redosleda. Izuzev kontrole struje, tehnika izdvajanja signala određenog redosleda može biti iskorištena za sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona elektroenergetskog sistema direktnog redosleda. Bez umanjjenja opštosti, u nastavku će tehnika biti prikazana za vrednosti napona, dok potpuno ista diskusija važi i u slučaju nesimetričnih struja.

Nesimetrična veličina u stacionarnom referentnom koordinatnom sistemu, koristeći eksponencijalni zapis, ima sledeći oblik:

$$\underline{v}_{\alpha\beta}(t) = \underline{v}_{\alpha\beta}^d(t) + \underline{v}_{\alpha\beta}^i(t) = V^d \cdot e^{j(\omega t + \theta^d)} + V^i \cdot e^{-j(\omega t + \theta^i)}. \quad (5.37)$$

Kako bi se izdvojila komponenta inverznog redosleda, ovde je predložena tehnika poništavanja signala kašnjenjem, koja se često koristi u analizi elektroenergetskih sistema. Koristeći se karakteristikama signala, tehnika se najčešće definiše u stacionarnom referentnom koordinatnom sistemu kao [84], [156]–[158]:

$$\hat{\underline{v}}_{\alpha\beta}^d(t) = \frac{1}{2} [\underline{v}_{\alpha\beta}(t) + j\underline{v}_{\alpha\beta}(t - T_g/4)], \quad (5.38)$$

$$\hat{\underline{v}}_{\alpha\beta}^i(t) = \frac{1}{2} [\underline{v}_{\alpha\beta}(t) - j\underline{v}_{\alpha\beta}(t - T_g/4)], \quad (5.39)$$

gde veličine $\hat{\underline{v}}_{\alpha\beta}^d(t)$ i $\hat{\underline{v}}_{\alpha\beta}^i(t)$ predstavljaju estimirane vrednosti direktne i inverzne komponente napona u stacionarnom referentnom koordinatnom sistemu, a T_g predstavlja periodu veličina u elektroenergetskom sistemu.

Direktnom zamenom izraza (5.37) u izraze (5.38) i (5.39), moguće je potvrditi uspešnost metode pa važi da je:

$$\hat{\underline{v}}_{\alpha\beta}^d(t) = V^d \cdot e^{j(\omega t + \theta^d)}, \quad (5.40)$$

$$\hat{\underline{v}}_{\alpha\beta}^i(t) = V^i \cdot e^{j(\omega t + \theta^i)}. \quad (5.41)$$

Kao što je moguće uočiti, tehnika podrazumeva sumiranje signala nesimetrične veličine sa signalom koji za originalnom veličinom kasni za četvrtinu periode veličina u elektroenergetskom sistemu.

Kako bi DSC tehniku bilo moguće implementirati neophodno je izvršiti diskretizaciju izraza (5.38) i (5.39), pa tada važi:

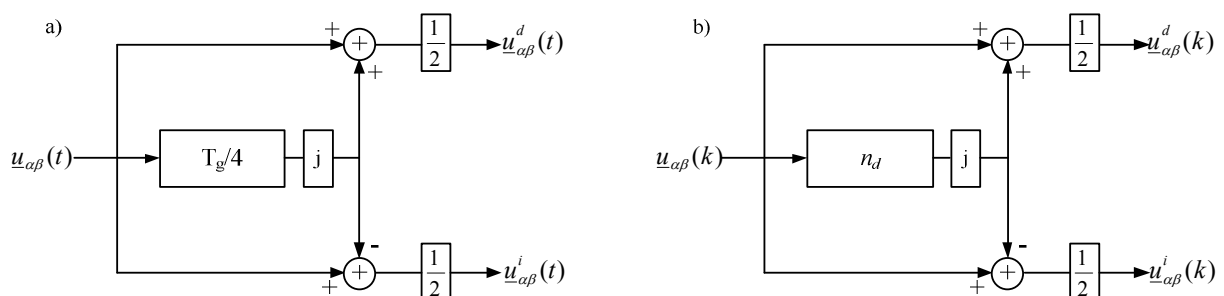
$$\hat{\underline{v}}_{\alpha\beta}^d(kT_s) = \frac{1}{2} [\underline{v}_{\alpha\beta}(kT_s) + j\underline{v}_{\alpha\beta}(kT_s - n_d T_s)], \quad (5.42)$$

$$\hat{\underline{v}}_{\alpha\beta}^i(kT_s) = \frac{1}{2} [\underline{v}_{\alpha\beta}(kT_s) - j\underline{v}_{\alpha\beta}(kT_s - n_d T_s)], \quad (5.43)$$

gde je T_s perioda odabiranja signala, dok je kašnjenje definisano brojem perioda (n_d) kao:

$$n_d = \frac{1}{4} \frac{f_s}{f_g}. \quad (5.44)$$

U izrazu (5.44) f_s predstavlja učestanost odabiranja, dok je sa f_g naznačena osnovna učestanost veličina u elektroenergetskom sistemu. Blok dijagram za implementaciju DSC tehnike za razdvajanje komponenti, zasnovana na prethodnim izrazima, dat je na slici 5.3, u vremenskom i diskretnom domenu.



Slika 5.3 Implementacija tehnike DSC u vremenskom (a) i diskretnom (b) domenu za stacionarni referentni koordinatni sistem

Ukoliko je moguće, idealan način za izbor učestanosti (periode) odabiranja je takav da je vrednost n_d prema izrazu (5.44) celobrojna. Međutim, često je perioda odabiranja definisana na osnovu drugih parametara upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem, što dovodi do neidealne vrednosti broja odbiraka signala za koje je potrebno zakasniti originalnu veličinu. U tom slučaju, neophodno je vrednost parametra n_d zaokružiti na prvu veću (ili manju) celobrojnu vrednost.

Dakle, usled diskretizacije signala moguće je da se pojavi greška prilikom izdvajanja komponente direktnog ili inverznog redosleda. Kada se pretpostavi najopštiji (neidealan) slučaj kašnjenje signala u diskretnoj implementaciji se može zapisati kao:

$$n_d T_s = T_{tk} + \Delta T, \quad (5.45)$$

gde T_{tk} i ΔT predstavljaju očekivano vreme kašnjenja ($T_g/4$) i deo vremena koji se javlja usled greške diskretizacije respektivno. Kada se izraz (5.45) uvrsti u diskretnu reprezentaciju DSC tehnike za izdvajanje komponente direktnog redosleda, odnosno u izraz (5.42), ovu komponentu je moguće prikazati kao [157]:

$$\hat{v}_{-ap}^d(kT_s) = \frac{1}{2} \left[V^d \cdot e^{j(\omega k T_s + \theta^d)} + V^i \cdot e^{-j(\omega k T_s + \theta^i)} + j(V^d \cdot e^{j(\omega(kT_s - T_{tk}) + \theta^d)} e^{-j\omega \Delta T} + V^i \cdot e^{-j(\omega(kT_s - T_{tk}) + \theta^i)} e^{j\omega \Delta T}) \right]. \quad (5.46)$$

Daljim uprošćenjem se dobija sledeći izraz [157]:

$$\hat{v}_{-ap}^d(kT_s) = \hat{v}_{-ap}^d(kT_s) + V^d \cdot \lambda \cdot e^{j(\omega k T_s - \frac{\pi}{2} + \theta^d + \gamma)} + V^i \cdot \lambda \cdot e^{-j(\omega k T_s - \frac{\pi}{2} + \theta^i + \gamma)}, \quad (5.47)$$

gde su:

$$\lambda = \sqrt{\frac{1}{2}(1 - \cos(\frac{\pi}{2}k))}, \quad (5.48)$$

$$\gamma = \arctan \left[\frac{\cos(\frac{\pi}{2}k) - 1}{\sin(\frac{\pi}{2}k)} \right], \quad (5.49)$$

a vrednost faktora k se definiše kao:

$$k = \frac{\Delta T}{T_{tk}}. \quad (5.50)$$

Očigledno, sledeći direktno iz izraza (5.47) signal greške se može predstaviti u sledećem obliku:

$$\Delta \hat{v}_{-ap}^d(kT_s) = V^d \cdot \lambda \cdot e^{j(\omega k T_s - \frac{\pi}{2} + \theta^d + \gamma)} + V^i \cdot \lambda \cdot e^{-j(\omega k T_s - \frac{\pi}{2} + \theta^i + \gamma)}. \quad (5.51)$$

Iznos greške, koja je posledica diskretizacije će biti potpuno ista i za komponentu inverznog redosleda. Primenom Parkove transformacione, usvajajući smer rotacije referentnog koordinatnog sistema koji je usaglašen sa direktnim redosledom, izraz (5.51) postaje:

$$\widehat{\Delta \underline{v}}_{dq}^d(kT_s) = V^d \cdot \lambda \cdot e^{j(\theta^d + \gamma - \frac{\pi}{2})} + V^i \cdot \lambda \cdot e^{-j(2\omega kT_s - \frac{\pi}{2} + \theta^d + \gamma)}, \quad (5.52)$$

dok za usaglašenost sa inverznim redosledom glasi:

$$\widehat{\Delta \underline{v}}_{dq}^i(kT_s) = V^d \cdot \lambda \cdot e^{j(2\omega kT_s - \frac{\pi}{2} + \theta^d - \gamma)} + V^i \cdot \lambda \cdot e^{-j(\theta^i - \gamma - \frac{\pi}{2})}. \quad (5.53)$$

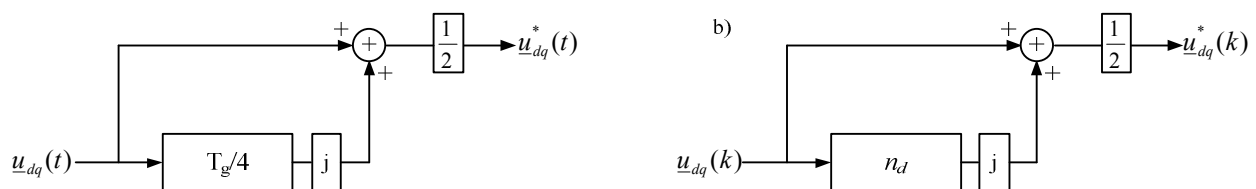
Svako dalje razlaganje je moguće prema pojedinačnim komponentama signala u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, uz uvažavanje pripadnosti odgovarajućem redosledu. Izuzev toga, postoji mogućnost kvantifikacije različitog uticaja zaokruživanja na prvu celobrojnu vrednost (na više ili niže), što se i izvodi iz ovog opšteg slučaja, kada je vrednost parametra ΔT manja ili veća od nule.

Za praktičnu implementaciju DSC tehnike, moguće je i njeno pojednostavljenje primenom Parkove transformacije na izraze (5.38) i (5.39), podrazumevajući odgovarajući smer rotacije referentnog koordinatnog sistema u odnosu na željeni redosled komponente:

$$\widehat{\underline{v}}_{dq}^d(t) = \frac{1}{2} \left[\underline{v}_{dq}(t) + j \underline{v}_{dq}(t - T_g / 4) \right], \quad (5.54)$$

$$\widehat{\underline{v}}_{dq}^i(t) = \frac{1}{2} \left[\underline{v}_{dq}(t) + j \underline{v}_{dq}(t - T_g / 4) \right]. \quad (5.55)$$

Na potpuno isti način je moguće transformisati i jednačine koje prikazuju implementaciju DSC tehnike u diskretnom domenu, te je pojednostavljen blok dijagram za implementaciju predstavljen na slici 5.4. Superskriptom (oznaka *) na slici je naznačeno da izdvojena komponenta može biti direktnog ili inverznog redosleda, u zavisnosti od toga sa kojim redosledom je usklađen smer rotacije referentnog koordinatnog sistema.



Slika 5.4 Implementacija tehnike DSC u vremenskom (a) i diskretnom (b) domenu za sinhrono rotirajući koordinatni sistem

5.2.3. Sinhronizacija sa vektorskim reprezentom nesimetričnog napona u tački priključenja

Kako bi se omogućio pravilan rad svih ostalih elemenata upravljačke strukture pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem, neophodno je izvršiti sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona na adekvatan način. Podrazumevajući da je uobičajen redosled simetričnih veličina u elektroenergetskom sistemu direktan, neophodno je izvršiti sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona direktnog redosleda, čak i u uslovima koji podrazumevaju rad pri izuzetnoj nesimetriji.

Klasična tehnika zasnovana na PLL metodi nije u mogućnosti da pruži zadovoljavajuće karakteristike pre svega zbog filtera u petlji koji je zasnovan na nisko propusnom filteru prvog reda, odnosno PI kontroleru. Sa druge strane, PLL je jednostavan za implementaciju i ima izuzetne dinamičke karakteristike. Kako bi se prevazišli navedeni nedostaci, u [158] je predložena upotreba prethodno opisanog DSC algoritma, uz izmenu prenosne funkcije filtera u petlji.

Primenom DSC algoritma neophodno je estimirati komponentu direktnog redosleda vektorskog reprezentata napona elektroenergetskog sistema, što se sa uspehom može postići prema sledećoj jednačini:

$$\begin{aligned}
 v_{qDSC}^d &= \left(\begin{aligned} &V^d \sin(\theta^d) - V^i \cos(\theta^i) \sin(2\omega t) + V^i \sin(\theta^i) \cos(2\omega t) + \\ &V^d \sin(\theta^d) - V^i \cos(\theta^i) \sin(2(\omega t - \frac{\pi}{2})) + V^i \sin(\theta^i) \cos(2(\omega t - \frac{\pi}{2})) \end{aligned} \right) = \\
 &= \left(\begin{aligned} &2 \cdot V^d \cos(\theta^d) - V^i \cos(\theta^i) \sin(2\omega t) + V^i \sin(\theta^i) \cos(2\omega t) - \\ &V^i \cos(\theta^i) \sin(2\omega t) \cos(-\pi) + V^i \sin(\theta^i) \cos(2\omega t) \cos(-\pi) \end{aligned} \right) = \\
 &= 2 \cdot V^d \cos(\theta^d)
 \end{aligned} \quad (5.56)$$

Prema tome, nakon što je izdvojena komponenta direktnog redosleda, ona se prosleđuje detektoru faze, odnosno na ulaz PLL jedinice za sinhronizaciju. Predložena metodologija može biti dalje unapređena upotrebom signala u d -osi za poništavanje komponente inverznog redosleda, kao što je prikazano u [159].

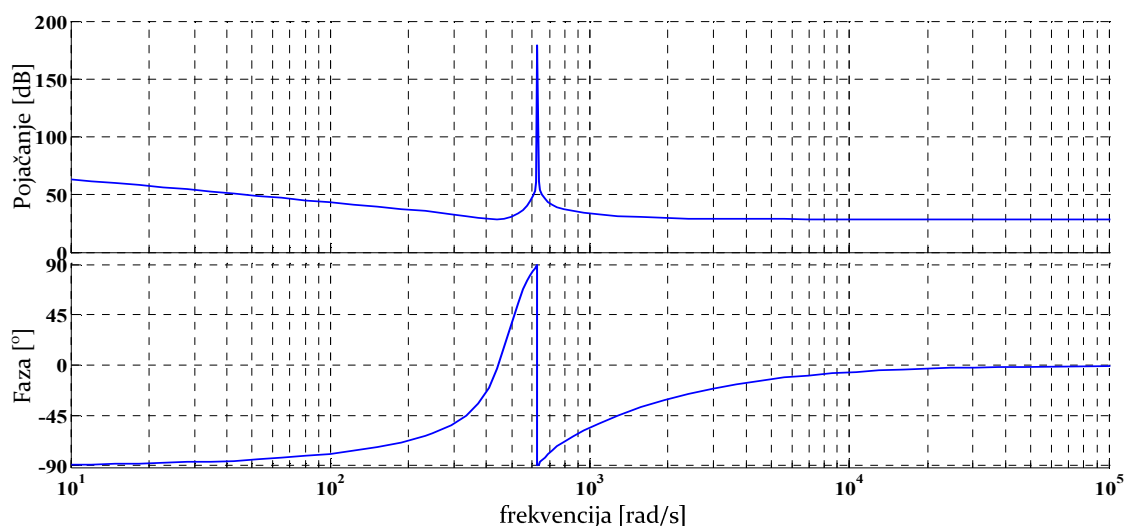
Važno je napomenuti da primenom predložene metode ne postoje negativni uticaji na parametre filtera u petlji koji ostaju proračunati kao i za klasičnu PLL jedinicu.

Izuzev pomenute DSC tehnike u [158] je predloženo i unapređenje filtera u petlji, kroz integraciju rezonantnog člana. Osnovna ideja uvođenja rezonantnog člana jeste da omogući poništenje signala greške diskretizacije (ukoliko postoji) datog izrazom (5.52) u sinhrono rotirajućem referentnom koordinatnom sistemu, kao i preostale komponente napona usled viših harmonika.

Kada se pretpostavi postojanje rezonantnog člana, filter u petlji postaje proporcionalno integralno rezonantni (*eng. Proportional Integral Resonant - PIR*), te njegova prenosna funkcija glasi:

$$G_{fil}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_r^2} \right), \quad (5.57)$$

gde je sa K_r označeno pojačanje rezonantnog člana, a ω_r predstavlja rezonantnu učestanost. U [159] je za pojačanje rezonantnog člana predložena ista vrednost kao i za pojačanje integralnog člana, dok se učestanost može podešavati da odgovara različitim komponentama signala. Bodeov dijagram za predloženu prenosnu funkciju filtera u petlji, dat na slici 5.5, jasno iskazuje prednosti sagledavajući pojačanje na rezonantnoj učestanosti. Izuzev toga, odziv sistem je inherentno stabilan, a moguć je i naknadni dodatak rezonantnih članova na različitim učestanostima.

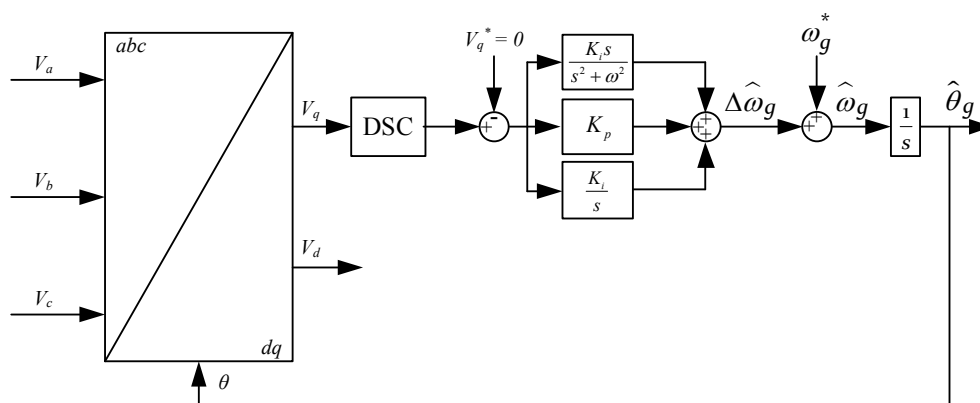


Slika 5.5 Bodeov dijagram za predloženu prenosnu funkciju filtera u petlji

Uvažavajući prenosnu funkciju datu izrazom (5.57) inkrement estimirane vrednosti učestanosti veličina u elektroenergetskom sistemu postaje:

$$\Delta\omega_g = G_{fil}(s)\varepsilon(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} \right) \varepsilon(s) \wedge \hat{\theta}_g = \frac{1}{s} \hat{\omega}_g(s). \quad (5.58)$$

Dakle, unapređena tehnika za sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom nesimetričnog napona elektroenergetskog sistema u tački priključenja, koja zadržava sve najbolje dinamičke osobine koje poseduje PLL tehnika, se može implementirati kako je prikazano na slici 5.6.



Slika 5.6 Unapređena PLL tehnika u sinhrono rotirajućem referentnom sistemu za sinhronizaciju pri nesimetričnim naponskim prilikama

5.2.4. Poništavanje struje inverznog redosleda

Kada su struje i naponi u elektroenergetskom sistemu nesimetrične veličine (uz zanemarenje komponente nultog redosleda), prema teoriji trenutne snage postoji šest komponenti snage, koje je moguće kontrolisati kroz četiri nezavisne promenjive. Sa druge strane, koristeći postojeće (klasične) kontrolne strukture, nije moguće postići potpunu upravljivost svih komponenti struje, usled postojanja sprežnih elemenata u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu.

Kao što je prikazano u poglavlju 4.3 zahtevi za povezivanje na elektroenergetski sistem propisuju u kom opsegu radnih stanja i koliko dugo pretvarač mora ostati operativan. Lako se može uočiti da tokom poremećaja, ali i u radu kada naponske prilike odstupaju od nominalnih usled drugih uzroka (neuravnoteženi potrošači), zahtevi za podršku najčešće neposredno definišu zahtevanu struju pretvarača, za koju je podrazumevan redosled koji odgovara redosledu veličina u nominalnom režimu elektroenergetskog sistema. Prema tome, kako bi se omogućio nesmetan rad pretvarača, neophodno je osposobiti upravljačku strukturu pretvarača za adekvatnu kontrolu komponenti struje direktnog redosleda.

Takođe, neophodno je održati izuzetne dinamičke karakteristike upravljačke strukture u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, uz upotrebu PI regulatora, kod kojih ne postoji inherentan problem početnih uslova (za razliku od PR regulatora). Kao rešenje, u ovoj tezi kao i u [158] pokazana je mogućnost upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem uz poništavanje struje inverznog redosleda upotrebom DSC tehnike, isključivo u delu upravljačke strukture koja je zadužena za kontrolu struje inverznog redosleda. Na ovaj način, deo upravljačke strukture zadužene za kontrolu struje direktnog redosleda može ostati nepromenjen. Izuzev toga, kompletna upravljačka struktura izvedena je u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Koristeći se potpuno istim principima, koji će biti izloženi u nastavku, moguće je postići i proizvoljno upravljanje komponentama struje inverznog redosleda, ali je tada neophodno, na sličan način izmeniti deo upravljačke strukture zadužene za kontrolu direktnog redosleda.

Izraz za komponente nesimetrične struje inverznog redosleda u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, analogno naponu, glasi:

$$i_{dq}^i = \begin{bmatrix} i_d^i \\ i_q^i \end{bmatrix} = I^i \begin{bmatrix} \cos(\psi^i) \\ \sin(\psi^i) \end{bmatrix} + I^d \cos(\psi^d) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} + I^d \sin(\psi^d) \begin{bmatrix} -\sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix}, \quad (5.59)$$

gde očigledno pored konstantnog dela, postoji komponenta na dvostrukoj učestanosti veličina u elektroenergetskom sistemu. U ovoj tezi kao i u [158] predložena je primena prethodno opisane DSC tehnike za izdvajanje konstantnog dela izraza (5.59), što je moguće potvrditi sledećim izrazima:

$$i_{dDSC}^i = \begin{pmatrix} I^i \cos(\psi^i) + I^d \cos(\psi^d) \cos(2\omega t) - I^d \sin(\psi^d) \sin(2\omega t) + \\ I^i \cos(\psi^i) + I^d \cos(\psi^d) \cos(2(\omega t - \frac{\pi}{2})) - I^d \sin(\psi^d) \sin(2(\omega t - \frac{\pi}{2})) \end{pmatrix} = \\ = \begin{pmatrix} 2 \cdot I^i \cos(\psi^i) + I^d \cos(\psi^d) \cos(2\omega t) - I^d \sin(\psi^d) \sin(2\omega t) + \\ I^d \cos(\psi^d) \cos(2\omega t) \cos(-\pi) - I^d \sin(\psi^d) \sin(2\omega t) \cos(-\pi) \end{pmatrix} = \\ = 2 \cdot I^i \cos(\psi^i) \quad , \quad (5.60)$$

$$i_{qDSC}^i = \begin{pmatrix} I^i \sin(\psi^i) + I^d \cos(\psi^d) \sin(2\omega t) + I^d \sin(\psi^d) \cos(2\omega t) + \\ I^i \sin(\psi^i) + I^d \cos(\psi^d) \sin(2(\omega t - \frac{\pi}{2})) + I^d \sin(\psi^d) \cos(2(\omega t - \frac{\pi}{2})) \end{pmatrix} = \\ = \begin{pmatrix} 2 \cdot I^i \sin(\psi^i) + I^d \cos(\psi^d) \sin(2\omega t) + I^d \sin(\psi^d) \cos(2\omega t) + \\ I^d \cos(\psi^d) \sin(2\omega t) \cos(-\pi) + I^d \sin(\psi^d) \cos(2\omega t) \cos(-\pi) \end{pmatrix} = \\ = 2 \cdot I^i \sin(\psi^i) \quad . \quad (5.61)$$

Ovako izdvojeni signali su dalje pogodni za upravljanje koristeći klasičnu upravljačku strukturu u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, odnosno PI regulator. Međutim, s obzirom na osetljivost parametara regulatora struje, te činjenice da se tehnikom DSC uvodi kašnjenje u kontrolisani signal, jasno je da je za kontrolu komponenti struja inverznog redosleda neophodno izmeniti način sinteze parametara.

S obzirom na prirodu signala, pre i nakon primene DSC tehnike, neophodno je izvršiti promenu načina proračuna pojačanja integralnog dejstva, dok je pojačanje proporcionalnog dejstva moguće zadržati u potpunosti prema izrazu (3.35) datom u poglavlju 3.3.3. Međutim, sada je neophodno uvažiti činjenicu da je upravljački signal kašnjen za četvrtinu osnovne periode veličina u elektroenergetskom sistemu pa je izraz (3.36) neophodno modifikovati da glasi:

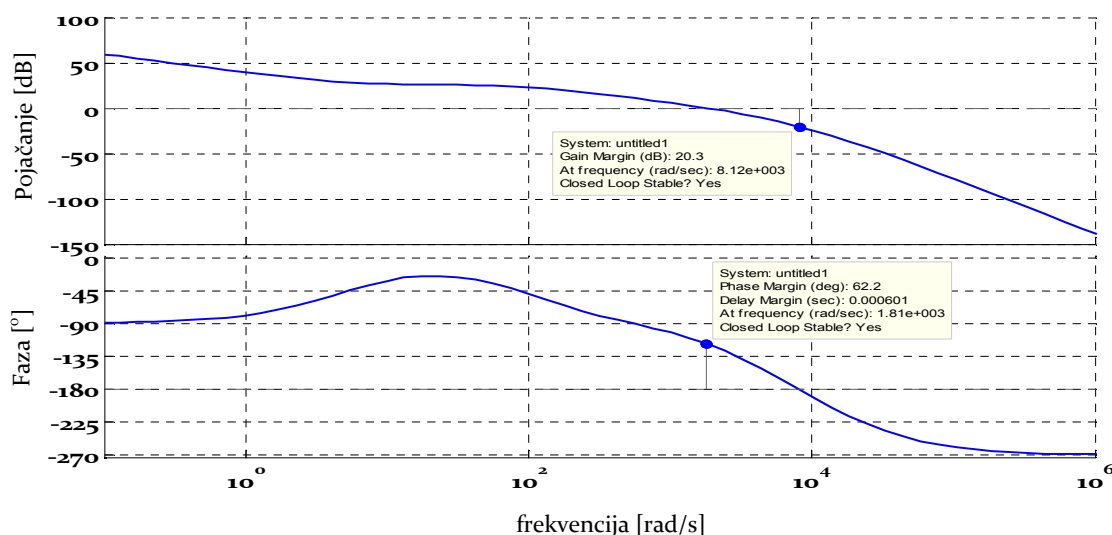
$$K_i = \frac{1}{2 \frac{1}{R_s} (T_i + \frac{T_g}{4})} \quad (5.62)$$

Tada vrednosti parametara regulatora komponenti struje inverznog redosleda, za pretvarač povezan na mrežu u savremenoj istraživačkoj stanici korišćenoj za sprovođenje eksperimenata u ovom radu, iznose:

$$K_p = 20,$$

$$K_i = 95.$$

Bodeov dijagram za ovako proračunate parametre regulatora je dat na slici 5.7, odakle je moguće uočiti da će regulatori imati zadovoljavajuće dinamičke karakteristike.



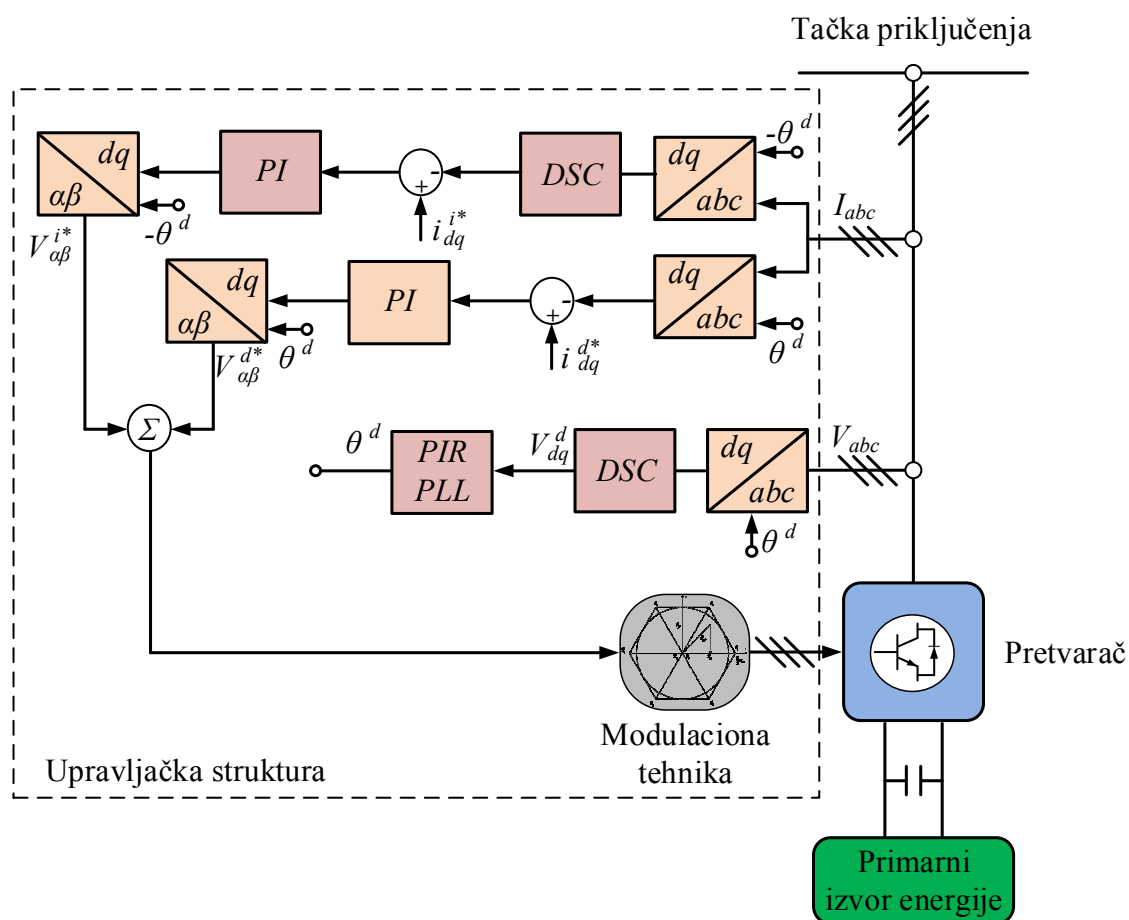
Slika 5.7 Bodeov dijagram za predloženu metodu proračuna parametara

Blok dijagram unapređene tehnike upravljanja koji obezbeđuje efikasno upravljanje pretvaračem pri nesimetričnim naponskim prilikama u elektroenergetskom sistemu dat je na slici 5.8. Na slici je prikazan deo upravljačke strukture koji podrazumeva kontrolu struje pretvarača i sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona elektroenergetskog

sistema u tački priključenja. Proračun referentnih vrednosti komponenti struja direktnog redosleda se može vršiti u potpunosti prema prethodnim razmatranjima, a u skladu sa klasičnom tehnikom upravljanja i teorijom o trenutnoj snazi. Izuzev toga, upravljačka struktura za proračuna komponenti struja direktnog redosleda podrazumeva kontrolu vrednosti napona jednosmernog međukola.

Za referentne vrednosti komponenti struja inverznog redosleda, kao što je i predloženo u [158] usvojena je vrednost nula, kako bi se navedene komponente poništile u struji koja se injektuje u elektroenergetski sistem. Sa slike 5.8 se lako može uočiti da je i kontrola komponenti struja inverznog redosleda izvedena u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, dok smer rotacije odgovara smeru rotacije veličina inverznog redosleda u elektroenergetskom sistemu.

Kao upravljačku veličinu (na svom izlazu), regulatori struje oba redosleda zadaju referentne vrednosti neophodnog napona odgovarajućeg redosleda, u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Kako se upravljačke veličine za direktan i inverzan redosled nalaze u suprotno rotirajućim koordinatnim sistemima, jedino rešenje je inverzna transformacija veličina u stacionarni referentni koordinatni sistem. Tek u stacionarnom referentnom koordinatnom sistemu se vrši sumiranje referentnih vrednosti napona, koji je neophodno nametnuti na krajevima pretvarača. Ukupna referentna vrednost napona se zatim koristi za proračun faktora ispunje, na jedan od dva načina opisana u poglavlju 3.5.



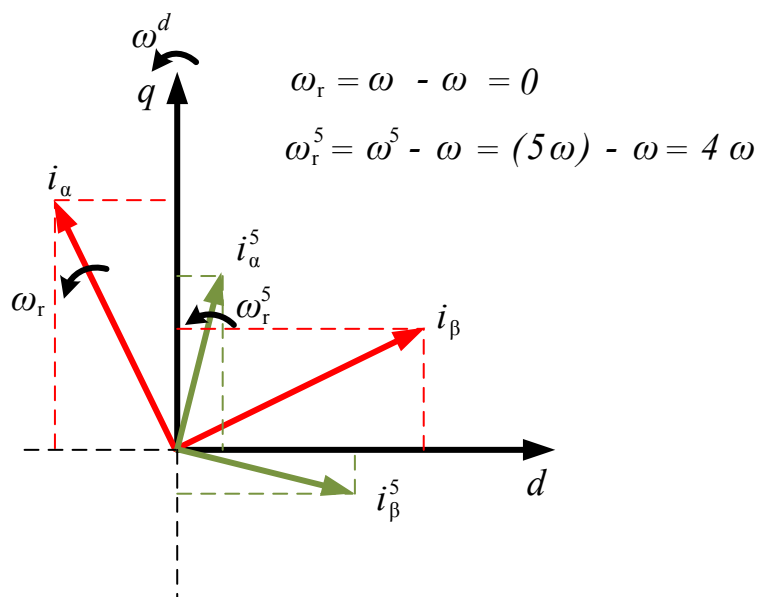
Slika 5.8 Unapređena tehnika upravljanja pretvaračem pri nesimetričnim naponskim prilikama u elektroenergetkom sistemu

5.2.5. Kompenzacija viših harmonika struje pretvarača

Kao što je pokazano u [160], kada postoji harmonijsko izobličenje napona u tački priključenja ono može izazvati neželjene efekte, kao što je pojava izobličenja struje pretvarača koja se injektuje u elektroenergetski sistem. Kada struja sadrži više harmonike u originalnom domenu, u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu se javljaju komponente struje koje su promenjive u vremenu, a čija učestanost zavisi od reda harmonika i osnovne učestanosti veličina u elektroenergetskom sistemu.

Klasična upravljačka struktura ne može da reguliše signale koji su vremenski zavisni u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, i često ih nekontrolisano pojačavaju, kao što je slučaj sa višim harmonicima struje. Na slici 5.9 prikazana je reprezentacija struje koja sadrži peti harmonik direktnog redosleda u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Potpuno ista analiza neželjenih efekata važi, kao i u slučaju direktne i inverzne komponente, izuzev što harmonijski spektar struja (kao i spektar napona koji ga uzrokuje) može biti veoma širok, sa komponentama različitog reda i proizvoljnog redosleda. Prema tome, prethodno opisane metode nisu pogodne za primenu u ovom slučaju, a rešenje zahteva implementaciju regulacionih struktura za kompenzaciju harmonika struje, pojedinačno za svaki red harmonika koji postoji u originalnoj veličini.

Kompenzaciju harmonika je moguće izvršiti u stacionarnom ili sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, u zavisnosti od preostalog dela upravljačke strukture.



Slika 5.9 Struja u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu sa dodatkom petog harmonika

Za kompenzaciju u stacionarnom koordinatnom sistemu koristi se rezonanti kontroler, čija je presečna učestanost podešena na učestanost harmonika koji želimo da kompenzujemo. Iako je ovom metodom moguća jednostavnija kompenzacija više različitih redova harmonika, bez obzira na redosled, pitanje početnih uslova za PR regulator osnove učestanosti i dalje predstavlja značajan problem za široku implementaciju.

Kako bi se izvršila kompenzacija pojedinačnih harmonika struje, neophodno je izvršiti razlaganje originalnog signala struje prema redosledu harmonika. Trenutno, najprihvatljivija metodologija podrazumeva upotrebu višestrukih sinhrono rotirajućih koordinatnih sistema (*eng. Multiple Synchronous Reference Frame - MSRF*). Prema ovoj metodologiji neophodno je izvršiti transformaciju struje iz originalnog domena u nekoliko sinhrono rotirajućih koordinatnih sistema, u kojima se zatim vrši nezavisna kontrola komponenti, dok upravljačka struktura vezana uz koordinatni sistem na osnovnoj učestanosti ostaje nepromenjena.

Za svaki red harmonika koji je potrebno kompenzovati, neophodno je implementirati zaseban sinhrono rotirajući koordinatni sistem, koristeći se transformacijom čiji ugao odgovara učestanostima:

$$\omega_s = \pm n\omega, \quad (5.63)$$

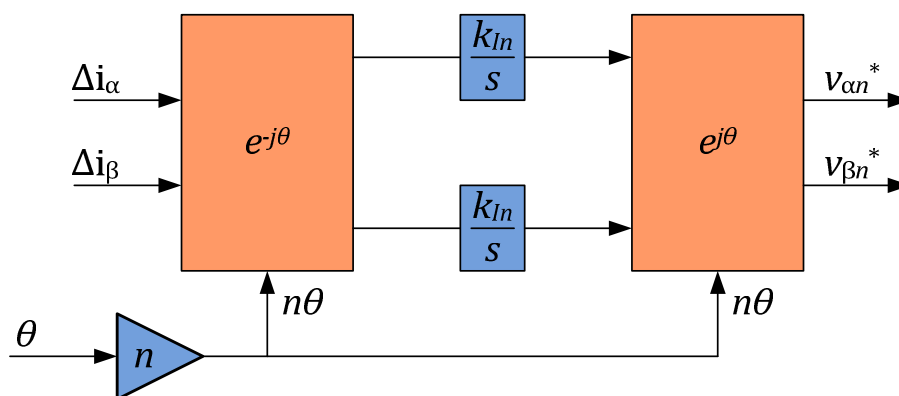
gde n predstavlja red harmonika a znak određuje redosled harmonika. Red harmonika struje koja će se pojaviti u potpunosti odgovara redu harmonika napona koji ga uzrokuje. Deo upravljačke strukture, čiji je cilj kompenzacija harmonika određenog reda dat je na slici 5.10. Za kompenzaciju harmonika struje se koristi integralno dejstvo (tj. integralni regulator) čija je prenosna funkcija:

$$G_I(s) = \frac{K_i}{s}, \quad (5.64)$$

odnosno referentna vrednost napona neophodnog za kompenzaciju iznosi:

$$v_{dq_n}^* = G_I(s)\varepsilon(s) = \frac{K_i}{s}\varepsilon(s). \quad (5.65)$$

Kada se kompenzacija harmonika izvršava sa istom periodom odabiranja kao deo upravljačke strukture zadužen za upravljanje strujom na osnovnoj učestanosti, prema izrazu (3.36) vrednost pojačanja integralnog dejstva može ostati ista. S obzirom na osnovni zadatak upravljačke strukture za kompenzaciju, tj. da poništi komponentu struje koja odgovara zadatom redu harmonika, signal greške u ovom slučaju je očigledno vrednost struje u respektivnom koordinatnom sistemu. Iz potpuno istih razloga, kao i u slučaju poništavanja komponenti struje inverznog redosleda, sumiranje svih referentnih vrednosti napona se vrši u stacionarnom referentnom koordinatnom sistemu.



Slika 5.10 Kompenzacija viših harmonika struje pretvarača

6. Opis ispitivačke stanice i rezultati eksperimenta

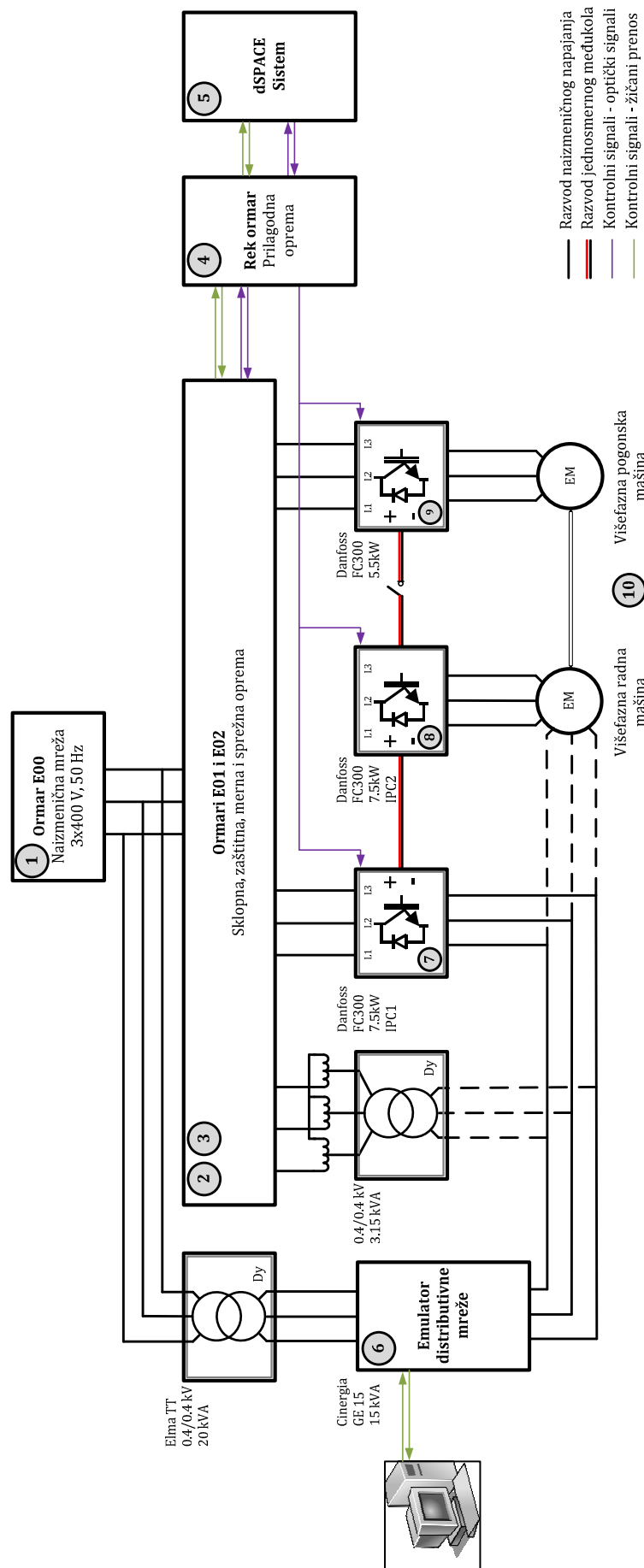
Eksperimentalna potvrda različitih aspekata upravljanja pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem nije jednostavan zadatak, čak ni u slučaju rada pri nominalnim naponskim prilikama. Ne postoji značajan broj istraživačkih stanica u svetu, koje su u stanju vršiti ispitivanje rada pretvarača energetske elektronike u najrazličitijim, realnim pogonskim uslovima. Istraživačka stanica za ispitivanje savremenih elektromotornih pogona i pretvarača, koja je razvijena na Fakultetu tehničkih nauka, iskorištena je za praktičnu proveru teorijskih analiza izloženih u ovom radu. Koristeći predmetnu stanicu, koja funkcioniše kao modularan sistem, moguće je vršiti istraživačke aktivnosti u najrazličitijim oblastima primene savremenih elektromotornih pogona i pretvarača energetske elektronike, kao što su:

- Digitalno upravljanje klasičnim (trofaznim) elektromotornim pogonima,
- Digitalno upravljanje višefaznim (pet, šest ili više faza) elektromotornim pogonima,
- Digitalno upravljanje pretvaračima energetske elektronike (invertorski ili ispravljački režim rada) koji pogone električne mašine ili su povezani na elektroenergetski sistem,
- Digitalno upravljanje uređajima unutar mikro mreža,
- Digitalno upravljanje infrastrukturom za punjenje baterija električnih automobila,
- Digitalno upravljanje savremenih obnovljivih izvora električne energije, i sl.

Blok šema eksperimentalne postavke koja je iskorištena za verifikaciju predloženih upravljačkih strategija je data na slici 6.1. Uopšte uzevši, istraživačka stanica se sastoji iz dva osnovna dela – elektroenergetskog podsistema i upravljačkog podsistema. Elektroenergetski podsistem sadrži sve neophodne elemente elektroenergetike, uključujući električne mašine (u motorskom i generatorskom režimu rada), pretvarače energetske elektronike, elektroenergetske odvojne i regulacione transformatore, sklopnu i zaštitnu opremu, kao i pripadajući razvod (jednosmerni i naizmjenični). Upravljački podsistem se sastoji od procesorske i kontrolnih kartica, prilagodnih kartica, kao i upravljačkih signala koji se prenose odgovarajućim protokolima (bežično, žičano i optički).

Svi elektroenergetski elementi, prikazani na blok šemi istraživačke stanice, mogu biti aktivni ili neaktivni u zavisnosti od specifičnih zahteva testiranih aplikacija. Jednostavnim izborom odgovarajućih tastera za selekciju pojedinačnih elemenata, lako se može izmeniti topološka struktura veze, kao što je i naznačeno na samoj blok šemi, što dodatno doprinosi modularnosti predmetne stanice.

Izuzev toga, promenu topološke strukture veze, te uključenje ili isključenje pojedinačnih elemenata moguće je vršiti i unutar kontrolnog algoritma, ali je tada neophodno voditi računa o fizičkim ograničenjima pojedinačnih elemenata (odnosno kada je dozvoljeno izvršiti promenu).



Slika 6.1 Blok šema predmetne istraživačke stanice za ispitivanje savremenih elektromotornih pogona i pretvarača

Izgled savremene istraživačke stanice koja je korištena za eksperimentalnu verifikaciju rezultata dat je na slici 6.2. Napajanje istraživačke stanice, uključujući elektroenergetski i komunikacioni podsistem, vrši se upotrebom sklopne i zaštitne opreme koja je sadržana unutar razvodnih ormara označenih sa ①, ② i ③. Izuzev sklopne i zaštitne opreme, ovi razvodni ormari sadrže pasivne komponente i aktivne elemente za povezivanje različitih delova elektroenergetskog podsistema. Za pretvarač povezan na elektroenergetski sistem, važno je napomenuti da ne postoji filtriranje izlaznih veličina (injektiranih struja), odnosno između elektroenergetskog sistema i pretvarača nisu ugrađeni filtarski uređaji. Kako bi se testirala mogućnost upravljanja pretvaračem, uz aktivno poboljšanje kvaliteta električne energije, između elektroenergetskog sistema i pretvarača postoji samo sprežna induktivnost male vrednosti. Jednopolne i trolejne šeme energetike, upravljanja i razvijenih elektronskih kartica date su u prilogu.

Centralni deo istraživačke stanice predstavlja modularan dSPACE kontrolni sistem uključujući sopstvene prilagodne kartice i procesorsku karticu DS1006, naznačene sa ④ i ⑤ respektivno. Ovakav kontrolni sistem je veoma napredan i pruža mogućnost rada sa veoma naprednim algoritmima, posebno algoritmima koji podrazumevaju aritmetiku sa pokretnim zarezom. Prilagodne kartice kod dSPACE sistema mogu imati više različitih namena, a pomenuti sistem sadrži: DS2004 karticu za brzu A/D konverziju, DS3001 karticu za enkoder, DS5101 karticu za formiranje digitalnih izlaza talasnog oblika, DS2201 višenamensku karticu ulaznih i izlaznih analognih i digitalnih kanala.



Slika 6.2 Savremena istraživačka stanica za ispitivanje pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem pri različitim uslovima rada

Procesorska kartica DS1006 koristi AMD Opteron™ za procese u realnom vremenu uz 64 kB nezavisne memorije za podatke i instrukcije, te HyperTransport™ tehnologiju za

povezivanje sa I/O uređajima. Kartica poseduje dva tajmera za periodične i jedan tajmer za aperiodične događaje, koji su 32-bitni brojači koji uključuju programabilnu jedinicu za poređenje. Teorijska vremenska rezolucija koju kartica može da postigne je oko 0.5 ns , a efektivno po naredbi iznosi 20 ns usled različitih programskih ograničenja. Kontrola ostalih kartica (I/O kartica) vrši se PHS bus linijom sa maksimalnom brzinom od 20 MB/s , uz 8 linija za prekide od strane kartica koje mogu podržati maksimalno 8 prekida po liniji.

Za konverziju analognih signala koristi se DS2004 kartica za A/D konverziju velike brzine sa 16 kanala. Svaki kanal sadrži nezavisno kolo za odabiranje i nezavisnu jedinicu za konverziju sa 16-bitnom rezolucijom. Vrednosti ulaznih napona mogu biti $\pm 5 \text{ V}$ ili $\pm 10 \text{ V}$, a maksimalno vreme trajanja konverzije iznosi 800 ns . Konverzija signala može biti jednostavna (jednostruka) ili višestruka (sukcesivna), a pokrenuta je triger signalima koji su dovedeni na jedan od četiri nezavisna (triger) ulaza.

Kartica za prihvatanje signala sa inkrementalnog enkodera, DS3001 kartica, poseduje pet paralelnih 24-bitnih enkoderskih kanala sa diferencijalnim prenosom ili sa jednim krajem. Kartica ima sposobnost napajanja enkodera naponom od 5 V , dok može prepoznati prisustvo nezavisnog napajanja. Maksimalna učestanost pri kojoj kartica registruje prisustvo enkoderskih impulsa je 5 MHz . Svaki kanal kartice poseduje 24-bitni registar brojača pozicije, kojem se pristupa upotrebom bus linije sa zadržkom.

Kartica digitalnih izlaza talasnog oblika, DS5101 kartica, ima mogućnost generisanja kompleksnih signala visoke rezolucije, koji se u ovom radu koriste kao PWM signali. Signali mogu biti generisani sa jednim od 16 kanala, od kojih minimum 1 kanal mora biti rezervisan za generisanje prekida. Postoji niz standardnih aplikacija za trofazne i jednofazne sisteme (PWM), uz moguće podešenje PWM perioda od 500 ns do 26 s . Izuzev toga, moguće je karticu programirati da generiše proizvoljne signale. Minimalna dužina impulsa koji je moguće generisati iznosi 250 ns , uz efekat kvantizacije na 25 ns zbog vremenske baze.

Višenamenska kartica analognih i digitalnih ulaza i izlaza DS2201 poseduje 20 kanala za A/D konverziju, 8 paralelnih kanala za D/A konverziju i 16 linija koje je moguće konfigurisati kao digitalne ulaze ili izlaze. Rezolucija analognih kanala je 12-bitna uz ulazni naponski nivo od $\pm 10 \text{ V}$.

Kako bi bilo moguće testirati rad pretvarača pri proizvoljnim naponskim prilikama u tački priključenja neophodno je posedovati uređaj koji ima sposobnost generisanja proizvoljnog napona, uključujući različita harmonijska izobličenja i poremećaje. Upravo uređaj naznačen sa ⑥ i nazvan emulator distributivne mreže (*eng. Grid Emulator - GE*) ima navedene mogućnosti. GE ima mogućnost dvosmernog (bidirekcionog) toka energije, što pruža mogućnost široke upotrebe ovog uređaja u različitim oblastima primene. Zbog specifične kontrolne strukture GE pruža mogućnost nezavisne kontrole svake komponente napona u tački priključenja koju je neophodno uspostaviti. U predmetnoj istraživačkoj stanici GE se koristi kao ekvivalent trofaznog elektroenergetskog sistema sa naponom $3N-0-480 \text{ V}$, sa promenljivom učestanošću od $40-400 \text{ Hz}$. Osim nominalnih naponskih prilika, GE može generisati različite poremećaje koji se javljaju u stvarnom elektroenergetskom sistemu kao što su: flikeri, prenaponi, podnaponi, propadi napona, promena frekvencije, promena impedanse mreže, harmonijska izobličenost i harmonijska sekvenca. Margina za prelazne procese obezbeđena je upotrebom jednosmernog

međukola sa naponskim nivoom od 850 V. Talasne oblike napona je moguće menjati proizvoljno, po fazi, uključujući i nezavisnu promenu faznog stava napona u tački priključenja. Snaga uređaja je 15 kVA, dok je moguće maksimalno aktivno opterećenje od 13,5 kW. Nazivna struja iznosi 20 A uz kontrolisan faktor snage (između -1 i 1). Opseg izlaznog napona iznosi od 0 - 450 V, uz mogućnost kontrole harmonika do 15 reda (bez harmonika reda 8, 10 i 14). Upravljanje uređajem može biti lokalno (preko kontrolnog panela na uređaju) ili daljinski upotrebom MODBUS protokola i zasebnog korisničkog okruženja.

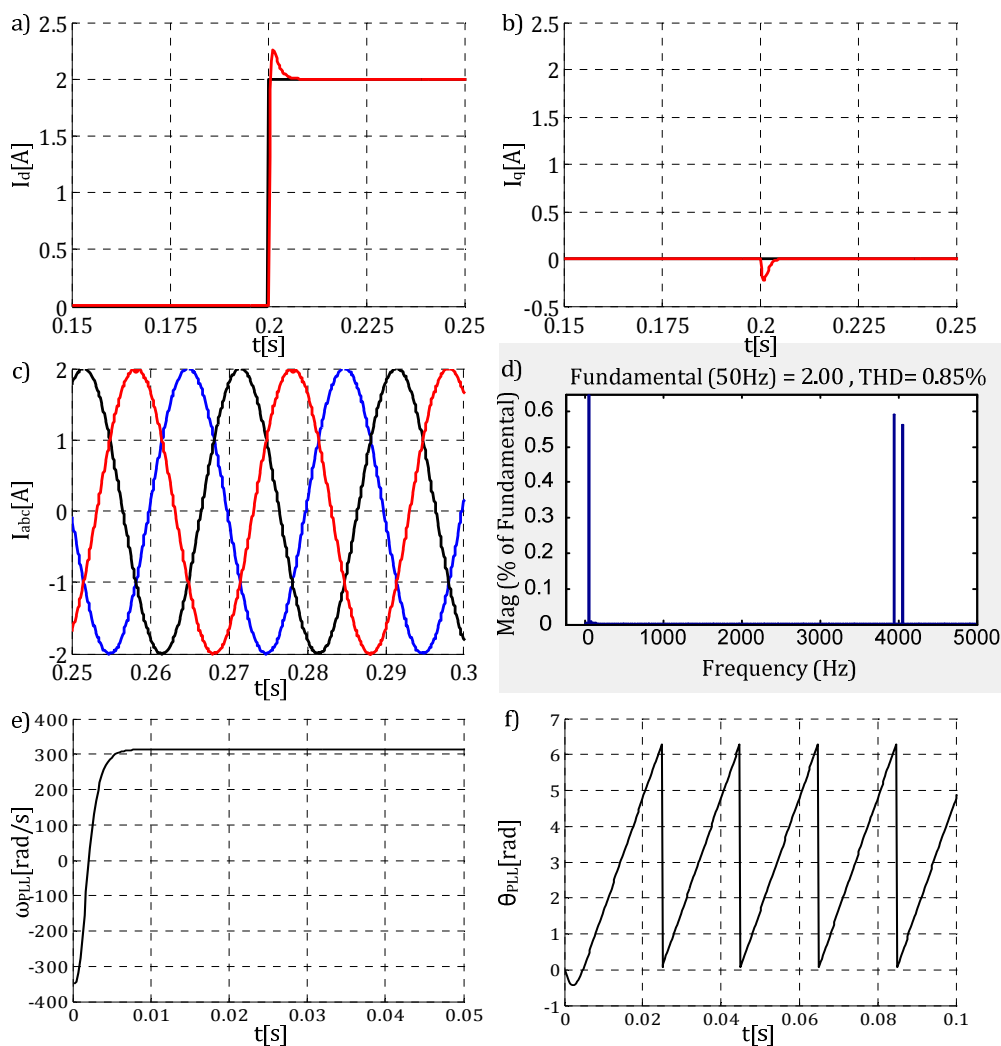
Oznakama ⑦ i ⑧ naznačeni su pretvarači energetske elektronike koji se koriste za upravljanje elektromotornim pogonima ili kao pretvarač povezan na elektroenergetski sistem. Ova dva pretvarača su standardni industrijski pretvarači (Danfoss serije FC300) kod kojih je uklonjena klasična upravljačka kartica i zamenjena sa karticom IPC2. Na taj način omogućen je direktan pristup upravljačkim kolima prekidačkih komponenti invertora. Upotrebom standardnih industrijskih pretvarača zadržavaju se sve prednosti kao što je kompaktan dizajn i pouzdanost, dok se istovremeno otvara mogućnost implementacije sopstvenih algoritama na predmetnoj stanici. Upravljački signali se do IPC2 kartice sa dSPACE sistema vode optičkim signalima, a mrtvo vreme može da se podešava na neku od vrednosti: 2 μ s, 2.5 μ s, 3 μ s i 4 μ s. Izuzev optičkih prijemnika za PWM signale, na raspolaganju su još i prijemnici za signal dozvole rada pretvarača, signal za kontrolu otpornika za kočenje, predajnik za signalizaciju radnog stanja, kao i tasteri za ručno upravljanje radom pretvarača (TRIP i RESET).

Sa ⑨ je naznačen pretvarač koji služi za upravljanje mašinama koje oponašaju pogonski mehanički podsistem, odnosno upravljaju pogonskom mašinom. U tu svrhu koristi se standardni industrijski pretvarač (Danfoss serije FC300) sa standardnom kontrolnom karticom. Upravljački signali (reference momenta ili brzine, ograničenja itd.) se generišu na dSPACE kontrolnom sistemu i dovedeni su na odgovarajuće (digitalne ili analogne) ulaze pretvarača preko odvojnih kartica smeštenih u razvodne ormane.

Konačno oznakom ⑩ naznačene su različite električne mašine koje su korištene u procesu elektromehaničke konverzije energije. Ove mašine upotpunjuju istraživačku stanicu i predstavljaju pogonske sisteme različitih primena (obnovljivi izvori energije, pogon električnih automobila, deo infrastrukture za punjenje, skladištenje električne energije itd.).

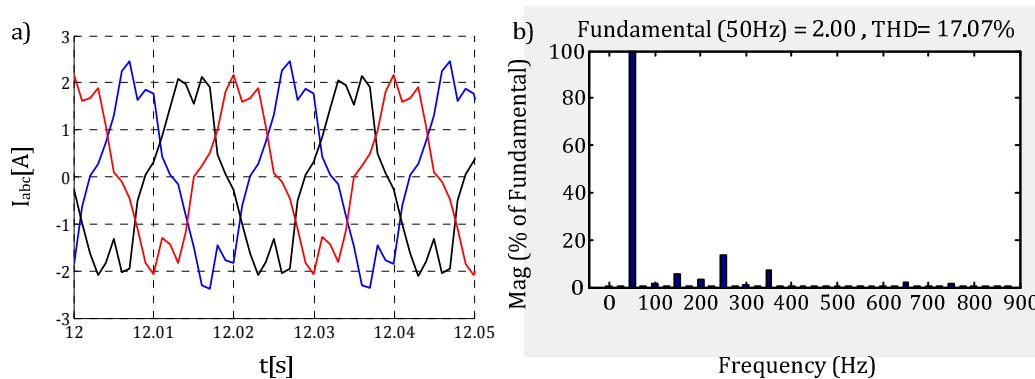
6.2. Rezultati eksperimenata

Kao prvi eksperiment, za pretvarač ⑦ sa slike 6.2, koji je povezan na emulator distributivne mreže, implementirana je i testirana klasična tehnika upravljanja. Na slici 6.3 prikazani su rezultati rada pretvarača pri režimu koji podrazumeva simetrične napone nominalne vrednosti u elektroenergetskom sistemu. U 0.2 s od početka eksperimenta zadata je referentna vrednost struje u d -osi od 2 A, dok je vrednost struje u q -osi zadržana na vrednosti nula. Talasni oblici struje, s obzirom da nije postojalo izobličenje napona na mestu priključenja (vrednost izobličenja napona na izlazu GE iznosi manje od 0.5 %), su očekivani sa veoma niskom vrednošću izobličenja. Sinhronizacija sa vektorskim reprezentom napona elektroenergetskog sistema ima izuzetne dinamičke karakteristike, izuzetno je precizna i ne postoje poremećaji tokom prelaznih pojava u struji.

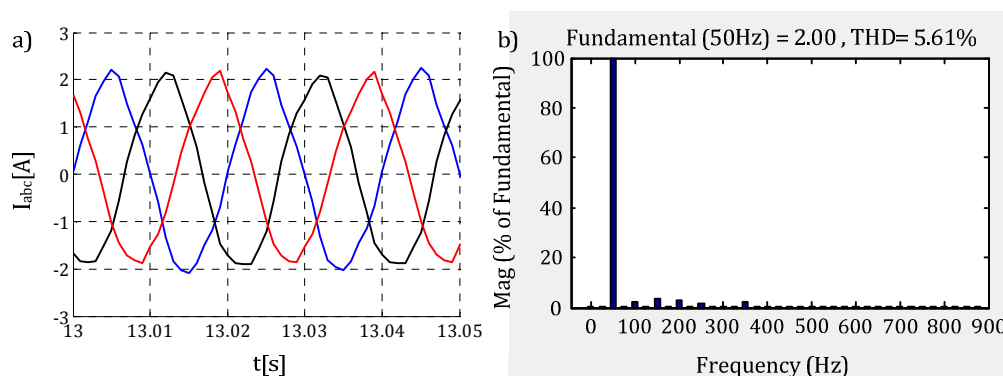


Slika 6.3 Rad pretvarača pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu bez izobličenja napona: struje i_d (a) i i_q (b), fazne struje (c), harmonijsko izobličenje struje (d), estimirana učestanost (e) i ugao vektorskog reprezentira napona elektroenergetskog sistema (f)

Svakako, ovako idealni uslovi nisu realni i neophodno je testirati predloženu tehniku upravljanja pri različitim naponskim prilikama u tački priključenja pretvarača, pre testiranja rada tokom neuravnoteženih poremećaja. Kada je na pretvarač nametnut realan napon distributivnog sistema (ukupno harmonijsko izobličenje je iznosilo oko 3%), predložena korelacija između izobličenja napona na mestu priključenja i struje injektirane u elektroenergetski podsistem postala je više nego očigledna, što je moguće potvrditi na slici 6.4. Kada postoji izobličenje napona, injektirana struja će sadržati harmonike, dominantno 5. i 7. harmonik. Ukupno harmonijsko izobličenje struje iznosilo je 17.07%, a navedeno izobličenje lako je uočljivo u talasnom obliku struje, koja značajno odstupa od očekivanog sinusnog oblika. Za dominantne redove harmonika, implementirana je kompenzacija prema teorijskoj analizi prikazanoj u poglavlju 5.2.5. Na slici 6.5 prikazan je rad pretvarača nakon što je primenjena kompenzacija viših harmonika struje, i moguće je primetiti zaista iznenađujuće rezultate. Ukupno harmonijsko izobličenje je sniženo na 5.61%, a postignuto je značajno smanjenje svih pojedinačnih komponenti. Dalje unapređenje bi podrazumevalo implementaciju kompenzacije za dodatne redove viših harmonika.



Slika 6.4 Rad pretvarača pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu sa izobličenjem napona: fazne struje (a) i harmonijsko izobličenje struje (b)

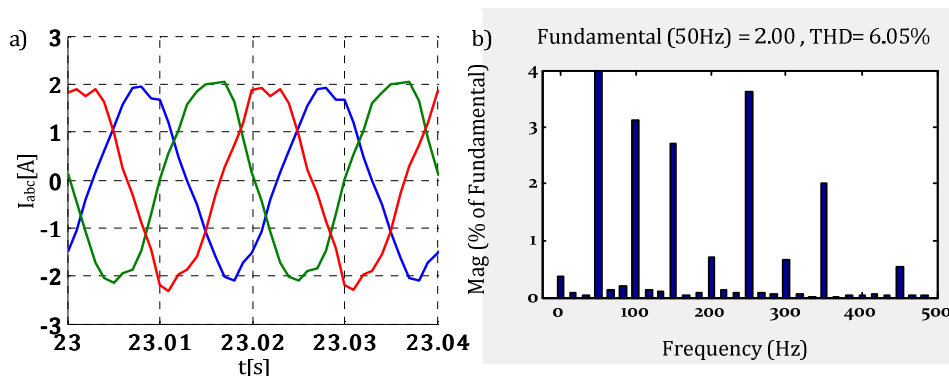


Slika 6.5 Rad pretvarača pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu sa izobličenjem napona i kompenzacijom struje: fazne struje (a) i harmonijsko izobličenje struje (b)

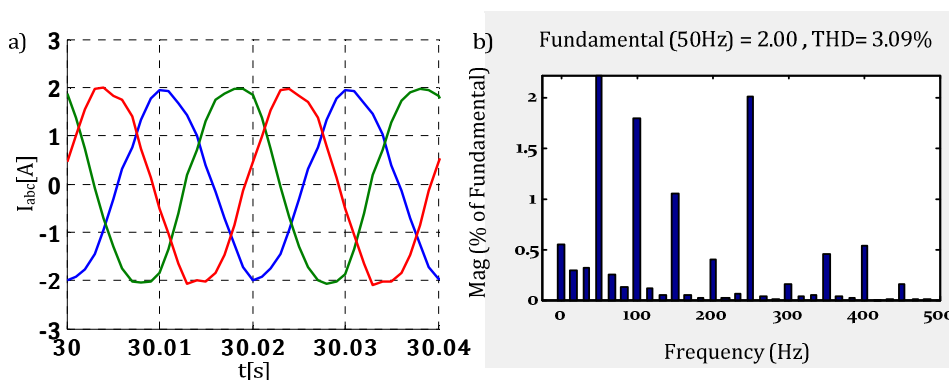
Međutim, neće samo izobličenje napona elektroenergetskog sistema u tački priključenja uticati na kvalitet električne energije koju pretvarač proizvodi. Razmatrajući karakter i način implementacije modulacionih tehnika, očekivano je da različite modulacione tehnike mogu različito uticati na karakter i harmonijski sastav struja injektiranih u elektroenergetski sistem. Iako postoje opravdani razlozi za upotrebu SVPWM tehnike u onim aplikacijama gde napon jednosmernog međukola ne postiže vrednosti više od 600 V, ipak na slici 6.6 se može videti izobličenje injektirane struje od 6.05 % u slučaju primene ove tehnike. Sa druge strane, vrednost izobličenja u slučaju sinuse tehnike iznosi svega 3.09 %, što je moguće uočiti na slici 6.7, za identične naponske prilike u tački priključenja. S obzirom na prethodni zaključak, jasno se postavlja pitanje opravdanosti primene SVPWM tehnike u slučajevima kada je napon jednosmernog međukola značajno viši od 600 V i ne postoji potreba za povećanjem iskoristivosti.

Kao što je izloženo u teorijskim razmatranjima u ovom radu, talasnost napona jednosmernog međukola može imati značajan negativan uticaj na harmonijsko izobličenje struje injektirane u elektroenergetski sistem, kao što je prikazano na slikama 6.8 i 6.9. Ovaj uticaj je višestruk, budući da podrazumeva direktno preslikavanje na izlazne veličine, ali i uticaj kroz upravljačku strukturu, posebno modulacionu tehniku. Kada se unutar upravljačke strukture koristi merena vrednost napona jednosmernog međukola, ukupno harmonijsko izobličenje struje pretvarača iznosi 11.32 %. Jednostavnim

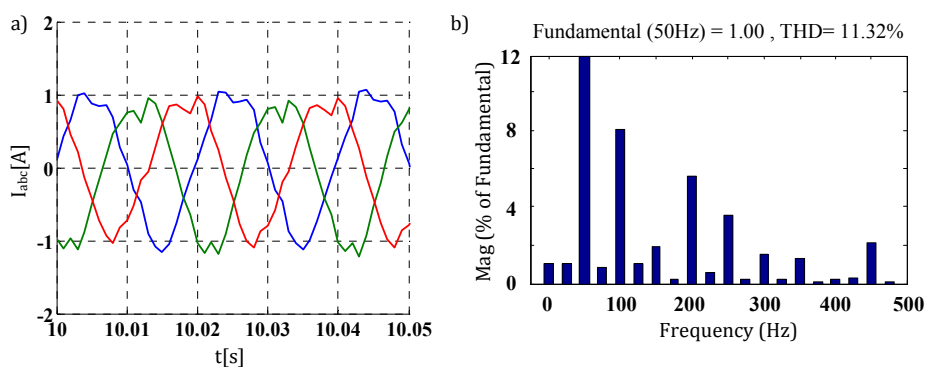
usrednjavanjem vrednosti napona jednosmernog međukola moguće je smanjiti vrednost ukupnog izobličenja na 7.23 %. Ovo poboljšanje jasno je uočljivo i u talasnim oblicima struje, gde je nakon usrednjavanja talasni oblik struje značajno sličniji sinusnom obliku. Harmonijski sastav struja će delimično zavisiti od modulacione tehnike, ali i razlike u brzini punjenja i pražnjenja jednosmernog međukola, što može uzrokovati pojavu harmonika neočekivanog reda i redosleda. Uticaj direktnog preslikavanja talasnosti napona jednosmernog međukola na harmonijski spektar injektirane struje moguće je dodatno kompenzovati, što će biti predmet narednog istraživačkog rada.



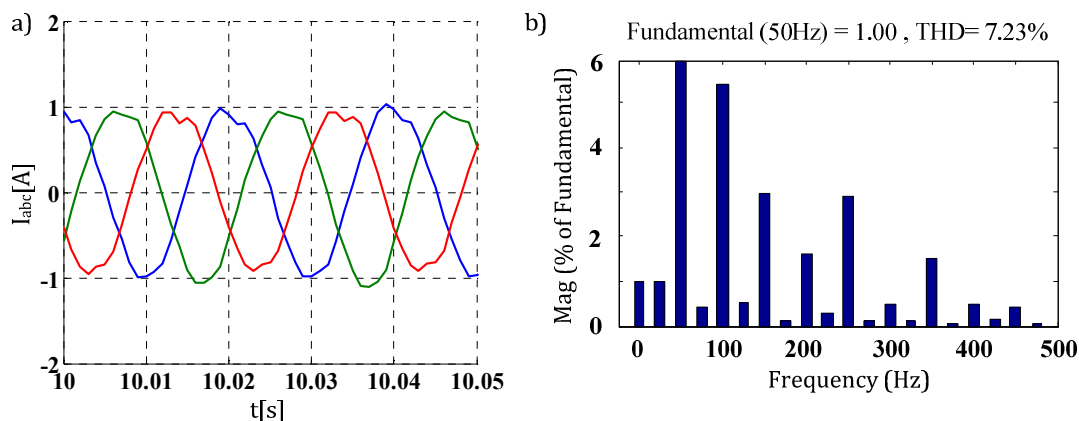
Slika 6.6 Rad pretvarača pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu – SVPWM tehnika: fazne struje (a) i harmonijsko izobličenje struje (b)



Slika 6.7 Rad pretvarača pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu – SPWM tehnika: fazne struje (a) i harmonijsko izobličenje struje (b)

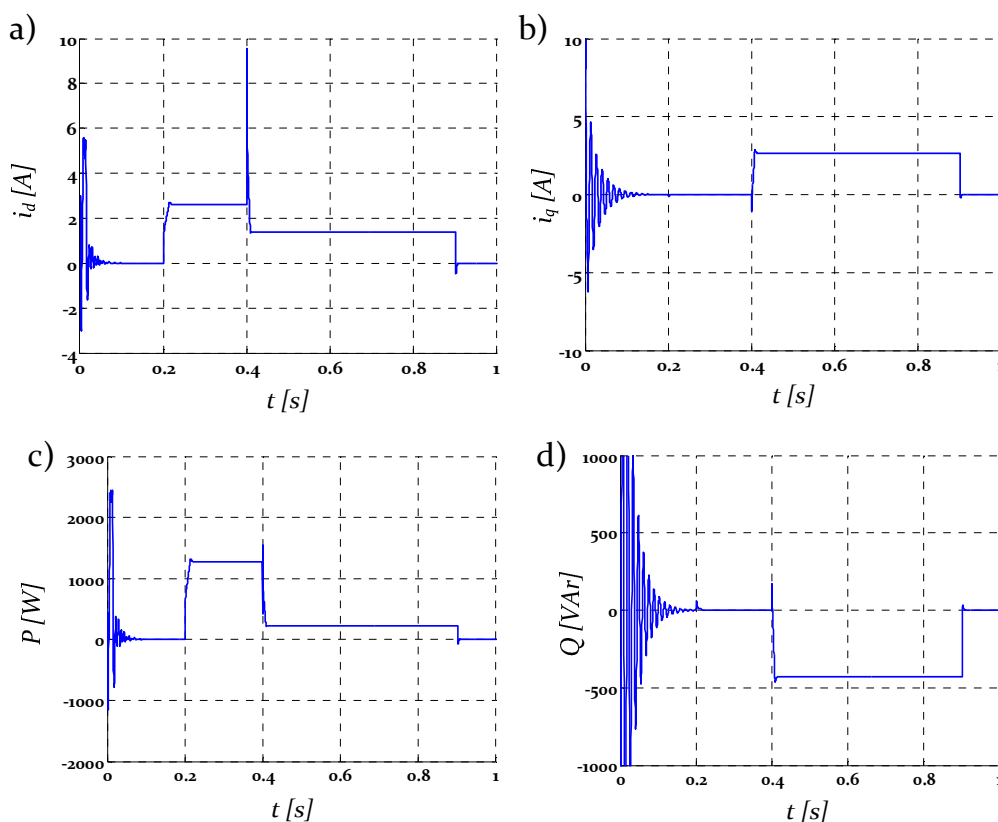


Slika 6.8 Rad pretvarača pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu – merenje napona jednosmernog međukola: fazne struje (a) i harmonijsko izobličenje struje (b)

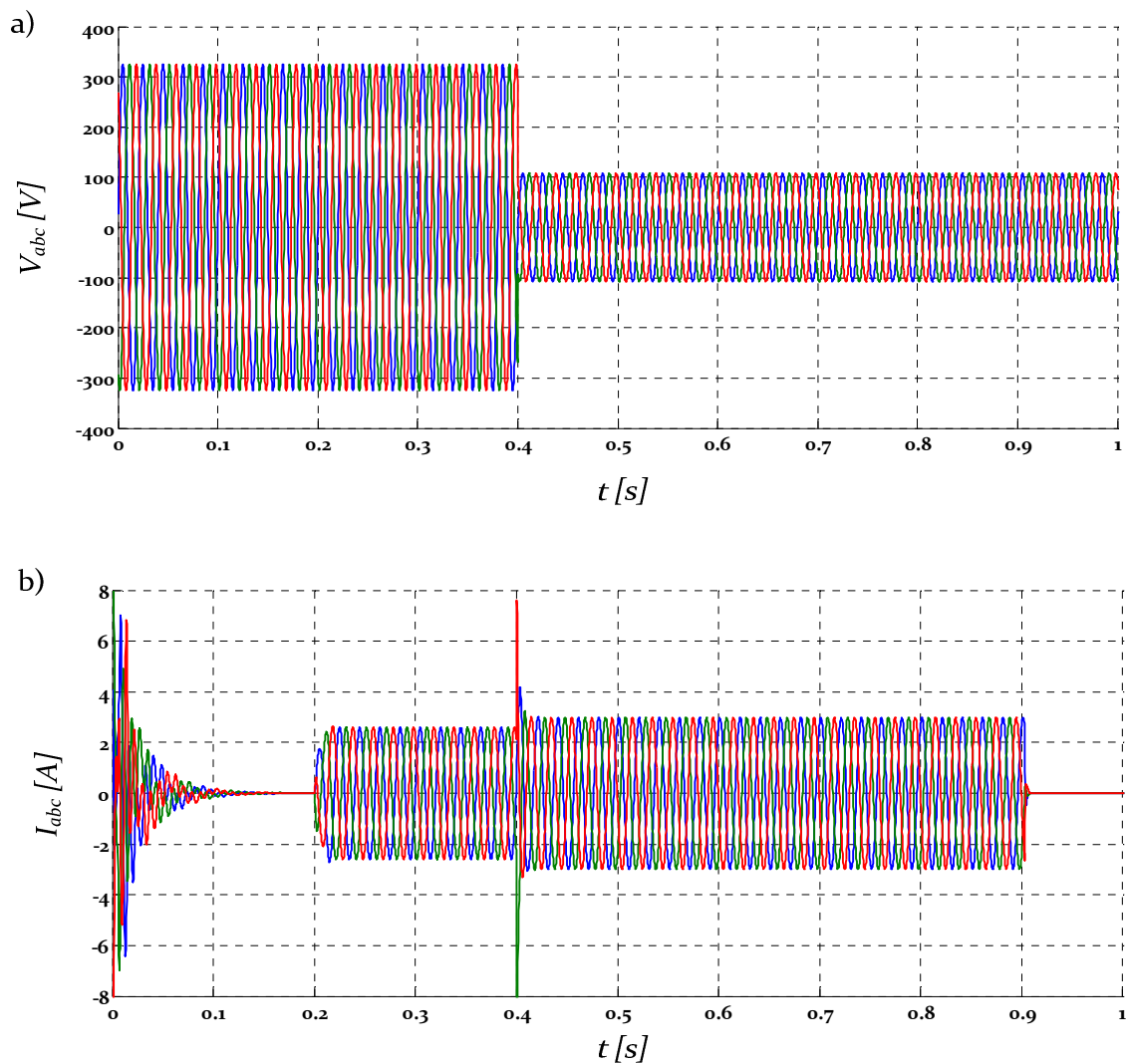


Slika 6.9 Rad pretvarača pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu – usrednjena vrednost napona jednosmernog međukola: fazne struje (a) i harmonijsko izobličenje struje (b)

Uz standardnu upravljačku strukturu neophodno je implementirati dodatne elemente koji će obezbediti ispunjenje zahtevanih uslova za povezivanje na elektroenergetski sistem. Pre svega, ovi uslovi su testirani pri uravnoteženim poremećajima sa simetričnim vrednostima napona u tački priključenja. Sa slika 6.10 i 6.11, lako je uočiti da su ispunjeni svi zahtevi povodom obaveznog trajanja rada, ali i zahtevane injekcije reaktivne energije. Tokom ovog poremećaja propad napona koji je generisan emulatorom distributivne mreže iznosio je 66.7% u odnosu na nominalnu vrednost.

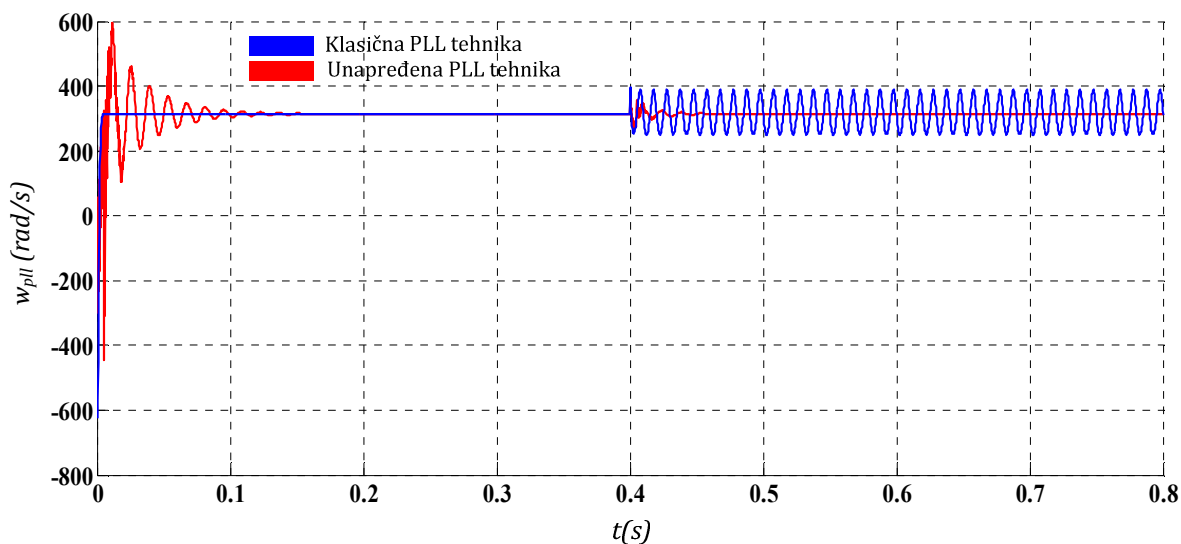


Slika 6.10 Rad pretvarača pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu – zahtevi za povezivanje na elektroenergetski sistem: struja d-ose (a), struja q-ose (b), aktivna snaga (c) i reaktivna snaga (d)

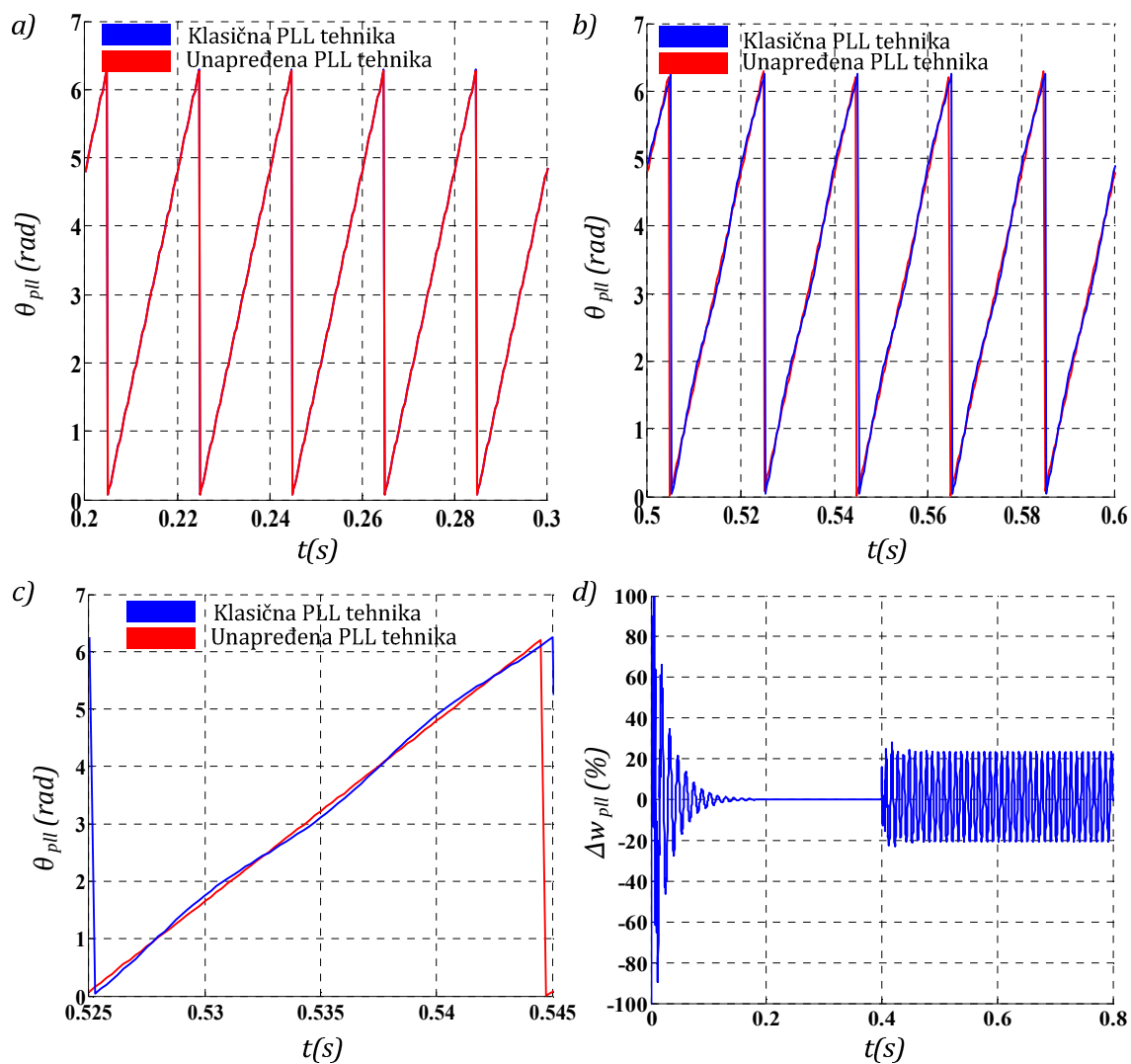


Slika 6.11 Rad pretvarača pri nominalnim uslovima u elektroenergetskom sistemu – zahtevi za povezivanje na elektroenergetski sistem: fazni naponi (a) i fazne struje (b)

Nakon uspešne verifikacije rada klasične tehnike, testiran je rad pretvarača prilikom poremećaja u elektroenergetskom sistemu. Pre svega, neophodno je testirati predloženu unapređenu tehniku za sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona elektroenergetskog sistema. Na slikama 6.12 i 6.13 prikazana je uporedna analiza rada klasične PLL tehnike i unapređene PLL tehnike pri nominalnim uslovima rada u mreži, ali i pri neuravnoteženim poremećajima, čiji su rezultat nesimetrični naponi u tački priključenja. Lako se može uočiti da kada ne postoji nesimetrija napona i klasična i unapređena tehnika imaju izuzetne dinamičke karakteristike, brz odziv i preciznu estimaciju ugla vektorskog reprezentanta napona elektroenergetskog sistema. Međutim, kada dođe do nesimetrije napona u tački priključenja (0.4 s), klasična PLL jedinica u stacionarnom stanju poseduje grešku, odnosno promenljiv deo talasnog oblika. Oscilacije u estimiranoj učestanosti, usled integracije dovode do greške i oscilacija u estimiranom uglu što se lako može uočiti na slici 6.13 c. Za razliku od klasične tehnike, unapređena PLL tehnika zadržava dinamičke performanse ali značajno unapređuje estimaciju učestanosti i ugla napona u elektroenergetskom sistemu. Rezultati nedvosmisleno demonstriraju prednosti predložene tehnike, posebno ukoliko se razmatra greška u estimiranom položaju vektorskog reprezentanta napona na mestu priključenja (slika 6.13 d).

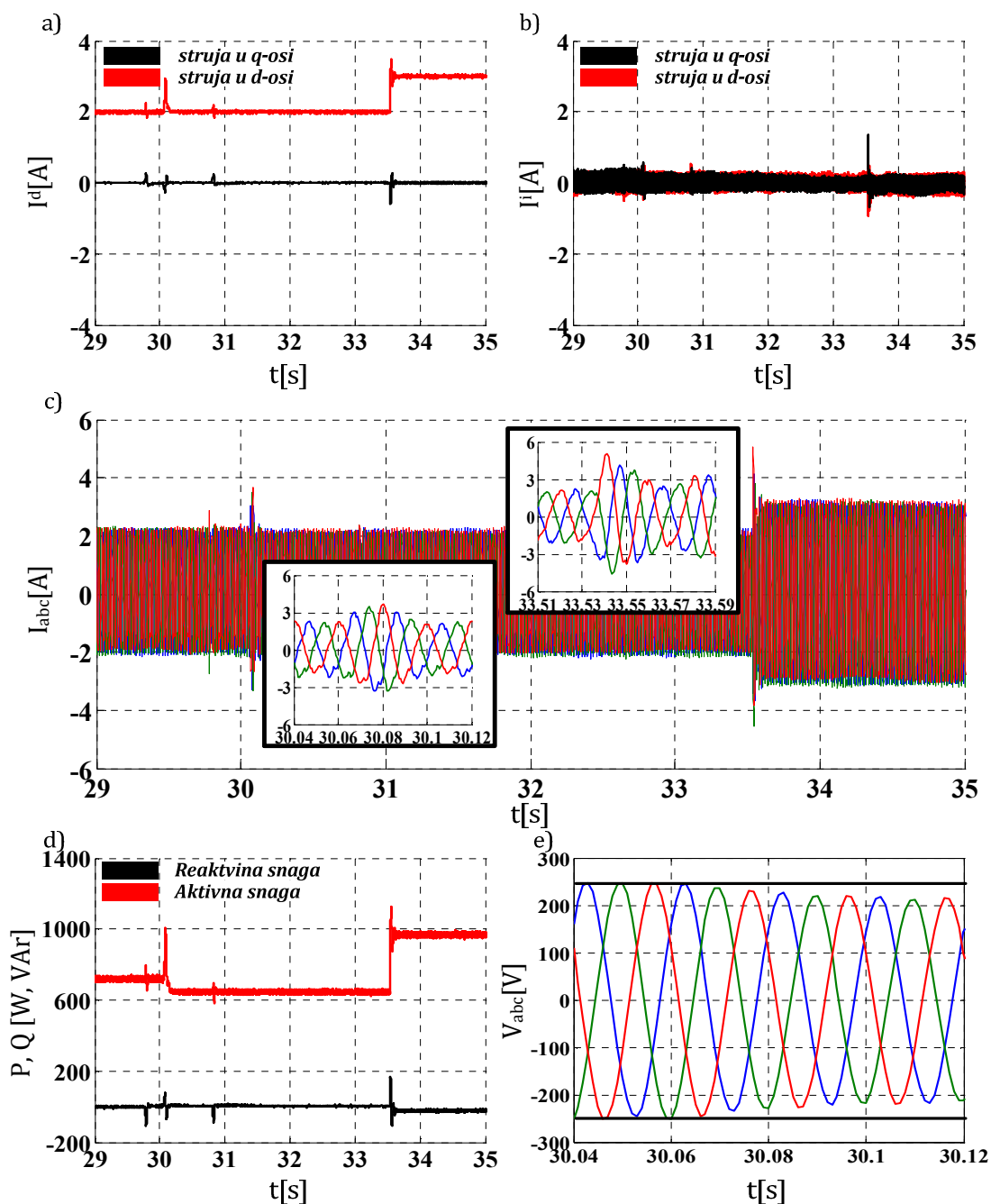


Slika 6.12 Estimacija učestanosti mreže klasičnom i unapređenom PLL tehnikom tokom neuravnoteženih poremećaja



Slika 6.13 Uporedni rezultati unapređene i klasične PLL tehnike tokom neuravnoteženog poremećaja: estimirani ugao pre poremećaja (a), estimirani ugao nakon poremećaja (b), greška estimiranog ugla (c) i greška estimirane učestanosti (d)

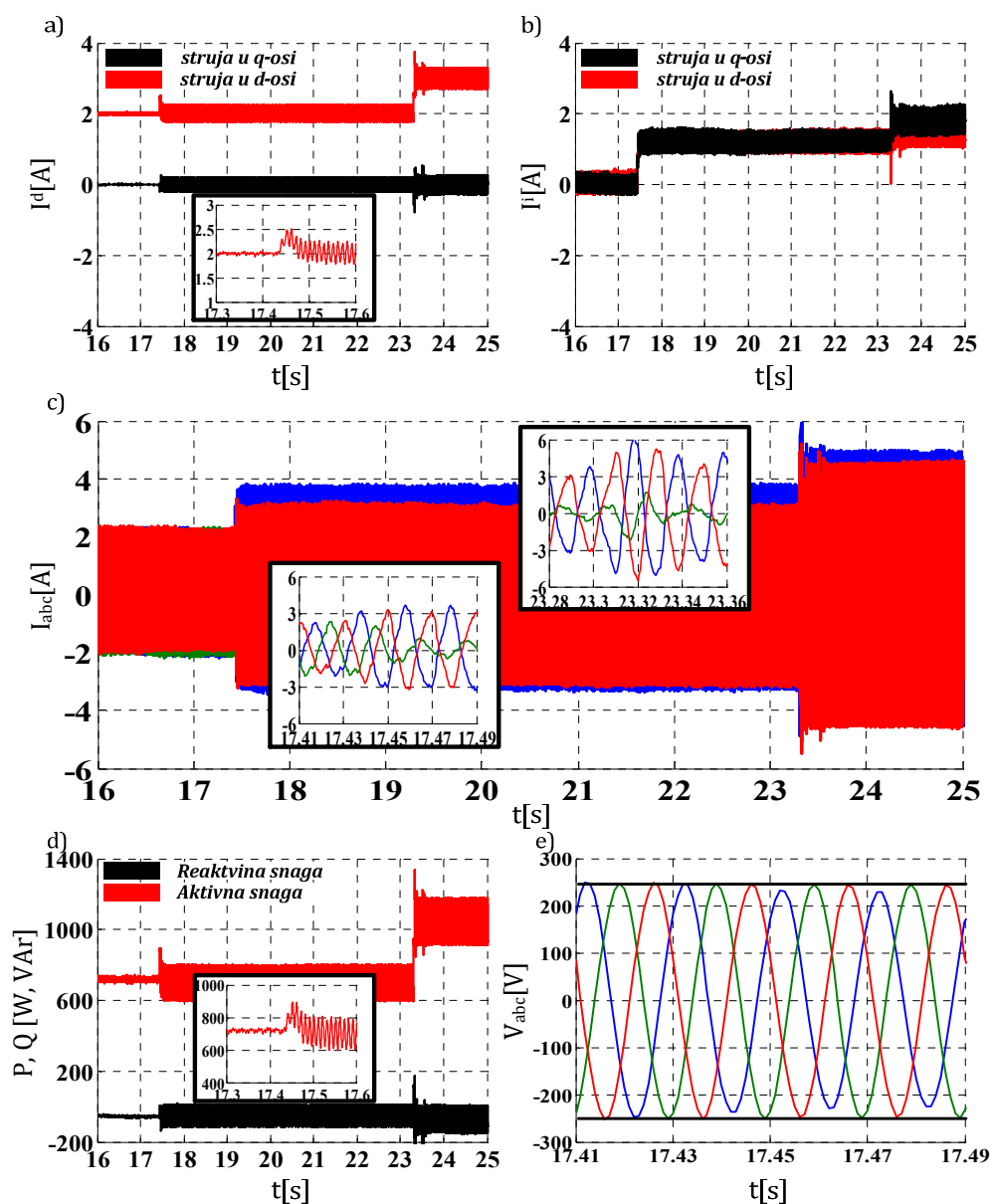
Sada je moguće proveriti na koji način naponske prilike koje odstupaju od nominalnih utiču na preostali deo upravljačke strukture, tj. na kontrolu injektirane struje pretvarača. Tokom prvog testa, pretvarač energetske elektronike je radio pri nominalnim radim uslovima, uz konstantnu (referentnu) vrednost struje po d -osi od 2 A i struju po q -osi od nula ampera. Zatim se u tački priključenja u 30-toj sekundi, dogodi uravnotežen propad napona od 10 % u odnosu na nominalnu vrednost, što će za posledicu imati simetrične naponske prilike koje odstupaju od nominalnih. Odziv pretvarača prikazan je na slici 6.14, gde se jasno može uočiti da je zadržana puna upravljivost pretvaračem, čak i u slučaju klasične upravljačke tehnike. Potvrda tome je i mogućnost promene referentne vrednosti struje sa 2 A na 3 A u 33.5 sekundi koju pretvarač bez problema uspe da postigne.



Slika 6.14 Rad pretvarača prilikom uravnoteženog poremećaja: komponente struje direktnog redosleda (a), komponente struje inverznog redosleda (b), fazne struje (c), vrednosti injektiranih snaga (d) i vrednosti napona u tački priključenja (e)

U slučaju uravnoteženih poremećaja, vrednosti komponenti struje inverznog redosleda su očigledno jednake nuli, dok vrednost aktivne i reaktivne struje direktnog redosleda odgovaraju željenim vrednostima, bez obzira na nižu vrednost napona u tački priključenja. Talasni oblik struje u originalnom domenu, koji je izuzetno blizak sinusnom, samo dodatno potvrđuje navedene tvrdnje.

Međutim, kada poremećaji nisu uravnoteženi, nije očekivano da će klasična upravljačka tehnika uspeti da na adekvatan način reguliše željene veličine. Nakon testiranja karakteristika upravljanja pretvaračem tokom uravnoteženog poremećaja, pristupilo se narednom eksperimentu tokom koga su ispitivane karakteristike upravljanja kada se u tački priključenja dogodi propad napona u jednoj fazi od 10 % u odnosu na nominalnu vrednost. Rad pretvarača u uslovima ovog propada napona u jednoj fazi koji se dogodi u 17.5 sekundi ilustrovan je na slici 6.15.



Slika 6.15 Rad pretvarača prilikom neuravnoteženog poremećaja – propad u jednoj fazi: komponente struje direktnog redosleda (a), komponente struje inverznog redosleda (b), fazne struje (c), vrednosti injektiranih snaga (d) i vrednost napona u tački priključenja (e)

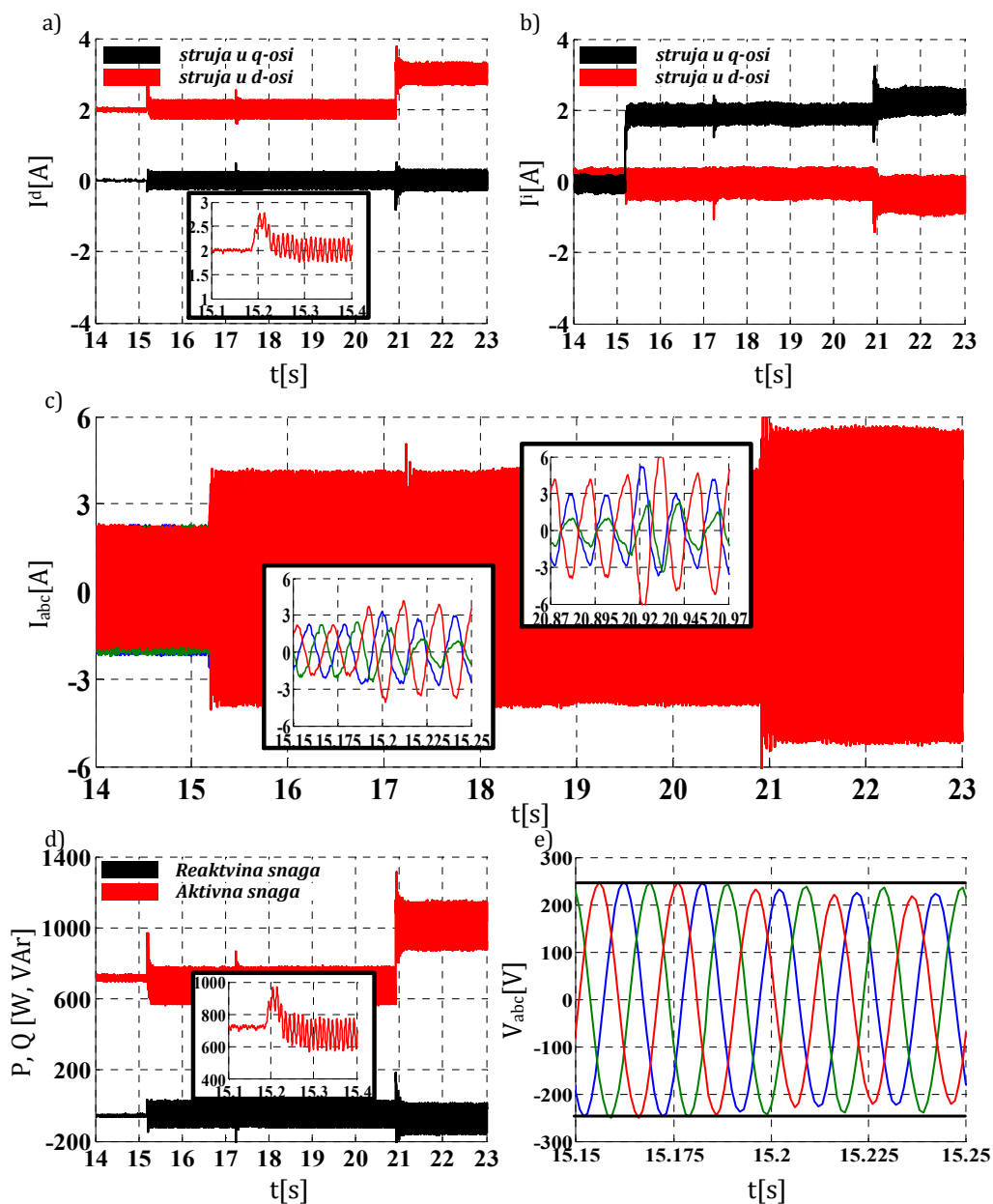
Očigledno, karakter eksperimenta je zadržan, sa istim zahtevanim referentnim vrednostima (2 A struje u d -osi do 23.5 sekundi i 3 A nakon tog vremena i nula ampera struje u q -osi tokom celog eksperimenta). Međutim, kao što je i očekivano, klasična upravljačka struktura nije u mogućnosti u potpunosti izregulisati struje na željene vrednosti. Nakon nastanka poremećaja, u komponentama struje direktnog redosleda prisutna je vremenski promenjiva komponenta na dvostrukoj učestanosti osnovnih veličina u elektroenergetskom sistemu. Ove komponente su posledica postojanja komponenti struja inverznog redosleda datih na slici 6.15 b. To će uzrokovati očiglednu nesimetriju i u talasnom obliku struja, za obe referentne vrednosti struje u d -osi. Vrednosti struja inverznog redosleda su iznosile 1.2 A za prvu vrednost reference, dok su nakon povećanja reference iznosile 1.3 A i 1.8 A za d - i q -osu respektivno. Amplituda struja u originalnom domenu dostizala je vrednosti od 5 A u dve od tri fazne struje. Prema teorijskoj analizi, nesimetrični naponi i struje uzrokovace pojavu oscilacija u aktivnoj i reaktivnoj snazi, koje u ovom slučaju dostižu vrednosti od 100 W za aktivnu i 75 VAr za reaktivnu snagu. Izuzev toga, srednja vrednost reaktivne snage iznosila je 75 VAr, za nultu referentnu vrednost.

U slučaju propada napona u dve faze od 10 % u odnosu na nominalnu vrednost, klasična upravljačka struktura ima slične performanse kao i u prethodnom eksperimentu, što je i prikazano na slici 6.16. Tok ovog eksperimenta je u potpunosti isti, kao i u prethodnom slučaju. Visok stepen nesimetrije struja uočljiv je kada se posmatraju talasni oblici faznih struja, čije amplitude dostižu vrednosti od 5.6 A, tokom više vrednosti reference. Vrednosti komponenti struja inverznog redosleda su značajno više u ovom slučaju i iznose -0.5 A i 2.3 A za d - i q -osu respektivno, uz neznatan porast nakon pormene reference u direktnom redosledu sa 2 A na 3 A. Očekivane oscilacije komponenti struje direktnog redosleda odgovaraju prethodno navedenim vrednostima komponenti inverznog redosleda. Oscilacije aktivne i reaktivne snage injektovane u elektroenergetski sistem su približne prethodnom slučaju i iznose 100 W i 80 Var, respektivno.

Na osnovu prethodnog jednostavno je zaključiti da rad klasične upravljačke tehnike pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem nije moguć u slučaju neuravnoteženih poremećaja, odnosno prilikom nesimetričnih vrednosti napona u tački priključenja (koji mogu biti i posledica neuravnoteženih potrošača). Izabrana vrednost propada napona u prethodna dva eksperimenta, u skladu sa uslovima operatera za paralelan rad sa elektroenergetskim sistemom skoro po pravilu zahtevaju vremenski neograničen rad pretvarača uz podršku naponskim prilikama u elektroenergetskom sistemu. Međutim, upotrebom klasične tehnike nije moguća adekvatna kontrola željenih veličina, a posebno komponenti struja direktnog redosleda. Tokom ovakvog rada, vrednosti injektiranih snaga ne odgovaraju referentnim vrednostima, što može dovesti do višestrukih neželjenih efekata. Jedan od njih, jasno uočljiv iz prikazanih rezultata je neželjena injekcija snage u elektroenergetski sistem (bilo koje komponente). Sa druge strane, sama upravljačka struktura zasnovana je na delikatnom balansu između dotoka energije od primarnog energenta (punjenje jednosmernog međukola) i predaje energije elektroenergetskom sistemu (pražnjenje jednosmernog međukola). Neočekivano i neželjeno narušavanje ovog balansa može negativno uticati na pasivne elemente jednosmernog međukola, te može doći do njihovog potpunog uništenja.

Prema tome, jasno je pokazano da postoji potreba za unapređenjem upravljačke tehnike, kako bi se obezbedio rad pretvarača u slučaju nesimetričnih napona u tački

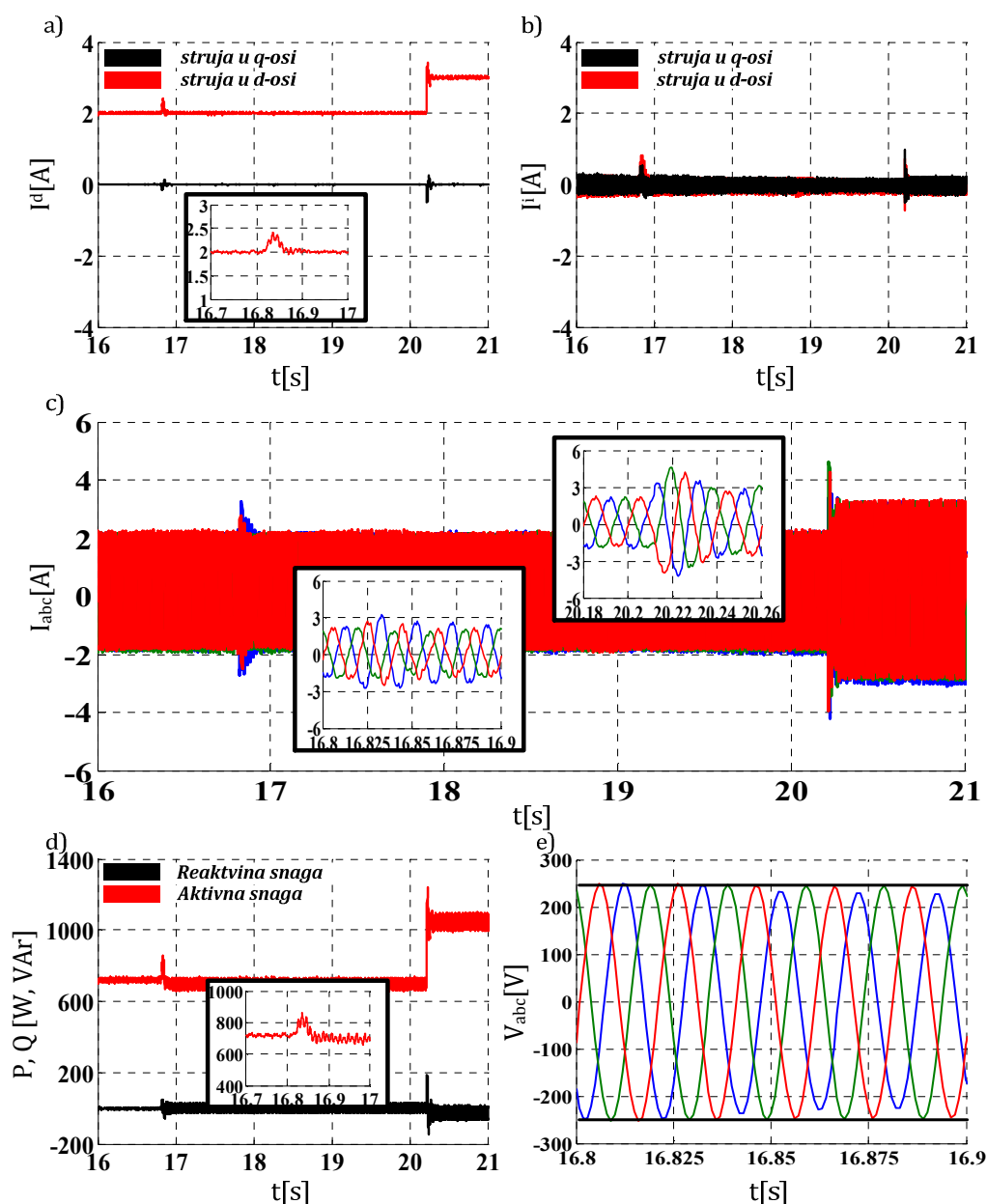
priključenja. U nastavku će biti testirana predložena unapređena tehnika upravljanja za rad sa nesimetričnim vrednostima napona.



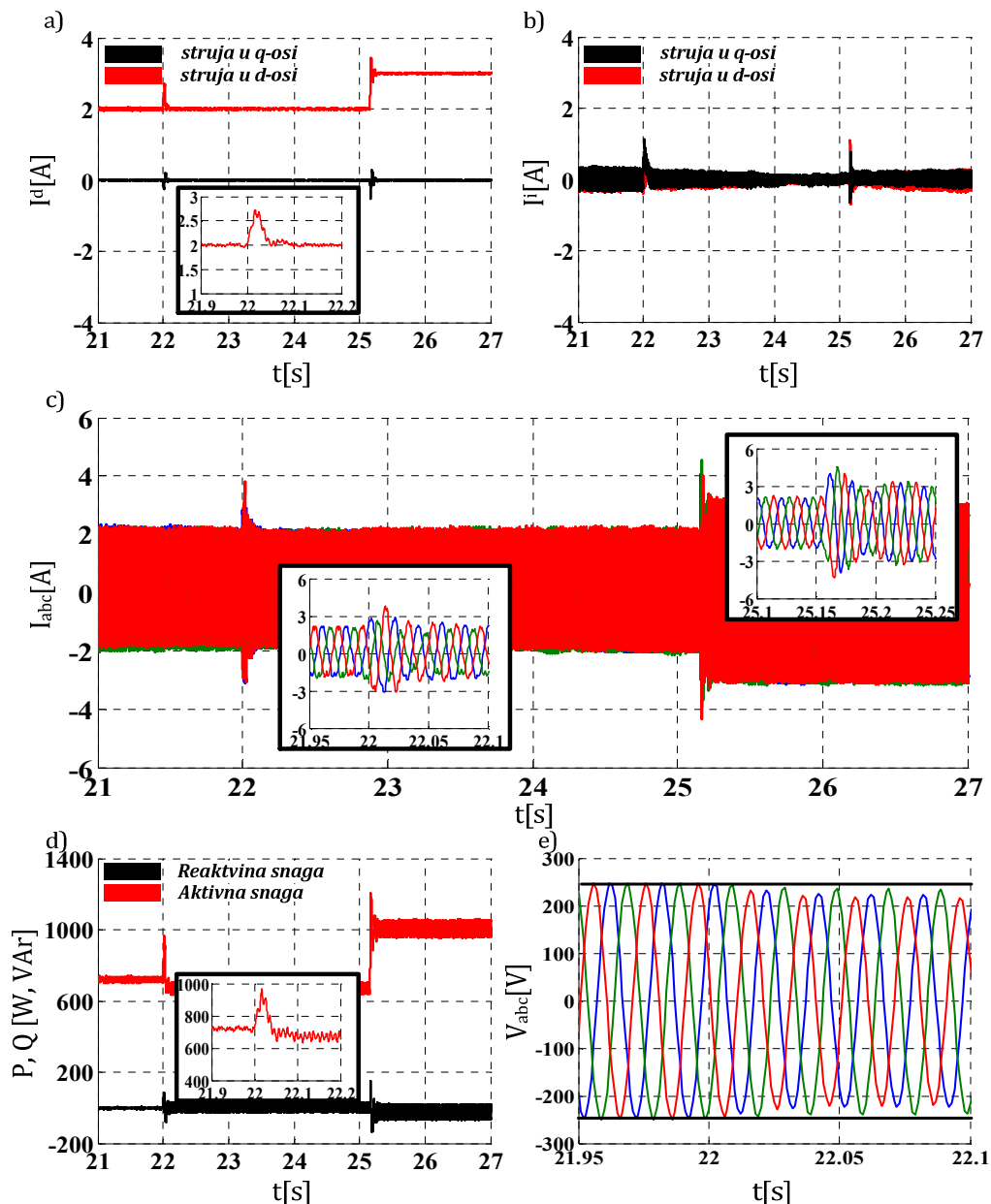
Slika 6.16 Rad pretvarača prilikom neuravnoteženog poremećaja – propad u dve faze: komponente struje direktnog redosleda (a), komponente struje inverznog redosleda (b), fazne struje (c), vrednosti injektiranih snaga (d) i vrednost napona u tački priključenja (e)

U narednom koraku istraživanja, unapređena tehnika upravljanja, predložena kroz teorijske osnove ovog rada, praktično je implementirana na isti pretvarač. Na slikama 6.17 i 6.18, prikazani su rezultati eksperimenata za unapređenu tehniku upravljanja pri identičnim propadima napona kao i za klasičnu tehniku upravljanja čiji su rezultati prikazani na slikama 6.15 i 6.16 respektivno. Lako se može uočiti da je unapređena kontrolna strategija u potpunosti prevazišla probleme koji su postojali kod klasične tehnike. Komponente struje inverznog redosleda su u potpunosti poništene, što se lako može videti na slikama 6.17 b i 6.18 b. U skladu sa tim, ne postoje oscilacije komponenti struje direktnog redosleda, te je očigledno postignuta puna upravljivost struja, koristeći se klasičnom tehnikom u direktnom redosledu, kao što je i predloženo teorijskim

razmatranjima. Amplituda struje u originalnom domenu iznosi 2 A pre i posle poremećaja, a takođe dostiže i vrednost od zahtevanih 3 A nakon promene referentne vrednosti. Dinamičke performanse tehnike su izuzetne, sa prebačajem koji je manji od 20 % i vremenom uspostavljanja manjim od 40 ms kako za poremećaj, tako i za promenu referentne vrednosti. Oscilacije aktivne i reaktivne snage su značajno smanjene, sprečavajući mogućnost nekontrolisane injekcije snage i potencijalno dodatni doprinos narušavanju stabilnosti elektroenergetskog sistema. Preostale oscilacije su posledica nesimetričnog napona i nije ih moguće poništiti bez dodatne injekcije komponenti struje inverznog redosleda. Upotrebom unapređene upravljačke tehnike moguće je ispuniti sve zahteve za povezivanje na elektroenergetski sistem, uključujući i podršku naponu mreže tokom poremećaja.

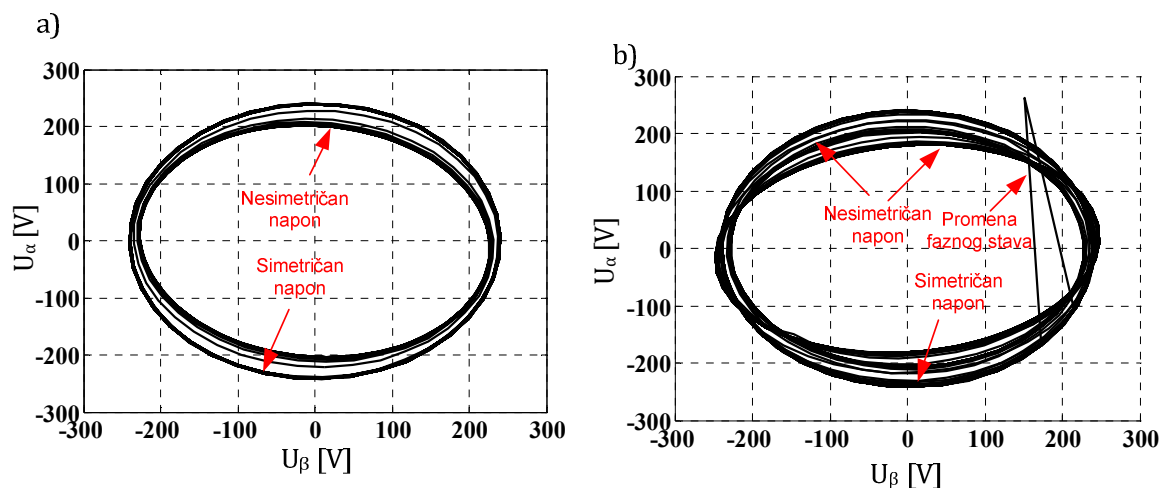


Slika 6.17 Rad pretvarača sa unapređenom tehnikom upravljanja prilikom neuravnoteženog poremećaja – propad u jednoj fazi: komponente struje direktnog redosleda (a), komponente struje inverznog redosleda (b), fazne struje (c), vrednosti injektiranih snaga (d) i vrednost napona u tački priključenja (e)



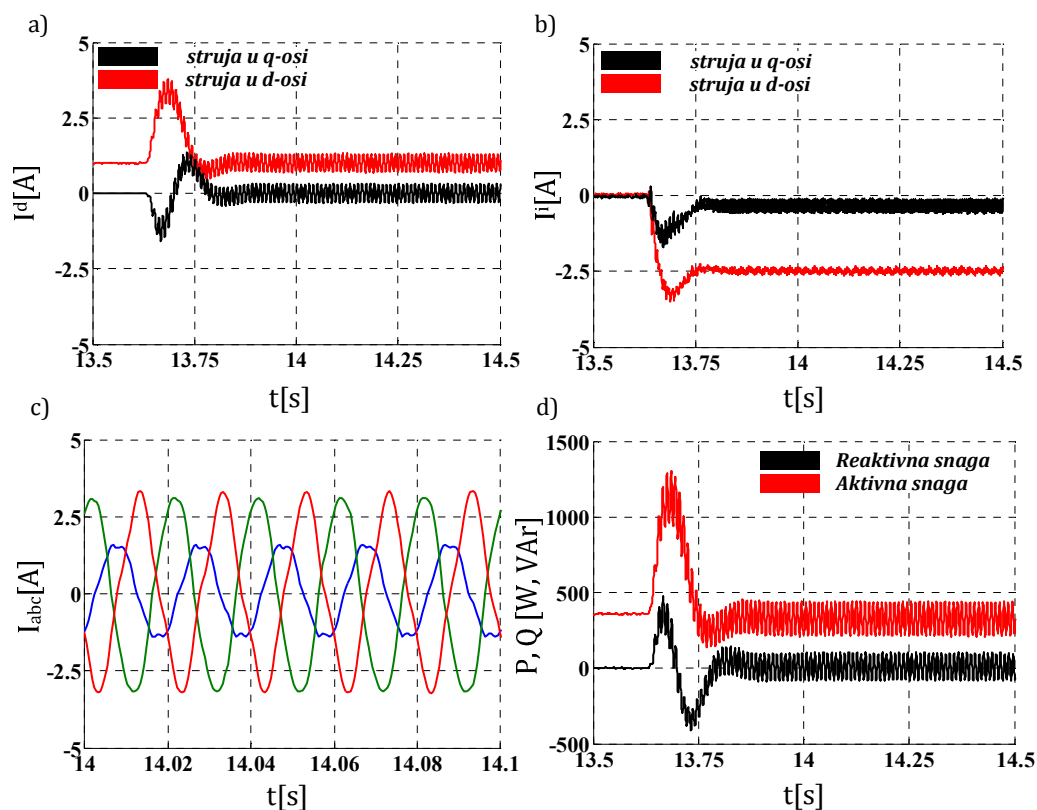
Slika 6.18 Rad pretvarača sa unapređenom tehnikom upravljanja prilikom neuravnoteženog poremećaja – propad u dve faze: komponente struje direktnog redosleda (a), komponente struje inverznog redosleda (b), fazne struje (c), vrednosti injektiranih snaga (d) i vrednost napona u tački priključenja (e)

Kako bi se predložena unapređena strategija upravljanja dodatno verifikovala, izvršena su dva dodatna eksperimenata sa različitim (težim) tipovima poremećaja u elektroenergetskom sistemu. Prvi poremećaj podrazumevao je proizvoljne naponske prilike u elektroenergetskom sistemu (napon u jednoj fazi niža za 10 %, a u druge dve za 20 % u odnosu na nominalnu vrednost), koji su posledica neuravnoteženog opterećenja, dok je drugi poremećaj podrazumevao propad napona u dve faze od 15 % u odnosu na nominalnu vrednost, uz pozitivnu vrednost faznog pomeraja od 20° u istim fazama. Na slici 6.19 data je reprezentacija vektora napona u stacionarnom koordinatnom sistemu, odakle je jednostavno moguće okarakterisati poremećaj prema metodologiji opisanoj u 4.1.

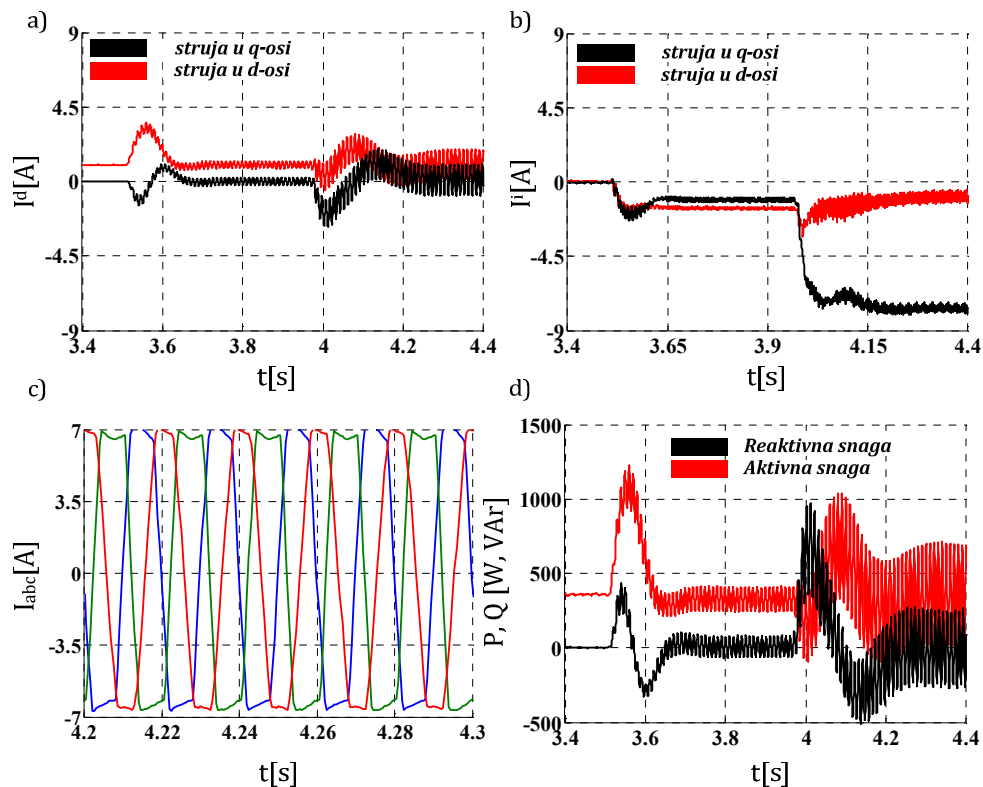


Slika 6.19 Vektorski reprezent napona u stacionarnom referentnom koordinatnom sistemu za proizvoljne naponske prilike (a) i dvofazni propad napona uz promenu faznog stava (b)

Prilikom uspostavljanja predmetnih naponskih prilika u tački priključenja, klasična upravljačka struktura, kao što je i očekivano, nije u stanju da uspostavi željeni radni režim. Rad klasične upravljačke strukture tokom prethodnih poremećaja dat je na slikama 6.20 i 6.21, respektivno. Lako se može uočiti da je rad pretvarača okarakterisan potpuno istovetno prethodnim slučajevima, ali zbog značajnijeg odstupanja od nominalnih naponskih prilika razlikuju se vrednosti komponenti struje inverznog redosleda, kao i vrednosti oscilacija snage. Svakako, interesantan je i uticaj promene faznog stava napona na rad klasične tehnike.



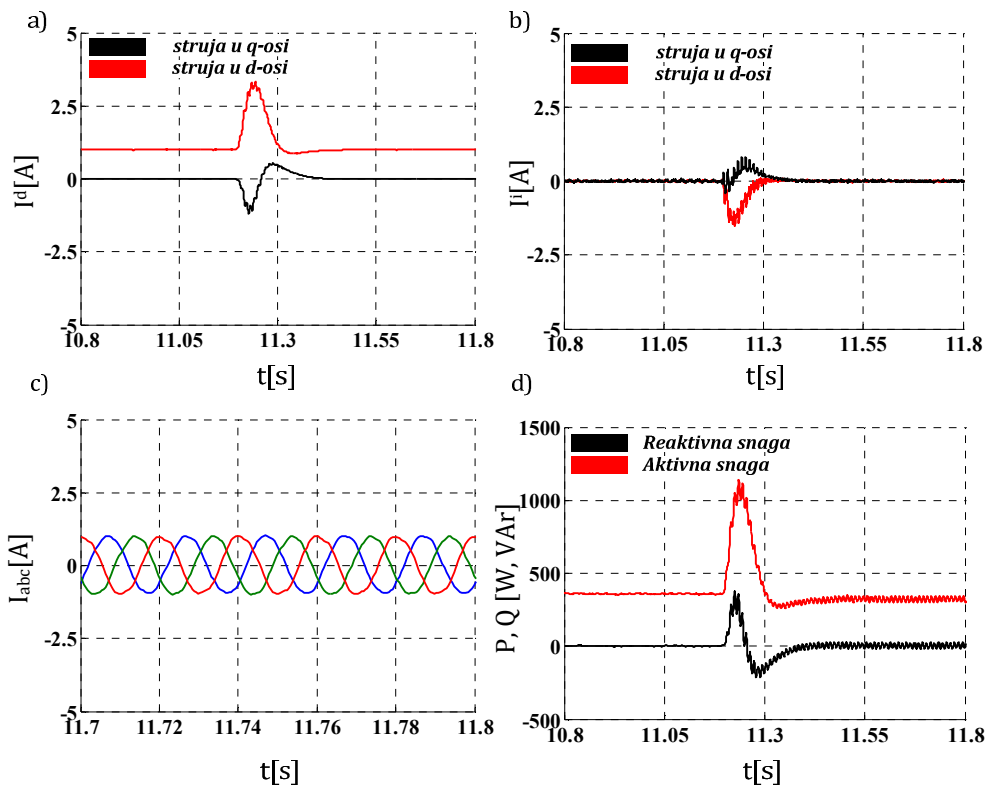
Slika 6.20 Rad pretvarača sa klasičnom tehnikom upravljanja za proizvoljne naponske prilike u elektroenergetskom sistemu: komponente struje direktnog redosleda (a), komponente struje inverznog redosleda (b), fazne struje (c), vrednosti injektiranih snaga (d)



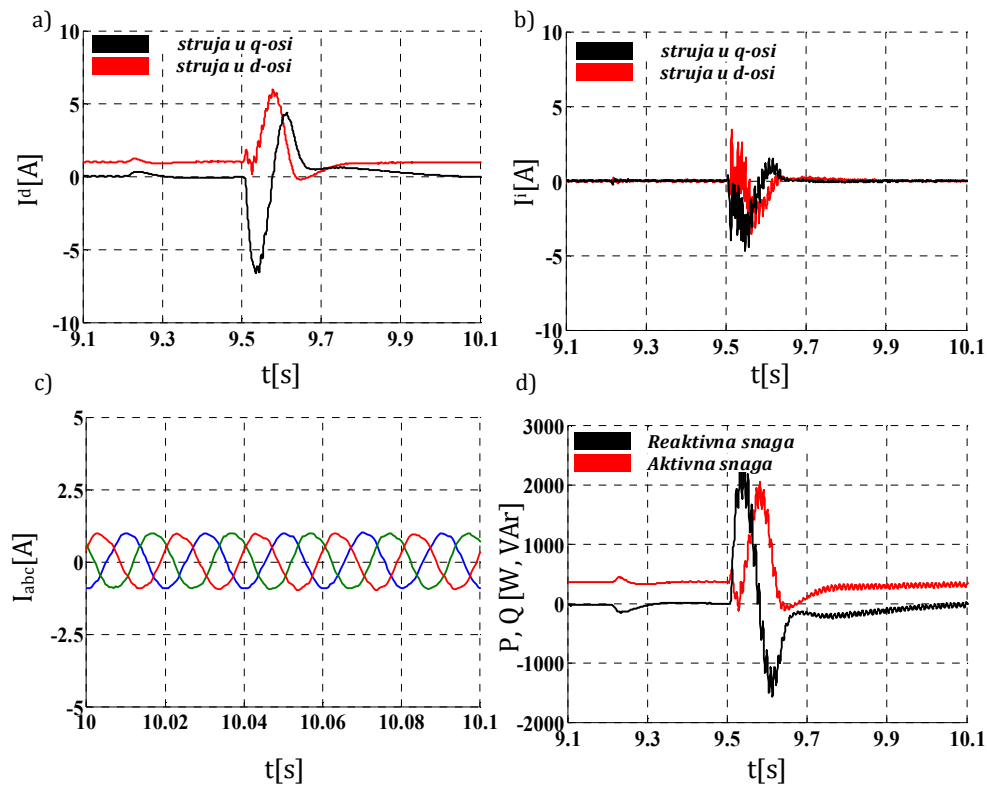
Slika 6.21 Rad pretvarača sa klasičnom tehnikom upravljanja za dvofazni propad napona uz promenu faznog stava: komponente struje direktnog redosleda (a), komponente struje inverznog redosleda (b), fazne struje (c), vrednosti injektiranih snaga (d)

Posebno je uočljivo da prilikom dvofaznog propada napona uz promenu faznog stava, slika 6.21, u periodu posle 4.1 sekunde tj. nakon što je došlo do potpunog završetka prelaznog proces (nakon što je došlo i do promene faznog stava), klasična upravljačka tehnika nema nikakav mehanizam upravljanja željenim veličinama. Oscilacije su se drastično povećale, srednje vrednosti snaga i komponenti struja direktnog redosleda se u potpunosti razlikuju od referentnih, a talasno izobličenje struje je izuzetno uočljivo. Posebno je neophodno pažnju obratiti na primenjenu programsku zaštitu, koja bi u ovom slučaju (kao posledica izobličenja i ograničenja senzora) bila u potpunosti beskorisna.

Prema tome, neophodno je proveriti kakve su karakteristike rada unapređene tehnike u slučaju prethodno pomenutih naponskih prilika na mestu priključenja. Za proizvoljne naponske prilike, rad unapređene tehnike dat je na slici 6.22. Komponente struje inverznog redosleda su u potpunosti poništene, ne postoje oscilacije komponenti struje direktnog redosleda, oscilacije snage su značajno smanjene. Talasni oblici faznih struja su u potpunosti sinusne veličine. Za dvofazni propad napona sa promenom faznog stava, rezultati rada unapređene tehnike dati su na slici 6.23. Lako se može uočiti da se čak i u ovom, najzahtevnijem slučaju, unapređena tehnika ponaša očekivano, uz potpuno poništenje komponenti struje inverznog redosleda. Vrednosti struja odgovaraju referentnim uslovima i potpuno opravdano navode na zaključak da je unapređena upravljačka tehnika uspešno iskorištena za kontrolu pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem u uslovima nesimetričnih napona u tački priključenja. Još jednom je neophodno istaći da se, zbog specifične implementacije, veći deo upravljačke strukture zadržava u originalnom obliku, što predstavlja izuzetno olakšanje za buduću praktičnu primenu.



Slika 6.22 Rad pretvarača sa unapređenom tehnikom upravljanja za proizvoljne naponske prilike u elektroenergetskom sistemu: komponente struje direktnog redosleda (a), komponente struje inverznog redosleda (b), fazne struje (c), vrednosti injektiranih snaga (d)



Slika 6.23 Rad pretvarača sa unapređenom tehnikom dvofazni propad napona uz promenu faznog stava: komponente struje direktnog redosleda (a), komponente struje inverznog redosleda (b), fazne struje (c), vrednosti injektiranih snaga (d)

7. Zaključak

Razvoj tržišta električne energije, a posebno u vezi sa povećanjem potrošnje, neminovno dovodi do integracije novih naprednih tehnologija unutar elektroenergetskog sistema. Razvoj i integracija ovih tehnologija uslovljava transformaciju elektroenergetskog sistema ka aktivnim savremenim konceptima, koji podrazumevaju upotrebu velikog broja „pametnih“ uređaja zasnovanih na pretvaraču energetske elektronike koji je povezan na elektroenergetski sistem. Sa druge strane, mora se uvažiti činjenica da su pretvarači energetske elektronike nelinearni elementi, pa integracija velikog broja pretvarača može imati negativne posledice na odgovarajuće veličine u elektroenergetskom sistemu (posebno sa aspekta kvaliteta električne energije). U svakom slučaju, značaj pretvarača energetske elektronike na budućem otvorenom tržištu električne energije nije moguće poreći.

Predmet naučne rasprave u ovom radu je unapređenje karakteristika rada pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem pri nesimetričnim naponskim prilikama. Upravljanje pretvaračem koji je povezan na elektroenergetski sistem pri nesimetričnim naponskim prilikama nije jednostavan zadatak. Sasvim je jasno da konvencionalni i trenutno dostupni algoritmi nisu u mogućnosti pouzdano i precizno upravljati strujama pretvarača tokom nesimetrije napona. Prema tome, neophodno je razviti nove, unapređene strukture čiji je zadatak da obezbede upravljanje komponentama struje kako direktnog, tako i inverznog redosleda. Glavni zadatak unapređene tehnike jeste da obezbedi zahtevanu dinamiku upravljanja uz jednostavnu implementaciju i minimalno povećanje zahtevanih procesorskih resursa.

Pregledom dostupne literature, lako se može zaključiti da je predmetna oblast istraživanja oduvek privlačila veliko interesovanje, uz postojanje velikog broja predloženih tehnika za upravljanje pretvaračem povezanim na elektroenergetski sistem u uslovima kada je napon u tački priključenja nominalan. Međutim, takođe je moguće uočiti da je neophodno istražiti dodatne mogućnosti za unapređenje pojedinih elemenata upravljačke strukture. Ponuđeno rešenje mora biti jednostavno za implementaciju, uz minimalnu korekciju tehničkih i procesorskih zahteva. Iz literature se jasno može uočiti i nedostatak istraživačkih stanica na kojima je moguće izvršiti detaljnu eksperimentalnu proveru predloženih tehnika upravljanja (uključujući i klasičnu tehniku).

Kako bi se izvršila sveobuhvatna analiza postojećih tehnika upravljanja, ali i predložene napredne tehnike, razvijen je osnovni matematički model pretvarača pogodan za računarske simulacije. Model je upotpunjen ekvivalentnim kolom koji predstavlja elektroenergetski sistem u tački priključenja, odnosno Teveninovim ekvivalentom. Matematičkim modelom nisu razmatrane neidealnosti pretvarača energetske elektronike, kao ni neidealnost Teveninovog ekvivalenta, već je ovaj model isključivo korišten za potrebe verifikacije tehnike pre praktične implementacije na ispitni sistem.

U ovom radu, prikazana je detaljna analiza klasične tehnike upravljanja, uključujući kontrolu injektovane snage, kontrolu napona jednosmernog međukola, kontrolu struje pretvarača i sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona elektroenergetskog sistema. Nedvosmisleno je pokazano da je klasična tehnika jednostavna za implementaciju, i postiže izuzetne dinamičke karakteristike prilikom rada sa nominalnim naponskim prilikama u elektroenergetskom sistemu. Identifikacija položaja vektorskog

reprezenta napona elektroenergetskog sistema je pouzdana i precizna, a vreme dostizanja stacionarnog stanja na promenu reference i poremećaj su veoma kratki (u skladu sa očekivanim i dopuštenim vremenom). Pravilnim izborom parametara regulatora za kontrolu struje postignute su izuzetne dinamičke karakteristike odziva, uz minimalan prebačaj i vreme ulaska signala struje u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu u stacionarno stanje. Međutim, u radu je pokazan i negativan uticaj nesimetrije i harmonijskog izobličenja napona na radne karakteristike pretvarača. Usled nesimetričnog napona, struja koju pretvarač injektuje u elektroenergetski sistem je takođe nesimetrična, ali je uz to najčešće i nekontrolisana. Kao posledica, mogu se pojaviti određene neželjene komponente snage koje pretvarač injektuje u elektroenergetski sistem, što najčešće nije dopustivo, a posebno s obzirom na zahteve za podršku elektroenergetskom sistemu tokom poremećaja.

Sa razvojem elektroenergetskog sistema i njegovom transformacijom ka aktivnim neuravnoteženim sistemima budućnosti, upravo je rad pretvača povezanog na elektroenergetski sistem u uslovima koji odstupaju od nominalnih od izuzetnog značaja. Pre svega, neuravnoteženi sistemi najčešće rade sa nesimetričnim naponima, a izvor te nesimetrije može biti neuravnotežen potrošač, neuravnotežen distribuiran izvor električne energije ili neuravnotežen poremećaj prema datoj klasifikaciji. Jasno je da čak i pri najkompleksnijim naponskim prilikama u tački priključenja, zahtevi za povezivanje na elektroenergetski sistem postaju sve strožiji. Prema trenutnim uslovima, pretvarač čak i tokom najozbiljnijeg poremećaja ima obavezu da pruži podršku elektroenergetskom sistemu, obezbeđujući zahtevanu količinu komponente struje u q -osi (preostali iznos do nominalne vrednosti može biti zadat u d -osi) direktnog redosleda.

Predloženo unapređenje upravljačke tehnike, prikazano u ovom radu, podrazumeva upotrebu tehnike poništavanja signala kašnjenjem, kako bi obezbedio izdvajanje komponenti struja odgovarajućeg redosleda. Upravljačka strategija podrazumeva potpuno poništavanje komponenti struje inverznog redosleda u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Kada su komponente struje inverznog redosleda potpuno poništene, kontrola komponenti struja direktnog redosleda može ostati u potpunosti ista kao i u slučaju klasičnog upravljanja. Na taj način, moguće je jednostavno unapređenje novih, ali i svih postojećih upravljačkih struktura pretvarača koji su trenutno operativni unutar različitih distribuiranih izvora električne energije. Izuzev kontrole komponenti struje inverznog redosleda, neophodno je obezbediti preciznu i pouzdanu sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona elektroenergetskog sistema direktnog redosleda. Ista tehnika je iskorištena za izdvajanje komponenti napona direktnog redosleda za potrebe unapređene PLL tehnike sa filterom u petlji zasnovanoj na PIR regulatoru. Dodatnu vrednost predložene tehnike čini uključenje kompenzacija struje viših harmonika, gde pretvarač postaje aktivan element uključen u proces unapređenja kvaliteta isporučene električne energije. Upotrebom aktivnih metoda unapređenja kvaliteta električne energije cilj je izbeći skupe i osetljive pasivne elemente (filtre) na izlazu pretvarača, uz obezbeđenje željenih dinamičkih i kvalitativnih karakteristika kontrolisanih veličina.

Unapređena tehnika upravljanja, predložena u ovom radu, opsežno je eksperimentalno verifikovana koristeći savremenu istraživačku stanicu za ispitivanje elektromotornih pogona i pretvarača, zasnovanu na dSPACE kontrolnom sistemu. Pre svega, na postojećoj istraživačkoj stanici implementirana je klasična strategija upravljanja pretvaračem, gde su potvrđene osnovne operativne karakteristike. Nakon toga, nizom eksperimenata utvrđeni

su načini popravka kvaliteta električne energije, sa osvrtom na najkarakterističniji reprezent – harmonijsko izobličenje struje. Lako je bilo uočiti izuzetan doprinos tehnike za kompenzaciju struja viših harmonika smanjenju ukupnog harmonijskog izobličenja injektirane struje. Na isti parametar značajno utiče i tehnika modulacije, gde je neočekivanu prednost ostvarila sinusna PWM tehnika, ukoliko se zanemari iskoristivost napona jednosmernog međukola (ukoliko je napon jednosmernog međukola dovoljno visok). Nakon toga, proverene su operativne karakteristike unapređene tehnike za sinhronizaciju sa vektorskim reprezentom napona elektroenergetskog sistema. Unapređena tehnika ima izuzetne dinamičke karakteristike u radu pri neuravnoteženim poremećajima, bez negativnih posledica na rad pretvarača u nominalnim naponskim prilikama. Eksperimentalnim rezultatima je dalje utvrđeno da je moguće potpuno poništenje komponenti struje inverznog redosleda, što je omogućilo nesmetanu kontrolu komponenti struja direktnog redosleda. Unapređena tehnika nije narušila postojeću dinamiku rada pretvarača, ostvarivši izuzetno brze odzive i preciznu kontrolu željenih veličina. Na taj način ostvaren je pouzdan rad pretvarača, uz povećanje kontrolabilnosti procesa. Rad pretvarača povezanog na elektroenergetski sistem pri nesimetričnim naponskim prilikama je dakle, u svemu prema teorijskim razmatranjima kada je primenjena unapređena tehnika upravljajna.

Dalje istraživanje u ovoj oblasti može biti usmereno ka višestrukim unapređenjima različitih delova upravljačke tehnike. Pre svega neophodno je razmotriti različite tehnike za smanjenje negativnih posledica uticaja talasnosti jednosmernog međukola na kvalitativne karakteristike izlaznih veličina pretvarača. Izuzev toga, dalja unapređenja tehnika za kompenzaciju viših harmonika, kao i za kontrolu komponenti struja inverznog redosleda, su takođe moguća. Međutim, izuzev eksperimentalno testiranog rada tokom kratkog spoja u elektroenergetskom sistemu, izuzetno interesantno je ispitati mogućnost rada pretvarača prilikom prekida faze, kada je nemoguće postići simetričnu vrednost injektovane struje. Uz to, jedan od mogućih pravaca istraživanja svakako je mogućnost implementacije tehnika za procenu impedanse, odnosno prepoznavanje ostrvskog režima rada, što je od ključnog interesa za pozitivan uticaj na povećanje pouzdanosti i raspoloživosti elektroenergetskog sistema.

8. Literatura

- [1] J. Twidell and T. Weir, *Renewable Energy Resources*, 2 edition. London: Routledge, 2005.
- [2] BP Petroleum industry company, "BP Energy Outlook 2035." Jan-2014.
- [3] REN21, "Global Status Report - Renewables 2016," REN21, 2015. [Online]. Available: <http://www.ren21.net/status-of-renewables/global-status-report/>. [Accessed: 22-Feb-2017].
- [4] Global Wind Energy Council - GWEC, "GLOBAL WIND REPORT 2015," 2015..
- [5] R. Garcia-Valle and J. A. P. Lopes, Eds., *Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks*, 2012 edition. Springer, 2012.
- [6] M. Z. Kamh and R. Iravani, "Unbalanced Model and Power-Flow Analysis of Microgrids and Active Distribution Systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2851–2858, Oct. 2010.
- [7] W. Xu, H. W. Dommel, and J. R. Marti, "A generalised three-phase power flow method for the initialisation of EMTP simulations," 1998, vol. 2, pp. 875–879.
- [8] S. Chowdhury and T. Matlokotsi, "Role of grid integration of distributed generation in power quality enhancement: A review," 2016, pp. 164–168.
- [9] V. Kumar, A. S. Pandey, and S. K. Sinha, "Grid integration and power quality issues of wind and solar energy system: A review," in *2016 International Conference on Emerging Trends in Electrical Electronics Sustainable Energy Systems (ICETEESES)*, 2016, pp. 71–80.
- [10] Y. Yang, P. Enjeti, F. Blaabjerg, and H. Wang, "Wide-Scale Adoption of Photovoltaic Energy: Grid Code Modifications Are Explored in the Distribution Grid," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 21, no. 5, pp. 21–31, Sep. 2015.
- [11] S. H. Hosseini, S. F. Ghaderi, and G. H. Shakouri, "An investigation on the main influencing dynamics in renewable energy development: A systems approach," 2012, pp. 92–97.
- [12] J. Schwippe, A. Seack, and C. Rehtanz, "Pan-European market and network simulation model," 2013, pp. 1–6.
- [13] L. Kumpulainen *et al.*, "Roadmap towards the vision of the future power system and electricity market," 2016, pp. 90 (4 .)-90 (4 .).
- [14] R. Kumar, P. Datta Ray, and C. Reed, "Smart grid: An electricity market perspective," 2011, pp. 1–8.
- [15] I. R. E. A. IRENA, "Renewable energy prospects for the European Union: Preview for Policy Makers," Jan. 2018.
- [16] International Renewable Energy Agency, *Renewable energy statistics 2017 = Statistiques d'énergie renouvelable 2017*. 2017.
- [17] S. D. MacGregor, "An overview of power quality issues and solutions," 1998, pp. 57–64.
- [18] D. Amaripadath *et al.*, "Power quality disturbances on smart grids: Overview and grid measurement configurations," 2017, pp. 1–6.
- [19] B. P. Dumnic, "Upravljanje pogonom sa asinhronim generatorom i dvostrukim pretvaračem povezanim na mrežu." Doktorska disertacija, 2013.
- [20] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, 1 edition. Piscataway N.J.: Wiley, 2011.
- [21] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 1 edition. Hoboken, NJ: Wiley-IEEE Press, 2007.
- [22] Q.-C. Zhong and T. Hornik, *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*, 1 edition. Chichester, West Sussex: Wiley-IEEE Press, 2013.
- [23] Y. A. R. I. Mohamed and E. F. El-Saadany, "A Robust Natural-Frame-Based Interfacing Scheme for Grid-Connected Distributed Generation Inverters," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 3, pp. 728–736, Sep. 2011.
- [24] P. Rodríguez, A. Luna, R. S. Muñoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 99–112, Jan. 2012.
- [25] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. D. Marques, "Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 4, pp. 1019–1027, Aug. 2001.

- [26] C. R. Charan, K. N. Sujatha, and K. P. Satsangi, "Fuzzy logic controller based model for rooftop/grid connected solar photovoltaic system," in *2016 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)*, 2016, pp. 1–6.
- [27] S. Heshmatian, A. Kazemi, M. Khosravi, and D. A. Khaburi, "Fuzzy logic based MPPT for a Wind Energy Conversion System using Sliding Mode Control," in *2017 8th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, 2017, pp. 335–340.
- [28] T. Guo, J. Liu, S. Vazquez, L. Wu, H. Gao, and L. G. Franquelo, "Predictive direct power control for grid-connected power converters with an Extended State Observer based dc-link voltage regulator," in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2016, pp. 1218–1223.
- [29] S. S. Hamidi and H. Gholizade-Narm, "Power injection of renewable energy sources using modified model predictive control," *Energy Equip. Syst.*, vol. 4, no. 2, pp. 215–224, Dec. 2016.
- [30] W. Zhang, A. Luna, I. Candela, J. Rocabert, and P. Rodriguez, "An active power synchronizing controller for grid-connected power converters with configurable natural droop characteristics," in *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2015, pp. 1–7.
- [31] D. C. Raj and D. N. Gaonkar, "Frequency and voltage droop control of parallel inverters in microgrid," in *2016 2nd International Conference on Control, Instrumentation, Energy Communication (CIEC)*, 2016, pp. 407–411.
- [32] D. Remon, A. M. Cantarellas, E. Rakhshani, I. Candela, and P. Rodriguez, "An active power self-synchronizing controller for grid-connected converters emulating inertia," in *2014 International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, 2014, pp. 424–429.
- [33] M. MERAI, W. NAOUAR, and I. Slama-Belkhdja, "An Improved DC-Link Voltage Control Strategy for Grid Connected Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [34] M. Davari and Y. A. R. I. Mohamed, "Robust DC-Link Voltage Control of a Full-Scale PMSG Wind Turbine for Effective Integration in DC Grids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 4021–4035, May 2017.
- [35] Y. Huang, X. Yuan, J. Hu, and P. Zhou, "Modeling of VSC Connected to Weak Grid for Stability Analysis of DC-Link Voltage Control," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 1193–1204, Dec. 2015.
- [36] Bane Popadic, Boris Dumnic, Dragan Milicevic, Vladimir Katic, and Aleksandar Stanisavljevic, "DC-link voltage oscillation influence on grid connected converter power quality," presented at the 4th International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering – IcETRAN 2017, Kladovo, Serbia, 2017, p. EEI1.3.1-6.
- [37] M. H. J. Bollen and L. D. Zhang, "Different methods for classification of three-phase unbalanced voltage dips due to faults," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 66, no. 1, pp. 59–69, Jul. 2003.
- [38] A. M. Stanisavljevic, V. A. Katic, B. P. Popadic, B. P. Dumnic, and I. M. Kovacevic, "Voltage dips detection in a system with grid-tie inverter," presented at the 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Karlsruhe, Germany, 2016, pp. 1–10.
- [39] G. Saccomando and J. Svensson, "Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, Chicago, IL, USA, USA, 2001, vol. 4, pp. 2419–2424 vol.4.
- [40] O. Ipinnimo, S. Chowdhury, S. P. Chowdhury, and J. Mitra, "Intelligent voltage dip detection in power networks with distributed generation (DG)," presented at the 2012 North American Power Symposium (NAPS), Champaign, IL, USA, 2012, pp. 1–6.
- [41] K. Ding *et al.*, "A Novel Detection Method for Voltage Sags," in *2006 2nd International Conference on Power Electronics Systems and Applications*, Hong Kong, China, 2006, pp. 250–255.
- [42] R. M. Essefi, M. Souissi, and H. H. Abdallah, "Linear current control technique for grid connected photovoltaic system," in *2013 14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Sousse, Tunisia, 2013, pp. 432–437.

- [43] Mojgan Hojabri, Abu Zaharin Ahmad, Arash Toudeshki, and Mohammadsoroush Soheilirad, "An Overview on Current Control Techniques for Grid Connected Renewable Energy," presented at the 2nd International Conference on Power and Energy Systems (ICPES 2012), Pune, India, 2012.
- [44] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 76–86, Jan. 2004.
- [45] E. Twining and D. G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 888–895, May 2003.
- [46] M. Prodanovic and T. C. Green, "Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 373–380, Jan. 2003.
- [47] M. Diaz and R. Cardenas, "Analysis of synchronous and stationary reference frame control strategies to fulfill LVRT requirements in Wind Energy Conversion Systems," in *2014 Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monte-Carlo, Monaco, 2014, pp. 1–8.
- [48] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, May 2003.
- [49] K. Zhang, Y. Kang, J. Xiong, and J. Chen, "Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 784–792, May 2003.
- [50] S. Chen, Y. M. Lai, S. C. Tan, and C. K. Tse, "Analysis and design of repetitive controller for harmonic elimination in PWM voltage source inverter systems," *IET Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 497–506, Dec. 2008.
- [51] S. Chen, Y. M. Lai, S. C. Tan, and C. K. Tse, "Fast response low harmonic distortion control scheme for voltage source inverters," *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 5, pp. 574–584, Sep. 2009.
- [52] K. Zhou, K.-S. Low, D. Wang, F.-L. Luo, B. Zhang, and Y. Wang, "Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single-phase PWM inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 193–201, Jan. 2006.
- [53] K. Zhou, D. Wang, B. Zhang, and Y. Wang, "Plug-In Dual-Mode-Structure Repetitive Controller for CVCF PWM Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 784–791, Mar. 2009.
- [54] J. M. C. Geldenhuys, H. du T. Mouton, A. Rix, and T. Geyer, "Model predictive current control of a grid connected converter with LCL-filter," in *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Trondheim, Norway, 2016, pp. 1–6.
- [55] I. M. B. Hassine, M. W. Naouar, and N. Mrabet-Bellaaj, "Model Predictive-Sliding Mode Control for Three-Phase Grid-Connected Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 2, pp. 1341–1349, Feb. 2017.
- [56] J. R. Massing, M. Stefanello, H. A. Grundling, and H. Pinheiro, "Adaptive Current Control for Grid-Connected Converters With LCL Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4681–4693, Dec. 2012.
- [57] G. H. Bode, P. C. Loh, M. J. Newman, and D. G. Holmes, "An improved robust predictive current regulation algorithm," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 6, pp. 1720–1733, Nov. 2005.
- [58] H. Shareef, A. Mohamed, and A. H. Mutlag, "A current control strategy for a grid connected PV system using fuzzy logic controller," in *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Busan, South Korea, 2014, pp. 890–894.
- [59] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, Oct. 1998.
- [60] M. J. Thompson, "Fundamentals and advancements in generator synchronizing systems," in *2012 65th Annual Conference for Protective Relay Engineers*, College Station, TX, USA, 2012, pp. 203–214.
- [61] A. Valderrabano-Gonzalez, J. C. Rosas-Caro, R. Tapia-Olvera, F. Beltran-Carbajal, and J. F. Gomez-Ruiz, "Single phase angle tracking method for power switches gating synchronization," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 105, pp. 88–94, Dec. 2013.
- [62] E. H. Satorius and Zhong Ye, "A new lock detection scheme for phase locked loops and costas loops," in *2003 IEEE Aerospace Conference Proceedings (Cat. No.03TH8652)*, Big Sky, MT, USA, USA, 2003, vol. 3, pp. 3_1397-3_1404.

- [63] M. Azrik, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Voltage synchronization scheme based on zero crossing detection for parallel connected inverters in AC microgrids," in *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Hangzhou, China, 2012, pp. 588–593.
- [64] A. Z. Amanci and F. P. Dawson, "Synchronization system with Zero-Crossing Peak Detection algorithm for power system applications," in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, Sapporo, Japan, 2010, pp. 2984–2991.
- [65] Yizheng Liao, "Phase and Frequency Estimation: High-Accuracy and Low-Complexity Techniques." Mater Thesis, May-2011.
- [66] J. Svensson, "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters," *IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib.*, vol. 148, no. 3, p. 229, 2001.
- [67] X.-Q. Guo, W.-Y. Wu, and H.-R. Gu, "Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review," *Przegldqd Elektrotechniczny Electr. Rev.*, vol. R. 87, nr 4, pp. 182–187, 2011.
- [68] D. Jovcic, "Phase locked loop system for FACTS," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 18, no. 3, pp. 1116–1124, Aug. 2003.
- [69] M. B. Lindgren, "Analysis and simulation of digitally-controlled grid-connected PWM-converters using the space-vector average approximation," in *5th IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, Portland, OR, USA, USA, 1996, pp. 85–89.
- [70] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters principles and practice*. Hoboken: John Wiley, 2003.
- [71] B. Dumnic, B. Popadic, D. Milicevic, V. Katic, and Z. Corba, "Influence of modulation technique on power quality issues for grid connected converter," in *2015 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, Tatranska Lomnica, Slovakia, 2015, pp. 252–258.
- [72] Bane Popadic, Vladimir Katic, Boris Dumnic, Dragan Milicevic, and Zoltan Corba, "Current controller parameter influences on thd for grid connected converter," presented at the 17th International Symposium on Power Electronics - Ee 2013, Novi Sad, Serbia, 2013, vol. Paper No. T.6.8, pp. 1–5.
- [73] C. C. Hou, C. C. Shih, P. T. Cheng, and A. M. Hava, "Common-Mode Voltage Reduction Pulsewidth Modulation Techniques for Three-Phase Grid-Connected Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1971–1979, Apr. 2013.
- [74] I. R. F. M. P. da Silva, C. B. Jacobina, and A. C. Oliveira, "Hybrid Single-Phase AC #8211;AC Modular Multilevel DSCC Converters With Modulation and DC-Link Voltage Ripple Improvement," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 1, pp. 261–272, Jan. 2017.
- [75] P. Rioual, H. Pouliquen, and J. P. Louis, "Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 3, pp. 495–502, May 1996.
- [76] Y. Suh and T. A. Lipo, "Control scheme in hybrid synchronous stationary frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 3, pp. 825–835, May 2006.
- [77] I. Etxeberria-Otadui, U. Viscarret, M. Caballero, A. Rufer, and S. Bacha, "New Optimized PWM VSC Control Structures and Strategies Under Unbalanced Voltage Transients," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2902–2914, Oct. 2007.
- [78] B. Yin, R. Oruganti, S. K. Panda, and A. K. S. Bhat, "An Output-Power-Control Strategy for a Three-Phase PWM Rectifier Under Unbalanced Supply Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 2140–2151, May 2008.
- [79] L. Xu, B. R. Andersen, and P. Cartwright, "VSC transmission operating under unbalanced AC conditions - analysis and control design," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 1, pp. 427–434, Jan. 2005.
- [80] A. V. Stankovic and T. A. Lipo, "A novel control method for input output harmonic elimination of the PWM boost type rectifier under unbalanced operating conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 603–611, Sep. 2001.
- [81] Y. Suh, V. Tijeras, and T. A. Lipo, "A control method in dq synchronous frame for PWM boost rectifier under generalized unbalanced operating conditions," in *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, Cairns, Qld., Australia, Australia, 2002, vol. 3, pp. 1425–1430 vol.3.

- [82] P. Rodriguez, A. V. Timbus, R. Teodorescu, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Independent PQ Control for Distributed Power Generation Systems under Grid Faults," in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Paris, France, 2006, pp. 5185–5190.
- [83] P. Rodríguez, A. Timbus, R. Teodorescu, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Reactive Power Control for Improving Wind Turbine System Behavior Under Grid Faults," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1798–1801, Jul. 2009.
- [84] Y. F. Wang and Y. W. Li, "Grid Synchronization PLL Based on Cascaded Delayed Signal Cancellation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 7, pp. 1987–1997, Jul. 2011.
- [85] H.-S. Song and K. Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 953–959, Oct. 1999.
- [86] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1826–1835, Sep. 2007.
- [87] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, Sep. 2006.
- [88] L. A. Serpa, S. D. Round, and J. W. Kolar, "A virtual-flux decoupling hysteresis current controller for mains connected inverter systems," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, South Korea, 2006, pp. 1–7.
- [89] D. Sha, D. Wu, and X. Liao, "Analysis of a hybrid controlled three-phase grid-connected inverter with harmonics compensation in synchronous reference frame," *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 7, pp. 743–751, Aug. 2011.
- [90] J. Han, Y. Shi, P. Wu, and T. Tang, "Hybrid current control of three-phase grid-connected converter for marine current power generation system," in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, Shanghai, China, 2014, pp. 326–331.
- [91] H. S. Heo, G. H. Choe, and H. S. Mok, "Robust predictive current control of a grid-connected inverter with harmonics compensation," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2013, pp. 2212–2217.
- [92] L. Barote, C. Marinescu, and R. Teodorescu, "Current controller considering harmonics compensation for grid connected converter in DPGS applications," in *2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Brasov, Romania, 2012, pp. 899–905.
- [93] B.-J. Park, K.-Y. Choi, and R.-Y. Kim, "An active feedforward compensation for a current harmonics reduction in three-phase grid-connected inverters," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria, 2013, pp. 400–405.
- [94] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct. 2006.
- [95] L. G. B. Rolim, D. R. da Costa Jr, and M. Aredes, "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, Dec. 2006.
- [96] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, Mar. 2002.
- [97] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, and F. Profumo, "Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1402–1412, Nov. 2005.
- [98] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 17, no. 2, pp. 617–622, Apr. 2002.
- [99] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A signal processing module for power system applications," in *2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting (IEEE Cat. No.03CH37491)*, Toronto, Ont., Canada, 2003, vol. 2.
- [100] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, no. 3, pp. 1263–1270, Aug. 2004.

- [101] 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.
- [102] 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*, Paris, France, 2006, pp. 5173–5178.
- [103] V. Ramesh and Y. K. Latha, "Performance improvement of grid connected PV system using new converter topologies," in *2017 Second International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, Coimbatore, India, 2017, pp. 1–5.
- [104] G. Buticchi, D. Barater, E. Lorenzani, C. Concari, and G. Franceschini, "A Nine-Level Grid-Connected Converter Topology for Single-Phase Transformerless PV Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 8, pp. 3951–3960, Aug. 2014.
- [105] S. Mochidate, Y. Sato, T. Ito, and H. Obara, "Total volume reduction of passive components in Grid-connected converters by introducing flying capacitor multilevel topology," in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, Kaohsiung, Taiwan, 2017, pp. 551–555.
- [106] A. Vijayakumari, B. R. Warner, and N. Devarajan, "Topologies and control of grid connected power converters," in *2014 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2014]*, Nagercoil, India, 2014, pp. 401–410.
- [107] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. Hoboken, N.J: IEEE Press/John Wiley, 2010.
- [108] R. N. Bracewell, *The Fourier transform and its applications*, 3rd ed. Boston: McGraw Hill, 2000.
- [109] L. P. Huelsman, *Basic circuit theory*, 3. ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991.
- [110] J. A. Sanders, F. Verhulst, and J. A. Murdock, *Averaging methods in nonlinear dynamical systems*, 2nd ed. New York: Springer, 2007.
- [111] H. K. Khalil, *Nonlinear systems*, 3rd ed. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall, 2002.
- [112] S. Chattopadhyay, M. Mitra, and S. Sengupta, "Power quality assessment in V-V, Clarke and Park domain," in *2007 42nd International Universities Power Engineering Conference*, Brighton, UK, 2007, pp. 669–676.
- [113] H. Liu, Y. Tang, Y. Feng, and X. Ma, "A Power Quality Disturbance Classification Method Based on Park Transform and Clarke Transform Analysis," in *2008 3rd International Conference on Innovative Computing Information and Control*, Dalian, Liaoning, China, 2008, pp. 524–524.
- [114] V. C. Strezoski, *Osnovni proračuni elektroenergetskih sistema (Tom I i Tom II)*. Novi Sad, Srbija: Fakultet tehničkih nauka, 2017.
- [115] E. H. Watanabe, R. M. Stephan, and M. Aredes, "New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, no. 2, pp. 697–703, Apr. 1993.
- [116] M. Aredes and E. H. Watanabe, "New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 10, no. 3, pp. 1649–1656, Jul. 1995.
- [117] C. Klumpner, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Improved control of an active-front-end adjustable speed drive with a small de-link capacitor under real grid conditions," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Aachen, Germany, Germany, 2004, pp. 1156–1162.
- [118] M. Liserre, C. Klumpner, F. Blaabjerg, V. G. Monopoli, and A. Dell'Aquila, "Evaluation of the ride-through capability of an active-front-end adjustable speed drive under real grid conditions," in *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*, Busan, South Korea, South Korea, 2004, vol. 2, pp. 1688–1693.
- [119] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti, and P. Tomasini, "AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pp. 287–292, Apr. 1995.
- [120] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Design and control of a three-phase active rectifier under non-ideal operating conditions," in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, Pittsburgh, PA, USA, USA, 2002, vol. 2, pp. 1181–1188.
- [121] R. Isermann, *Digital Control Systems*. Berlin: Springer-Verlag, 1981.

- [122] K. J. Astrom and B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*, 3 edition. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall, 1996.
- [123] E. B. Dahlin, "Designing and Tuning Digital Controllers," *Instrum. Control Syst.*, vol. 41, no. 6, 1968.
- [124] T. Hagglund and K. J. Astrom, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, 2 edition. Research Triangle Park, N.C: ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 1995.
- [125] Evgenije Adzic, Vlado Porobic, Stevan Grabic, Milan Adzic, and Marko Vekic, "HIL evaluation of current control in grid-tie converters," presented at the The 6th PSU-UNS International Conference on Engineering and Technology (ICET-2013), Novi Sad, Serbia, 2013.
- [126] F. Haugen, "Second Order Systems," TechTeach, Jul-2019.
- [127] H. Awad, J. Svensson, and M. J. Bollen, "Tuning Software Phase-Locked Loop for Series-Connected Converters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 1, pp. 300–308, Jan. 2005.
- [128] Se-Kyo Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, May 2000.
- [129] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation," in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Recife, Brazil, 2005, pp. 2474–2481.
- [130] Europäische Kommission, Ed., *European technology platform SmartGrids: vision and strategy for Europe's electricity networks of the future*. Luxembourg: Office for Official Publications of the European Communities, 2006.
- [131] F. Pilo *et al.*, *Planning and optimization methods for active distribution systems*, vol. C6.19 Working Group. Paris, France: CIGRE, 2014.
- [132] Lidong Zhang and M. H. J. Bollen, "A method for characterisation of three-phase unbalanced dips (sags) from recorded voltage waveshapes," in *21st International Telecommunications Energy Conference. INTELEC '99 (Cat. No.99CH37007)*, Copenhagen, Denmark, Denmark, 1999, p. 188.
- [133] "Overview of Power Quality and Power Quality Standards," in *Understanding Power Quality Problems*, IEEE, 2009.
- [134] V. Ignatova, P. Granjon, S. Bacha, and F. Dumas, "Classification and characterization of three phase voltage dips by space vector methodology," in *2005 International Conference on Future Power Systems*, Amsterdam, Netherlands, 2005, pp. 6 pp. – 6.
- [135] P. Heine, M. Lehtonen, and A. Oikarinen, "Overvoltage protection, faults and voltage sags," in *2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power (IEEE Cat. No.04EX951)*, Lake Placid, NY, USA, 2004, pp. 100–105.
- [136] N. Bachschmid, P. Pennacchi, and A. Vania, "Diagnostic significance of orbit shape analysis and its application to improve machine fault detection," *J. Braz. Soc. Mech. Sci. Eng.*, vol. 26, no. 2, Jun. 2004.
- [137] A. von Jouanne and B. Banerjee, "Assessment of voltage unbalance," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 16, no. 4, pp. 782–790, Oct. 2001.
- [138] P. Pillay and M. Manyage, "Loss of Life in Induction Machines Operating With Unbalanced Supplies," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 4, pp. 813–822, Dec. 2006.
- [139] R. S. Herrera and J. R. Vázquez, "Identification of unbalanced loads in electric power systems: UNBALANCED LOADS IN ELECTRIC POWER SYSTEMS," *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 24, no. 9, pp. 1232–1243, Sep. 2014.
- [140] R. S. Herrera and P. Salmerón, "Harmonic disturbance identification in electrical systems with capacitor banks," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 82, no. 1, pp. 18–26, Jan. 2012.
- [141] M.W. Davis, R. Broadwater, and J. Hambrick, "Modeling and Testing of Unbalanced Loading and Voltage Regulation," NREL, 2007.
- [142] F. Blaabjerg and K. Ma, "Wind Energy Systems," *Proc. IEEE*, pp. 1–16, 2017.
- [143] Tennet TSO GmbH, "Grid code – extra high voltage." Dec-2012.
- [144] Tennet TSO GmbH, "Onshore Grid Code 2015." 2015.
- [145] Tennet TSO GmbH, "Requirements for offshore connections in the grid of TenneT TSO GmbH." Dec-2012.
- [146] BDWE Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V., "Guideline for generating plants' connection to and parallel operation with the medium-voltage network." 2008.

- [147] Red Eléctrica de España, "Installations connected to a power transmission system and generating equipment." 2011.
- [148] NERC/FERC, "Interconnection for Wind Energy." 2016.
- [149] NERC/FERC, "Interconnection Requirements for Variable Generation." Sep-2012.
- [150] Elektromreza Srbije, "Pravila o radu prenosnog sistema." Jun-2014.
- [151] Energinet, "Technical Regulation 3.2.2 for PV Power Plants above 11 kW." Jul-2016.
- [152] Energinet, "Technical Regulation 3.2.5 for Wind Power Plants above 11 kW." Jul-2016.
- [153] Energinet, "Technical Regulation 3.3.1 for Battery Plants." 2017.
- [154] S. Khongkhachat and S. Khomfoi, "Droop control strategy of AC microgrid in islanding mode," in *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Pattaya, Thailand, 2015, pp. 2093–2098.
- [155] L. S. Araújo, D. I. Narváez, T. G. Siqueira, and M. G. Villalva, "Modified droop control for low voltage single phase isolated microgrids," in *2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*, Curico, Chile, 2016, pp. 1–6.
- [156] B. Popadic, V. Katic, B. Dumnic, D. Milicevic, and Z. Corba, "Synchronization method for grid integrated battery storage systems during asymmetrical grid faults," *Serbian J. Electr. Eng.*, vol. 14, no. 1, pp. 113–131, 2017.
- [157] J. Svensson, M. Bongiorno, and A. Sannino, "Practical Implementation of Delayed Signal Cancellation Method for Phase-Sequence Separation," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 1, pp. 18–26, Jan. 2007.
- [158] B. Popadic, B. Dumnic, D. Milicevic, V. Katic, and D. Sljivac, "Grid-connected converter control during unbalanced grid conditions based on delay signal cancellation," *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, p. e2636, Jun. 2018.
- [159] T. Messo, J. Sihvo, D. Yang, X. Wang, and F. Blaabjerg, "Improved delayed signal cancellation-based SRF-PLL for unbalanced grid," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, 2017, pp. 3103–3110.
- [160] B. Dumnic, B. Popadic, D. Milicevic, V. Katic, and Z. Corba, "Control of grid connected converter with improved power quality characteristic," in *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, Germany, 2015, pp. 1–8.

9. Prilozi

- Prilog 1. Šema ormana =E01 i =E02
- Prilog 2. Natpisna pločica energetskog transformatora 20 kVA.
- Prilog 3. Natpisna pločica emulatora distributivnog sistema 20 kVA.
- Prilog 4. Natpisna pločica pretvarača energetske elektronike 7.5 kVA.