S V E U Č I L I Š T E U S P L I T U FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

Mateo Bašić

SUSTAV VEKTORSKE REGULACIJE SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA S URAČUNATIM GUBICIMA U ŽELJEZU

DOKTORSKA DISERTACIJA

Split, 2013.

S V E U Č I L I Š T E U S P L I T U FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

Mateo Bašić

Sustav vektorske regulacije samouzbudnog asinkronog generatora s uračunatim gubicima u željezu

DOKTORSKA DISERTACIJA

Split, 2013.

Doktorska disertacija izrađena je na Zavodu za elektroenergetiku, Fakulteta elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje u Splitu.

Znanstveno područje: Tehničke znanosti Znanstveno polje: Elektrotehnika Znanstvena grana: Elektroenergetika

Mentor: Dr. sc. Dinko Vukadinović, red. prof.

Broj stranica: 265 Broj slika: 173 Broj tablica: 7 Broj jednadžbi: 97 Broj korištenih bibliografskih jedinica: 126 Povjerenstvo za ocjenu doktorske disertacije:

Dr. sc. Slavko Vujević, red. prof. – predsjednik
 Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split
 Dr. sc. Dinko Vukadinović, red. prof. – mentor
 Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split
 Dr. sc. Željko Jakopović, red. prof. – član
 Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zagreb
 Dr. sc. Goran Petrović, izv. prof. – član
 Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split
 Dr. sc. Rino Lucić, red. prof. – član
 Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split

Povjerenstvo za obranu doktorske disertacije:

Dr. sc. Slavko Vujević, red. prof. – predsjednik
 Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split
 Dr. sc. Dinko Vukadinović, red. prof. – mentor
 Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split
 Dr. sc. Željko Jakopović, red. prof. – član
 Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zagreb
 Dr. sc. Goran Petrović, izv. prof. – član
 Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split
 Dr. sc. Rino Lucić, red. prof. – član
 Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split

Disertacija obranjena dana: 13. veljače 2013.

SUSTAV VEKTORSKE REGULACIJE SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA S URAČUNATIM GUBICIMA U ŽELJEZU

SAŽETAK

U ovoj doktorskoj disertaciji predložen je novi dinamički model asinkronog stroja s uračunatim gubicima u željezu. U okviru predloženog modela, gubici u željezu su predstavljeni nadomjesnim otporom čiji je iznos ovisan o frekvenciji statora i magnetskom toku u zračnom rasporu. Predloženi model primijenjen je najprije na simulacijskoj razini za analizu rada nereguliranog samouzbudnog asinkronog generatora. Valjanost simulacijskog modela potvrđena je na temelju usporedbe s eksperimentalnim rezultatima. Potom je predloženi model iskorišten za razvoj novog sustava vektorske regulacije. U okviru razvijenog sustava, izračun iznosa nadomjesnog otpora gubitaka u željezu i međuinduktiviteta vrši se u realnom vremenu korištenjem pripadajućih karakteristika, koje su prethodno određene u sklopu pokusa praznog hoda. Testiranje razvijenog sustava vektorske regulacije izvršeno je na simulacijskoj i eksperimentalnoj razini. Nakon što je valjanost predloženog pristupa potvrđena, razvijena su dva nova algoritama za optimizaciju korisnosti regulacijskog sustava. Testiranje algoritama provedeno je na simulacijskoj i eksperimentalnoj razini te je utvrđeno značajno povećanje korisnosti sustava uslijed primjene algoritama. Osim toga, izvršena je korekcija izračunatog iznosa ukupnih gubitaka regulacijskog sustava za procijenjene gubitke usmjerivača u sustavu.

KLJUČNE RIJEČI

Samouzbudni asinkroni generator, gubici u željezu, vektorska regulacija, korisnost, optimizacija

VECTOR CONTROL SYSTEM OF SELF-EXCITED INDUCTION GENERATOR INCLUDING IRON LOSSES

ABSTRACT

In this doctoral thesis, a new dynamic model of the induction machine including the iron losses is proposed. Within the proposed model, the iron losses are represented by means of an equivalent iron loss resistance whose value is dependent on both the stator frequency and air-gap flux. First, the proposed model was used in simulations for the analysis of a non-regulated self-excited induction generator. The simulation model was verified through comparison with experimental results. The proposed model was then used for development of a new vector control system. Within the developed system, values of both the equivalent iron loss resistance and magnetizing inductance are calculated online by using the corresponding characteristics, which were previously determined from no-load tests. The developed control system was tested both on the simulation and experimental level. After the effectiveness of the proposed approach was verified, two new algorithms for optimization of the control system's efficiency were developed. The algorithms were tested both through simulations and experiments where a significant increase was noted in the system's efficiency due to application of the algorithms. In addition, the losses of a control system's converter were estimated and used for correction of the calculated overall losses of the system.

KEYWORDS

Self-excited induction generator, iron losses, vector control, efficiency, optimization

Zahvala i posveta

Zahvaljujem se mentoru dr. sc. Dinku Vukadinoviću na savjetima, idejama i nesebičnoj stručnoj pomoći tijekom izrade disertacije.

Zahvalu dugujem i dr. sc. Slavku Vujeviću na značajnom uloženom trudu i podršci tijekom izrade disertacije.

Također, zahvaljujem se laborantu Ivici Pengi, dipl. ing. na ukazanoj stručnoj pomoći, naročito pri izradi laboratorijske makete.

Zahvaljujem se ostalim kolegama sa Zavoda za elektroenergetiku na pomoći pri realizaciji ovog rada.

Posebno se zahvaljujem supruzi Gorani na razumijevanju, strpljenju i bezrezervnoj podršci tijekom izrade disertacije.

Posvećeno mojim roditeljima Stanku i Katici.

SADRŽAJ

1.	UVOD	1
2.	PROCES MAGNETIZIRANJA I MATEMATIČKO MODELIRANJE SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA	9
	2.1. Opis procesa magnetiziranja samouzbudnog asinkronog generatora	9
	2.2. Klasični dinamički model samouzbudnog asinkronog generatora	
	2.3. Modeliranje gubitaka u željezu kaveznog asinkronog stroja	22
	2.4. Dinamički modeli samouzbudnog asinkronog generatora s uračunatim gubicima u željezu	
3.	UTJECAJ GUBITAKA U ŽELJEZU NA RAD NEREGULIRANOG	
	SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA	
	3.1. Simulacijska analiza utjecaja gubitaka u željezu na rad nereguliranog	
	samouzbudnog asinkronog generatora	
	3.2. Laboratorijska maketa sustava i eksperimentalna provjera valjanosti	
	simulacijskih rezultata	60
4.	SUSTAVI VEKTORSKE REGULACIJE SAMOUZBUDNOG	
	ASINKRONOG GENERATORA	
	4.1. Klasični sustavi vektorske regulacije samouzbudnog asinkronog	
	generatora	71
	4.1.1. Sustavi zasnovani na ulančenom magnetskom toku rotora	
	4.1.2. Sustavi zasnovani na ulančenom magnetskom toku statora	78
	4.2. Sustav vektorske regulacije samouzbudnog asinkronog generatora	0.4
	s uracunatim gubicima u željezu	
5.	UTJECAJ GUBITAKA U ŽELJEZU NA RAD VEKTORSKI	
	REGULIRANOG SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA	93
	5.1. Simulacijska analiza utjecaja gubitaka u željezu na rad vektorski	
	reguliranog samouzbudnog asinkronog generatora	93
	5.2. Laboratorijska maketa sustava i eksperimentalna provjera valjanosti	
	regulacijskog algoritma	105
6.	OPTIMIZACIJA KORISNOSTI SUSTAVA VEKTORSKE	
	REGULACIJE SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA	122
	6.1. Optimizacija korisnosti u uvjetima konstantne brzine vrtnje	
	pogonskog stroja i snage trošila	122
	6.1.1. Optimalni iznos ulančenog magnetskog toka rotora	126
	6.1.2. Ručna optimizacija referentnog iznosa ulančenog magnetskog	107
	toka rotora	

	6.1.3. A	utomatska optimizacija referentnog iznosa ulančenog	
	m	agnetskog toka rotora primjenom neizrazite logike	
	6.2. Optimiz	acija korisnosti u uvjetima promjenjive brzine vrtnje	
	pogonsk	tog stroja i snage trošila	171
	6.2.1. O	ptimalna brzina vrtnje pogonskog stroja	175
	6.2.2. Pi	ogramiranje optimalnog referentnog iznosa ulančenog	
	m	agnetskog toka rotora primjenom pregledne tablice	
	6.2.3. Pi	ovjera optimizacijskog algoritma na simulacijskoj i	
	ek	sperimentalnoj razini	182
7.	PROCJENA	A GUBITAKA USMJERIVAČA U SUSTAVU VEKTORSKI	E
	REGULAC	IJE SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA	
	7.1. Algorita	m za izračun iznosa gubitaka histerezno upravljanog	
	trofazno	g usmjerivača s IGBT tranzistorima i porednim diodama	
	7.2. Korekci	ja iznosa gubitaka sustava vektorske regulacije	
	samouzl	oudnog asinkronog generatora za iznos gubitaka usmjerivača	
8.	ZAKLJUČ	АК	
D	DDATAK A	Podaci asinkronog stroja 5ABZ-90L-4	
D	DDATAK B	Matrične jednadžbe modela samouzbudnog asinkronog	
		generatora s uračunatim gubicima u željezu	
М		Baramatri simulaajiskih madala sustava vaktarska ragulaajia	
Л	JDATAK C	samouzbudnog asinkronog generatora	
D	DDATAK D	Kataloške karakteristike modula SKM 100 GB 125 DN	
D	DDATAK E	Aproksimacijski polinom funkcije $c_p = f(\lambda)$	230
TT	ТГРАТИРА		221
1.1	IUNAIUNA		
ŽI	VOTOPIS		

CURRICULUM VITAE

POPIS TABLICA

Tablica 3.1.	Maksimalna relativna odstupanja zabilježena u stacionarnom	
	stanju u prvom eksperimentu	63
Tablica 3.2.	Maksimalna relativna odstupanja zabilježena u stacionarnom	
	stanju u drugom eksperimentu	65
Tablica 6.1.	Princip djelovanja algoritma za automatsku optimizaciju	
	magnetskog toka	145
Tablica 6.2.	Pravila djelovanja neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora	146
Tablica 6.3.	Simulacijski određene korisnosti sustava u stacionarnim stanjima	190
Tablica 6.4.	Eksperimentalno određene korisnosti sustava u stacionarnim	
	stanjima	194
Tablica 7.1.	Sklopna stanja para IGBT-dioda s obzirom na iznos upravljačkog	
	signala i predznak fazne struje	205

POPIS SLIKA

Slika 1.1.	Broj objavljenih znanstvenih radova iz područja SEIG-a (IEEE i EBSCO)	2
Slika 1.2.	Raspodjela gubitaka asinkronog stroja	4
Slika 2.1.	Neregulirani samouzbudni asinkroni generator s trofaznim trošilom	10
Slika 2.2.	Određivanje stacionarne radne točke SEIG-a u praznom hodu	10
Slika 2.3.	Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog	
	stroja: a) os d i b) os q	18
Slika 2.4.	Nadomjesna shema klasičnog dinamičkog modela samouzbudnog	
	asinkronog generatora u stacionarnom koordinatnom sustavu (os α)	20
Slika 2.5.	Fotografija laboratorijske makete sustava za izvođenje pokusa	
	praznog hoda	20
Slika 2.6.	Ovisnost međuinduktiviteta o amplitudi struje magnetiziranja u	
	praznom hodu (parametar je frekvencija statora)	21
Slika 2.7.	Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog	
	stroja sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u	
	željezu (samo os d)	24
Slika 2.8.	Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog	
	stroja s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u	
	željezu (samo os α)	27
Slika 2.9.	Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog	
	stroja s Theveninovim naponom i otporom statora	27
Slika 2.10.	Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog	
	stroja sa standardnom serijskom konfiguracijom gubitaka u	
	željezu (samo os d)	28
Slika 2.11.	Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog	
	stroja s posebnom serijskom konfiguracijom gubitaka u	
	željezu (samo os d)	28
Slika 2.12.	Nadomjesna T shema dinamičkog modela SEIG-a sa standardnom	
	paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu u stacionarnom	
	koordinatnom sustavu (os α)	30
Slika 2.13.	Nadomjesna T shema dinamičkog modela SEIG-a u stacionarnom	
	koordinatnom sustavu (os α) s posebnom paralelnom konfiguracijom	
	gubitaka u željezu: a) prije uvođenja Theveninovih ekvivalenata i	
	b) nakon uvođenja Theveninovih ekvivalenata	32
Slika 2.14.	Izmjerene karakteristike ovisnosti otpora gubitaka u željezu o	
	amplitudi struje gubitaka u željezu u praznom hodu (parametar	
	je frekvencija statora): a) standardna paralelna konfiguracija i	
	b) posebna paralelna konfiguracija	35

Slika 2.15.	Karakteristike ovisnosti međuinduktiviteta o amplitudi struje	
	magnetiziranja u praznom hodu za razmatrane modele SEIG-a s	
	uračunatim gubicima u željezu	36
Slika 3.1.	Simulacijski model nereguliranog SEIG-a sa standardnom	
	paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu: a) cjeloviti model i	
	b) unutrašnjost podsustava SEIG	38
Slika 3.2.	Unutrašnjost podsustava SEIG u simulacijskom modelu s posebnom	
	paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu	40
Slika 3.3.	Valni oblici faznog napona statora	42
Slika 3.4.	Uvećani valni oblici faznog napona statora: a) prazni hod i	
	b) priključeno trošilo	42
Slika 3.5.	Frekvencija faznog napona statora (frekvencija statora):	
	a) prazni hod i b) priključeno trošilo	43
Slika 3.6.	Iznosi vektora napona statora u prvoj simulaciji: a) magnetiziranje	
	i b) terećenje	43
Slika 3.7.	Iznosi vektora struje statora u prvoj simulaciji: a) magnetiziranje	
	i b) terećenje	44
Slika 3.8.	Iznosi vektora struje rotora u prvoj simulaciji: a) magnetiziranje	
	<i>i b) terećenje</i>	45
Slika 3.9.	Iznosi a) međuinduktiviteta i b) otpora gubitaka u željezu u prvoj	
	simulaciji	46
Slika 3.10.	Iznosi vektora napona statora u drugoj simulaciji: a) magnetiziranje	
	<i>i b) terećenie</i>	47
Slika 3.11.	Iznosi vektora struie statora u drugoi simulaciii: a) magnetiziranie	
	i h) terećenie	47
Slika 3.12	Iznosi vektora struie rotora u drugoi simulaciii: a) magnetiziranie	
	i h) terećenie	48
Slika 3-13	Iznosi a) međuinduktiviteta i h) otnora guhitaka u želiezu u drugoj	10
	simulaciii	48
Slika 3-14	Iznos otnora subitaka u želiezu za tri različita modela SEIG-a	50
Slika 3 15	Iznosi vektora napona statora za različite otpore subitaka u željezu:	
50000 0.10.	a) magnetiziranie i h) terećenie	51
Slika 3-16	Illazna mehanička snaga za različite otnore gubitaka u želiezu:	
<i>Stilla 5</i> .10.	a) magnetiziranje i h) terećenje	51
Slika 3 17	Položaj polova i nula klasičnog modela i modela s posebnom	
<i>Stilla 5</i> .17.	naralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu u praznom hodu:	
	a) svi polovi i nule i h) samo dominantni polovi i nule	53
Slika 3 18	Putania dominantnog pola tijekom procesa: a) magnetiziranja i	55
<i>Siiku 3.</i> 10.	h) taraégnia	53
Slika 3 10	Utiocai magnatskog zasićanja SEIG a na: a) gubitka u žaljozu j	
511NU J.19.	oyecuj mugneiskog zusicenju 5510-u nu. uj guolike u zeljezu i hakru i h) korisnost	57
Slika 2 20	Ultiocai ontoroćania SEIC a na: a) aubitko u želiozu i baku i	
511ku 5.20.	b) korisnost	50
$\Omega_{ika} > 1$	U) KULISHUSI	30 م
SIIKA 3.21.	roiografija iadoraiorijske makele sustava s nereguliranim SEIG-om	60

Slika 3.23. Iznosi vektora napona statora za prvi režim. 62 Slika 3.24. Iznosi vektora struje statora za prvi režim. 63 Slika 3.25. Izlazna električna snaga za prvi režim. 64 Slika 3.26. Iznosi vektora struje statora za drugi režim. 64 Slika 3.26. Iznosi vektora struje statora za drugi režim. 64 Slika 3.27. Iznosi vektora struje statora za drugi režim. 64 Slika 3.28. Izlazna električna snaga za drugi režim. 65 Slika 3.29. Ovisnost korisnosti o brzini vrtnje rotora (C = 50 µF i b) C = 40 µF. 66 Slika 3.30. Ovisnost korisnosti o iznosu trošila: a) n = 1200 o/min, 67 C = 50 µF i b) C = 50 µF i b) n = 1350 o/min, C = 40 µF. 68 Slika 3.31. Ovisnost izlazne električne snage o iznosu trošila: a) n = 1200 o/min, C = 50 µF i b) n = 1350 o/min, C = 40 µF. 69 Slika 4.1. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav orijentiran prema magnetskom toku rotora. 73 Slika 4.3. Shema klasičnog sustava s direktnom RFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom. 78 Slika 4.5. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom. 81	Slika 3.22.	Mjereni signal brzine vrtnje rotora za prvi režim	62
Slika 3.24. Iznosi vektora struje statora za prvi režim. 63 Slika 3.25. Izlazna električna snaga za prvi režim. 63 Slika 3.26. Iznosi vektora struje statora za drugi režim. 64 Slika 3.27. Izlazna električna snaga za drugi režim. 64 Slika 3.29. Ovisnost korisnosti o brzini vrtnje rotora (R _T = 220 Ω): 65 a) C = 50 µF i b) C = 40 µF 66 Slika 3.30. Ovisnost korisnosti o iznosu trošila za) n = 1200 o/min, 72 C = 50 µF i b) n = 1350 o/min, C = 40 µF 68 Slika 3.31. Ovisnost izlazne električne snage o iznosu trošila: 69 a) n = 1200 o/min, C = 50 µF i b) n = 1350 o/min, C = 40 µF 69 Slika 4.3. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav 61 orijentiran prema magnetskom toku rotora 73 Slika 4.2. Shema klasičnog sustava s indirektnom RFO vektorskom regulacijom 76 Slika 4.3. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom 78 Slika 4.4. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav 79 Slika 4.5. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom 78 Slika 4.4. Vektorski dija	Slika 3.23.	Iznosi vektora napona statora za prvi režim	62
Slika 3.25. Izlazna električna snaga za prvi režim. 63 Slika 3.26. Iznosi vektora napona statora za drugi režim. 64 Slika 3.27. Izlazni vektora struje statora za drugi režim. 64 Slika 3.28. Izlazni vektora struje statora za drugi režim. 65 Slika 3.29. Ovisnost korisnosti o brzini vrtnje rotora (R _T = 220 Ω): a) C = 50 µF i b) C = 40 µF. 66 Slika 3.30. Ovisnost korisnosti o iznosu trošila: a) n = 1200 o/min, C = 50 µF i b) n = 1350 o/min, C = 40 µF. 67 Slika 3.31. Ovisnost korisnosti o iznosu trošila: a) n = 1200 o/min, C = 50 µF i b) n = 1350 o/min, C = 40 µF. 68 Slika 3.32. Ovisnost ilazne električne snage o iznosu trošila: a) n = 1200 o/min, C = 50 µF i b) n = 1350 o/min, C = 40 µF. 69 Slika 4.1. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav orijentiran prema magnetskom toku rotora. 73 Slika 4.2. Shema klasičnog sustava s direktnom RFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom. 76 Slika 4.3. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom. 78 Slika 4.4. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav orijentiran prema magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora za različite iznose napona statora. 81	Slika 3.24.	Iznosi vektora struje statora za prvi režim	63
Slika 3.26. Iznosi vektora napona statora za drugi režim	Slika 3.25.	Izlazna električna snaga za prvi režim	63
Slika 3.27. Iznosi vektora struje statora za drugi režim	Slika 3.26.	Iznosi vektora napona statora za drugi režim	64
Slika 3.28. Izlazna električna snaga za drugi režim. 65 Slika 3.29. Ovisnost korisnosti o brzini vrtnje rotora ($R_T = 220 \Omega$): a) $C = 50 \ \mu F$ i b) $C = 40 \ \mu F$. 66 Slika 3.30. Ovisnost ulazne mehaničke snage o brzini vrtnje rotora 67 ($C = 50 \ \mu F$ i b) $C = 40 \ \mu F$. 68 Slika 3.31. Ovisnost korisnosti o iznosu trošila: a) $n = 1200 \ o/min$, 67 Slika 3.32. Ovisnost karisnosti o iznosu trošila: a) $n = 1200 \ o/min$, 68 Slika 3.32. Ovisnost izlazne električne snage o iznosu trošila: 69 a) $n = 1200 \ o/min$, $C = 50 \ \mu F$ i b) $n = 1350 \ o/min$, $C = 40 \ \mu F$. 69 Slika 4.1. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav 73 Slika 4.2. Shema klasičnog sustava s direktnom RFO vektorskom regulacijom 76 Slika 4.3. Shema klasičnog sustava s indirektnom RFO vektorskom regulacijom 78 Slika 4.4. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav 79 Slika 4.5. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom 81 Slika 4.7. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora. 83 Slika 4.7. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje r	Slika 3.27.	Iznosi vektora struje statora za drugi režim	64
Slika 3.29. Ovisnost korisnosti o brzini vrtnje rotora ($R_T = 220 \Omega$): a) $C = 50 \mu F i b$) $C = 40 \mu F$	Slika 3.28.	Izlazna električna snaga za drugi režim	65
a) $C = 50 \ \mu F i b$) $C = 40 \ \mu F$	Slika 3.29.	Ovisnost korisnosti o brzini vrtnje rotora ($R_T = 220 \Omega$):	
Slika 3.30. Ovisnost ulazne mehaničke snage o brzini vrtnje rotora $(C = 50 \ \mu F): a)$ prazni hod i b) priključeno trošilo $R_T = 220 \ \Omega$		a) $C = 50 \ \mu F \ i \ b) \ C = 40 \ \mu F$	66
$(C = 50 \ \mu F): a)$ prazni hod i b) priključeno trošilo $R_T = 220 \ \Omega$	Slika 3.30.	Ovisnost ulazne mehaničke snage o brzini vrtnje rotora	
Slika 3.31. Ovisnost korisnosti o iznosu trošila: a) n = 1200 o/min, C = 50 μF i b) n = 1350 o/min, C = 40 μF		$(C = 50 \ \mu F)$: a) prazni hod i b) priključeno trošilo $R_T = 220 \ \Omega$	67
$C = 50 \ \mu F \ i \ b) \ n = 1350 \ o/min, \ C = 40 \ \mu F$	Slika 3.31.	Ovisnost korisnosti o iznosu trošila: a) $n = 1200 \text{ o/min},$	
Slika 3.32. Ovisnost izlazne električne snage o iznosu trošila: a) n = 1200 o/min, C = 50 μF i b) n = 1350 o/min, C = 40 μF		$C = 50 \ \mu F \ i \ b) \ n = 1350 \ o/min, \ C = 40 \ \mu F$	68
 a) n = 1200 o/min, C = 50 μF i b) n = 1350 o/min, C = 40 μF	Slika 3.32.	Ovisnost izlazne električne snage o iznosu trošila:	
Slika 4.1. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav 73 Slika 4.1. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav 73 Slika 4.2. Shema klasičnog sustava s direktnom RFO vektorskom regulacijom 76 Slika 4.3. Shema klasičnog sustava s indirektnom RFO vektorskom regulacijom 78 Slika 4.3. Shema klasičnog sustava s indirektnom RFO vektorskom regulacijom 78 Slika 4.4. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav 79 Slika 4.4. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav 79 Slika 4.5. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom 81 Slika 4.6. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora 83 Slika 4.7. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora 84 Slika 4.8. Sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem: a) cjeloviti sustav, b) izračun međuinduktiviteta u realnom vremenu i c) izračun otpora gubitaka u željezu u realnom vremenu. 86 Slika 4.9. Linijski napon statora u praznom hodu u funkciji struje 89 Slika 4.10. Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona na <td< td=""><td></td><td>a) $n = 1200 \text{ o/min}, C = 50 \mu F \text{ i b}$ $n = 1350 \text{ o/min}, C = 40 \mu F \dots$</td><td> 69</td></td<>		a) $n = 1200 \text{ o/min}, C = 50 \mu F \text{ i b}$ $n = 1350 \text{ o/min}, C = 40 \mu F \dots$	69
orijentiran prema magnetskom toku rotora	Slika 4.1.	Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav	
Slika 4.2. Shema klasičnog sustava s direktnom RFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom		orijentiran prema magnetskom toku rotora	73
SEIG-a terećenog radnim trošilom	Slika 4.2.	Shema klasičnog sustava s direktnom RFO vektorskom regulacijom	
Slika 4.3. Shema klasičnog sustava s indirektnom RFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom		SEIG-a terećenog radnim trošilom	76
SEIG-a terećenog radnim trošilom. 78 Slika 4.4. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav 79 Slika 4.5. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom 79 Slika 4.5. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom 81 Slika 4.6. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora 83 Slika 4.7. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora 2 za različite iznose napona statora. 84 Slika 4.8. Sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u 2 željezu i magnetskim zasićenjem: a) cjeloviti sustav, b) izračun 86 Slika 4.9. Linijski napon statora u praznom hodu u funkciji struje 89 Slika 4.10. Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona na 1 1 slika 5.1. Granični iznosi napona na trošilu u funkciji brzine vrtnje SEIG-a s 92 Slika 5.2. Unutrašnjost podsustava Generator impulsa. 94 Slika 5.3. Simulacijski odzivi napona na trošilu na promjene otpora trošila. 97 Slika 5.4. Simulacijski odzivi nepona na trošilu na promjene otpora trošila. 97 Slika 5.3. Si	Slika 4.3.	Shema klasičnog sustava s indirektnom RFO vektorskom regulacijom	
Slika 4.4. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav 79 Slika 4.5. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom 81 Slika 4.5. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom 81 Slika 4.6. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora 83 Slika 4.7. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora 84 Slika 4.8. Sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u 26 željezu i magnetskim zasićenjem: a) cjeloviti sustav, b) izračun 86 Slika 4.9. Linijski napon statora u praznom hodu u funkciji struje 89 Slika 4.10. Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona na 90 Slika 5.1. Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s 92 Slika 5.2. Unutrašnjost podsustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s 92 Slika 5.2. Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije sEIG-a s 94 Slika 5.3. Simulacijski odzivi napona na trošilu na promjene otpora trošila		SEIG-a terećenog radnim trošilom	78
orijentiran prema magnetskom toku statora.79Slika 4.5.Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom.81Slika 4.6.Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora za različite iznose napona statora.83Slika 4.7.Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora za različite iznose napona statora.84Slika 4.8.Sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem: a) cjeloviti sustav, b) izračun međuinduktiviteta u realnom vremenu i c) izračun otpora gubitaka u željezu u realnom vremenu.86Slika 4.9.Linijski napon statora u praznom hodu u funkciji struje magnetiziranja (parametar je frekvencija statora).89Slika 4.10.Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona na trošilu (parametar je frekvencija statora).90Slika 5.1.Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem.94Slika 5.2.Unutrašnjost podsustava Generator impulsa.94Slika 5.3.Simulacijski odzivi napona na trošilu na promjene otpora trošila.97Slika 5.4.Simulacijski odzivi napona na trošilu na promjene otpora trošila.97	Slika 4.4.	Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav	
Slika 4.5. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom		orijentiran prema magnetskom toku statora	79
SEIG-a terećenog radnim trošilom.81Slika 4.6.Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotoraSlika 4.7.Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotoraza različite iznose napona statora.84Slika 4.8.Sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima uželjezu i magnetskim zasićenjem: a) cjeloviti sustav, b) izračunmeđuinduktiviteta u realnom vremenu i c) izračun otpora gubitakau željezu u realnom vremenu.86Slika 4.9.Linijski napon statora u praznom hodu u funkciji strujemagnetiziranja (parametar je frekvencija statora).89Slika 4.10.Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona natrošilu (parametar je frekvencija statora).90Slika 5.1.Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a suračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem.94Slika 5.2.Unutrašnjost podsustava Generator impulsa.91Slika 5.4.Simulacijski odzivi referentne d komponente struje statora(Theveninov ekvivalent) na promjene otpora trošila.98	Slika 4.5.	Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom	
Slika 4.6. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora		SEIG-a terećenog radnim trošilom	81
Slika 4.7. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora za različite iznose napona statora	Slika 4.6.	Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora	83
za različite iznose napona statora.84Slika 4.8.Sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem: a) cjeloviti sustav, b) izračun međuinduktiviteta u realnom vremenu i c) izračun otpora gubitaka u željezu u realnom vremenu.86Slika 4.9.Linijski napon statora u praznom hodu u funkciji struje magnetiziranja (parametar je frekvencija statora).89Slika 4.10.Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona na trošilu (parametar je frekvencija statora).90Slika 5.1.Granični iznosi napona na trošilu u funkciji brzine vrtnje SEIG-a.92Slika 5.2.Unutrašnjost podsustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem	Slika 4.7.	Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora	
Slika 4.8.Sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem: a) cjeloviti sustav, b) izračun međuinduktiviteta u realnom vremenu i c) izračun otpora gubitaka u željezu u realnom vremenu		za različite iznose napona statora	84
željezu i magnetskim zasićenjem: a) cjeloviti sustav, b) izračun međuinduktiviteta u realnom vremenu i c) izračun otpora gubitaka u željezu u realnom vremenu	Slika 4.8.	Sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u	
međuinduktiviteta u realnom vremenu i c) izračun otpora gubitaka u željezu u realnom vremenu		željezu i magnetskim zasićenjem: a) cjeloviti sustav, b) izračun	
u željezu u realnom vremenu.86Slika 4.9.Linijski napon statora u praznom hodu u funkciji struje magnetiziranja (parametar je frekvencija statora).89Slika 4.10.Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona na trošilu (parametar je frekvencija statora).90Slika 4.11.Granični iznosi napona na trošilu u funkciji brzine vrtnje SEIG-a.92Slika 5.1.Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem.94Slika 5.2.Unutrašnjost podsustava Generator impulsa.94Slika 5.3.Simulacijski odzivi napona na trošilu na promjene otpora trošila.97Slika 5.4.Simulacijski odzivi referentne d komponente struje statora (Theveninov ekvivalent) na promjene otpora trošila.98		međuinduktiviteta u realnom vremenu i c) izračun otpora gubitaka	
Slika 4.9.Linijski napon statora u praznom hodu u funkciji struje magnetiziranja (parametar je frekvencija statora)		u željezu u realnom vremenu	86
NomeNomeSlika 4.10.Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona na trošilu (parametar je frekvencija statora)	Slika 4.9.	Linijski napon statora u praznom hodu u funkciji struje	
Slika 4.10.Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona na trošilu (parametar je frekvencija statora)		magnetiziranja (parametar je frekvencija statora)	89
trošilu (parametar je frekvencija statora)90Slika 4.11.Granični iznosi napona na trošilu u funkciji brzine vrtnje SEIG-a92Slika 5.1.Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem	Slika 4.10.	Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona na	
 Slika 4.11. Granični iznosi napona na trošilu u funkciji brzine vrtnje SEIG-a		trošilu (parametar je frekvencija statora)	90
 Slika 5.1. Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem94 Slika 5.2. Unutrašnjost podsustava Generator impulsa	Slika 4.11.	Granični iznosi napona na trošilu u funkciji brzine vrtnje SEIG-a	92
uračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem94Slika 5.2.Unutrašnjost podsustava Generator impulsa	Slika 5.1.	Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s	
Slika 5.2.Unutrašnjost podsustava Generator impulsa		uračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem	94
Slika 5.3.Simulacijski odzivi napona na trošilu na promjene otpora trošila	Slika 5.2.	Unutrašnjost podsustava Generator impulsa	94
Slika 5.4. Simulacijski odzivi referentne d komponente struje statora (Theveninov ekvivalent) na promjene otpora trošila	Slika 5.3.	Simulacijski odzivi napona na trošilu na promjene otpora trošila	97
(Theveninov ekvivalent) na promjene otpora trošila	Slika 5.4.	Simulacijski odzivi referentne d komponente struje statora	
		(Theveninov ekvivalent) na promjene otpora trošila	98

Slika 5.5.	Simulacijski odzivi referentne q komponente struje statora	
	(Theveninov ekvivalent) na promjene otpora trošila	98
Slika 5.6.	Simulacijski odzivi međuinduktiviteta na promjene otpora trošila	99
Slika 5.7.	Simulacijski odzivi otpora gubitaka u željezu na promjene otpora	
	trošila	99
Slika 5.8.	Uvećani prikaz fazne struje statora u stacionarnom stanju –	
	prazni hod (Simulacija 3): a) valni oblici referentne i regulirane	
	struje i b) harmonijski spektar regulirane struje1	00
Slika 5.9.	Uvećani prikaz fazne struje statora u stacionarnom stanju –	
	priključeno trošilo R_{dc} = 220 Ω (Simulacija 3): a) valni oblici	
	referentne i regulirane struje i b) harmonijski spektar regulirane struje 1	01
Slika 5.10.	Korisnost SEIG-a u funkciji otpora trošila: $U_{dc} = 300 V i$	
	n = 1200 o/min	02
Slika 5.11.	Korisnost SEIG-a u funkciji napona na trošilu: n = 1200 o/min i	
	$R_{dc} = 220 \ \Omega.$	02
Slika 5.12.	Korisnost SEIG-a u funkciji brzine vrtnje rotora: $R_{dc} = 220 \ \Omega$ i	
	$U_{dc} = 300 \ V1$	02
Slika 5.13.	Komponente vektora ulančenog magnetskog toka rotora: a) os d i	
	b) os q1	04
Slika 5.14.	Fotografija laboratorijske makete sustava vektorske regulacije	
	<i>SEIG-a</i>	06
Slika 5.15	Fotografija PWM usmjerivača s pobudnim sklopom (gornji	
	pravokutnik na slici) i sklopa za obradu analognih mjernih	
	signala (donji pravokutnik na slici)1	07
Slika 5.16.	Izvedbena shema sklopa za prilagodbu analognog mjernog signala1	08
Slika 5.17.	Fotografija upravljačke kartice DS11041	09
Slika 5.18.	Blokovska shema upravljačke kartice DS11041	09
Slika 5.19.	Podjela dSpaceovih blokova za razvoj aplikacija za rad u realnom	
	vremenu	10
Slika 5.20.	dSpaceovi blokovi iz skupine Master PPC1	10
Slika 5.21.	ControlDesk grafičko sučelje za upravljanje izvršavanjem	
	eksperimenata1	11
Slika 5.22.	Model regulacijskog algoritma u programskom paketu MATLAB	
	Simulink za implementaciju u upravljačku karticu DS11041	12
Slika 5.23.	Unutrašnjost podsustava - dSpace pretvorba1	12
Slika 5.24.	Eksperimentalni odzivi brzine vrtnie rotora na promiene otpora	
	trošila1	15
Slika 5.25.	Eksperimentalni odzivi referentnog magnetskog toka rotora na	-
	promiene otpora trošila	15
Slika 5.26.	Eksperimentalni odzivi napona na trošilu na promiene otpora trošila1	15
Slika 5.27	Eksperimentalni odzivi referentne d komponente struie statora	
	(Theveninov ekvivalent) na promiene otpora trošila 1	15
Slika 5 28	Eksperimentalni odzivi referentne a komponente struie statora	
<i>Stille 2</i> ,20,	(Theveninov ekvivalent) na promiene otnora trošila	16
	(increminor environe) na promjene orpora irostia	10

Slika 5.29.	Eksperimentalni odzivi međuinduktiviteta na promjene otpora trošila	116
Slika 5.30.	Eksperimentalni odzivi otpora gubitaka u željezu na promjene	
	otpora trošila	116
Slika 5.31.	Uvećani prikaz fazne struje statora u stacionarnom stanju –	
	prazni hod (Eksperiment 3): a) valni oblici referentne i regulirane	
01.1 5 22	struje i b) harmonijski spektar regulirane struje	
Slika 5.32.	Uvečan prikaz fazne struje statora u stacionarnom stanju – priključeno trošilo $R_{dc} = 220 \ \Omega$ (Eksperiment 3): a) valni oblici referentne)
	i regulirane struje i b) harmonijski spektar regulirane struje	118
Slika 5.33.	Ovisnost korisnosti sustava o otporu trošila: $U_{dc} = 300 V i$	
	n = 1200 o/min.	119
Slika 5.34.	Ovisnost korisnosti sustava o naponu na trošilu: $n = 1200$ o/min i $R_{dc} = 220 \Omega$	119
Slika 5.35.	Ovisnost korisnosti sustava o brzini vrtnje rotora: $R_{dc} = 220 \Omega i$	
	$U_{dc} = 300 \ V.$	120
Slika 5.36.	Utjecaj pogreške u orijentaciji koordinatnog sustava na valni	
	oblik fazne struje statora: a) uračunati gubici u željezu i	
	b) zanemareni gubici u željezu	120
Slika 6.1.	Raspodjela gubitaka asinkronog generatora u ovisnosti o iznosu	
	magnetskog toka rotora	126
Slika 6.2.	Simulacijski odzivi a) referentnog magnetskog toka rotora i	
	b) mehaničke snage generatora za: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V}$	
	$i R_{dc} = 220 \Omega$	129
Slika 6.3.	Simulaciiski odzivi a) struie magnetizirania i d komponenti struie	
	statora, te b) a komponenti struje statora za: $n = 900 \text{ o/min}$.	
	$u^* = 300 V i R_{d_2} = 220 \Omega$	130
Sliba 6 1	u_{dc} 500 , r_{lac} 220 22	150
Siika 0.4.	Simulacijski odzivi a) međulnauklivilela i b) olpora gubilaka u $\frac{1}{2}$	120
	$zeljezu za: n = 900 o/min, u_{dc} = 300 V i R_{dc} = 220 \Omega$	130
Slika 6.5.	Simulacijski odzivi a) referentnog magnetskog toka rotora i	
	b) mehaničke snage generatora za: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V}$	
	$i R_{dc} = 220 \ \Omega$	132
Slika 6.6.	Simulacijski odzivi a) struje magnetiziranja i d komponenti	
	struje statora, te b) q komponenti struje statora za:	
	$n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	132
Slika 6.7.	Simulaciiski odzivi a) međuinduktiviteta i h) otpora gubitaka u	
	$z_{i} = 1200 \text{ o/min } u^* = 350 \text{ V i } R_{\perp} = 220 \text{ O}$	133
Cliber 6 0	$V_{a} = v_{a} + v_{a} + v_{c} + v_{c$	155
SIIKA 0.8.	Romponenie vektora utancenog magnetskog toka rotora za:	100
Slika 6.0	u) primjer 1 i U) primjer 2 Simulacijski mjeno odvođeni optimalni vefeventni izvosi	133
ыка 0.9.	Simulucijski ručno odredeni oplimalni rejerenini iznosi magnatskog toka votova: a) $n = 000 \text{ g/min}$ b) $n = 1200 \text{ g/min}$	
	magnelskog loka rolora. a) n - 900 0/min, b) n - 1200 0/mini c) n = 1500 0/min	125
	<i>i cj n =</i> 1500 0/ <i>min</i>	133

Slika 6.10.	Eksperimentalni odzivi a) referentnog magnetskog toka rotora i
	b) mehaničke snage generatora za: n = 900 o/min, u_{dc}^* = 300 V i
	$R_{dc} = 220 \ \Omega.$
Slika 6.11.	Eksperimentalni odzivi a) struje magnetiziranja i d komponenti
	struje statora, te b) q komponenti struje statora za:
	$n = 900 \text{ o/min}, \ u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \ \Omega137$
Slika 6.12.	Eksperimentalni odzivi a) međuinduktiviteta i b) otpora gubitaka
	$u \check{z}eljezu za: n = 900 o/min, u_{dc}^* = 300 V i R_{dc} = 220 \Omega137$
Slika 6.13.	Eksperimentalni odzivi a) referentnog magnetskog toka rotora i
	b) mehaničke snage generatora za: $n = 1200$ o/min,
	$u_{dc}^* = 350 \ V i R_{dc} = 220 \ \Omega.$
Slika 6.14.	Eksperimentalni odzivi a) struje magnetiziranja i d komponenti
	struje statora, te b) q komponenti struje statora za:
	$n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega139$
Slika 6.15.	Eksperimentalni odzivi a) međuinduktiviteta i b) otpora gubitaka
	<i>u željezu za:</i> $n = 1200 \text{ o/min, } u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega139$
Slika 6.16.	Eksperimentalni ručno određeni optimalni referentni iznosi
	magnetskog toka rotora: a) $n = 900 \text{ o/min, b}$ $n = 1200 \text{ o/min}$
	i c) n = 1500 o/min140
Slika 6.17.	Maksimalna korisnost u ovisnosti o iznosu trošila pri brzini
	$n = 900 \text{ o/min: a)} u_{dc}^* = 200 \text{ V, b)} u_{dc}^* = 250 \text{ V i c)} u_{dc}^* = 300 \text{ V}142$
Slika 6.18.	Maksimalna korisnost u ovisnosti o iznosu trošila pri brzini
	$n = 1200 \text{ o/min: a)} u_{dc}^* = 250 \text{ V, b)} u_{dc}^* = 300 \text{ V i c)} u_{dc}^* = 350 V$
Slika 6.19.	Maksimalna korisnost u ovisnosti o iznosu trošila pri brzini
	$n = 1500 \text{ o/min: a)} u_{dc}^* = 300 \text{ V i b)} u_{dc}^* = 350 \text{ V} \dots 144$
Slika 6.20.	Blokovska shema neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora 146
Slika 6.21.	Funkcije pripadnosti varijabli neizrazitog regulatora magnetskog
	toka rotora: a) promjena mehaničke snage generatora, b) predznak
	korekcije referentnog iznosa magnetskog toka rotora i
C1:1 (22	c) korekcija referentnog iznosa magnetskog toka rotora
Slika 6.22.	Shema sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uracunatim
	guoicimu u zeijezu i s opiimizucijom rejereninog iznosu magneiskog toka rotora pri konstantnoj brzini vrtnje generatora i snazi tročila 148
Slika 6 23	Simulaciiski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s
577707 0.20	optimizacijom referentnog iznosa magnetskog toka rotora pri
	konstantnoj brzini vrtnje generatora i snazi trošila: a) cijeli sustav
	<i>i b) unutrašnjost podsustava - PH-PP</i> 149
Slika 6.24.	Početni prozor fis-fajla neizrazitog regulatora magnetskog toka
	rotora u MATLAB-u
Slika 6.25.	3-D površina djelovanja neizrazitog regulatora magnetskog toka
	rotora u MATLAB-u151

Slika 6.26.	Simulacijski odzivi referentne i regulirane fazne struje SEIG-a u	
	praznom hodu pri n = 1200 o/min i u_{dc}^* = 350 V: a) Ψ_r^* = 0,78 Wb	
	<i>i b)</i> $\Psi_r^* = 0.82 \text{ Wb}$	154
Slika 6.27.	Novi gornji rubovi područja optimizacije određeni za n = 1200 o/min: a) simulacije i b) eksperimenti	155
Slika 6.28.	Simulacijski odzivi referentnog i reguliranog napona na trošilu za	
	dovoljno magnetizirani SEIG ($\Psi_r^* = 0,78$ Wb) i nedovoljno	
	magnetizirani SEIG ($\Psi_r^* = 0,48$ Wb): $n = 1200$ o/min, $u_{dc}^* = 350$ V	
	$i R_{dc} = 10^{12} \Omega \rightarrow 155 \Omega.$	156
Slika 6.29.	Simulacijski odzivi fazne struje statora SEIG-a za parametre	
	$n = 1200 \text{ o/min}, \ u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 10^{12} \ \Omega \rightarrow 155 \ \Omega$:	
	a) $\Psi_r^* = 0.78 \ Wb \ i \ b) \ \Psi_r^* = 0.48 \ Wb \dots$	157
Slika 6.30.	Novi donji rubovi područja optimizacije određeni za	
	n = 1200 o/min: a) simulacije, b) eksperimenti	158
Slika 6.31.	Iznos radnog otpora trošila za prvi simulacijski primjer:	
	$n = 900 \text{ o/min}, \ u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \ \Omega$	159
Slika 6.32.	Simulacijski odzivi referentnog magnetskog toka rotora i korekcije	
	iznosa referentnog magnetskog toka rotora za prvi primjer:	
	$n = 900 \text{ o/min}, \ u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \ \Omega$	159
Slika 6.33.	Simulacijski odziv mehaničke snage generatora za prvi primjer:	
	$n = 900 \text{ o/min}, \ u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \ \Omega$	159
Slika 6.34.	Simulacijski odzivi referentnog i reguliranog napona na trošilu za	
	prvi primjer: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V} \text{ i } R_{dc} = 220 \Omega$	160
Slika 6.35.	Iznos radnog otpora trošila za drugi simulacijski primjer:	
	$n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	161
Slika 6.36.	Simulacijski odzivi referentnog magnetskog toka rotora i korekcije	
	iznosa referentnog magnetskog toka rotora za drugi primjer:	
	$n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	161
Slika 6.37.	Simulacijski odziv mehaničke snage generatora za drugi primjer:	
	$n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	161
Slika 6.38.	Simulacijski odzivi referentnog i reguliranog napona na trošilu za	
	drugi primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	162
Slika 6.39.	Simulacijski određeni referentni iznosi magnetskog toka rotora –	
	ručno (isprekidane linije) i automatski (pune linije):	
	a) $n = 900 \text{ o/min}$, b) $n = 1200 \text{ o/min}$ i c) $n = 1500 \text{ o/min}$	163
Slika 6.40.	Model optimizacijskog algoritma u programskom paketu MATLAB	
	Simulink za implementaciju u digitalni signal procesor:	
	cijeli algoritam i b) dio algoritma za izračun otpora trošila	
	unutar podsustava – dSpace pretvorba	164

Slika 6.41.	Izračunati iznos radnog otpora trošila za prvi eksperimentalni	
	primjer: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	166
Slika 6.42.	Eksperimentalni odzivi referentnog magnetskog toka rotora i	
	korekcije iznosa referentnog magnetskog toka rotora za prvi	
	primjer: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	166
Slika 6.43.	Eksperimentalni odziv mehaničke snage generatora za prvi	
	primjer: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	166
Slika 6.44.	Eksperimentalni odzivi referentnog i reguliranog napona na trošilu	
	<i>za prvi primjer:</i> $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	167
Slika 6.45	Izračunati iznos radnog otpora trošila za drugi eksperimentalni	
511100 0. 10.	primier: $n = 1200 \text{ o/min } u^* = 350 \text{ V i } R_{\perp} = 220 \text{ O}$	168
Sliba 6 16	Ekan anim antalui a d-ini nafanantu az magnatakaz taka natang i	100
Siika 0.40.	Eksperimeniaini oazivi rejereninog magnetskog toka rotora i	
	korekcije iznosa rejereninog magnetskog toka rotoru za urugi	1(0
	primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc} = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	168
Slika 6.47.	Eksperimentalni odziv mehaničke snage generatora za drugi	
	primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	169
Slika 6.48.	Eksperimentalni odzivi referentnog i reguliranog napona na trošilu	
	za drugi primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$	169
Slika 6 49	Eksperimentalno određeni referentni iznosi magnetskog toka	
	rotora – ručno (isprekidane linije) i automatski (pune linije):	
	a) $n = 900 \text{ o/min}$, b) $n = 1200 \text{ o/min}$ i c) $n = 1500 \text{ o/min}$	170
Slika 6.50.	Svojstveni koeficijent u ovisnosti o omjeru brzina (parametar je	
	kut zakreta lopatica)	172
Slika 6.51.	Karakteristike ovisnosti mehaničke snage SEIG-a o brzini vrtnje	
	za različite brzine vjetra	173
Slika 6.52.	Svojstveni koeficijent u funkciji omjera brzina za vjetroturbinu	
	snage 1,5 kW	176
Slika 6.53.	Shema sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim	
	gubicima u željezu i s optimizacijom brzine vrtnje generatora pri	
	promjenjivoj snazi trošila	178
Slika 6.54.	Promjena položaja radne točke na karakteristici mehaničke snage	
	vjetroturbine tijekom procesa optimizacije brzine vrtnje	179
Slika 6.55.	Promjene iznosa napona na trošilu, snage na trošilu i brzine vrtnje	
	generatora tijekom procesa optimizacije brzine vrtnje generatora	179
Slika 6.56.	Generiranje referentnog iznosa magnetskog toka rotora primjenom	
	3-D pregledne tablice	180
Slika 6.57.	Shema sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim	
	gubicima u željezu i s optimizacijom brzine vrtnje generatora i	
	referentnog iznosa magnetskog toka rotora pri promjenjivoj	
	snazi trošila	181

Slika 6.58.	<i>Generiranje brzine vrtnje generatora primjenom 2-D pregledne tablice</i>	183
Slika 6.59.	Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s optimizacijom brzine vrtnje generatora i referentnog iznosa	
	magnetskog toka rotora pri promieniivoi snazi trošila:	
	a) ciieli sustav i b) unutrašniost podsustava – Vietroturhina	184
Slika 6.60	Model optimizacijskog algoritma u programskom paketu MATLAB Simulink za implementaciju u digitalni signal procesor: a) cijeli	
	algoritam, b) unutrašnjost podsustava - udc_ref i c) unutrašnjost	
	podsustava - psi_ref	186
Slika 6.61.	Simulacijski odzivi: a) otpora trošila i b) brzine vjetra	187
Slika 6.62.	Simulacijski odzivi: a) referentnog iznosa magnetskog toka rotora, b) brzine vrtnje generatora, c) napona na trošilu i d) mehaničke	
	snage generatora	188
Slika 6.63.	Eksperimentalni odzivi: a) otpora trošila i b) brzine vjetra	192
Slika 6.64.	Eksperimentalni odzivi: a) referentnog iznosa magnetskog toka rotora, b) brzine vrtnje generatora, c) napona na trošilu i	
	d) mehaničke snage generatora	193
Slika 7.1.	Osnovna topologija trofaznog PWM usmjerivača u sustavu vektorske regulacije SEIG-a	196
Slika 7.2.	Osnovni princip histerezne regulacije struje u jednoj fazi:	
	a) struktura histereznog struinog regulatora i h) valni ohlik	
	histerezno regulirane fazne struje i logička sklopna stanja	200
Slika 7.3.	Primjer povezanosti između iznosa strujne pogreške, smjera fazne struje, iznosa upravljačkog signala za gornji IGBT tranzistor i gubitaka gornjeg para IGBT-dioda: a) vođenje D_2 , b) uklapanje T_1 , c) vođenje T_1 , d) isklapanje T_1 , e) promjena smjera struje	
	f) uklapanie $D_1 = \alpha$) vođenje D_1 i h) isklapanie D_1	203
Slika 7.4.	Izračunati gubici na IGBT tranzistoru i porednoj diodi u ovisnosti o otnoru trošila (n = 1200 o/min i $u_{\perp} = 350 V$): a) gubici vođenja	205
	i h) sklopni gubici	208
Slika 7 5	Fazna struia, unravliački impulsi i energije guhitaka na IGRT	200
51114 7.3.	tranzistoru i porednoj diodi tijekom jednog perioda (n = 1200 o/min, $u_{dc} = 350 V i R_{dc} = 220 \Omega$): a) valni oblici referentne i stvarne	
	fazne struje i b) impulsi i energije gubitaka	210
Slika 7.6.	Ovisnost gubitaka PWM usmjerivača o otporu trošila (parametar je napon trošila): a) n = 900 o/min, b) n = 1200 o/min i	
	c) $n = 1500 \text{ o/min}$	211
Slika 7.7.	Korisnost sustava vektorske regulacije SEIG-a u funkciji otpora trošila pri brzini vrtnje n = 900 o/min: a) $U_{dc} = 200 V$,	
	b) $U_{dc} = 250 V i c$) $U_{dc} = 300 V$	214
Slika 7.8.	Korisnost sustava vektorske regulacije SEIG-a u funkciji otpora trošila pri brzini vrtnje n = 1200 o/min: a) $U_{dc} = 250 V$.	
	b) $U_{dc} = 300 V i c$) $U_{dc} = 350 V$	215

Slika 7.9.	Korisnost sustava vektorske regulacije SEIG-a u funkciji otpora	
	trošila pri brzini vrtnje n = 1500 o/min: a) U_{dc} = 300 V i	
	b) $U_{dc} = 350 \ V$	216
Slika D.1.	Energije uklapanja (E_{on}) i isklapanja (E_{off}) IGBT tranzistora u	
	funkciji struje kolektora (I _C)	227
Slika D.2.	Energija isklapanja poredne diode (E_{offD}) u funkciji struje kroz	
	diodu (I _F)	227
Slika D.3.	Izlazne karakteristike IGBT tranzistora za $t_p = 80 \ \mu s$ (vrijeme	
	vođenja) i $T_j = 125 \ ^{\circ}C$ (temperatura poluvodiča)	
Slika D.4.	Izlazne karakteristike poredne diode	

POPIS OZNAKA

С	kapacitet kondenzatora
C_{min}	minimalni kapacitet uzbudnog kondenzatora
E_D	ukupna energija gubitaka poredne diode
$E_{D,ISK}$	energija isklapanja poredne diode
$E_{D,SKL}$	sklopna energija poredne diode
$E_{D,VOD}$	energija vođenja poredne diode
E_s	elektromotorna sila statora
E_T	ukupna energija gubitaka IGBT tranzistora
$E_{T,ISK}$	energija isklapanja IGBT tranzistora
$E_{T,SKL}$	sklopna energija IGBT tranzistora
E _{T, VOĐ}	energija vođenja IGBT tranzistora
$E_{T,UKL}$	energija uklapanja IGBT tranzistora
Η	širina pojasa histereznog strujnog regulatora
I_C	struja kondenzatora, struja kolektora IGBT tranzistora
I_D	struja poredne diode
I_m	struja magnetiziranja asinkronog stroja
I_{m0}	struja magnetiziranja asinkronog stroja u praznom hodu
I_{Rm}	struja gubitaka u željezu asinkronog stroja
I_{Rm0}	struja gubitaka u željezu asinkronog stroja u praznom hodu
I_0	struja statora asinkronog stroja u praznom hodu
K_{iz}	izlazni faktor skaliranja neizrazitog regulatora toka
K _{rα}	početni inducirani napon duž osi α stacionarnog koordinatnog sustava
	uslijed remanentnog magnetskog toka u rotoru asinkronog stroja
$K_{r\beta}$	početni inducirani napon duž osi β stacionarnog koordinatnog sustava
	uslijed remanentnog magnetskog toka u rotoru asinkronog stroja
K_u	proporcionalno pojačanje PI regulatora istosmjernog napona na trošilu
K_{ul}	ulazni faktor skaliranja neizrazitog regulatora toka
K_{ω}	proporcionalno pojačanje PI regulatora brzine vrtnje asinkronog stroja
L_m	međuinduktivitet asinkronog stroja
L_m^n	nazivni (nezasićeni) međuinduktivitet asinkronog stroja
L_r	ukupni induktivitet rotora asinkronog stroja
L_s	ukupni induktivitet statora asinkronog stroja
$L_{\sigma r}$	rasipni induktivitet rotora asinkronog stroja
$L_{\sigma s}$	rasipni induktivitet statora asinkronog stroja
M_e	elektromagnetski moment asinkronog stroja
M _{en}	nazivni elektromagnetski moment asinkronog stroja
M_t	okretni moment vjetroturbine
P_{Cu}	gubici u bakru asinkronog stroja
P_{dc}	električna snaga istosmjernog trošila
P_e	električna snaga asinkronog stroja

P_{Fe}	gubici u željezu asinkronog stroja
P_{iz}	izlazna snaga PWM usmjerivača
P_m	mehanička snaga asinkronog stroja
P_t	mehanička snaga vjetroturbine
P_{ul}	ulazna snaga PWM usmjerivača
P_0	aerodinamička snaga vjetra
Q_C	kapacitivna jalova snaga kondenzatora
\tilde{Q}_0	jalova snaga asinkronog stroja u praznom hodu
R_{dc}	otpor istosmjernog radnog trošila
R_G	radni otpor geita IGBT tranzistora
R_m	radni otpor gubitaka u željezu asinkronog stroja
R_{mr}	radni otpor gubitaka u željezu rotora asinkronog stroja
R_{ms}	radni otpor gubitaka u željezu statora asinkronog stroja
R_r	radni otpor rotorskog namota asinkronog stroja
R_s	radni otpor statorskog namota asinkronog stroja
R_{sT}	Theveninov ekvivalent radnog otpora statora asinkronog stroja
S_a	logičko sklopno stanje gornjeg IGBT tranzistora u fazi <i>a</i> PWM usmjerivača
S_b	logičko sklopno stanje gornjeg IGBT tranzistora u fazi b PWM usmjerivača
S_c	logičko sklopno stanje gornjeg IGBT tranzistora u fazi c PWM usmjerivača
S_d	logičko sklopno stanje donjeg IGBT tranzistora u jednoj od grana PWM
	usmjerivača
S_g	logičko sklopno stanje gornjeg IGBT tranzistora u jednoj od grana PWM
0	usmjerivača
Т	temperatura zraka
T_j	temperatura poluvodiča
T_r	vremenska konstanta rotora asinkronog stroja
T_s	vrijeme uzorkovanja
T_u	vremenska konstanta PI regulatora istosmjernog napona na trošilu
T_{ω}	vremenska konstanta PI regulatora brzine vrtnje asinkronog stroja
U_{ab}	linijski napon statora asinkronog stroja
U_b	napon baterije u istosmjernom krugu
U_C	napon kondenzatora
U_{CE}	napon između kolektora i emitera IGBT tranzistora
U_D	napon poredne diode
U_{dc}	istosmjerni napon trošila
U_{GE}	napon između geita i emitera IGBT tranzistora (upravljački napon)
U_0	fazni napon na stezaljkama asinkronog stroja u praznom hodu
U_{rem}	fazni napon na stezaljkama statora asinkronog stroja induciran uslijed
	remanentnog magnetskog toka u rotoru
U_s	fazni napon statora asinkronog stroja
$X_{\sigma s}$	rasipna reaktancija statora asinkronog stroja
X_m	glavna reaktancija statora asinkronog stroja
X_s	ukupna reaktancija statora asinkronog stroja

c_p	svojstveni koeficijent (aerodinamička iskoristivost)
f_s	frekvencija statorskih veličina
f _{skl}	sklopna frekvencija PWM usmjerivača
h	nadmorska visina
$i_{c\alpha}, i_{c\beta}$	komponente vektora struje uzbudnog kondenzatora u stacionarnom
	koordinatnom sustavu
<i>i_{dc}</i>	trenutna vrijednost istosmjerne struje trošila
$i_{L\alpha}, i_{L\beta}$	komponente vektora struje rasipnog induktiviteta statora asinkronog stroja u
	stacionarnom koordinatnom sustavu
i _{md} , i _{mq}	komponente vektora struje magnetiziranja asinkronog stroja u sinkrono
	rotirajućem koordinatnom sustavu
$i_{m\alpha}, i_{m\beta}$	komponente vektora struje magnetiziranja asinkronog stroja u stacionarnom
·	koordinatnom sustavu
i _{ras}	struja rasprezanja
i _{rd} , i _{rq}	komponente vektora struje rotora asinkronog stroja u sinkrono rotirajućem
1	koordinatnom sustavu
i _{Rmd} , i _{Rmq}	komponente vektora struje gubitaka u željezu asinkronog stroja u sinkrono
1	rotirajućem koordinatnom sustavu
i _{Rma} , i _{Rmβ}	komponente vektora struje gubitaka u željezu asinkronog stroja u
· •	stacionarnom koordinatnom sustavu
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	komponente vektora struje rotora asinkronog stroja u stacionarnom
	koordinatnom sustavu
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	komponente vektora struje statora asinkronog stroja u trofaznom
	koordinatnom sustavu
i_{sd}, i_{sq}	komponente vektora struje statora asinkronog stroja u sinkrono rotirajućem
	koordinatnom sustavu
i_{sTa}, i_{sTB}	Theveninov ekvivalent komponenti vektora struje statora asinkronog stroja
5100) 51p	u stacionarnom koordinatnom sustavu
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	komponente vektora struje statora asinkronog stroja u stacionarnom
	koordinatnom sustavu
$i_{T\alpha}, i_{T\beta}$	komponente vektora struje trošila u stacionarnom koordinatnom sustavu
$k_{\rm w}$	faktor toka
m_e	trenutna vrijednost elektromagnetskog momenta asinkronog stroja
n	mehanička brzina vrtnje rotora asinkronog stroja
n_t	mehanička brzina vrtnje rotora vjetroturbine
p	broj pari polova asinkronog stroja
p _e	trenutna vrijednost električne snage asinkronog stroja
\mathcal{D}_m	trenutna vrijednost elektromagnetskog momenta asinkronog stroja
s	klizanje asinkronog stroja, kompleksna varijabla Laplaceove transformacije
t	vrijeme
-	
t_d	mrtvo vrijeme IGBT tranzistora
t_d	mrtvo vrijeme IGBT tranzistora vrijeme smirivanja
t _d t _s Vca. Uc ^B	mrtvo vrijeme IGBT tranzistora vrijeme smirivanja komponente vektora napona uzbudnog kondenzatora u stacionarnom

u_{dc}	trenutna vrijednost istosmjernog napona trošila
u_{dc0}	početna vrijednost istosmjernog napona trošila
u_{rd}, u_{rq}	komponente vektora napona rotora asinkronog stroja u sinkrono rotirajućem koordinatnom sustavu
u_{sd}, u_{sq}	komponente vektora napona statora asinkronog stroja u sinkrono
-	rotirajućem koordinatnom sustavu
$u_{sT\alpha}, u_{sT\beta}$	Theveninov ekvivalent komponenti vektora napona statora asinkronog stroja
	u stacionarnom koordinatnom sustavu
u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}	komponente vektora napona statora asinkronog stroja u trofaznom
	koordinatnom sustavu
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	komponente vektora napona statora asinkronog stroja u stacionarnom
	koordinatnom sustavu
$u_{s\alpha o}, u_{s\beta o}$	početna vrijednost komponenti vektora napona statora asinkronog stroja u
	stacionarnom koordinatnom sustavu
$u_{T\alpha}, u_{T\beta}$	komponente vektora napona trošila u stacionarnom koordinatnom sustavu
v_v	brzina vjetra
x	faktor magnetiziranja
β	kut zakreta lopatica vjetroturbine
η	korisnost
θ	kut zakreta rotora asinkronog stroja
θ_r	kut rotorskih veličina asinkronog stroja
Θ_s	kut statorskih veličina asinkronog stroja
$\Theta_{\overline{\psi}_r}$	kut vektora ulančenog magnetskog toka rotora asinkronog stroja
$\theta_{\overline{\psi}_s}$	kut vektora ulančenog magnetskog toka statora asinkronog stroja
λ	omjer obodne brzine rotora vjetroturbine i brzine vjetra
ρ	gustoća zraka
σ	faktor rasipanja
Ψ_m	iznos vektora glavnog magnetskog toka asinkronog stroja
Ψr	iznos vektora ulančenog magnetskog toka rotora asinkronog stroja
$\overline{\Psi}_r$	vektor ulančenog magnetskog toka rotora asinkronog stroja
Ψ_{rd}, Ψ_{rq}	komponente vektora ulančenog magnetskog toka rotora asinkronog stroja u
	sinkrono rotirajućem koordinatnom sustavu
$\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$	komponente vektora ulančenog magnetskog toka rotora asinkronog stroja u stacionarnom koordinatnom sustavu
Ψ <i>rao</i> , Ψ <i>r</i> βo	početne vrijednosti komponenti vektora ulančenog magnetskog toka rotora
	asinkronog stroja u stacionarnom koordinatnom sustavu
Ψ_s	iznos vektora ulančenog magnetskog toka statora asinkronog stroja
$\overline{\Psi}_s$	vektor ulančenog magnetskog toka statora asinkronog stroja
Ψ_{sd}, Ψ_{sq}	komponente vektora ulančenog magnetskog toka statora asinkronog stroja u sinkrono rotirajućem koordinatnom sustavu

ψ _{sα} , ψ _{sβ}	komponente vektora ulančenog magnetskog toka statora asinkronog stroja u
	stacionarnom koordinatnom sustavu
ω	kutna brzina vrtnje rotora asinkronog stroja
ω_a	proizvoljna kutna brzina vrtnje sinkrono rotirajućeg koordinatnog sustava
ω_r	kutna brzina vrtnje rotorskih veličina asinkronog stroja
ω_s	kutna brzina vrtnje statorskih veličina asinkronog stroja
ω_t	kutna brzina vrtnje rotora vjetroturbine

1. UVOD

Asinkroni strojevi su danas vrlo zastupljeni u industriji i općenito u elektroenergetskim sustavima. Pritom, otprilike 90 % proizvedenih asinkronih strojeva otpada na kavezne asinkrone strojeve, a tek oko 10 % na klizno kolutne pa se u disertaciji pod asinkronim strojem podrazumijeva kavezni asinkroni stroj, osim ako nije drukčije naglašeno. U industriji su naročito zastupljeni asinkroni motori te im se u Europi udio procjenjuje na 96 % (oko 4 % otpada na istosmjerne motore), dok od svih izmjeničnih motora čak 87 % otpada na trofazne asinkrone motore [1]. Međutim, u posljednje vrijeme, u elektroenergetskim sustavima sve više na važnosti dobivaju i trofazni asinkroni generatori, a razlog za to su njihova brojna dobra svojstva, od kojih mnoga ujedno predstavljaju komparativne prednosti u usporedbi s drugim tipovima električnih generatora. Neka od tih svojstava su: pouzdanost, niska cijena, male dimenzije i masa po kilovatu nazivne snage, jednostavan princip rada koji se temelji na elektromagnetskoj indukciji (odatle engleski naziv: *induction generator*), zatim sposobnost generiranja električne energije pri različitim brzinama vrtnje rotora i odsustvo četkica, čime se omogućuje jednostavno održavanje i rad u zapaljivim i eksplozivnim okružjima.

Za razliku od klasičnih sinkronih generatora, asinkroni generatori imaju sposobnost samouzbude, tj. magnetiziranja bez vanjskog izvora jalove energije. Iako je ova sposobnost asinkronih generatora poznata još od tridesetih godina dvadesetog stoljeća [2, 3], sve donedavno nije postojao način za njenu učinkovitu primjenu u elektroenergetskim sustavima. Međutim, pojava komercijalnih IGBT tranzistora polovinom osamdesetih godina dvadesetog stoljeća, koji su u pretvaračima malih i srednjih snaga s visokom sklopnom frekvencijom gotovo u potpunosti zamijenili do tada dominantne bipolarne i MOSFET tranzistore [4], omogućila je rapidni napredak pretvarača energetske elektronike namijenjenih za upravljanje asinkronim strojevima. Napredak ovih pretvarača te mikrokontrolera za upravljanje radom poluvodičkih sklopki pretvarača, praćen osjetnim sniženjem njihove cijene, omogućio je učinkovitu primjenu asinkronih generatora u elektroenergetskim sustavima s pogonskim strojevima promjenjive brzine vrtnje, poput vjetroturbina ili hidroturbina, kako u radu na glavnoj elektroenergetskoj mreži tako i u radu na vlastitoj mreži, gdje nije dostupna jalova energija iz glavne elektroenergetske mreže.

Asinkroni generator u radu na vlastitoj mreži i s kapacitivnom uzbudom realiziranom u vidu kondenzatora priključenih na stezaljke statora, direktno ili preko pretvarača

energetske elektronike, naziva se samouzbudni asinkroni generator (u nastavku: *SEIG* - od engl. *Self-Excited Induction Generator*). Zbog relativno jednostavne izvedbe i održavanja te relativno niske cijene, SEIG danas predstavlja vrlo popularno rješenje za opskrbu električnom energijom onih područja do kojih proširenje glavne elektroenergetske mreže nije ekonomski isplativo (npr. za opskrbu električnom energijom rijetko naseljenih i/ili vrlo udaljenih seoskih gospodarstava ili otoka, telekomunikacijskih antenskih stupova i sl.), naročito u području snaga do 15 kW [5]. Popularnosti SEIG-a doprinosi i činjenica da se uglavnom vezuju uz obnovljive izvore energije (npr. uz energiju vjetra) kojima se danas pridaje veliki značaj s obzirom na rapidno iskorištavanje dostupnih fosilnih goriva i s tim povezano onečišćenje okoliša [6-9]. O aktualnosti istraživanja vezanih uz SEIG svjedoči tendencija porasta broja objavljenih znanstvenih publikacija iz ovog područja. Na slici 1.1 prikazan je ukupan broj objavljenih radova iz ovog područja u razdoblju između 1991. i 2010. godine prema rezultatima pretraživanja dviju relevantnih znanstvenih baza: IEEE [10] i EBSCO [11].

Osim navedenih prednosti, SEIG ima značajan nedostatak u vidu ovisnosti amplitude i frekvencije generiranog napona o: brzini vrtnje rotora, priključenoj kapacitivnoj uzbudi, priključenom trošilu i parametrima stroja. Upravo ovaj nedostatak je dugo vremena onemogućavao širu praktičnu primjenu SEIG-a. Međutim, danas postoji niz rješenja za kompenzaciju ovog nedostatka.



Slika 1.1. Ukupan broj objavljenih znanstvenih radova iz područja SEIG-a (IEEE i EBSCO)

Regulaciju generiranog napona SEIG-a moguće je ostvariti odgovarajućom regulacijom kapacitivne uzbude, koja se može izvoditi kontinuirano ili u diskretnim koracima, a za tu namjenu su u literaturi predloženi različiti sustavi skalarne [12-16] i vektorske regulacije [17-29]. Danas se, međutim, dominantno primjenjuju sustavi vektorske regulacije i to zbog mogućnosti nezavisne regulacije jalove i radne snage te superiorne dinamike u odnosu na sustave skalarne regulacije. Najčešća izvedba sustava vektorske regulacije SEIG-a je ona s elektrolitičkim uzbudnim kondenzatorom i trofaznim pulsno-širinski upravljanim (u nastavku: PWM od engl. Pulse Width Modulation) usmjerivačem s IGBT tranzistorima [17, 18, 20-24, 28]. U takvim se sustavima kao cilj obično postavlja regulacija istosmjernog napona na kondenzatoru, čime se osigurava konstantna amplituda generiranog napona i omogućuje priključak pogonskog stroja promjenjive brzine vrtnje. Budući da u tom slučaju napon statora ima valni oblik sa značajnim udjelom visokih harmonika te mu frekvencija značajno varira s brzinom vrtnje rotora SEIG-a i priključenim opterećenjem, nije ga moguće koristiti za napajanje izmjeničnih trošila priključenih izravno na stezaljke statora bez da se osigura regulacija frekvencije i kompenzacija harmonijskog izobličenja [16, 30, 31]. S druge strane, regulirani istosmjerni napon na kondenzatoru se može iskoristiti za izravno napajanje istosmjernih trošila (npr. za punjenje baterija, grijanje prostorija i/ili vode, napajanje telekomunikacijskih antenskih stupova i sl.), pri čemu se referentni iznos napona može proizvoljno zadati i mijenjati tijekom rada te tako prilagoditi potrebama trošila. Druga varijanta je da se regulirani istosmjerni napon na kondenzatoru pomoću dodatnog izmjenjivača pretvori u izmjenični napon s amplitudom i frekvencijom prilagođenim potrebama izmjeničnog trošila priključenog na izlazu izmjenjivača. U disertaciji se, međutim, neće razmatrati izvedbe sustava vektorske regulacije SEIG-a za napajanje izmjeničnih trošila, već isključivo izvedba za napajanje istosmjernog trošila priključenog paralelno elektrolitičkom uzbudnom kondenzatoru.

Zajednička značajka matematičkih modela i algoritama vektorske regulacije SEIG-a koji se mogu naći u relevantnoj znanstvenoj literaturi je ili potpuno zanemarenje gubitaka u željeznoj jezgri statora i rotora stroja (u nastavku: *gubici u željezu*) [12, 13, 17-22, 32, 33] ili njihovo pojednostavljeno modeliranje [23, 34-36]. Imajući u vidu činjenice da gubici u željezu ovise o frekvenciji statorskih veličina (u nastavku: *frekvencija statora*) i razini magnetiziranja te da ove dvije veličine mogu kod SEIG-a značajno varirati, oba navedena pristupa nedvojbeno unose pogrešku u procjeni korisnosti SEIG-a. Pogreška je naročito izražena kod asinkronih strojeva manjih snaga ($P_n < 15$ kW), kod kojih su inače gubici više izraženi u odnosu na generatore srednjih i većih snaga (tj. imaju manju korisnost) [37]. Ovo je važno napomenuti jer je u disertaciji u sklopu analize rada SEIG-a korišten asinkroni stroj koji spada u skupinu strojeva manjih snaga (dodatak A). Nadalje, iz literature je poznato da pri nazivnim iznosima magnetskog toka i brzine vrtnje rotora korisnost asinkronog stroja standardne izvedbe opada sa smanjenjem momenta tereta, s tim da se najveća korisnost obično može zabilježiti pri momentu koji je otprilike 10 % manji od nazivnog [38-40]. U disertaciji je ispitan utjecaj momenta tereta na korisnost SEIG-a, s naglaskom na određivanje i optimizaciju udjela gubitaka u željezu u ukupnim gubicima stroja. Konačno, u radovima [41-44] utvrđeno je da zanemarenje gubitaka u željezu može rezultirati pogreškama u orijentaciji koordinatnog sustava kod vektorske regulacije asinkronih motora pa je opravdano pretpostaviti da takva mogućnost postoji i u generatorskim režimima rada. Ova pretpostavka je u disertaciji ispitana na primjeru SEIG-a.

Općenito govoreći, postojanje gubitaka u SEIG-u rezultira smanjenjem korisnosti te smanjenjem amplitude i frekvencije generiranog napona. Gubici asinkronog stroja mogu se podijeliti na gubitke u namotima statora i rotora (u nastavku: *gubici u bakru*), gubitke u željezu, mehaničke gubitke zbog ventilacije i trenja u ležajevima (u nastavku: *mehanički gubici*) te dodatne gubitke, u koje spadaju svi oni gubici koji se ne mogu svrstati u ostale navedene kategorije. Na slici 1.2 prikazana je uobičajena raspodjela gubitaka u asinkronom stroju [45], a raspodjela gubitaka u ovisnosti o izlaznoj snazi asinkronog stroja dana je u [46].



Slika 1.2. Raspodjela gubitaka asinkronog stroja

U matematičkim modelima asinkronih strojeva, gubitke u bakru je uobičajeno predstaviti nadomjesnim radnim otporima statora i rotora. Ovi otpori se pritom najčešće modeliraju u vidu konstantnih parametara iako u stvarnosti njihov iznos ovisi o temperaturi namota. Zanemarenje temperaturne ovisnosti otpora može uzrokovati probleme u vektorskoj regulaciji asinkronih strojeva. Primjerice, ako temperaturna ovisnost radnog otpora rotora nije uračunata u modelu asinkronog stroja ili nije kompenzirana u regulacijskom algoritmu, mogu se pojaviti problemi u vidu netočne orijentacije koordinatnog sustava kod sustava vektorske regulacije zasnovanih na ulančenom magnetskom toku rotora.

Gubici u željezu se, radi jednostavnosti, najčešće potpuno zanemaruju iako njihov udio u ukupnim gubicima asinkronog stroja može biti znatno veći od onog prikazanog na slici 1.2. Udio gubitaka u željezu je, osim konstrukcijskim značajkama stroja poput širine zračnog raspora ili izvedbe statorskih utora, uvjetovan parametrima radnog režima poput iznosa momenta tereta ili brzine vrtnje rotora. Uz pretpostavku sinusnog valnog oblika struja, iznos gubitaka u željezu određen je amplitudom i frekvencijom magnetskog toka u zračnom rasporu. Unatoč tome, u literaturi je uobičajeno pojednostavljeno prikazivanje gubitaka u željezu, najčešće u vidu konstantnog nadomjesnog radnog otpora [23, 35, 41, 47], ili, rjeđe, u vidu nadomjesnog otpora linearno ovisnog o iznosu napona u zračnom rasporu [32, 34] ili o frekvenciji statora [42, 44, 48, 49]. Ako se želi dobiti točniji uvid u rad SEIG-a, prilikom modeliranja gubitaka u željezu nužno je uzeti u obzir utjecaj kako frekvencije statora tako i amplitude magnetskog toka u zračnom rasporu budući da njihovi iznosi kod SEIG-a mogu nemalo varirati uslijed magnetskog zasićenja željezne jezgre i promjenjive brzine vrtnje pogonskog stroja. Uračunavanjem ovih utjecaja neizbježno se povećava stupanj složenosti modela stroja pa je važno utvrditi optimalan pristup koji bi omogućio čim veću točnost modela uz čim manje povećanje njegove složenosti. Ovo je ujedno jedan od ciljeva disertacije.

Što se tiče mehaničkih i dodatnih gubitaka, oni se u pravilu zanemaruju u modelima asinkronog stroja zbog relativno malog pojedinačnog udjela u ukupnim gubicima stroja (slika 1.2). Mali iznos mehaničkih gubitaka kod asinkronog stroja posljedica je odsustva četkica i bilo kakvog drugog fizičkog kontakta između statora i rotora. Tako, primjerice, udio mehaničkih gubitaka kod asinkronog stroja korištenog u disertaciji iznosi manje od 2 % nazivne snage pri nazivnoj brzini vrtnje (dodatak A), dok je pri manjim brzinama vrtnje udio mehaničkih gubitaka još manji. Naravno, ako su ležajevi neispravni, udio mehaničkih gubitaka može porasti. Udio dodatnih gubitaka obično se kreće između 0,5 % i 1 % nazivne snage asinkronog stroja iako su neka ispitivanja pokazala da može doseći i 3 % [50, 51], što je i dalje zanemariv iznos. S aspekta razvoja sustava vektorske regulacije asinkronog stroja, zanemarenje dodatnih gubitaka je, također, opravdano budući da je u [50] pokazano da je njihov utjecaj na točnost orijentacije pripadajućeg koordinatnog sustava znatno manji od utjecaja gubitaka u željezu, koji nipošto nije zanemariv [41-44].

S obzirom na nedostatke uočene kod postojećih regulacijskih sustava i matematičkih modela SEIG-a, temeljni cilj koji je postavljen prije pristupa izradi doktorske disertacije bio je razvoj dinamičkog modela SEIG-a s uračunatim i optimalno modeliranim gubicima u željezu te razvoj sustava vektorske regulacije koji bi se temeljio na takvom modelu. Razvijeni model i regulacijski sustav trebali bi omogućiti točniju analizu utjecaja gubitaka u željezu na rad SEIG-a i kvalitetniju regulaciju napona SEIG-a u odnosu na postojeće modele i regulacijske sustave. Osim toga, dodatni zahtjevi koji su postavljeni pred razvoj modela i regulacijskog sustava su, u prvom redu, visoka numerička stabilnost i pouzdanost, a zatim i niski računalni zahtjevi te troškovi realizacije sustava.

Doktorska disertacija se sastoji od ukupno osam poglavlja i pet dodataka. U drugom poglavlju opisan je proces magnetiziranja nereguliranog SEIG-a u praznom hodu, uključujući postupak određivanja minimalnog kapaciteta potrebnog za magnetiziranje, te je dan pregled uobičajenih konfiguracija dinamičkih matematičkih modela asinkronog stroja. Poseban naglasak je pritom stavljen na modele s uračunatim gubicima u željezu. Također, predložena su dva nova dinamička modela SEIG-a kod kojih su gubici u željezu uračunati u vidu radnog otpora ovisnog o frekvenciji statora i magnetskom toku u zračnom rasporu. Novi modeli se međusobno razlikuju s obzirom na smještaj otpora gubitaka u željezu u okviru nadomjesne sheme.

U trećem poglavlju, analiziran je utjecaj gubitaka u željezu na rad nereguliranog SEIG-a, na simulacijskoj i eksperimentalnoj razini. U simulacijskom dijelu analize korištene su tri različite konfiguracije dinamičkog matematičkog modela SEIG-a; jedna sa zanemarenim gubicima u željezu (klasična konfiguracija) i dvije s uračunatim gubicima u željezu kakve su predložene u drugom poglavlju. Opravdanost predloženog načina modeliranja gubitaka u željezu SEIG-a u vidu radnog otpora ovisnog o frekvenciji statora i magnetskom toku u zračnom rasporu provjerena je na temelju usporedbe s dva drukčija pristupa koja su uobičajena u literaturi. U svrhu jasnijeg razumijevanja rezultata dobivenih u ovom poglavlju, dan je kratak osvrt na ovisnost raspodjele gubitaka SEIG-a o

čimbenicima poput magnetskog zasićenja, opterećenja i brzine vrtnje rotora te je izvršena analiza položaja i putanje korijena karakteristične jednadžbe SEIG-a u kompleksnoj ravnini. Također, u laboratoriju je proveden eksperimentalni dio analize u svrhu potvrde teorijskih razmatranja i provjere točnosti korištenih simulacijskih modela SEIG-a.

U četvrtom poglavlju opisane su klasične metode vektorske regulacije SEIG-a, pri čemu su obuhvaćeni sustavi sa statorskom i rotorskom orijentacijom polja, direktnom i indirektnom. Osim toga, predložen je novi sustav vektorske regulacije SEIG-a s indirektnom rotorskom orijentacijom polja u kojem su uračunati gubici u željezu i magnetsko zasićenje stroja. U sklopu novog sustava, izračun otpora gubitaka u željezu i međuinduktiviteta vrši se u realnom vremenu na temelju dostupnih mjerenih veličina i prethodno određenih karakteristika stroja. Konačno, opisan je princip određivanja referentnog iznosa vektora ulančenog magnetskog toka rotora koji je korišten u predloženom sustavu.

U petom poglavlju analiziran je utjecaj gubitaka u željezu na rad vektorski reguliranog SEIG-a. Analiza je provedena na simulacijskoj i eksperimentalnoj razini primjenom novog sustava vektorske regulacije, opisanog u četvrtom poglavlju. U sklopu analize obuhvaćeni su široki rasponi brzine vrtnje rotora, otpora trošila i napona na trošilu. Naglasak je pritom stavljen na utjecaj gubitaka u željezu na korisnost i točnost orijentacije referentnog koordinatnog sustava. U sklopu eksperimentalne analize provjerena je valjanost razvijenog sustava vektorske regulacije te točnost pripadajućeg simulacijskog modela.

U šestom poglavlju razvijena su dva nova algoritma za optimizaciju korisnosti sustava vektorske regulacije SEIG-a u realnom vremenu. Prvi algoritam je namijenjen za sustave s konstantnom brzinom vrtnje pogonskog stroja i snagom trošila, a temelji se na odabiru optimalne razine magnetiziranja SEIG-a primjenom neizrazite logike. Drugi algoritam je namijenjen za sustave s vjetroturbinom promjenjive brzine vrtnje kao pogonskim strojem i s mogućnošću podešavanja snage trošila. U drugom algoritmu, optimizacija se istovremeno provodi na dvije razine: na razini maksimizacije izlazne snage vjetroturbine i na razini minimizacije gubitaka SEIG-a. U oba razmatrana algoritma, proces optimizacije je u potpunosti automatiziran, a valjanost algoritama provjerena je na simulacijskoj i eksperimentalnoj razini.

U sedmom poglavlju izvršena je procjena gubitaka PWM usmjerivača u sustavu vektorske regulacije SEIG-a primjenom algoritma objavljenog u [52, 53]. Spomenuti

algoritam je namijenjen za izračun gubitaka histerezno upravljanog IGBT tranzistora i pripadajuće poredne diode. Tako izračunati iznos gubitaka usmjerivača iskorišten je zatim za korekciju iznosa gubitaka/korisnosti sustava vektorske regulacije SEIG-a određenih na temelju simulacija izvršenih u šestom poglavlju. Korekcija je provedena u širokim rasponima brzine vrtnje rotora, otpora trošila i napona na trošilu.

U osmom poglavlju dan je zaključak disertacije s kritičkim osvrtom na dobivene rezultate i smjernicama za daljnji rad.

2. PROCES MAGNETIZIRANJA I MATEMATIČKO MODELIRANJE SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA

2.1. Opis procesa magnetiziranja samouzbudnog asinkronog generatora

Za pojašnjenje procesa magnetiziranja SEIG-a korištena je njegova izvedba bez regulacije napona, prikazana na slici 2.1. Sustav na slici 2.1 sastoji se od asinkronog generatora, triju uzbudnih kondenzatora, trofaznog trošila i pogonskog stroja. Inače, u sustavima sa SEIG-om, kao pogonski stroj se najčešće koristi vjetroturbina ili hidroturbina, a rjeđe se koristi dizelski, plinski ili benzinski motor [5, 54]. Na slici 2.1, kondenzatori su spojeni u zvijezdu s izoliranom neutralnom točkom. Spajanje neutralne točke kondenzatora s neutralnom točkom statora generatora moglo bi dovesti do izobličenja valnog oblika faznih struja uslijed pojave viših harmonika, a time i do dodatnih gubitaka. Kod spoja u zvijezdu, napon na kondenzatorima je $\sqrt{3}$ puta manji nego kod spoja u trokut pa je jalova snaga 3 puta manja ($Q_C = \omega C U^2$). Budući da se kod spoja u zvijezdu u odnosu na spoj u trokut zahtijeva 3 puta veći iznos kapaciteta kondenzatora kako bi se zadovoljile potrebe za jalovom snagom asinkronog stroja i trošila, zbog ekonomskih razloga se preporuča korištenje spoja u trokut. Ipak, zanemarujući ekonomsku stranu, za pojašnjenje procesa magnetiziranja SEIG-a u ovom poglavlju te za analizu rada nereguliranog SEIG-a u idućem poglavlju korišten je spoj kondenzatora u zvijezdu budući da način spoja kondenzatora nema nikakvog značaja za provedenu analizu.

Na slici 2.2 ilustriran je proces magnetiziranja SEIG-a pomoću statičkih karakteristika. Krivulja $U_0 = f(I_0)$ na slici predstavlja karakteristiku ovisnosti napona o struji statora SEIG-a u praznom hodu, a pravac $U_C = f(I_C)$ predstavlja karakteristiku ovisnosti napona na kondenzatoru o struji kroz kondenzator u praznom hodu, s tim da mu je nagib određen reaktancijom kondenzatora. U oba slučaja radi se o karakteristikama definiranim za idealni prazni hod. Iako je proces magnetiziranja ustvari kontinuirani dinamički proces, ovdje je, ilustracije radi, prikazan kao kvazistacionarni proces koji se izvršava u koracima.

Proces magnetiziranja se može inicirati na dva načina. U prvoj varijanti, proces magnetiziranja se inicira na račun remanentnog magnetskog toka u rotoru. Ako pogonski stroj okreće rotor generatora brzinom većom od minimalne, remanentni tok uzrokuje induciranje malog napona U_{rem} na stezaljkama statorskog namota.



Slika 2.1. Neregulirani samouzbudni asinkroni generator s trofaznim trošilom



Slika 2.2. Određivanje stacionarne radne točke SEIG-a u praznom hodu

Na račun induciranog napona nabiju se kondenzatori te nazad u generator poteče struja magnetiziranja jednaka I_C . Ova struja zatim proizvede magnetski tok veći od remanentnog te se inducira napon U_0 ' koji je veći od napona U_{rem} u prethodnom koraku. U idućem koraku, struja poraste na vrijednost I_C ", a inducirani napon na vrijednost U_0 ". S vremenom struja sve više raste, kao i inducirani napon na stezaljkama statora, te se opisani proces izgradnje induciranog napona statora nastavlja sve dok se na račun magnetskog zasićenja željezne jezgre ne dostigne stacionarna radna točka određena sjecištem karakteristika na slici 2.2. Ovim sjecištem, dakle, određene su stacionarne vrijednosti napona i struje na stezaljkama generatora u idealnom praznom hodu. U drugoj varijanti, proces magnetiziranja inicira se na račun početnog naboja u kondenzatorima koji potjera tranzijentnu struju u generator. Uz uvjet da pogonski stroj okreće rotor generatora brzinom većom od minimalne, tranzijentna struja u generatoru proizvede promjenjivi magnetski tok uslijed kojeg se inducira početni napon na stezaljkama statora (npr. U_0). Dalje se proces izgradnje induciranog napona nastavlja kao u prvoj varijanti sve dok se ne postigne stacionarna radna točka. Stacionarna radna točka SEIG-a uvijek se nalazi u području magnetskog zasićenja, s tim da je u toj točki struja kroz kondenzator, I_c , jednaka struji magnetiziranja, I_m , a sva jalova energija potrebna za magnetiziranje generatora dobiva se od strane kondenzatora. Pritom, induktivna struja magnetiziranja zaostaje za naponom statora za kut nešto manji od 90° električnih, a kapacitivna struja u kondenzatorima prethodi naponu statora za kut nešto manji od 90° električnih, ovisno o gubicima SEIG-a u praznom hodu.

Kada je na stezaljkama SEIG-a priključeno trošilo, iznos induciranog napona manji je u odnosu na prazni hod. Ako je SEIG prethodno magnetiziran u praznom hodu, priključenje trošila može rezultirati razmagnetiziranjem SEIG-a sve do potpunog gubitka remanentnog magnetizma. Nadalje, ako se na stezaljke SEIG-a priključi trošilo radno-induktivnog karaktera, kondenzatori tada moraju pokriti potrebe ne samo generatora nego i trošila za jalovom snagom pa je tada efektivni iznos kapaciteta kondenzatora, odnosno onaj dio kapaciteta koji sudjeluje u magnetiziranju SEIG-a, manji nego kada je priključeno radno trošilo istog iznosa. Rezultat toga je dodatno smanjenje iznosa induciranog napona na stezaljkama SEIG-a, odnosno, u krajnjem slučaju, razmagnetiziranje SEIG-a. Želi li se nakon priključenja trošila inducirani napon SEIG-a zadržati na istom iznosu kao u praznom hodu, tada je nužno povećati kapacitet uzbudnih kondenzatora i/ili brzinu vrtnje rotora. Međutim, povećanje kapaciteta kondenzatora ima za posljedicu smanjenje frekvencije induciranog napona, a povećanje brzine vrtnje rotora ima za posljedicu povećanje frekvencije induciranog napona. Osim toga, u slučaju značajnog povećanja kapaciteta kondenzatora postoji opasnost da zbog izrazitog zasićenja željezne jezgre struja statora premaši nazivni iznos, što može dovesti do trajnih oštećenja u izolaciji i poremećaja u magnetskim svojstvima željezne jezgre [54], a u slučaju znatnog povećanja brzine vrtnje rotora postoji opasnost da se premaši maksimalna brzina vrtnje za koju je stroj konstruiran. S druge strane, u slučaju značajnog smanjenja kapaciteta kondenzatora i/ili brzine vrtnje rotora postoji opasnost od razmagnetiziranja SEIG-a. Budući da je brzinu vrtnje rotora obično teško regulirati jer je određena ne samo značajkama SEIG-a nego i značajkama pogonskog stroja (npr. kod vjetroturbina je određena kutom zakreta lopatica, brzinom vjetra i priključenim opterećenjem), u praksi se regulacija iznosa induciranog napona SEIG-a u pravilu svodi na regulaciju efektivnog iznosa kapaciteta kondenzatora. S obzirom
na navedeno, odabir prikladnog iznosa kapaciteta uzbudnih kondenzatora od ključne je važnosti za stabilan rad SEIG-a.

Kod SEIG-a je moguće definirati dvije minimalne brzine vrtnje rotora; jednu pri kojoj se za prethodno nemagnetizirani SEIG inicira proces magnetiziranja i drugu pri kojoj se za prethodno magnetizirani SEIG inicira proces razmagnetiziranja. Iako je veća, kao mjerodavna brzina za puštanje SEIG-a u rad se uzima prva minimalna brzina budući da se SEIG uvijek pokreće nemagnetiziran. Obje minimalne brzine ovise o parametrima asinkronog stroja, priključenom trošilu i kapacitetu uzbudnih kondenzatora. Budući da se SEIG u pravilu magnetizira u praznom hodu te su mu parametri određeni konstrukcijskim značajkama, za određivanje minimalne brzine vrtnje rotora potrebne za magnetiziranje SEIG-a nužno je uspostaviti vezu između minimalne brzine i kapaciteta uzbudnih kondenzatora. Za neki fiksan iznos kapaciteta, minimalna brzina vrtnje rotora potrebna za magnetiziranje SEIG-a je ona pri kojoj točka sjecišta na slici 2.2 dospije na zasićeni dio krivulje, odnosno ona pri kojoj realni dio najmanje jednog korijena karakteristične jednadžbe SEIG-a postane veći od nule. Analogno vrijedi i za minimalan iznos kapaciteta pri nekom fiksnom iznosu brzine vrtnje rotora. Približni minimalni iznos kapaciteta potreban za magnetiziranje SEIG-a u praznom hodu može se odrediti na temelju sljedeće jednadžbe [18, 36]:

$$C_{\min} \approx \frac{1}{\omega_{el}^2 L_m^n}$$
(2.1)

gdje je:

 ω_{el} - električna kutna brzina vrtnje rotora,

 L_m^n - nezasićeni međuinduktivitet.

Izraz (2.1) izveden je iz uvjeta rezonancije SEIG-a u stacionarnom stanju za slučaj idealnog praznog hoda i zanemarivog rasipnog induktiviteta statora. Kapacitet kondenzatora izračunat prema ovom izrazu odnosi se na minimalni kapacitet po fazi za spoj kondenzatora u zvijezdu. Iz izraza (2.1) proizlazi da je minimalni kapacitet obrnuto proporcionalan kvadratu električne kutne brzine vrtnje rotora i nezasićenom iznosu međuinduktiviteta, određenog koljenom karakteristike magnetiziranja (slika 2.6). U [36] je pokazano da minimalni iznos kapaciteta izračunat pomoću izraza (2.1) može biti 3 % - 4,5 % veći od točnog minimalnog iznosa, naročito pri većim brzinama vrtnje SEIG-a.

Osim opisane metode za izračun minimalnog kapaciteta kondenzatora, u literaturi postoje mnoge druge metode, a ovdje su spomenute samo neke. Od svih metoda za izračun parametara SEIG-a u stacionarnom stanju, time i kapaciteta uzbudnih kondenzatora, u literaturi su najviše zastupljene metoda impedancije petlje (engl. loop impedance method) [55, 56] i metoda admitancije čvora (engl. nodal admittance method) [34, 57], te njihove izvedenice. Metoda impedancije petlje temelji se na izjednačavanju s nulom realnog i imaginarnog dijela kompleksnog izraza za ukupnu impedanciju u nadomjesnoj shemi modela SEIG-a viđenu sa strane statorske petlje/konture, a metoda admitancije čvora temelji se na izjednačavanju s nulom realnog i imaginarnog dijela kompleksnog izraza za ukupnu admitanciju u nadomjesnoj shemi modela SEIG-a viđenu iz perspektive čvora poprečne grane. Obje metode temelje se na rješavanju jednadžbi SEIG-a definiranih za stacionarna stanja, a u konačnici se svode na iterativno rješavanje dviju nelinearnih jednadžbi. Za izračun minimalnog kapaciteta SEIG-a pomoću ovih metoda obično se primjenjuju pretpostavke idealnog praznog hoda (eliminirana rotorska petlja/kontura) i maksimalnog nezasićenog iznosa međuinduktiviteta. U radu [56] predložena je analitička metoda u kojoj se za određivanje minimalnog kapaciteta u praznom hodu, također, koristi matematički model SEIG-a za stacionarna stanja. Konačna jednadžba za izračun minimalnog kapaciteta izražena je pomoću jediničnih vrijednosti te je slična jednadžbi (2.1), s tom razlikom što je uračunat i rasipni induktivitet statora. Zatim, u radovima [33, 58], autori su predložili iterativne metode za određivanje minimalne i maksimalne vrijednosti kapaciteta koje se temelje na osjetljivosti svojstvenih vrijednosti. U radu [59] predložena je metoda koja se svodi na iterativno rješavanje jednadžbe za izračun kapaciteta kondenzatora i kvadratne jednadžbe za izračun klizanja sve dok se razlika između iznosa kutne brzine statorskih veličina određenih u dvije uzastopne iteracije ne svede unutar definiranog iznosa pogreške. Ova metoda nije ograničena na prazni hod jer uzima u obzir ne samo mogućnost priključenja trošila nego i faktor snage trošila. Konačno, u radu [60] predložena je metoda temeljena na modifikaciji klasične metode admitancije čvora. Zahvaljujući činjenici da ne zahtijeva iterativni postupak za izračun minimalnog kapaciteta kondenzatora, predložena metoda je primjenjiva u realnom vremenu.

Korištenje stvarnog minimalnog iznosa kapaciteta nije preporučljivo jer u tom slučaju već priključenje vrlo malog opterećenja neizbježno rezultira razmagnetiziranjem SEIG-a. Osim toga, razmagnetiziranje SEIG-a u tom slučaju može nastupiti čak i u praznom hodu uslijed eventualne promjene iznosa parametara ili brzine vrtnje SEIG-a. Iznos određen

prema jednadžbi (2.1), budući da je nešto veći od stvarnog minimalnog iznosa, osigurava odmak od ruba stabilnosti i daje zadovoljavajuće rješenje za magnetiziranje SEIG-a u praznom hodu. Međutim, s ovako izračunatim kapacitetom i dalje postoji opasnost od razmagnetiziranja SEIG-a prilikom priključenja trošila. S priključenim trošilom, potrebni minimalni iznos kapaciteta za početno magnetiziranje SEIG-a ovisi ne samo o brzini vrtnje i parametrima generatora nego i o iznosu i faktoru snage trošila [32]. U radu [56] je pokazano da u slučaju kada je priključeno radno trošilo, minimalna vrijednost kapaciteta potrebna za magnetiziranje SEIG-a može biti i 4 puta veća od one potrebne u praznom hodu, a u slučaju kada je priključeno radno-induktivno trošilo, faktor povećanja minimalnog kapaciteta može biti veći od 5. S druge strane, korištenje kondenzatora s prevelikim iznosom kapaciteta nije preporučljivo zbog ekonomskih i tehničkih razloga.

S obzirom na prethodna razmatranja, u ovoj disertaciji su za analizu rada nereguliranog SEIG-a u izvedbi prikazanoj na slici 2.1 korišteni kondenzatori s približno 25 % većim iznosom kapaciteta od onog izračunatog prema jednadžbi (2.1).

2.2. Klasični dinamički model samouzbudnog asinkronog generatora

Za detaljniju analizu procesa magnetiziranja SEIG-a te drugih procesa i stanja karakterističnih za SEIG potrebno je prethodno definirati jednadžbe pripadajućeg matematičkog modela. U tu svrhu se mogu definirati manje ili više složeni matematički modeli, ovisno o tome da li se žele analizirati prijelazne pojave ili isključivo stacionarna stanja, da li će se gubici u željezu uzeti u obzir ili ne, koji stupanj točnosti aproksimacije parametara stroja će se primijeniti i sl. Povećanje stupnja složenosti modela, ako se provede na ispravan način, obično je povezano s povećanjem točnosti i opsega područja primjene modela, ali podrazumijeva i zahtjevniji proračun, odnosno veće zahtjeve na raspoloživu radnu memoriju i snagu procesora računala korištenog za izvođenje proračuna.

Izrada modela bilo kojeg sustava tako podrazumijeva postizanje kompromisa između sljedeća dva suprotstavljena zahtjeva: model sustava treba biti što jednostavniji kako bi bio što razumljiviji i što lakše rješiv, a istovremeno treba biti dovoljno složen kako bi bio što sličniji realnom sustavu (naizgled najjednostavniji sustavi su ustvari vrlo složeni). Primjena previše pojednostavljenog modela u analizi sustava rezultira pogrešnim zaključcima, a primjena previše složenog modela implicira vrlo zahtjevan proračun ili čak nemogućnost praktične primjene modela, bilo na analitičkoj, simulacijskoj ili

eksperimentalnoj razini. Konačni stupanj složenosti modela, dakle, u velikoj mjeri ovisi o tome na koja pitanja i s kolikom točnošću model treba dati odgovore.

SEIG je u osnovi asinkroni stroj standardne konstrukcije pa se jednadžbe klasičnog modela SEIG-a zasnivaju na jednadžbama klasičnog modela asinkronog stroja. Dinamički matematički modeli asinkronog stroja, kao i modeli za stacionarna stanja, odavno su poznati u literaturi i spominju se u mnogim stručnim knjigama i znanstvenim i stručnim radovima [61-68]. Dinamički matematički model asinkronog stroja predstavlja skup diferencijalnih i algebarskih jednadžbi koje opisuju dinamičko ponašanje stroja. Pri izvođenju klasičnog matematičkog modela trofaznog asinkronog stroja standardne konstrukcije općenito se usvajaju sljedeće pretpostavke:

- o Stroj je geometrijski i električki simetričan u svim trima fazama,
- o Parametri stroja su koncentrirani,
- o Kapacitivnosti namota su zanemarive,
- o Utjecaj potiskivanja struje u namotima statora i rotora je zanemariv,
- Raspodjela protjecanja i polja u zračnom rasporu je sinusna,
- o Magnetski krug je linearan, električki nevodljiv i bez gubitaka.

Matematički model asinkronog stroja definiran u domeni faznih veličina neprikladan je za analizu jer sadrži nelinearne diferencijalne jednadžbe s vremenski promjenjivim koeficijentima. Naime, iznosi međuinduktiviteta između faza statora i rotora indirektno su u funkciji vremena zbog ovisnosti o položaju rotora [68]. Kako bi se ova ovisnost eliminirala, potrebno je izvršiti dvije vrste transformacija:

- a) Transformacije rasprezanja (trofazni namoti statora i rotora nadomještaju se fiktivnim međusobno okomitim dvofaznim *d* i *q* namotima),
- b) Transformacije rotacije (eliminira se relativno kretanje između fiktivnih namota statora i rotora).

Budući da se ove transformacije provode uzastopno, mogu se spojiti u jedinstvenu transformaciju pomoću matrica transformacije poznatih iz literature [38, 68]. Osnovna ideja je da se stvarni trofazni asinkroni stroj s mirujućim statorskim trofaznim namotima i rotirajućim rotorom zamijeni fiktivnim strojem s rotirajućim *d*, *q* i 0 namotima, smještenim u zajedničkom koordinatnom sustavu koji rotira proizvoljnom kutnom brzinom ω_a . Kako je brzina rotacije fiktivnih namota i koordinatnog sustava ista, relativno gibanje između namota i koordinatnog sustava je eliminirano. Za brzinu rotacije koordinatnog sustava pritom se najčešće odabiru sljedeće vrijednosti:

- a) $\omega_a = 0$ stacionarni koordinatni sustav ($d, q \rightarrow \alpha, \beta$),
- b) $\omega_a = \omega_s = 2\pi f_s$ koordinatni sustav rotira električnom kutnom brzinom statorskih veličina,
- c) $\omega_a = \omega_{el}$ koordinatni sustav rotira električnom kutnom brzinom rotora.

Ako su namoti statora spojeni u zvijezdu i neutralna točka im je izolirana, ili ako se stroj napaja iz simetričnog trofaznog izvora, tada nulte komponente varijabli i nulti namot ne mogu postojati. Nulte komponente varijabli su stoga isključene iz daljnjeg razmatranja. Na činjenici da su d i q komponente varijabli asinkronog stroja međusobno okomite (raspregnute) temelje se svi sustavi vektorske regulacije asinkronih strojeva.

Nakon primjene transformacija rasprezanja i rotacije te usvajanja gore navedenih pretpostavki, klasični *d-q* model asinkronog stroja je moguće predstaviti sljedećim jednadžbama [38, 39, 68]:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_a \psi_{sq}$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_a \psi_{sd}$$
(2.2)

$$u_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega)\psi_{rq}$$

$$u_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega)\psi_{rd}$$
(2.3)

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd}$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq}$$
(2.4)

$$\begin{aligned} \Psi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \Psi_{rg} &= L_r i_{rg} + L_m i_{sg} \end{aligned} \tag{2.5}$$

$$i_{md} = i_{sd} + i_{rd}$$

$$i_{mq} = i_{sq} + i_{rq}$$

$$(2.6)$$

$$m_{e} = \frac{3}{2} p \frac{L_{m}}{L_{r}} \left(\Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd} \right)$$
(2.7)

gdje je:

 u_{sd} , u_{sq} , u_{rd} , u_{rq} - d i q komponente vektora napona statora i rotora, i_{sd} , i_{sq} i_{rd} , i_{rq} - d i q komponente vektora struje statora i rotora, ψ_{sd} , ψ_{sq} , ψ_{rd} , ψ_{rq} - d i q komponente vektora ulančenog magnetskog toka statora i rotora, i_{md} , i_{mq} - d i q komponente vektora struje magnetiziranja,

 R_s, R_r - radni otpori statora i rotora,

 L_s, L_r, L_m - induktivitet statora, induktivitet rotora i međuinduktivitet, redom,

- me elektromagnetski moment u zračnom rasporu i
- *p* ukupan broj pari polova.

Budući da jednadžbe (2.2) i (2.3) sadrže vremenske derivacije, radi se o dinamičkom modelu asinkronog stroja. Naponi rotora u jednadžbama (2.3) jednaki su nuli jer je rotorski kavez kratko spojen. Također, budući da je režim rada asinkronog stroja određen isključivo smjerom toka energije u stroju (od statora prema rotoru kod motorskog režima, a od rotora prema statoru kod generatorskog režima), jednadžbe (2.2)-(2.7) vrijede neovisno o režimu rada, s tim da se u motorskom režimu naponi statora, u_{sd} i u_{sq} , nalaze na lijevoj, a u generatorskom režimu na desnoj strani jednadžbi (2.2), što je naknadno objašnjeno.

Jednadžbe klasičnog dinamičkog modela SEIG-a u stacionarnom koordinatnom sustavu ($\omega_a = 0$), kakve su korištene kasnije u simulacijskoj analizi, moguće je izvesti iz jednadžbi (2.2)-(2.7), s tim da je u jednadžbe (2.5) potrebno dodati članove $\psi_{r\alpha o}$ i $\psi_{r\beta o}$ koji predstavljaju remanentne ulančene magnetske tokove rotora u α i β osi, redom:

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} + \psi_{r\alpha\sigma}$$

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} + \psi_{r\beta\sigma}$$
(2.8)

Također, potrebno je uvesti jednadžbe za napon na kondenzatoru te napon i struju trošila:

$$u_{c\alpha} = u_{s\alpha} = \frac{1}{C} \int_{0}^{t} i_{c\alpha} dt + u_{s\alpha o}$$

$$u_{c\beta} = u_{s\beta} = \frac{1}{C} \int_{0}^{t} i_{c\beta} dt + u_{s\beta o}$$
(2.9)

17

$$u_{T\alpha} = u_{s\alpha} = R_T i_{L\alpha}$$

$$u_{T\beta} = u_{s\beta} = R_T i_{L\beta}$$

$$i_{s\alpha} = i_{T\alpha} + i_{c\alpha}$$

$$i_{s\beta} = i_{T\beta} + i_{c\beta}$$
(2.10)
(2.11)

gdje članovi $u_{s\alpha o}$ i $u_{s\beta o}$ predstavljaju početne napone na kondenzatoru u α i β osi, redom.

Konačno, u naponskim jednadžbama (2.2) koje su dane za motorski režim rada potrebno je napone statora prebaciti na desnu stranu. To se objašnjava činjenicom da kod SEIG-a napon na stezaljkama namota statora nije doveden iz vanjskog izvora, već je induciran unutar stroja na račun remanentnog magnetskog toka rotora.

U literaturi, matematičke modele asinkronih strojeva je uobičajeno prikazivati pomoću nadomjesnih T shema, a na slici 2.3 prikazana je nadomjesna T shema klasičnog dinamičkog d-q modela asinkronog stroja, dobivena na temelju jednadžbi (2.2)-(2.7).



Slika 2.3. Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog stroja: a) os d i b) os q

Parametri označeni s $L_{\sigma s}$ i $L_{\sigma r}$ na nadomjesnoj shemi na slici 2.3 predstavljaju rasipne induktivitete statora i rotora, redom.

Osim nadomjesnih T shema, u literaturi se mogu naći i tzv. nadomjesne Γ sheme modela asinkronog stroja [39, 51, 69-71], koje je s obzirom na položaj rasipnih induktiviteta moguće podijeliti na primarne i sekundarne Γ sheme. Ove sheme je moguće izvesti iz nadomjesnih T shema prebacivanjem rasipnog induktiviteta rotora na statorsku stranu (primarna Γ shema) ili prebacivanjem rasipnog induktiviteta statora na rotorsku stranu (sekundarna Γ shema). Time se omogućuje da se u poprečnoj grani sheme pojave veličine proporcionalne induciranim elektromotornim silama u statoru (sekundarna Γ shema) ili rotoru (primarna Γ shema) asinkronog stroja. Ipak, nadomjesne Γ sheme se ovdje neće detaljnije razmatrati jer nemaju posebnog značaja za problematiku koju obuhvaća disertacija.

Uvrštavanjem različitih vrijednosti za kutnu brzinu ω_a u jednadžbe (2.2) i (2.3) i izmjenom indeksa varijabli dobiju se nadomjesne sheme asinkronog stroja koje se međusobno razlikuju s obzirom na brzinu rotacije koordinatnog sustava. Tako se, primjerice, uvrštavanjem $\omega_a = 0$ i zamjenom indeksa *d* i *q* s indeksima α i β , redom, dobije nadomjesna shema za dinamički model asinkronog stroja u stacionarnom koordinatnom sustavu. Iz nje izvedena nadomjesna T shema klasičnog dinamičkog modela SEIG-a u stacionarnom koordinatnom sustavu s uračunatim magnetskim zasićenjem prikazana je na slici 2.4. Pritom je prikazana samo nadomjesna shema za os α jer su sve fizikalne pojave u osi β analogne, uz fazni pomak od 90° električnih. Na stezaljke statora priključena je paralelna kombinacija uzbudnog kondenzatora, *C*, i radnog trošila, *R_T*. Budući da se proces magnetiziranja SEIG-a obično inicira u praznom hodu, sklopka *S* se drži otvorenom sve dok se ne postigne stacionarno stanje s induciranim naponom statora konstantne amplitude i frekvencije.

Magnetsko zasićenje željezne jezgre neophodno je za stabilizaciju napona SEIG-a pa ga je nužno uračunati u pripadajući model. Na slici 2.4 to je učinjeno u vidu promjenjivog međuinduktiviteta. Iz literature su poznate različite, manje ili više točne i, s obzirom na realizaciju, manje ili više složene metode za modeliranje magnetskog zasićenja asinkronog stroja [72-78]. Ipak, najviše je zastupljena metoda u okviru koje se međuinduktivitet, L_m , definira u funkciji amplitude struje magnetiziranja, I_m . Ova metoda objedinjuje visoku točnost i jednostavnost pa je prikladna za implementaciju u regulacijskim sustavima.



Slika 2.4. Nadomjesna shema klasičnog dinamičkog modela samouzbudnog asinkronog generatora u stacionarnom koordinatnom sustavu (os α)

Funkciju magnetiziranja $L_m = f(I_m)$ moguće je odrediti iz standardnog pokusa praznog hoda [79]. Na slici 2.6 dan je primjer karakteristika magnetiziranja s frekvencijom statora kao parametrom, određenih za stroj čiji su parametri dani u dodatku A. Karakteristike magnetiziranja određene su iz standardnih pokusa praznog hoda, s tim što je za potrebe utvrđivanja ovisnosti međuinduktiviteta o frekvenciji raspon frekvencija statora proširen na 30 Hz - 60 Hz. Za napajanje asinkronog motora korišten je sinkroni generator pogonjen istosmjernim motorom s reguliranom brzine vrtnje. Tijekom izvođenja pokusa, rasipni induktivitet statora i radni otpor statora smatrani su konstantnim. Mjerni podaci su prikupljeni korištenjem klasičnih analognih instrumenata i trofaznog analizatora kvalitete električne energije Fluke 435 [80]. Fotografija laboratorijske makete sustava za izvođenje pokusa praznog hoda prikazana je na slici 2.5.



Slika 2.5. Fotografija laboratorijske makete sustava za izvođenje pokusa praznog hoda



Slika 2.6. Ovisnost međuinduktiviteta o amplitudi struje magnetiziranja u praznom hodu (parametar je frekvencija statora)

Modeliranje magnetskog zasićenja željezne jezgre povećava stupanj složenosti modela asinkronog stroja pa se, gdje je to moguće, izbjegava (npr. u sustavima vektorske regulacije asinkronog stroja u kojima se referentni iznos magnetskog toka održava na konstantnom iznosu jednakom nazivnom). Međuinduktivitet se tada prikazuje kao konstantan parametar. Kod SEIG-a, pak, takva aproksimacija nije moguća budući da mu se stacionarna radna točka uvijek nalazi u području magnetskog zasićenja.

U svim dosad razmatranim modelima i nadomjesnim shemama asinkronog stroja, gubici u željezu su bili u potpunosti zanemareni. Zanemarenje gubitaka u željezu podrazumijeva jednostavniji model asinkronog stroja pa stoga i jednostavniju analizu rada i realizaciju pripadajućeg regulacijskog algoritma. Međutim, iako se ova aproksimacija često uvodi prilikom modeliranja asinkronih strojeva, to ne znači da je uvijek i opravdana. Primjerice, gubitke u željezu je nužno uračunati u model kada se analizira korisnost ili vrši minimizacija gubitaka asinkronog stroja, kao i u slučajevima kada gubici u željezu razmatranog stroja imaju relativno velik udio u ukupnim gubicima (primjerice pri malim momentima tereta), imajući na umu da u nazivnoj radnoj točki tipični iznos udjela gubitaka u željezu u ukupnim gubicima iznosi oko 20 % (slika 1.2) [46, 81]. Također, u radovima [41-44] pokazano je da zanemarenje gubitaka u željezu unosi pogrešku u orijentaciji

koordinatnog sustava kod vektorske regulacije asinkronih strojeva, naročito u području slabljenja polja. Općenito govoreći, svaki asinkroni stroj ima gubitke u željezu pa je radi točnije aproksimacije stvarnog stroja uvijek poželjno gubitke u željezu uračunati u pripadajući model.

2.3. Modeliranje gubitaka u željezu kaveznog asinkronog stroja

Gubici u željezu asinkronog stroja nisu konstantni, već ovise o parametrima radnog režima, tj. o frekvenciji statora i magnetskom toku u zračnom rasporu asinkronog stroja. Stoga ih je radi točnije aproksimacije poželjno modelirati u funkciji ove dvije veličine. Gubici u željezu uzrokovani rasipnim magnetskim tokovima općenito su znatno manji u odnosu na gubitke uzrokovane glavnim magnetskim tokom pa se kod modeliranja gubitaka u željezu utjecaj rasipnih magnetskih tokova u pravilu može zanemariti. Također, zbog vrlo malog iznosa klizanja u uobičajenim režimima rada asinkronog stroja (s < 5 %) i, posljedično, male frekvencije rotorskih veličina, rotorska komponenta gubitaka u željezu, budući da je proporcionalna ovoj frekvenciji, zanemariva je u odnosu na statorsku. Stoga se kod modeliranja gubitaka u željezu u obzir obično uzima samo statorska komponenta, koju je moguće odrediti iz standardnog pokusa praznog hoda [79].

Uračunavanjem gubitaka u željezu u dinamički model asinkronog stroja povećava se stupanj složenosti modela u odnosu na klasični model. Zbog toga je poželjno odrediti konfiguraciju gubitaka u željezu koja zadovoljava uvjete jednostavnosti i točnosti. Kod vektorski reguliranih asinkronih motora, gubici u željezu se najčešće u potpunosti zanemaruju, a ako su uračunati u model, onda se najčešće modeliraju u vidu konstantnog parametra. Modeliranje gubitaka u željezu u vidu konstantnog parametra je opravdano ako se regulirani magnetski tok u razmatranom području rada održava na konstantnom iznosu i ako motor radi isključivo na nazivnoj frekvenciji statora ili u vrlo uskom rasponu frekvencija statora oko nazivne. SEIG, međutim, obično radi u širokom rasponu frekvencija statora, što je izravna posljedica širokog raspona brzine vrtnje pogonskog stroja. Osim toga, magnetski tok u zračnom rasporu kod SEIG-a može značajno varirati, bilo uslijed magnetskog zasićenja ili uslijed primjene algoritma za minimizaciju gubitaka temeljenog na podešavanju iznosa magnetskog toka. S obzirom na navedeno, modeliranje gubitaka u željezu SEIG-a u vidu konstantnog parametra ne može rezultirati visokim stupnjem točnosti modela.

U idealnom slučaju, gubici snage na nadomjesnom radnom otporu R_m , kojim su u modelima asinkronog stroja predstavljeni gubici u željezu (u nastavku: *otpor gubitaka u željezu*), u svakom trenutku su jednaki ukupnim gubicima u željezu stroja. Pritom se otpor gubitaka u željezu u okviru nadomjesne sheme modela najčešće smješta u paralelu ili u seriju s međuinduktivitetom pa je s obzirom na smještaj otpora R_m konfiguracije modela asinkronog stroja s uračunatim gubicima u željezu moguće podijeliti na paralelne i serijske.

Paralelne konfiguracije gubitaka u željezu

Kod standardne paralelne konfiguracije gubitaka u željezu, otpor gubitaka u željezu je smješten paralelno s međuinduktivitetom. Nadomjesna T shema pripadajućeg dinamičkog modela asinkronog stroja prikazana je na slici 2.7. Prethodno definirane jednadžbe (2.2) i (2.3) vrijede i za ovaj model, dok je jednadžbe (2.4)-(2.7) potrebno preinačiti jer se u nadomjesnoj shemi modela pojavljuje nova poprečna grana s nadomjesnim otporom gubitaka u željezu. U modelu se pojavljuju i nove jednadžbe (2.16) koje proizlaze iz novih naponskih odnosa u poprečnim granama. Preinačene jednadžbe (2.4)-(2.7) te nove naponske jednadžbe za poprečne grane glase:

$$\psi_{sd} = L_{\sigma s} i_{sd} + L_m i_{md}$$

$$\psi_{sq} = L_{\sigma s} i_{sq} + L_m i_{mq}$$
(2.12)

$$\psi_{rd} = L_{\sigma r} i_{rd} + L_m i_{md}$$

$$\psi_{rq} = L_{\sigma r} i_{rq} + L_m i_{mq}$$
(2.13)

$$i_{md} + i_{Rmd} = i_{sd} + i_{rd}$$

$$i_{ma} + i_{Rma} = i_{sa} + i_{ra}$$

$$(2.14)$$

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} (i_{sq} - i_{Rmq}) - \psi_{rq} (i_{sd} - i_{Rmd}))$$
(2.15)

$$R_{m}i_{Rmd} = L_{m}\frac{di_{md}}{dt} - \omega_{a}L_{m}i_{mq}$$

$$R_{m}i_{Rmq} = L_{m}\frac{di_{mq}}{dt} + \omega_{a}L_{m}i_{md}$$
(2.16)



Slika 2.7. Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog stroja sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu (samo os d)

U usporedbi s klasičnim modelom, jedini dodatni podatak koji je potreban za formiranje jednadžbi modela sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu je iznos otpora gubitaka u željezu. Ovaj iznos se može relativno jednostavno odrediti iz standardnog pokusa praznog hoda koji se provodi prilikom ispitivanja asinkronih strojeva.

U radu [36], za modeliranje gubitaka u željezu SEIG-a primijenjena je standardna paralelna konfiguracija. Pritom je otpor gubitaka u željezu modeliran u vidu promjenjivog parametra, linearno ovisnog o naponu u zračnom rasporu, te je predloženi model korišten za analizu rada nereguliranog SEIG-a. Međutim, kako je pokazano u podpoglavlju 3.1, ovaj pristup je nepouzdan jer ne osigurava zadovoljavajuću točnost modela u širokom rasponu brzine vrtnje rotora, a osim toga zahtijeva istovremeno rješavanje četiriju diferencijalnih jednadžbi drugog reda za struje statora i rotora, što je za jedan red više u odnosu na jednadžbe klasičnog modela.

U radu [23], autori su također predložili model sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu, ali s konstantnim otporom gubitaka u željezu i međuinduktivitetom. Također, u modelu su zanemareni gubici u željezu rotora te rasipni induktiviteti statora i rotora. Naravno, zanemarenje gubitaka u željezu rotora je opravdano samo ako je iznos klizanja malen (npr. s < 5 %), a zanemarenje rasipnih induktiviteta je opravdano samo ako je rasipanje magnetskog toka u stroju zanemarivo malo, odnosno ako praktički sav magnetski tok prelazi zračni raspor i ulančuje stator i rotor. U istom radu je na temelju opisanog modela razvijen sustav vektorske regulacije SEIG-a koji uključuje i minimizaciju gubitaka stroja na račun optimalnog izbora referentnog iznosa magnetskog toka (poglavlje 6). Uvođenjem navedenih zanemarenja postignuto je značajno pojednostavljenje modela asinkronog stroja i pripadajućeg regulacijskog algoritma, a autori zanemarenja opravdavaju sljedećim pretpostavkama:

- a) U okviru regulacijskog algoritma klizanje se održava na vrlo malom iznosu pa su gubici u željezu rotora, koji su proporcionalni klizanju, zanemarivi u odnosu na gubitke u željezu statora,
- b) Iako gubici u željezu ovise o frekvenciji statora, mogu se smatrati konstantnim za razmatrani raspon frekvencija,
- c) Rasipni induktiviteti su zanemarivi u odnosu na međuinduktivitet pa ih se može u potpunosti isključiti iz modela.

Ako navedene pretpostavke nisu ispunjene, tada ni uvedena zanemarenja nisu opravdana. Frekvencija statora asinkronog stroja ponajviše ovisi o brzini vrtnje rotora. Stoga, ako je asinkroni stroj pogonjen pogonskim strojem čija se brzina vrtnje mijenja u relativno širokom rasponu, što je kod SEIG-a čest slučaj, pretpostavka pod b) nije ispunjena pa u tom slučaju ovaj model ne može imati zadovoljavajuću točnost, tim više ako se radi o stroju kod kojeg su gubici u željezu značajni. Čak i u navedenom radu je analiza sustava provedena za relativno širok raspon brzina vrtnje rotora (približno 45 % - 135 % nazivne brzine) pa pretpostavka pod b) može biti opravdana samo ako su gubici u željezu razmatranog stroja ionako zanemarivog iznosa. Također, ako asinkroni stroj radi u području magnetskog zasićenja, što je kod SEIG-a nužan uvjet za postizanje stacionarne radne točke, ne može se opravdati pretpostavka konstantnog iznosa međuinduktiviteta.

Još jedan model sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu i konstantnim otporom gubitaka u željezu predložen je u radu [50]. Međutim, u ovom modelu su uračunati i dodatni gubici, u vidu konstantnog nadomjesnog radnog otpora smještenog paralelno s rasipnom reaktancijom rotora $L_{\sigma r}$. Iako su prema normi IEEE112-2004 dodatni gubici definirani kao linearno ovisni o kvadratu struje rotora [79], ovu definiciju treba ipak uzeti s rezervom jer implicira upitnu tvrdnju da se svi dodatni gubici pojavljuju isključivo u rotoru. Predloženi model je u navedenom radu korišten za analizu rada vektorski reguliranog asinkronog stroja. Na temelju provedene analize zaključeno je da je dodatne gubitke opravdano zanemariti u sustavima vektorske regulacije asinkronih strojeva zbog niza razloga. U prvom redu, to je njihov manji utjecaj na točnost orijentacije koordinatnog sustava u usporedbi s gubicima u željezu, a od ostalih razloga tu su neizbježno dodatno povećanje stupnja složenosti modela asinkronog stroja i algoritma uslijed uračunavanja dodatnih gubitaka, teškoće pri regulacijskog eksperimentalnom određivanju točnog iznosa dodatnih gubitaka te njihova ovisnost o parametrima poput momenta tereta i sadržaju viših harmonika u valnim oblicima napona statora, odnosno magnetskog toka u zračnom rasporu. Budući da je jedan od temeljnih ciljeva disertacije razvoj novog sustava vektorske regulacije SEIG-a, dodatni gubici su zanemareni u sklopu razmatranih modela SEIG-a i pripadajućih regulacijskih algoritama.

Najveći nedostatak standardne paralelne konfiguracije gubitaka u željezu je pojavljivanje novih diferencijalnih jednadžbi (2.16) kojima su definirani naponski odnosi u poprečnim granama. Uslijed pojavljivanja ovih diferencijalnih jednadžbi, red diferencijalnih jednadžbi u opisu sustava varijablama stanja povećan je s jedan na dva u odnosu na jednadžbe klasičnog modela. Istovremeno rješavanje više diferencijalnih jednadžbi drugog reda implicira visoke računalne zahtjeve i numerički nestabilan model, osjetljiv na početne uvjete. Kako bi se ovi problemi izbjegli ili, bolje rečeno, umanjili, nužno je odrediti prikladniju konfiguraciju gubitaka u željezu.

U radu [69] predložena je konfiguracija gubitaka u željezu kod koje su gubici u željezu modelirani u vidu konstantnog nadomjesnog otpora spojenog paralelno s ukupnim induktivitetom statora, L_s , koji je jednak zbroju rasipnog induktiviteta statora, $L_{\sigma s}$, i međuinduktiviteta, L_m . Na taj je način, u osnovi, zadržana paralelna konfiguracija gubitaka u željezu, iako nešto drukčija od standardne, a struja statora je podijeljena na dvije struje: struju kroz otpor gubitaka u željezu, i_{Rm} , i struju kroz rasipni induktivitet statora, i_L . Pripadajuća nadomjesna T shema prikazana je na slici 2.8.

Radi razlikovanja od standardne paralelne konfiguracije gubitaka u željezu, u disertaciji je ova varijanta paralelne konfiguracije nazvana *posebna paralelna* konfiguracija gubitaka u željezu. Iako model na slici 2.8 eksplicitno uključuje samo statorske gubitke u željezu, u radu [69] je pokazana mogućnost uključenja rotorskih gubitaka u željezu u okviru istog modela. Ipak, kako je već rečeno, zanemarenje rotorske komponente gubitaka u željezu ionako je u većini slučajeva opravdano zbog vrlo malih iznosa klizanja u normalnim režimima rada asinkronog stroja.

Značajna prednost ovog modela u odnosu na onaj sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu je u tome što se dio modela koji je na slici 2.8 smješten unutar sivog pravokutnika može nadomjestiti Theveninovim naponom i otporom [82], kako je prikazano na slici 2.9. Time se nadomjesna T shema modela svodi na strukturu istovjetnu onoj kod nadomjesne T sheme klasičnog modela te se omogućuje opis modela diferencijalnim jednadžbama prvog reda, kao kod klasičnog modela.



Slika 2.8. Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog stroja s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu (samo os α)



Slika 2.9. Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog stroja s Theveninovim naponom i otporom statora

Iako je posebna paralelna konfiguracija gubitaka u željezu već razmatrana u literaturi u sklopu analize motorskih režima rada asinkronog stroja [69, 71, 82, 83], u ovoj je disertaciji primijenjena za analizu generatorskih režima rada, odnosno SEIG-a, pri čemu je, za razliku od spomenutih radova, otpor gubitaka u željezu modeliran u funkciji frekvencije statora i magnetskog toka u zračnom rasporu.

Serijske konfiguracije gubitaka u željezu

Serijske konfiguracije gubitaka u željezu moguće je izvesti iz standardne paralelne konfiguracije. Kod standardne serijske konfiguracije, otpor gubitaka u željezu je smješten u seriju s međuinduktivitetom [49], kako je prikazano na slici 2.10.

U radu [47] predložena je nešto drukčija serijska konfiguracija gubitaka u željezu (u nastavku: *posebna serijska konfiguracija*), a dinamička nadomjesna T shema pripadajućeg modela prikazana je na slici 2.11.



Slika 2.10. Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog stroja sa standardnom serijskom konfiguracijom gubitaka u željezu (samo os d)



Slika 2.11. Nadomjesna T shema dinamičkog modela kaveznog asinkronog stroja s posebnom serijskom konfiguracijom gubitaka u željezu (samo os d)

Za dobivanje jednadžbi modela prikazanog na slici 2.11, potrebno je u jednadžbama klasičnog modela (2.2)-(2.7) izmijeniti samo naponske jednadžbe statora i rotora, (2.2) i (2.3), na sljedeći način:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{\sigma s} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_a L_{\sigma s} i_{sq} + L_m \frac{di_{md}}{dt} - \omega_a L_m i_{mq} + R_{ms} i_{md}$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{\sigma s} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_a L_{\sigma s} i_{sd} + L_m \frac{di_{mq}}{dt} + \omega_a L_m i_{md} + R_{ms} i_{mq}$$
(2.17)

$$0 = R_r i_{rd} + L_{\sigma r} \frac{di_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) L_{\sigma r} i_{rq} + L_m \frac{di_{md}}{dt} - (\omega_a - \omega) L_m i_{mq} + R_{mr} i_{md}$$

$$0 = R_r i_{rq} + L_{\sigma r} \frac{di_{rq}}{dt} - (\omega_a - \omega) L_{\sigma r} i_{rd} + L_m \frac{di_{mq}}{dt} + (\omega_a - \omega) L_m i_{md} + R_{mr} i_{mq}$$
(2.18)

Uvažavajući jednadžbe (2.4) i (2.5), jednadžbe (2.17) i (2.18) se mogu napisati u obliku sličnom jednadžbama (2.2) i (2.3):

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_a \psi_{sq} + R_{ms} i_{md}$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_a \psi_{sd} + R_{ms} i_{mq}$$
(2.19)

$$u_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega)\psi_{rq} + R_{mr} i_{md}$$

$$u_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega)\psi_{rd} + R_{mr} i_{mq}$$
(2.20)

gdje je:

 $R_{ms} \approx \omega_a^{2} (s^{2} + 1) L_m^{2} / R_m \text{ - statorska komponenta otpora gubitaka u željezu,}$ $R_{mr} \approx (\omega_a - \omega) \omega_a (s^{2} + 1) L_m^{2} / R_m \text{ - rotorska komponenta otpora gubitaka u željezu.}$

Iz jednadžbi (2.19) i (2.20) može se zaključiti da je jedina razlika između modela s posebnom serijskom konfiguracijom gubitaka u željezu i modela sa standardnom serijskom konfiguracijom gubitaka u željezu u tome što je kod posebne serijske konfiguracije otpor gubitaka u željezu razdvojen na statorsku komponentu, R_{ms} , i rotorsku komponentu, R_{mr} , pri čemu je statorska komponenta znatno veća ($\omega_a = \omega_s \rightarrow \omega_a \gg \omega_a - \omega$). Zbog raspregnutosti statorske i rotorske komponente gubitaka u željezu, model na slici 2.11 predstavlja fizikalno točniji prikaz gubitaka u željezu u odnosu na model na slici 2.10. Jednadžbe modela sa standardnom serijskom konfiguracijom gubitaka u željezu mogu se izvesti iz jednadžbi modela s posebnom serijskom konfiguracijom gubitaka u željezu uvođenjem supstitucije $R_{ms} = R_{mr} = R_m$ u jednadžbe (2.17)-(2.20).

Prednost serijskih konfiguracija u odnosu na standardnu paralelnu konfiguraciju gubitaka u željezu je u eliminiranju diferencijalnih jednadžbi (2.16). Na taj se način zadržava prvi red diferencijalnih jednadžbi u opisu modela varijablama stanja. Ipak, serijske konfiguracije gubitaka u željezu znatno su manje zastupljene u literaturi u odnosu na paralelne konfiguracije. Nedostatak serijskih konfiguracija gubitaka u željezu leži u tome što u odnosu na paralelne konfiguracije pružaju manje točnu aproksimaciju gubitaka u željezu u širokim rasponima frekvencije statora [69, 84]. Budući da zbog promjenjive brzine vrtnje pogonskog stroja frekvencija statora SEIG-a može značajno varirati, ovo predstavlja ozbiljan nedostatak serijskih konfiguracija kada se razmatra njihova primjena u okviru modela SEIG-a. Osim toga, standardna serijska konfiguracija gubitaka u željezu

zbog numeričkih razloga ne dozvoljava modeliranje otpora gubitaka u željezu u vidu parametra ovisnog o frekvenciji statora i magnetskom toku u zračnom rasporu. Zbog navedenih razloga, dalje u disertaciji su za modeliranje gubitaka u željezu SEIG-a korištene isključivo paralelne konfiguracije.

2.4. Dinamički modeli samouzbudnog asinkronog generatora s uračunatim gubicima u željezu

U ovom podpoglavlju se razmatraju dva nova dinamička modela SEIG-a s paralelnim konfiguracijama gubitaka u željezu; jedan sa standardnom paralelnom konfiguracijom (kao kod modela na slici 2.7) [85, 86] i drugi s posebnom paralelnom konfiguracijom (kao kod modela na slici 2.8) [87]. U obje razmatrane konfiguracije, otpor gubitaka u željezu SEIG-a je modeliran u vidu parametra ovisnog o frekvenciji statora i magnetskom toku u zračnom rasporu, a međuinduktivitet je modeliran u vidu parametra ovisnog o amplitudi struje magnetiziranja.

Nadomjesna T shema dinamičkog modela SEIG-a sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu, u stacionarnom koordinatnom sustavu, prikazana je na slici 2.12. Jednadžbe ovog modela dobiju se zamjenom indeksa *d* i *q* s indeksima α i β u jednadžbama (2.2), (2.3), (2.12) i (2.14)-(2.16) te prebacivanjem napona statora na desnu stranu jednadžbi (2.2), a za upotpunjavanje jednadžbi modela potrebno je još uzeti u obzir jednadžbe (2.9)-(2.11) te jednadžbe za tokove rotora:

$$\psi_{r\alpha} = L_{\sigma r} i_{r\alpha} + L_m i_{m\alpha} + \psi_{r\alpha o}$$

$$\psi_{r\beta} = L_{\sigma r} i_{r\beta} + L_m i_{m\beta} + \psi_{r\beta o}$$
(2.21)



Slika 2.12. Nadomjesna T shema dinamičkog modela SEIG-a sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu u stacionarnom koordinatnom sustavu (os α)

Nakon primjene Laplaceove transformacije na jednadžbe modela, moguće je izvesti diferencijalne jednadžbe drugog reda kojima su u potpunosti opisane struje statora i rotora:

$$s^{2}i_{s\alpha} = -\left(\frac{R_{s}}{L_{\sigma s}} + \frac{R_{m}}{L_{m}} + \frac{R_{m}}{L_{\sigma s}}\right)si_{s\alpha} - \frac{R_{s}R_{m}}{L_{\sigma s}L_{m}}i_{s\alpha} - \frac{R_{m}}{L_{\sigma s}}si_{r\alpha} - \frac{1}{L_{\sigma s}}su_{s\alpha} - \frac{R_{m}}{L_{\sigma s}L_{m}}u_{s\alpha}$$
(2.22)

$$s^{2}i_{s\beta} = -\left(\frac{R_{s}}{L_{\sigma s}} + \frac{R_{m}}{L_{m}} + \frac{R_{m}}{L_{\sigma s}}\right)si_{s\beta} - \frac{R_{s}R_{m}}{L_{\sigma s}L_{m}}i_{s\beta} - \frac{R_{m}}{L_{\sigma s}}si_{r\beta} - \frac{1}{L_{\sigma s}}su_{s\beta} - \frac{R_{m}}{L_{\sigma s}L_{m}}u_{s\beta}$$
(2.23)

$$s^{2}i_{r\alpha} = -\frac{R_{m}}{L_{\sigma r}}si_{s\alpha} - \left(\frac{R_{r}}{L_{\sigma s}} + \frac{R_{m}}{L_{m}} + \frac{R_{m}}{L_{\sigma r}}\right)si_{r\alpha} - \omega si_{r\beta} - \omega \frac{R_{m}}{L_{\sigma r}}i_{s\beta} - \frac{R_{r}R_{m}}{L_{\sigma r}L_{m}}i_{r\alpha} - \omega R_{m}\left(\frac{1}{L_{\sigma r}} + \frac{1}{L_{m}}\right)i_{r\beta} - \frac{1}{L_{\sigma r}}sK_{r\alpha} - \frac{R_{m}}{L_{\sigma r}L_{m}}K_{r\alpha}$$

$$(2.24)$$

$$s^{2}i_{r\beta} = -\frac{R_{m}}{L_{\sigma r}}si_{s\beta} - \left(\frac{R_{r}}{L_{\sigma s}} + \frac{R_{m}}{L_{m}} + \frac{R_{m}}{L_{\sigma r}}\right)si_{r\beta} + \omega si_{r\alpha} + \omega \frac{R_{m}}{L_{\sigma r}}i_{s\alpha} - \frac{R_{r}R_{m}}{L_{\sigma r}L_{m}}i_{r\beta} + \omega R_{m}\left(\frac{1}{L_{\sigma r}} + \frac{1}{L_{m}}\right)i_{r\alpha} + \frac{1}{L_{\sigma r}}sK_{r\beta} + \frac{R_{m}}{L_{\sigma r}L_{m}}K_{r\beta}$$

$$(2.25)$$

U jednadžbama (2.24) i (2.25), $K_{r\alpha}$ i $K_{r\beta}$ predstavljaju početne inducirane napone uslijed remanentnog magnetskog toka u rotoru duž osi α i β , redom, a jednake su umnošku remanentnog magnetskog toka rotora u pripadajućoj osi i kutne brzine vrtnje rotora.

Nadomjesna T shema dinamičkog modela SEIG-a s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu, u stacionarnom koordinatnom sustavu, prikazana je na slici 2.13. Na slici 2.13b, promjenjivi otpor gubitaka u željezu uračunat je u vidu promjenjivog otpora statora. Izrazi za izračun Theveninovih ekvivalenata su:

$$R_{sT} = R_s || R_m = \frac{R_s R_m}{R_s + R_m}$$
(2.26)

$$u_{sT\alpha} = u_{s\alpha} \frac{R_m}{R_s + R_m}, \quad u_{sT\beta} = u_{s\beta} \frac{R_m}{R_s + R_m}$$
(2.27)

$$i_{sT\alpha} = i_{s\alpha} \frac{R_s + R_m}{R_m} + \frac{u_{s\alpha}}{R_m}, \quad i_{sT\beta} = i_{s\beta} \frac{R_s + R_m}{R_m} + \frac{u_{s\beta}}{R_m}$$
(2.28)

31





Slika 2.13. Nadomjesna T shema dinamičkog modela SEIG-a u stacionarnom koordinatnom sustavu (os α) s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu: a) prije uvođenja Theveninovih ekvivalenata i b) nakon uvođenja Theveninovih ekvivalenata

Jednadžbe klasičnog dinamičkog modela SEIG-a vrijede i za ovaj model, uz uvjet da se uvedu sljedeće supstitucije:

$$R_{s} \rightarrow R_{sT}$$

$$u_{s\alpha} \rightarrow u_{sT\alpha}, \quad u_{s\beta} \rightarrow u_{sT\beta}$$

$$i_{s\alpha} \rightarrow i_{sT\alpha}, \quad i_{s\beta} \rightarrow i_{sT\beta}$$

$$(2.29)$$

Slično kao kod modela na slici 2.12, za model na slici 2.13 se nakon primjene Laplaceove transformacije mogu izvesti diferencijalne jednadžbe prvog reda kojima su u potpunosti opisane struje statora i rotora:

$$si_{sT\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_m^2 \omega i_{sT\beta} - L_r R_{sT} i_{sT\alpha} + L_m \omega L_r i_{r\beta} + L_m R_r i_{r\alpha} - L_r u_{sT\alpha} - L_m K_{r\alpha})$$
(2.30)

$$si_{sT\beta} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} \left(-L_r R_{sT} i_{sT\beta} - L_m^2 \omega i_{sT\alpha} + L_m R_r i_{r\beta} - L_m \omega L_r i_{r\alpha} - L_r u_{sT\beta} - L_m K_{r\beta} \right)$$
(2.31)

$$si_{r\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} \left(-L_s \omega L_m i_{sT\beta} + L_m R_{sT} i_{sT\alpha} - L_s \omega L_r i_{r\beta} - L_s R_r i_{r\alpha} + L_m u_{sT\alpha} - L_s K_{r\alpha} \right)$$
(2.32)

$$si_{r\beta} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} \left(L_m R_{sT} i_{sT\beta} + L_s \omega L_m i_{sT\alpha} - L_s R_r i_{r\beta} + L_s \omega L_r i_{r\alpha} + L_m u_{sT\beta} - L_s K_{r\beta} \right)$$
(2.33)

Ovisnost otpora gubitaka u željezu o frekvenciji statora i magnetskom toku u zračnom rasporu u modelima na slikama 2.12 i 2.13 određena je eksperimentalno na temelju pokusa praznog hoda provedenih za frekvencije statora u rasponu 10 Hz - 60 Hz. Iako iz standardnog pokusa praznog hoda nije moguće odrediti rotorsku komponentu gubitaka u željezu, može se reći da ovako određeni gubici u željezu općenito predstavljaju dovoljno točnu aproksimaciju gubitaka u željezu jer je za uobičajene iznose klizanja statorska komponenta gubitaka u željezu dominantna u odnosu na rotorsku. Utjecaj magnetskog toka u zračnom rasporu na gubitke u željezu prikazan je pomoću fiktivne struje gubitaka u željezu, *I*_{*Rm*}. Na temelju podataka izmjerenih u sklopu pokusa praznog hoda, otpor gubitaka u željezu je izračunat korištenjem procedure opisane u literaturi [51], s tim da su mehanički gubici asinkronog stroja također uzeti u obzir prilikom izračuna. Izrazi za izračun otpora gubitaka u željezu za standardnu paralelnu konfiguraciju i posebnu paralelnu konfiguraciju, redom, su sljedeći:

$$R_m = \frac{(Q_0 - 3I_0^2 X_{\sigma s})^2 + P_{Fe}^2}{3I_0^2 P_{Fe}}$$
(2.34)

$$R_m = \frac{Q_0^2 + P_{Fe}^2}{3I_0^2 P_{Fe}}$$
(2.35)

Izrazi za izračun pripadajućih struja gubitaka u željezu su:

$$I_{Rmo} = I_0 \frac{X_m}{\sqrt{R_m^2 + X_m^2}}$$
(2.36)

$$I_{Rmo} = I_0 \frac{X_m + X_{\sigma s}}{\sqrt{R_m^2 + (X_m + X_{\sigma s})^2}} = I_0 \frac{X_s}{\sqrt{R_m^2 + X_s^2}}$$
(2.37)

Karakteristike ovisnosti otpora gubitaka u željezu o struji gubitaka u željezu i frekvenciji statora mogu se odrediti rješavanjem jednadžbi (2.34)-(2.37) za odabrani raspon frekvencija statora, kako je prikazano na slici 2.14.

Karakteristike na slici 2.14 određene su za asinkroni stroj čiji su parametri dani u dodatku A. Očito je da iznos otpora gubitaka u željezu značajno ovisi ne samo o frekvenciji statora i magnetskom toku u zračnom rasporu nego i o konfiguraciji modela (tj. kod standardne paralelne konfiguracije je otpor gubitaka u željezu nešto manji nego kod posebne paralelne konfiguracije). Karakteristike gubitaka u željezu dobivene pri 20 Hz, 35 Hz i 50 Hz nisu potpuno glatke za struje $I_{Rm} < 0,15$ A. Izobličenja karakteristika vjerojatno su posljedica odstupanja nekih mjernih točaka, a zbog primijenjene linearne interpolacije još su više izražena. Međutim, ova izobličenja nemaju značaja za daljnju analizu jer su zabilježena isključivo lijevo od koljena karakteristika, odnosno u području u kojem se stacionarna radna točka SEIG-a nikada ne nalazi, te se u nastavku mogu zanemariti.

Na slici 2.15 prikazane su karakteristike magnetiziranja za razmatrane modele, dobivene linearnom interpolacijom mjernih točaka. Mjerne točke su određene za isti stroj kao i karakteristike gubitaka u željezu, i to pri frekvenciji statora od 50 Hz. Budući da se razmatrani modeli ne razlikuju s obzirom na smještaj međuinduktiviteta u nadomjesnoj shemi, njihove karakteristike magnetiziranja se preklapaju. Također, s obzirom na frekvencijsku neovisnost funkcije $L_m = f(I_m)$ (slika 2.6), karakteristika magnetiziranja određena pri frekvencija statora od 50 Hz može se koristiti u cijelom rasponu frekvencija.



Slika 2.14. Izmjerene karakteristike ovisnosti otpora gubitaka u željezu o amplitudi struje gubitaka u željezu u praznom hodu (parametar je frekvencija statora):
a) standardna paralelna konfiguracija i b) posebna paralelna konfiguracija



Slika 2.15. Karakteristike ovisnosti međuinduktiviteta o amplitudi struje magnetiziranja u praznom hodu za razmatrane modele SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu

U simulacijama i eksperimentima u narednim poglavljima korištena je karakteristika magnetiziranja na slici 2.15, s tim da je nezasićeni dio karakteristike magnetiziranja ($I_m < 1,437$ A) aproksimiran pravcem paralelnim s apscisom na visini $L_m = 0,4058$ H kako bi se izbjegle nestabilnosti numeričkog tipa pri malim strujama magnetiziranja. Ova aproksimacija je uobičajena u literaturi za asinkrone strojeve, a u ovom slučaju je dodatno opravdana činjenicom da se stacionarna radna točka SEIG-a ionako nikada ne nalazi na nezasićenom dijelu karakteristike magnetiziranja.

3. UTJECAJ GUBITAKA U ŽELJEZU NA RAD NEREGULIRANOG SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA

U ovom poglavlju analizan je utjecaj gubitaka u željezu na rad nereguliranog SEIG-a, s posebnim naglaskom na korisnost. Analiza je izvršena na simulacijskoj i eksperimentalnoj razini. Simulacijski dio analize izvršen je u programskom paketu MATLAB Simulink [88], a u tu svrhu korišteni su simulacijski modeli nereguliranog SEIG-a sa sljedeće tri konfiguracije gubitaka u željezu: klasičnom (tj. bez gubitaka u željezu - slika 2.4), standardnom paralelnom (slika 2.12) i posebnom paralelnom (slika 2.13). U okviru simulacijskih modela s uračunatim gubicima u željezu, otpor gubitaka u željezu modeliran je u vidu parametra ovisnog o frekvenciji statora i struji gubitaka u željezu (tj. magnetskom toku u zračnom rasporu). Time se očekuje postići veća točnost modela u odnosu na postojeće modele s uračunatim gubicima u željezu, kod kojih je otpor gubitaka u željezu modeliran kao konstantan parametar ili kao parametar linearno ovisan o jednoj varijabli. Opravdanost ove pretpostavke ispitana je na temelju usporedbe sa simulacijskim modelima kod kojih je otpor gubitaka u željezu modeliran u jednom slučaju kao konstantan parametar, a u drugom slučaju kao linearno ovisan o naponu u zračnom rasporu. U sklopu simulacija analiziran je utjecaj gubitaka u željezu nereguliranog SEIG-a na strujne i naponske prilike te posebno na korisnost (gubitke), pri čemu je analiza provedena za različite radne režime. Za potrebe eksperimentalne analize rada nereguliranog SEIG-a izrađena je pripadajuća laboratorijska maketa. Verifikacija simulacijskih modela provedena je na temelju usporedbe s eksperimentalnim rezultatima, a cilj je utvrditi koji od modela/konfiguracija razmatranih simulacijskih najbolje objedinjuje zahtjeve jednostavnosti i točnosti, odnosno koji od simulacijskih modela/konfiguracija je najprikladniji za razvoj algoritma vektorske regulacije SEIG-a u četvrtom poglavlju.

3.1. Simulacijska analiza utjecaja gubitaka u željezu na rad nereguliranog samouzbudnog asinkronog generatora

Izgled simulacijskog modela nereguliranog SEIG-a sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu, izrađenog u programskom paketu MATLAB *Simulink*, prikazan je na slici 3.1.





Slika 3.1. Simulacijski model nereguliranog SEIG-a sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu: a) cjeloviti model i b) unutrašnjost podsustava SEIG

b)

Na slici 3.1b prikazana je unutrašnjost podsustava SEIG u kojem su sadržane jednadžbe matematičkog modela SEIG-a. Sivo obojeni blokovi i podsustavi na slici predstavljaju jednadžbe (2.7), (2.22)-(2.25) i (3.1) te algoritme za izračun međuinduktiviteta i otpora gubitaka u željezu. Gubici u željezu i magnetsko zasićenje modelirani su na temelju karakteristika prikazanih na slikama 2.14a i 2.15, redom, i to primjenom tablica look-up preglednih (engl. *table*) S linearnom interpolacijom/ekstrapolacijom. Ulazne varijable za podsustav SEIG su električna kutna brzina vrtnje ω , početni naponi $K_{r\alpha}$, $K_{r\beta}$, $u_{s\alpha\theta}$ i $u_{s\beta\theta}$, kapacitet C i otpor R_T . Posljednje dvije varijable odnose se na kapacitet uzbudnog kondenzatora i otpor radnog trošila po fazi. Iznosi svih ulaznih varijabli definirani su izvan podsustava SEIG primjenom standardnih blokova iz Simulinkove biblioteke, kako je prikazano na slici 3.1a. Naime, kapacitet C i početni naponi $K_{r\alpha}$, $K_{r\beta}$, $u_{s\alpha0}$ i $u_{s\beta0}$ definirani su kao konstantni parametri (blok Constant iz Simulinkove biblioteke), otpor R_T definiran je kao udarna funkcija (blok Step iz Simulinkove biblioteke), a brzina vrtnje ω definirana je, ovisno o potrebi, ili kao konstantan parametar (blok Constant iz Simulinkove biblioteke) ili kao signal rekonstruiran iz mjerenog signala brzine vrtnje (blok Signal builder iz Simulinkove biblioteke). Rekonstruiranje signala brzine vrtnje iz pripadajućeg mjerenog signala objašnjeno je u podpoglavlju 3.2. Izlazne varijable podsustava SEIG su naponi $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$, struje $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $i_{r\alpha}$ i $i_{r\beta}$ i elektromagnetski moment m_e. Kutna brzina statorskih veličina (u nastavku: kutna brzina statora) računa se prema izrazu [36]:

$$\omega_{s} = \frac{\psi_{s\alpha}(u_{s\beta} - R_{s}i_{s\beta}) - \psi_{s\beta}(u_{s\alpha} - R_{s}i_{s\alpha})}{\psi_{s\alpha}^{2} + \psi_{s\beta}^{2}}$$
(3.1)

Kutna brzina statora može se izračunati i deriviranjem pripadajućeg kuta statora, θ_s , ali u tom slučaju bi se smanjila numerička stabilnost modela zbog problema povezanih s deriviranjem. Primjenom izraza (3.1), dakle, izbjegnute su nestabilnosti povezane s deriviranjem kuta statora.

Simulacijski model nereguliranog SEIG-a s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu također je izrađen u programskom paketu MATLAB *Simulink*. Izgled cjelovitog modela identičan je onom na slici 3.1a pa je na slici 3.2 prikazana samo unutrašnjost podsustava *SEIG* za ovaj model. Sivo obojeni blokovi i podsustavi na slici predstavljaju jednadžbe (2.7), (2.26)-(2.28), (2.30)-(2.33) i (3.2) te algoritme za izračun međuinduktiviteta i otpora gubitaka u željezu.



Slika 3.2. Unutrašnjost podsustava SEIG u simulacijskom modelu s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu

Gubici u željezu i magnetsko zasićenje modelirani su na temelju karakteristika danih na slikama 2.14b i 2.15, redom, također primjenom preglednih tablica s linearnom interpolacijom/ekstrapolacijom. Ulazne i izlazne varijable za podsustav *SEIG* definirane su kao kod modela na slici 3.1. U ovom slučaju, izraz za izračun kutne brzine statora razlikuje se od izraza (3.1) samo po tome što su umjesto stvarnih napona i struja statora korišteni njihovi Theveninovi ekvivalenti, odnosno:

$$\omega_{s} = \frac{\psi_{s\alpha}(u_{sT\beta} - R_{s}i_{sT\beta}) - \psi_{s\beta}(u_{sT\alpha} - R_{s}i_{sT\alpha})}{\psi_{s\alpha}^{2} + \psi_{s\beta}^{2}}$$
(3.2)

Klasični simulacijski model nereguliranog SEIG-a moguće je dobiti uvrštavanjem vrlo velikog iznosa za otpor gubitaka u željezu (teoretski $R_m \rightarrow \infty$, a u simulacijama $R_m = 10^{12} \Omega$) u bilo koji od dvaju prethodno opisanih modela s uračunatim gubicima u željezu. Na taj se način u pripadajućim nadomjesnim shemama modela SEIG-a eliminira poprečna grana s otporom gubitaka u željezu te mu se konfiguracija svodi na klasičnu. Ručnom sklopkom, na slikama 3.1b i 3.2 smještenom na izlazu iz pregledne tablice *Izracun Rm_a*, omogućena je transformacija između klasičnog modela i modela s uračunatim gubicima u željezu. Transformacija je reverzibilna te ju je moguće izvršiti i za vrijeme trajanja simulacije. Također, intervencijom u način izračuna otpora gubitaka u željezu moguće je dobiti ekvivalentne simulacijske modele s otporom gubitaka u željezu definiranim u funkciji neke druge varijable (ili više njih) ili u vidu konstantnog parametra. Tako su radi dobivanja ekvivalentnih simulacijskih modela SEIG-a s konstantnim otporom R_m i s otporom R_m linearno ovisnim o naponu u zračnom rasporu kasnije u ovom poglavlju izvršene preinake simulacijskog modela prikazanog na slici 3.2.

Utjecaj gubitaka u željezu tijekom procesa magnetiziranja i terećenja

Za utvrđivanje utjecaja gubitaka u željezu tijekom procesa magnetiziranja i terećenja SEIG-a korišteni su simulacijski modeli na slikama 3.1 i 3.2 koji, kako je objašnjeno, obuhvaćaju ukupno tri različite konfiguracije gubitaka u željezu: klasičnu (tj. bez gubitaka u željezu), standardnu paralelnu i posebnu paralelnu. U sklopu simulacija cilj je ispitati utjecaj gubitaka u željezu na spomenute procese za različita opterećenja i brzine vrtnje pogonskog stroja. U tu svrhu izvršene su simulacije sljedećih dvaju režima:

- 1. SEIG je magnetiziran u praznom hodu, a u trenutku t = 3 s priključeno je trošilo otpora $R_T = 220 \Omega$ po fazi. Tijekom simulacije, brzina vrtnje rotora i kapacitet uzbudnih kondenzatora konstantni su i jednaki n = 1200 o/min i $C = 50 \mu$ F, redom.
- 2. SEIG je magnetiziran u praznom hodu, a u trenutku t = 3 s priključeno je trošilo otpora $R_T = 220 \Omega$ po fazi. Tijekom simulacije, brzina vrtnje rotora i kapacitet uzbudnih kondenzatora konstantni su i jednaki n = 600 o/min i $C = 200 \mu$ F, redom.

U obje simulacije, početni naponi na kondenzatorima postavljeni su na 5 V, a početni naponi inducirani uslijed remanentnog magnetskog toka u rotoru postavljeni su na 0 V, što je situacija koja odgovara pokretanju SEIG-a nakon što je prethodno bio u potpunosti razmagnetiziran (npr. zbog priključka prevelikog opterećenja). Za sve tri razmatrane konfiguracije modela, kao optimalno vrijeme uzorkovanja uzeto je $T_s = 3 \cdot 10^{-5}$ s jer je zaključeno da se daljnjim smanjivanjem vremena uzorkovanja postiže zanemariv učinak s aspekta povećanja točnosti simulacija nauštrb produljenja trajanja izvršavanja. Rezultati prve simulacije prikazani su na slikama 3.3-3.9.



Slika 3.3. Valni oblici faznog napona statora

Na slici 3.3 jasno se vidi postepeno povećanje amplitude napona statora tijekom procesa magnetiziranja kao i njeno smanjenje nakon priključenja trošila u trećoj sekundi kod sve tri razmatrane konfiguracije modela. Međutim, osim očitih razlika u trajanju procesa magnetiziranja, teško je uočiti druge bitne razlike između valnih oblika triju modela s obzirom na dano mjerilo. Stoga je na slikama 3.4a i 3.4b prikazan izgled valnih oblika faznog napona statora u praznom hodu i s priključenim trošilom, redom, za vremenski raspon od $\Delta t = 0,05$ s, a na slikama 3.5a i 3.5b prikazane su pripadajuće frekvencije statora. I u praznom hodu i s priključenim trošilom, frekvencija statora modela bez gubitaka u željezu nešto je veća u odnosu na druga dva modela. To ukazuje na manji iznos klizanja kod klasičnog modela, koji je očito posljedica manjih ukupnih gubitaka SEIG-a. Fazni pomak koji se javlja između prikazanih valnih oblika napona statora posljedica je razlike u frekvencijama statora, odnosno u gubicima SEIG-a.



Slika 3.4. Uvećani valni oblici faznog napona statora: a) prazni hod i b) priključeno trošilo



Slika 3.5. Frekvencija faznog napona statora (frekvencija statora): a) prazni hod i b) priključeno trošilo

Iako odabrani raspon vremenske osi na slikama 3.4 i 3.5 omogućuje uočavanje razlika u frekvencijama triju prikazanih valnih oblika napona statora, i dalje je teško uočiti razlike u iznosima amplituda. Stoga su na slikama 3.6a i 3.6b prikazani iznosi vektora napona statora tijekom magnetiziranja i priključenja trošila, redom, s prilagođenim rasponima naponske osi. Na slici 3.7 prikazani su pripadajući iznosi vektora struje statora s prilagođenim rasponima strujne osi.



Slika 3.6. Iznosi vektora napona statora u prvoj simulaciji: a) magnetiziranje i b) terećenje



Slika 3.7. Iznosi vektora struje statora u prvoj simulaciji: a) magnetiziranje i b) terećenje

Na slici 3.6a vidljivo je da postojanje gubitaka u željezu rezultira produljenjem procesa magnetiziranja i smanjenjem stacionarnog iznosa napona statora, kako u praznom hodu tako i s priključenim trošilom. Maksimalna relativna razlika u iznosima vektora napona statora u stacionarnom stanju zabilježena je s priključenim trošilom (slika 3.6b). Međutim, budući da je ova razlika manja od 5 %, može se smatrati zanemarivom. Nakon priključenja trošila u trenutku t = 3 s, kod sva tri modela SEIG-a je došlo do smanjenja stacionarnog iznosa vektora napona statora za otprilike 10 %. Slični zaključci se mogu izvesti i za stacionarne iznose vektora struje statora (slika 3.7).

Veći utjecaj gubitaka u željezu može se uočiti na slici 3.8, gdje se jasno vidi da postojanje gubitaka u željezu dovodi do značajnog povećanja stacionarnog iznosa vektora struje rotora. Ovo povećanje se može objasniti na sljedeći način: povećanje ukupnih gubitaka u stroju zbog postojanja gubitaka u željezu uzrokuje povećanje iznosa klizanja, što dovodi do smanjenja nadomjesnog otpora rotora u stacionarnom stanju, R_r/s , a to za posljedicu ima povećanje struje rotora. Može se dakle reći da postojanje gubitaka u željezu ima za posljedicu povećanje gubitaka u bakru rotora. S druge strane, uračunavanje gubitaka u željezu nema značajnog utjecaja na gubitke u bakru statora kako se vidi na slici 3.7a.



Slika 3.8. Iznosi vektora struje rotora u prvoj simulaciji: a) magnetiziranje i b) terećenje

Maksimalno relativno povećanje struje rotora zbog uračunavanja gubitaka u željezu zabilježeno je u praznom hodu jer tada gubici u željezu imaju veći utjecaj na iznos klizanja SEIG-a nego kada je priključeno trošilo, što je s jedne strane posljedica činjenice da je u praznom hodu klizanje određeno isključivo gubicima, a s druge strane je posljedica smanjenja iznosa gubitaka u bakru sa smanjenjem opterećenja. Međutim, unatoč povećanju struje rotora u praznom hodu, njen kvadrirani iznos je i dalje znatno manji od kvadriranog iznosa struje statora. Budući da su radni otpori statora i rotora razmatranog asinkronog stroja sličnog iznosa te su modelirani kao konstantni, u praznom hodu je udio gubitaka u bakru rotora i dalje znatno manji u odnosu na udio gubitaka u bakru statora u ukupnim gubicima u bakru SEIG-a.

Na slici 3.9 prikazani su iznosi međuinduktiviteta i otpora gubitaka u željezu. S obzirom na iznose međuinduktiviteta, jasno se vidi da se SEIG u stacionarnom stanju uvijek nalazi u području magnetskog zasićenja, neovisno o korištenoj konfiguraciji modela. Također, skoro do druge sekunde simulacije (tj. sve dok je struja $I_m < 1,437$ A) iznosi međuinduktiviteta su konstantni i jednaki nezasićenom iznosu od 0,4058 H, što je posljedica aproksimacije nezasićenog dijela karakteristike magnetiziranja na slici 2.15 pravcem, kako je objašnjeno u podpoglavlju 2.4.



Slika 3.9. Iznosi a) međuinduktiviteta i b) otpora gubitaka u željezu u prvoj simulaciji

Iznosi otpora gubitaka u željezu na slici 3.9b za razmatrane konfiguracije razlikuju se za isti režim, što je u skladu s karakteristikama na slici 2.14 (otpor R_m nešto je veći kod posebne paralelne konfiguracije).

U prvoj simulaciji zabilježene su sljedeće stacionarne vrijednosti elektromagnetskog momenta s priključenim trošilom: 2,70 Nm - klasična konfiguracija, 3,24 Nm - standardna paralelna konfiguracija i 3,19 Nm - posebna paralelna konfiguracija. U sva tri slučaja, elektromagnetski moment je manji od trećine nazivnog iznosa $M_{en} = 10,5$ Nm. Kod modela s uračunatim gubicima u željezu zabilježene su nešto veći iznosi elektromagnetskog momenta nego kod klasičnog modela, što ukazuje na veće iznose mehaničke snage, koja kod ovih modela mora pokriti i gubitke u željezu.

Konačno, korisnost SEIG-a izračunata je za sva tri modela kao kvocijent električne snage na trošilu i mehaničke snage na osovini, a u prvoj simulaciji su zabilježene sljedeće vrijednosti: 83,65 % - klasična konfiguracija, 67,18 % - standardna paralelna konfiguracija i 67,47 % - posebna paralelna konfiguracija. Znatno manji iznosi korisnosti kod modela s uračunatim gubicima u željezu isključivo su posljedica gubitaka u željezu te ukazuju na njihov značajan utjecaj na korisnost razmatranog SEIG-a u ovom radnom režimu. Ovako

izražen utjecaj gubitaka u željezu je, između ostalog, povezan s relativno malim iznosom elektromagnetskog momenta i relativno velikim magnetskim zasićenjem, kako je kasnije objašnjeno.

U drugoj simulaciji su dobiveni rezultati slični onima u prvoj simulaciji, a prikazani su na slikama 3.10-3.13.



Slika 3.10. Iznosi vektora napona statora u drugoj simulaciji: a) magnetiziranje i b) terećenje



Slika 3.11. Iznosi vektora struje statora u drugoj simulaciji: a) magnetiziranje i b) terećenje


Slika 3.12. Iznosi vektora struje rotora u drugoj simulaciji: a) magnetiziranje i b) terećenje



Slika 3.13. Iznosi a) međuinduktiviteta i b) otpora gubitaka u željezu u drugoj simulaciji

Maksimalne relativne razlike u iznosima vektora napona/struje statora u stacionarnom stanju zabilježene u drugoj simulaciji, iako nešto veće nego u prvoj simulaciji, opet su zanemarive. Budući da je brzina vrtnje rotora u drugoj simulaciji dvostruko manja nego u prvoj, iznos generiranog napona statora je također otprilike dvostruko manji, što je jasno ako se uzme u obzir da su u obje simulacije korišteni kondenzatori 25 % većeg kapaciteta od onog izračunatog prema izrazu (2.1). Budući da je i frekvencija statora u drugoj simulaciji otprilike dvostruko manja nego u prvoj, iznos otpora gubitaka u željezu je također otprilike dvostruko manji, što je u skladu s karakteristikama prikazanim na slici 2.14. Rezultati druge simulacije.

Iznosi elektromagnetskog momenta zabilježeni u drugoj simulaciji manji su nego u prvoj i jednaki su: 1,79 Nm - klasična konfiguracija, 2,25 Nm - standardna paralelna konfiguracija i 2,22 Nm - posebna paralelna konfiguracija. Osim toga, u drugoj simulaciji su zabilježeni sljedeći iznosi korisnosti: 60,48 % - klasična konfiguracija, 45,16 % - standardna paralelna konfiguracija i 45,29 % - posebna paralelna konfiguracija. Značajan utjecaj gubitaka u željezu na korisnost SEIG-a ponovo je povezan s relativno malim elektromagnetskim momentom i relativno velikim magnetskim zasićenjem.

Općenito govoreći, uračunavanje gubitaka u željezu u model SEIG-a rezultira smanjenjem iznosa i frekvencije generiranog napona, zatim povećanjem iznosa elektromagnetskog momenta te smanjenjem korisnosti. S obzirom na dosad predstavljene rezultate, može se zaključiti da dva razmatrana modela s uračunatim gubicima u željezu daju približno iste rezultate. Prednost modela s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu u usporedbi s modelom sa standardnom paralelnom konfiguracijom je svakako manje zahtjevan proračun, što je posljedica manjeg reda diferencijalnih jednadžbi. Ipak, kod oba predložena modela s uračunatim gubicima u željezu može se postaviti pitanje opravdanosti modeliranja otpora gubitaka u željezu kao parametra ovisnog o dvije varijable. Opravdanost predloženog pristupa ispitana je u nastavku.

Usporedba simulacijskih rezultata dobivenih za modele SEIG-a s različito modeliranim otporima gubitaka u željezu

Kako je spomenuto u uvodu, u literaturi je uobičajeno gubitke u željezu asinkronih strojeva modelirati u vidu konstantnog otpora ili u vidu otpora linearno ovisnog o jednoj varijabli (npr. o naponu u zračnom rasporu ili frekvenciji statora). S druge strane, u disertaciji je predloženo modeliranje ovog otpora u vidu parametra ovisnog o dvije varijable, tj. o frekvenciji statora i struji kroz otpor gubitaka u željezu. Kako bi se utvrdila opravdanost predloženog pristupa, na simulacijskoj razini izvršena je usporedba s pristupima uobičajenim u literaturi. U tu svrhu korišten je model s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu zbog toga što je računski manje zahtjevan, a daje približno iste rezultate kao model sa standardnom paralelnom konfiguracijom. Da bi se usporedba mogla izvršiti, nužno je napraviti sljedeće preinake simulacijskog modela na slici 3.2: u prvom slučaju, predloženi otpor gubitaka u željezu potrebno je zamijeniti otporom konstantnog iznosa $R_m = 1070 \ \Omega$ (maksimalni iznos karakteristike za $f_s = 50 \ \text{Hz}$ na slici 2.14b), a u drugom slučaju, predloženi otpor gubitaka u željezu potrebno je zamijeniti otporom linearno ovisnim o naponu u zračnom rasporu prema funkciji $R_m = U_{Rm} + 932,1$ (linearizirana karakteristika $R_m = f(U_{Rm})$ određena u praznom hodu za $f_s = 50 \ \text{Hz}$).

Simulacijski rezultati prikazani na slikama 3.14-3.16 dobiveni su za režim prethodno opisan kao režim broj 2 u odjeljku *Utjecaj gubitaka u željezu tijekom procesa magnetiziranja i terećenja*. Zbog sličnih iznosa otpora gubitaka u željezu kod modela s konstantnim i linearno promjenjivim otporom R_m (slika 3.14), pripadajući simulacijski rezultati se vrlo malo razlikuju pa su na slikama 3.15 i 3.16, uz rezultate dobivene za model s predloženim otporom R_m , prikazani samo rezultati dobiveni za model s konstantnim otporom R_m . Maksimalno odstupanje u iznosima napona i struje statora dvaju modela je zanemarivo. Međutim, na slici 3.16 se vidi da je odstupanje u iznosu ulazne mehaničke snage, stoga i u iznosu korisnosti, znatno veće. Za ovaj primjer, zabilježeno je odstupanje od 7,74 % u izračunatoj korisnosti i odstupanje od 4,30 % u izračunatoj izlaznoj električnoj snazi.



Slika 3.14. Iznos otpora gubitaka u željezu za tri različita modela SEIG-a



Slika 3.15. Iznosi vektora napona statora za različite otpore gubitaka u željezu: a) magnetiziranje i b) terećenje



Slika 3.16. Ulazna mehanička snaga za različite otpore gubitaka u željezu: a) magnetiziranje i b) terećenje

S obzirom na rezultate prikazane na slici 3.16 može se zaključiti da korištenje simulacijskih modela s otporom R_m konstantnim ili linearno ovisnim o jednoj varijabli može dovesti do nezanemarivih pogrešaka u analizi korisnosti SEIG-a pa je u tom slučaju nužno gubitke u željezu modelirati na način predložen u disertaciji. Naravno, ovaj zaključak se temelji na pretpostavci da model predložen u disertaciji točnije aproksimira stvarnu korisnost SEIG-a. Stoga je ova pretpostavka kasnije provjerena na temelju usporedbe simulacijskih i eksperimentalnih rezultata.

Utjecaj gubitaka u željezu na položaj nula i polova u kompleksnoj ravnini

Analiza položaja nula i polova modela SEIG-a u kompleksnoj ravnini predstavlja alternativni pristup za razumijevanje procesa karakterističnih za ovaj tip generatora, poput procesa magnetiziranja ili razmagnetiziranja, kao i za razumijevanje utjecaja parametara SEIG-a, među njima i gubitaka u željezu, na te procese. Polove i nule klasičnog modela nereguliranog SEIG-a u stacionarnom koordinatnom sustavu s uračunatim radnim trošilom moguće je odrediti počevši od pripadajuće matrične jednadžbe. Matričnu jednadžbu modela je pritom moguće izvesti na temelju jednadžbi (2.2)-(2.4), (2.6) i (2.8)-(2.11), uz napone statora prebačene na desnu stranu znaka jednakosti u jednadžbama (2.2) i zamjenu indeksa *d* i *q* s indeksima α i β , redom, kako je objašnjeno u podpoglavlju 2.2. Tako izvedena matrična jednadžba klasičnog modela glasi:

$$\begin{bmatrix} R_s + sL_s + \frac{R_T}{1 + sCR_T} & 0 & sL_m & 0\\ 0 & R_s + sL_s + \frac{R_T}{1 + sCR_T} & 0 & sL_m\\ sL_m & \omega L_m & R_r + sL_r & \omega L_r\\ - \omega L_m & sL_m & - \omega L_r & R_r + sL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}\\ i_{s\beta}\\ i_{r\alpha}\\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{U_{s\alpha\sigma}}{1 + \frac{1}{sCR_T}}\\ -\frac{U_{s\beta\sigma}}{1 + \frac{1}{sCR_T}}\\ -K_{r\alpha}\\ K_{r\beta} \end{bmatrix}$$
(3.3)

Primjenom Cramerovog pravila na jednadžbu (3.3) moguće je izvesti izraz za struju $i_{s\alpha}$. Polovi izraza za struju $i_{s\alpha}$, tj. korijeni pripadajuće karakteristične jednadžbe, dobiju se izjednačavanjem nazivnika tako dobivenog izraza s nulom, dok se nule dobiju izjednačavanjem brojnika istog izraza s nulom. Analognim postupcima moguće je odrediti polove i nule za modele SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu, također s radnim trošilom. Matrične jednadžbe za modele s posebnom i standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu dane su u dodatku B.

Na slikama 3.17 i 3.18 prikazani su položaji polova i nula u kompleksnoj ravnini određeni za modele s klasičnom i s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu. Položaji polova i nula modela sa standardnom paralelnom konfiguracijom nisu prikazani jer se gotovo preklapaju s onima određenim za model s posebnom paralelnom konfiguracijom (amplituda i frekvencija struje statora gotovo su iste kod oba modela).



Slika 3.17. Položaj polova i nula klasičnog modela i modela s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu u praznom hodu:
a) svi polovi i nule i b) samo dominantni polovi i nule



Slika 3.18. Putanja dominantnog pola tijekom procesa: a) magnetiziranja i b) terećenja

Na slici 3.17 prikazani su položaji polova (x) i nula (o) u stacionarnom stanju, u uvjetima praznog hoda ($R_T \rightarrow \infty$) te uz kapacitet $C = 50 \ \mu\text{F}$ i brzinu vrtnje rotora n = 1200 o/min. Kako se može vidjeti, većina polova i nula određenih za model s uračunatim gubicima u željezu pomaknuta je nešto ulijevo u odnosu na polove i nule određene za klasični model. Nadalje, ukupni broj nula i polova je isti za oba razmatrana modela, što je izravna posljedica istog reda diferencijalnih jednadžbi. Općenito, nule utječu na konstante s kojima se množe eksponencijalni članovi u jednadžbi struje statora napisanoj u vremenskom području, dok polovi određuju ne samo frekvenciju statora (imaginarni dio) nego i da li će amplituda struje statora s vremenom rasti (pozitivan realni dio) ili opadati (negativan realni dio). Što su polovi smješteni bliže imaginarnoj osi, to je njihov utjecaj na valni oblik struje statora veći. Dominantni polovi su oni smješteni u neposrednoj blizini imaginarne osi (slika 3.17b). Nedominantni polovi su povezani s tranzijentnim komponentama struje statora koji se brzo prigušuju s vremenom i važni su samo za analizu prijelaznih pojava.

Kad se SEIG-u priključi radno trošilo, nedominantni polovi (i nule) još se više udaljavaju od imaginarne osi te se njihov značaj dodatno smanjuje. Budući da se otpor gubitaka u željezu može smatrati dodatnim radnim opterećenjem, nedominantni polovi (i nule) modela SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu više su udaljeni od imaginarne osi u odnosu na nedominantne polove (i nule) klasičnog modela. Neovisno o tome koji model SEIG-a se koristi, za analizu stacionarnih (i kvazistacionarnih) stanja dovoljno je razmotriti samo položaje dominantnih polova i nula. Također, za utvrditi iznos klizanja, ili kritični iznos trošila pri kojem je SEIG na samom rubu razmagnetiziranja, ili hoće li za zadane parametre sustava doći do magnetiziranja SEIG, dovoljno je poznavati samo položaj dominantnog pola.

Na slici 3.18 prikazane su kvazistacionarne putanje dominantnog pola klasičnog modela SEIG-a i modela SEIG-a s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu, tijekom procesa magnetiziranja i terećenja. Za iniciranje procesa magnetiziranja nužno je da barem jedan pol ima pozitivan realni dio, a to je ujedno i dominantni pol. Stoga je dominantni pol kod oba modela u početku smješten na desnoj strani kompleksne ravnine, kako se može vidjeti na slici 3.18a. U slučaju manje vrijednosti kapaciteta kondenzatora ili brzine vrtnje rotora, početni položaj dominantnog pola bio bi pomaknut više ulijevo (manji pozitivni iznos realnog dijela) i obratno.

Na slici 3.18a jasno se vidi da je početni iznos realnog dijela dominantnog pola kod modela s uračunatim gubicima u željezu pozitivan, ali ipak manji u usporedbi s onim kod klasičnog modela. To znači da bi za neki manji iznos kapaciteta kondenzatora ili brzine vrtnje rotora dominantni pol modela s uračunatim gubicima u željezu imao negativan realni dio, što bi rezultiralo neuspješnim magnetiziranjem, dok bi dominantni pol klasičnog modela i dalje imao pozitivan realni dio. Dakle, primjena klasičnog modela SEIG-a za određivanje minimalnog kapaciteta kondenzatora ili brzine vrtnje rotora potrebnih za magnetiziranje generatora može dovesti do pogrešnih zaključaka.

Tijekom procesa magnetiziranja dolazi do magnetskog zasićenja stroja (tj. do smanjenja iznosa međuinduktiviteta - slike 3.9a i 3.13a). To za posljedicu ima pomicanje dominantnog pola ulijevo prema imaginarnoj osi. Ravnotežno stacionarno stanje se uspostavlja kad se na račun magnetskog zasićenja dominantni pol smjesti točno na imaginarnoj osi (realni dio pola je jednak nuli). U ravnotežnom stacionarnom stanju struja statora ima sinusni valni oblik s konstantnom frekvencijom i amplitudom. Frekvencija struje statora pritom je određena iznosom imaginarnog dijela dominantnog pola budući da je imaginarni dio dominantnog pola jednak kutnoj brzini statora, ω_s . Na slici 3.18 se jasno vidi da uračunavanje gubitaka u željezu u model SEIG-a rezultira smanjenjem kutne brzine statora za istu brzinu vrtnje rotora, odnosno povećanjem iznosa klizanja. S priključenjem radnog trošila klizanje se dodatno povećava te se dominantni pol premješta u negativni dio kompleksne ravnine, kako se vidi na slici 3.18b. Iznos klizanja i pomak dominantnog pola proporcionalni su s opterećenjem. Također, s priključenjem radnog trošila dolazi do poremećaja ravnotežnog stanja pa ga SEIG prirodno nastoji ponovo uspostaviti na račun smanjenja razine magnetskog zasićenja, tj. povećanja iznosa međuinduktiviteta (slike 3.9a i 3.13a). Kao posljedica se javlja pomicanje dominantnog pola udesno prema imaginarnoj osi, sve dok se ne dostigne ravnotežna stacionarna radna točka na imaginarnoj osi. Međutim, u slučaju kada priključeno trošilo premašuje kritičnu vrijednost, ravnotežno stanje se ne može ponovo uspostaviti čak ni uz maksimalno povećanje međuinduktiviteta $(L_m = L_m^n)$ te neizbježno dolazi do razmagnetiziranja SEIG-a. Na slici 3.18b može se tako vidjeti da kod modela s uračunatim gubicima u željezu dolazi do razmagnetiziranja kada se priključi radno trošilo iznosa $R_T = 100 \Omega$. S druge strane, kod klasičnog modela SEIG-a se za isti iznos radnog trošila ponovo uspijeva uspostaviti ravnotežno stanje. Može se dakle zaključiti da primjena klasičnog modela SEIG-a za određivanje kritičnog iznosa trošila također može dovesti do pogrešnih zaključaka.

Prije eksperimentalne verifikacije simulacijskih modela, a u svrhu jasnijeg razumijevanja rezultata, potrebno je još razmotriti koji sve čimbenici i u kolikoj mjeri mogu utjecati na korisnost i raspodjelu gubitaka SEIG-a.

Ovisnost gubitaka u željezu SEIG-a o magnetskom zasićenju

Gubici u željezu asinkronog stroja značajno ovise o magnetskoj indukciji, odnosno o magnetskom toku [89]. Budući da je za stabilan rad SEIG-a nužno da se radna točka nalazi u području magnetskog zasićenja (slike 3.9a i 3.13a), za očekivati je da su kod SEIG-a gubici u željezu izraženiji nego kod asinkronih strojeva koji rade s manjom razinom magnetskog zasićenja (veće magnetsko zasićenje \rightarrow veća struja magnetiziranja \rightarrow veća magnetska indukcija \rightarrow veći gubici u željezu).

Na slici 3.19a prikazani su gubici u željezu i bakru SEIG-a u funkciji međuinduktiviteta (tj. magnetskog zasićenja), a na slici 3.19b prikazana je korisnost SEIG-a u funkciji međuinduktiviteta.

Rezultati su dobiveni na temelju simulacija s modelom s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu, za konstantni iznos elektromagnetskog momenta $M_e = 10$ Nm i za frekvenciju statora $f_s \approx 50$ Hz (n = 1500 o/min), oboje blizu nazivnih iznosa. Različiti iznosi struje magnetiziranja, stoga i međuinduktiviteta, dobivene su variranjem iznosa kapaciteta kondenzatora. Usporedo s tim, otpor trošila je ručno prilagođavan kako bi se elektromagnetski moment zadržao na konstantnom iznosu. U simulacijama, efektivni iznos faznog napona statora kretao se u rasponu 189 V - 228 V, što je blizu nazivnog iznosa.

Na slici 3.19a vidi se da magnetsko zasićenje značajno utječe na gubitke u željezu (smanjenje iznosa međuinduktiviteta od 32,14 % rezultiralo je povećanjem gubitaka u željezu od 81,54 %). Magnetsko zasićenje također utječe na gubitke u bakru, ali u manjoj mjeri (isto smanjenje iznosa međuinduktiviteta rezultiralo je povećanjem gubitaka u bakru od 29,25 %). Također, može se zaključiti da udio gubitaka u željezu u zbroju gubitaka u željezu i u bakru raste s magnetskim zasićenjem (u ovom slučaju s 34 % na 42 %).



Slika 3.19. Utjecaj magnetskog zasićenja SEIG-a na: a) gubitke u željezu i bakru i b) korisnost

Ipak, uz elektromagnetski moment i frekvenciju statora blizu nazivnih iznosa, gubici u bakru su i dalje dominantni. Budući da uz konstantni elektromagnetski moment i brzinu vrtnje rotora (tj. uz konstantnu ulaznu mehaničku snagu) s porastom razine magnetskog zasićenja dolazi do povećanja gubitaka u željezu i gubitaka u bakru SEIG-a, to znači da istovremeno dolazi do smanjenja izlazne mehaničke snage SEIG-a, odnosno do smanjenja korisnosti (slika 3.19b). Porast gubitaka u željezu može biti značajan ako je asinkroni stroj već u praznom hodu u području magnetskog zasićenja [90], a na slikama 3.9a i 3.13a se može vidjeti da SEIG-a ne samo da je magnetski zasićen već u praznom hodu nego je u praznom hodu čak više magnetski zasićen nego kad je priključeno trošilo.

Ovisnost gubitaka u željezu SEIG-a o opterećenju

Korisnost asinkronog stroja je općenito visoka kada su mu elektromagnetski moment i frekvencija statora blizu nazivnih vrijednosti jer su mu gubici u bakru i gubici u željezu u ravnoteži. Kod asinkronih motora s visoko iskoristivom željeznom jezgrom to znači da udio gubitaka u željezu u ukupnim gubicima otprilike iznosi 20 % [89], a kod asinkronih

strojeva manjih snaga i nazivne frekvencije 50 (60) Hz udio gubitaka u željezu može biti u rasponu 25 % - 35 % [51]. Međutim, u slučajevima kada je asinkroni stroj tek djelomično opterećen dolazi do značajnog smanjenja korisnosti zbog poremećaja ravnoteže gubitaka [91, 92], tj. zbog povećanja udjela gubitaka u željezu [90].

Na slici 3.20a prikazana je ovisnost raspodjele gubitaka u željezu i u bakru SEIG-a o elektromagnetskom momentu, a na slici 3.20b prikazana je korisnost SEIG-a u funkciji elektromagnetskog momenta. Rezultati su dobiveni na temelju simulacija s modelom s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu, za konstantni iznos međuinduktiviteta $L_m = 0,2$ H i za frekvenciju statora $f_s \approx 50$ Hz (n = 1500 o/min). Različiti iznosi elektromagnetskog momenta dobiveni su podešavanjem otpora trošila, a međuinduktivitet je održavan na konstantnom iznosu podešavanjem kapaciteta kondenzatora. U simulacijama, efektivni iznos faznog napona statora kretao se u rasponu 220 V - 235 V, što je blizu nazivnog iznosa.



Slika 3.20. Utjecaj opterećenja SEIG-a na: a) gubitke u željezu i bakru i b) korisnost

Na slici 3.20a jasno je uočljivo povećanje gubitaka u bakru s povećanjem elektromagnetskog momenta. S druge strane, gubici u željezu su gotovo konstantni za cijeli razmatrani raspon elektromagnetskog momenta zbog konstantnog magnetskog zasićenja (tj. iznosa međuinduktiviteta) i gotovo konstantne frekvencije statora (vrlo male promjene u iznosu klizanja). Udio gubitaka u željezu u ukupnim gubicima ima trend porasta sa smanjenjem elektromagnetskog momenta, a nakon smanjenja elektromagnetskog momenta ispod približno polovice nazivnog iznosa gubici u željezu čak postaju dominantni. Uz konstantnu brzinu vrtnje rotora, relativno smanjenje zbroja gubitaka u bakru i u željezu SEIG-a je znatno manje od relativnog smanjenja elektromagnetskog momenta (npr. $\Delta M_e =$ -76 % $\rightarrow \Delta P_{Cu+Fe} \approx$ -40 %), što znači da se sve veći dio mehaničke snage troši na pokrivanje gubitaka, a sve manji dio se pretvara u električnu snagu. Odatle i značajno smanjenje korisnosti sa smanjenjem elektromagnetskog momenta prikazano na slici 3.20b. U praznom hodu, korisnost je jednaka nuli i sva ulazna mehanička snaga se troši na pokrivanje gubitaka SEIG-a, a u ovom primjeru se to postiže uz moment $M_e = 2,5$ Nm. Relativno mali iznos korisnosti koji je u ovom primjeru postignut pri nazivnom elektromagnetskom momentu od 10,5 Nm posljedica je relativno velikog magnetskog zasićenja, odnosno njime izazvanih relativno velikih gubitaka u željezu.Na temelju ovih razmatranja može se zaključiti da se u području niskih vrijednosti elektromagnetskog momenta ne može očekivati visoka korisnost SEIG-a, naročito ako je magnetsko zasićenje izraženo.

Ovisnost gubitaka u željezu SEIG-a o brzini vrtnje pogonskog stroja

Gubici u željezu asinkronih strojeva mogu se podijeliti na histerezne gubitke, koji su upravo proporcionalni s frekvencijom statora i kvadratom magnetske indukcije, i Foucaultove gubitke (gubitke uzrokovane vrtložnim strujama), koji su proporcionalni s kvadratom frekvencije statora i kvadratom magnetske indukcije [51, 89]. Budući da je frekvencija statora asinkronog generatora određena brojem polova, iznosom klizanja i brzinom vrtnje rotora, u uvjetima konstantnog broja polova i elektromagnetskog momenta, promjena brzine vrtnje pogonskog stroja dovodi do proporcionalne promjene frekvencije statora. Gubici u željezu SEIG-a su, dakle, indirektno određeni brzinom vrtnje pogonskog stroja (veća brzina vrtnje pogonskog stroja \rightarrow veća frekvencija statora \rightarrow veći gubici u željezu). Osim gore navedenih čimbenika, postoje još neki čimbenici koji utječu na korisnost i raspodjelu gubitaka kod asinkronog stroja pa ih je važno spomenuti u tom kontekstu. Poznato je tako da korisnost asinkronih strojeva manja u generatorskom režimu rada nego u motorskom, izuzev strojeva s malim otporima statorskog i rotorskog namota i s visoko iskoristivom željeznom jezgrom (strojevi visoke iskoristivosti ili strojevi s velikom nazivnom snagom), kako je pokazano u literaturi [93]. Također, asinkroni strojevi manjih snaga (< 15 kW) imaju manju korisnost od strojeva većih snaga [92], a gubici u željezu kod asinkronih strojeva ovise i o konstrukcijskim značajkama, naročito o širini zračnog raspora i izvedbi statorskih utora [51]. Kako bi se na odgovarajući način protumačili rezultati dani u idućem podpoglavlju, naročito oni koji se odnose na korisnost SEIG-a, nužno je ove čimbenike uzeti u obzir.

3.2. Laboratorijska maketa sustava i eksperimentalna provjera valjanosti simulacijskih rezultata

Laboratorijska maketa sustava s nereguliranim SEIG-om

Laboratorijska maketa sustava s nereguliranim SEIG-om razvijena je u Istraživačkom laboratoriju za energetsku elektroniku Fakulteta elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Sveučilišta u Splitu, a fotografija makete prikazana je na slici 3.21.



Slika 3.21. Fotografija laboratorijske makete sustava s nereguliranim SEIG-om

Konfiguracija laboratorijske makete na slici 3.21 odgovara konfiguraciji sustava na slici 2.1, a osnovne komponente su joj sljedeće:

- Ispitivani kavezni asinkroni generator snage 1,5 kW (ostali parametri su dani u dodatku A),
- Istosmjerni motor s pokretnim statorom (dinamo vaga) snage 5 kW za mjerenje momenta na osovini i pogon ispitivanog asinkronog generatora,
- Reverzioni usmjerivač SIMOREG DC-MASTER, tipa 6RA70, proizvođača Siemens [94], za pogon i regulaciju brzine vrtnje istosmjernog motora,
- 4. Inkrementalni enkoder s 1800 impulsa po okretaju za mjerenje brzine vrtnje ispitivanog asinkronog generatora,
- 5. Osobno računalo s upravljačkom karticom DS1104 ugrađenom u ISA utor,
- Digitalni signal procesor (DSP, 16-bitni procesor s fiksnim zarezom TMS320F240) ugrađen u upravljačku karticu DS1104, proizvođača dSpace [95], za akviziciju i digitalnu obradu mjernih podataka,
- 7. Električni grijači za terećenje ispitivanog asinkronog generatora,
- 8. Električni kondenzatori za magnetiziranje ispitivanog asinkronog generatora,
- Strujni i naponski mjerni senzori s Hallovim efektom, proizvođača LEM [96, 97], za mjerenje faznih struja i napona ispitivanog asinkronog generatora te
- 10. Digitalni voltmetar HP 3490A, proizvođača Hewlett-Packard [98], za mjerenje napona na tenzometarskim mjernim trakama koji je proporcionalan momentu na osovini ispitivanog asinkronog generatora.

Eksperimentalna verifikacija simulacijskih modela

U svrhu analize ovisnosti naponskih i strujnih prilika u asinkronom stroju o iznosu trofaznog radnog trošila izvršeni su sljedeći eksperimenti:

- 1. Brzina vrtnje rotora i kapacitet uzbudnih kondenzatora konstantni su i jednaki n = 1200 o/min i $C = 50 \mu$ F po fazi. Do trenutka t = 4 s, SEIG se nalazi u praznom hodu, a zatim mu je priključeno trofazno radno trošilo iznosa $R_T = 220 \Omega$ po fazi.
- 2. Brzina vrtnje rotora i kapacitet uzbudnih kondenzatora konstantni su i jednaki n = 1200 o/min i $C = 50 \mu$ F po fazi. Do trenutka t = 4 s, SEIG se nalazi u praznom hodu, a zatim mu je priključeno trofazno radno trošilo iznosa $R_T = 110 \Omega$ po fazi.

Radi usporedbe, izvršene su simulacije navedenih režima koristeći simulacijske modele sa sljedećim konfiguracijama gubitaka u željezu: klasična konfiguracija (tj. bez gubitaka u željezu), standardna paralelna konfiguracija i posebna paralelna konfiguracija. Otpor gubitaka u željezu pritom je modeliran u funkciji frekvencije statora i amplitude struje gubitaka u željezu, tj. $R_m = f(f_s, I_{Rm})$. U simulacijama je mjereni signal brzine vrtnje rotora rekonstruiran primjenom bloka *Signal builder* iz *Simulinkove* biblioteke blokova te je tako izbjegnuto modeliranje istosmjernog stroja i pripadajućeg sustava regulacije brzine vrtnje, a istovremeno je omogućena kvalitetna dinamička analiza i usporedba simulacijskih rezultata s eksperimentalnim ne samo u stacionarnim stanjima nego i tijekom prijelaznih pojava.

Eksperimentalni i simulacijski rezultati za prvi režim dani su na slikama 3.22-3.25. Kako se može vidjeti na slici 3.22, priključenje trošila rezultiralo je propadom u brzini vrtnje rotora od 3,71 %, što je za posljedicu imalo propade u signalima generiranog napona/struje i izlazne snage. Na slikama 3.23 i 3.24 moguće je primijetiti odstupanje između mjerenih i simuliranih signala napona i struje statora, redom. Kod modela s uračunatim gubicima u željezu zabilježeno je manje odstupanje od mjerenih rezultata nego kod klasičnog modela. Na slici 3.25, zabilježeno je izvrsno slaganje između mjerene izlazne snage i one dobivene pomoću modela s uračunatim gubicima u željezu, što se ne može reći za izlaznu snagu dobivenu pomoću klasičnog modela.



Slika 3.22. Mjereni signal brzine vrtnje rotora za prvi režim



Slika 3.23. Iznosi vektora napona statora za prvi režim



Slika 3.24. Iznosi vektora struje statora za prvi režim



Slika 3.25. Izlazna električna snaga za prvi režim

U tablici 3.1 dana su maksimalna stacionarna odstupanja između mjerenih i simuliranih vrijednosti napona statora, struje statora, izlazne snage, ulazne snage te korisnosti. Polja u tablici s odstupanjima većim od 5 % obojena su tamno sivo. S obzirom na rezultate dane u tablici, očito je da se rezultati dobiveni na temelju simulacija s modelima u kojima su uračunati gubici u željezu bolje slažu s mjerenim rezultatima nego oni dobiveni na temelju simulacija s klasičnim modelom.

Tablica 3.1. Maksimalna relativna odstupanja zabilježena u stacionarnom stanju u prvom eksperimentu

	ΔU_s	ΔI_s	ΔP_e	ΔP_m	Δη
Klasični model	3,46 %	2,75 %	2,80 %	23,28 %	21,23 %
Model sa standardnom paralelnom konfiguracijom	1,42 %	0,55 %	1,21 %	8,15 %	4,72 %
Model s posebnom paralelnom konfiguracijom	0,89 %	0,16 %	0,28 %	10,17 %	4,72 %

Što se tiče procjene generiranog napona/struje i izlazne snage, pogreške klasičnog modela se mogu smatrati zanemarivim. Iz ovoga bi se moglo zaključiti da klasični model SEIG-a omogućuje dovoljno točnu aproksimaciju stvarnog stroja. Međutim, znatno veću pogrešku klasični model pokazuje u procjeni korisnosti, odnosno ulazne snage. S druge strane, kada se koriste predloženi modeli s uračunatim gubicima u željezu, ove pogreške su znatno manje. Iznosi korisnosti zabilježeni za ovaj režim su: 62,46 % - eksperiment, 67,18 % - model sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu, 67,18 % - klasični model.

Eksperimentalni i simulacijski rezultati za drugi režim prikazani su na slikama 3.26-3.28. Mjereni signal brzine vrtnje rotora za drugi eksperiment nije prikazan na ovim slikama jer je vrlo sličan onome na slici 3.22.



Slika 3.26. Iznosi vektora napona statora za drugi režim



Slika 3.27. Iznosi vektora struje statora za drugi režim



Slika 3.28. Izlazna električna snaga za drugi režim

Maksimalna stacionarna odstupanja zabilježena u drugom eksperimentu između mjerenih i simuliranih vrijednosti napona statora, struje statora, izlazne snage, ulazne snage te korisnosti dana su u tablici 3.2. Kao i u tablici 3.1, polja s odstupanjima većim od 5 % obojena su tamno sivo. Pogreške klasičnog modela u procjeni iznosa korisnosti slične su kao u prvom režimu. S druge strane, pogreške modela s uračunatim gubicima u željezu u procjeni korisnosti veće su nego u prvom režimu, ali su znatno manje od pogreške klasičnog modela. Nadalje, pogreške klasičnog modela u procjeni generiranog napona/struje i izlazne snage u ovom su slučaju znatno veće nego u prvom eksperimentu te više nisu zanemarive, dok su pogreške modela s uračunatim gubicima u željezu, naročito onog sa standardnom paralelnom konfiguracijom, i dalje zanemarive. Povećanje pogreške klasičnog modela očito je povezano s povećanjem opterećenja u drugom režimu (smanjenjem iznosa otpora trošila). Iznosi korisnosti zabilježeni u ovom režim su: 68,76 % - eksperiment, 75,49 % - model sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu i 86,29 % - klasični model.

	ΔU_s	ΔI_s	ΔP_e	ΔP_m	Δη
Klasični model	9,22 %	8,13 %	13,65 %	13,65 %	17,53 %
Model s konfiguracijom $R_m \parallel L_m$	2,29 %	1,25 %	0,30 %	9,19 %	6,73 %
Model s konfiguracijom $R_m \parallel L_s$	1,40 %	3,11 %	7,71 %	15,69 %	7,18 %

Tablica 3.2. Maksimalna relativna odstupanja zabilježena u stacionarnom stanju u drugom eksperimentu

Dodatni eksperimenti izvršeni su kako bi se utvrdila ovisnost korisnosti i snage SEIG-a (mehaničke i električne) o brzini vrtnje rotora i opterećenju. Na slici 3.29 prikazana je ovisnost korisnosti SEIG-a o brzini vrtnje rotora za dvije različite vrijednosti kapaciteta kondenzatora. Rezultati su dobiveni za otpor trošila $R_T = 220 \Omega$ po fazi. Za razmatrani raspon brzina, korisnosti dobivene na temelju simulacija s modelima s uračunatim gubicima u željezu vrlo malo se međusobno razlikuju te su po iznosu znatno bliže eksperimentalno određenim korisnostima nego one određene na temelju simulacija s klasičnim modelom. Osim toga, u simulacijama i mjerenjima nisu zabilježene značajnije promjene u iznosima korisnosti s promjenom brzine vrtnje. Dobiveni iznosi korisnosti, izuzev onih dobivenih s klasičnim modelom, relativno su mali (< 70 %), što je posljedica niske razine opterećenja i visoke razine magnetskog zasićenja SEIG-a (podpoglavlje 3.1).



Slika 3.29. Ovisnost korisnosti o brzini vrtnje rotora ($R_T = 220 \Omega$): a) $C = 50 \mu F i b$) $C = 40 \mu F$

Ovisnost mehaničke snage SEIG-a o brzini vrtnje rotora u praznom hodu i s priključenim trošilom $R_T = 220 \Omega$ prikazana je na slici 3.30, gdje se može vidjeti da su pogreške u procjeni korisnosti kod klasičnog modela u najvećoj mjeri povezane s pogreškama u procjeni ulazne mehaničke snage. Ove su pogreške su naročito izražene u praznom hodu budući da je tada udio gubitaka u željezu u ukupnim gubicima SEIG-a značajniji nego kad je priključeno trošilo. S druge strane, oba razmatrana modela s uračunatim gubicima u željezu pružaju znatno točniju procjenu mehaničke snage u odnosu na klasični model. Pritom, najveću točnost pokazuje model sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu ($R_m || L_m$).



Slika 3.30. Ovisnost ulazne mehaničke snage o brzini vrtnje rotora ($C = 50 \ \mu F$): a) prazni hod i b) priključeno trošilo $R_T = 220 \ \Omega$

Na slici 3.31 prikazana je ovisnost korisnosti SEIG-a o iznosu trošila za dvije različite brzine vrtnje rotora i vrijednosti kapaciteta kondenzatora. Korisnosti dobivene na temelju simulacija s modelima SEIG-a u kojima su uračunati gubici u željezu ponovo su po iznosu znatno bliže izmjerenim korisnostima nego one određene na temelju simulacija s klasičnim modelom. U ovom slučaju zabilježen je trend povećanja korisnosti s povećanjem otpora trošila), što je u skladu s razmatranjima u podpoglavlju 3.1.



Slika 3.31. Ovisnost korisnosti o iznosu trošila: a) $n = 1200 \text{ o/min}, C = 50 \text{ }\mu\text{F} \text{ i } b) n = 1350 \text{ o/min}, C = 40 \text{ }\mu\text{F}$

Ovisnost izlazne električne snage o iznosu trošila, za dvije različite brzine vrtnje rotora i vrijednosti kapaciteta kondenzatora, prikazana je na slici 3.32. Što se tiče točnosti procjene izlazne snage SEIG-a, kao najbolji izbor se nameće simulacijski model sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu. Istovremeno, najmanju točnost ima klasični model. Nedostaci klasičnog modela naročito su izraženi pri manjim iznosima otpora trošila. Za otpore trošila od 220 Ω i 154 Ω simulacijski model s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu pokazuje vrlo dobru točnost procjene izlazne snage, usporedivu s onom kod modela sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu pokazuje vrlo dobru točnost procjene izlazne snage, usporedivu s onom kod modela sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u čeljezu pokazuje vrlo dobru točnost procjene izlazne snage, usporedivu s onom kod modela sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u čeljezu pokazuje vrlo dobru točnost procjene izlazne snage, usporedivu s onom kod modela sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u čeljezu. Pri otporu trošila od 110 Ω točnost mu je nešto manja, ali treba napomenuti i da je u ovom slučaju SEIG na rubu stabilnog radnog područja, s iznosom trošila blizu kritičnog (odjeljak *Utjecaj gubitaka u željezu na položaj nula i polova u kompleksnoj ravnini*).





Slika 3.32. Ovisnost izlazne električne snage o iznosu trošila: a) $n = 1200 \text{ o/min}, C = 50 \text{ }\mu\text{F} \text{ i } b) n = 1350 \text{ o/min}, C = 40 \text{ }\mu\text{F}$

Osim toga, model s posebnom paralelnom konfiguracijom općenito je znatno točniji od klasičnog modela, a numerički je stabilniji i računski manje zahtjevan od modela sa standardnom paralelnom konfiguracijom, što je izuzetno važno s aspekta analize rada SEIG-a i razvoja regulacijskog algoritma jer implicira manje hardverske i softverske zahtjeve. Stoga, iako model s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu ima nešto manju točnost od modela sa standardnom paralelnom konfiguracijom, nameće se kao najbolji izbor za opsežnu analizu SEIG-a i razvoj sustava vektorske regulacije.

Općenito gledano, svi simulacijski modeli SEIG-a razmatrani u ovom poglavlju unose određene pogreške u analizi rada stvarnog stroja. Klasični model unosi značajne pogreške u procjeni korisnosti i mehaničke snage, dok su kod druga dva razmatrana modela ove pogreške znatno manje. Pogreške klasičnog modela SEIG-a su u najvećoj mjeri posljedica zanemarenja gubitaka u željezu asinkronog stroja, a u manjoj mjeri su posljedica zanemarenja mehaničkih i dodatnih gubitaka. Kod dvaju modela s uračunatim gubicima u željezu pogreške su gotovo isključivo povezane sa zanemarenjem mehaničkih i dodatnih gubitaka iako mogu biti i posljedica promjenjivosti parametara asinkronog stroja koji su modelirani kao konstantni (npr. promjene otpora statora i rotora uslijed zagrijavanja namota) ili netočno određenih iznosa parametara asinkronog stroja.

4. SUSTAVI VEKTORSKE REGULACIJE SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA

4.1. Klasični sustavi vektorske regulacije samouzbudnog asinkronog generatora

Osnovni principi vektorske regulacije poznati su još od sedamdesetih godina dvadesetog stoljeća [99]. U osnovi, radi se o matematičkoj metodi koja omogućuje učinkovitu regulaciju trofaznih asinkronih strojeva kako u stacionarnim stanjima tako i tijekom prijelaznih pojava, a temelji se na regulaciji iznosa i kuta/položaja vektora struje ili napona statora u d-q koordinatnom sustavu koji rotira kutnom brzinom statora. Pritom se os d koordinatnog sustava obično orijentira prema vektoru rotorskog, statorskog ili glavnog ulančenog magnetskog toka. Na taj se način postiže raspregnuta dvoosna regulacija kao kod istosmjernih strojeva, s tim da je referentna veličina u osi d zadužena za magnetiziranje stroja (npr. d komponenta vektora struje statora), a referentna veličina u osi q je zadužena za elektromagnetski moment ili brzinu vrtnje rotora (npr. q komponenta vektora struje statora).

Metode vektorske regulacije danas imaju dominantnu ulogu u sustavima regulacije SEIG-a i općenito asinkronih strojeva. Kao najveći nedostaci ovih sustava najčešće se ističu kompleksnost, relativno visoka cijena realizacije te, u nekim slučajevima, potreba za senzorima brzine vrtnje. Budući da cijena senzora brzine vrtnje može čak biti usporediva s cijenom asinkronih strojeva manje i srednje snage, njihova upotreba može znatno povisiti ukupnu cijenu sustava te mu, istovremeno, smanjiti pouzdanost i povećati zahtjeve za održavanjem. Ipak, metode vektorske regulacije asinkronih strojeva pružaju značajne prednosti s aspekta dinamike sustava u odnosu na skalarne metode, a kod SEIG-a omogućuju odličnu regulaciju generiranog napona uz visoki stupanj korisnosti.

U sustavima vektorske regulacije asinkronih strojeva od ključne je važnosti točno poznavanje parametara. Pritom je zahtijevana točnost parametara asinkronog stroja, kao i nužnost poznavanja svih ili samo nekih parametara, određena tipom sustava vektorske regulacije i područjem rada stroja. Važno je također imati na umu da neki parametri asinkronog stroja mogu biti promjenjivi tijekom rada. Tako, primjerice, radni otpori statora i rotora ovise o temperaturi namota, međuinduktivitet i rasipni induktiviteti statora i rotora ovise o magnetskom zasićenju željezne jezgre, a gubici u željezu ovise o magnetskom

zasićenju i frekvenciji statora. Ako svi nužni parametri asinkronog stroja nisu na odgovarajući način uračunati u pripadajući algoritam vektorske regulacije, unosi se pogreška u vidu razlike između referentnih i stvarnih varijabli sustava (npr. referentni vektor magnetskog toka razlikuje se po položaju i/ili iznosu od stvarnog vektora) pa se kaže da u sustavu vektorske regulacije dolazi do pogreške u orijentaciji koordinatnog sustava. Iako prisutnost PI regulatora s negativnom povratnom vezom (npr. PI regulator brzine vrtnje ili PI regulator napona) povećava robusnost sustava i djeluje povoljno na smanjenje utjecaja pogreške u orijentaciji koordinatnog sustava, zbog linearnog karaktera PI regulatora nije realno očekivati da se na taj način mogu u potpunosti kompenzirati nepovoljni utjecaji pogrešne orijentacije koordinatnog sustava u cijelom rasponu radnih režima. U nekim režimima tako može doći do izobličenja sinusnog valnog oblika struja i pojave viših harmonika, što dovodi do povećanog zagrijavanja asinkronog stroja, a to pak za posljedicu ima povećanje gubitaka (smanjenje korisnosti) i skraćenje radnog vijeka stroja.

S obzirom na odabranu orijentaciju *d-q* koordinatnog sustava, sustave vektorske regulacije SEIG-a moguće je podijeliti na sustave s orijentacijom koordinatnog sustava prema vektoru ulančenog magnetskog toka rotora (u nastavku: RFO, od engl. *Rotor Field Oriented*), prema vektoru ulančenog magnetskog toka statora (u nastavku: SFO, od engl. *Stator Field Oriented*) te prema vektoru glavnog ulančenog magnetskog toka. U nastavku su opisani sustavi RFO i SFO vektorske regulacije SEIG-a budući da se oni danas daleko najviše primjenjuju.

4.1.1. Sustavi zasnovani na ulančenom magnetskom toku rotora

RFO vektorska regulacija SEIG-a postiže se poravnavanjem osi d sinkrono rotirajućeg koordinatnog sustava s vektorom ulančenog magnetskog toka rotora (u nastavku: magnetski tok rotora), kako je prikazano na slici 4.1. Na taj se način eliminira q komponenta magnetskog toka rotora, odnosno vrijedi:

$$\Psi_{rq} = 0 \tag{4.1}$$

$$\overline{\Psi}_r = \Psi_{rd} \tag{4.2}$$

Iznos vektora $\overline{\Psi}_r$, izražen pomoću pripadajućih komponenti u stacionarnom koordinatnom sustavu, jednak je:

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2} \tag{4.3}$$

a kut mu je jednak kutu sinkrono rotirajućeg koordinatnog sustava:

$$\theta_{\overline{\psi}_r} = \theta_s = \operatorname{arctg} \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}$$
(4.4)

Međutim, ako se iznos vektora $\overline{\psi}_r$ određuje direktno u sinkrono rotirajućem koordinatnom sustavu, tada α i β komponente vektora $\overline{\psi}_r$ nisu poznate pa mu se kut ne može odrediti pomoću izraza (4.4), već kao zbroj kuta osi rotora, θ , i kuta rotorskih veličina, θ_r . Kut θ_r je za generatorski režim negativan zbog negativnog iznosa klizanja (slika 4.1), a kut θ_s se koristi za transformaciju varijabli između stacionarnog i sinkrono rotirajućeg koordinatnog sustava.



Slika 4.1. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav orijentiran prema magnetskom toku rotora

Vektorska regulacija zahtijeva precizno poznavanje iznosa i kuta vektora ulančenog magnetskog toka na kojem je zasnovana regulacija pa su razvijene različite metode za njihovo određivanje, a moguće ih je podijeliti na direktne i indirektne. Pritom, podjela na direktne i indirektne metode je neovisna o izboru orijentacijskog vektora. Za direktne metode je karakteristično da se magnetski tok određuje pomoću mjerenih elektromagnetskih varijabli (napona i struja statora i, po potrebi, glavnog magnetskog toka), uz eventualno mjerenje brzine vrtnje ili položaja rotora. S druge strane, indirektne metode ne zahtijevaju mjerenje elektromagnetskih varijabli, već se za određivanje magnetskog toka koriste referentne vrijednosti varijabli stroja, uz mjerenje brzine vrtnje ili položaja rotora.

Direktno određivanje magnetskog toka kod RFO vektorske regulacije SEIG-a

Ako se mjere fazni naponi i struje statora, za određivanje iznosa vektora $\overline{\Psi}_r$ potrebno je najprije izračunati iznose α i β komponenti vektora ulančenog magnetskog toka statora, $\overline{\Psi}_s$ (u nastavku: magnetski tok statora), i to na sljedeći način:

$$\Psi_{s\alpha} = \int_{0}^{t} (u_{s\alpha} - R_{s}i_{s\alpha})dt$$

$$\Psi_{s\beta} = \int_{0}^{t} (u_{s\beta} - R_{s}i_{s\beta})dt$$
(4.5)

Izlučivanjem α i β komponenti vektora struje rotora iz jednadžbi (2.4), napisanih u stacionarnom koordinatnom sustavu, te njihovim uvrštavanjem u jednadžbe (2.5), također napisanih u stacionarnom koordinatnom sustavu, dobiju se jednadžbe za izračun α i β komponenti vektora magnetskog toka rotora $\overline{\psi}_r$:

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha})$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta})$$
(4.6)

gdje je $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ - faktor rasipanja.

Iznos vektora $\overline{\Psi}_r$ sada se može izračunati pomoću jednadžbe (4.3), a pripadajući kut pomoću jednadžbe (4.4). U ovom slučaju, točnost procjene magnetskog toka rotora ovisi o točnosti s kojom su određeni induktiviteti L_s , L_r i L_m te radni otpor statora R_s .

Ako se mjere fazne struje statora i brzina vrtnje rotora, izlučivanjem α i β komponenti vektora struja rotora iz jednadžbi (2.5), napisanih u stacionarnom koordinatnom sustavu, te njihovim uvrštavanjem u jednadžbe (2.3), također napisanih u stacionarnom sustavu, mogu se izvesti sljedeće jednadžbe za izračun α i β komponenti vektora $\overline{\Psi}_r$:

$$\Psi_{r\alpha} = \int_{0}^{t} \left(\frac{L_{m}}{T_{r}} i_{s\alpha} - \frac{\Psi_{r\alpha}}{T_{r}} - \omega \Psi_{r\alpha} \right) dt$$

$$\Psi_{r\beta} = \int_{0}^{t} \left(\frac{L_{m}}{T_{r}} i_{s\beta} - \frac{\Psi_{r\beta}}{T_{r}} + \omega \Psi_{r\beta} \right) dt$$
(4.7)

gdje je $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ - vremenska konstanta rotora.

Pomoću jednadžbi (4.3) i (4.4) moguće je zatim odrediti iznos i kut vektora $\overline{\psi}_r$. Točnost ove metode ovisi o točnosti s kojom je određena vremenska konstanta rotora, odnosno induktivitet L_r i radni otpor R_r .

Uz iste mjerene veličine, vektor $\overline{\psi}_r$ se može odrediti i direktno u sinkrono rotirajućem koordinatnom sustavu. Izlučivanjem struja rotora iz (2.5) i uvrštavanjem u (2.3) te nakon uvođenja supstitucije $\omega_r = \omega_s - \omega$ slijedi:

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} + \frac{R_r}{L_r}\Psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r}R_r i_{sd} - \omega_r \Psi_{rq} = 0$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} + \frac{R_r}{L_r}\Psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r}R_r i_{sq} + \omega_r \Psi_{rd} = 0$$
(4.8)

gdje je ω_r - kutna brzina rotorskih veličina.

Uvažavanjem pretpostavki rotorske orijentacije (4.1) i (4.2) te uvođenjem vremenske konstante T_r , iz (4.8) slijedi:

$$T_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m i_{sd}$$
(4.9)

$$\omega_r = \frac{L_m}{\Psi_r T_r} i_{sq} \tag{4.10}$$

U stacionarnom stanju, derivacija toka je jednaka nuli pa jednadžba (4.9) postaje:

$$\Psi_r = L_m i_{sd} \tag{4.11}$$

a jednadžba (4.10) se može napisati kao:

$$\omega_r = \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \tag{4.12}$$

Točnost procjene vektora $\overline{\Psi}_r$ i u ovom slučaju ovisi o točnosti s kojom je određena vremenska konstanta rotora, odnosno induktivitet L_r i radni otpor R_r .

Na slici 4.2 prikazana je shema klasičnog sustava s direktnom RFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom promjenjivog iznosa. U sustavu je kao cilj postavljena regulacija iznosa napona statora, ne i frekvencije, budući da se napaja istosmjerno radno trošilo.



Slika 4.2. Shema klasičnog sustava s direktnom RFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom

Regulacija generiranog napona i magnetiziranje generatora u sustavu na slici 4.2 ostvareni su pomoću elektrolitičkog kondenzatora i PWM usmjerivača s IGBT tranzistorima, sa strujama statora kao upravljačkim varijablama.

Indirektno određivanje magnetskog toka kod RFO vektorske regulacije SEIG-a

Metoda indirektnog određivanja vektora $\overline{\psi}_r$ vrlo je slična prethodno opisanoj metodi određivanja ovog vektora direktno u sinkrono rotirajućem koordinatnom sustavu. Ove dvije metode se razlikuju u tome što se kod indirektnog određivanja vektora $\overline{\psi}_r$ njegov iznos ne računa na temelju izmjerenih vrijednosti, nego se zadaje kao referentna vrijednost, a zatim se, uz pretpostavku idealne regulacije struja, referentna struja i_{sd}^* i kutna brzina ω_r računaju iz jednadžbi (4.9) i (4.10), redom, ili, uz zanemarenje dinamike sporo promjenjivog magnetskog toka rotora, iz jednadžbi (4.11) i (4.12), redom. Na temelju mjerene kutne brzine rotora moguće je zatim odrediti položaj vektora $\overline{\psi}_r$. Iako je ova metoda jednostavnija od metode direktnog određivanja vektora $\overline{\psi}_r$, također je osjetljiva na parametre rotora, a osim toga, zadavanje referentne vrijednosti magnetskog toka zahtijeva prethodno poznavanje karakteristika stroja.

Na slici 4.3 prikazana je shema sustava s indirektnom RFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom promjenjivog iznosa. Struktura i komponente sustava, izuzev regulacijskog dijela, odgovaraju onima na slici 4.2.

U sustavima s RFO vektorskom regulacijom asinkronih strojeva upravljačke varijable mogu biti struje statora, kao u gore opisanim sustavima, ili naponi statora. Ako se kao upravljačke varijable odaberu naponi statora, tada je nužno izvršiti rasprezanje pripadajućih d i q komponenti, odnosno u regulacijski sustav je potrebno uvrstiti sklop za rasprezanje. Ova varijanta se, međutim, neće razmatrati u ovoj disertaciji.

Sustavi s indirektnom RFO vektorskom regulacijom su najjednostavniji za realizaciju jer ne zahtijevaju mjerenje napona statora ni numeričku integraciju mjerenih signala, a nekad ni mjerenje brzine vrtnje rotora. Nadalje, karakteriziraju ih odlični dinamički pokazatelji kvalitete regulacije i, u pravilu, vrlo jednostavni regulacijski algoritmi. Zbog ovih komparativnih prednosti postali su industrijski standard u regulaciji asinkronih strojeva tijekom posljednjih desetak godina. U podpoglavlju 4.2 se, stoga, razmatra upravo razvoj novog sustava s indirektnom RFO vektorskom regulacijom SEIG-a.



Slika 4.3. Shema klasičnog sustava s indirektnom RFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom

Najveći nedostatak kod sustava s indirektnom RFO vektorskom regulacijom je ovisnost točnosti orijentacije koordinatnog sustava o točnosti procjene iznosa radnog otpora rotorskog namota koji ovisi o temperaturi namota, a kojeg je nemoguće mjeriti tijekom rada stroja. Također, točnost orijentacije koordinatnog sustava može u znatnoj mjeri biti određena i time da li su u regulacijskom algoritmu na odgovarajući način uračunati gubici u željezu asinkronog stroja, kako je pokazano u petom poglavlju.

4.1.2. Sustavi zasnovani na ulančenom magnetskom toku statora

Kod SFO vektorske regulacije SEIG-a, os *d* sinkrono rotirajućeg koordinatnog sustava poravnata je s magnetskim tokom statora, $\overline{\Psi}_s$, kako je prikazano na vektorskom dijagramu na slici 4.4.



Slika 4.4. Vektorski dijagram za sinkrono rotirajući koordinatni sustav orijentiran prema magnetskom toku statora

Budući da je q komponenta magnetskog toka statora jednaka nuli, ukupni magnetski tok statora jednak je d komponenti vektora $\overline{\psi}_s$, odnosno vrijedi:

$$\psi_{sq} = 0 \tag{4.13}$$

$$\overline{\Psi}_s = \Psi_{sd} \tag{4.14}$$

Iznos vektora $\overline{\Psi}_s$, izražen pomoću komponenti u stacionarnom koordinatnom sustavu, jednak je:

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_{s\alpha}^2 + \Psi_{s\beta}^2} \tag{4.15}$$

a kut mu je jednak:

$$\theta_{\overline{\psi}_s} = \theta_s = \operatorname{arctg} \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}$$
(4.16)

Komponente vektora $\overline{\Psi}_s$ u stacionarnom koordinatnom sustavu mogu se odrediti iz jednadžbi (4.5), na temelju mjerenih napona i struja statora.

Nadalje, uz uvažavanje jednadžbi (2.5), napisanih u vektorskom obliku, te uz uvođenje vremenske konstante T_r , vektorski zapis jednadžbi (2.3) u Laplaceovom području glasi:

$$0 = \frac{1}{T_r}\overline{\Psi}_r - \frac{L_m}{T_r}\overline{i}_s + s\overline{\Psi}_r + j(\omega_s - \omega)\overline{\Psi}_r$$
(4.17)

gdje je s - kompleksna varijabla Laplaceove transformacije.

Uz uvažavanje jednadžbi (2.4) i (2.5), napisanih u vektorskom obliku, te uz uvođenje kutne brzine ω_r i faktora σ , jednadžba (4.17) se može napisati na sljedeći način:

$$(1+sT_r)\overline{\psi}_s = (1+s\sigma T_r)L_s\overline{i}_s - j\omega_r T_r(\overline{\psi}_s - \sigma L_s\overline{i}_s)$$

$$(4.18)$$

Uzevši u obzir jednadžbe (4.13) i (4.14), jednadžba (4.18) napisana u d-q koordinatnom sustavu glasi:

$$(1+sT_r)\psi_s = (1+s\sigma T_r)L_s i_{sd} - \omega_r \sigma T_r L_s i_{sq}$$

$$(4.19)$$

$$\omega_r T_r (\Psi_s - \sigma L_s i_{sd}) = L_s (1 + s \sigma T_r) i_{sq}$$
(4.20)

U jednadžbama (4.19) i (4.20), magnetski tok statora je definiran u funkciji struja i_{sd} i i_{sq} . Tu je ovisnost nužno eliminirati, jer promjena struje u osi q ne smije rezultirati promjenom magnetskog toka statora. Dakle, u regulacijski sustav je potrebno dodati sklop za rasprezanje na izlazu iz regulatora toka statora. Iznos struje rasprezanja može se odrediti na temelju sljedeće jednadžbe [36, 38]:

$$i_{ras} = \frac{\sigma L_s i_{sq}^2}{\Psi_s - \sigma L_s i_{sd}}$$
(4.21)

Na slici 4.5 prikazana je shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom promjenjivog iznosa. Struktura i komponente sustava, izuzev regulacijskog algoritma, odgovaraju onima na slikama 4.2 i 4.3.



Slika 4.5. Shema klasičnog sustava s direktnom SFO vektorskom regulacijom SEIG-a terećenog radnim trošilom

Prednost sustava s SFO vektorskom regulacijom u odnosu na sustave s RFO vektorskom regulacijom je što kod njih točnost procjene vektora magnetskog toka statora najviše ovisi o točnosti procjene radnog otpora statora R_s . Budući da je otpor statora lako mjerljiv, njegove promjene je lakše kompenzirati nego promjene otpora rotora. Sustavi s SFO vektorskom regulacijom su stoga znatno manje osjetljivi na promjene parametara stroja u odnosu na sustave s RFO vektorskom regulacijom.

S druge strane, očiti nedostatak sustava s SFO vektorskom regulacijom je potreba za sklopom za rasprezanje. Ipak, razvoj mikroprocesorske tehnologije i digitalnih signal procesora u novije vrijeme znatno je olakšao implementaciju ovih sklopova, a u slučajevima kada je sklopna frekvencija pretvarača veća od 1 kHz, sklop za rasprezanje se može potpuno ukloniti iz regulacijskog sustava bez značajnih posljedica na njegova dinamička svojstva. Najveći nedostatak SFO sustava je potreba za mjerenjem i integriranjem napona statora. Valni oblik napona statora ima značajan udio visokih harmonika uslijed visokih sklopnih frekvencija PWM usmjerivača te zahtijeva uzorkovanje s frekvencijom najmanje dvostruko većom od najveće sklopne frekvencije PWM usmjerivača. Nadalje, kako se sustavi vektorske regulacije asinkronih strojeva temelje na regulaciji osnovnog harmonika, nužno je izvršiti filtriranje mjerenog signala napona

statora. Filtriranje, međutim, neminovno unosi fazni pomak u mjerenom signalu napona statora, pri čemu fazni pomak ovisi o vremenskoj konstanti filtera i frekvenciji osnovnog harmonika napona statora (tj. o frekvenciji statora). Konačno, tu su i problemi sa zasićenjem integratora, odnosno potreba za eliminacijom istosmjerne komponente u mjerenim signalima napona i struja statora.

U sustavima vektorske regulacije SEIG-a prikazanim na slikama 4.2, 4.3 i 4.5, za regulaciju iznosa generiranog napona i određivanje reference magnetskog toka koristi se analogija u jednadžbama za induciranu elektromotornu silu istosmjernog ($E = k\phi\omega$) i asinkronog stroja. Kada je asinkroni stroj neopterećen, kutna brzina statora i kutna brzina rotora približno su jednake ($\omega_s \approx \omega$) pa se u stacionarnom stanju približni iznos inducirane elektromotorne sile statora u jednadžbama (2.2) može odrediti kao:

$$E_s \approx \omega \psi_s \tag{4.22}$$

Iz jednadžbe (4.22) slijedi da je za održavanje konstantnog iznosa elektromotorne sile statora potrebno održavati konstantnim umnožak kutne brzine rotora i iznosa magnetskog toka statora. Nadalje, ako se zanemare gubici u statorskim namotima, što je opravdano u području većih frekvencija statora, stacionarni iznos inducirane elektromotorne sile statora jednak je stacionarnom iznosu induciranog napona na stezaljkama statora, a ako se nadalje pretpostavi da je međuinduktivitet dominantan u odnosu na rasipne induktivitete statora i rotora, tada se za iznose tokova može napisati $\psi_s \approx \psi_r \approx \psi_m = \psi$ pa se jednadžba (4.22) može poopćiti i napisati:

$$U_s \approx \omega \psi$$
 (4.23)

Iz izraza (4.23) slijedi da se regulacija iznosa napona statora SEIG-a može postići mijenjanjem iznosa reguliranog magnetskog toka obrnuto proporcionalno promjeni kutne brzine rotora. Unatoč uvedenim zanemarenjima, robusnost sustava je osigurana primjenom PI regulatora u sustavu. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini rotora prema jednadžbi (4.23), za konstantan iznos napona U_s , prikazana je na slici 4.6.



Slika 4.6. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora

Kako se može vidjeti, magnetski tok i brzina vrtnje ograničeni su na maksimalne i minimalne vrijednosti, a ograničenja su određena magnetskim zasićenjem željezne jezgre (maksimalni tok \rightarrow minimalna brzina) i mehaničkom konstrukcijom stroja (maksimalna brzina \rightarrow minimalni tok). Referentni magnetski tok se može izraziti kao:

$$\psi^* = \frac{\omega_{\min}}{\omega} \psi_{\max} = \frac{x}{\omega}$$
(4.24)

gdje je x - faktor magnetiziranja [Vrad].

Opisani princip određivanja referentnog magnetskog toka, iako vrlo jednostavan za realizaciju i primjenu u realnom vremenu, ima nedostatak što uz konstantan iznos faktora x izraz (4.24) vrijedi samo za jedan iznos napona statora. Naime, za neki veći iznos napona statora U_{s3} , sjecište karakteristike i maksimalnog magnetskog toka bilo bi pomaknuto udesno te bi iznos minimalne dozvoljene brzine vrtnje bio veći nego prije (slika 4.7). Slično, sjecište karakteristike i maksimalne brzine vrtnje bilo bi pomaknuto prema gore te bi iznos minimalnog dozvoljenog magnetskog toka također bio veći nego prije. Time bi područje rada asinkronog stroja bilo suženo. Analogno vrijedi i za neki manji iznos napona statora U_{s2} . Ako se želi postići adekvatna regulacija pri različitim iznosima napona statora, nužno je faktor x izraziti u ovisnosti u naponu U_s . U radu [100] to je učinjeno na način da je faktor x izražen u funkciji referentnog napona u_{dc}^* i otpora R_{dc} . Ovaj pristup, međutim, zahtijeva opsežnu simulacijsku i eksperimentalnu analizu za određivanje ovisnosti faktora x o navedenim parametrima.


Slika 4.7. Ovisnost reguliranog magnetskog toka o kutnoj brzini vrtnje rotora za različite iznose napona statora

Nadalje, primjena umjetne neuronske mreže za određivanje faktora *x*, predložena u radu [100], podrazumijeva prethodno treniranje neuronske mreže i njenu implementaciju u algoritam, što rezultira značajnim povećanjem opterećenja procesora.

U idućem podpoglavlju predložen je način za određivanje referentnog iznosa magnetskog toka temeljen na izrazu (4.24), ali primjenjiv u širokom opsegu napona statora i jednostavan za implementaciju.

4.2. Sustav vektorske regulacije samouzbudnog asinkronog generatora s uračunatim gubicima u željezu

Općenito, sustavi RFO vektorske regulacije asinkronih strojeva s indirektno određenim magnetskim tokom rotora (u nastavku: IRFO sustavi, od engl. *Indirect Rotor Field Oriented*) temelje se na sljedećoj pretpostavci: položaj vektora magnetskog toka rotora u svakom trenutku je poravnat s osi *d* sinkrono rotirajućeg koordinatnog sustava, a iznos vektora magnetskog toka rotora u svakom trenutku je jednak referentnom iznosu. Ova pretpostavka omogućuje relativno jednostavnu realizaciju sustava IRFO vektorske regulacije, ali je treba uzeti s oprezom zbog mogućnosti pogreške u procjeni iznosa i položaja vektora magnetskog toka rotora, tj. pogreške u orijentaciji referentnog *d-q* koordinatnog sustava. Budući da je brzinu vrtnje rotora moguće vrlo precizno mjeriti, pogreška u procjeni kuta θ_s najčešće se povezuje s pogreškom u procjeni kutne brzine ω_r ,

odnosno vremenske konstante T_r (jednadžba (4.12)). Ipak, kako je pokazano u petom poglavlju, pogreška u orijentaciji koordinatnog sustava kod IRFO vektorske regulacije SEIG-a može također biti posljedica zanemarenja gubitaka u željezu u regulacijskom algoritmu. Ova pretpostavka se temelji na činjenici da je u literaturi već utvrđen značajan utjecaj gubitaka u željezu na točnost orijentacije koordinatnog sustava kod IRFO vektorske regulacije asinkronih motora [41-44].

U ovom podpoglavlju razmatra se novi sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem. Pripadajući regulacijski algoritam razvijen je na temelju dinamičkog matematičkog modela SEIG-a s posebnom paralelnom konfiguracijom i promjenjivim iznosom gubitaka u željezu (slika 2.13). Ovaj model je odabran zbog njegovih dobrih svojstava utvrđenih u sklopu simulacijske i eksperimentalne analize provedene u trećem poglavlju, tj. visoke razine točnosti i numeričke stabilnosti te relativno malih računalnih zahtjeva. Navedene značajke impliciraju niske softverske i hardverske zahtjeve, stoga i relativno nisku cijenu implementacije regulacijskog algoritma u stvarnom sustavu. Shema novog sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a prikazana je na slici 4.8. Osnovne komponente sustava su pogonski stroj (nije prikazan na shemi), asinkroni generator, trofazni PWM usmjerivač s IGBT tranzistorima i porednim diodama, histerezni strujni regulatori te istosmjerni krug s uzbudnim kondenzatorom i radnim trošilom. Principi rada histereznih strujnih regulatora i PWM usmjerivača detaljnije su analizirani u sedmom poglavlju. Za realizaciju regulacijskog algoritma potrebno je ukupno pet mjernih senzora: senzor brzine vrtnje, naponski senzor i tri strujna senzora. Međutim, ako neutralna točka SEIG-a nije uzemljena, jedna od faznih struja može se rekonstruirati na temelju mjerenja preostalih dviju faznih struja, čime se ukupni broj senzora smanjuje na četiri. Ovaj princip je primijenjen u disertaciji u sklopu eksperimentalne realizacije sustava. Baterija u istosmjernom krugu osigurava početni napon na kondenzatoru potreban za magnetiziranje SEIG-a. Čim napon na trošilu naraste na iznos veći od napona baterije, baterija se automatski isključuje pomoću diode.



Slika 4.8. Sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem:a) cjeloviti sustav, b) izračun međuinduktiviteta u realnom vremenu i c) izračun otpora gubitaka u željezu u realnom vremenu

S obzirom na radni karakter trošila, istosmjerni krug se može opisati sljedećom jednadžbom:

$$u_{dc} = -\frac{1}{C} \int_{0}^{t} \left(i_{dc} + \frac{u_{dc}}{R_{dc}} \right) dt + u_{dc0}, \qquad (4.25)$$

gdje je:

C - uzbudni kondenzator,

 R_{dc} - otpor trošila i

 u_{dc0} - početni napon na kondenzatoru (napon baterije).

Uz pretpostavku idealnog PWM usmjerivača, fazne napone statora moguće je izraziti pomoću sklopnih stanja PWM usmjerivača (S_a , S_b i S_c) i istosmjernog napona kao:

$$u_{sa} = \frac{1}{3}u_{dc} \left(2S_a - S_b - S_c\right)$$
(4.26)

$$u_{sb} = \frac{1}{3} u_{dc} \left(2S_b - S_c - S_a \right)$$
(4.27)

$$u_{sc} = \frac{1}{3}u_{dc} \left(2S_c - S_a - S_b\right)$$
(4.28)

Ukupna struja istosmjernog kruga može se također izraziti pomoću sklopnih stanja PWM usmjerivača i faznih struja statora kao:

$$i_{dc} = S_a i_{sa} + S_b i_{sb} + S_c i_{sc}$$
(4.29)

Sklopno stanje za svaku od tri grane usmjerivača određeno je izlazom histereznog strujnog regulatora u toj fazi, kako je objašnjeno u sedmom poglavlju.

Jedna od važnih prednosti sustava na slici 4.8 je ta što ga je moguće jednostavno transformirati u sustav sa zanemarenim gubicima u željezu, sličan onome na slici 4.3, s tim da je ovu transformaciju moguće izvršiti u realnom vremenu. Sve što je potrebno je u jednadžbe regulacijskog algoritma uvrstiti vrlo veliki (teoretski beskonačan) iznos otpora gubitaka u željezu, R_m . Naime, u sustavu na slici 4.8, referentna struja i_{sd}^* se računa kao:

$$i_{sd}^{*} = i_{sTd}^{*} - i_{sTq}^{*} \omega_{s} \frac{\sigma L_{s}}{R_{m}}$$
 (4.30)

a referentna struja i^*_{sTq} se računa kao:

$$i_{sTq}^{*} = i_{sq}^{*} - i_{sTd}^{*} \omega_{s} \frac{L_{s}}{R_{m}}$$
(4.31)

Uvrštavanjem vrlo velikog iznosa za otpor R_m u ove jednadžbe (u disertaciji \rightarrow $R_m = 10^{12} \Omega$) dobije se:

$$i_{sd}^* \approx i_{sTd}^* \tag{4.32}$$

$$i_{sTq}^* \approx i_{sq}^* \tag{4.33}$$

Izrazi (4.33) i (4.34) svojstveni su modelu SEIG-a sa zanemarenim gubicima u željezu. Kao posljedica ove transformacije mijenja se i jednadžba za izračun kutne brzine ω_r , odnosno vrijedi:

$$\omega_r = \frac{i_{sTq}^*}{T_r i_{sTq}^*} \to \omega_r = \frac{i_{sq}^*}{T_r i_{sq}^*}$$
(4.34)

Spomenuta transformacija je reverzibilna, odnosno u svakom trenutku je moguće izvršiti transformaciju nazad na sustav s uračunatim gubicima u željezu.

Prva suštinska razlika između sustava na slici 4.8 i onoga na slici 4.3 sadržana je u eksplicitnom uračunavanju gubitaka u željezu i magnetskog zasićenja. Naime, u sustavu na slici 4.8, otpor gubitaka u željezu i međuinduktivitet računaju se u realnom vremenu na temelju prethodno određenih pripadajućih karakteristika, prikazanih na slikama 2.14b i 2.15, redom, te mjerenih struja statora i brzine vrtnje rotora. Druga suštinska razlika je u načinu određivanja referentnog iznosa magnetskog toka rotora. Naime, u sustavu na slici 4.8, referentni magnetski tok rotora je izražen u funkciji brzine vrtnje rotora i referentnog napona na trošilu kao:

$$\psi_r^* = \frac{k_{\psi} u_{dc}^*}{\omega} \tag{4.35}$$

Izraz (4.35) sličan je izrazu (4.24) po tome što uzima u obzir ovisnost referentnog iznosa magnetskog toka rotora o kutnoj brzini vrtnje rotora, ali se od njega razlikuje po tome što uzima u obzir i ovisnost o naponu na trošilu, odnosno, kako je pojašnjeno u nastavku, ovisnost o naponu statora. Ovako određen referentni magnetski tok rotora osigurava stabilan rad sustava u relativno širokim rasponima napona i otpora trošila.

Određivanje referentnog iznosa magnetskog toka rotora

Na temelju standardnih pokusa praznog hoda izvršenih pri različitim frekvencijama statora moguće je odrediti karakteristike ovisnosti linijskog napona statora o struji magnetiziranja, s frekvencijom statora kao parametrom. Na slici 4.9 prikazane su ove karakteristike određene za stroj čiji su parametri dani u dodatku A (napomena: za isti stroj su u drugom poglavlju određene karakteristike gubitaka u željezu i karakteristike magnetiziranja).

U razmatranom regulacijskom sustavu, fazni naponi statora su pomoću PWM upravljanog usmjerivača rekonstruirani iz istosmjernog napona na trošilu. Veza između maksimalne amplitude osnovnog harmonika linijskog napona statora i istosmjernog napona na trošilu može se izraziti kao [4]:

$$U_{ab} \le \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{dc} \tag{4.36}$$



Slika 4.9. Linijski napon statora u praznom hodu u funkciji struje magnetiziranja (parametar je frekvencija statora)

Radi odmaka od ruba stabilnosti, u ovoj disertaciji je amplituda linijskog napona statora ograničena na iznos 10 % manji od onog izračunatog prema izrazu (4.36).

Korištenjem karakteristika na slici 4.9 i odabirom željenog iznosa napona na trošilu moguće je zatim odrediti približnu potrebnu vrijednost *d* komponente struje statora za svaku kutnu brzinu vrtnje rotora (tj. $i_{sd} \approx I_m$, $\omega \approx \omega_s = 2\pi f_s$) [22]. Nakon što se odredi struja i_{sd} , magnetski tok rotora je moguće odrediti iz karakteristike magnetiziranja (slika 2.15) kao:

$$\Psi_r = L_m i_{sd} \tag{4.37}$$

Ponavljanjem opisanog postupka za različite iznose napona na trošilu i frekvencije statora moguće je uspostaviti vezu između magnetskog toka rotora, napona na trošilu i frekvencije statora (tj. kutne brzine rotora $\rightarrow \omega \approx \omega_s$), u vidu karakteristika prikazanih na slici 4.10. Isprekidane linije na slici 4.10 predstavljaju minimalni i maksimalni dozvoljeni iznos magnetskog toka rotora. Minimalni iznos magnetskog toka rotora, $\Psi_{r_min} = 0,48$ Wb, određen je koljenom karakteristike magnetiziranja. Ovaj izbor opravdan je činjenicom da se stabilna stacionarna radna točka SEIG-a uvijek nalazi u zasićenom dijelu karakteristike magnetiziranja (tj. desno od koljena). Maksimalni iznos magnetskog toka rotora, $\Psi_{r_max} = 0,93$ Wb, određen je kao 10 % veći od nazivnog.



Slika 4.10. Referentni iznos magnetskog toka rotora u funkciji napona na trošilu (parametar je frekvencija statora)

Budući da su karakteristike na slici 4.10 približno linearne, naročito na dijelu unutar definiranih granica toka, a usto su im nagibi približno obrnuto proporcionalni brzini vrtnje rotora, vezu između referentnog iznosa magnetskog toka rotora, napona na trošilu i kutne brzine vrtnje rotora moguće je izraziti kao u jednadžbi (4.35). U toj jednadžbi, spomenuta obrnuta proporcionalnost izražena je množenjem faktora toka, k_{ψ} , s recipročnim iznosom kutne brzine ω . Faktor k_{ψ} je bezdimenzionalan, a za stroj razmatran u disertaciji iznosi 0,28.

Prethodno definirane granične iznose magnetskog toka rotora moguće je implementirati u regulacijski sustav i direktno ograničiti referentni iznos magnetskog toka rotora (slika 4.8a). Na taj se način osigurava odgovarajuće magnetiziranje SEIG-a u slučajevima kada se referentni iznos magnetskog toka rotora izračunat prema izrazu (4.35) nalazi izvan granica 0,48 Wb - 0,93 Wb. Uvrštavanjem minimalnog ili maksimalnog dozvoljenog iznosa magnetskog toka rotora u izraz (4.35) moguće je za bilo koju mjerenu brzinu vrtnje SEIG-a odrediti vrijednosti napona na trošilu za koje se referentni iznos magnetskog toka rotora izračunat prema izrazu (4.35) nalazi izvan jema izračunat prema izrazu (4.35) nalazi točno na minimalnoj ili maksimalnoj granici. Veza između graničnih iznosa napona na trošilu i brzine vrtnje SEIG-a prikazana je na slici 4.11, a stabilno radno područje je smješteno između pravaca. Slično, za bilo koji zadani iznos napona na trošilu moguće je odrediti granične vrijednosti brzine vrtnje SEIG-a.

Kako je brzina vrtnje SEIG-a često određena karakteristikama pogonskog stroja i priključenog trošila (npr. kod vjetroturbina s promjenjivom brzinom vrtnje), održavanje referentnog toka unutar granica podrazumijeva mogućnost podešavanja iznosa napona na trošilu. Uz poznavanje brzine vrtnje rotora, regulacijom napona na trošilu na način da je referentni iznos uvijek smješten između pravaca na slici 4.11 moguće je indirektno ograničiti referentni iznos magnetskog toka rotora. Na taj se način osigurava stabilnost sustava u slučajevima kada je brzina vrtnje rotora promjenjiva (primjerice kod zaleta ili zaustavljanja SEIG-a). Međutim, ovaj pristup ima i određena ograničenja. Ako, primjerice, trošilo zahtijeva konstantni napon od 400 V, neovisno o trenutnoj brzini vrtnje rotora, tada je jasno da opisani princip nije primjenjiv za brzina vrtnje mora biti u rasponu 575 o/min > n > 1114 o/min. U tim slučajevima je nužno referentni magnetski tok dodatno ograničiti na drugi način (npr. postavljanjem limitatora iza točke računanja referentnog magnetskog toka).



Slika 4.11. Granični iznosi napona na trošilu u funkciji brzine vrtnje SEIG-a

Model asinkronog stroja s posebnom paralelnom konfiguracijom i promjenjivim iznosom gubitaka u željezu, na kojem je temeljen razvijeni algoritam IRFO vektorske regulacije SEIG-a, može također biti temeljem razvoja drugih tipova sustava vektorske regulacije asinkronih strojeva (npr. za direktnu RFO regulaciju, za direktnu ili indirektnu SFO regulaciju i sl.), bilo za generatorske ili za motorske režime rada. Međutim, detaljnija analiza ove mogućnosti prelazi okvire disertacije.

5. UTJECAJ GUBITAKA U ŽELJEZU NA RAD VEKTORSKI REGULIRANOG SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA

U ovom poglavlju analizan je utjecaj gubitaka u željezu na različite aspekte rada vektorski reguliranog SEIG-a, s naglaskom na korisnost i točnost procjene magnetskog toka rotora. Koriste se sustavi IRFO vektorske regulacije SEIG-a sa zanemarenim i s uračunatim gubicima u željezu (podpoglavlje 4.2). Za potrebe simulacijske analize izrađen je simulacijski model regulacijskih sustava u programskom paketu MATLAB *Simulink*. S druge strane, za potrebe eksperimentalne analize izrađena je laboratorijska maketa sustava.

5.1. Simulacijska analiza utjecaja gubitaka u željezu na rad vektorski reguliranog samouzbudnog asinkronog generatora

Simulacijski model sustava vektorske regulacije SEIG-a

Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem prikazan je na slici 5.1. Komponente simulacijskog modela istovjetne su komponentama sustava na slici 4.8. Pogonski stroj modeliran je primjenom bloka Timer iz Simulinkove biblioteke, čime je omogućeno definiranje brzine vrtnje SEIG-a kao nezavisne varijable u vidu udarne funkcije s unaprijed zadanim trenucima promjena brzine. Asinkroni generator (podsustav Asinkroni generator) modeliran je na temelju jednadžbi (2.26)-(2.28) te (2.30)-(2.33) (tj. jednadžbi modela SEIG-a s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu). Za izračun statorskih i rotorskih struja u jednadžbama (2.30)-(2.33) korištena je trapezna metoda numeričke integracije. PWM usmjerivač je modeliran na temelju jednadžbi (4.26)-(4.29), što znači da su pripadajuće poluvodičke komponente modelirane kao idealne sklopke. Model usmjerivača je podijeljen na ispravljački dio (jednadžba (4.29) \rightarrow podsustav *Ispravljac*) i izmjenjivački dio (jednadžbe (4.26)-(4.28) \rightarrow podsustav *Izmjenjivac*). Na ulazu ispravljačkog dijela su upravljački impulsi (tj. sklopna stanja S_a , S_b i S_c) i fazne struje statora, a na izlazu je istosmjerna struja i_{dc} . Na ulazu izmjenjivačkog dijela su upravljački impulsi i istosmjerni napon u_{dc} , a na izlazu su fazni naponi statora. Upravljački impulsi su generirani u podsustavu Generator impulsa (slika 5.2).



Slika 5.1. Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim promjenjivim gubicima u željezu i magnetskim zasićenjem



Slika 5.2. Unutrašnjost podsustava Generator impulsa

Histerezni regulatori na slici 5.2 modelirani su primjenom blokova *Relay* iz *Simulinkove* biblioteke. Dvostruka širina histereznog pojasa definirana je u sklopu m-fajla zajedno s ostalim parametrima simulacijskog modela (dodatak C), a iznosi 2H = 0,2 A, što je približno 4 % amplitude nazivne struje statora (tj. ±2 %). Na taj je način strujna pogreška, Δi , u svakoj od triju faza u idealnom slučaju ograničena na ±0,1 A. U stvarnosti, strujna

pogreška može po apsolutnom iznosu prijeći 0,1 A te dostići iznos dvostruke širine histereznog pojasa [101].

Na slici 5.1, istosmjerni krug s uzbudnim kondenzatorom i trošilom modeliran je na temelju jednadžbe (4.25), s tim da su iznosi kapaciteta kondenzatora i početnog napona na kondenzatoru definirani u sklopu m-fajla, a otpor trošila je, poput brzine vrtnje, definiran primjenom bloka Timer iz Simulinkove biblioteke. Podsustavi Izracun Lm a i Izracun Rm a ekvivalentni su algoritmima prikazanim na slikama 4.8b i 4.8c, redom, a za njihovu izvedbu korištene su pregledne tablice s linearnom interpolacijom/ekstrapolacijom. PI regulator istosmjernog napona koristi se za određivanje referentne struje i_{sq}^* , a parametri su mu jednaki $K_u = 0,02$ i $T_u = 0,1$ s. Struja i_{sq}^* u generatorskim režimima rada ima negativan predznak te joj je maksimalni apsolutni iznos ograničen amplitudom nazivne fazne struje statora asinkronog stroja i trenutnim iznosom referentne struje i_{sd}^* . Na izlazu iz PI regulatora napona nalazi se blok za inverziju predznaka signala (blok s pojačanjem jednakim -1). Inverzija je nužna budući da je za kompenzaciju pozitivne razlike između referentnog i reguliranog istosmjernog napona, odnosno pozitivnog signala na ulazu PI regulatora, potrebna negativna korekcija struje i_{sa}^* i obratno. Referentni magnetski tok rotora u simulacijskom modelu računa se prema jednadžbi (4.35), pri čemu mu je iznos ograničen na raspon 0,48 Wb - 0,93 Wb, kako je objašnjeno u četvrtom poglavlju. Referentni iznos istosmjernog napona također je ograničen s obzirom na brzinu vrtnje kao na slici 4.11, s koeficijentima pravaca 0,86 za Ψ_{r_min} i 3,30 za Ψ_{r_max} . Referentna struja i_{std}^* računa se kao kvocijent referentnog magnetskog toka rotora i izračunatog iznosa međuinduktiviteta. Osim navedenih dijelova, model sadrži još blokove za izračun kutne brzine rotorskih veličina (jednadžba (4.34)) i kutne brzine statora ($\omega_s = \omega + \omega_r$), za numeričku integraciju kutne brzine statora (tj. izračun kuta θ_s), zatim za izračun struja i_{sd}^* i i_{sTa}^{*} (jednadžbe (4.30) i (4.31), redom) te za transformaciju varijabli između trofaznog *a-b-c*, stacionarnog α - β i sinkrono rotirajućeg *d-q* koordinatnog sustava.

Sklopka na izlazu iz podsustava *Izracun Rm_a* omogućuje transformaciju između modela sustava s uračunatim gubicima u željezu i modela sustava sa zanemarenim gubicima u željezu i obratno, kako je objašnjeno u podpoglavlju 4.2 (jednadžbe (4.32)-(4.34)). Budući da su u okviru simulacijskog modela na slici 5.1 sadržane obje varijante, nema potrebe za izradu posebnog simulacijskog modela sustava sa zanemarenim gubicima u željezu. Naime, postavljanjem otpora gubitaka u željezu na iznos $R_m = 10^{12} \Omega$ gubici u željezu se praktički eliminiraju iz jednadžbi SEIG-a i regulacijskog algoritma. U slučaju da je gubitke u željezu potrebno eliminirati samo u jednadžbama regulacijskog algoritma, a ne i u jednadžbama SEIG-a, potrebno je izvršiti preinake u simulacijskom modelu na slici 5.1 na način da se u modelu koriste dva različita otpora gubitaka u željezu: jedan za jednadžbe regulacijskog algoritma i drugi za jednadžbe SEIG-a. Ova preinaka je učinjena kasnije u sklopu analize utjecaja gubitaka u željezu na točnost orijentacije koordinatnog sustava kod IRFO vektorske regulacije SEIG-a.

Simulacijski model na slici 5.1 u cijelosti je diskretiziran (proračun se vrši u vremenskom području), a u tu svrhu su korištena dva različita vremena uzorkovanja, $T_{s1} = 1/28000$ s i $T_{s2} = 1/4000$ s. Manje vrijeme uzorkovanja, T_{s1} , korišteno je u jednadžbama asinkronog generatora, histereznih strujnih regulatora i PWM usmjerivača, dok je veće vrijeme uzorkovanja, T_{s2} , korišteno u jednadžbama regulacijskog algoritma. Za tranziciju između dvaju vremena uzorkovanja korišteni su blokovi Rate Transition iz Simulinkove biblioteke, s tim da je kod prelaska s većeg vremena uzorkovanja na manje primijenjen uvjet minimalnog zadržavanja signala (tj. zadržavanje je jednako manjem od dva vremena uzorkovanja između kojih se vrši tranzicija). Dva različita vremena uzorkovanja korištena su radi smanjenja opterećenja procesora i radne memorije računala tijekom izvršavanja simulacija. Naime, korištenje jedinstvenog vremena uzorkovanja jednakog T_{s1} značajno bi usporilo izvršavanje simulacijskog programa i opteretilo radnu memoriju računala. Istovremeno, kvaliteta uzorkovanja relativno sporo promjenjivih signala regulacijskog algoritma bila bi približno ista. S druge strane, korištenje jedinstvenog vremena uzorkovanja jednakog T_{s2} značajno bi reduciralo točnost numeričke integracije u sklopu izračuna statorskih i rotorskih struja u modelu asinkronog generatora kao i točnost rješavanja algebarskih petlji u cijelom simulacijskom modelu. Osim toga, maksimalna sklopna frekvencija PWM usmjerivača u tom slučaju bi bila 2 kHz, što je nedovoljno za zadržavanje faznih struja statora unutar zadanog histereznog pojasa. U razmatranom simulacijskom modelu, maksimalna sklopna frekvencija PWM usmjerivača je sedam puta veća, odnosno iznosi 14 kHz. Maksimalna sklopna frekvencija PWM usmjerivača određena je vremenom uzorkovanja kao $f_{skl_max} = 2/T_{s1}$ jer su za uklapanje i isklapanje svakog pojedinog IGBT tranzistora potrebna minimalno dva intervala uzorkovanja T_{s1} .

Simulacijska analiza regulacijskog algoritma s uračunatim gubicima u željezu

U svrhu analize rada simulacijskog modela na slici 5.1 izvršene su simulacije sa sljedećim parametrima:

- 1. Brzina vrtnje rotora i referentni napon na trošilu jednaki su n = 900 o/min i $u_{dc}^* = 250$ V, redom ($\Psi_r^* = 0.743$ Wb).
- 2. Brzina vrtnje rotora i referentni napon na trošilu jednaki su n = 1200 o/min i $u_{dc}^* = 300 \text{ V}$, redom ($\Psi_r^* = 0.669 \text{ Wb}$).
- 3. Brzina vrtnje rotora i referentni napon na trošilu jednaki su n = 1500 o/min i $u_{dc}^* = 350 \text{ V}$, redom ($\Psi_r^* = 0,624 \text{ Wb}$).

U svim simulacijama otpor trošila je mijenjan u vidu udarne funkcije na sljedeći način: do trenutka t = 1 s, otpor trošila je jednak $R_{dc} = 10^{12} \Omega$ (prazni hod); u trenutku t = 1 s, priključeno je trošilo od 220 Ω ; u trenutku t = 4 s, otpor trošila je promijenjen na 500 Ω ; konačno, u trenutku t = 7 s, otpor trošila je promijenjen na $R_{dc} = 10^{12} \Omega$ (prazni hod). Rezultati simulacija prikazani su na slikama 5.3-5.9.

Na slici 5.3 vidi se da regulirani napon na trošilu vjerno prati referentni iznos, uz relativno brzu kompenzaciju promjena opterećenja. Najveći zabilježeni relativni iznos propada/prebačaja u odzivu reguliranog napona jednak je 12,7 %.

Budući da su u svim simulacijama stacionarni iznosi referentnog magnetskog toka rotora konstantni, stacionarni iznosi struje i_{sTd}^* također su konstantni, kako se može vidjeti na slici 5.4.



Slika 5.3. Simulacijski odzivi napona na trošilu na promjene otpora trošila



Slika 5.4. Simulacijski odzivi referentne d komponente struje statora (Theveninov ekvivalent) na promjene otpora trošila

S druge strane, iznosi referentne *q* komponente struje statora značajno variraju s promjenama opterećenja (raspregnuta regulacija u *d* i *q* osima). Kada je u sustavu vektorske regulacije SEIG-a magnetski tok rotora konstantan i točno procijenjen, tada je iznos referentne *q* komponente struje statora proporcionalan elektromagnetskom momentu. Zbog toga je najmanji stacionarni apsolutni iznos struje i_{sTq}^* na slici 5.5 zabilježen pri otporu trošila $R_{dc} = 10^{12} \Omega$ (tj. u praznom hodu), dok je najveći iznos zabilježen pri otporu trošila $R_{dc} = 220 \Omega$ (tj. pri najvećem opterećenju).

Na slici 5.6 prikazani su iznosi međuinduktiviteta dobiveni na izlazu iz pregledne tablice. Izračun iznosa međuinduktiviteta izvršen je u realnom vremenu. Različiti iznosi međuinduktiviteta dobiveni su uslijed različitih razina magnetskog zasićenja u razmatranim radnim režimima, a moguće ih je preko karakteristike magnetiziranja na slici 2.15 povezati s iznosima referentne *d* komponente struje statora (tj. $i_{sTd}^* \approx I_m$).



Slika 5.5. Simulacijski odzivi referentne q komponente struje statora (Theveninov ekvivalent) na promjene otpora trošila



Slika 5.6. Simulacijski odzivi međuinduktiviteta na promjene otpora trošila

Izračun otpora gubitaka u željezu, prikazanog na slici 5.7, također je izvršen u realnom vremenu, na temelju karakteristika prikazanih na slici 2.14b. Budući da se iznosi frekvencije statora i magnetskog toka u zračnom rasporu (tj. fiktivne struje i_{Rm}) razlikuju od jednog režima do drugog, isto vrijedi i za iznose otpora R_m . U skladu s karakteristikama na slici 2.14b, najveći iznos otpora R_m zabilježen je za najveću brzinu vrtnje rotora, odnosno za najveću frekvenciju statora (Simulacija 3). Osim toga, kako je u svakom od razmatranih režima iznos magnetskog toka rotora konstantan, male varijacije u statora koje su, pak, uzrokovane varijacijama u iznosu klizanja (veće klizanje \rightarrow manja frekvencija statora \rightarrow manji otpor gubitaka u željezu).



Slika 5.7. Simulacijski odzivi otpora gubitaka u željezu na promjene otpora trošila

Na slikama 5.8 i 5.9 prikazani su simulacijski valni oblici fazne struje statora te pripadajući harmonijski spektri. Pritom su prikazani valni oblici i harmonijski spektri fazne struje statora samo za treću simulaciju budući da su u preostale dvije simulacije dobiveni slični rezultati. U praznom hodu (slika 5.8) zabilježeno je harmonijsko izobličenje THD_i = 3,75 %, a s priključenim trošilom R_{dc} = 220 Ω (slika 5.9) zabilježeno je harmonijsko izobličenje THD_i = 1,35 %.



Slika 5.8. Uvećani prikaz fazne struje statora u stacionarnom stanju prazni hod (Simulacija 3): a) valni oblici referentne i regulirane struje i b) harmonijski spektar regulirane struje



Slika 5.9. Uvećan prikaz fazne struje statora u stacionarnom stanju priključeno trošilo $R_{dc} = 220 \ \Omega$ (Simulacija 3): a) valni oblici referentne i regulirane struje i b) harmonijski spektar regulirane struje

Analiza utjecaja gubitaka u željezu na korisnost vektorski reguliranog SEIG-a

Radi analize utjecaja gubitaka u željezu na korisnost vektorski reguliranog SEIG-a izvršena je usporedba korisnosti dobivenih na temelju simulacija s modelom u kojem su gubici u željezu uračunati i onih dobivenih na temelju simulacija s modelom u kojem su gubici u željezu zanemareni. Ovdje treba napomenuti da su u drugom modelu gubici u željezu zanemareni ne samo u jednadžbama asinkronog generatora nego i u regulacijskom algoritmu, što je karakteristično za klasični pristup kod modeliranja sustava vektorske regulacije. U sklopu simulacija razmatrani su sljedeći rasponi brzine vrtnje rotora, napona na trošilu i otpora trošila: n = 900 o/min - 1500 o/min, $U_{dc} = 200$ V - 400 V i $R_{dc} = 110 \Omega - 500 \Omega$, redom.

Na slikama 5.10-5.12 prikazana je korisnost SEIG-a u funkciji otpora trošila, napona na trošilu i brzini vrtnje rotora, redom. Korisnosti dobivene na temelju simulacija s modelom u kojem su uračunati gubici u željezu manje su u usporedbi s modelom u kojem su gubici u

željezu zanemareni. Kako je izlazna električna snaga SEIG-a neovisna o izboru simulacijskog modela, tj. definirana je otporom trošila i naponom na trošilu, razlike u dobivenim korisnostima moguće je pripisati isključivo razlikama u ulaznoj mehaničkoj snazi, odnosno razlikama u ukupnim gubicima SEIG-a. Zabilježene razlike u korisnostima su, dakle, isključivo posljedica utjecaja gubitaka u željezu.



Slika 5.10. Korisnost SEIG-a u funkciji otpora trošila: $U_{dc} = 300 V i n = 1200 o/min$



Slika 5.11. Korisnost SEIG-a u funkciji napona na trošilu: n = 1200 o/min i $R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 5.12. Korisnost SEIG-a u funkciji brzine vrtnje rotora: $R_{dc} = 220 \Omega i U_{dc} = 300 V$

Na slici 5.10 se vidi da se razlike u korisnostima dvaju razmatranih simulacijskih modela povećavaju s povećanjem otpora trošila (tj. sa smanjenjem opterećenja). Ovo se može objasniti činjenicom da udio gubitaka u željezu u ukupnim gubicima SEIG-a raste sa smanjenjem opterećenja (slika 3.20a).

S druge strane, razlike u korisnostima dvaju razmatranih simulacijskih modela ne mijenjaju se značajno s promjenom napona na trošilu (slika 5.11) ni s promjenom brzine vrtnje rotora (slika 5.12). Nadalje, kod oba simulacijska modela je zabilježeno smanjenje korisnosti s povećanjem napona na trošilu, uz konstantne iznose brzine vrtnje rotora i otpora trošila. Konačno, kod oba simulacijska modela je zabilježeno povećanje korisnosti s povećanje vrtnje rotora, uz konstantne iznose napona na trošilu i otpora trošila.

Analiza utjecaja gubitaka u željezu na procjenu magnetskog toka rotora

Kako je prethodno istaknuto, u sustavima IRFO vektorske regulacije asinkronih strojeva pretpostavlja se da je os *d* sinkrono rotirajućeg koordinatnog sustava u svakom trenutku poravnata s vektorom magnetskog toka rotora. Ako je ova pretpostavka ispunjena, iznos *q* komponente vektora magnetskog toka rotora jednak je nuli (jednadžba (4.1)), a iznos *d* komponente vektora magnetskog toka rotora jednak je ukupnom iznosu vektora (jednadžba (4.2)). Međutim, ova pretpostavka je ispunjena samo u slučaju točne procjene iznosa i položaja vektora ulančenog magnetskog toka rotora, odnosno u slučaju točne orijentacije koordinatnog sustava. Pogreška u orijentaciji koordinatnog sustava može biti posljedica pogreške u procjeni iznosa temperaturno ovisnog radnog otpora rotora, ali i zanemarenja gubitaka u željezu asinkronog stroja u regulacijskom algoritmu.

Za analizu utjecaja gubitaka u željezu na procjenu magnetskog toka rotora, simulacijski model na slici 5.1 preinačen je razdvajanjem otpora gubitaka u željezu na dva parametra; jednog za primjenu u jednadžbama SEIG-a ($R_{m1} = f(f_s, I_{Rm})$) i drugog za primjenu u jednadžbama regulacijskog algoritma ($R_{m2} = 10^{12} \Omega$). Na taj je način utjecaj gubitaka u željezu zanemaren samo u regulacijskom algoritmu. Ovakvim pristupom se oponaša situacija gdje su gubici u željezu SEIG-a zanemareni prilikom razvoja regulacijskog algoritma unatoč činjenici da su prisutni u stvarnom stroju (klasični pristup).

Na slici 5.13 prikazan je utjecaj zanemarenja gubitaka u željezu u regulacijskom algoritmu na točnost procjene magnetskog toka rotora, a za usporedbu su prikazani i rezultati dobiveni za slučaj kada su gubici u željezu uračunati u regulacijskom algoritmu.



Slika 5.13. Komponente vektora ulančenog magnetskog toka rotora: a) os d i b) os q

Na slici 5.13 prikazani su samo rezultati dobiveni za prvu simulaciju budući da su za preostale dvije simulacije dobiveni slični rezultati (parametri simulacija definirani su u odjeljku *Simulacijska analiza regulacijskog algoritma s uračunatim gubicima u željezu*). Kako se može vidjeti, zanemarenje gubitaka u željezu rezultira nezanemarivim pogreškama u procjeni magnetskog toka rotora. S druge strane, kod modela s uračunatim gubicima u željezu, odstupanja *d* i *q* komponenti magnetskog toka rotora su zanemarivo mala, a posljedica su odabranog iznosa vremena uzorkovanja ($T_{s1} = 1/28000$ s). Smanjenje iznosa vremena uzorkovanja rezultiralo bi smanjenjem odstupanja, ali nauštrb produljenja trajanja izvršavanja simulacije i povećanja opterećenja radne memorije računala. S obzirom na zanemarivi iznos odstupanja, nema potrebe za dodatnim smanjenjem vremena uzorkovanja.

5.2. Laboratorijska maketa sustava i eksperimentalna provjera valjanosti regulacijskog algoritma

U ovom podpoglavlju, provjerena je valjanost simulacijskog modela opisanog u podpoglavlju 5.1 na temelju usporedbe simulacijskih i eksperimentalnih rezultata. Osim toga, provjerena je valjanost razvijenog regulacijskog algoritma na eksperimentalnoj razini. U tu svrhu izrađena je laboratorijska maketa regulacijskog sustava u Istraživačkom laboratoriju za energetsku elektroniku Fakulteta elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Sveučilišta u Splitu.

Laboratorijska maketa sustava vektorske regulacije SEIG-a

Laboratorijska maketa sustava vektorske regulacije SEIG-a prikazana je na fotografijama na slikama 5.14 i 5.15, a sastoji se od sljedećih komponenti:

- Ispitivani kavezni asinkroni generator snage 1,5 kW (ostali parametri su dani u dodatku A),
- 2. Istosmjerni motor snage 1,62 kW za pogon ispitivanog asinkronog generatora,
- Reverzioni usmjerivač SIMOREG DC-MASTER, tipa 6RA70, proizvođača Siemens [94], za pogon i regulaciju brzine vrtnje istosmjernog motora,
- 4. Inkrementalni enkoder s 1800 impulsa po okretaju za mjerenje brzine vrtnje ispitivanog asinkronog generatora,
- 5. Osobno računalo s upravljačkom karticom DS1104 ugrađenom u ISA utor,
- Digitalni signal procesor (DSP, 16-bitni procesor s fiksnim zarezom TMS320F240) ugrađen u upravljačku karticu *DS1104*, proizvođača *dSpace* [95], za akviziciju i digitalnu obradu mjernih podataka, te za izvršavanje regulacijskog algoritma u realnom vremenu,
- 7. Električni grijači za terećenje ispitivanog asinkronog generatora,
- Elektrolitički kondenzator kapaciteta 470 μF za magnetiziranje ispitivanog asinkronog generatora,
- 9. Strujni i naponski mjerni senzori s Hallovim efektom, proizvođača LEM [96, 97], za mjerenje faznih struja ispitivanog asinkronog generatora i napona na trošilu,
- Mjerni član elektromagnetskog momenta TMB 308, proizvođača Magtrol [102], za mjerenje momenta na osovini ispitivanog asinkronog generatora,

- Trofazni PWM usmjerivač vlastite izrade, realiziran primjenom IGBT modula SKM 100 GB 125 DN [103] te pobudnih sklopova SKHI 22B [104], oboje proizvođača Semikron,
- 12. Tiskana pločica vlastite izrade za prilagodbu analognih mjernih signala ulazima upravljačke kartice *DS1104* (slika 5.16) te
- Jednofazni zakretni transformator i punovalni diodni ispravljač za početno nabijanje elektrolitičkog kondenzatora.

Pobudni sklop za PWM usmjerivač realiziran je primjenom pobudnih sklopova SKHI 22B koji upravljačke signale iz kartice DS1104 pretvaraju u naponske signale iznosa -7 V (isklapanje tranzistora) ili +15 V (uklapanje tranzistora). Negativni naponski signal na geitu omogućuje brže isklapanje tranzistora. Pobudni sklopovi omogućuju podešavanje mrtvog vremena na hardverskoj razini, čime se osigurava da tranzistori u istoj grani usmjerivača ne provedu istovremeno. Moguća podešenja za iznos mrtvog vremena pritom su: 1,3 μ s, 2,3 μ s, 3,3 μ s, 4,3 μ s i 0 μ s. U disertaciji, mrtvo vrijeme je podešeno na iznos od $t_d = 4,3$ μ s. Kao dodatni element zaštite tranzistora, pobudni sklopovi omogućuju ignoriranje impulsa koji traju kraće od 500 ns čime se osigurava da tranzistori ne provedu zbog slučajnog šuma.



Slika 5.14. Fotografija laboratorijske makete sustava vektorske regulacije SEIG-a



Slika 5.15. Fotografija PWM usmjerivača s pobudnim sklopom (gornji pravokutnik na slici) i sklopa za obradu analognih mjernih signala (donji pravokutnik na slici)

Za prilagodbu svakog od analognih mjernih signala korišten je sklop čija je izvedbena shema prikazana na slici 5.16 [36]. Za realizaciju sklopova za prilagodbu mjernih signala korišteni su integrirani sklopovi tipa LT1058CN, proizvođača Linear Technology [105]. Svaki integrirani sklop LT1058CN sadrži četiri operacijska pojačala s vrlo malim ulaznim naponskim ofsetom od 250 μ V te, stoga, omogućuje realizaciju dva sklopa za prilagodbu mjernih signala. Sklop prikazan na slici 5.16 omogućuje filtriranje signala (uz mogućnost podešenja vremenske konstante filtera), prilagodbu naponskog nivoa signala na naponski nivo analognog ulaza upravljačke kartice DS1104 (maks. ±10 V) te eliminaciju ofseta u signalu. Na tiskanoj pločici za prilagodbu signala izveđeno je ukupno sedam ovakvih sklopova (ukupno četiri integrirana sklopa LT1058CN), a za potrebe razmatranog sustava vektorske regulacije korištena su tri: jedan za prilagodbu mjernog signala napona na trošilu i dva za prilagodbu mjernih naponskih signala faznih struja statora. Izvedbe korištenih sklopova međusobno se razlikuju s obzirom na oznake nožica operacijskih pojačala.



Slika 5.16. Izvedbena shema sklopa za prilagodbu analognog mjernog signala

Osim toga, izvedbe sklopova za prilagodbu mjernih signala faznih struja statora razlikuju se od izvedbe prikazane na slici 5.16 s obzirom na činjenicu da je u ovim sklopovima odspojen kondenzator u povratnoj grani lijevog operacijskog pojačala. To je učinjeno kako bi se eliminirao fazni pomak u mjerenim strujama, odnosno posljedično izobličenje u pripadajućim valnim oblicima, koji imaju negativan utjecaj na kvalitetu histerezne regulacije te mogu dovesti do gubitka kontrole nad faznim strujama.

Na slici 5.17 prikazana je fotografija upravljačke kartice *DS1104*. Ova upravljačka kartica omogućuje nadogradnju osobnog računala za izradu i ispitivanje upravljačkih prototipova u realnom vremenu (engl. *Rapid Control Prototyping - RCP*). Funkcionalne jedinice i arhitektura upravljačke kartice *DS1104* prikazani su na slici 5.18.

Od raspoloživih perifernih jedinica upravljačke kartice DS1104, za potrebe razmatranog sustava vektorske regulacije korištena su tri kanala s 12-bitnim A/D pretvaračem na koje su dovedena dva naponska signala proporcionalna faznim strujama statora te naponski signal proporcionalan istosmjernom naponu na trošilu, svedeni na naponski nivo ne veći od ± 10 V, zatim korišteno je sučelje inkrementalnog enkodera s RS422 komunikacijom koja omogućuje učetverostručenje broja impulsa inkrementalnog enkodera (stvarni broj impulsa 7200 po okretaju s obzirom na korišteni enkoder) te je još korištena 20-bitna digitalna U/I jedinica za generiranje signala s TTL standardom (dva naponska stanja: 0 i 5 V) za ulaze pobudnih sklopova PWM usmjerivača.



Slika 5.17. Fotografija upravljačke kartice DS1104



Slika 5.18. Blokovska shema upravljačke kartice DS1104

Na slici 5.19 prikazana je podjela *dSpaceovih* blokova za razvoj aplikacija za rad u realnom vremenu. Budući da su za implementaciju predloženog sustava vektorske regulacije korišteni isključivo blokovi iz skupine *Master PPC*, na slici 5.20 prikazani su blokovi koji pripadaju ovoj skupini.



Slika 5.19. Podjela dSpaceovih blokova za razvoj aplikacija za rad u realnom vremenu



Slika 5.20. dSpaceovi blokovi iz skupine Master PPC

Softver za razvoj aplikacija za rad u realnom vremenu sadrži:

- Programske biblioteke MLIB/MTRACE,
- Programsku biblioteku *RTLib 1104* koja podržava programe za rad u realnom vremenu,
- *ControlDesk* softver za učitavanje programa u karticu DS1104 te pokretanje i zaustavljanje izvršavanja programa,
- o ControlDesk grafičko sučelje za upravljanje izvršavanjem eksperimenta (slika 5.21).

Model regulacijskog algoritma za implementaciju u upravljačku karticu *DS1104* i rad u realnom vremenu, izrađen u programskom paketu MATLAB *Simulink*, prikazan je na slici 5.22. Komponente ovog modela istovjetne su komponentama simulacijskog modela na slici 5.1, s izuzetkom matematičkih modela asinkronog generatora, PWM usmjerivača i pobudnih sklopova koji su ovdje zamijenjeni stvarnim komponentama. Jedini novi blok koji se pojavljuje na slici 5.22 u odnosu na simulacijski model na slici 5.1 je blok podsustava *dSpace pretvorba* (slika 5.23). Iznosi vremena uzorkovanja na slikama 5.22 i 5.23 isti su kao u simulacijskom modelu razmatranom u podpoglavlju 5.1, tj. $T_{s1} = 1/28000$ s i $T_{s2} = 1/4000$ s.



Slika 5.21. ControlDesk grafičko sučelje za upravljanje izvršavanjem eksperimenata



Slika 5.22. Model regulacijskog algoritma u programskom paketu MATLAB Simulink za implementaciju u upravljačku karticu DS1104



Slika 5.23. Unutrašnjost podsustava - dSpace pretvorba

Funkcija podsustava dSpace pretvorba je prilagodba i povezivanje upravljačkih i mjernih signala s perifernim jedinicama upravljačke kartice DS1104. Primjerice, s izlaza 12-bitnog A/D pretvarača na kanalu 7 upravljačke kartice (blok Ui-DS1104ADC C7) uzima se digitalni signal proporcionalan mjerenom istosmjernom naponu i uzorkovan s frekvencijom od 28 kHz. Kod mjernih signala dvaju izmjeničnih faznih struja statora dodatna pažnja je posvećena uklanjanju istosmjerne komponente, tim više jer je istosmjerna komponenta u trećoj rekonstruiranoj struji jednaka sumi pojedinačnih istosmjernih komponenti u dvama mjerenim strujama. Postojanje istosmjerne komponente u samo jednoj od mjerenih struja neizbježno rezultira pojavom istosmjerne komponente kod rekonstruirane struje, a najnepovoljniji slučaj je kada je u obje mjerene struje prisutna istosmjerna komponenta istog predznaka. Nadalje, signal proporcionalan brzini vrtnje rotora, uzorkovan s frekvencijom od 28 kHz, uzima se s izlaza bloka DS1104ENC POS C1 (sučelje inkrementalnog enkodera) te se preračunava na iznos električne kutne brzine vrtnje, provlači kroz filter prvog reda s vremenskom konstantom $T_{F_{00}}$ = 35 ms i ponovo uzorkuje s frekvencijom od 4 kHz. Signali na izlazu iz blokova DS1104BIT OUT C0 - DS1104BIT OUT C5 predstavljaju izlazne signale 20-bitne digitalne U/I jedinice. U konačnici, ovi signali predstavljaju upravljačke signale za IGBT tranzistore. Ako je izlazni signal bloka *Blokiranje impulsa* odabran takav da mu je iznos veći od 0,5, izlazni signali za U/I jedinicu automatski se postavljaju na nulu, što za posljedicu ima naponske signale od 0 V na pinovima U/I jedinica. Na taj je način omogućeno "blokiranje" upravljačkih impulsa za IGBT tranzistore u realnom vremenu te odvajanje upravljačkog od energetskog dijela sustava.

Eksperimentalna analiza regulacijskog algoritma s uračunatim gubicima u željezu

U svrhu eksperimentalne analize regulacijskog algoritma s uračunatim gubicima u željezu i usporedbe simulacijskih rezultata s eksperimentalnim izvršeni su eksperimenti s parametrima definiranim u odjeljku *Simulacijska analiza regulacijskog algoritma s uračunatim gubicima u željezu*, u podpoglavlju 5.1. Promjene otpora trošila izvršene su korištenjem električne sklopke kako bi se postigao efekt sličan udarnim funkcijama u simulacijama. Budući da promjene otpora trošila u eksperimentima nisu prethodno programirane kao u simulacijama već su ručno inicirane, pojavili su se mali vremenski pomaci između trenutaka nastupa prijelaznih pojava u simulacijama i eksperimentima. Međutim, s obzirom na to da vremenski pomaci nemaju nikakvog značaja za ovu analizu, u

nastavku su zanemareni. Rezultati dobiveni u sklopu eksperimenata prikazani su na slikama 5.24-5.32.

Na slici 5.24 mogu se uočiti prijelazne pojave u mjerenoj brzini vrtnje SEIG-a koje su posljedica promjena otpora trošila. Ove prijelazne pojave preslikavaju se na signal referentnog magnetskog toka rotora, ali uz suprotan predznak (slika 5.25), s obzirom na jednadžbu (4.35).

Eksperimentalno dobiveni odzivi napona na trošilu, prikazani na slici 5.26, slični su onima zabilježenim u simulacijama. Najveći zabilježeni propad/prebačaj u odzivima reguliranog napona na slici 5.26 iznosi 15,2 %, što je za 2,5 % više u odnosu na najveći propad/prebačaj u simulacijama. Općenito, sve prijelazne pojave u odzivu reguliranog napona nešto su izraženije u eksperimentima nego u simulacijama. Ove razlike se najvećim dijelom mogu pripisati prijelaznim pojavama u reguliranoj brzini vrtnje pogonskog stroja kojih u simulacijama nema. Zbog djelovanja PI regulatora statička pogreška reguliranog napona jednaka je nuli.

Na slikama 5.27 i 5.28 prikazani su eksperimentalni odzivi *d* i *q* komponenti struje statora. Najveće zabilježeno odstupanje između eksperimentalnih i simulacijskih stacionarnih iznosa referentne *d* komponente struje statora iznosi približno 0,15 %. S druge strane, kod referentne *q* komponente struje statora zabilježena su nešto veća odstupanja, što je logično budući da u simulacijama nisu uračunati neki gubici koji su prisutni u eksperimentima, poput mehaničkih i dodatnih gubitaka asinkronog generatora te gubitaka PWM usmjerivača. Najveće odstupanje u struji i_{sTq}^* zabilježeno je s priključenim trošilom $R_{dc} = 220 \Omega$, brzinom vrtnje rotora n = 1500 o/min i naponom na trošilu $U_{dc} = 350$ V, a iznosi približno 20 %. Ovo su ujedno najveći iznosi brzine vrtnje rotora i napona na trošilu te najmanji iznos otpora trošila koji su razmatrani u sklopu ovih eksperimenata. Budući da dodatni gubici asinkronog stroja rastu s povećanjem opterećenja, mehanički gubici s povećanjem brzine vrtnje rotora, a gubici PWM usmjerivača s povećanjem napona na trošilu (poglavlje 7), logično je da je baš za ove parametre zabilježeno najveće odstupanje u *q* komponenti struje statora. S druge strane, u praznom hodu i pri otporu trošila $R_{dc} = 500 \Omega$ zabilježeno je najveće odstupanje od približno 5 %.

Iznosi međuinduktiviteta i otpora gubitaka u željezu prikazani na slikama 5.29 i 5.30 izračunati su u realnom vremenu te se dobro slažu s iznosima dobivenim u simulacijama.



Slika 5.24. Eksperimentalni odzivi brzine vrtnje rotora na promjene otpora trošila



Slika 5.25. Eksperimentalni odzivi referentnog magnetskog toka rotora na promjene otpora trošila



Slika 5.26. Eksperimentalni odzivi napona na trošilu na promjene otpora trošila



Slika 5.27. Eksperimentalni odzivi referentne d komponente struje statora (Theveninov ekvivalent) na promjene otpora trošila



Slika 5.28. Eksperimentalni odzivi referentne q komponente struje statora (Theveninov ekvivalent) na promjene otpora trošila



Slika 5.29. Eksperimentalni odzivi međuinduktiviteta na promjene otpora trošila



Slika 5.30. Eksperimentalni odzivi otpora gubitaka u željezu na promjene otpora trošila

Na slikama 5.31 i 5.32 prikazani su eksperimentalno snimljeni valni oblici fazne struje statora te pripadajući harmonijski spektri. Kao i u simulacijama, prikazani su samo rezultati za treći eksperiment.



Slika 5.31. Uvećani prikaz fazne struje statora u stacionarnom stanju - prazni hod (Eksperiment 3): a) valni oblici referentne i regulirane struje i b) harmonijski spektar regulirane struje

U praznom hodu (slika 5.31) nema značajne razlike u amplitudi struje u simulaciji i u eksperimentu, dok je s priključenim trošilom od 220 Ω (slika 5.32) razlika u amplitudama povećana zbog povećanja razlike u iznosima *q* komponente struje statora. U ovom slučaju, u praznom hodu je zabilježeno harmonijsko izobličenje THD_{*i*} = 2,64 %, a s priključenim trošilom od R_{dc} = 220 Ω zabilježeno je harmonijsko izobličenje THD_{*i*} = 1,20 %. Dakle, što se tiče kvalitete histerezne regulacije, može se zaključiti da su valni oblici regulirane fazne struje na slikama 5.31 i 5.32 očekivani s obzirom na zadanu širinu histereznog pojasa, uz zadovoljavajuće harmonijsko izobličenje (tj. THD_{*i*} < 5 %).



Slika 5.32. Uvećan prikaz fazne struje statora u stacionarnom stanju - priključeno trošilo $R_{dc} = 220 \ \Omega$ (Eksperiment 3): a) valni oblici referentne i regulirane struje i b) harmonijski spektar regulirane struje

Eksperimentalna analiza utjecaja gubitaka u željezu na korisnost i orijentaciju koordinatnog sustava kod sustava vektorske regulacije SEIG-a

Na slikama 5.33-5.35 prikazana je usporedba izmjerenih korisnosti i onih dobivenih na temelju simulacija s uračunatim i sa zanemarenim gubicima u željezu. Usporedba je provedena za različite iznose otpora trošila, napona na trošilu i brzine vrtnje rotora.

Na temelju rezultata prikazanih na slikama 5.33-5.35 može se zaključiti da simulacijski model s uračunatim gubicima u željezu omogućuje znatno točniju procjenu stvarne korisnosti sustava u usporedbi sa simulacijskim modelom u kojem su gubici u željezu zanemareni. Kod modela sa zanemarenim gubicima u željezu najveća pogreška u procjeni korisnosti je 19,0 %, najmanja pogreška je 8,4 %, a srednja pogreška je 13,4 %, dok je kod modela s uračunatim gubicima u željezu najveća pogreška u procjeni korisnosti 7,8 %, najmanja pogreška 0,9 %, a srednja pogreška 3,5 %. Dakle, primjena simulacijskog modela

s uračunatim gubicima u željezu umjesto modela sa zanemarenim gubicima u željezu u ovom je slučaju rezultirala povećanjem točnosti procjene korisnosti sustava za oko 10 %.

Na slici 5.35 se može primijetiti jedna nelogičnost. Naime, eksperimentalno određena korisnost pri brzini vrtnje n = 900 o/min za 1,8 % je veća od korisnosti dobivene na temelju simulacije s modelom u kojem su uračunati gubicima u željezu. Budući da u ovom simulacijskom modelu ipak nisu uračunati svi gubici koji su prisutni u stvarnom sustavu, nelogično je da su onda ukupni izračunati gubici veći od izmjerenih. Ipak, svi ostali rezultati na slikama 5.33-5.35 u skladu su s očekivanjima, a kako je iznos odstupanja u konkretnom slučaju manji od 2 %, može se zanemariti.



Slika 5.33. Ovisnost korisnosti sustava o otporu trošila: $U_{dc} = 300 V i n = 1200 o/min$



Slika 5.34. Ovisnost korisnosti sustava o naponu na trošilu: $n = 1200 \text{ o/min i } R_{dc} = 220 \Omega$


Slika 5.35. Ovisnost korisnosti sustava o brzini vrtnje rotora: $R_{dc} = 220 \ \Omega \ i \ U_{dc} = 300 \ V$

Zanemarenje gubitaka u željezu u sustavu vektorske regulacije SEIG-a, kako je već spomenuto, može imati za posljedicu pogrešku u orijentaciji koordinatnog sustava i, posljedično, gubitak kontrole nad faznim strujama. Ovaj efekt se može vidjeti na slici 5.36.



Slika 5.36. Utjecaj pogreške u orijentaciji koordinatnog sustava na valni oblik fazne struje statora: a) uračunati gubici u željezu i b) zanemareni gubici u željezu

Na slici 5.36 prikazana su eksperimentalno snimljeni valni oblici fazne struje statora. Valni oblici su snimljeni u stacionarnom stanju; jedan za slučaj kada su gubici u željezu uračunati u regulacijskom algoritmu (slika 5.36a) i drugi za slučaj kada su gubici u željezu zanemareni u regulacijskom algoritmu (slika 5.36b). U oba slučaja korišten je isti referentni iznos magnetskog toka rotora od 0,836 Wb. Prikazani strujni valni oblici dobiveni su za prvi radni režim s priključenim trošilom otpora 220 Ω (parametri režima navedeni su u odjeljku *Simulacijska analiza regulacijskog algoritma s uračunatim gubicima u željezu*).

Na kraju valja napomenuti da je i u eksperimentima moguće izvršiti transformaciju između sustava s uračunatim gubicima u željezu i sustava sa zanemarenim gubicima u željezu u realnom vremenu. Ova transformacija se u eksperimentima izvodi pomoću bloka *Rm sklopka*, prikazanog na slici 5.22, koji omogućuje da se u regulacijskom algoritmu koristi ili iznos otpora gubitaka u željezu koji se računa u realnom vremenu ili iznos otpora gubitaka u željezu jednak $R_m = 10^{12} \Omega$. Na taj je način unutar jedinstvenog sustava vektorske regulacije SEIG-a omogućen izbor između dva različita regulacijska algoritma, ovisno o potrebi.

6. OPTIMIZACIJA KORISNOSTI SUSTAVA VEKTORSKE REGULACIJE SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA

6.1. Optimizacija korisnosti u uvjetima konstantne brzine vrtnje pogonskog stroja i snage trošila

U četvrtom poglavlju, referentni iznos vektora ulančenog magnetskog toka rotora asinkronog stroja (u nastavku: magnetski tok rotora) definiran je na temelju karakteristika praznog hoda asinkronog stroja određenih eksperimentalno u rasponu frekvencija statora 10 Hz - 60 Hz. U konačnici, izveden je analitički izraz (4.35) prema kojem je referentni iznos magnetskog toka rotora definiran kao proporcionalan naponu na trošilu i obrnuto proporcionalan kutnoj brzini vrtnje generatora. Tako definirani iznos, pokazano je, osigurava stabilan rad SEIG-a u širokim rasponima brzine vrtnje i izlazne snage generatora. Još jedna povoljna okolnost kod ovakvog pristupa je mogućnost izračuna referentnog iznosa magnetskog toka rotora u realnom vremenu na temelju mjerenja brzine vrtnje generatora i napona na trošilu (napomena: za stacionarna stanja nije potrebno mjeriti napon na trošilu, nego se može koristiti njegov referentni iznos). Nepovoljna okolnost s aspekta korisnosti asinkronog stroja je da ovako određeni referentni iznos magnetskog toka rotora ne jamči optimalnu raspodjelu gubitaka u stroju.

U ovom radu, pod optimalnom raspodjelom gubitaka se smatra ona pri kojoj je zbroj gubitaka u bakru i gubitaka u željezu minimalan budući da su u modelima asinkronog stroja i pripadajućim regulacijskim sustavima zanemareni mehanički i dodatni gubici asinkronog stroja. Budući da su mehanički gubici primarno određeni brzinom vrtnje generatora, promjena referentnog iznosa magnetskog toka rotora pri konstantnoj brzini vrtnje pogonskog stroja nema utjecaja na iznos ovih gubitaka pa je njihovo zanemarenje u sklopu ove optimizacije opravdano. Također, u radu [50] je razmotren problem modeliranja dodatnih gubitaka i njihovog utjecaja na točnost orijentacije koordinatnog sustava kod vektorske regulacije asinkronog stroja u rasponu opterećenja do dvostrukog nazivnog momenta. Utvrđeno je da je utjecaj ovih gubitaka na točnost orijentacije koordinatnog sustava znatno manji u odnosu na utjecaj gubitaka u željezu, naročito u praznom hodu i pri manjim iznosima elektromagnetskog momenta. Iz ovoga proizlazi da se uračunavanjem ionako teško odredivih i promjenjivih dodatnih gubitaka u model asinkronog stroja postiže neznatan učinak s aspekta točnosti orijentacije koordinatnog

sustava kod vektorske regulacije nauštrb značajnog povećanja stupnja složenosti modela asinkronog stroja. Zanemarenje dodatnih gubitaka u modelu asinkronog stroja je, u tom smislu, opravdano.

Osim navedenih gubitaka, u svim simulacijskim modelima sustava vektorske regulacije SEIG-a te u pripadajućim regulacijskim algoritmima razmatranim u ovom radu zanemareni su i gubici PWM usmjerivača. Gubitke PWM usmjerivača općenito je vrlo teško točno odrediti i modelirati zbog njihove ovisnosti o nizu promjenjivih parametara, poput sklopne frekvencije usmjerivača, frekvencije i amplitude struje/napona statora, temperature poluvodiča i sl. Osim toga, u razmatranom sustavu je modeliranje gubitaka usmjerivača dodatno otežano činjenicom da je sklopna frekvencija usmjerivača promjenjiva, što je posljedica histereznog načina upravljanja IGBT tranzistorima. Ipak, u literaturi su objavljeni radovi u kojima je na relativno točan i jednostavan način riješen problem procjene gubitaka histerezno upravljanog IGBT tranzistora s porednom diodom. Primjerice, u radovima [52, 53] objavljen je algoritam za procjenu gubitaka histerezno upravljanog IGBT tranzistora s porednom diodom koji ne zahtijeva poznavanje modela poluvodičkih sklopki niti uzima u obzir temperaturnu ovisnost gubitaka poluvodiča. U istom radu je na temelju usporedbe procijenjenih i izmjerenih gubitaka utvrđena zadovoljavajuća točnost algoritma, s pogreškom u granicama ± 15 %. U sedmom poglavlju disertacije, ovaj algoritam je primijenjen za procjenu gubitaka PWM usmjerivača u sustavu IRFO vektorske regulacije SEIG-a, a potom i za korekciju procijenjenog iznosa ukupnih gubitaka u sustavu.

Optimalnu raspodjelu gubitaka vektorski reguliranog SEIG-a moguće je postići pravilnim odabirom razine magnetiziranja stroja. Kod sustava RFO vektorske regulacije SEIG-a, kakav se razmatra u ovoj disertaciji, to je moguće ostvariti pravilnim odabirom referentnog iznosa magnetskog toka rotora, dok je kod sustava SFO vektorske regulacije SEIG-a to moguće ostvariti pravilnim odabirom referentnog iznosa magnetskog toka statora. U literaturi se može naići na različite metode za optimizaciju korisnosti sustava vektorske regulacije asinkronih generatora koje se temelje na optimizaciji razine magnetiziranja stroja [21, 23, 25, 26, 29, 35, 99]. Optimalni iznos magnetskog toka ili pak struje zadužene za magnetiziranje generatora pritom se obično određuje analitički [23, 29, 35] ili primjenom metoda temeljenih na umjetnoj inteligenciji (neizrazita logika, umjetne neuronske mreže, neuro-fuzzy algoritmi i sl.) [21, 25, 26, 99], a u nastavku je dano nekoliko oglednih primjera.

U radu [23] izveden je analitički izraz za optimalni iznos *d* komponente struje statora, koja je zadužena za magnetiziranje SEIG-a u predloženom sustavu vektorske regulacije. Analitički izraz je pritom dobiven deriviranjem izraza za snagu gubitaka generatora po struji i_{sd} i izjednačavanjem te derivacije s nulom. Radi jednostavnije praktične realizacije algoritma, tijekom procesa izvođenja izraza za snagu gubitaka uvedena su zanemarenja magnetskog zasićenja željezne jezgre, rasipnih induktiviteta i ovisnosti gubitaka u željezu o magnetskom toku u zračnom rasporu i frekvenciji statora. Također, gubici u željezu su potpuno zanemareni u izrazu za mehaničku snagu. Osim što takav algoritam nije pouzdan tijekom prijelaznih pojava, on u stacionarnim stanjima omogućuje određivanje samo približno točnog optimalnog iznosa struje i_{sd} . Iako je u radu utvrđeno povećanje korisnosti sustava kao rezultat primjene predloženog algoritma, može se postaviti pitanje da li je ostvareno povećanje ujedno i maksimalno moguće. Pitanje je, ustvari, retoričko jer se već na temelju iznesenih činjenica može zaključiti da je točnost algoritma zasigurno umanjena zbog uvedenih zanemarenja, naročito ako se razmatraju širi rasponi frekvencije statora i opterećenja.

Sličan pristup u određivanju optimalnog iznosa *d* komponente struje statora primijenjen je i u radu [29], gdje su u izrazu za snagu gubitaka generatora koji se derivira po struji i_{sd} također zanemareni rasipni induktiviteti, utjecaj magnetskog zasićenja i temperature na gubitke, te ovisnost gubitaka u željezu o magnetskom toku u zračnom rasporu i frekvenciji statora.

Za razliku od dva prethodno spomenuta rada, u radu [35] izraz za snagu gubitaka generatora nije deriviran po struji i_{sd} , već po magnetskom toku rotora, a zatim je ova derivacija izjednačena s nulom. Na taj je način umjesto analitičkog izraza za optimalnu referentnu *d* komponentu struje statora dobiven analitički izraz za optimalni referentni magnetski tok rotora. Međutim, i ova metoda pati od sličnih nedostataka kao metode u radovima [23, 29] (tj. zanemarenje magnetskog zasićenja i ovisnosti gubitaka u željezu o magnetskom toku u zračnom rasporu i frekvenciji statora).

U radovima [25, 26], za optimizaciju referentnog iznosa *d* komponente struje statora u sustavu vektorske regulacije asinkronog generatora primijenjena je neizrazita logika, odnosno neizraziti regulator struje i_{sd} . Struja i_{sd} je zadužena za magnetiziranje generatora pogonjenog vjetroturbinom, a optimizacija je provedena s ciljem minimizacije gubitaka u željezu generatora, odnosno povećanja ukupne korisnosti sustava. Ulazne varijable za neizraziti regulator struje i_{sd} su izlazna snaga sustava i predznak promjene struje i_{sd} u

prethodnom koraku, a izlazna varijabla je iznos korekcije struje i_{sd} (tj. Δi_{sd}). Algoritmi korišteni u navedenim radovima za optimizaciju magnetskog toka rotora slični su algoritmu korištenom u ovom podpoglavlju. Suštinske razlike između algoritama korištenih u radovima [25, 26] i onog korištenog u ovom podpoglavlju proizlaze iz razlika u tipovima pogonskog stroja i načinu priključka trošila asinkronom generatoru. U radovima [25, 26], kao pogonski stroj je korištena vjetroturbina, čija je brzina ovisna o brzini vjetra i, što je za ovu usporedbu još važnije, o trošilu priključenom generatoru. Osim toga, u ovim radovima je izlazna snaga sustava promjenjiva. Štoviše, intervencijom u iznos izlazne snage optimizira se brzina vrtnje pogonskog stroja, a početni referentni iznos magnetskog toka rotora prilikom svake aktivacije optimizacije postavlja se na nazivni iznos. S druge strane, optimizacijski algoritam koji je korišten u ovom podpoglavlju namijenjen je za uvjete konstantne brzine vrtnje generatora i snage trošila pa se i varijable na ulazu i izlazu neizrazitog regulatora razlikuju u odnosu na varijable u radovima [25, 26]. Ipak, princip rada regulatora je vrlo sličan u oba slučaja. U algoritmu koji je korišten u disertaciji, početni referentni iznos magnetskog toka kod aktivacije optimizacije određen je izrazom (4.35). Na taj je način povećano područje stabilnog rada sustava u odnosu na algoritme u radovima [25, 26], odnosno osigurana je stabilnost sustava u širim rasponima brzine vrtnje generatora i napona na trošilu kod rada generatora na vlastitoj mreži.

U radu [100], za optimizaciju referentnog iznosa magnetskog toka u sustavu SFO vektorske regulacije SEIG-a primijenjena je umjetna neuronska mreža. Konkretno, korištena je troslojna neuronska mreža sa strukturom 2-40-1, odnosno s dvije ulazne varijable (napon na trošilu i otpor trošila), jednom izlaznom (faktor magnetiziranja kojim je određena veza između brzine vrtnje generatora i referentnog iznosa magnetskog toka statora) i četrdeset neurona u skrivenom sloju. Neuronska mreža je trenirana na temelju skupova ulaznih i izlaznih podataka prikupljenih iz niza prethodno izvršenih simulacija. Primjenom predloženog algoritma postignuto je povećanje korisnosti sustava u širokim rasponima brzine vrtnje generatora, napona na trošilu i otpora trošila u odnosu na sustav u kojem je faktor magnetiziranja konstantnog iznosa (jednadžba (4.24)). Međutim, budući da su u simulacijskom modelu sustava gubici u željezu u potpunosti zanemareni, točnost algoritma je nedvojbeno umanjena te su izračunati iznosi korisnosti upitni. Osim toga, u navedenom radu, valjanost algoritma nije provjerena na eksperimentalnoj razini.

Radi razvoja novog algoritma za optimizaciju korisnosti sustava RFO vektorske regulacije SEIG-a, temeljenog na odabiru optimalne razine magnetiziranja generatora,

prethodno je nužno utvrditi vezu između iznosa magnetskog toka rotora i korisnosti SEIG-a u uvjetima konstantne brzine vrtnje pogonskog stroja i snage trošila.

6.1.1. Optimalni iznos ulančenog magnetskog toka rotora

Pri određenoj brzini vrtnje generatora i snazi trošila moguće je utvrditi iznos magnetskog toka rotora pri kojem je zbroj gubitaka u bakru i gubitaka u željezu generatora minimalan. Kako ovaj iznos obično nije jednak onom izračunatom prema izrazu (4.35), potrebno je primijeniti alternativni način za određivanje optimalne radne točke. Raspodjela gubitaka u bakru i željezu generatora za različite iznose magnetskog toka rotora, pri konstantnoj kutnoj brzini vrtnje generatora i električnoj snage trošila, dana je na slici 6.1.

U sustavima IRFO vektorske regulacije SEIG-a, promjena referentnog iznosa magnetskog toka rotora uzrokuje proporcionalnu promjenu d komponente struje statora. Pritom je faktor proporcionalnosti za neku radnu točku određen iznosom međuinduktiviteta, prema izrazu (4.37). Utjecaj promjene referentnog iznosa magnetskog toka rotora na iznos d komponente struje statora vidljiv je i na slici 6.1.



Slika 6.1. Raspodjela gubitaka asinkronog generatora u ovisnosti o iznosu magnetskog toka rotora

Budući da su gubici u željezu ovisni o frekvenciji statora i magnetskom toku u zračnom rasporu, smanjenje referentnog iznosa magnetskog toka rotora dovodi do smanjenja gubitaka u željezu. Međutim, s obzirom na priključeno konstantno opterećenje $(p_e = \text{konst.})$, smanjenje d komponente se kompenzira povećanjem q komponente struje statora, što dovodi do povećanja gubitaka u bakru. Do optimalne radne točke, smanjenje gubitaka u željezu je dominantno u odnosu na povećanje gubitaka u bakru pa ukupni gubici imaju trend smanjenja. Daljnjim smanjivanjem referentnog iznosa magnetskog toka rotora prelazi se optimalna radna točka, što dovodi do toga da povećanje gubitaka u bakru postaje dominantno pa zbroj gubitaka u željezu i bakru ima trend povećanja. Zahtjev za minimizacijom gubitaka SEIG-a u uvjetima konstantne brzine vrtnje pogonskog stroja i snage trošila moguće je ispuniti postavljanjem referentnog iznosa magnetskog toka rotora u optimalnu zonu, označenu na slici 6.1. Pritom, optimalni iznos magnetskog toka rotora ovisi o sljedećim parametrima: brzini vrtnje generatora, naponu na trošilu i otporu trošila (ovdje se isključivo razmatra trošilo radnog karaktera, tj. $\cos \varphi = 1$). Pretraživanje optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora u realnom vremenu može se provesti ručno ili automatski. U disertaciji su korištena oba načina pretraživanja, u širokim rasponima navedenih parametara, s tim da su ručno određeni optimalni referentni iznosi magnetskog toka rotora naknadno korišteni kao referentni skup podataka za provjeru točnosti iznosa određenih automatski, primjenom neizrazite logike.

6.1.2. Ručna optimizacija referentnog iznosa ulančenog magnetskog toka rotora

Ručno pretraživanje optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora izvršeno je u okviru sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a sličnog onome opisanom u podpoglavlju 4.2, s razlikom što referentni iznos magnetskog toka rotora ovdje nije striktno definiran naponom na trošilu i brzinom vrtnje generatora prema izrazu (4.35), već je omogućeno njegovo ručno podešavanje za vrijeme trajanja simulacije/eksperimenta. Granice područja za pretraživanje optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora određene su kao u četvrtom poglavlju (0,48 Wb - 0,93 Wb), a pretraživanje je izvršeno s fiksnim korakom od 0,01 Wb.

Za utvrđivanje optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora potrebno je u svakom trenutku poznavati iznos mehaničke snage generatora. U simulacijama, mehanička snaga generatora je dobivena kao zbroj snage trošila (kvocijent kvadrata napona na trošilu i

iznosa trošila) i ukupnih gubitaka generatora (zbroj statorskih i rotorskih gubitaka u bakru te gubitaka u željezu). U eksperimentima, mehanička snaga generatora dobivena je mjerenjem elektromagnetskog momenta i brzine vrtnje generatora pomoću mjernog člana TMB 308, proizvođača Magtrol [102]. Mjerena mehanička snaga, dakle, jednaka je zbroju električne snage trošila i svih gubitaka koji se javljaju u sustavu između trošila i mjesta montaže mjernog člana TMB 308 na osovini između pogonskog stroja i asinkronog generatora, a to su: gubici u bakru i željezu generatora, mehanički i dodatni gubici generatora te gubici PWM usmjerivača. Budući da je tijekom optimizacije magnetskog toka rotora snaga trošila konstantna, točka maksimalne korisnosti za pojedini režim određena je minimumom ulazne mehaničke snage generatora. U simulacijama su zanemareni mehanički i dodatni gubici generatora te gubici PWM usmjerivača koji postoje u stvarnom sustavu pa je za očekivati da optimalni referentni iznosi magnetskog toka rotora određeni u sklopu simulacija odstupaju u određenoj mjeri od onih određenih eksperimentalno za iste režime.

Simulacijski rezultati za ručnu optimizaciju - primjer 1

Na slikama 6.2-6.4 prikazani su simulacijski rezultati dobiveni za slučaj ručnog pretraživanja optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora pri brzini n = 900 o/min, naponu na trošilu $u_{dc}^* = 300$ V i otporu trošila $R_{dc} = 220 \Omega$. Ukupno vrijeme promatranja je 10 s, a pretraživanje je, kako u ovom tako i u svim ostalim režimima, izvršeno unutar granica magnetskog toka rotora 0,48 Wb - 0,93 Wb. Donja granica magnetskog toka rotora određena je koljenom karakteristike magnetiziranja (slika 2.15), a gornja granica je određena iznosom 10 % većim od nazivnog iznosa magnetskog toka rotora (dodatak A).

Na slici 6.2 može se vidjeti kako promjena referentnog iznosa magnetskog toka rotora utječe na iznos mehaničke snage generatora. Budući da je na slici prikazano pretraživanje u neposrednoj okolini optimalne radne točke, nisu zabilježene značajne promjene iznosa mehaničke snage. Tek s udaljavanjem od optimalne radne točke, promjene mehaničke snage postaju značajnije za iste iznose promjena referentnog magnetskog toka rotora, što je u skladu sa slikom 6.1. Minimum mehaničke snage generatora zabilježen je između treće i šeste sekunde, odnosno za referentne iznose magnetskog toka rotora u rasponu 0,67 Wb - 0,69 Wb, pa je kao optimalni iznos odabran $\Psi_r^* = 0,68$ Wb. Maksimalna zabilježena korisnost za ovaj režim iznosi $\eta_{max} = 74,18$ %.



Slika 6.2. Simulacijski odzivi a) referentnog magnetskog toka rotora i b) mehaničke snage generatora za: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V} i R_{dc} = 220 \Omega$

Smanjenje iznosa magnetskog toka rotora odražava se na smanjenje amplitude struje magnetiziranja. Budući da je u razmatranom regulacijskom sustavu *d* komponenta struje statora zadužena za regulaciju razine magnetiziranja generatora, promjena amplitude struje magnetiziranja uzrokuje istovjetnu promjenu reference *d* komponente struje statora, kako je prikazano na slici 6.3a. Pritom je struja i_{sTd}^* približno jednaka amplitudi struje magnetiziranja. Pri konstantnom opterećenju generatora, smanjenje *d* komponente struje statora kompenzira se povećanjem apsolutnog iznosa pripadajuće *q* komponente, zadužene za regulaciju elektromagnetskog momenta, kako se vidi na slici 6.3b.

Promjena amplitude struje magnetiziranja uzrokuje promjenu iznosa međuinduktiviteta prema karakteristici magnetiziranja danoj na slici 2.15. Kada se radna točka nalazi na stabilnom dijelu karakteristike magnetiziranja, tj. desno od koljena, smanjenje amplitude struje magnetiziranja rezultira povećanjem iznosa međuinduktiviteta. Ovaj efekt je vidljiv na slici 6.4a. Iznos otpora gubitaka u željezu tijekom ručnog pretraživanja optimalnog iznosa magnetskog toka rotora prikazan je na slici 6.4b.



Slika 6.3. Simulacijski odzivi a) struje magnetiziranja i d komponenti struje statora, te b) q komponenti struje statora za: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.4. Simulacijski odzivi a) međuinduktiviteta i b) otpora gubitaka u željezu za: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$

Simulacijski rezultati za ručnu optimizaciju - primjer 2

Na slikama 6.5-6.7 prikazani su simulacijski rezultati dobiveni za slučaj ručnog pretraživanja optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora pri brzini n = 1200 o/min, naponu na trošilu $u_{dc}^* = 350 \text{ V}$ i otporu trošila $R_{dc} = 220 \Omega$. U odnosu na prethodni primjer brzina vrtnje generatora je povećana za 300 o/min, a napon na trošilu je povećan za 50 V.

Na slici 6.5a prikazane su varijacije referentnog iznosa magnetskog toka rotora u neposrednoj okolini optimalne radne točke, a minimum mehaničke snage generatora na slici 6.5b u ovom je slučaju zabilježen između četvrte i sedme sekunde ($\Psi_r^* = 0,67$ Wb). Maksimalna zabilježena korisnost je jednaka $\eta_{max} = 77,93$ %.

Na slici 6.6 prikazani su odzivi amplitude struje magnetiziranja te d i q komponenti struja statora. Važno je primijetiti da su iznosi struje magnetiziranja jednaki kao u prvom primjeru, a isti zaključak vrijedi i za iznose d komponente struje statora, što je posljedica jednakih iznosa magnetskog toka rotora u oba primjera. Konačno, dobro slaganje q komponente struje statora u razmatranim režimima upućuje na slične iznose elektromagnetskog momenta ($\Delta M_e < 5\%$) budući da je u uvjetima točne orijentacije koordinatnog sustava elektromagnetski moment proporcionalan umnošku d i q komponenti struje statora.

Podudaranje iznosa međuinduktiviteta prikazanih na slici 6.7a s onima u prethodnom primjeru izravna je posljedica podudaranja iznosa struje magnetiziranja u oba primjera. S druge strane, iznos otpora gubitaka u željezu u ovom je slučaju veći za oko 200 Ω u odnosu na prethodni primjer, kako se može vidjeti na slici 6.7b. Veći iznos otpora gubitaka u željezu posljedica je veće brzine vrtnje generatora, odnosno veće frekvencije statora, što je u skladu s karakteristikama danim na slici 2.14b.

Na slici 6.8 prikazane su *d* i *q* komponente magnetskog toka rotora te referentni iznos magnetskog toka rotora za oba simulacijska primjera. U uvjetima točne orijentacije koordinatnog sustava, *q* komponenta vektora ulančenog magnetskog toka rotora jednaka je nuli, a *d* komponenta jednaka je referentnom iznosu magnetskog toka rotora. Na slici 6.8 mogu se uočiti zanemarivo mala odstupanja *d* i *q* komponenti od vrijednosti koje se očekuju u uvjetima točne orijentacije koordinatnog sustava pa se može reći da je u oba slučaja postignuta točna orijentacija koordinatnog sustava. Kako je već objašnjeno, mala odstupanja su posljedica odabranog iznosa vremena uzorkovanja ($T_{s1} = 1/28000$ s).



Slika 6.5. Simulacijski odzivi a) referentnog magnetskog toka rotora i b) mehaničke snage generatora za: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.6. Simulacijski odzivi a) struje magnetiziranja i d komponente struje statora, te b) q komponente struje statora za: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.7. Simulacijski odzivi a) međuinduktiviteta i b) otpora gubitaka u željezu za: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.8. Komponente vektora ulančenog magnetskog toka rotora za: a) primjer 1 i b) primjer 2

Opisani postupak ručnog određivanja optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora primijenjen je u rasponima brzine vrtnje generatora 900 o/min - 1500 o/min, napona na trošilu 200 V - 350 V i iznosa trošila 110 Ω - 500 Ω . Na slici 6.9 prikazane su ručno određene karakteristike optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora u ovisnosti o otporu trošila, za različite brzine vrtnje generatora i napone na trošilu. Moguće je uočiti pravilnost povećanja optimalnog iznosa magnetskog toka rotora sa smanjenjem otpora trošila pri određenim konstantnim iznosima brzine vrtnje generatora i napone na trošilu. Također, moguće je uočiti pravilnost povećanja optimalnog iznosa magnetskog toka rotora s povećanjem napona na trošilu pri određenim konstantnim iznosima brzine vrtnje generatora i otpora trošila. Općenito govoreći, pri većoj snazi trošila zahtijeva se i veća razina magnetiziranja stroja za postizanje optimalne radne točke. U praznom hodu i pri malim opterećenjima, SEIG ne zahtijeva značajno magnetiziranje za održavanje zadanog generiranog napona, a gubici u bakru su vrlo mali pa bi se postavljanjem referentnog magnetskog toka rotora na nazivni iznos nepotrebno značajno povećali gubici u željezu i, posljedično, smanjila korisnost. Primjerice na slici 6.9, nazivni iznos magnetskog toka rotora $\Psi_{rn} = 0.845$ Wb je za sve razmatrane režime veći od optimalnog iznosa. Osim toga, preveliki iznosi magnetskog toka rotora mogu dovesti i do gubitka kontrole nad faznim strujama, kako je pokazano u podpoglavlju 6.1.3. S druge strane, premali iznosi magnetskog toka rotora mogu se pokazati nedovoljnim za postizanje zadane izlazne snage te u tom slučaju može doći do smanjenja napona na trošilu u stacionarnom stanju na iznos manji od referentnog. Ovaj efekt je također razmatran u podpoglavlju 6.1.3. Najnepovoljniji ishod u slučaju nedovoljnog magnetiziranja SEIG-a je razmagnetiziranje SEIG-a sve do potpunog gubitka remanentnog magnetizma i smanjenja generiranog napona na nulu. U slučaju potpunog razmagnetiziranja SEIG-a, a prije ponovnog puštanja sustava u rad, nužno je ponovo inicirati proces samouzbude, primjerice ponovnim nabijanjem uzbudnog kondenzatoru pomoću baterije u istosmjernog krugu. Također, radna točka smještena na samom koljenu karakteristike magnetiziranja ($\Psi_r^* = 0,48$ Wb) za većinu iznosa otpora trošila se ne podudara s optimalnom stacionarnom radnom točkom SEIG-a, kako se može vidjeti na slici 6.9.







Slika 6.9. Simulacijski ručno određeni optimalni referentni iznosi magnetskog toka rotora: a) n = 900 o/min, b) n = 1200 o/min i c) n = 1500 o/min

U simulacijama je kao maksimalni dozvoljeni iznos elektromagnetskog momenta odabran nazivni iznos $M_{en} = 10,5$ Nm, a najveći iznos od $M_e = 9,14$ Nm zabilježen je za optimalnu radnu točku s parametrima n = 1500 o/min, $u_{dc} = 350$ V, $R_{dc} = 110 \Omega$ i $\Psi_r^* = 0,69$ Wb. Zbog ograničenja elektromagnetskog momenta, najmanji otpor trošila na karakteristikama danim za parametre n = 900 o/min i $u_{dc} = 300$ V (slika 6.9a) te n = 1200 o/min i $u_{dc} = 350$ V (slika 6.9.b) veći je nego na ostalim karakteristikama.

Eksperimentalni rezultati za ručnu optimizaciju - primjer 1

Opisani princip ručnog pretraživanja optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora primijenjen je i u eksperimentalnom dijelu analize. Na slikama 6.10-6.12 prikazani su eksperimentalni rezultati dobiveni za režim s parametrima kao u prvom simulacijskom primjeru, s tim da je u ovom slučaju referentni iznos magnetskog toka rotora mijenjan od manjeg ka većem. Međutim, smjer pretraživanja je potpuno nevažan sve dok područje pretraživanja obuhvaća optimalnu radnu točku i dok je unutar granica stabilnog rada sustava. Korekcije iznosa toka izvođene su s koracima od 0,01 Wb i u razmacima od oko 3 s. Ukupno vrijeme promatranja u eksperimentima iznosi 30 s.

Minimum mehaničke snage generatora zabilježen je između šesnaeste i osamnaeste sekunde pri referentnom iznosu magnetskog toka rotora $\Psi_r^* = 0,83$ Wb (slika 6.10), što je za 0,15 Wb veći iznos u odnosu na optimalni tok u simulacijskom primjeru. Maksimalna zabilježena korisnost je pritom bila $\eta_{max} = 71,43$ %, što je za 2,75 % manji iznos u odnosu na maksimalnu korisnost u simulaciji. Razlike u optimalnim referentnim iznosima magnetskog toka rotora i pripadajućim maksimalnim korisnostima posljedica su zanemarenja određenih gubitaka u simulacijama, kako je već pojašnjeno.



Slika 6.10. Eksperimentalni odzivi a) referentnog magnetskog toka rotora i b) mehaničke snage generatora za: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V} i R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.11. Eksperimentalni odzivi a) struje magnetiziranja i d komponenti struje statora, te b) q komponenti struje statora za: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.12. Eksperimentalni odzivi a) međuinduktiviteta i b) otpora gubitaka u željezu za: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$

Zakonitosti promjena *d* i *q* komponenti fazne struje statora na slici 6.11 s obzirom na promjenu referentnog iznosa magnetskog toka rotora iste su kao u simulacijskom primjeru. Dakle, smanjenje *d* komponente struje statora kompenzira se povećanjem pripadajuće *q* komponente, dok je struja i_{std}^* približno jednaka amplitudi struje magnetiziranja.

Što se tiče međuinduktiviteta, u ovom primjeru se njegov iznos tijekom procesa pretraživanja optimalnog iznosa toka kretao između $L_m \approx 0.35$ H i $L_m \approx 0.29$ H (slika 6.12a), što znači da se SEIG nalazio duboko u zasićenju. Smanjenje iznosa međuinduktiviteta tijekom pretraživanja optimuma posljedica je postepenog povećavanja struje magnetiziranja. U ovom primjeru nisu zabilježene značajne varijacije u iznosu otpora gubitaka u željezu tijekom optimizacije magnetskog toka rotora te se njegov iznos kretao u rasponu 609 Ω - 614 Ω (slika 6.12b).

Eksperimentalni rezultati za ručnu optimizaciju - primjer 2

Na slikama 6.13-6.15 prikazani su eksperimentalni rezultati dobiveni za režim s parametrima kao u drugom simulacijskom primjeru.



Slika 6.13. Eksperimentalni odzivi a) referentnog magnetskog toka rotora i b) mehaničke snage generatora za: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.14. Eksperimentalni odzivi a) struje magnetiziranja i d komponenti struje statora, te b) q komponenti struje statora za: n = 1200 o/min, $u_{dc}^* = 350$ V i $R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.15. Eksperimentalni odzivi a) međuinduktiviteta i b) otpora gubitaka u željezu za: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$

Minimum mehaničke snage generatora u ovom primjeru je zabilježen između desete i osamnaeste sekunde, za referentne iznose magnetskog toka rotora u rasponu 0,8 Wb - 0,82 Wb, pa je kao optimalni referentni iznos odabran $\Psi_r^* = 0,81$ Wb. Ovaj iznos je za 0,14 Wb veći u odnosu na optimalni iznos toka u simulacijskom primjeru, dok je maksimalna zabilježena korisnost za 2,12 % manja i iznosi $\eta_{max} = 75,81$ %.

Konačno, na slici 6.16 prikazani su eksperimentalno dobiveni optimalni referentni iznosi magnetskog toka rotora za iste raspone brzine vrtnje generatora, napona na trošilu i otpora trošila kao u simulacijama.



Slika 6.16. Eksperimentalni ručno određeni optimalni referentni iznosi magnetskog toka rotora: a) n = 900 o/min, b) n = 1200 o/min i c) n = 1500 o/min

Na slici 6.16 jasno se može vidjeti da u eksperimentima vrijede iste pravilnosti koje vrijede i u simulacijama, odnosno pravilnost povećanja optimalnog iznosa magnetskog toka rotora sa smanjenjem otpora trošila pri određenoj konstantnoj brzini vrtnje generatora i naponu na trošilu te pravilnost povećanja optimalnog iznosa magnetskog toka rotora s povećanjem napona na trošilu pri određenoj konstantnoj brzini vrtnje generatora i otporu trošila. Zbog postojanja gubitaka koji su u simulacijama zanemareni, u eksperimentima postoje veći zahtjevi za mehaničkom snagom koji iziskuju veću razinu magnetiziranja stroja za postizanje optimalne radne točke pa su eksperimentalno određeni optimalni referentni iznosi magnetskog toka rotora u prosjeku veći za 0,11 Wb u odnosu na one dobivene u simulacijama za istovjetne režime.

Najveći elektromagnetski moment u eksperimentima zabilježen je za iste parametre kao u simulacijama, odnosno za n = 1500 o/min, $u_{dc} = 350$ V i $R_{dc} = 110$ Ω , a iznosio je $M_e = 9,21$ Nm. Slično kao u simulacijama, zbog ograničenja elektromagnetskog momenta na nazivni iznos, najmanji otpor trošila na karakteristikama danim za parametre n = 900 o/min i $u_{dc} = 300$ V (slika 6.16a) te n = 1200 o/min i $u_{dc} = 350$ V (slika 6.16b) veći je nego na ostalim karakteristikama.

Usporedba simulacijski i eksperimentalno određenih maksimalnih korisnosti

Kako bi se utvrdio utjecaj gubitaka u željezu na maksimalnu korisnost sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a, kao i utjecaj zanemarenja gubitaka u željezu u modelu sustava na točnost procjene korisnosti, izvršena je usporedba simulacijski i eksperimentalno određenih maksimalnih korisnosti. Pritom su maksimalne korisnosti dobivene za ručno upisane optimalne referentne iznose magnetskog toka rotora koji su određeni u sklopu prethodne analize (slike 6.9 i 6.16).

Na slikama 6.17-6.19 prikazane su maksimalne korisnosti sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a određene u širokim rasponima brzine vrtnje generatora, napona na trošilu i otpora trošila. Ove maksimalne korisnosti određene su na temelju simulacija s modelom sustava u kojem su uračunati gubici u željezu, zatim na temelju simulacija s modelom sustava u kojem su zanemareni gubici u željezu i, konačno, u sklopu eksperimenata. Ovdje treba napomenuti da maksimalne korisnosti određene u sklopu eksperimenata predstavljaju stvarne maksimalne korisnosti sustava, dok maksimalne korisnosti određene u sklopu simulacija predstavljaju njihove manje ili više točne aproksimacije.



Slika 6.17. Maksimalna korisnost u ovisnosti o iznosu trošila pri brzini n = 900 o/min: a) $u_{dc}^* = 200 \text{ V}$, b) $u_{dc}^* = 250 \text{ V i c}$) $u_{dc}^* = 300 \text{ V}$

Na slikama 6.17-6.19 potvrđena je veća točnost procjene korisnosti kod simulacijskog modela sustava s uračunatim gubicima u željezu u odnosu na simulacijski model u kojem su ovi gubici zanemareni. Također, kod simulacijskog modela sa zanemarenim gubicima u željezu može se uočiti povećanje pogreške u procjeni korisnosti s povećanjem otpora trošila. Ovo se može objasniti povećanjem relativnog udjela gubitaka u željezu u ukupnim gubicima generatora s povećanjem otpora trošila, odnosno sa smanjenjem iznosa elektromagnetskog momenta (slika 3.20). Tako, primjerice, za parametre n = 900 o/min i $u_{dc}^* = 200$ V (slika 6.17a), pogreška modela sa zanemarenim gubicima u željezu kod $R_{dc} = 500 \Omega$ iznosi čak $\Delta \eta = 17,31$ %, dok za otpor trošila $R_{dc} = 110 \Omega$ iznosi $\Delta \eta = 6,88$ %.

S druge pak strane, pogreška simulacijskog modela s uračunatim gubicima u željezu u oba navedena slučaja manja je od 1,2 %. Kod modela s uračunatim gubicima u željezu može se uočiti povećanje pogreške u procjeni korisnosti s povećanjem napona na trošilu, pogotovo pri većim otporima trošila. To navodi na zaključak da s povećanjem napona na trošilu raste i relativni udio gubitaka koji nisu uračunati u modelu. Sa sigurnošću se može reći da s povećanjem napona na trošilu dolazi do povećanja sklopnih gubitaka PWM usmjerivača zbog većeg blokirnog napona na poluvodičkim sklopkama. To je pokazano u sedmom poglavlju, gdje je izvršena korekcija izračunatih maksimalnih korisnosti s uračunatim gubicima u željezu, prikazanih na slikama 6.17-6.19, za gubitke usmjerivača.



Slika 6.18. Maksimalna korisnost u ovisnosti o iznosu trošila pri brzini n = 1200 o/min: a) $u_{dc}^* = 250 V$, b) $u_{dc}^* = 300 V i c$) $u_{dc}^* = 350 V$



Slika 6.19. Maksimalna korisnost u ovisnosti o iznosu trošila pri brzini n = 1500 o/min: a) $u_{dc}^* = 300 V i b$) $u_{dc}^* = 350 V$

Važno je također primijetiti da se eksperimentalno određeni maksimalni iznosi korisnosti na slikama 6.17-6.19 vrlo dobro slažu s nazivnim iznosom korisnosti od $\eta_n = 78$ %, deklariranim od strane proizvođača za asinkroni stroj korišten u disertaciji [37]. Slaganja su naročito dobra na slici 6.19, gdje je razmatrana brzina vrtnje generatora najbliža nazivnom iznosu deklariranom na natpisnoj pločici stroja (dodatak A).

Iz prethodno izvršene analize i prikupljenih rezultata slijedi da je prilikom promjene brzine vrtnje generatora, napona na trošilu ili otpora trošila u sustavu IRFO vektorske regulacije SEIG-a nužno izvršiti korekciju referentnog iznosa magnetskog toka rotora kako bi se postigla optimalna radna točka sustava. Budući da kod ručne optimizacije takvo korekcijsko djelovanje može izvršiti samo čovjek, logično se nameće pitanje mogućnosti automatizacije procesa. Ova mogućnost je razmotrena u sljedećem podpoglavlju.

6.1.3. Automatska optimizacija referentnog iznosa ulančenog magnetskog toka rotora primjenom neizrazite logike

Algoritam za automatsku optimizaciju magnetskog toka rotora SEIG-a koji se razmatra u ovom podpoglavlju temelji se na istom principu kao i algoritam za ručnu optimizaciju magnetskog toka rotora opisan u prethodnom podpoglavlju. Razlika je u tome što je u ovom slučaju ljudsko djelovanje zamijenjeno, ili bolje reći oponašano, elementima neizrazite logike. Prednost ovog algoritma je jednostavan i automatiziran princip djelovanja koji se svodi na sljedeće: ako je prethodna promjena referentnog iznosa magnetskog toka rotora (korak *k*-1) uzrokovala smanjenje mehaničke snage generatora (tj. gubitaka), sljedeća promjena referentnog iznosa magnetskog toka rotora (korak *k*) treba biti istog predznaka kao i prethodna; u suprotnom, ako je prethodna promjena referentnog iznosa magnetskog toka rotora uzrokovala povećanje mehaničke snage generatora (tj. gubitaka), sljedeća promjena referentnog iznosa magnetskog toka rotora (korak *k*) treba biti istog predznaka kao i prethodna; u suprotnom, ako je prethodna promjena referentnog iznosa magnetskog toka rotora uzrokovala povećanje mehaničke snage generatora (tj. gubitaka), sljedeća promjena referentnog iznosa magnetskog toka rotora treba biti suprotnog predznaka u odnosu na prethodnu. Ovaj princip je ilustriran tablicom 6.1.

rotora					
$\Delta P_m(k)$	1	1	Ţ	Ţ	
$\Delta \psi_r^*(k-1)$	1	→	1	Ļ	
$\Delta \psi_r^*(k)$	↓	1	1	↓	

Tablica 6.1. Princip djelovanja algoritma za automatsku optimizaciju magnetskog toka

Blokovska shema neizrazitog regulatora toka prikazana je na slici 6.20. Na temelju promjene mehaničke snage generatora u *k*-tom koraku i predznaka korekcije referentnog toka u prethodnom koraku (ulazne varijable), regulator na izlazu generira iznos korekcije referentnog magnetskog toka rotora u *k*-tom koraku. Promjena mehaničke snage generatora skalirana je s faktorom K_{ul} , a korekcija referentnog iznosa magnetskog toka rotora s faktorom K_{iz} . Faktori skaliranja definirani su u ovisnosti o naponu na trošilu, brzini vrtnje rotora i otporu trošila, pri čemu su ove ovisnosti utvrđene na temelju simulacija. Za raspone napona na trošilu, brzine vrtnje rotora i otpora trošila koji se razmatraju u ovom podpoglavlju, pritom uvažavajući ograničenja na slici 4.11, iznosi faktora skaliranja kreću se u granicama $K_{ul} = 0,001 - 0,279$, odnosno $K_{iz} = 8,04 \cdot 10^{-7} - 0,322$.



Slika 6.20. Blokovska shema neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora

Pravila djelovanja neizrazitog regulatora referentnog magnetskog toka rotora (IF-THEN pravila) dana su u tablici 6.2. Značenja kratica funkcija pripadnosti (engl. *membership function*) navedenih u tablici 6.2 su sljedeća: N - negativan, P - pozitivan, PV - pozitivan veliki, PS - pozitivan srednji, PM - pozitivan mali, Z - nula, NM - negativan mali, NS - negativan srednji i NV - negativan veliki. Oblik i raspored funkcija pripadnosti za ulazne varijable te za izlaznu varijablu neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora prikazani su na slici 6.21.

$\frac{\operatorname{sign}(\Delta \Psi_r^*)}{\Delta P_m}$	Ν	Р
PV	PS	NS
PS	PM	NM
PM	PM	NM
NN	Ζ	Ζ
NM	NM	PM
NS	NS	PS
NV	NV	PV

Tablica 6.2. Pravila djelovanja neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora

Prednost primjene neizrazite logike u regulaciji u odnosu na druge postojeće metode je sposobnost obrade nepreciznih i dvosmislenih signala te signala s visokim sadržajem šuma. Osim toga, kod neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora, iznos korekcije je adaptabilan s obzirom na udaljenost od optimuma. S približavanjem optimalnoj radnoj točki iznos korekcije se smanjuje te je time omogućena brža konvergencija algoritma.

Konačno, korekcija referentnog iznosa magnetskog toka rotora izvršava se neprekidno tako da referentni magnetskog tok rotora nikada ne poprima neku konačnu vrijednost, već u najboljem slučaju oscilira unutar uskog područja oko optimalnog iznosa. Ova značajka neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora omogućuje kompenzaciju promjena iznosa parametara sustava do kojih može doći tijekom rada SEIG-a. Primjer za to je kompenzacija promjena iznosa radnih otpora statorskih i rotorskih namota asinkronog stroja uzrokovanih zagrijavanjem namota.



Slika 6.21. Funkcije pripadnosti varijabli neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora: a) promjena mehaničke snage generatora, b) predznak korekcije referentnog iznosa magnetskog toka rotora i c) korekcija referentnog iznosa magnetskog toka rotora

Shema predloženog sustava s automatskom optimizacijom magnetskog toka rotora SEIG-a prikazana je na slici 6.22. Na slici 6.22, posebno su označeni oni blokovi koji se odnose na optimizaciju magnetskog toka rotora. Algoritmi za izračun međuinduktiviteta i otpora gubitaka u željezu (slike 4.8b i 4.8c) uključeni su u sustav, ali su pripadajući blokovi izostavljeni na shemi radi jednostavnosti.

Za potrebe simulacijske analize, u programskom paketu MATLAB *Simulink* izrađen je simulacijski model sustava vektorske regulacije SEIG-a. Novi simulacijski model prikazan je na slici 6.23, a dobiven je nadogradnjom osnovnog simulacijskog modela s uračunatim gubicima u željezu (slika 5.1).



Slika 6.22. Shema sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu i s optimizacijom referentnog iznosa magnetskog toka rotora pri konstantnoj brzini vrtnje generatora i snazi trošila



Slika 6.23. Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s optimizacijom referentnog iznosa magnetskog toka rotora pri konstantnoj brzini vrtnje generatora i snazi trošila: a) cijeli sustav i b) unutrašnjost podsustava - PH-PP

U odnosu na osnovni simulacijski model, novi model osim neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora sadrži i algoritam *PH-PP* (slika 6.23b), čija je funkcija prepoznavanje praznog hoda i prijelaznih pojava te sprječavanje izvršavanja optimizacijskog algoritma tijekom ovih stanja. Naime, pretraživanje optimalnog iznosa magnetskog toka rotora primjenom neizrazite logike prema opisanom principu u praznom hodu bi rezultirala relativno malim konačnim iznosom referentnog toka pa bi prilikom priključenja trošila postojala realna opasnost od razmagnetiziranja SEIG-a. Također, budući da se opisani princip automatske optimizacije temelji na usporedbi stacionarnih iznosa mehaničke snage u dva uzastopna koraka optimizacije, izbjegavanje prijelaznih pojava je, u tom smislu, nužno. U novom simulacijskom modelu definirane su i nove dinamičke granice područja za pretraživanje optimalnog iznosa magnetskog toka rotora

Neizraziti regulator magnetskog toka rotora programiran je prema blokovskoj shemi na slici 6.20. Na slici 6.24 prikazan je početni prozor fis-fajla neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora s ulaznim/izlaznim varijablama, a na slici 6.25 prikazana je trodimenzionalna ploha kojom je definirano djelovanje neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora.



Slika 6.24. Početni prozor fis-fajla neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora u MATLAB-u



Slika 6.25. 3-D površina djelovanja neizrazitog regulatora magnetskog toka rotora u MATLAB-u

Korak izvršavanja automatske optimizacije postavljen je na $T_{opt} = 1$ s. Namjerno je odabran relativno veliki korak izvršavanja optimizacije kako bi se omogućilo uspostavljanje stacionarnog stanja u sustavu nakon prijelaznih pojava uzrokovanih korekcijama referentnog iznosa magnetskog toka rotora. Osim korekcijama toka, prijelazne pojave u sustavu mogu biti izazvane i promjenama brzine vrtnje generatora, napona na trošilu i otpora trošila. Zahtjev za odgodom optimizacije tijekom trajanja prijelaznih pojava, kako je već objašnjeno, proizlazi iz činjenice da je za cilj optimizacije postavljeno postizanje optimalne stacionarne radne točke sustava. Također, optimizacija se ne izvršava u praznom hodu, već samo kada je priključeno trošilo. Navedeni uvjeti se mogu nazvati uvjetima aktivacije algoritma, a u nastavku je pojašnjeno kako su ovi uvjeti definirani u okviru simulacijskog modela.

Uvjeti aktivacije optimizacijskog algoritma

Ako se uzme u obzir ovisnost optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora o iznosu trošila utvrđena u podpoglavlju 6.1.2, jasno je da bi za postizanje minimalnih gubitaka generatora u praznom hodu ($R_{dc} \rightarrow \infty$) bilo nužno referentni magnetskog toka rotora postaviti na donji granični iznos, odnosno na 0,48 Wb. Međutim, u tom bi slučaju postojala realna opasnost od razmagnetiziranja SEIG-a prilikom priključenja trošila. Iz tog razloga optimizacija nije aktivna tijekom praznog hoda, nego se referentni magnetski tok rotora postavlja na iznos određen izrazom (4.35), čime je opasnost od razmagnetiziranja uklonjena. Algoritam prepoznaje stanje praznog hoda prema otporu priključenog trošila, a kao granični iznos proizvoljno je odabran $R_{dc} = 1000 \Omega$ (slika 6.23b). U simulacijama, otpor priključenog trošila upisuje se ručno, a u eksperimentima, otpor priključenog trošila računa se u realnom vremenu, u koracima od 1 s, kao kvocijent referentnog napona na trošilu i mjerene struje kroz trošilo.

Nadalje, optimizacija se deaktivira u slučaju nastupa prijelazne pojave u brzini vrtnje generatora, referentnom naponu na trošilu ili otporu trošila. Dio algoritma koji je zadužen za deaktivaciju optimizacije kod nastupa ovih prijelaznih pojava prati promjene u iznosima navedenih parametara između dva uzastopna koraka optimizacije, a deaktivacija nastupa u sljedećim slučajevima: $\Delta \omega \ge 50 \text{ s}^{-1}$, $\Delta u_{dc}^* \ge 1 \text{ V}$ i $\Delta R_{dc} \ge 50 \Omega$ (slika 6.23b). Budući da se iznosi brzine vrtnje generatora i otpora trošila u eksperimentima određuju na temelju mjerenja, za njih je namjerno odabrana veća tolerancija nego za napon u_{dc}^* kako algoritam ne bi šum ili eventualne oscilacije u mjernim signalima protumačio kao prijelaznu pojavu. Iznosi tolerancija ponajviše su određeni karakteristikama filtera mjernih signala brzine vrtnje generatora i struje trošila, a po potrebi se mogu promijeniti. S druge strane, u naponu u_{dc}^* ne može biti šuma jer je njegov iznos ručno zadan. Za vrijeme dok je optimizacija neaktivna, referentni magnetski tok rotora postavlja se na iznos definiran izrazom (4.35). Kod prvog priključenja trošila i kod prijelaznih pojava u brzini vrtnje generatora, u referentnom naponu na trošilu ili u otporu trošila, optimizacija se ponovo aktivira s odgodom od jednog ili više koraka izvršavanja optimizacije kako na proces optimizacije ne bi utjecala eventualna nezavršena prijelazna pojava u mehaničkoj snazi SEIG-a. Trajanje odgode pritom je određeno trenutkom zadovoljenja svih uvjeta za aktivaciju optimizacije (signal *tranz* na slici 6.23b mora biti jednak nuli).

Prilikom svake aktivacije optimizacije postavlja se pitanje predznaka prve korekcije iznosa referentnog magnetskog toka rotora. Drugim riječima, potrebno je definirati u kojem će smjeru algoritam krenuti s pretraživanjem optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora nakon aktivacije optimizacije. Iako početni smjer pretraživanja nije ključan za pravilno funkcioniranje algoritma, odabirom odgovarajućeg predznaka prve korekcije ubrzava se njegova konvergencija, tj. smanjuje se broj iteracija potrebnih za postizanje optimalne radne točke. Pitanje prvog predznaka korekcije je u predloženom algoritmu riješeno na sljedeći način: za otpore trošila $R_{dc} > 200 \Omega$ predznak je negativan, a za otpore trošila $R_{dc} \leq 200 \Omega$ predznak je pozitivan. Ovaj izbor graničnog otpora trošila utemeljen je na činjenici da su simulacijski i eksperimentalno određeni optimalni referentni iznosi magnetskog toka rotora, prikazani na slikama 6.9 i 6.16, za otpore trošila $R_{dc} \leq 200 \Omega$ uglavnom veći, a za otpore trošila $R_{dc} > 200 \Omega$ uglavnom manji od onih definiranih izrazom (4.35). Iznosi definirani izrazom (4.35) su važni jer definiraju polaznu radnu točku prilikom svake aktivacije procesa optimizacije.

Već je spomenuto da tijekom procesa pretraživanja optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora postoje opasnosti od gubitka kontrole nad faznim strujama pri prevelikim iznosima magnetskog toka rotora, odnosno od razmagnetiziranja SEIG-a pri premalim iznosima magnetskog toka rotora. Da li je neki iznos magnetskog toka rotora premali ili prevelik ovisi o parametrima razmatranog režima. Kako će biti pokazano, iznos magnetskog toka rotora pri kojem dolazi do gubitka kontrole nad faznim strujama ili do razmagnetiziranja SEIG-a gotovo uvijek se nalazi unutar prethodno definiranih granica 0,48 Wb - 0,93 Wb. To znači da širina stabilnog područja rada SEIG-a s aspekta razine magnetiziranja nije jednoznačno određeno koljenom karakteristike magnetiziranja i nazivnim iznosom magnetskog toka rotora, nego je nužno je definirati dvije različite razine za maksimalni referentni iznos magnetskog toka rotora i dvije različite razine za minimalni referentni iznos magnetskog toka rotora. Opasnosti od gubitka kontrole nad faznim strujama i od razmagnetiziranja SEIG-a uslijed neprilagođene razine magnetiziranja naročito su izražene kod automatske optimizacije, što je posljedica nepredvidivosti i promjenjivosti iznosa korekcije magnetskog toka rotora na izlazu iz neizrazitog regulatora. S druge strane, kod ručne optimizacije je referentni iznos magnetskog toka rotora u svakom trenutku moguće držati pod kontrolom pa nema ni potrebe za uvođenjem dodatnih ograničenja magnetskog toka rotora.

Rubovi područja optimizacije referentnog iznosa magnetskog toka rotora

Maksimalni dozvoljeni referentni iznos magnetskog toka rotora prethodno je definiran kao 10 % veći od nazivnog. Međutim, u pojedinim režimima, referentni iznosi magnetskog toka rotora koji su blizu nazivnog mogu dovesti do pojave viših harmonika nižeg reda u reguliranim faznim strujama statora te, posljedično, do nemogućnosti zadržavanja ovih struja unutar granica zadanih širinom histereznog pojasa. U praznom hodu, referentni iznos magnetskog toka rotora samo 5 % veći od onog definiranog izrazom (4.35) može uzrokovati izobličenje sinusnog valnog oblika faznih struja i gubitak kontrole nad njima, kako je prikazano na slici 6.26. Harmonijsko izobličenje fazne struje na slici 6.26a iznosi THD_{*i*} = 2,58 % (referentni iznos magnetskog toka rotora određen prema izrazu (4.35)), a one na slici 6.26b iznosi THD_{*i*} = 8,14 % (5 % veći referentni iznos magnetskog toka rotora u odnosu na slučaj a)).



Slika 6.26. Simulacijski odzivi referentne i regulirane fazne struje SEIG-a u praznom hodu pri n = 1200 o/min i $u_{dc}^* = 350 \text{ V: a}$ $\Psi_r^* = 0,78 \text{ Wb i b}$ $\Psi_r^* = 0,82 \text{ Wb}$

U disertaciji, novi gornji rubovi područja optimizacije definirani su referentnim iznosima magnetskog toka rotora pri kojima je zabilježeno harmonijsko izobličenje faznih struja THD_i veće od 5 %. Na slici 6.27 prikazani su novi gornji rubovi područja optimizacije, određeni simulacijski i eksperimentalno, za brzinu vrtnje generatora n = 1200 o/min i u rasponu otpora trošila 110 Ω - 500 Ω . Rubovi su prikazani u obliku karakteristika dobivenih linearnom interpolacijom točaka, s naponom na trošilu kao parametrom. Isprekidanim linijama prikazane su ranije utvrđene granice područja pretraživanja optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora (0,48 Wb - 0,93 Wb). Eksperimentalno određeni novi gornji rubovi nešto su veći u odnosu na simulacijske, a razlog leži u zanemarenju prethodno navedenih gubitaka u simulacijama (slično kao kod razlika u optimalnim referentnim iznosima magnetskog toka rotora). Za brzine vrtnje, napone na trošilu i otpore trošila razmatrane u disertaciji, simulacijske i eksperimentalne karakteristike redom su smještene ispod pravca definiranog s 0,93 Wb. Jedina iznimka je karakteristika određena pri brzini n = 900 o/min i naponu $u_{dc}^* = 300$ V. Osim toga, razlika između karakteristika i pravca povećava se sa smanjenjem napona na trošilu. To znači da u slučaju da se novi gornji rubovi područja optimizacije ne uračunaju u algoritmu za automatsku optimizaciju, opasnost od gubitka kontrole nad faznim strujama posebno bi bila izražena pri manjim iznosima napona na trošilu. Novi gornji rubovi područja optimizacije uračunati su u algoritmu kao linearna aproksimacija karakteristika prikazanih na slici 6.27. Za ostale razmatrane brzine vrtnje generatora i napone na trošilu dobivene su slične karakteristike koje su također aproksimirane pravcima i uračunate u algoritmu za automatsku optimizaciju.

Tijekom automatske optimizacije, iznosi korekcije referentnog iznosa magnetskog toka rotora su nepredvidivi i promjenjivi te mogu biti znatno veći od 0,01 Wb. Stoga, ako se područje pretraživanja pravilno ne ograniči, lako se može dogoditi da se tijekom procesa pretraživanja optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora izgubi kontrola nad faznim strujama te da algoritam zaglavi u nestabilnom području. Ova opasnost je pogotovo izražena kod otpora trošila manjih od 200 Ω , kada je predznak prve korekcije referentnog iznosa magnetskog toka rotora pozitivan (tj. kada je početni smjer pretraživanja prema novom gornjem rubu područja optimizacije), te kod manjih iznosa napona na trošilu, kada je novi gornji rub područja optimizacije smješten relativno nisko.



Slika 6.27. Novi gornji rubovi područja optimizacije određeni za n = 1200 o/min: a) simulacije i b) eksperimenti
Osim gornjeg ruba, za svaki pojedini režim moguće je definirati i novi donji rub područja optimizacije, gdje je generator nedovoljno magnetiziran da bi uz postojeće gubitke u sustavu predao trošilu zahtijevanu električnu snagu. Ovaj rub je moguće odrediti postepenim smanjivanjem referentnog iznosa magnetskog toka rotora, odnosno iznosa d komponente struje statora, sve do točke kad postane toliko malen da čak ni za maksimalni dozvoljeni iznos q komponente struje statora, koji je ograničen amplitudom nazivne fazne struje, SEIG ne može u stacionarnom stanju generirati napon jednak referentnom.

Na slici 6.28 prikazan je primjer napona na trošilu za slučajeve kada je referentni iznos magnetskog toka rotora određen prema izrazu (4.35) (stabilan rad - dovoljno magnetizirani SEIG) i kada je referentni iznos magnetskog toka rotora smješten ispod donjeg ruba područja optimizacije (nestabilan rad - nedovoljno magnetizirani SEIG).

Na slici 6.29 prikazan je primjer utjecaja referentnog iznosa magnetskog toka rotora na faznu struju statora. U slučaju dovoljno magnetiziranog SEIG-a (slika 6.29a) i uz priključeno trošilo $R_{dc} = 155 \Omega$ (nakon t = 0,5 s), zadani napon na trošilu $u_{dc}^* = 350$ V postiže se pri amplitudi fazne struje statora od 4,05 A. S druge strane, u slučaju nedovoljno magnetiziranog SEIG-a (slika 6.29b) i uz isto priključeno trošilo, ne može se postići zadani napon na trošilu unatoč maksimalnoj dozvoljenoj amplitudi fazne struje statora od 5,39 A. Potreba za većom strujom u drugom slučaju može se objasniti većim ukupnim iznosom gubitaka SEIG-a. Iako su zbog manjeg magnetskog toka rotora gubici u željezu u drugom slučaju manji za 61,35 % u odnosu na prvi slučaj, gubici u bakru su veći za čak 94,12 %, a ukupni gubici su veći za 49,09 %. To upućuje na znatno nepovoljniju raspodjelu gubitaka u drugom slučaju. Iz ovoga slijedi da je referentni iznos magnetskog toka rotora u prvom slučaju bliži optimalnom iznosu ($\Psi_{r-ont}^* = 0,75$ Wb).



Slika 6.28. Simulacijski odzivi referentnog i reguliranog napona na trošilu za dovoljno magnetizirani SEIG ($\Psi_r^* = 0,78 \text{ Wb}$) i nedovoljno magnetizirani SEIG ($\Psi_r^* = 0,48 \text{ Wb}$): $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 10^{12} \Omega \rightarrow 155 \Omega$



Slika 6.29. Simulacijski odzivi fazne struje statora SEIG-a za parametre n = 1200 o/min, $u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 10^{12} \Omega \rightarrow 155 \Omega$: a) $\Psi_r^* = 0,78 \text{ Wb i b}$ $\Psi_r^* = 0,48 \text{ Wb}$

Na slici 6.30 prikazane su simulacijski i eksperimentalno određene karakteristike novih donjih rubova područja optimizacije za brzinu vrtnje generatora n = 1200 o/min i s naponom na trošilu kao parametrom. Za ostale razmatrane brzine vrtnje generatora i napone na trošilu dobivene su slične karakteristike.

Slično kao kod gornjih rubova, eksperimentalno određeni novi donji rubovi područja optimizacije su nešto veći u odnosu na one određene u simulacijama. Također, zabilježeno je povećanje njihovog iznosa s povećanjem napona na trošilu i sa smanjenjem otpora trošila. Može se, dakle, zaključiti da postoji opasnost od razmagnetiziranja SEIG-a prilikom automatskog pretraživanja optimalnog iznosa referentnog magnetskog toka rotora, naročito pri većim naponima na trošilu i manjim otporima trošila.



Slika 6.30. Novi donji rubovi područja optimizacije određeni za n = 1200 o/min: a) simulacije, b) eksperimenti

Međutim, kako za otpore trošila veće od 200 Ω novi donji rubovi područja optimizacije najčešće nemaju utjecaja na proces optimizacije budući da su smješteni ispod 0,48 Wb, a za otpore trošila $R_{dc} \leq 200 \Omega$ predznak prve korekcije referentnog iznosa magnetskog toka rotora je pozitivan (početni smjer pretraživanja optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora je suprotan od donjeg ruba područja optimizacije), realna opasnost od razmagnetiziranja SEIG-a tijekom automatske optimizacije zbog dostizanja novog donjeg ruba stabilnosti je relativno mala. Uvođenjem novih donjih rubova područja optimizacije u optimizacijski algoritam nepotrebno bi ga se učinilo složenijim te su iz tog razloga ovi rubovi izostavljeni u razmatranim algoritmima.

Simulacijski rezultati za automatsku optimizaciju - primjer 1

Na slikama 6.31-6.34 prikazani su simulacijski rezultati dobiveni za automatsku optimizaciju referentnog iznosa magnetskog toka rotora s parametrima radnog režima kao u prvom simulacijskom primjeru danom za ručno pretraživanje. Radno trošilo je priključeno u trenutku t = 1,5 s, a ukupno vrijeme promatranja je 15 s.



Slika 6.31. Iznos radnog otpora trošila za prvi simulacijski primjer: n = 900 o/min, $u_{dc}^* = 300 V i R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.32. Simulacijski odzivi referentnog magnetskog toka rotora i korekcije iznosa referentnog magnetskog toka rotora za prvi primjer: n = 900 o/min,

 $u_{dc}^* = 300 \ V \ i \ R_{dc} = 220 \ \Omega$



Slika 6.33. Simulacijski odziv mehaničke snage generatora za prvi primjer: n = 900 o/min, $u_{dc}^* = 300 V i R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.34. Simulacijski odzivi referentnog i reguliranog napona na trošilu za prvi primjer: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$

U trenutku t = 1,5 s, otpor trošila, do tada jednak $R_{dc} = 10^{12} \Omega$, postavljen je na iznos $R_{dc} = 220 \Omega$ (slika 6.31). Dakle, u trenutku t = 2 s ispunjeni su uvjeti $R_{dc} < 1000 \Omega$ i $\Delta R_{dc} \ge 50 \Omega$. Prvi uvjet označava kraj stanja praznog hoda, a drugi označava trajanje prijelazne pojave u otporu trošila. Zbog prijelazne pojave, početak optimizacije odgođen je za jedan korak. Stoga, korekcija referentnog iznosa magnetskog toka rotora poprima iznos različit od nule tek u trećoj sekundi (slika 6.32) i iznosi $\Delta \Psi_r^* = -0,21$ Wb. Predznak prve korekcije je negativan jer je otpor trošila veći od 200 Ω . Već nakon četvrtog koraka optimizacije postignuta je optimalna radna točka i referentni iznos magnetskog toka rotora

Srednja vrijednost mehaničke snage generatora na slici 6.33 neposredno prije početka optimizacije iznosila je 620 W, a nakon postizanja optimalne radne točke iznosila je 551,5 W. Dakle, u ovom slučaju je postignuto povećanje korisnosti SEIG-a od 8,20 %. Razlog za relativno veliko povećanje korisnosti je relativno velika razlika između početnog i optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora od 0,21 Wb. Za veće otpore trošila, povećanje korisnosti bi bilo još veće jer bi i udaljenost između početne i optimalne radne točke bila veća. Usporedbom odziva korekcije referentnog iznosa magnetskog toka rotora na slici 6.32 i mehaničke snage generatora na slici 6.33 može se zaključiti da je princip djelovanja algoritma u skladu s tablicom 6.1.

Najveći propad/prebačaj u reguliranom naponu na slici 6.34 od 11,66 % zabilježen je prilikom priključenja trošila. Dalje tijekom optimizacije nisu zabilježene varijacije u naponu na trošilu veće od 5 % pa se mogu smatrati zanemarivima.

Simulacijski rezultati za automatsku optimizaciju - primjer 2

Simulacijski rezultati automatske optimizacije referentnog iznosa magnetskog toka rotora prikazani na slikama 6.35-6.38 dobiveni su za radni režim s parametrima kao u drugom simulacijskom primjeru danom za ručnu optimizaciju toka. Kao u prvom primjeru, ukupno vrijeme promatranja je 15 s, a radno trošilo je priključeno u trenutku t = 1,5 s.



Slika 6.35. Iznos radnog otpora trošila za drugi simulacijski primjer: n = 1200 o/min, $u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.36. Simulacijski odzivi referentnog magnetskog toka rotora i korekcije iznosa referentnog magnetskog toka rotora za drugi primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i}$ $R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.37. Simulacijski odziv mehaničke snage generatora za drugi primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.38. Simulacijski odzivi referentnog i reguliranog napona na trošilu za drugi primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$

Nakon priključenja trošila u trenutku t = 1,5 s (slika 6.35), ispunjeni su uvjeti $R_{dc} < 1000 \ \Omega$ i $\Delta R_{dc} \ge 50 \ \Omega$. Budući da sve dok je ispunjen drugi uvjet nije moguć početak optimizacije, korekcija referentnog iznosa magnetskog toka rotora jednaka je nuli sve do treće sekunde kada poprima iznos $\Delta \Psi_r^* = -0,15$ Wb. Već nakon drugog koraka od početka optimizacije korekcija oscilira u vrlo malim iznosima oko nule, a referentni iznos magnetskog toka rotora oscilira oko iznosa od 0,64 Wb (slika 6.36). Ovaj iznos je za 0,03 Wb manji iznos od ručno određenog (tj. točnog) optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora za isti režim. Međutim, korisnost ostvarena pri toku $\Psi_r^* = 0,64$ Wb samo je za 0,11 % manja od korisnosti pri toku $\Psi_r^* = 0,67$ Wb pa slijedi da je u ovom slučaju pogreška od 0,03 Wb zanemariva s aspekta ostvarene korisnosti. Drugim riječima, u području $\pm 0,03$ Wb oko referentnog iznosa magnetskog toka rotora $\Psi_r^* = 0,67$ Wb, promjene mehaničke snage generatora su zanemarive.

Srednja vrijednost mehaničke snage generatora na slici 6.37 neposredno prije početka optimizacije iznosila je 729,5 W, a nakon postizanja optimalne radne točke iznosila je 715,5 W, što znači da je postignuto povećanje korisnosti SEIG-a od 1,49 %.

Odziv reguliranog napona prikazan je na slici 6.38. Prilikom priključenja trošila zabilježen je propad u reguliranom naponu od 12,23 %, a dalje tijekom optimizacije varijacije u reguliranom naponu nisu bile veće od 5 %.

Na slici 6.39 prikazane su simulacijske karakteristike za automatski određene referentne iznose magnetskog toka rotora (pune linije) i za ručno određene optimalne referentne iznose magnetskog toka rotora (isprekidane linije). Odstupanja punih linija od isprekidanih linja za razmatrane režime podrazumijevaju i odstupanja od maksimalno ostvarivih korisnosti. U simulacijama, srednja vrijednost odstupanja od maksimalne korisnosti za

ukupno 54 različita razmatrana režima (kružići na slici 6.39) iznosi 0,11 %, pri čemu niti u jednom režimu nije zabilježeno odstupanje veće od 1 %. Može se, dakle, zaključiti da je u simulacijama postignuto vrlo dobro slaganje automatski određenih radnih točaka i optimalnih radnih točaka sustava u relativno širokim rasponima brzine vrtnje generatora, napona na trošilu i otpora trošila.



Slika 6.39. Simulacijski određeni referentni iznosi magnetskog toka rotora - ručno (isprekidane linije) i automatski (pune linije): a) n = 900 o/min, b) n = 1200 o/min i c) n = 1500 o/min

Za potrebe implementacije optimizacijskog algoritma u digitalni signal procesor i njegove aplikacije u realnom vremenu izrađen je model prikazan na slici 6.40. Ovaj model predstavlja nadograđenu inačicu osnovnog modela bez optimizacije magnetskog toka rotora prikazanog na slici 5.22. Na slici 6.40b prikazan je algoritam za izračun otpora trošila kojeg nije bilo u osnovnom modelu. Ovaj dio se nalazi unutar podsustava *dSpace pretvorba* u kojem su definirani ulazni i izlazni signali za upravljačku karticu DS1104.



Slika 6.40. Model optimizacijskog algoritma u programskom paketu MATLAB Simulink za implementaciju u digitalni signal procesor: cijeli algoritam i b) dio algoritma za izračun otpora trošila unutar podsustava - dSpace pretvorba

Eksperimentalni rezultati za automatsku optimizaciju - primjer 1

Na slikama 6.41-6.44 prikazani su eksperimentalni rezultati dobiveni za radni režim s parametrima kao u prvom simulacijskom primjeru danom za automatsku optimizaciju magnetskog toka rotora.

U trenutku t = 0 s, izračunati otpor trošila jednak je približno 84 k Ω , što algoritam prepoznaje kao stanje praznog hoda. Za struju kroz trošilo jednaku nuli, otpor trošila bi teoretski bio jednak $R_{dc} = \infty$, ali ovdje to nije slučaj zbog postojanja šuma i vrlo malog ofseta od 3,57 mA u mjernom signalu struje. Referentni magnetski tok rotora u praznom hodu je definiran izrazom (4.35) i iznosi $\Psi_r^* = 0,89$ Wb. U trenutku t = 1,44 s, izračunati otpor trošila, prikazan na slici 6.41, iznosi $R_{dc} = 275,34 \Omega$ te je ispunjen uvjet završetka stanja praznog hoda, što je jedan od uvjeta za aktivaciju optimizacije. Međutim, kako je razlika u otporu trošila u odnosu na prethodni korak $\Delta R_{dc} \ge 50 \Omega$, algoritam zaključuje da prijelazna pojavu u otporu trošila još nije završila te se aktivacija optimizacije odgađa za jedan korak, a referentni magnetskog toka rotora se zadržava na iznosu $\Psi_r^* = 0.89$ Wb. Razlog zašto je izračunati otpor trošila u trenutku t = 1,44 s nešto veći od stvarnog $(R_{dc} = 220 \Omega)$ je nezavršena prijelazna pojava u struji trošila u trenutku uzimanja uzorka. U trenutku t = 2,44 s, izračunati otpor trošila je $R_{dc} = 224,78 \Omega$ i približno je jednak stvarnom iznosu. Međutim, kako je u odnosu na prethodni korak i dalje razlika u iznosu otpora trošila $\Delta R_{dc} \ge 50 \Omega$, algoritam zaključuje da prijelazna pojava u otporu trošila i dalje traje te se početak optimizacije odgađa za još jedan korak, a referentni iznos magnetskog toka rotora ostaje nepromijenjen. Konačno, u trenutku t = 3,44 s, nastupa početak optimizacije, a iznos prve korekcije referentnog iznosa magnetskog toka rotora jednak je $\Delta \Psi_r^* = 0,205$ Wb. Sve do ovog trenutka korekcija je bila jednaka nuli, kako se može vidjeti na slici 6.42. Budući da je izračunati otpor trošila veći od 200 Ω , predznak prve korekcije je negativan.

U trenutku početka optimizacije, srednja vrijednost mehaničke snage generatora na slici 6.43 iznosila je 603,5 W. Nakon prve korekcije referentnog iznosa magnetskog toka rotora došlo je do povećanja vrijednosti mehaničke snage generatora za približno 100 W. Algoritam ovo povećanje tumači kao uvjet za promjenu predznaka korekcije pa druga korekcija referentnog iznosa magnetskog toka rotora ima pozitivan predznak. Treća korekcija također ima pozitivan predznak jer se s pozitivnim predznakom korekcije u prethodnom koraku postiglo smanjenje mehaničke snage. Već nakon šestog koraka optimizacije (tj. nakon približno devet sekundi od početka promatranja) može se reći da je postignuta optimalna stacionarna radna točka.



Slika 6.41. Izračunati iznos radnog otpora trošila za prvi eksperimentalni primjer: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.42. Eksperimentalni odzivi referentnog magnetskog toka rotora i korekcije iznosa referentnog magnetskog toka rotora za prvi primjer: n = 900 o/min, $u_{dc}^* = 300 V i$ $R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.43. Eksperimentalni odziv mehaničke snage generatora za prvi primjer: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$

Na slici 6.44 prikazani su referentni i regulirani napon na trošilu. Najveći propad/prebačaj reguliranog napona od 14,5 % zabilježen je u trenutku priključenja trošila.



Slika 6.44. Eksperimentalni odzivi referentnog i reguliranog napona na trošilu za prvi primjer: $n = 900 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 300 \text{ V} \text{ i } R_{dc} = 220 \Omega$

Nakon početka optimizacije, najveći propad/prebačaj reguliranog napona od 10,5 % izazvala je prva korekcija referentnog iznosa magnetskog toka rotora budući da je ova korekcija bila najveća po iznosu. Promjene u iznosu reguliranog napona uslijed optimizacije referentnog iznosa magnetskog toka rotora zanemarive su već nakon trećeg koraka optimizacije (tj. nakon približno šest sekundi od početka promatranja).

Konačno, valja zabilježiti da je uslijed optimizacije referentnog iznosa magnetskog toka rotora u ovom primjeru postignuto povećanje korisnosti sustava od 2,14 %.

Eksperimentalni rezultati za automatsku optimizaciju - primjer 2

Na slikama 6.45-6.48 prikazani su eksperimentalni rezultati dobiveni za radni režim s parametrima kao u drugom simulacijskom primjeru danom za automatsku optimizaciju.

U praznom hodu, odnosno do trenutka t = 1,61 s, izračunati otpor trošila jednak je približno 52 k Ω , a referentni magnetski tok rotora iznosi $\Psi_r^* = 0,78$ Wb. U intervalu t = 1,61 s - 2,61 s, izračunati otpor trošila poprima iznos od $R_{dc} = 262,90 \ \Omega$ te algoritam prepoznaje trenutak t = 1,61 s kao trenutak prelaska iz stanja praznog hoda u stanje s priključenim opterećenjem ($R_{dc} < 1000 \ \Omega$). Razlog zašto izračunati otpor trošila odstupa za više od 40 Ω od stvarnog iznosa je što do trenutka t = 1,61 s nije još završila prijelazna pojava u struji trošila. Kako je uvjet prijelazne pojave u otporu trošila $\Delta R_{dc} \ge 50 \ \Omega$ također ispunjen, aktivacija optimizacije se odgađa za jedan korak. Nadalje, u trenutku t = 2,62 s, izračunati otpor trošila iznosi $R_{dc} = 223,68 \ \Omega$, a razlika u otporu trošila u odnosu na prethodni korak iznosi $\Delta R_{dc} = 39,22 \ \Omega$. To znači da uvjet trajanja prijelazne pojave u otporu trošila više nije ispunjen pa u trenutku t = 2,61 s nastupa početak optimizacije. Kako se može vidjeti na slici 6.46, iznos prve korekcije referentnog iznosa magnetskog toka rotora u ovom primjeru jednak je $\Delta \Psi_r^* = -0,15$ Wb.

U ovom primjeru postignuto je povećanje korisnosti sustava od samo 0,07 %. Razlog ovako malog povećanja korisnosti je što je referentni iznos magnetskog toka rotora prije početka optimizacije već bio vrlo blizu optimalnog iznosa ($\Delta \Psi_r^* = -0,03$ Wb) pa je i efekt optimizacije minimalan.

Propadi reguliranog napona na slici 6.48 izazvani priključenjem trošila i prvom korekcijom referentnog iznosa magnetskog toka rotora iznose 14,8 % i 8,2 %, redom. Budući da je optimalna radna točka postignuta već nakon četvrtog koraka optimizacije, promjene u iznosu reguliranog napona su zanemarive nakon približno šest sekundi od početka promatranja.



Slika 6.45. Izračunati iznos radnog otpora trošila za drugi eksperimentalni primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.46. Eksperimentalni odzivi referentnog magnetskog toka rotora i korekcije iznosa referentnog magnetskog toka rotora za drugi primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i}$

 $R_{dc} = 220 \ \Omega$



Slika 6.47. Eksperimentalni odziv mehaničke snage generatora za drugi primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$



Slika 6.48. Eksperimentalni odzivi referentnog i reguliranog napona na trošilu za drugi primjer: $n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc}^* = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$

Na slici 6.49 prikazane su eksperimentalne karakteristike za ručno određene optimalne referentne iznose magnetskog toka rotora (isprekidane linije) i automatski određene referentne iznose magnetskog toka rotora (pune linije). Budući da se ručno određeni optimalni referentni iznosi magnetskog toka rotora mogu smatrati točnima, odstupanja punih linija od isprekidanih ukazuju na postojanje pogreške u određivanju optimalne radne točke kod automatske optimizacije. Srednja vrijednost odstupanja od maksimalne ostvarive korisnosti za ukupno 53 različita razmatrana režima (kružići na slici 6.49) iznosi 0,53 %, pri čemu je samo za 5 režima zabilježena pogreška veća od 1 %.



Slika 6.49. Eksperimentalno određeni referentni iznosi magnetskog toka rotora - ručno (isprekidane linije) i automatski (pune linije): a) n = 900 o/min, b) n = 1200 o/min i c) n = 1500 o/min

Dakle, može zaključiti da je u eksperimentima, slično kao i u simulacijama, postignuto vrlo dobro slaganje između automatski određenih radnih točaka i optimalnih radnih točaka u relativno širokim rasponima brzine vrtnje generatora, napona na trošilu i iznosa trošila.

6.2. Optimizacija korisnosti u uvjetima promjenjive brzine vrtnje pogonskog stroja i snage trošila

U prethodnim poglavljima, kao pogonski stroj za asinkroni generator razmatran je isključivo stroj s brzinom vrtnje neovisnom o iznosu priključenog radnog trošila i naponu na trošilu, čime je omogućeno definiranje brzine vrtnje SEIG-a kao varijable neovisne o opterećenju. Kao primjer takvog pogonskog stroja može se navesti dizelski motor s reguliranom brzinom vrtnje. Međutim, kod vjetroturbina je brzina vrtnje ovisna o brzini vjetra, kutu zakreta lopatica i mehaničkoj snazi na osovini turbine. Stoga, ako se vjetroturbina koristi kao pogonski stroj za SEIG, brzinu vrtnje generatora nije moguće definirati kao nezavisnu varijablu. Osim toga, brzina vrtnje generatora pogonjenog vjetroturbinom ovisi i o prijenosnom omjeru mjenjačke kutije (engl. *gearbox*).

Vjetroturbina pretvara aerodinamičku snagu vjetra u mehaničku snagu predanu na osovinu električnog generatora, u ovom slučaju kaveznog asinkronog generatora. Pritom vjetroturbina pretvara samo dio ukupne dostupne aerodinamičke snage vjetra, P_0 , u mehaničku snagu na osovini vjetroturbine, P_t , a omjer ovih dviju snaga:

$$c_p = \frac{P_t}{P_0} \tag{6.1}$$

naziva se svojstveni koeficijent ili aerodinamička iskoristivost [54, 106]. Omjer obodne brzine rotora i brzine vjetra (daleko ispred rotora) je:

$$\lambda = \frac{\omega_t R}{v_v} \tag{6.2}$$

gdje je:

R - radijus lopatica vjetroturbine,

 ω_t - kutna brzina vrtnje rotora vjetroturbine i

 v_v - brzina vjetra.

Iznos svojstvenog koeficijenta, c_p , funkcija je omjera brzina, λ , i kuta zakreta lopatica, β , [106, 107], kako je prikazano na slici 6.50. Sa slike se jasno vidi da se najveća vrijednost svojstvenog koeficijenta može ostvariti pri kutu zakreta $\beta = 0^{\circ}$.



Slika 6.50. Svojstveni koeficijent u ovisnosti o omjeru brzina (parametar je kut zakreta lopatica)

Na prikazanom primjeru, maksimalna vrijednost svojstvenog koeficijenta postiže se pri omjeru brzina $\lambda = 8$ te iznosi $c_p = 0,48$. Teoretski maksimum svojstvenog koeficijenta iznosi $c_{pmax} = 0,593$, odnosno 16/27, i naziva se Betzova granica ili Betzov koeficijent [108]. Dakle, prema Betzovom zakonu nijedna vjetroturbina ne može pretvoriti više od 59,3 % kinetičke energije vjetra u mehaničku energiju na rotoru. Međutim, realne maksimalne vrijednosti svojstvenog koeficijenta za dobro dizajnirane vjetroturbine kreću se u rasponu $c_p = 0,35-0,45$ [54].

Mehanička snaga vjetroturbine definirana je sljedećim izrazom [54, 106, 107]:

$$P_t = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v_v^3 c_p(\lambda, \beta)$$
(6.3)

gdje je ρ gustoća zraka (tipična vrijednost na nadmorskoj visini h = 0 m i pri temperaturi zraka T = 15 °C je $\rho = 1,225$ kg/m³).

Karakteristike ovisnosti mehaničke snage generatora pogonjenog vjetroturbinom nazivne snage 1,5 kW o brzini vrtnje generatora, n, za različite brzine vjetra, v_v , prikazane su na slici 6.51. Ove karakteristike su određene na temelju dostupnih parametara i karakteristike ovisnosti mehaničke snage o brzini vjetra za vjetroturbinu s horizontalnom

osi snage 5 kW, proizvođača Aerogenesis [109], namijenjene za pogon asinkronog generatora. Radi usklađivanja parametara vjetroturbine s parametrima asinkronog generatora korištenog u disertaciji, nazivna snaga spomenute vjetroturbine reducirana je na približno 1,5 kW, radijus lopatica je smanjen s R = 2,5 m na R = 1,7 m, što je uobičajena vrijednost radijusa lopatica za vjetroturbine s horizontalnom osi snage oko 1,5 kW [110], a prijenosni omjer mjenjačke kutije uvećan je 3 puta. Veza između mehaničke snage turbine i mehaničke snage generatora određena je gubicima u mehaničkom prijenosu snage između ova dva stupnja, a u ovom slučaju je uzeta tipična vrijednost od 95 % [111], odnosno:

$$P_m = 0.95P_t \tag{6.4}$$

Na temelju jednadžbi (6.2) i (6.3) moguće je izvesti izraz za okretni moment na pogonskom vratilu vjetroturbine:



 $M_{t} = \frac{P_{t}}{\omega_{t}} = \frac{1}{2} \rho R^{3} \pi v_{v}^{2} \frac{c_{p}(\beta, \lambda)}{\lambda}$ (6.5)

Slika 6.51. Karakteristike ovisnosti mehaničke snage SEIG-a o brzini vrtnje za različite brzine vjetra

Karakteristike ovisnosti okretnog momenta M_t o brzini vrtnje generatora moguće je odrediti pomoću izraza (6.5) i poznatog prijenosnog omjera mjenjačke kutije. U podpoglavlju 6.2.3, upravo su momentne karakteristike korištene za modeliranje vjetroturbine u programskom paketu MATLAB *Simulink*.

Općenito, maksimalna mehanička snaga vjetroturbine postiže se pri okretnom momentu nešto manjem od maksimalnog i pri brzini vrtnje generatora nešto većoj od one potrebne za postizanje maksimalnog okretnog momenta. Upravo zato su maksimumi karakteristika mehaničke snage generatora uvijek smješteni nešto udesno u odnosu na maksimume karakteristika okretnog momenta M_t , oboje izraženih u ovisnosti o brzini vrtnje vjetroturbine ili generatora [36]. Kod optimizacije rada vjetroturbine, u području brzina vjetra do nazivne, kao cilj se obično postavlja postizanje maksimuma mehaničke snage vjetroturbine iz raspoložive kinetičke energije vjetra. Na slici 6.51, krivulja maksimuma mehaničke snage predstavljena je isprekidanom linijom. Točkama na krivulji definirana je veza između maksimalne mehaničke snage i brzine vrtnje generatora priključenog na vjetroturbinu preko mjenjačke kutije.

U literaturi postoji cijeli niz radova koji se bave problematikom optimizacije brzine vrtnje vjetroturbine, odnosno brzine vrtnje generatora priključenog na vjetroturbinu. Pritom postoje različite metode za određivanje optimalnog iznosa brzine vrtnje.

U radu [35], za određivanje optimalnog iznosa brzine vrtnje vjetroturbine koristi se analitički izraz koji je izveden deriviranjem izraza za mehaničku snagu vjetroturbine po brzini vrtnje vjetroturbine te izjednačavanjem ove derivacije s nulom. Budući da izraz za mehaničku snagu vjetroturbine sadrži umnožak brzine vjetra i brzine vrtnje vjetroturbine, ovdje se radi o deriviranju nelinearne jednadžbe. Konačni izraz za optimalnu brzinu vrtnje vjetroturbine sadrži brzinu vjetra kao varijablu pa ova metoda zahtijeva mjerenje brzine vjetra. Također, za određivanje koeficijenata u konačnoj jednadžbi za optimalnu brzinu vrtnje vjetroturbine potrebno je poznavati niz parametara, poput snage vjetroturbine, radijusa lopatica, oblika lopatica, broja lopatica, kuta zakreta lopatica i specifične gustoće zraka.

U radovima [25, 26], za određivanje optimalne razine magnetiziranja generatora primijenjena je neizrazita logika, kako je objašnjeno u podpoglavlju 6.1. U istim radovima, slična metoda je korištena i za određivanje optimalne brzine vrtnje asinkronog generatora priključenog na vjetroturbinu. Ulazne varijable za neizraziti regulator brzine vrtnje

generatora su izlazna električna snaga sustava i predznak promjene referentnog iznosa brzine vrtnje generatora u prethodnom koraku, a izlazna varijabla je referentni iznos brzine vrtnje generatora. Metoda se temelji na pretraživanju globalnog maksimuma izlazne snage sustava na temelju promatranja utjecaja korekcije referentnog iznosa brzine vrtnje generatora na tu istu snagu. Prednosti ove metode su što ne zahtijeva poznavanje parametara vjetroturbine, ne zahtijeva mjerenje brzine vjetra, omogućuje brzu konvergenciju, neosjetljiva je na šum te je prilagodljiva s obzirom na promjene parametara sustava. S druge strane, kao nedostatak se može navesti računski zahtjevan algoritam koji je gotovo stalno aktivan (izuzev prekida kod kvarova ili za vrijeme trajanja prijelaznih pojava u sustavu). To, pak, implicira povećanje cijene sustava zbog potrebe za računalom i digitalnim signal procesorom koji se mogu nositi s postavljenim zadacima.

Osim toga, u literaturi su relativno često zastupljene metode za određivanje optimalne brzine vrtnje vjetroturbine/generatora koje se temelje na poznavanju karakteristike ovisnosti maksimalne mehaničke snage vjetroturbine o brzini vjetra [12] ili karakteristike ovisnosti svojstvenog koeficijenta c_p o omjeru brzina λ [27, 29]. Potonja metoda je korištena u algoritmu koji se razmatra u ovom podpoglavlju te je kasnije detaljnije objašnjena. Nedostatak ovih metoda je što se za navedene karakteristike ne može s potpunim pouzdanjem smatrati da odražavaju pravo stanje stvari, tim više što se uslijed dotrajalosti vjetroturbine s vremenom pouzdanost ovih karakteristika dodatno smanjuje. S druge strane, prednost ovih metoda je jednostavnost realizacije, unatoč potrebi za mjerenjem brzine vjetra.

6.2.1. Optimalna brzina vrtnje pogonskog stroja

Za svaki kut zakreta lopatica postoji iznos omjera λ pri kojem svojstveni koeficijent ima maksimalnu vrijednost, kako se vidi na slici 6.50. To znači da se pri određenoj brzini vjetra i kutu zakreta lopatica maksimalna snaga vjetroturbine može postići regulacijom kutne brzine rotora vjetroturbine na način da se postigne iznos omjera λ pri kojem je vrijednost svojstvenog koeficijenta za tu vjetroturbinu maksimalna. Do nazivne brzine vjetra, kut zakreta lopatica jednak je nuli pa se kutna brzina vjetroturbine podešava regulacijom radne snage rotora, odnosno regulacijom opterećenja generatora. Za brzine vjetra veće od nazivne, brzinom vjetroturbine upravlja se podešavanjem kuta zakreta lopatica u svrhu održavanja izlazne snage na nazivnom iznosu [54, 111]. U ovom radu se razmatra optimizacija brzine vrtnje vjetroturbine isključivo u području brzina vjetra do nazivne. Budući da je za ove brzine vjetra kut zakreta lopatica $\beta = 0^{\circ}$, svojstveni koeficijent je dovoljno definirati u funkciji omjera brzina. Na slici 6.52 prikazana je ovisnost iznosa svojstvenog koeficijenta o omjeru λ za ovdje razmatranu vjetroturbinu. Zvjezdice na slici 6.52 određene su na temelju točaka očitanih s karakteristike ovisnosti mehaničke snage vjetroturbine o brzini vjetra, koju je dao proizvođač turbine [109], dok puna linija predstavlja aproksimacijsku funkciju $c_p = f(\lambda)$, definiranu polinomom 8. stupnja (dodatak E).

Maksimalna vrijednost funkcije $c_p = f(\lambda)$ na slici 6.52 iznosi 0,393, a zabilježena je pri optimalnom omjeru brzina $\lambda_{opt} = 9,1$. To znači da za postizanje maksimalne mehaničke snage na ulazu generatora kutna brzina vrtnje vjetroturbine pomnožena s radijusom lopatica treba biti 9,1 puta veća od brzine vjetra, odnosno:



$$\omega_{t_opt} = \frac{\lambda_{opt} v_v}{R} = \frac{9.1 v_v}{R}$$
(6.6)

Slika 6.52. Svojstveni koeficijent u funkciji omjera brzina za vjetroturbinu snage 1,5 kW

Optimalna brzina vrtnje generatora se dakle može izračunati prema sljedećem izrazu:

$$n_{opt} = 9.1 v_v \frac{30}{R\pi} \frac{n}{n_t}$$
(6.7)

Iz izraza (6.7) slijedi da je optimalnu brzinu vrtnje generatora moguće u svakom trenutku izračunati na temelju mjerene brzine vjetra te na temelju poznavanja optimalnog omjera brzina λ_{opt} , radijusa lopatica vjetroturbine i prijenosnog omjera mjenjačke kutije. Tako izračunata brzina vrtnje predstavlja referentnu brzinu u sustavu, a moguće ju je postići adekvatnom regulacijom izlazne snage generatora.

U literaturi postoje različite metode za regulaciju izlazne snage generatora, a najviše su zastupljene one kod kojih se *q* komponenta struje statora koristi za podešavanje indeksa modulacije pretvarača spojenog između asinkronog generatora i istosmjernog kruga [25, 26, 29, 35] ili između istosmjernog kruga i trošila [12] te one kod kojih se izlazna snaga generatora regulira pomoću čoperom upravljanog balastnog trošila na kojeg se odvodi višak generirane snage [27]. Pritom se napon istosmjernog kruga obično održava na konstantnom iznosu.

U ovom radu, za potrebe regulacije brzine vrtnje generatora intervenira se u iznos napona istosmjernog kruga, odnosno u iznos napona na trošilu, a pritom je otpor trošila konstantnog iznosa. Ovakav pristup ne zahtijeva dodatne elektroničke sklopove ni balastno trošilo, a primjenjiv je za trošila poput električnih grijača koja je moguće napajati istosmjernim naponom promjenjivog iznosa. Shema predloženog sustava s optimizacijom brzine vrtnje SEIG-a prikazana je na slici 6.53. Posebno su označeni oni blokovi koji se odnose na optimizaciju brzine vrtnje generatora. U predloženom regulacijskom sustavu generatoru je preko trofaznog usmjerivača s IGBT tranzistorima priključeno radno trošilo. Iznos napona na trošilu potreban za postizanje optimalne brzine vrtnje generatora dobiva se kao izlazni signal iz PI regulatora brzine vrtnje generatora. Ovaj signal je ujedno referentni signal za PI regulator napona na trošilu. Algoritmi za izračun međuinduktiviteta i otpora gubitaka u željezu (slike 4.8b i 4.8c) uključeni su u sustav, ali pripadajući blokovi su radi jednostavnosti izostavljeni na slici 6.53.



Slika 6.53. Shema sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu i s optimizacijom brzine vrtnje generatora pri promjenjivoj snazi trošila

Princip optimizacije brzine vrtnje generatora ilustriran je na slikama 6.54 i 6.55. Na slici 6.54, početna radna točka je označena s A, a ciljana optimalna radna točka s B. Kako se vidi, u točki B se postiže maksimalna mehanička snaga za brzinu vjetra v_{v3} . Da bi se iz točke A došlo u točku B nužno je brzinu vrtnje generatora smanjiti s n_A na n_B . Smanjenje brzine vrtnje generatora moguće je postići povećanjem snage trošila. U uvjetima konstantnog iznosa otpora trošila to je moguće postići povećanjem napona na trošilu, kako je prikazano na slici 6.55.



Slika 6.54. Promjena položaja radne točke na karakteristici mehaničke snage vjetroturbine tijekom procesa optimizacije brzine vrtnje



Slika 6.55. Promjene iznosa napona na trošilu, snage na trošilu i brzine vrtnje generatora tijekom procesa optimizacije brzine vrtnje generatora

Nakon što se za određenu brzinu vjetra definira i postigne optimalna brzina vrtnje generatora, postavlja se pitanje koliki dio mehaničke snage turbine se preda trošilu, a koliki dio se potroši na gubitke u generatoru. Drugim riječima, preostaje riješiti problem optimalne raspodjele gubitaka u generatoru, odnosno optimalne razine magnetiziranja s obzirom na zadane parametre sustava. Problem optimizacije razine magnetiziranja SEIG-a u sustavu IRFO vektorske regulacije već je razmatran u podpoglavlju 6.1, ali u kontekstu generatora pogonjenog strojem s brzinom vrtnje neovisnom o snazi trošila. Međutim, kako je pokazano u idućem podpoglavlju, tada određeni optimalni referentni iznosi magnetskog toka rotora mogu se primijeniti i za optimizaciju SEIG-a pogonjenog vjetroturbinom.

6.2.2. Programiranje optimalnog referentnog iznosa ulančenog magnetskog toka rotora primjenom pregledne tablice

U podpoglavlju 6.1 pokazano je da je optimizacijom referentnog iznosa magnetskog toka rotora u sustavu IRFO vektorske regulacije SEIG-a moguće minimizirati gubitke u generatoru, odnosno povećati ukupnu iskoristivost sustava. Karakteristikama prikazanim na slikama 6.39 i 6.49 definirane su optimalne radne točke razmatranog SEIG-a s aspekta magnetiziranja stroja, u relativno širokim rasponima brzine vrtnje generatora, napona na trošilu i otpora trošila. Ovdje treba istaknuti da su optimalne radne točke jednoznačno definirane s tri navedena parametra te ne ovise o tipu pogonskog stroja. Tip pogonskog stroja u konačnici utječe isključivo na odabir metode izvršavanja optimizacije magnetskog toka u realnom vremenu. Tako, primjerice, metodu opisanu u podpoglavlju 6.1.3 nije moguće primijeniti za optimizaciju u realnom vremenu u slučaju kada je SEIG pogonjen vjetroturbinom. Ipak, moguće ju je primijeniti za određivanje karakteristika ovisnosti optimalnih iznosa magnetskog toka rotora o brzini vrtnje generatora, naponu na trošilu i otporu trošila, bilo na simulacijskoj ili eksperimentalnoj razini, s tim da ove karakteristike treba odrediti tijekom laboratorijskog ispitivanja asinkronog generatora, odnosno prije priključka na vjetroturbinu. Prednost koja iz ovoga proizlazi je relativno brzo i automatizirano određivanje karakteristika optimalnog magnetskog toka rotora.

S obzirom na navedeno, karakteristike referentnih iznosa magnetskog toka rotora određene primjenom neizrazite logike u podpoglavlju 6.1.3 u ovom se podpoglavlju smatraju skupom podataka prikupljenih u fazi laboratorijskog ispitivanja generatora. Ove karakteristike je moguće programirati u programskom paketu MATLAB *Simulink* primjenom pregledne tablice s tri ulazne i jednom izlaznom varijablom (3-D pregledna tablica), kako je prikazano na slici 6.56. Preglednu tablicu je zatim moguće implementirati u sustav IRFO vektorske regulacije SEIG-a na način kako je prikazano na slici 6.57.



Slika 6.56. Generiranje referentnog iznosa magnetskog toka rotora primjenom 3-D pregledne tablice



Slika 6.57. Shema sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu i s optimizacijom brzine vrtnje generatora i referentnog iznosa magnetskog toka rotora pri promjenjivoj snazi trošila

Na slici 6.57, 3-D pregledna tablica za optimizaciju referentnog iznosa magnetskog toka rotora smještena je dolje lijevo. Kao i na slici 6.53, algoritmi za izračun međuinduktiviteta i otpora gubitaka u željezu (slike 4.8b i 4.8c, redom) uključeni su u sustav, ali su pripadajući blokovi radi jednostavnosti izostavljeni na shemi.

Kada je SEIG pogonjen vjetroturbinom, minimizacijom električnih gubitaka u generatoru omogućuje se da se maksimalan udio mehaničke snage generatora preda trošilu. Na taj se način povećava ukupna korisnost sustava te se ujedno smanjuje zagrijavanje i produljuje radni vijek generatora.

6.2.3. Provjera optimizacijskog algoritma na simulacijskoj i eksperimentalnoj razini

Za potrebe simulacijske i eksperimentalne analize, aerodinamički dio modela vjetroturbine snage 1,5 kW realiziran je na temelju karakteristika prikazanih na slici 6.51, odnosno iz njih izvedenih karakteristika okretnog momenta koje su rekonstruirane pomoću pregledne tablice s linearnom interpolacijom-ekstrapolacijom točaka. U tu svrhu korištena je dvodimenzionalna (2-D) pregledna tablica s okretnim momentom, m_t , i brzinom vjetra, v_{ν} , kao ulaznim varijablama, te s brzinom vrtnje generatora, n, kao izlaznom varijablom. Opisani princip generiranja brzine vrtnje generatora ilustriran je na slici 6.58.

Brzina vjetra se zadaje ručno, u vidu signala konstantnog iznosa. Na taj su način zanemarene oscilacije u brzini vjetra koje su prisutne u realnoj situaciji. Međutim, kako je algoritam namijenjen za optimizaciju brzine vrtnje generatora na temelju srednje izmjerene vrijednosti brzine vjetra, koja se može smatrati konstantnom u određenom vremenskom razdoblju, ovo pojednostavljenje je opravdano. Okretni moment vjetroturbine u simulacijama je određen kao kvocijent izračunate mehaničke snage generatora i kutne brzine vrtnje generatora, a u eksperimentima je određen mjerenjem pomoću mjernog člana momenta TMB 308 smještenog na osovini između pogonskog stroja (tj. istosmjernog motora) i asinkronog generatora.

Mehanički dio modela vjetroturbine pojednostavljen je zanemarenjem niza mehaničkih parametara poput trenja u osovini turbine, vibracija tornja i lopatica, efekta sjene tornja i sl. Međutim, kako se radi o vjetroturbini relativno malih dimenzija, mase i nazivne snage, za ilustraciju principa djelovanja algoritma ova zanemarenja nisu presudna. U svrhu uračunavanja inercije vjetroturbine, signal na izlazu iz pregledne tablice provučen je kroz diskretni član prvog reda s jediničnim pojačanjem istosmjerne komponente, prikazan na slici 6.59b. Iznos pola z = 0,999 u z-ravnini odgovara iznosu pola s = -10 u s-ravnini, što daje vremensku konstantu T = 0,1 s. U simulacijama, signal na izlazu iz diskretnog člana prvog reda preračunat je u kutnu brzinu vrtnje generatora u s⁻¹ te je korišten kao ulazna varijabla za matematički model asinkronog generatora (podsustav *Asinkroni generator* na slici 6.59a). U eksperimentima, signal na izlazu iz diskretnog člana prvog reda skaliran je s omjerom 1/1500 (±1500 o/min $\rightarrow \pm 1$) i preko digitalno-analognog pretvarača proslijeđen na analogni izlaz upravljačke kartice DS1104 kao naponski signal u rasponu od -10V do +10V.



Slika 6.58. Generiranje brzine vrtnje generatora primjenom 2-D pregledne tablice

Analogni naponski signal s izlaza upravljačke kartice DS1104 dalje je korišten kao vanjski analogni referentni signal za reverzioni usmjerivač SIMOREG DC-MASTER, tipa 6RA70, koji je u sklopu laboratorijske makete korišten za pogon i regulaciju brzine vrtnje istosmjernog motora kojim je oponašana vjetroturbina. Pritom je omjer referentnog naponskog signala i referentnog iznosa za brzinu vrtnje u parametrima reverzionog usmjerivača za pogon istosmjernog motora definiran kao $\frac{u_{ref}}{n_{ref}} = \frac{\pm 10 \text{ V}}{\pm 1500 \text{ o/min}}$.

Za potrebe simulacijske analize optimizacijskog algoritma, simulacijski model sustava opisan u podpoglavlju 5.1 (slika 5.1) nadograđen je uvođenjem 3-D pregledne tablice za generiranje optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora, prikazane na slici 6.56, i 2-D pregledne tablice za generiranje brzine vrtnje generatora, prikazane na slici 6.58. Također, uveden je PI regulator brzine vrtnje generatora s referentnim iznosom određenim prema izrazu (6.7), kako je prikazano na slici 6.57. Parametri PI regulatora brzine vrtnje generatora iznose $K_{\omega} = 5$ i $T_{\omega} = 0,3$ s, a određeni su metodom pokušaja i pogreške u sklopu simulacija. Konačno, pomoću sklopki je omogućeno da se u svakom trenutku uključi ili isključi optimizacija brzine vrtnje generatora isključena, referentni iznos napona na trošilu se zadaje ručno. S druge strane, kada je optimizacija magnetskog toka rotora isključena, referentni iznos mu je određen prema izrazu (4.35). Simulacijski model sustava prikazan je na slici 6.59.



Slika 6.59. Simulacijski model sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s optimizacijom brzine vrtnje generatora i referentnog iznosa magnetskog toka rotora pri promjenjivoj snazi trošila: a) cijeli sustav i b) unutrašnjost podsustava - Vjetroturbina

Na sličan način je za potrebe eksperimentalne analize optimizacijskog algoritma izvršena nadogradnja modela koji je u podpoglavlju 5.2. korišten za eksperimentalnu analizu sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu (slika 5.22). I ovdje su, dakle, dodane dvije pregledne tablice: jedna za proračun optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora, a druga za generiranje referentnog signala za pretvarač SIMOREG DC-MASTER. Omogućeno je i uključivanje/isključivanje optimizacije brzine vrtnje generatora i/ili referentnog iznosa magnetskog toka rotora pomoću odgovarajućih sklopki. Model optimizacijskog algoritma za implementaciju u digitalni signal procesor i aplikaciju u realnom vremenu izrađen je u programskom paketu MATLAB *Simulink*, a prikazan je na slici 6.60.

Na slikama 6.59 i 6.60, osim dvaju vremena uzorkovanja $T_{s1} = 1/28000$ s i $T_{s2} = 1/4000$ s koji su korišteni i u modelima razmatranim u petom poglavlju, ovdje je, kako u simulacijama tako i u eksperimentima, uvedeno i treće vrijeme uzorkovanja. Vrijeme uzorkovanja T_{s3} koristi se za onaj dio modela koji se odnosi na generiranje optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora. Kod izbora iznosa vremena uzorkovanja T_{s3} javljaju se dva suprotstavljena zahtjeva. Naime, kako bi se postiglo čim veće rasterećenje procesora i radne memorije računala tijekom izvršavanja programa, poželjno je da vrijeme uzorkovanja T_{s3} bude čim veće. S druge strane, kako bi se osigurala dovoljno brza prilagodba referentnog iznosa magnetskog toka rotora na eventualne promjene parametara o kojima ovisi, poželjno je da vrijeme uzorkovanja T_{s3} bude čim manje. Konačni odabrani iznos $T_{s3} = 1/10$ s zadovoljava oba zahtjeva. Karakteristike i parametri vjetroturbine potrebni za generiranje referentne i stvarne brzine vrtnje generatora, odnosno referentnog signala za reverzioni usmjerivač SIMOREG DC-MASTER, definirani su u sklopu m-fajla s ostalim parametrima sustava (dodatak C).











c)

Slika 6.60 Model optimizacijskog algoritma u programskom paketu MATLAB Simulink za implementaciju u digitalni signal procesor: a) cijeli algoritam, b) unutrašnjost podsustava - udc refic) unutrašnjost podsustava - psi ref

Simulacijski primjer za optimizacijski algoritam

U svrhu provjere razvijenog optimizacijskog algoritma na simulacijskoj razini izvršena je simulacija sljedećeg režima: u trenutku t = 0 s, brzina vjetra je $v_v = 7$ m/s, priključeno je radno trošilo $R_{dc} = 220 \ \Omega$, a optimizacije referentnog iznosa magnetskog toka rotora i brzine vrtnje generatora nisu aktivne (referentni napon na trošilu je zadan ručno i iznosi $u_{dc}^* = 300 \text{ V}$); u trenutku t = 4 s, uključena je optimizacija referentnog iznosa magnetskog toka rotora; u trenutku t = 8 s, uključena je i optimizacija brzine vrtnje generatora; u trenutku t = 12 s, iznos trošila je promijenjen s $R_{dc} = 220 \ \Omega$ na $R_{dc} = 175 \ \Omega$; konačno, u trenutku t = 16 s, brzina vjetra je promijenjena s $v_v = 7$ m/s na $v_v = 8$ m/s.

Na slikama 6.61 i 6.62 prikazani su simulacijski rezultati za gore opisani režim.



Slika 6.61. Simulacijski odzivi: a) otpora trošila i b) brzine vjetra



Slika 6.62. Simulacijski odzivi: a) referentnog iznosa magnetskog toka rotora, b) brzine vrtnje generatora, c) napona na trošilu i d) mehaničke snage generatora

Do četvrte sekunde simulacije, referentni iznos magnetskog toka rotora definiran je izrazom (4.35) i jednak je $\Psi_r^* = 0,65$ Wb, kutna brzina vrtnje generatora $\omega = 259,65$ s⁻¹ (n = 1239,74 o/min) određena je iznosom mehaničke snage generatora prema karakteristikama na slici 6.51, a radna točka je smještena desno od maksimuma karakteristike dane za brzinu vjetra $v_v = 7$ m/s.

Od četvrte sekunde nadalje aktivna je optimizacija referentnog iznosa magnetskog toka rotora (trenutak aktivacije optimizacije označen je isprekidanom linijom na slici 6.62a), ali je optimizacija brzine vrtnje generatora i dalje neaktivna pa je referentni napon na trošilu i dalje jednak $u_{dc}^* = 300$ V, a snaga na trošilu nepromijenjena. Postavljanje referentnog magnetskog toka rotora na optimalan iznos $\Psi_r^* = 0,56$ Wb rezultiralo je smanjenjem gubitaka u generatoru, a time i mehaničke snage generatora za $\Delta P_m = -3,7$ W. Smanjenje mehaničke snage dovelo je do povećanja kutne brzine vrtnje generatora za $\Delta \omega = 0,43$ s⁻¹.

Nakon aktivacije optimizacije brzine vrtnje generatora u osmoj sekundi (isprekidana linija na slici 6.62b) došlo je do promjena u brzini vrtnje generatora, naponu na trošilu, mehaničkoj snazi generatora i referentnom iznosu magnetskog toka rotora. U signalu regulirane brzine vrtnje generatora zabilježen je odziv aperiodskog karaktera. Referentni iznos kutne brzine vrtnje generatora $\omega^* = 224,82 \text{ s}^{-1}$ (n = 1073,44 o/min) dostignut je s vremenom smirivanja $t_s = 0,59 \text{ s}$. Smanjenje brzine vrtnje generatora na referentni iznos postignuto je na račun povećanja njegove mehaničke snage od $\Delta P_m = 31,40$ %, odnosno na račun povećanja snage na trošilu od $\Delta P_{dc} = 29,43$ %. Budući da je došlo do promjena u parametrima sustava o kojima ovisi optimalna razina magnetiziranja SEIG-a, referentni magnetski tok rotora je poprimio novi iznos od $\Psi_r^* = 0,68$ Wb.

Smanjenje otpora trošila u dvanaestoj sekundi rezultiralo je smanjenjem napona na trošilu. Ovo je razumljivo ako se uzme u obzir uvjet zadržavanja mehaničke snage generatora (zbroj snage na trošilu i gubitaka u generatoru) na istom maksimalnom iznosu kao prije promjene otpora trošila. Budući da je snaga na trošilu obrnuto proporcionalna otporu trošila i upravo proporcionalna kvadratu napona na trošilu, promjena otpora trošila uvijek je praćena približno proporcionalnom istovjetnom promjenom kvadrata napona na trošilu. Promjena kvadrata napona nije u potpunosti proporcionalna s promjenom iznosa trošila budući da gubici u generatoru mogu varirati za različite režime te stoga nije moguće u svim režimima jednaki udio mehaničke snage generatora predati trošilu. Iz tog razloga je korisnost sustava koja je zabilježena između osme i dvanaeste sekunde simulacije različita od one koja je zabilježena između dvanaeste i šesnaeste sekunde, kako se vidi u tablici 6.3, iako je stacionarni iznos mehaničke snage $P_m = 703,5$ W nepromijeno u cijelom intervalu

od osme do šesnaeste sekunde. U ovom intervalu, referentni iznos brzine vrtnje generatora također je nepromijenjen jer je brzina vjetra nepromijenjena. Promjena iznosa trošila u dvanaestoj sekundi uzrokovala je kratkotrajni propad u reguliranoj brzini vrtnje generatora s maksimalnim iznosom od 3,09 % i promjenu optimalnog referentnog iznosa magnetskog toka rotora na $\Psi_r^* = 0,73$ Wb.

Konačno, povećanje brzine vjetra u šesnaestoj sekundi podrazumijeva povećanje maksimalnog iznosa mehaničke snage prema karakteristikama na slici 6.51, stoga i povećanje referentnog iznosa brzine vrtnje generatora. Novi maksimalni iznosi mehaničke snage i referentne kutne brzine vrtnje generatora su $P_m = 1041$ W i $\omega^* = 256,94$ s⁻¹ (n = 1226,80 o/min), redom. Veći iznos mehaničke snage na ulazu generatora podrazumijeva i veći iznos snage koji je moguće predati trošilu. S obzirom na nepromijenjeni otpor trošila, povećanje snage na trošilu postiže se povećanjem napona na trošilu, kako se vidi na slici 6.62c. Promjena referentnog iznosa brzine vrtnje generatora od 52,15 %. Iako se ovaj prebačaj može činiti relativno velikim, treba imati na umu da je nastao kao posljedica skokovite promjene brzine vjetra, odnosno trenutnog skoka radne točke sustava s jedne karakteristike ovisnosti mehaničke snage o brzini vrtnje generatora na drugu. U stvarnosti, trenutne skokovite promjene u brzini vjetra se ne mogu dogoditi pa je za očekivati znatno blaže prijelazne pojave u brzini vrtnje generatora. Optimalni referentni iznos magnetskog toka rotora za ove parametre sustava je $\Psi_r^* = 0,77$ Wb.

t [s]	η [%]
0 - 4	75.86
(bez optimizacije toka i brzine)	75,80
4 - 8	76.36
(samo optimizacija toka)	70,30
8 - 12	75 22
(optimizacija toka i brzine)	15,52
12 - 16	
(smanjen otpor trošila	74,68
uz optimizaciju toka i brzine)	
16 - 20	
(povećana brzina vjetra	76,55
uz optimizaciju toka i brzine)	

Tablica 6.3. Simulacijski određene korisnosti sustava u stacionarnim stanjima

U tablici 6.3 navedeni su postotni stacionarni iznosi korisnosti sustava zabilježeni u određenim intervalima simulacije. Kako se može vidjeti, uključenjem optimizacije referentnog iznosa magnetskog toka rotora postignuto je povećanje korisnosti od 0,5 %. S druge strane, uključenje optimizacije brzine vrtnje generatora rezultiralo je smanjenjem ukupne korisnosti za 1,04 %. Iako je pojam optimizacije naizgled kontradiktoran sa smanjenjem korisnosti koje je ovdje zabilježeno, treba znati da optimizacija brzine vrtnje generatora nije usmjerena na maksimizaciju korisnosti sustava već isključivo na maksimizaciju korisnosti vjetroturbine (maksimalno iskorištenje dostupne aerodinamičke energije vjetra). Istovremenom optimizacijom referentnog iznosa magnetskog toka rotora pritom se osigurava da se minimalan udio ulazne mehaničke snage generatora potroši na gubitke u generatoru, odnosno da se maksimalan udio ulazne snage preda dalje trošilu. Nakon promjene otpora trošila u dvanaestoj sekundi, kao i nakon promjene brzine vjetra u šesnaestoj sekundi, zadržan je približno isti nivo korisnosti sustava kao prije nastupa ovih promjena. Srednja vrijednost korisnosti za ukupni interval promatranja je $\eta = 75,75$ %.

Eksperimentalni primjer za optimizacijski algoritam

Valjanost razvijenog optimizacijskog algoritma provjerena je i na eksperimentalnoj razini, za radni režim s istim parametrima kao u prethodnom simulacijskom primjeru. Ipak, valja primijetiti da su aktivacije optimizacija i promjene iznosa parametara sustava u eksperimentalnom primjeru izvršene s malim vremenskim pomakom u odnosu na simulacijski primjer. Primjerice, optimizacija magnetskog toka rotora aktivirana je u t = 4,15 s umjesto u t = 4 s, a promjena otpora trošila izvršena je u t = 12,90 s umjesto u t = 12 s. Uzrok vremenskih pomaka je ljudski faktor (prijelazne pojave nisu prethodno programirane, nego su ručno inicirane). Ovi pomaci, međutim, nemaju nikakvog značaja za eksperimentalnu provjeru valjanosti algoritma i usporedbu sa simulacijskim rezultatima. Na slikama 6.63 i 6.64 prikazani su eksperimentalno dobiveni rezultati za gore opisani režim.

Kao i u simulaciji, referentni iznos magnetskog toka rotora definiran je izrazom (4.35) sve do trenutka uključenja optimizacije magnetskog toka rotora. Međutim, zbog nešto manjeg iznosa brzine vrtnje generatora ($\Delta \omega = -2,65 \text{ s}^{-1}$), referentni iznos magnetskog toka rotora ovdje je za približno 0,01 Wb veći nego u simulaciji (manji nazivnik izraza (4.35)). Budući da se radna točka nalazi na stabilnom dijelu karakteristike ovisnosti mehaničke snage o brzini vrtnje generatora (slika 6.51), tj. desno od maksimuma, manja brzina vrtnje
generatora ukazuje na veću mehaničku snagu generatora. U uvjetima jednake snage na trošilu, razlika u mehaničkim snagama dobivenim u simulaciji i eksperimentu može se pripisati isključivo razlici između stvarnih i u simulacijama uračunatih gubitaka u sustavu. Ova razlika je u najvećoj mjeri posljedica zanemarenja nekih gubitaka u simulaciji, poput gubitaka PWM usmjerivača te mehaničkih i dodatnih gubitaka asinkronog stroja, a u manjoj mjeri je posljedica eventualne pogreške u određivanju iznosa uračunatih gubitaka.

Na slici 6.64a, trenutak aktivacije optimizacije referentnog iznosa magnetskog toka rotora označen je isprekidanom linijom. Postavljanje magnetskog toka rotora na optimalni referentni iznos $\Psi_r^* = 0,71$ Wb rezultiralo je smanjenjem mehaničke snage generatora za $\Delta P_m = -5,0$ W i, posljedično, povećanjem korisnosti sustava, kako se može vidjeti u tablici 6.4. Uslijed smanjenja mehaničke snage, brzina vrtnje generatora se povećala za $\Delta \omega = 1,0$ s⁻¹.



Slika 6.63. Eksperimentalni odzivi: a) otpora trošila i b) brzine vjetra



Slika 6.64. Eksperimentalni odzivi: a) referentnog iznosa magnetskog toka rotora, b) brzine vrtnje generatora, c) napona na trošilu i d) mehaničke snage generatora

Aktivacija optimizacije brzine vrtnje generatora u t = 8,38 s (isprekidana linija na slici 6.64b) uzrokovala je aperiodski odziv regulirane brzine vrtnje generatora, s vremenom smirivanja $t_s = 0,65$ s. Referentni iznos brzine vrtnje generatora isti je kao u simulacijskom primjeru. Uslijed optimizacije brzine vrtnje generatora, mehanička snaga generatora je povećana za $\Delta P_m = 24,92$ %, a snaga na trošilu je povećana za $\Delta P_{dc} = 23,21$ %. Iako su u simulaciji i eksperimentu postignuti isti iznosi mehaničke snage generatora, u eksperimentu je postignuti iznos snage na trošilu za 4,66 % manji nego u simulaciji, uglavnom zbog zanemarenja prethodno spomenutih gubitaka u simulacijskom modelu. Odatle i manji iznos korisnosti u eksperimentu nego u simulaciji (tablice 6.3 i 6.4). S obzirom na promijenjene prilike u sustavu, novi optimalni referentni iznos magnetskog toka rotora je $\Psi_r^* = 0,83$ Wb.

Smanjenje iznosa trošila u t = 12,90 s praćeno je smanjenjem napona na trošilu i referentnog iznosa magnetskog toka rotora na $\Psi_r^* = 0,81$ Wb. U reguliranoj brzini vrtnje generatora zabilježen je propad s maksimalnim iznosom od 2,27 %. Nije došlo do promjene brzine vjetra pa je referentni iznos brzine vrtnje generatora ostao nepromijenjen.

Promjena u brzini vjetra nastupila je u trenutku t = 17,10 s. Skokovita promjena referentnog iznosa brzine vrtnje generatora rezultirala je prebačajem u odzivu regulirane brzine vrtnje generatora s maksimalnim iznosom od 50,09 %, što je iznos sličan onome zabilježenom u simulacijskom primjeru. Odzivi napona na trošilu i mehaničke snage generatora su također slični onima u simulacijskom primjeru. Konačni optimalni referentni iznos magnetskog toka rotora je $\Psi_r^* = 0,89$ Wb.

t [s]	η [%]
0 - 4,15	71 77
(bez optimizacije toka i brzine)	/1,//
4,15 - 8,38	72.53
(samo optimizacija toka)	12,00
8,38 - 12,90	71.66
(optimizacija toka i brzine)	/1,00
12,90 - 17,10	
(smanjen otpor trošila	72,67
uz optimizaciju toka i brzine)	
17,10 - 20	
(povećana brzina vjetra	74,17
uz optimizaciju toka i brzine)	

Tablica 6.4. Eksperimentalno određene korisnosti sustava u stacionarnim stanjima

U tablici 6.4 navedeni su postotni stacionarni iznosi korisnosti sustava zabilježeni u određenim intervalima eksperimenta. Kako se može vidjeti u tablici 6.4, nakon uključenja optimizacije referentnog iznosa magnetskog toka rotora postignuto je povećanje korisnosti za $\Delta \eta = 0,76$ %, a nakon uključenja optimizacije brzine vrtnje generatora došlo je do smanjenja korisnosti za $\Delta \eta = 0,87$ %. Također, može se zaključiti da promjene iznosa trošila i brzine vjetra nisu rezultirale značajnim promjenama u korisnosti sustava. Srednja vrijednost korisnosti za ukupni interval promatranja iznosi $\eta = 72,56$ %, što je za 3,19 % manje u odnosu na simulacijski primjer.

7. PROCJENA GUBITAKA USMJERIVAČA U SUSTAVU VEKTORSKE REGULACIJE SAMOUZBUDNOG ASINKRONOG GENERATORA

U sustavima vektorske regulacije SEIG-a, jednu od osnovnih komponenti čini trofazni PWM usmjerivač sastavljen od IGBT tranzistora i pripadajućih porednih dioda. Osnovna topologija ovog usmjerivača u kontekstu razmatranog regulacijskog sustava prikazana je na slici 7.1. U dosadašnjem dijelu disertacije, PWM usmjerivač je u sklopu simulacijske analize sustava vektorske regulacije bio modeliran u vidu pretvarača sastavljenog od idealnih sklopki bez gubitaka (tj. $P_{ul} = P_{iz}$). Idealizirano modeliranje PWM usmjerivača izvršeno je radi pojednostavljenja simulacijskog modela regulacijskog sustava. Međutim, ovim postupkom nedvojbeno je umanjena točnost simulacijskih rezultata. Primjerice, odstupanja između simulacijski i eksperimentalno određenih optimalnih referentnih iznosa magnetskog toka rotora zabilježena u podpoglavlju 6.1 te odstupanja između simulacijski i eksperimentalno određenih iznosa ulazne mehaničke snage sustava zabilježena u podpoglavlju 6.2 zasigurno su jednim dijelom posljedica zanemarenja gubitaka PWM usmjerivača. Odstupanja u iznosima mehaničke snage nepovoljno se odražavaju na točnost procjene stvarnih iznosa gubitaka/korisnosti sustava.



Slika 7.1. Osnovna topologija trofaznog PWM usmjerivača u sustavu vektorske regulacije SEIG-a

Gubitke PWM usmjerivača moguće je podijeliti na gubitke vođenja, sklopne gubitke (tj. gubitke uklapanja i isklapanja) i gubitke blokiranja, s tim da su ovi posljednji zanemarivi. Gubitke svake pojedine poluvodičke komponente PWM usmjerivača (tj. svakog IGBT-a i diode) moguće je svrstati u iste kategorije, s tim da su kod dioda gubici uklapanja zanemarivi pa se u obzir uzimaju samo gubici vođenja i gubici isklapanja. Ukupni gubici usmjerivača jednaki su zbroju pojedinačnih gubitaka na pripadajućim poluvodičkim sklopkama. Gubitke PWM usmjerivača je, međutim, u pravilu vrlo teško točno odrediti zbog njihove ovisnosti o nizu parametara, poput sklopne frekvencije, amplitude i frekvencije struje/napona statora, temperature poluvodiča i sl. U konkretnom slučaju koji se razmatra u disertaciji, određivanje gubitaka PWM usmjerivača dodatno je otežano zbog promjenjivosti i nepredvidivosti sklopne frekvencije koje su posljedica histereznog načina upravljanja IGBT tranzistorima.

U ovom poglavlju cilj je izvršiti procjenu gubitaka PWM usmjerivača u sustavu vektorske regulacije SEIG-a te dobivene iznose gubitaka usmjerivača iskoristiti za korekciju maksimalnih iznosa korisnosti sustava određenih simulacijski u podpoglavlju 6.1. Na taj se način očekuje postići bolje slaganje izračunatih iznosa korisnosti sustava vektorske regulacije SEIG-a i stvarnih eksperimentalno određenih iznosa. Međutim, da bi se korekcija mogla izvesti, potrebno je najprije utvrditi odgovarajuću metodu za izračun iznosa gubitaka PWM usmjerivača.

7.1. Algoritam za izračun iznosa gubitaka histerezno upravljanog trofaznog usmjerivača s IGBT tranzistorima i porednim diodama

Općenito, osnovni kriteriji kod odabira metode za izračun gubitaka pretvarača energetske elektronike su jednostavnost primjene i točnost. Međutim, kako su ova dva zahtjeva obično međusobno suprotstavljena, najčešće je nužno pronaći kompromisno rješenje. Osim toga, u konkretnom primjeru je nužno prilikom izbora odgovarajuće metode uzeti u obzir i mogućnost primjene metode na pretvarače s promjenjivom sklopnom frekvencijom. Većina dostupnih metoda, međutim, podrazumijeva konstantnu sklopnu frekvenciju [112]-[116]. Metode temeljene na toplinskim mjerenjima, iako primjenjive bez obzira na sklopnu frekvenciju, zahtijevaju poznavanje toplinskih otpora komponenti pretvarača i ugradnju temperaturnih senzora, što može biti skupo i nezgodno [117]-[120]. Metoda objavljena u [121] pak zahtijeva detaljno poznavanje fizičke strukture IGBT

tranzistora i diode te uključuje opsežnu simulacijsku analizu. U radovima [122]-[126] objavljene su metode koje imaju potencijal za primjenu na pretvarače s promjenjivom sklopnom frekvencijom, ali dosad su testirane samo za konstantnu sklopnu frekvenciju.

U radu [52] objavljena je jednostavna i točna metoda za izračun gubitaka pretvarača s IGBT tranzistorima i porednim diodama, koja je primjenjiva neovisno o sklopnoj frekvenciji. Algoritam na kojem se temelji ova metoda zahtijeva samo poznavanje dostupnih kataloških podataka korištenog IGBT modula i triju ulaznih varijabli: napona istosmjernog kruga, fazne struje i upravljačkih signala za gornji IGBT tranzistor u pripadajućoj grani pretvarača. Ove varijable su općenito lako mjerljive, a moguće ih je odrediti i na temelju simulacija. Osim toga, spomenuta metoda je neovisna o poznavanju kompleksnog modela, fizičkih svojstava i temperature poluvodiča. Točnost ove metode ispitana je u [52] na temelju usporedbe s rezultatima dobivenim primjenom komercijalnog softvera za izračun gubitaka pretvarača, odnosno u [53] usporedbom s rezultatima dobivenim na temelju eksperimentalnih mjerenja. Pritom je ustanovljena srednja vrijednost pogreške manja od 8 %, za konstantnu i za promjenjivu sklopnu frekvenciju, što je manje od pogrešaka prethodno objavljenih u [116] i [126].

S obzirom na navedeno, u ovom poglavlju je za izračun gubitaka histerezno upravljanog usmjerivača u sustavu vektorske regulacije SEIG-a primijenjena upravo metoda objavljena u [52]. Navedena metoda odabrana je, dakle, zbog jednostavnosti primjene i dobre točnosti. Jednostavnost primjene posljedica je zanemarenja temperaturne ovisnosti gubitaka poluvodiča i činjenice da metoda ne zahtijeva modeliranje IGBT tranzistora i poredne diode već samo poznavanje pripadajućih dostupnih kataloških podataka i triju lako mjerljivih ulaznih varijabli. Osim toga, primjena pripadajućeg algoritma za izračun gubitaka PWM usmjerivača u razmatranom regulacijskom sustavu ne zahtijeva uvođenje dodatnih mjernih članova budući da upravljačke signale za svaki od šest IGBT tranzistora PWM usmjerivača generira regulacijski algoritam, u vidu izlaznih signala histereznih strujnih regulatora, a napon istosmjernog kruga i struje u fazama ionako se mjere za potrebe regulacijskog algoritma.

Princip rada algoritma za izračun gubitaka PWM usmjerivača

U regulacijskom sustavu razmatranom u disertaciji, sklopna stanja IGBT tranzistora PWM usmjerivača određena su izlazima histereznih strujnih regulatora. Struktura i princip rada klasičnog histereznog strujnog regulatora, kakav je korišten u razmatranom regulacijskom sustavu, prikazani su na slici 7.2. Cilj kod histerezne strujne regulacije je zadržati reguliranu struju unutar zadanog histereznog pojasa, smještenog oko referentne struje. U konkretnom slučaju, budući da se radi o regulaciji faznih struja statora SEIG-a, referentna struja ima sinusni valni oblik. Strujna pogreška Δi , tj. razlika između referentne fazne struje statora (u simulacijama i eksperimentima generirane od strane regulacijskog algoritma) i stvarne fazne struje statora (u simulacijama računate na temelju jednadžbi asinkronog stroja, a u eksperimentima mjerene pomoću strujnog senzora) predstavlja ulazni signal za histerezni regulator. Ako je strujna pogreška pozitivna i po iznosu jednaka ili veća od zadanog iznosa histereznog pojasa, na izlazu regulatora generiraju se signali $S_g = 1$ i $S_d = 0$, što rezultira porastom trenutnog iznosa struje statora u toj fazi; u suprotnom, ako je strujna pogreška negativna i po iznosu jednaka ili veća od zadanog iznosa histereznog pojasa, na izlazu regulatora generiraju se signali $S_g = 0$ i $S_d = 1$, što rezultira smanjenjem trenutnog iznosa struje statora u toj fazi. U idealnom slučaju, histerezna regulacija omogućuje zadržavanje regulirane struje unutar zadanog histereznog pojasa oko referentne struje. U realnom slučaju, regulirana struja može trenutno izaći van histereznog pojasa, kako je prikazano na slici 7.2b, i to maksimalno za iznos H [101].

Logička sklopna stanja S_g i S_d predstavljaju upravljačke signale za gornju i donju sklopku (tj. gornji i donji IGBT tranzistor) u grani PWM usmjerivača. Pritom, logičko stanje 1 odgovara zatvorenoj sklopci (tj. signalu za uklapanje tranzistora), a logičko stanje 0 odgovara otvorenoj sklopci (tj. signalu za isklapanje tranzistora). Komplementarnost signala S_g i S_d (tj. $S_d = \overline{S}_g$) u slučaju idealnih sklopki, kakvima jesu u disertaciji pretpostavljene u simulacijskom dijelu analize, onemogućava istovremeno vođenje gornje i donje sklopke u istoj grani PWM usmjerivača. Ovaj zaključak proizlazi iz činjenice da je kod idealnih sklopki moguće ostvariti trenutni prelazak iz uklopljenog stanja u isklopljeno i obratno. Kod realnog PWM usmjerivača, istovremeno vođenje IGBT tranzistora u istoj grani naročito je opasno jer podrazumijeva stanje kratkog spoja te se obavezno mora spriječiti. Međutim, kod realnog PWM usmjerivača, sama komplementarnost upravljačkih signala nije dovoljna da bi se spriječilo istovremeno vođenje tranzistora u istoj grani usmjerivača. Ovaj zaključak proizlazi iz činjenice da realni IGBT tranzistor ne može trenutno promijeniti sklopno stanje, već je njegov dinamički odziv određen tzv. vremenom uključivanja i vremenom isključivanja. Budući da je vrijeme uključivanja kraće od vremena isključivanja, kod istodobnog dolaska upravljačkih signala za uklapanje jednog tranzistora i isklapanje drugog tranzistora u istoj grani usmjerivača postoji realna opasnost od pojave kratkog spoja.



Slika 7.2. Osnovni princip histerezne regulacije struje u jednoj fazi: a) struktura histereznog strujnog regulatora b) valni oblik histerezno regulirane fazne struje i logička sklopna stanja

Stoga je kod realnih PWM usmjerivača nužno uvesti kašnjenje signala za uklapanje jednog tranzistora u odnosu na signal za isklapanje drugog tranzistora, odnosno tzv. mrtvo vrijeme za koje ne vodi ni jedan od dvaju IGBT tranzistora u grani usmjerivača. U eksperimentalnom dijelu analize, mrtvo vrijeme je hardverski podešeno u pobudnim sklopovima tranzistora na iznos $t_d = 4,3 \ \mu s$.

Veza između strujne pogreške, upravljačkih signala za IGBT, smjera (predznaka) fazne struje te gubitaka IGBT tranzistora i pripadajuće poredne diode relativno je kompleksna. Radi pojašnjenja, ilustrativni primjer je dan na slici 7.3. Nadalje, radi pojednostavljenja analize, na ovoj slici je razmatrana samo jedna grana trofaznog usmjerivača (faza *a*) te su IGBT tranzistori prikazani u vidu sklopki. Fazna struja je pretpostavljena pozitivnom kada

teče prema SEIG-u, odnosno od kolektora prema emiteru gornjeg IGBT tranzistora. S T_1 i T_2 označeni su gornji i donji IGBT tranzistor u grani usmjerivača, a s D_1 i D_2 označene su pripadajuće poredne diode. Pritom, tranzistor T_1 i dioda D_2 vode pozitivnu struju, a tranzistor T_2 i dioda D_1 vode negativnu struju. S S_1 označen je upravljački signal za tranzistor T_1 . Nadalje, s T_s označeno je vrijeme uzorkovanja, a s k_0 , $k_1, \dots k_8$ označeni su trenuci uzimanja uzoraka. Za trenutni interval uzorkovanja smjer fazne struje je označen punom linijom, dok je za prethodni interval uzorkovanja smjer fazne struje označen isprekidanom linijom. Iako je na slici 7.3 analiziran samo mali dio perioda fazne struje (tj. ukupno samo osam uzoraka), obuhvaćene su sve kombinacije strujne pogreške, upravljačkih signala i smjera (predznaka) fazne struje koje rezultiraju značajnim povećanjem gubitaka u gornjem paru IGBT-dioda. Slična analiza bi se, po analogiji, mogla primijeniti na bilo koji od ostalih parova IGBT-dioda trofaznog PWM usmjerivača.

Na slici 7.3a prikazan je prvi interval uzorkovanja, $k_0 - k_1$. U trenutku uzorkovanja k_0 , budući da je strujna pogreška dosegla negativni iznos jednak H, iznos upravljačkog signala S_1 mijenja se iz jedan u nula (isklapanje gornjeg tranzistora, odnosno uklapanje donjeg tranzistora), dok u trenutku uzorkovanja k_1 , budući da je regulirana fazna struja unutar granica histereznog pojasa, upravljački signal ne mijenja vrijednost. Kako je trenutna vrijednost regulirane fazne struja bila pozitivna u oba trenutka uzorkovanja a tranzistor T_1 je bio isklopljen, fazna struja je mogla teći jedino kroz diodu D_2 . To je rezultiralo smanjenjem trenutne vrijednosti fazne struje. U ovom intervalu, međutim, nije zabilježena promjena energije gubitaka gornjeg para IGBT-dioda.

Drugi interval uzorkovanja, $k_1 - k_2$, prikazan je na slici 7.3b. Iznos upravljačkog signala S_1 u trenutku uzorkovanja k_1 jednak je nuli. Međutim, u trenutku uzorkovanja k_2 , regulirana fazna struja dostiže donju granicu histereznog pojasa pa se iznos upravljačkog signala S_1 mijenja iz nula u jedan (uklapanje gornjeg IGBT tranzistora, odnosno isklapanje donjeg IGBT tranzistora). Budući da je trenutna vrijednost regulirane fazne struja u trenutku uzorkovanja k_2 bila pozitivna, tranzistor T_1 se uklopio i počeo voditi struju. Ova promjena sklopnog stanja zahtijevala je određenu energiju uklapanja tranzistora $E_{T,UKL}$ pa je rezultirala povećanjem sklopnih gubitaka tranzistora T_1 (gubici uklapanja).

Na slici 7.3c može se vidjeti da je na kraju trećeg intervala uzorkovanja (trenutak uzorkovanja k_3) upravljački signal S_1 i dalje jednak jedinici jer se regulirana fazna struja nalazi unutar zadanih granica histereznog pojasa. Osim toga, budući da je struja zadržala

pozitivnu vrijednost, tijekom intervala $k_2 - k_3$ vodio je tranzistor T_1 , što je rezultiralo povećanjem njegovih gubitaka vođenja ($E_{T,VOD}$).

U trenutku uzorkovanja k_4 , regulirana fazna struja dostiže gornju granicu histereznog pojasa pa se upravljački signal S_1 mijenja iz jedan u nula, na taj način isklapajući tranzistor T_1 . Ova promjena sklopnog stanja zahtijevala je energiju isklapanja $E_{T,ISK}$ pa je rezultirala povećanjem sklopnih gubitaka tranzistora T_1 (gubici isklapanja). Zbog pozitivne vrijednosti regulirane fazne struje u trenutku uzorkovanja k_4 , vođenje struje je preuzela dioda D_2 (slika 7.3d).

U intervalu uzorkovanja $k_4 - k_5$, fazna struja mijenja smjer (predznak) te počinje teći prema usmjerivaču. Međutim, budući da je ostala unutar zadanih granica histereznog pojasa, nije došlo do promjene upravljačkog signala S_1 te je vođenje fazne struje preuzeo tranzistor T_2 (slika 7.3e). Komutacija fazne struje između diode i tranzistora dok je na geitu tranzistora prisutan upravljački signal za uklapanje uzrokuje zanemarivu sklopnu prijelaznu pojavu budući da je napon na diodi i tranzistoru malen u usporedbi s naponom istosmjernog kruga. Bez obzira na to, unutar ovog intervala uzorkovanja nije zabilježena promjena energije gubitaka gornjeg para IGBT-dioda.

U trenutku uzorkovanja k_6 , upravljački signal S_1 mijenja vrijednost iz nula u jedan. Budući da tranzistor T_1 ne može voditi tijekom negativnog poluperioda fazne struje, dioda D_1 se uklapa i preuzima vođenje struje (slika 7.3f). Međutim, kako su gubici uklapanja diode zanemarivi, može se zaključiti da unutar intervala uzorkovanja $k_5 - k_6$ nije zabilježena promjena energije gubitaka gornjeg para IGBT-dioda.

U trenutku uzorkovanja k_7 , regulirana fazna struja se nalazi unutar granica histereznog pojasa pa nema promjene upravljačkog signala S_1 . Osim toga, budući da je trenutna vrijednost fazne struje bila negativna u trenucima uzorkovanja k_6 i k_7 , tijekom intervala uzorkovanja $k_6 - k_7$ struju je vodila dioda D_1 (slika 7.3g) te je došlo do povećanja njenih gubitaka vođenja ($E_{D,VOD}$).

Konačno u trenutku uzorkovanja k_8 , regulirana fazna struja dostiže gornju granicu histereznog pojasa, što rezultira promjenom vrijednosti upravljačkog signala S_1 iz jedan u nulu. Budući da je u ovom trenutku uzorkovanja regulirana fazna struja negativna, došlo je do isklapanja diode D_1 te je vođenje struje preuzeo tranzistor T_2 (slika 7.3h). Ova promjena sklopnog stanja zahtijevala je energiju isklapanja diode $E_{D,ISK}$ pa je rezultirala povećanjem njenih sklopnih gubitaka (gubici isklapanja).



Slika 7.3. Primjer povezanosti između iznosa strujne pogreške, smjera fazne struje, iznosa upravljačkog signala za gornji IGBT tranzistor i gubitaka gornjeg para IGBT-dioda:
a) vođenje D₂, b) uklapanje T₁, c) vođenje T₁, d) isklapanje T₁, e) promjena smjera struje, *f*) uklapanje D₁, g) vođenje D₁ i h) isklapanje D₁

Na slici 7.3, sklopna frekvencija je konstantna jer promjena vrijednosti upravljačkog signala nastupa točno svaki drugi trenutak uzorkovanja. U stvarnosti, naravno, to nije slučaj, već je sklopna frekvencija za ovakav tip regulacije struje promjenjiva. Budući da se radi samo o ilustrativnom primjeru, ovo pojednostavljenje je uvedeno isključivo da bi se unutar minimalnog broja uzoraka obuhvatili svi značajni prirasti pojedinih energija gubitaka gornjeg para IGBT-dioda.

Na temelju prethodne analize jasno je da poznavanje iznosa logičkog upravljačkog signala za IGBT tranzistor u trenutnom i prethodnom koraku proračuna te poznavanje predznaka pripadajuće fazne struje u trenutnom i prethodnom koraku proračuna omogućuje utvrđivanje trenutnog sklopnog stanja razmatranog para IGBT-dioda. Pritom su kod izračuna gubitaka od interesa isključivo ona sklopna stanja koja značajno doprinose povećanju energije gubitaka, odnosno stanje vođenja, stanje isklapanja i, samo za tranzistor, stanje uklapanja. Ovi odnosi su sažeti u tablici 7.1 (napomena: struja je pozitivna kad teče od kolektora prema emiteru gornjeg IGBT tranzistora).

Na temelju utvrđenog trenutnog sklopnog stanja razmatranog para IGBT-dioda i uz poznavanje kataloških podataka korištenog IGBT modula [103], iznosa struje u razmatranoj fazi i iznosa napona na kondenzatoru u istosmjernom krugu moguće je zatim izračunati pojedinačne priraste energija gubitaka za trenutni korak proračuna (energije uklapanja IGBT tranzistora, energije isklapanja IGBT tranzistora, energije isklapanja diode i energije vođenja diode). Tako izračunati prirasti energija gubitaka pribrajaju se akumuliranim istovrsnim prirastima izračunatim u prethodnim koracima proračuna. Ukupan broj koraka proračuna definiran je iznosom vremena uzorkovanja (u disertaciji je vremenski razmak između dva uzastopna koraka proračuna jednak vremenu uzorkovanja) te ukupnim vremenskim intervalom za koji se vrši proračun (u disertaciji je ovaj interval jednak osam perioda fazne struje).

Nakon izvršenog posljednjeg koraka proračuna, dijeljenjem iznosa ukupnih akumuliranih energija gubitaka s iznosom ukupnog vremenskog intervala proračuna dobiju se iznosi snage uklapanja, snage isklapanja i snage vođenja posebno za IGBT tranzistor i pripadajuću porednu diodu. Konačno, ukupni iznos gubitaka jednog para IGBT-dioda dobije se zbrajanjem pojedinačnih iznosa gubitaka IGBT tranzistora i diode, a ukupni iznos gubitaka PWM usmjerivača dobije se množenjem iznosa gubitaka jednog para IGBT-dioda sa šest (usmjerivač sadrži šest takvih parova).

	Predznak fazne struje	Upravljački signal na IGBT-u	Sklopna stanja
1	$I(k) \ge 0$	S(k-1) = 0 i $S(k) = 1$	uklapanje IGBT-a
2	$I(k-1) \ge 0$	S(k-1) = 1 i S(k) = 0	isklapanje IGBT-a
3	$I(k-1) \ge 0 \text{ i } I(k) \ge 0$	S(k-1) = 1 i S(k) = 1	IGBT vodi
4	I(k-1) <0	S(k-1) = 1 i S(k) = 0	isklapanje diode
5	I(k-1) <0 i I(k) <0	S(k-1) = 1 i S(k) = 1	dioda vodi

Tablica 7.1. Sklopna stanja gornjeg para IGBT-dioda s obzirom na iznos upravljačkog signala i predznak fazne struje

Kako je već spomenuto, za primjenu algoritma potrebno je poznavati kataloške podatke poluvodičkih komponenti PWM usmjerivača. Konkretno, za IGBT tranzistor je potrebno poznavati ovisnosti energije uklapanja i energije isklapanja o struji kolektora te ovisnost napona između kolektora i emitera o struji kolektora, a za diodu je potrebno poznavati ovisnost energije isklapanja i napona na diodi o struji kroz diodu. U kataloškim podacima IGBT modula koji se koristi u disertaciji, ove ovisnosti su dane u vidu statičkih karakteristika s unaprijed definiranim parametrima poput temperature poluvodiča, T_i , ulaznog otpora geita, R_G , upravljačkog napona između geita i emitera, U_{GE} , i napona između kolektora i emitera, U_{CE} (dodatak D). Stoga je za implementaciju kataloških podataka IGBT modula u okviru algoritma za izračun gubitaka PWM usmjerivača potrebno prethodno prilagoditi karakteristike IGBT modula stvarnim prilikama u regulacijskom sustavu, u vidu skaliranja karakteristika s obzirom na stvarne iznose parametara sustava, ili stvarne prilike u regulacijskom sustavu prilagoditi zadanim karakteristikama IGBT modula, u vidu usklađivanja iznosa parametra sustava s iznosima parametara definiranih u sklopu karakteristika. U disertaciji je primijenjena kombinacija ovih dvaju pristupa. Naime, iznosi otpora R_G i napona U_{GE} u laboratorijskoj maketi sustava odabrani su prema iznosima definiranim u sklopu karakteristika (tj. $R_G = 12 \Omega$ i $U_{GE} = 15$ V), a kataloške karakteristike koje se odnose na sklopne gubitke IGBT tranzistora i diode skalirane su s obzirom na stvarni iznos napona UCE u regulacijskom sustavu, koji je definiran naponom na kondenzatoru.

Prethodno je spomenuto da predloženi algoritam ne uzima u obzir ovisnost gubitaka poluvodičkih sklopki o temperaturi poluvodiča. Ipak, budući da je temperatura poluvodiča uzeta u obzir kao parametar u kataloškim karakteristikama IGBT modula (tj. karakteristike su definirane za određeni iznos temperature T_j), točnije bi bilo reći da algoritam

pretpostavlja jedinstveni i nepromjenjivi iznos temperature poluvodiča, neovisan o stvarnim prilikama u sustavu. U kataloškim podacima IGBT modula, karakteristike koje se odnose na sklopne gubitke IGBT tranzistora i diode definirane su jedino za iznos $T_j = 125$ °C pa je ovaj iznos odabran za aproksimaciju stvarne temperature, kako za IGBT tranzistore tako i za diode.

Korišteni algoritam za izračun gubitaka usmjerivača predviđa aproksimaciju kataloških karakteristika polinomima prvog ili drugog stupnja, ovisno o obliku karakteristike. U disertaciji je aproksimacija kataloških karakteristika izvršena u programskom paketu MATLAB, primjenom funkcije Basic Fitting. Kod aproksimacije karakteristika treba voditi računa o maksimalnom iznosu struje u grani usmjerivača pa se u skladu s tim iznosom može ograničiti i područje aproksimacije karakteristika. Drugim riječima, nije nužno aproksimirati cijelu karakteristiku, nego samo dio od interesa. S obzirom na deklariranu nazivnu efektivnu vrijednost fazne struje statora korištenog asinkronog stroja od 3,81 A (tj. $I_{sn max} = 5,39$ A), područje aproksimacije karakteristika ograničeno je u ovom slučaju na 10 A, čime je u obzir uzeta i mogućnost kratkotrajnog nadvišenja nazivnog iznosa struje. Budući da neke od potrebnih kataloških karakteristika nisu u cijelosti definirane u području struja manjih od 10 A, bilo je nužno izvršiti ekstrapolaciju karakteristika. Vodeći računa o obliku karakteristika u blizini nedefiniranog područja, odabrana je linearna ekstrapolacija. Opći izrazi za izračun pojedinačnih prirasta energija gubitaka IGBT tranzistora i poredne diode, s uvrštenim aproksimacijskim polinomima, mogu se napisati na sljedeći način [52, 53]:

$$E_{T,UKL}(k) = E_{T,UKL}(k-1) + a_1 I_C^2(k) + a_2 |I_C(k)| + a_3$$

$$E_{T,UKL}(1) = 0$$
(7.1)

$$E_{T,ISK}(k) = E_{T,ISK}(k-1) + b_1 I_C^2(k) + b_2 |I_C(k)| + b_3$$

$$E_{T,ISK}(1) = 0$$
(7.2)

$$E_{D,ISK}(k) = E_{D,ISK}(k-1) + c_1 I_D^2(k) + c_2 |I_D(k)| + c_3$$

$$E_{D,ISK}(1) = 0$$
(7.3)

$$E_{T,VOD}(k) = E_{T,VOD}(k-1) + U_{CE}(k) \cdot |I_C(k)| \cdot [t(k) - t(k-1)] =$$

= $E_{T,VOD}(k-1) + [d_1 I_C^2(k) + d_2 |I_C(k)| + d_3] \cdot |I_C(k)| \cdot [t(k) - t(k-1)]$ (7.4)
 $E_{T,VOD}(1) = 0$

$$E_{D,VOD}(k) = E_{D,VOD}(k-1) + U_D(k) \cdot |I_D(k)| \cdot [t(k) - t(k-1)] =$$

= $E_{D,VOD}(k-1) + [e_1 I_D^2(k) + e_2 |I_D(k)| + e_3] \cdot |I_D(k)| \cdot [t(k) - t(k-1)]$ (7.5)
 $E_{D,VOD}(1) = 0$

Kako se može vidjeti, svi početni uvjeti u jednadžbama (7.1)-(7.5) postavljeni su na nulu. $E_{T,UKL}$ predstavlja energiju uklapanja IGBT tranzistora, $E_{T,ISK}$ i $E_{D,ISK}$ predstavljaju energije isklapanja IGBT tranzistora i diode, redom, a $E_{T,VOD}$ i $E_{D,VOD}$ predstavljaju energije vođenja IGBT tranzistora i diode, redom. Zbroj energija $E_{T,UKL}$ i $E_{T,ISK}$ daje sklopnu energiju IGBT tranzistora, $E_{T,SKL}$. Budući da je energija uklapanja diode zanemariva, energija $E_{D,ISK}$ ujedno je jednaka sklopnoj energiji diode, $E_{D,SKL}$. Nadalje, zbroj energija $E_{T,SKL}$ i $E_{T,VOD}$ daje ukupnu energiju gubitaka IGBT tranzistora, E_T , a zbroj energija $E_{D,SKL}$ i $E_{D,VOD}$ daje ukupnu energiju gubitaka poredne diode, E_D . Konačno, zbrajanjem energija E_T i E_D dobije se ukupna energija gubitaka jednog para IGBT-dioda. Koeficijenti polinoma kojima su aproksimirane kataloške karakteristike IGBT modula označeni su s a_1 , a_2 , a_3 ... e_2 , e_3 , a iznosi su im dani u dodatku D. Ovisno o tome koja od dvije poluvodičke sklopke para IGBT-dioda vodi u razmatranom koraku proračuna k, struja u grani usmjerivača jednaka je ili struji kolektora IGBT tranzistora, I_C, ili struji diode, I_D . Izraz t(k)-t(k-1) predstavlja trajanje jednog koraka proračuna, koje je u disertaciji jednako vremenu uzorkovanja. Pritom je njihova akumulirana suma jednaka ukupnom vremenskom intervalu proračuna. Za potrebe izračuna gubitaka PWM usmjerivača, u programskom paketu MATLAB je na temelju tablice 7.1 i jednadžbi (7.1)-(7.5) izrađen programski kod algoritma s definiranim parametrima u vidu koeficijenata aproksimacijskih polinoma, vremena uzorkovanja, ukupnog intervala proračuna i napona istosmjernog kruga. Struja u grani usmjerivača i pripadajući upravljački signali za IGBT tranzistor, koji predstavljaju dodatne ulazne podatke potrebne za izvršavanje algoritma, određeni su simulacijski i pohranjeni u memoriju računala te su iz nje učitani prilikom pokretanja izvršavanja programskog koda.

Izračun gubitaka PWM usmjerivača u sustavu IRFO vektorske regulacije SEIG-a

Struja i upravljački signali u grani PWM usmjerivača određeni su korištenjem simulacijskog modela sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu, opisanog u podpoglavlju 5.1 (slika 5.1), s razlikom što je ovdje za svaki razmatrani režim kao referentni magnetski tok rotora SEIG-a ručno upisan optimalni iznos određen u podpoglavlju 6.1. Tako izračunati gubici predstavljaju, dakle, gubitke PWM usmjerivača u optimalnim radnim točkama SEIG-a. Ovi gubici su u podpoglavlju 7.2 korišteni za korekciju maksimalnih iznosa korisnosti sustava određenih u podpoglavlju 6.1. Gubici usmjerivača izračunati su s vremenom uzorkovanja $T_s = 1/28000$ s.

Na slici 7.4 prikazani su izračunati gubici vođenja i sklopni gubici za jedan par IGBTdioda u ovisnosti o otporu trošila, pri konstantnoj brzini vrtnje rotora i konstantnom naponu na trošilu. Gubici su izračunati za vremenski interval od osam perioda fazne struje.



Slika 7.4. Izračunati gubici na IGBT tranzistoru i porednoj diodi u ovisnosti o otporu trošila (n = 1200 o/min i $u_{dc} = 350$ V): a) gubici vođenja i b) sklopni gubici

Na temelju slike 7.4a da se zaključiti na povećanje gubitaka vođenja, kako IGBT tranzistora tako i poredne diode, sa smanjenjem otpora trošila. To je logično budući da se, uz konstantan napon na trošilu, sa smanjenjem otpora trošila povećava struja kroz trošilo, a time i struja kroz poluvodičke sklopke usmjerivača. S druge strane, sklopni gubici IGBT tranzistora i poredne diode smanjuju se sa smanjenjem otpora trošila (slika 7.4b), što ukazuje na smanjenje sklopne frekvencije usmjerivača. Promjena sklopne frekvencije moguća je posljedica konstantne širine histereznog pojasa, koja je kao takva neovisna o amplitudi i frekvenciji fazne struje. Međutim, detaljnija analiza ovog fenomena prelazi okvire disertacije. Osim toga, treba napomenuti da sklopna frekvencija, budući da je promjenjiva i nepredvidiva, nije mogla biti razmatrana kao parametar u ovoj analizi.

Za razmatrani raspon otpora trošila na slici 7.4 sklopni gubici su dominantni u odnosu na gubitke vođenja, naročito pri većim iznosima otpora trošila. Primjerice, pri otporu trošila $R_{dc} = 500 \Omega$ sklopni gubici su približno 28 puta veći od gubitaka vođenja, dok su pri otporu trošila $R_{dc} = 155 \Omega$ samo približno četiri puta veći. Ova dominacija sklopnih gubitaka dijelom je posljedica relativno velikog iznosa napona istosmjernog kruga (napomena: sklopni gubici su skalirani s obzirom na ovaj napon). Kao posljedica toga, u razmatranom slučaju se sa smanjenjem otpora trošila smanjuje i zbroj gubitaka vođenja i sklopnih gubitaka razmatranog para IGBT-dioda, stoga i cijelog PWM usmjerivača (gornja karakteristika na slici 7.6b).

Na slici 7.5 prikazani su valni oblici referentne i regulirane fazne struje, upravljački signali (impulsi) za IGBT tranzistor te prirasti pojedinih energija gubitaka za jedan par IGBT-dioda. Ukupno vrijeme promatranja ograničeno je na jedan period fazne struje. Odzivi su dani za iste iznose brzine vrtnje rotora i napona na trošilu kao na slici 7.4, uz priključeno trošilo $R_{dc} = 220 \Omega$.

Promatrajući priraste energija i raspored upravljačkih impulsa na slici 7.5b, usput imajući u vidu predznak fazne struje na slici 7.5a, može se zaključiti na njihovu međusobnu usklađenost. Naime, tijekom negativnog poluperioda fazne struje (tj. do trenutka t = 0,0145 s), energije gubitaka IGBT tranzistora su nepromijenjene (pune linije na slici 7.5b), a isto vrijedi za energije gubitaka poredne diode tijekom pozitivnog poluperioda fazne struje (isprekidane linije na slici 7.5b).



Slika 7.5. Fazna struja, upravljački impulsi i energije gubitaka na IGBT tranzistoru i porednoj diodi tijekom jednog perioda ($n = 1200 \text{ o/min}, u_{dc} = 350 \text{ V i } R_{dc} = 220 \Omega$): a) valni oblici referentne i stvarne fazne struje i b) impulsi i energije gubitaka

Nadalje, uklapanje i isklapanje tranzistora tijekom pozitivnog poluperioda fazne struje rezultira porastom sklopne energije tranzistora. Ovaj porast je naročito izražen kada su promjene sklopnog stanja tranzistora učestale, odnosno kada je sklopna frekvencija velika (gusto raspoređeni impulsi). Analogno vrijedi za porednu diodu tijekom negativnog poluperioda fazne struje, s tim što zbog zanemarenja gubitaka uklapanja diode njena sklopna energija ima manje izražen porast u usporedbi sa sklopnom energijom IGBT tranzistora. Što se tiče energija vođenja, do njihovog porasta dolazi kad je na geitu IGBT tranzistora prisutan upravljački signal za uklapanje (tj. kada je impuls jednak jedan): kod IGBT tranzistora tijekom pozitivnog poluperioda, a kod diode tijekom negativnog poluperioda fazne struje.

Primjenom opisanog algoritma zatim su izračunati ukupni gubici PWM usmjerivača za sljedeće raspone napona na trošilu, brzine vrtnje rotora i otpora trošila: $u_{dc} = 200 \text{ V} - 350 \text{ V}, n = 900 \text{ o/min} - 1500 \text{ o/min} \text{ i } R_{dc} = 110 \Omega - 500 \Omega.$ Dobiveni rezultati prikazani su na slici 7.6, gdje se može vidjeti da su gubici razmatranog PWM usmjerivača pri konstantnoj brzini vrtnje rotora približno proporcionalni naponu na trošilu, dok su pri konstantnom naponu na trošilu obrnuto proporcionalni brzini vrtnje rotora. Osim toga, pri konstantnoj brzini vrtnje rotora i naponu na trošilu nije zabilježena značajnija varijacija u gubicima usmjerivača s obzirom na otpor trošila. To je najvjerojatnije posljedica činjenice da bilo kakva promjena otpora trošila uzrokuje promjene sklopnih gubitaka i gubitaka vođenja koje su međusobno suprotne po predznaku te se dobrim dijelom ponište (slika 7.4).



Slika 7.6. Ovisnost gubitaka PWM usmjerivača o otporu trošila (parametar je napon trošila): a) n = 900 o/min, b) n = 1200 o/min i c) n = 1500 o/min

S druge strane, pri konstantnoj brzini vrtnje rotora i otporu trošila, gubici usmjerivača su proporcionalni naponu na trošilu, što je s jedne strane posljedica činjenice da su sklopni gubici usmjerivača skalirani s obzirom na ovaj napon (faktor k_u u dodatku D), a s druge strane je posljedica činjenice da su gubici vođenja usmjerivača proporcionalni struji trošila, odnosno naponu na trošilu pri konstantnom otporu trošila. Dakle, povećanje napona na trošilu uz nepromijenjen otpor trošila dovodi do povećanja kako u sklopnim gubicima tako i u gubicima vođenja PWM usmjerivača.

7.2. Korekcija iznosa gubitaka sustava vektorske regulacije samouzbudnog asinkronog generatora za iznos gubitaka usmjerivača

U ovom podpoglavlju, prethodno izračunati gubici PWM usmjerivača iskorišteni su za korekciju maksimalnih iznosa korisnosti sustava vektorske regulacije SEIG-a određenih na temelju simulacija s modelom s uračunatim gubicima u željezu (karakteristike prikazane na slikama 6.17-6.19). U svrhu provjere valjanosti predloženog pristupa korekcije, korigirani iznosi maksimalnih iznosa korisnosti uspoređeni su s pripadajućim eksperimentalno određenim iznosima (karakteristike prikazane na slikama 6.17-6.19).

Gubici PWM usmjerivača u prethodnom su podpoglavlju izračunati na temelju simulacijski određenih ulaznih podataka. Prednost ovakvog pristupa je što ne zahtijeva eksperimentalna mjerenja, odnosno omogućuje da se podatak o korisnosti sustava vektorske regulacije SEIG-a dobije isključivo na račun izvršenih simulacija. Alternativni pristup bi bio da se gubici PWM usmjerivača izračunaju na temelju eksperimentalno određenih ulaznih podataka te da se kao takvi iskoriste za korekciju izmjerenih iznosa korisnosti sustava. U tom slučaju bi eksperimentalno određene ukupne gubitke sustava (tj. $P_m - P_e$) trebalo umanjiti za gubitke PWM usmjerivača te bi kao takvi bili usporedivi sa simulacijskim nekorigiranim iznosima gubitaka sustava. Međutim, ovaj pristup se ne razmatra u disertaciji.

Na slikama 7.7-7.9 prikazana je korisnost sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a u vidu statičkih karakteristika određenih za različite iznose otpora trošila, napona na trošilu i brzine vrtnje rotora generatora. Pritom su prikazane simulacijske karakteristike određene prije korekcije za gubitke PWM usmjerivača, simulacijske karakteristike određene nakon korekcije za gubitke PWM usmjerivača (isprekidane linije) te izmjerene karakteristike. Čak i prije izvršene korekcije, predloženi simulacijski model omogućuje vrlo dobru

aproksimaciju izmjerenih vrijednosti, naročito u usporedbi s klasičnim simulacijskim modelom, kako se može vidjeti na slikama 6.17-6.19. Nakon izvršene korekcije, točnost procjene stvarne korisnosti je, općenito gledajući, dodatno poboljšana.

Ipak, treba skrenuti pažnju na činjenicu da je na slikama 7.7a, 7.9a i 7.9b korigirana karakteristika jednim dijelom smještena ispod eksperimentalne karakteristike, odnosno da su korigirani iznosi korisnosti manji od izmjerenih. Imajući na umu da su prilikom korekcije gubitaka/korisnosti u obzir uzeti samo gubici PWM usmjerivača, odnosno da i dalje nisu uzeti u obzir mehanički i dodatni gubici koji su prisutni u eksperimentima, realno je za pretpostaviti da izračunati iznosi korisnosti i nakon korekcije za gubitke PWM usmjerivača trebaju biti veći od izmjerenih iznosa. Kako ova pretpostavka u konkretnim slučajevima nije ostvarena, rezultati prikazani na slikama 7.7a, 7.9a i 7.9b upućuju na pogrešku koja je učinjena prilikom mjerenja ili prilikom izračuna gubitaka.

Mogućnost značajnije mjerne pogreške, iako je uvijek prisutna, u ovom slučaju nije velika budući da je za određivanje svake mjerne točke na karakteristikama izvršeno ukupno pet mjerenja te je kao konačni iznos korisnosti uzeta aritmetička sredina. Ako se zanemari mjerna pogreška, uzroke nelogičnih rezultata treba tražiti u mogućim nedostacima korištenog simulacijskog modela sustava i/ili korištenog algoritma za izračun gubitaka PWM usmjerivača.

Indikativno je da se na navedenim slikama pri iznosima otpora trošila $R_{dc} < 200 \Omega$ nekorigirane karakteristike i eksperimentalne karakteristike gotovo preklapaju, što ne ostavlja mnogo prostora za bilo kakvu korekciju gubitaka. Stoga se čak i za vrlo male izračunate iznose gubitaka PWM usmjerivača nakon korekcije može lako dogoditi da izračunati iznosi korisnosti budu manji od izmjerenih. Ako bi se u sklopu korekcije uzeli u obzir mehanički i dodatni gubici, situacija bi se dodatno pogoršala. Ovo upućuje na vjerojatni nedostatak simulacijskog modela sustava u vidu precijenjenih gubitaka stroja, jer su to jedini gubici uračunati u simulacijskom modelu. Sličan nedostatak simulacijskog modela već je primijećen u podpoglavlju 5.2 (slika 5.35), ali je tada zanemaren budući da je iznos pogreške bio manji od 2 %. Budući da ni u ovom slučaju pogreška ne prelazi 2 %, čak ni nakon izvršene korekcije za gubitke PWM usmjerivača, može se primijeniti isti zaključak.



Slika 7.7. Korisnost sustava vektorske regulacije SEIG-a u funkciji otpora trošila pri brzini vrtnje n = 900 o/min: a $U_{dc} = 200 \text{ V}$, b) $U_{dc} = 250 \text{ V i c}$ $U_{dc} = 300 \text{ V}$

O točnosti algoritma za izračun gubitaka PWM usmjerivača već je nešto rečeno u podpoglavlju 7.1. Ovdje još treba dodati da je odabrani aproksimacijski iznos temperature poluvodiča samo za 25 °C manji od maksimalnog iznosa deklariranog u kataloškim podacima ($T_{j_max} = 150$ °C). Opravdano je, stoga, pretpostaviti da je stvarna temperatura poluvodiča u eksperimentima ipak bila znatno manja od temperature pretpostavljene u algoritmu. Budući da veća temperatura poluvodiča podrazumijeva i veće gubitke

pretvarača (dodatak D), opravdano je nadalje pretpostaviti da su izračunati gubici IGBT tranzistora i diode veći od stvarnih. To je svakako jedan od razloga zašto je došlo do preklapanja korigiranih karakteristika s eksperimentalnim unatoč činjenici da prilikom korekcije gubitaka nisu uračunati mehanički i dodatni gubici u sustavu, koji bi zahtijevali dodatan prostor za korekciju gubitaka.



Slika 7.8. Korisnost sustava vektorske regulacije SEIG-a u funkciji otpora trošila pri brzini vrtnje n = 1200 o/min: a) $U_{dc} = 250 V$, b) $U_{dc} = 300 V$ i c) $U_{dc} = 350 V$



Slika 7.9. Korisnost sustava vektorske regulacije SEIG-a u funkciji otpora trošila pri brzini vrtnje n = 1500 o/min: a $U_{dc} = 300 \text{ V i b}$ $U_{dc} = 350 \text{ V}$

Osim točnosti aproksimacije temperature poluvodiča, na točnost korištenog algoritma za izračun gubitaka PWM usmjerivača utječe i točnost aproksimacije kataloških karakteristika IGBT tranzistora i diode te točnost samih kataloških karakteristika. Ipak, uz sve manjkavosti algoritma, vrijedi prethodno navedeni podatak da mu je srednja pogreška manja od 8 % [53].

U podpoglavlju 7.1. utvrđeno je da se gubici PWM usmjerivača ne mijenjaju značajno s otporom trošila (slika 7.6). Međutim, na slikama 7.7-7.9 jasno se vidi da se relativni iznos korekcije korisnosti povećava s povećanjem otpora trošila. To se može objasniti jedino povećanjem relativnog udjela gubitaka PWM usmjerivača u ukupnim gubicima sustava. Tako, primjerice, na slici 7.7a (n = 900 o/min i $U_{dc} = 200$ V), gubici asinkronog stroja pri otporu $R_{dc} = 110 \ \Omega$ iznose 138,4 W, a pri otporu $R_{dc} = 500 \ \Omega$ iznose 36,0 W. S druge strane, izračunati gubici PWM usmjerivača malo se razlikuju za navedene iznose otpora trošila i iznose 8,3 W i 9,8 W, redom (slika 7.6). Kao posljedica toga, s povećanjem otpora trošila udio gubitaka usmjerivača u ukupnim izračunatim gubicima sustava (gubici asinkronog stroja + gubici PWM usmjerivača) povećao se s 5,7 % na 21,4 %. Sličan zaključak se može primijeniti i na ostale karakteristike.

Nadalje, u podpoglavlju 7.1 utvrđeno je da se gubici PWM usmjerivača povećavaju s povećanjem napona na trošilu (slika 7.6). To se odrazilo i na korekciju gubitaka. Primjerice, relativni iznos korekcije na slici 7.7c (n = 900 o/min i $U_{dc} = 300$ V) pri otporu trošila $R_{dc} = 500 \Omega$ za 2,7 % je veći od relativnog iznosa korekcije na slici na 7.7a (n = 900 o/min i $U_{dc} = 200$ V) pri istom otporu trošila.

Konačno, u podpoglavlju 7.1 utvrđeno je da se gubici PWM usmjerivača smanjuju s povećanjem brzine vrtnje rotora (slika 7.6), što se također odrazilo na korekciju gubitaka. Tako, primjerice, na slici 7.7c (n = 900 o/min i $U_{dc} = 300$ V), relativni iznos korekcije pri otporu $R_{dc} = 500 \Omega$ iznosi 8,0 %, a na slici 7.9a (n = 1500 o/min i $U_{dc} = 300$ V), relativni iznos korekcije pri istom otporu trošila iznosi 3,5 %.

Rezultati dobiveni u ovom poglavlju jasno pokazuju da je utjecaj gubitaka PWM usmjerivača u razmatranom regulacijskom sustavu daleko od zanemarivog. Osim toga, udio gubitaka PWM usmjerivača u ukupnim gubicima sustava veći je kada je SEIG slabije opterećen. Stoga je radi točne procjene gubitaka ili korisnosti razmatranog regulacijskog sustava gubitke usmjerivača nužno uzeti u obzir, naročito kada je priključeno trošilo s većim otporom.

8. ZAKLJUČAK

U ovoj doktorskoj disertaciji analiziran je rad nereguliranog i vektorski reguliranog samouzbudnog asinkronog generatora (SEIG-a). U oba slučaja, analiza je provedena za široke raspone brzine vrtnje generatora, napona na trošilu i otpora trošila. Poseban naglasak je pritom stavljen na analizu utjecaja gubitaka u željezu SEIG-a na generiranu snagu i korisnost u sustavu, a kod vektorski reguliranog SEIG-a još i na točnost orijentacije koordinatnog sustava. U sklopu analize nereguliranog SEIG-a, generator je korišten za direktno napajanje trofaznog radnog trošila u spoju zvijezda, a za magnetiziranje generatora su korišteni kondenzatori fiksnog kapaciteta, također u spoju zvijezda. S druge strane, u sklopu analize reguliranog SEIG-a, generator je korišten za napajanje istosmjernog radnog trošila priključenog preko histerezno upravljanog usmjerivača. Pritom je za magnetiziranje generatora korišten elektrolitički kondenzator fiksnog kapaciteta, spojen paralelno trošilu. Kao pogonski strojevi za SEIG razmatrani su motor s reguliranom brzinom vrtnje (npr. dizelski motor) i vjetroturbina.

U prvoj fazi istraživanja ispitana je valjanost klasičnog dinamičkog matematičkog modela nereguliranog SEIG-a. U tu svrhu izrađeni su pripadajući simulacijski model u programskom paketu MATLAB Simulink i laboratorijska maketa s asinkronim strojem snage 1,5 kW. Valjanost klasičnog modela provjerena je na temelju usporedbe simulacijskih i eksperimentalnih rezultata. Pokazano je da klasični model ima mnoge nedostatke, kako s aspekta procjene korisnosti tako i s aspekta procjene generiranog napona/struje. Naime, ulazna snaga izračunata korištenjem klasičnog modela SEIG-a može znatno odstupati od stvarne ulazne snage, što za posljedicu ima lošu procjenu korisnosti. Nadalje, klasični model SEIG-a omogućuje dovoljno točnu procjenu generiranog napona/struje i izlazne snage samo u ograničenom rasponu opterećenja. Nedostaci klasičnog modela očituju se i u netočno određenim iznosima minimalnog kapaciteta kondenzatora i/ili kritičnog opterećenja, što je pokazano na temelju analize položaja korijena karakteristične jednadžbe klasičnog modela u kompleksnoj ravnini. Iz navedenog proizlazi da je klasični model SEIG-a nepouzdan za analizu, naročito ako ona obuhvaća procjenu korisnosti, te je u svrhu točnije analize nužno odrediti bolju konfiguraciju modela SEIG-a.

U drugoj fazi istraživanja razvijena su dva nova modela SEIG-a s uračunatim gubicima u željezu, jedan sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu, a drugi s

posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu. Unaprjeđenje u odnosu na postojeće modele se očitovalo u tome što je nadomjesni otpor gubitaka u željezu u okviru modela prikazan u funkciji frekvencije statora i magnetskog toka u zračnom rasporu. U programskom paketu MATLAB Simulink razvijeni su pripadajući simulacijski modeli nereguliranog SEIG-a. Usporedbom simulacijskih i eksperimentalnih rezultata potvrđena je slična točnost razvijenih modela kao i značajan utjecaj gubitaka u željezu na rad SEIG-a. Osim toga, pokazano je da razvijeni modeli opisuju prilike u stvarnom SEIG-u s velikom točnošću, u širokim rasponima opterećenja i brzine vrtnje rotora. Međutim, istovremeno su uočeni i nedostaci modela sa standardnom paralelnom konfiguracijom u vidu visokih računalnih zahtjeva (diferencijalne jednadžbe drugog reda) i problema s numeričkom stabilnošću. S druge strane, pokazalo se da model s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu ima točnost usporedivu s modelom sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu te numeričku stabilnost i zahtjevnost usporedive s klasičnim modelom, što je bilo presudno pri donošenju odluke da ga se u sljedećoj fazi istraživanja koristi kao temelj za razvoj sustava vektorske regulacije. Konačno, u ovoj fazi istraživanja je utvrđeno da modeliranje gubitaka u željezu SEIG-a u vidu konstantnog parametra ili parametra linearno ovisnog o naponu u zračnom rasporu rezultira modelima koji su nepouzdani za analizu rada SEIG-a u širokim rasponima brzine vrtnje rotora. Što se tiče utjecaja gubitaka u željezu na korisnost SEIG-a, zaključeno je da on može biti ne samo nezanemariv nego i vrlo značajan, naročito kod generatora malih snaga koji rade s djelomičnim opterećenjem, s velikim brzinama rotora i/ili s velikim razinama magnetskog zasićenja.

U sljedećoj fazi istraživanja pristupilo se razvoju novog sustava IRFO vektorske regulacije SEIG-a s regulacijskim algoritmom temeljenim na prethodno razvijenom modelu SEIG-a s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu. U programskom paketu MATLAB *Simulink* izrađen je simulacijski model sustava, a u laboratoriju je izrađena pripadajuća maketa. Valjanost razvijenog algoritma i sustava provjerena je na temelju usporedbe simulacijskih i eksperimentalnih rezultata. Zaključeno je da razvijeni simulacijski model regulacijskog sustava znatno točnije opisuje prilike u stvarnom sustavu u usporedbi s klasičnim simulacijskim modelom, naročito s aspekta procjene korisnosti. Također, na simulacijskoj i eksperimentalnoj razini je pokazano da primjena klasičnog algoritma vektorske regulacije SEIG-a može dovesti do pogreške u orijentaciji koordinatnog sustava i gubitka kontrole nad reguliranim strujama. Konačno,

pokazano je da razvijeni sustav vektorske regulacije omogućuje uspješnu kompenzaciju utjecaja gubitaka u željezu na točnost orijentacije koordinatnog sustava uz neznatno povećanje složenosti algoritma, kao i regulaciju napona bez statičke pogreške i uz odlične dinamičke pokazatelje kvalitete regulacije.

U pretposljednjoj fazi istraživanja razvijena su dva nova regulacijska algoritma s ciljem optimizacije korisnosti sustava vektorske regulacije SEIG-a. Prvi algoritam omogućuje minimizaciju gubitaka SEIG-a u uvjetima konstantne brzine vrtnje rotora i snage trošila, a temelji se na primjeni neizrazite logike. Drugi algoritam omogućuje istovremenu maksimizaciju izlazne snage vjetroturbine i minimizaciju gubitaka SEIG-a u uvjetima promjenjive brzine vrtnje rotora i snage trošila, a temelji se na poznavanju optimalnog omjera brzina λ kod vjetroturbine te optimalnih iznosa magnetskog toka rotora SEIG-a. Oba algoritma se izvršavaju u realnom vremenu, a ispitani su na simulacijskoj i eksperimentalnoj razini. Pokazano je da se pravilnim odabirom referentnog iznosa magnetskog toka rotora SEIG-a i/ili brzine vrtnje vjetroturbine može postići značajno povećanje ukupne korisnosti sustava. Važno je pritom istaknuti da već malo poboljšanje korisnosti sustava može doprinijeti značajnoj uštedi energije, ovisno o ukupnoj instaliranoj snazi i vremenu promatranja. U ovoj fazi istraživanja je ukazano i na granice stabilnog područja rada SEIG-a te uvjete aktivacije optimizacije koji se moraju uzeti u obzir kako tijekom optimizacije ne bi došlo do razmagnetiziranja generatora ili gubitka kontrole nad reguliranim strujama.

Konačno, u posljednjoj fazi istraživanja izvršena je procjena gubitaka histerezno upravljanog usmjerivača u sustavu vektorske regulacije SEIG-a primjenom algoritma objavljenog u [52, 53]. Tako procijenjeni gubici usmjerivača upotrijebljeni su za korekciju iznosa korisnosti razvijenog sustava vektorske regulacije SEIG-a dobivenih u sklopu simulacija s idealnim usmjerivačem te je nakon korekcije zabilježeno dobro slaganje s eksperimentalno dobivenim iznosima korisnosti. Procjena gubitaka usmjerivača i korekcija korisnosti sustava izvršena je za slučaj histerezne regulacije struja. Međutim, ovu analizu je moguće vrlo jednostavno proširiti i na slučajeve s konstantnom sklopnom frekvencijom

Analizu koja je provedena u disertaciji, a koja se temeljila na novom dinamičkom modelu asinkronog stroja s uračunatim gubicima u željezu, moguće je proširiti i na motorske režime rada asinkronih strojeva. Štoviše, predloženi model asinkronog stroja može biti temeljem razvoja novih algoritama vektorske regulacije asinkronih generatora/motora s drukčijom orijentacijom polja, direktnom ili indirektnom (DRFO,

DSFO, ISFO i sl.). Zanimljiva mogućnost je i proširenje analize na asinkrone strojeve većih snaga radi utvrđivanja ovisnosti utjecaja gubitaka u željezu o nazivnoj snazi stroja. Još jedna mogućnost koja u disertaciji nije istražena je primjena vektorski reguliranog SEIG-a za napajanje izmjeničnog trošila priključenog bilo izravno na stator ili preko dodatnog izmjenjivača. Osim toga, ostaje neistražena i mogućnost zamjene klasičnih PI regulatora i preglednih tablica u predloženom sustavu vektorske regulacije SEIG-a komponentama umjetne inteligencije, poput neizrazitih regulatora i umjetnih neuronskih mreža, koje u novije vrijeme nalaze sve veću primjenu u sličnim regulacijskim sustavima.

Na temelju rezultata prikazanih u doktorskom radu može se zaključiti na sljedeće temeljne znanstvene doprinose:

- Razvijen je novi sustav indirektne vektorske regulacije samouzbudnog asinkronog generatora s gubicima u željezu uračunatim u vidu nadomjesnog otpora ovisnog o frekvenciji statora i magnetskom toku u zračnom rasporu. Novi sustav vektorske regulacije temelji se na modificiranom klasičnom modelu asinkronog stroja koji je kao takav po prvi put primijenjen za analizu rada samouzbudnog asinkronog generatora, a omogućuje bolju regulaciju generiranog napona i točniju procjenu korisnosti u odnosu na postojeće sustave. Osim toga, na temelju modificiranog i klasičnog modela asinkronog stroja po prvi puta su utvrđeni položaji i trajektorije dominantnih korijena karakteristične jednadžbe nereguliranog samouzbudnog asinkronog asinkronog generatora tijekom procesa magnetiziranja i terećenja, iz čega je, između ostalog, vidljiv utjecaj gubitaka u željezu na ove procese.
- Razvijena su dva nova algoritma za optimizaciju rada samouzbudnog asinkronog generatora: a) za konstantnu brzinu vrtnje generatora i snagu trošila i b) za promjenjivu brzinu vrtnje generatora i snagu trošila. Prvi algoritam se temelji na određivanju optimalnog iznosa reference magnetskog toka rotora korištenjem neizrazite logike, s ciljem minimizacije gubitaka generatora. Drugi algoritam se temelji na određivanju optimalnih iznosa reference magnetskog toka rotora i brzine vrtnje generatora, s ciljem istovremene minimizacije gubitaka generatora i maksimizacije izlazne snage pogonskog stroja (vjetroturbine).

DODATAK A

Podaci asinkronog stroja 5ABZ-90L-4

Podaci laboratorijskog modela asinkronog kaveznog motora 5ABZ-90L-4 su sljedeći:

 $P_n = 1,5$ kW, $U_n = 380$ V, $f_n = 50$ Hz, p = 2, spoj zvijezda, $I_n = 3,81$ A, $n_n = 1391$ o/min,

 $P_0 = 221 \text{ W}, P_{0meh} = 28 \text{ W}, I_0 = 2,54 \text{ A}, L_m^n = 0,4058 \text{ H}, L_{s\sigma} = 0,01823 \text{ H}, L_{r\sigma} = 0,02185 \text{ H},$

 $R_s = 4,293 \ \Omega \text{ (pri 20 °C)}, R_r = 3,866 \ \Omega \text{ (pri 20 °C)}, M_n = 10,5 \ \text{Nm}, J = 0,0035 \ \text{kgm}^2$,

 $\Psi_{rn} = 0,845$ Wb.

DODATAK B

Matrične jednadžbe modela samouzbudnog asinkronog generatora s uračunatim gubicima u željezu

Matrična jednadžba modela SEIG-a sa standardnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu i radnim trošilom:

$$\begin{bmatrix} R_{s} + sL_{sN} + \frac{R_{L}}{1 + sCR_{L}} & 0 & sL_{N} & 0 \\ 0 & R_{s} + sL_{sN} + \frac{R_{L}}{1 + sCR_{L}} & 0 & sL_{N} \\ sL_{N} & \omega_{r}L_{N} & R_{r} + sL_{rN} & \omega_{r}L_{rN} \\ -\omega_{r}L_{N} & sL_{N} & -\omega_{r}L_{rN} & R_{r} + sL_{rN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{U_{s\alpha\sigma}}{1 + \frac{1}{sCR_{L}}} \\ -\frac{U_{s\beta\sigma}}{1 + \frac{1}{sCR_{L}}} \\ -\frac{K_{r\alpha}}{K_{r\beta}} \end{bmatrix}$$
(B.1)

gdje je: $L_N = \frac{R_m L_m}{R_m + sL_m}$, $L_{sN} = L_{s\sigma} + L_N$ i $L_{rN} = L_{r\sigma} + L_N$.

Matrična jednadžba modela SEIG-a s posebnom paralelnom konfiguracijom gubitaka u željezu i radnim trošilom:

$$\begin{bmatrix} \frac{R_{sT}R_L}{R_s(1+sCR_L)} + \left(R_{sT} + sL_s\right) \left[\frac{R_s}{R_{sT}} + \frac{R_L}{R_m(1+sCR_L)} \right] & 0 & sL_m & 0 \\ 0 & \frac{R_{sT}R_L}{R_s(1+sCR_L)} + \left(R_{sT} + sL_s\right) \left[\frac{R_s}{R_{sT}} + \frac{R_L}{R_m(1+sCR_L)} \right] & 0 & sL_m \\ sL_m \left[\frac{R_s}{R_{sT}} + \frac{R_L}{R_m(1+sCR_L)} \right] & \omega_r L_m \left[\frac{R_s}{R_{sT}} + \frac{R_L}{R_m(1+sCR_L)} \right] & R_r + sL_r & \omega_r L_r \\ - \omega_r L_m \left[\frac{R_s}{R_{sT}} + \frac{R_L}{R_m(1+sCR_L)} \right] & sL_m \left[\frac{R_s}{R_{sT}} + \frac{R_L}{R_m(1+sCR_L)} \right] & - \omega_r L_r & R_r + sL_r \end{bmatrix}$$
(B.2)

DODATAK C

Parametri simulacijskih modela sustava vektorske regulacije samouzbudnog asinkronog generatora

Programski kod u MATLAB-u (m-fajl) s ulaznim parametrima simulacijskih modela na slikama 5.1, 6.23 i 6.59 (napomena: parametri vrijede za sva tri simulacijska modela):

```
clear all
%% Parametri sustava vektorske regulacije SEIG-a
Lmn = 0.4058; % nezasiceni glavni induktivitet
Lsl = 0.01823; % rasipni induktivitet statora
Lrl = 0.02185; % rasipni induktivitet rotora
Rs = 4.293; % radni otpor statora pri temperaturi od 20 oC
Rr = 3.866; % radni otpor rotora pri temperaturi od 20 oC
alfa=0.0039; % temperaturni koeficijent za bakar
dT=0; % porast temperaturo v statory
dT=0;
                       % porast temperature u statoru
dT1=0;
                        % porast temperature u rotoru
Rs1=Rs*(1+alfa*dT); % radni otpor statora pri stvarnoj temperaturi
Rr1=Rr*(1+alfa*dT1);% radni otpor rotora pri stvarnoj temperaturi
Kp = 5;
                         % proporcionalno pojacanje PI regulatora brzine
                           vrtnje
Ki = (5/(0.3)); % integracijsko pojacanje PI regulatora brzine vrtnje
Kpu = 0.02; % proporcionalno pojacanje PI regulatora napona
Kiu = (0.02/(0.1)); % integracijsko pojacanje PI regulatora napona
h = 0.2;
                        % dvostruka širina histereznog pojasa
C = 470e-6;
                    % kapacitet kondenzatora
udc 0=80;
                        % pocetni napon na kondenzatoru
                        % radijus lopatica vjetroturbine
R=1.7;
                      % optimalni omjer brzina
lambda opt=9.1;
Ts1 = 1/28000;
                        % vrijeme uzorkovanja za jednadzbe SEIG-a i
                           usmjerivaca
Ts2 = 1/4000;
                        % vrijeme uzorkovanja za jednadzbe regulacijskog
                           algoritma
Ts3 = 1;
                         % vrijeme uzorkovanja za optimizaciju magnetskog toka
%% Linearizacija karakteristika za gornje rubove podrucja optimizacije
Rdc = [110 500]; % raspon otpora trosila
% Definiranje vrijednosti toka za prazni hod
Psi_ph_{900} = [0.59 \ 0.74 \ 0.89];
Psi_ph_{1200} = [0.56 \ 0.67 \ 0.78];
Psi ph 1500 = [0.54 \ 0.62];
% Definiranje maksimalnog toka pri 110 Ohma samo za jedan napon pri
  svakoj brzini
Psi max 900 250V = 0.89*0.95;
```

Psi max $1200 \ 300V = 0.76 \times 0.95;$ Psi max 1500 350V = 0.70*0.95;% Racunanje parametara pravaca za razlicite brzine i napone k 900 = (Psi ph 900(2)-Psi max 900 250V)/(Rdc(2)-Rdc(1)); k 1200 = (Psi ph 1200(2)-Psi max 1200 300V)/(Rdc(2)-Rdc(1)); k 1500 = (Psi ph 1500(2)-Psi max 1500 350V)/(Rdc(2)-Rdc(1)); 1 900 200V = -k 900*Rdc(1)+Psi max 900 250V+(Psi ph 900(1)-Psi ph 900(2)); $1 900 \overline{2}50V = -k 900 \text{ Rdc}(1) + \text{Psi max } 900 250V + (\text{Psi ph } 900(2) - \text{Psi ph } 900(2))$ Psi ph 900(2)); 1 900 300V = -k 900*Rdc(1)+Psi max 900 250V+(Psi ph 900(3)-Psi_ph 900(2)); 1_1200_250V = -k_1200*Rdc(1)+Psi_max_1200_300V+(Psi_ph_1200(1)-Psi_ph_1200(2)); 1_1200_300V = -k_1200*Rdc(1)+Psi_max_1200_300V+(Psi_ph_1200(2)-Psi ph 1200(2)); 1 1200 350V = -k 1200*Rdc(1)+Psi max 1200 300V+(Psi ph 1200(3)-Psi ph 1200(2)); 1 1500 300V = -k 1500*Rdc(1)+Psi max 1500 350V+(Psi ph 1500(1)-Psi ph 1500(2)); 1 1500 350V = -k 1500*Rdc(1)+Psi max 1500 350V+(Psi ph 1500(2)-Psi ph 1500(2)); % Racunanje maksimalnog toka pri 110 Ohma samo za sve brzine i napone Psi limit 900 200V = k 900*Rdc+1 900 200V; Psi limit 900 250V = k 900*Rdc+1 900 250V; Psi limit 900 300V = k 900*Rdc+1 900 300V; Psi_limit_1200_250V = k_1200*Rdc+l_1200_250V;
Psi_limit_1200_300V = k_1200*Rdc+l_1200_300V; Psi limit 1200 350V = k 1200*Rdc+l 1200 350V; Psi limit 1500 300V = k 1500*Rdc+l 1500 300V; Psi limit 1500 350V = k 1500*Rdc+l 1500 350V; %% Programiranje preglednih tablica % Programiranje 3D pregledne tablice za maksimalne tokove - neizraziti regulator Napon 3D = [200 250 300 350]; % Prvi ulazna varijabla za preglednu tablicu Otpor 3D = Rdc;% Druga ulazna varijabla za preglednu tablicu Brzina 3D = [900 1200 1500]; % Treca ulazna varijabla za preglednu tablicu Lookup_3D(:,:,1) = [Psi_limit_900_200V; Psi_limit_900_250V; Psi limit 900 300V; 1 1]; Lookup_3D(:,:,2) = [1 1; Psi_limit_1200_250V; Psi_limit_1200_300V; Psi limit 1200 350V]; Lookup 3D(:,:,3) = [1 1; 1 1; Psi limit 1500 300V; Psi limit 1500 350V]; % Programiranje 3D pregledne tablice za optimalne tokove - vjetroturbina Trosilo 3D = [110 155 175 220 285 330 500 1000];

Lookup_3D_tok(:,:,1) = [0.68 0.62 0.59 0.51 0.48 0.48 0.48 0.48;0.78 0.72 0.67 0.58 0.48 0.48 0.48 0.48;0.85 0.78 0.77 0.68 0.59 0.51 0.49 0.48;0.93 0.89 0.83 0.77 0.63 0.57 0.48 0.48]; Lookup_3D_tok(:,:,2) = [0.57 0.53 0.49 0.48 0.48 0.48 0.48 0.48;0.61 0.59 0.59 0.51 0.48 0.48 0.48 0.48;0.72 0.70 0.69 0.57 0.51 0.50 0.48 0.48;0.85 0.76 0.75 0.64 0.57 0.54 0.49 0.48]; Lookup_3D_tok(:,:,3) = [0.48 0.48 0.48 0.48 0.48 0.48 0.48 0.48;0.49 0.49 0.49 0.48 0.48 0.48 0.48 0.48;0.585 0.57 0.57 0.52 0.49 0.49 0.48;0.665 0.66 0.65 0.57 0.50 0.50 0.48 0.48];

DODATAK D

Kataloške karakteristike modula SKM 100 GB 125 DN



Slika D.1. Energije uklapanja (E_{on}) i isklapanja (E_{off}) IGBT tranzistora u funkciji struje kolektora (I_C)



Slika D.2. Energija isklapanja poredne diode (E_{offD}) u funkciji struje kroz diodu (I_F)


Slika D.3. Izlazne karakteristike IGBT tranzistora za $t_p = 80 \ \mu s$ (vrijeme vođenja) i $T_j = 125 \ ^{\circ}C$ (temperatura poluvodiča)



Slika D.4. Izlazne karakteristike poredne diode

Aproksimacijski polinomi karakteristika na slici D.1:

$$E_{on} = E_{T,UKL} = a_1 I_C^2 + a_2 |I_C| + a_3$$

$$a_1 = 0, \quad a_2 = 0.1265 \cdot k_u, \quad a_3 = 0.637 \cdot k_u$$
(D.1)

$$E_{off} = E_{T,ISK} = b_1 I_C^2 + b_2 |I_C| + b_3$$

$$b_1 = 0, \quad b_2 = 0.0461 \cdot k_u, \quad b_3 = 0.539 \cdot k_u$$
(D.2)

Aproksimacijski polinom karakteristike na slici D.2 za $R_G = 12 \Omega$:

$$E_{offD} = E_{D,ISK} = c_1 I_F^2 + c_2 |I_F| + c_3$$

$$c_1 = 0, \quad c_2 = 0,0477 \cdot k_u, \quad c_3 = 0,591 \cdot k_u, \quad I_F = I_D$$
(D.3)

Aproksimacijski polinom karakteristike na slici D.3 za $U_{GE} = 15$ V, nakon zamjene varijabli (tj. $U_{CE} = f(I_C)$):

$$V_{CE} = U_{CE} = d_1 I_C^2(k) + d_2 |I_C(k)| + d_3$$

(D.4)
$$d_1 = -0.012421, \quad d_2 = 0.24562, \quad d_3 = 0.54143$$

Aproksimacijski polinom karakteristike na slici D.4 za $T_j = 125$ °C, typ., nakon zamjene varijabli (tj. $U_D = f(I_D)$):

$$V_F = U_D = e_1 I_F^2 + e_2 |I_F| + e_3$$

$$e_1 = -0,0080535, \quad e_2 = 0,1176, \quad e_3 = 0,4652, \quad I_F = I_D$$
(D.5)

U jednadžbama (D.1)-(D.3), k_u je faktor skaliranja koeficijenata polinoma s obzirom na referentni napon na trošilu, odnosno $k_u = \frac{U_{dc}^*}{U_{CC}} = \frac{U_{dc}^*}{600 \text{ V}}$.

DODATAK E

Aproksimacijski polinom funkcije $c_p = f(\lambda)$

 $c_{p} = -4,812 \cdot 10^{-7} \lambda^{8} + 2,4161 \cdot 10^{-5} \lambda^{7} - 0,00048038 \cdot \lambda^{6} + 0,0048091 \cdot \lambda^{5} - 0,025703 \cdot \lambda^{4} + 0,072575 \cdot \lambda^{3} - 0,098674 \cdot \lambda^{2} + 0,06557 \cdot \lambda - 0,0012119$ (E.1)

LITERATURA

- [1] Y. Tai, Z. Liu, H. Yu, J. Liu: Efficiency improvement measures analysis of induction motors, Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Peking (CHN), kolovoz 2011.
- [2] C. Wagner: Self-excitation of induction motors, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers (AIEE), Vol. 58, No. 2, pp. 47-51, veljača 1939.
- [3] E. D. Basset, F. M. Potter: Capacitive excitation for induction generators, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers (AIEE), Vol. 54, No. 5, pp. 540-545, svibanj 1935.
- [4] J. R. Espinoza: Inverters, *Power electronics handbook* (M. H. Rashid, ur.), Academic Press, London (UK), 2001.
- [5] M. G. Simoes, S. Chakraborty, R. Wood: Induction generators for small wind energy systems, IEEE Power Electronics Society Newsletter, Vol. 18, No. 3, pp. 19-23, treći kvartal 2006.
- [6] G. D. Kamalapur, R. Y. Udaykumar: Rural electrification in India and feasibility of photovoltaic solar home systems, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 33, No. 3, pp. 594-599, ožujak 2011.
- [7] Y. Degeilh, C. Singh: A quantitative approach to wind farm diversification and reliability, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 33, No. 2, pp. 303-314, veljača 2011.
- [8] K. Ghedamsi, D. Aouzellag: Improvement of the performances for wind energy conversions systems, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 32, No. 9, pp. 936-945, studeni 2010.
- [9] J. Margeta, Z. Glasnovic: Feasibility of the green energy production by hybrid solar + hydro power system in Europe and similar climate areas, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 14, No. 6, pp. 1580-1590, kolovoz 2010.
- [10] Baza podataka IEEE Xplore Digital Library, web adresa: http://ieeexplore.ieee.org/search/advsearch.jsp, 27. listopada 2012.
- [11] Baza podataka EBSCO Academic Search Complete, web adresa: http://web.ebscohost.com/ehost/search/advanced?sid=ddf26306-c31a-4bb7-a986e9472b594a07%40sessionmgr10&vid=2&hid=13, 27. listopada 2012.
- [12] R. M. Hilloowala, A. M. Sharaf: A rule-based fuzzy logic controller for a PWM inverter in a stand alone wind energy conversion scheme, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 1, pp. 57-65, siječanj/veljača 1996.
- [13] A. H. M. A. Rahim, M. A. Alam, M. F.Kandlawala: Dynamic performance improvement of an isolated wind turbine induction generator, Computers and Electrical Engineering, Vol. 35, No. 4, pp. 594-607, srpanj 2009.
- [14] V. Valtchev, A. Van den Bossche, J. Ghijselen, J. Melkebeek: Autonomous renewable energy conversion system, Renewable Energy, Vol. 19, No. 1-2, pp. 259-275, siječanj/veljača 2000.

- [15] E. Koutroulis, A. Kalaitzakis: Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, pp. 486-494, travanj 2006.
- [16] J. M. Ramirez, E. Torres: An electronic load controller for the self-excited induction generator, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, No. 2, pp. 546-548, lipanj 2007.
- [17] Y. W. Liao, E. Levi: Modelling and simulation of a stand-alone induction generator with rotor flux oriented control, Electric Power Systems Research, Vol. 46, No. 2, pp. 141-152, lipanj 1998.
- [18] T. Ahmed, K. Nishida, M. Nakaoka: Advanced control of PWM converter with variable-speed induction generator, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 4, pp. 934-945, srpanj/kolovoz 2006.
- [19] T. Ahmed, K. Nishida, M. Nakaoka: A novel stand-alone induction generator system for AC and DC power applications, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, No. 6, pp. 1465-1474, studeni/prosinac 2007.
- [20] K. Idjdarene, D. Rekioua, T. Rekioua, A. Tounzi: Vector control of autonomous induction generator taking saturation effect into account, Energy Conversion and Management, Vol. 49, No. 10, pp. 2609-2617, listopad 2008.
- [21] F. J. Lin, P. K. Huang, C. C. Wang, L. T. Teng: An induction generator system using fuzzy modeling and recurrent fuzzy neural network, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 1, pp. 260-271, siječanj 2007.
- [22] E. Margato, J. Faria, M. J. Resende, J. Palma: A new control strategy with saturation effect compensation for an autonomous induction generator driven by wide speed range turbines, Energy Conversion and Management, Vol. 5, No. 2, pp. 2142-2152, svibanj 2011.
- [23] R. Leidhold, G. Garcia, M. I. Valla: Field-oriented controlled induction generator with loss minimization, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, pp. 147-156, veljača 2002.
- [24] M. S. Miranda, R. O. C. Lyra, S. R. Silva: An alternative isolated wind electric pumping system using induction machines, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, pp. 1611-1616, prosinac 1999.
- [25] M. G. Simoes, B. K. Bose, R. J. Spiegel: Fuzzy logic based intelligent control of a variable speed cage machine wind generation system, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 1, pp. 87-95, siječanj 1997.
- [26] M. G. Simoes, B. K. Bose, R. J. Spiegel: Design and performance evaluation of a fuzzy-logic-based variable speed wind generation system, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 4, pp. 956-965, srpanj/kolovoz 1997.
- [27] R. Teodorescu, F. Blaabjerg: Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 5, pp. 1323-1332, rujan 2004.
- [28] L. A. C. Lopes, R. G. Almeida: Wind-driven self-excited induction generator with voltage and frequency regulated by a reduced-rating voltage source inverter, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 21, No. 2, pp. 297-304, lipanj 2006.

- [29] D. C. Lee, A. G. A. Khalil: Model-based loss minimization control for induction generators in wind power generation system, Korean Institute of Electrical Engineering Journal, Vol. 55B, No. 7, srpanj 2006.
- [30] B. Singh, S. S. Murthy, S. Gupta: A voltage and frequency controller for selfexcited induction generators, Electric Power Components and Systems, Vol. 34, No. 2, pp. 141-157, 2006.
- [31] B. Singh, S. S. Murthy, S. Gupta: An improved electronic load controller for selfexcited induction generator in micro-hydel applications, Proceedings of the 29th IEEE International Conference IECON 2003, Vol. 3, pp. 2741-2746, Roanoke, Virginia (USA), studeni 2003.
- [32] D. Seyoum, C. Grantham, M. F. Rahman: The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 4, pp. 936-944, srpanj/kolovoz 2003.
- [33] S. N. Mahato, S. P. Singh, M. P. Sharma: Excitation capacitance required for self excited single phase induction generator using three phase machine, Energy Conversion and Management, Vol. 49, No. 5, pp. 1126-1133, svibanj 2008.
- [34] T. F. Chan: Analysis of self-excited induction generators using an iterative method, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, No. 3, pp. 502-507, rujan 1995.
- [35] T. Senjyu, Y. Ochi, Y. Kikunaga, M. Tokudome, A. Yona, E. B. Muhando, N. Urasaki, T. Funabashi: Sensor-less maximum power point tracking control for wind generation system with squirrel cage induction generator, Renewable Energy, Vol. 34, No. 4, pp. 994-999, travanj 2009.
- [36] D. Seyoum: The dynamic analysis and control of a self-excited induction generator driven by a wind turbine, Doktorska disertacija, The University of New South Wales, Sydney, Australia, 2003.
- [37] Končar-MES d.d.: Katalog elektromotori, web adresa: http://koncar-mes.hr/admin/pdf_e/KATALOG_ELEKTROMOTORI.pdf, 27. listopada 2012.
- [38] B. K. Bose: Modern power electronics and AC drives, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey (USA), 2002.
- [39] N. P. Quang, J. A. Dittrich: Vector control of three-phase AC machines, Springer, Heidelberg (DEU), 2008.
- [40] B. Blanusa: New trends in efficiency optimization of induction motor drives, New Trends in Technologies: Devices, Computer, Communication and Industrial Systems (M. J. Er, ur.), InTech, Rijeka (CRO), 2010.
- [41] E. Levi: Impact of iron loss on behavior of vector controlled induction machines, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 6, pp. 1287-1296, studeni/prosinac 1995.
- [42] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli: Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 11, No. 5, pp. 698-709, rujan 1996.

- [43] E. Levi, A. Boglietti, M. Lazzari: Performance deterioration in indirect vector controlled induction motor drives due to iron losses, Proceedings of the 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '95 Record, Vol. 2, pp. 1312-1318, Atlanta, Georgia (USA), lipanj 1995.
- [44] S. D. Wee, M. H. Shin: Stator-flux-oriented control of induction motor considering iron loss, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 3, pp. 602-608, lipanj 2001.
- [45] M. A. Saidel, M. C. E. S. Ramos, S. S. Alves: Assessment and optimization of induction electric motors aiming energy efficiency in industrial applications, Proceedings of the 19th International Conference on Electrical Machines ICEM 2010, Rim (ITA), rujan 2010.
- [46] S. Manoharan, N. Devarajan, S. M. Deivasahayam, G. Ranganathan: Review on efficiency improvement in squirrel cage induction motor by using DCR technology, Journal of Electrical Engineering - Elektrotechnický časopis, Vol. 60, No. 4, pp. 227-236, 2009.
- [47] K. Aissa, K. D. Eddine: Vector control using series iron loss model of induction, motors and power loss minimization, International Journal of Aerospace and Mechanical Engineering, Vol. 4, No. 2, pp. 88-94, 2010.
- [48] M. Sokola, E. Levi: A novel induction machine model and its application in the development of an advanced vector control scheme, International Journal of Electrical Engineering Education, Vol. 37, No. 3, pp. 233-248, srpanj 2000.
- [49] J. Jung, K. Nam: A vector control scheme for EV induction motors with series iron loss model, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 4, pp. 617-624, kolovoz 1998.
- [50] E. Levi, A. Lamine, A. Cavagnino: Rotor-flux-oriented control of induction machines considering the stray load losses, Proceedings of the 36th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '05, pp. 1325-1331, Recife (BRA), lipanj 2005.
- [51] I. Boldea, S. Naser: The induction machine handbook, CRC Press LCC, Boca Raton, Florida (USA), 2002.
- [52] A. M. Bazzi, J. W. Kimball, K. Kepley, P. T. Krein: TILAS: A simple analysis tool for estimating power losses in an IGBT-diode pair under hysteresis control in threephase inverters, Proceedings of the 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2009, pp. 637-641, Washington, DC (USA), veljača 2009.
- [53] A. M. Bazzi, P. T. Krein, J. W. Kimball, K. Kepley: IGBT and diode loss estimation under hysteresis switching, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 3, pp. 1044-1048, ožujak 2012.
- [54] F. A. Farret, M. G. Simoes: Integration of alternative sources of energy, Wiley-IEEE Press, New Jersey, New Jersey (USA), 2006.
- [55] S. S. Murthy, O. P. Malik, A. K. Tandon: Analysis of self-excited induction generators, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, Part C, Vol. 129, No. 6, pp. 260-265, studeni 1982.

- [56] N. H. Malik, A. A. Mazi: Capacitance requirements for isolated self excited induction generators, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 2, No. 1, pp. 62-69, ožujak 1987.
- [57] L. Ouazene, G. Mcpherson Jr: Analysis of the isolated induction generator, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 8, pp. 2793-2798, kolovoz 1983.
- [58] L. Wang, C. H. Lee: A novel analysis of the performance of an isolated self-excited induction generator, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 12, No. 2, pp. 109-117, lipanj 1997.
- [59] F. M. M. Bassiouny: Performance analysis of self-excited induction generators, Saudi Technical Conference and Exhibition
- [60] A. M. Eltamaly, New formula to determine the minimum capacitance required for self-excited induction generator, Proceedings of the 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '02, Vol. 1, pp. 106-110, Acapulco (MEX), lipanj 2002.
- [61] P. K. Kovacs: Transient phenomena in electrical machines, Elsevier, Amsterdam (NED), 1984.
- [62] E. Levi: Vektorsko upravljanje asinhronim mašinama u prisustvu magnetnog zasićenja, Doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, Beograd (SRB), 1990.
- [63] M. Sokola: Vector control of induction machines using improved machine models, Doktorska disertacija, Liverpool John Moores University, Liverpool (UK), 1998.
- [64] E. Levi: Magnetic variables control, *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronic Engineering* (J. G. Webster, ur.), Wiley, New York, New York (USA), 1999.
- [65] G. J. Retter: Matrix and space-phasor theory of electrical machine, Akademiai Kiado, Budimpešta (HUN), 1987.
- [66] V. Vučković: Opšta teorija električnih mašina, Nauka, Beograd (SRB), 1992.
- [67] D. C. White, H. H. Woodson: Electromechanical energy conversion, John Wiley & Sons, New York, New York (USA), 1959.
- [68] M. Jadrić, B. Frančić: Dinamika električnih strojeva, Graphis d.o.o., Zagreb (CRO) 2004.
- [69] S. Shinnaka: Proposition of new mathematical models with stator core loss factor for induction motor, Electrical Engineering in Japan, Vol. 134, No. 1, pp. 64-75, siječanj 2001.
- [70] Đ. V. Oros: Procena otpora namotaja statora asinhronog motora u pogonu sa prirodnom orijentacijom polja, Doktorska disertacija, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad (SRB), 2008.
- [71] M. Ranta, M. Hinkkanen, E. Dlala, A. K. Repo, J. Luomi: Inclusion of hysteresis and eddy current losses in dynamic induction machine models, Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC '09, pp. 1387-1392, Miami, Florida (USA), 2009.

- [72] R. Ibtiouen, A. Nesba, S. Mekhtoub, O. Touhami: An approach for the modeling of saturated induction machine, Proceedings of the 15th International Conference on Electrical Machines and Power Electronics ACEMP '01, pp. 269-74, Kusadasi (TUR), lipanj 2001.
- [73] R. Ibtiouen, M. Benhaddadi, A. Nesba, S. Mekhtoub, O. Touhami: Dynamic performances of a self excited induction generator feeding different static loads, Proceedings of the 15th International Conference on Electrical Machines ICEM '02, Brugge (BEL), kolovoz 2002.
- [74] C. Grantham, H. Tabatabaei-Yazdi: Rapid parameter determination for use in the control high performances induction motor drives, Proceedings of the 8th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS '99, Vol. 1, pp. 267-272, Taipei (TWN), studeni 1999.
- [75] E. G. Marra, J. A. Pomilio: Self excited induction generator controlled by a VS-PWM bi-directional converter for rural applications, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 4, pp. 877-883, srpanj/kolovoz 1999.
- [76] C. H. Lee, L. Wang: A novel analysis of parallel operated self-excited induction generators, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, No. 2, pp. 117-123, lipanj 1998.
- [77] F. Poitiers, M. Machmoum, M. E. Zaim, R. Le Doeuff: Performances and limits of an autonomous self-excited induction generator, Proceedings of the 36th Universities Power Engineering Conference UPEC 2001, Swansea (UK), rujan 2001.
- [78] K. A. Nigim, M. M. A. Salama, M. Kazerani, Identifying machine parameters influencing the operation of the self-excited induction generator, Electrical Power System Research, Vol. 69, No. 2-3, pp. 123-128, svibanj 2004.
- [79] Institute of Electrical and Electronics Engineers: IEEE Standard test procedure for polyphase induction motors and generators - IEEE Std 112-2004 (Revision of IEEE Std 112-1996), New York, New York (USA), 2004.
- [80] Fluke Corporation: Fluke 434/435 three phase power quality analyzer User manual, web adresa: http://assets.fluke.com/manuals/434_435_umeng0300.pdf, 28. listopada 2008.
- [81] K. Komeza, M. Dems: Finite-element and analytical calculations of no-load core losses in energy-saving induction motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 7, pp. 2934-2946, srpanj 2012.
- [82] T. A. Nadjafabadi, F. R. Salmasi: A flux observer with online estimation of core loss and rotor resistances for induction motors, International Review of Electrical Engineering, Vol. 4, No. 5, pp. 816-824, listopad 2009.
- [83] M. Hasegawa, S. Furutani, S. Doki, S. Okuma: Robust vector control of induction motors using full-order observer in consideration of core loss, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 5, pp. 912-919, listopad 2003.
- [84] C. Kaido: Equivalent circuit of electromagnetic steel-sheet core considering magnetic characteristics distribution inside steel sheets, Trans. Jpn. Soc. Appl. Magn., Vol. 19, pp. 39-44, 1995.

- [85] M. Bašić, D. Vukadinović, D. Lukač: Analysis of an enhanced SEIG model including iron losses, WSEAS Proceedings of 6th International Conference EEESD '10, pp. 37-43, Temišvar (ROM), listopad 2010.
- [86] M. Bašić, D. Vukadinović, D. Lukač: Novel dynamic model of self-excited induction generator with iron losses, International Journal of Mathematical Models and Methods in Applied Sciences, Vol. 5, pp. 221-229, 2011.
- [87] M. Bašić, D. Vukadinović, G. Petrović: Dynamic and pole-zero analysis of selfexcited induction generator using a novel model with iron losses, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 42, No. 1, pp. 105-118, studeni 2012.
- [88] MathWorks: MATLAB Simulink Simulation and Model-Based Design, web adresa: http://www.mathworks.com/products/simulink/, 28. listopada 2012.
- [89] W. L. Pires, H. G. G. Mello, S. L. Nau, A. P. Sobrinho: Minimization of losses in converter-fed induction motors optimal flux solution, *Electric machines and drives* (M. Chomat, ur.), InTech, Rijeka (CRO), 2011.
- [90] A. Dexters, W. Deprez, R. Belmans: The effect of practical operation conditions on the performance of induction machines, International Conference on Electricity Distribution CIRED 2007, Beč (AUT), svibanj 2007.
- [91] T. C. Raj, S. P. Srivastava, P. Agarwal: Energy efficient control of three-phase induction motor a review, International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 1, No. 1, pp. 1793-8198, travanj 2009.
- [92] G. L. Johnson: Wind energy systems, Kansas State University, Manhattan, Kansas State (USA), 2006.
- [93] W. Deprez, A. Dexters, J. Driesen, R. Belmans: Energy efficiency of small induction machines: comparison between motor and generator mode, Proceedings of the 17th International Conference on Electrical Machines ICEM 2006, Chania, Kreta (GRC), rujan 2006.
- [94] Siemens: DC Master 6RA70 series base drive instructions (Rev6.0), web adresa: http://w3.usa.siemens.com/us/internetdms/dt/DrivesComm/Drives/Docs/6RA70%20Base%20Drive%20Instructions%20 Rev_6.0.pdf, 28. listopada 2012.
- [95] dSpace GmbH: DS1104 R&D controller board, web adresa: http://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm, 28. listopada 2012.
- [96] LEM: Hall-effect current transducer, LA 50-P/S55, web adresa: http://xiazai.inktronics.com.cn/Uploadfile/DownFile/09-03-08/090308173714_572H.pdf, 28. listopada 2012.
- [97] LEM: Hall-effect voltage transducer, LV 200-AW/2/800, web adresa: http://www.lem.com/docs/products/e265600s.pdf, 28. listopada 2012.
- [98] Hewlett-Packard: Five-digit digital multimeter with self-test, Model 3490A, web adresa: http://www.testwall.com/datasheets/HP_3490A.pdf, 12. ožujka 2013.
- [99] F. Blaschke: The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines, Siemens Review, Vol. 34, pp. 217-20, svibanj 1972.

- [100] D. Vukadinović, M. Bašić: A stand-alone induction generator with improved stator flux oriented control, Journal of Electrical Engineering - Elektrotechnický časopis, Vol. 62, No. 2, pp. 65-72, 2011.
- [101] R. D. Lorenz, D. Lipo, D. W. Nowotny: Motion control with induction motors, *Power electronics and variable frequency drives* (B. K. Bose, ur.), IEEE Press, New York, New York (USA), 1997.
- [102] Magtrol: TM 301 TM 308 In-line torque transducers, web adresa: http://www.magtrol.com/datasheets/tm301-308.pdf, 28. listopada 2012.
- [103] Semikron: Ultra fast IGBT module SKM 100GB125DN, web adresa: http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKM100GB125DN_SEMITRA NS_2NI_21915390.pdf, 28. listopada 2012.
- [104] Semikron: Hybrid Dual IGBT Driver SKHI 22B, web adresa: http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKHI_22_A_B_R_L5012521.p df, 28. listopada 2012.
- [105] Linear Technology: Quad, JFET input precision high speed operational amplifier LT1058CN, web adresa: http://cds.linear.com/docs/Datasheet/10578fd.pdf, 28. listopada 2012.
- [105] V. Quaschning: Understanding renewable energy systems, Earthscan, London (UK), 2005.
- [107] F. Yao, R. C. Bansal, Z. Y. Dong, R. K. Saket, J. S. Shakya: Wind energy resources: theory, design and applications, *Handbook of renewable energy technology* (A. F. Zobaa, R. C. Bansal, ur.), World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., Singapore (SGP), 2011.
- [108] A. Betz: Windenergie und ihre Ausnutzung durch Windmühlen, Vandenhoeck & Ruprecht, Göttingen (DEU), 1926.
- [109] Aerogenesis Wind Energy: The Aerogenesis 5 kW wind turbine, web adresa: http://www.aerogenesis.com.au/5kW_turbine.html, 28. listopada 2012.
- [110] Urban Wind: Catalogue of European urban wind turbine manufacturers, web adresa: http://www.urbanwind.net/pdf/CATALOGUE_V2.pdf, 28. listopada 2012.
- [111] S. M. Barakati, Wind turbine systems: history, structure, and dynamic model, *Handbook of renewable energy technology* (A. F. Zobaa, R. C. Bansal, ur.), World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., Singapore (SGP), 2011.
- [112] K. Berringer, J. Marvin, P. Perruchoud: Semiconductor power losses in AC inverters, Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference IAS '95, Vol. 1, pp. 882-888, Orlando, Florida (USA), listopad 1995.
- [113] M. H. Bierhoff, F. W. Fuchs: Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation, Proceedings of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '04, Vol. 4, pp. 2836-2842, Aachen (DEU), lipanj 2004.
- [114] M. Kurokawa, Y. Konishi, H. Iwamoto, M. Nakaoka: Power loss estimations of voltage source three-phase soft switching inverter with resonant DC link assisted lossless snubber capacitor, Proceedings of the 26th IEEE International Conference IECON 2000, Vol. 1, pp. 350-355, Nagoya (JPN), listopad 2000.

- [115] N. H. Kutkut, D. M. Divan, D. W. Novotny, R. H. Marion: Design considerations and topology selection for a 120-kW IGBT converter for EV fast charging, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 1, pp. 169-178, siječanj 1998.
- [116] A. Consoli, C. Licitra, S. Musumeci, A. Testa, F. Frisina, R. Letor: Comparative investigation on power losses in soft-switching insulated gate devices, Proceedings of the 6th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs ISPSD '94, pp. 87-92, Davos (CHE), svibanj/lipanj 1994.
- [117] U. Schwarzer, R. W. De Doncker: Power losses of IGBTs in an inverter prototype for high frequency inductive heating applications, Proceedings of the 27th IEEE International Conference IECON 2001, Vol. 2, pp. 793-798, Denver, Colorado (USA), studeni/prosinac 2001.
- [118] M. Ishiko, T. Kondo: A simple approach for dynamic junction temperature estimation of IGBTs on PWM operating conditions, Proceedings of the 38th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '07, pp. 916-920, Orlando, Florida (USA), lipanj 2007.
- [119] D. A. Murdock, J. E. R. Torres, J. J. Connors, R. D. Lorenz: Active thermal control of power electronic modules, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 2, pp. 552-558, ožujak/travanj 2006.
- [120] A. Lakhsasi, Y. Hamri, A. Skorek: Partially coupled electro-thermal analysis for accurate prediction of switching devices, Proceedings of the IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Vol. 1, pp. 375-380, Toronto (CAN), svibanj 2001.
- [121] L. Abraham, M. Reddig: Determination of switching losses in IGBTs by losssummation-method, Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference IAS '95, Vol. 2, pp. 1061-1068, Orlando, Florida (USA), listopad 1995.
- [122] J. W. Kimball: Modeling controlled switches and diodes for electro-thermal simulation, Proceedings of the 36th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '05, pp. 2175-2179, Recife (BRA), lipanj 2005.
- [123] S.Kouro, M. Perez, H. Robles, J. Rodriguez: Switching loss analysis of modulation methods used in cascaded H-bridge multilevel converters, Proceedings of the 39th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '08, pp. 4662-4668, Rodos (GRC), lipanj 2008.
- [124] B. Cassimere, S. D. Sudhoff, D. C. Aliprantis, M. D. Swinney: IGBT and PN junction diode loss modeling for system simulations, Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC '05, pp. 941-949, San Antonio, Texas (USA), svibanj 2005.
- [125] U. Drofenik, J. Kolar: A general scheme for calculating switching and conductionlosses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems, Proceedings of the 5th IEEE International Power Electronics Conference IPEC '05, pp. 1604-1610, Niigata (JPN), travanj 2005.
- [126] X. Dewei, L. Haiwei, H. Lipei, S. Azuma, M. Kimata, R. Uchida: Power loss and junction temperature analysis of power semiconductor devices, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 5, pp. 1426-1431, listopad 2002.

ŽIVOTOPIS

Rođen sam 31. listopada 1982. godine u Splitu. Osnovnu školu završio sam 1997. godine, a srednju Elektrotehničku školu završio sam 2001. godine, oboje u Splitu. Iste sam godine upisao sveučilišni dodiplomski studij elektrotehnike, smjer elektroenergetika, na Fakultetu elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje Sveučilišta u Splitu, koji sam uspješno završio 2006. godine.

Od 1. lipnja 2008. godine zaposlen sam na radnom mjestu asistenta na Zavodu za elektroenergetiku Fakulteta elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje Sveučilišta u Splitu. U nastavi sam angažiran u izvođenju auditornih i laboratorijskih vježbi na sljedećim kolegijima: Regulacijska tehnika, na stručnom i preddiplomskom studiju, i Regulacija električnih strojeva, na diplomskom studiju. Prethodno sam bio angažiran i u izvođenju laboratorijskih vježbi na kolegijima Osnove elektroenergetike, Energetska elektronika i Upravljanje sustavima energetske elektronike, na preddiplomskom studiju, te Praktikum regulacije električnih strojeva, na diplomskom studiju.

U listopadu 2008. godine upisao sam poslijediplomski doktorski studij Elektrotehnike i informacijske tehnologije na Fakultetu elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje Sveučilišta u Splitu.

Od 1. listopada 2008. godine kao istraživač aktivno sudjelujem na znanstvenoistraživačkom projektu Ministarstva znanosti, obrazovanja i sporta *Razvoj naprednih algoritama za modeliranje elektromagnetskih pojava*.

Kao koautor sam dosad objavio pet znanstvenih radova A kategorije, jedan znanstveni rad B kategorije, jedan znanstveni rad C kategorije, četiri znanstvena rada D kategorije u zbornicima radova s međunarodnih znanstvenih skupova, od kojih je jedan rad pozvano predavanje, te dva stručna rada u zborniku radova s domaćeg stručnog skupa. Osim navedenog, koautor sam knjige *Artificial Neural Network Applications in Control of Induction Machines* (Nova Science Publishers, Inc., New York, 2011.) i jednog poglavlja u knjizi.

Član sam društava IEEE Power Electronics Society i IEEE Industrial Electronics Society.

Split, 4. ožujka 2013.

CURRICULUM VITAE

I was born on 31st of October 1982 in Split. In 1997, I finished the elementary school, and in 2001, I graduated from the High school of electrical engineering, both in Split. In the same year, I enrolled in pre-Bologna graduate study in Electrical Engineering (Power Engineering) at the Faculty of Electrical Engineering, Mechanical Engineering and Naval Architecture of the University of Split, which I successfully completed in 2006.

Since 1st of June 2008, I am employed as an assistant at the Faculty of Electrical Engineering, Mechanical Engineering and Naval Architecture in Split, Department of Power Engineering. I am involved in teaching activities comprising auditory and laboratory exercises for the following courses: Control Engineering, at both the professional and undergraduate level, and Control of Electric Machines, at the graduate level. Also, I have previously been involved in performing the laboratory exercises for the courses Fundamentals of Power Engineering, Power Electronics, at the undergraduate level, and Control of Power Electronics, at the undergraduate level, and Control of Power Electronics, at the undergraduate level, and Control of Power Electronics Systems, at the graduate level.

In October 2008, I enrolled in postgraduate doctoral study (PhD) in Electrical Engineering and Information Technology at the Faculty of Electrical Engineering, Mechanical Engineering and Naval Architecture in Split.

Since 1st of October 2008, I am actively involved as a researcher on the scientificresearch project of the Ministry of Science, Education and Sports *Development of Advanced Algorithms for Modeling Electromagnetic Phenomena*.

So far I have co-authored and published five scientific papers in journals indexed in Current Contents and/or SCI-Expanded, one scientific paper in a journal indexed in Scopus, one scientific paper in a journal indexed in DOAJ, four scientific papers at international conferences, one of which is an invited lecture, and two professional papers at a domestic symposium. In addition, I am a co-author of the book titled *Artificial Neural Network Applications in Control of Induction Machines* (Nova Science Publishers, Inc., New York, 2011) and also of a chapter in a book.

I am a member of the IEEE Power Electronics Society and IEEE Industrial Electronics Society.

Split, March 4, 2013.