



UNIVERZITET U NOVOM SADU
**FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA U
NOVOM SADU**



MARKO GECIĆ

**ENERGETSKI EFIKASNO DIGITALNO UPRAVLJANJE SINHRONIM
MOTOROM SA STALNIM MAGNETIMA PRI VELIKIM BRZINAMA
OBRTANJA**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Novi Sad, 2016.



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА

21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:	
Идентификациони број, ИБР:	
Тип документације, ТД:	Монографска документација
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР:	Докторска дисертација
Аутор, АУ:	Марко Гецић
Ментор, МН:	др Дарко Марчетић, ванр. проф.
Наслов рада, НР:	Енергетски ефикасно дигитално управљање синхроним мотором са сталним магнетима при великим брзинама обртања
Језик публикације, ЈП:	Српски
Језик извода, ЈИ:	Српски
Земља публикација, ЗП:	Република Србија
Уже географско подручје, УГП:	Аутономна покрајина Војводина
Година, ГО:	2016.
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт
Место и адреса, МА:	Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	8/135/152/6/92/0/2
Научна област, НО:	Електротехника и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, НД:	Електроенергетика
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Енергетска ефикасност, синхрони мотори са сталним магнетима, електромоторни погони, велике брзине обртања
УДК	
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука, Нови Сад
Важна напомена, ВН:	
Извод, ИЗ:	У овој докторској дисертацији оптимизациони алгоритам заснован на роју честица примењен је на проблем оптималног управљања погоним са синхроним мотором са сталним магнетима при великим брзинама обртања. Како би се смањили укупни контролабилни губици електричне енергије и повећала ефикасност генерисан је оптимални референтни вектор статорске струје за широк опсег брзина и за различита оптерећења. Приликом оптимизације уважена су напонска и струјна ограничења инвертора, као и промена индуктивности статора. Сачувани генерисани вектор струје статора се користи приликом управљања погоним у реалном времену, а предложени алгоритам се пореди са стандарним управљањем.
Датум прихватања теме, ДП:	24.09.2015.
Датум одбране, ДО:	
Чланови комисије, КО:	Председник: др Владимир Катић, редовни професор
	Члан: др Милан Рапаић, ванредни професор
	Члан: др Петар Матић, доцент
	Члан: др Ђура Орос, ванредни професор
	Члан, ментор: др Дарко Марчетић, ванредни професор
	Потпис



UNIVERSITY OF NOVI SAD • FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES

21000 NOVI SAD, Trg Dositeja Obradovića 6

KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monographic publication
Type of record, TR :	Textual printed material
Contents code, CC :	PhD Thesis
Author, AU :	Marko A. Gecić
Mentor, MN :	Darko P. Marčetić, PhD
Title, TI :	Energy Efficient Digital Control of Permanent Magnet Synchronous Motor in High Speed Region
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian
Country of publication, CP :	Republic of Serbia
Locality of publication, LP :	Vojvodina
Publication year, PY :	2016.
Publisher, PB :	Author's reprint
Publication place, PP :	Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	8/135/152/6/92/0/2
Scientific field, SF :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, SD :	Electrical power engineering
Subject/Key words, S/KW :	Energy efficiency, PMSM, high speed, electrical drive
UC	
Holding data, HD :	The Library of Faculty of technical sciences, Novi Sad, Serbia
Note, N :	
Abstract, AB :	In this PhD thesis, a particle swarm optimization algorithm was applied to the problems of optimal control of high speed permanent magnet motor drives. In order to minimize the total controllable electrical losses and to increase the efficiency, the optimum current vector references are calculated offline for the wide speed range and for different load conditions. The voltage and current limits of the drive system and the variation of stator inductances are all included in the optimization method. The stored optimal current vector references are used during the real time control and the proposed algorithm is compared with the conventional control algorithm.
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	24.09.2015.
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	President: Vladimir Katić, PhD, professor
	Member: Milan Rapačić, PhD, associate prof.
	Member: Petar Matić, PhD, assistant prof.
	Member: Đuro Oros, PhD, associate prof.
Member, Mentor:	Darko Marčetić, PhD, associate prof.
	Menthor's sign

Ovu doktorsku disertaciju posvećujem svojim roditeljima

ZAHVALNICA

Veliku zahvalnost dugujem svom mentoru, dr Darku Marčetiću, na svim komentarima, smernicama i kritikama pruženim tokom izrade ove doktorske disertacije, kao i na ogromnoj podršci i nesebičnoj pomoći tokom celokupnih doktorskih studija.

Zahvalnost dugujem i dr Petru Matiću na svim naučno-stručnim savetima i korisnim diskusijama tokom mojih istraživanja iz kojih je ova doktorska disertacija proistekla.

Takođe, želim da se zahvalim kolegini Mirni Kapetina na pomoći tokom istraživanja.

Želim da se zahvalim i svim članovima komisije koji su svojim sugestijama doprineli da disertacija bude jasnija i preglednija.

Ipak, najveću zahvalnost dugujem svojim roditeljima, sestri, verenici Jeleni i prijateljima na svakodnevnoj bezrezervnoj podršci i ljubavi.

Marko Gecić

SADRŽAJ

1. Uvod.....	1
1.1. Uvodna razmatranja	1
1.2. Predmet i cilj istraživanja.....	5
1.3. Pregled literature	7
1.3.1. Metode za optimizaciju gubitaka zasnovane na algoritmima pretrage.....	7
1.3.2. Metode za optimizaciju gubitaka zasnovane na modelu sistema	9
1.4. Kratak sadržaj i pregled rada.....	13
2. Električni pogon sinhronog motora sa stalnim magnetima na rotoru	15
2.1. Matematički model sinhronog motora sa stalnim magnetima na rotoru	16
2.1.1. Matematički model sinhronne mašine u originalnom trofaznom domenu	18
2.1.2. Matematički model sinhronne mašine u dvofaznom stacionarnom ($\alpha\beta$) domenu.....	21
2.1.3. Matematički model sinhronne mašine u dvofaznom rotacionom (dq) domenu	24
2.1.4. Promena parametara matematičkog modela u toku rada.....	27
2.2. Matematički model pogonskog pretvarača	29
2.3. Vektorsko upravljanje	35
2.4. Strujna i naponska ograničenja invertora	37
2.5. Standardna šema upravljanja sinhronim motorom sa stalnim magnetima.....	37
2.6. Regulacija brzine uz ostvarenje potrebnog momenta uz minimalnu struju statora.....	39
2.7. Primena PI regulatora u električnom pogonu.....	41
2.8. Estimacija rotorskog fluksa, brzine i pozicije rotora PMSM	43
2.9. Struktura i podešavanje parametara strujnog regulatora	44
2.10. Struktura i podešavanje parametara brzinskog regulatora	46
3. Modelovanje gubitaka u električnom pogonu sinhronog motora sa stalnim magnetima ..	48
3.1. Modelovanje gubitaka u sinhronom motoru sa stalnim magnetima na rotoru.....	48
3.2. Modelovanje gubitaka u energetskom pretvaraču.....	52
3.2.1. Kondukcionni gubici u ispravljaču.....	52
3.2.2. Kondukcionni gubici u invertoru.....	52
3.2.3. Komutacionni gubici u invertoru.....	54
3.3. Mogućnosti minimizacije gubitaka SPMSM i IPMSM na osnovu modela gubitaka ..	56
4. Algoritam za energetski efikasno digitalno upravljanje sinhronim motorom sa stalnim magnetima	71
4.1. Algoritam roja čestica	71
4.2. Primena algoritma roja čestica za energetski efikasno upravljanje PMSM	74
4.3. Primena algoritma roja čestica za energetski efikasno upravljanje drugim tipovima motora naizmenične struje.....	82
4.3.1. Energetski efikasno upravljanje asinhronim motorom	82
4.3.2. Energetski efikasno upravljanje sinhronim reluktantnim motorom	91
5. Opis prototipa i eksperimentalni rezultati.....	99
5.1. Opis prototipa.....	99
5.2. Blok dijagram algoritma mikroprocesorskog programa	101
5.3. Eksperimentalni rezultati.....	105
6. Zaključak i pravci daljeg istraživanja	114
7. Literatura.....	117
8. Prilozi.....	127
8.1. Metode za određivanje parametara sinhronog motora sa stalnim magnetima	127
8.1.1. Određivanje broja pari polova	127
8.1.2. Otpornost statorskog namotaja	128
8.1.3. Induktivnost namotaja	129
8.1.4. Određivanje fluksa stalnog magneta na rotoru	132
8.2. Parametri motora	134

SPISAK SLIKA

Slika 1.1 Vrste sinhronih motora sa stalnim magnetima: a) površinski postavljeni magneti (Surface Mounted PM), b) motori sa koncentrisanim fluksom, c) utisnuti magneti u površinu rotora (Inset PM), d) jednoslojni unutrašnji magneti (Internal PM), e) višeslojni unutrašnji magneti [35].....	4
Slika 1.2 Blok dijagram optimizovanog upravljanja PMSM primenom algoritma pretrage	8
Slika 1.3 Blok dijagram optimizovanog upravljanja PMSM primenom metode zasnovane na modelu	9
Slika 2.1 Tipična struktura regulisanog elektromotornog pogona [72].....	15
Slika 2.2 Šematski prikaz trofazne sinhronne mašine u originalnom abc domenu	18
Slika 2.3 Šematski prikaz trofazne sinhronne mašine u dvofaznom stacionarnom $\alpha\beta$ domenu.	23
Slika 2.4 Šematski prikaz trofazne sinhronne mašine u dvofaznom rotacionom dq domenu	25
Slika 2.5 Ekvivalentna šema PMSM: a) ekvivalentna šema d ose, b) ekvivalentna šema q ose	27
Slika 2.6 Tipična struktura energetskog pretvarača pogodnog za napajanje sinhronih motora sa stalnim magnetima malih snaga	29
Slika 2.7 Naponski vektor na izlazu iz trofaznog invertora	32
Slika 2.8 Referentni vektor u prvom sektoru kao srednja vrednost kombinacije dva aktivna vektora $V_k = V_1$ i $V_{k+1} = V_2$ i dva nulta vektora V_0 i V_7 [12].....	33
Slika 2.9 Odabir sektora na osnovu referentnog napona u $\alpha\beta$ domenu [12]	35
Slika 2.10 Blok dijagram osnovne upravljačke šeme PMSM	36
Slika 2.11 Blok dijagram standardnog upravljanja pogona sa PMSM.....	38
Slika 2.12 Blok dijagram proširenog standardnog upravljanja pogona sa PMSM kojim se omogućava rad u slabljenju polja	39
Slika 2.13 Blok dijagram MTPA upravljanja IPMSM pogonom.....	41
Slika 2.14 Blok dijagram tipičnog sistema automatskog upravljanja sa zatvorenom povratnom spregom	42
Slika 3.1 Zavisnost R_c od brzine obrtanja	50
Slika 3.2 Ekvivalentna šema PMSM sa uključenim gubicima u gvožđu: a) ekvivalentna šema d ose, b) ekvivalentna šema q ose	51
Slika 3.3 Zavisnost gubitaka od struje i_{od} pri brzini od 500 o/min i opterećenjem od 1Nm	57
Slika 3.4 Zavisnost gubitaka od struje i_{od} pri brzini od 3000 o/min i opterećenjem od 1Nm ..	58
Slika 3.5 Zavisnost gubitaka od struje i_{od} pri brzini od 8000o/min i opterećenju od 0.6Nm ...	59
Slika 3.6 Struja i_{od} pri kojoj se omogućava rad pogona uz poštovanje limita napona pri različitim opterećenjima i brzinama obrtanja	59
Slika 3.7 Zavisnost gubitaka od struje i_{od} pri različitim brzinama i opterećenjem od 0.6Nm..	60
Slika 3.8 Zavisnost P_{Cu} od struje i_{od} pri različitim brzinama i opterećenjem od 0.6Nm	61
Slika 3.9 Zavisnost P_{Fe} od struje i_{od} pri različitim brzinama i opterećenjem od 0.6Nm.....	62
Slika 3.10 Zavisnost P_L od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 500 o/min.....	63
Slika 3.11 Zavisnost P_{Cu} od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 500 o/min	64
Slika 3.12 Zavisnost P_{Fe} od i_{od} pri različitim opterećenjima pri brzini od 500 o/min.....	64
Slika 3.13 Zavisnost P_L od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 3000 o/min.....	65
Slika 3.14 Zavisnost P_{Cu} od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 3000 o/min	66
Slika 3.15 Zavisnost P_{Fe} od i_{od} pri različitim opterećenjima pri brzini od 3000 o/min.....	66
Slika 3.16 Zavisnost P_L od struje i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 8000 o/min.....	67
Slika 3.17 Zavisnost P_{Cu} od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 8000 o/min	68
Slika 3.18 Zavisnost P_{Fe} od i_{od} pri različitim opterećenjima pri brzini od 8000 o/min.....	68
Slika 3.19 Uticaj razdešenosti parametara L_d i L_q na određivanje minimuma kontrolabilnih gubitaka P_L pri opterećenju 0.6 Nm i brzini od 8000 o/min.....	69
Slika 3.20 Uticaj razdešenosti parametara R_c i R_s na određivanje minimuma kontrolabilnih gubitaka P_L pri opterećenju 0.6 Nm i brzini od 8000 o/min.....	69
Slika 4.1 Šematski prikaz kretanja čestice.....	73
Slika 4.2 Blok dijagram optimizovanog upravljanja pogona sa IPMSM	75
Slika 4.3 Zavisnost induktivnosti L_d i L_q od struje motora	76
Slika 4.4 Zavisnost momenta od brzine.....	76

Slika 4.5 Blok dijagram GPSO algoritma primenjenog za proračun optimalnog vektora struje statora sinhronog motora sa stalnim magnetima	78
Slika 4.6 PMSM: Optimalna i_{od} za dato opterećenje i brzinu	79
Slika 4.7 PMSM: Optimalna P_L za dato opterećenje i brzinu	79
Slika 4.8 PMSM: Optimalna i_{sd} za dato opterećenje i brzinu.....	80
Slika 4.9 PMSM: Optimalna i_{sq} za dato opterećenje i brzinu.....	80
Slika 4.10 PMSM: Energetska efikasnost ostvarena GPSO algoritmom	81
Slika 4.11 PMSM: Simulacioni rezultati predložeme i standardne metode pri 8000 o/min, a) Snaga gubitaka, b) struja i_{sd} , c) efikasnost, d) povećanje efikasnosti.....	81
Slika 4.12 Ekvivalentna šema asinhronog motora u dq domenu.....	83
Slika 4.13 AM: Ukupni električni gubici za različita opterećenja pri 1000 o/min.....	86
Slika 4.14 AM:Ukupni električni gubici za različite vrednosti i_{sd} pri 0.5 Nm.....	86
Slika 4.15 Zavisnost induktivnosti magnećenja od struje magnećenja	86
Slika 4.16 Blok dijagram optimizovanog upravljanja pogonom sa asinhronim motorom.....	87
Slika 4.17 AM: Zavisnost momenta i snage od brzine.....	88
Slika 4.18 Blok dijagram GPSO algoritma primenjenog za proračun optimalnog vektora struje statora asinhronog motora	89
Slika 4.19 AM: Optimalna struja i_{sd} za dato opterećenje i brzinu	90
Slika 4.20 AM: Optimalna struja i_{sq} za dato opterećenje i brzinu	90
Slika 4.21 AM:Optimalna snaga gubitaka za dato opterećenje i brzinu	91
Slika 4.22 AM: Poređenje gubitaka predloženog i standardnog algoritam upravljanja pri brzini 12000 o/min za različita opterećenja	91
Slika 4.23 Ekvivalentna šema SRM: a) d-osa, b) q-osa	92
Slika 4.24 SRM: Ukupni električni gubici za različita opterećenja pri 1000 o/min.....	94
Slika 4.25 SRM: Ukupni električni gubici za različite brzine pri 0.5 Nm	95
Slika 4.26 Blok dijagram optimizovanog upravljanja pogona sa sinhronim reluktantnim motorom	96
Slika 4.27 Optimalna i_{od} za dato opterećenje i brzinu	97
Slika 4.28 Minimalni električni gubici za dato opterećenje i brzinu.....	97
Slika 4.29 Optimalna i_d za dato opterećenje i brzinu	98
Slika 4.30 Optimalna i_q za dato opterećenje i brzinu	98
Slika 4.31 Energetska efikasnost za dato opterećenje i brzinu.....	98
Slika 5.1 Blok dijagram eksperimentalne postavke za testiranje algoritma za digitalno upravljanje pogonom sa PMSM	100
Slika 5.2 Eksperimentalna postavka za testiranje algoritma za digitalno upravljanje pogonom sa PMSM	101
Slika 5.3 Blok dijagram algoritma glavnog programa za vektorsko upravljanje IPMSM	103
Slika 5.4 Blok dijagram PWM prekidne rutine	104
Slika 5.5 Eksperimentalni odziv struje na zadati profil primenom Dalinovog algoritma za $\lambda = 100\text{Hz}$, bez (gornji) i sa uključenim filtrom (donji grafik) u povratnoj grani	105
Slika 5.6 Eksperimentalni odziv struje na zadati strujni profil primenom Dalinovog algoritma za $\lambda = 50\text{Hz}$, bez (gornji) i sa uključenim filtrom (donji grafik) u povratnoj grani	106
Slika 5.7 Eksperimentalni odziv struje na zadati strujni profil primenom Dalinovog algoritma za $\lambda = 100\text{Hz}$, sa filtrom u povratnoj grani bez modifikacije (gornji) i sa modifikovanim pojačanjima (donji grafik)	107
Slika 5.8 Odziv brzine pogona na profil reference brzine, odskočna referenca $n_{REF}=250$ o/min, i korespondentan strujni odziv I_s	107
Slika 5.9 Odzivi brzine (gornji) i struje (donji grafici) pogona na profile brzine, referenca brzine 250 o/min tipa rampa funkcije trajanja 0.5s, grafici levo, i 2.5s, grafici desno	108
Slika 5.10 Odziv brzine obrtanja motora i struje statora prilikom testa opterećenja u vidu odskočne reference u vremenskom trenutku 3s.....	109
Slika 5.11 Zavisnost ulazne snage, napona i struje q ose od promene struje d ose pri brzini obrtanja od 8000 o/min i opterećenju 0,11 Nm	110
Slika 5.12 Zavisnost ulazne snage, napona i struje q ose od promene struje d ose pri brzini obrtanja od 8000 o/min i opterećenju 0,22 Nm	110

Slika 5.13 Zavisnost ulazne snage, napona i struje q ose od promene struje d ose pri brzini obrtanja od 8000 o/min i opterećenju 0,33 Nm	111
Slika 5.14 Zavisnost ulazne snage, napona i struje q ose od promene struje d ose pri brzini obrtanja od 8000 o/min i opterećenju 0,4 Nm	111
Slika 5.15 Opterećenje motora pri brzini 8000 o/min	112
Slika 5.16 Eksperimentalni rezultati predložene i standardne metode pri 8000 o/min, a) snaga gubitaka, b) struja i_{sd} , c) efikasnost, d) povećanje efikasnosti	113
Slika 8.1 Šema povezivanja statorskog namotaja za određivanje broja pari polova	128
Slika 8.2 Šema merenja otpora statorskog namotaja u naponskom spoju	129
Slika 8.3 Šema merenja induktivnosti statorskog namotaja pomoću RLC metra	130
Slika 8.4 Zavisnost induktivnosti statora IPMSM od ugla rotora	130
Slika 8.5 Šema povezivanja namotaja PMSM pogodna za merenje induktivnosti uz uvažavanje zasićenja: a) d – osa magneta poravnata sa fazom A, b) q – osa magneta poravnata sa fazom A	131
Slika 8.6 Eksperimentalna postavka pogodna za merenje fluksa magneta	133
Slika 8.7 Šema merenja otpora statorskog namotaja u naponskom spoju	133
Slika 8.8 Eksperimentalna postavka za ispitivanje motora	134

SPISAK TABELA

Tabela 1-1 – Karakteristike SmCo i NdFeB stalnih magneta	4
Tabela 2-1 Vrednosti polifazora statorskog napona koje inverter dopušta na svom izlazu za osam stanja prekidača [12]	32
Tabela 2-2 PWM vremena vođenja	35
Tabela 8-1 Osnovni podaci o motoru	135
Tabela 8-2 Merenje otpornosti	135
Tabela 8-3 Promena induktivnosti usled promene struje opterećenja	135

SPISAK KORIŠĆENIH SKRAĆENICA

AC	naizmenična veličina (engl. <i>Alternating Current</i>),
AM	asinhroni motor (engl. <i>Induction Motor</i>),
ANN	veštačka neuralna mreža (eng. <i>Artifical Neural Network</i>),
A/D	analogno/digitalno (engl. <i>Analog/Digital</i>),
AP	algoritam pretrage,
CRVSI	strujno regulisan naponski izvor (engl. <i>Current Regulated Voltage Source Inverter</i>),
DC	jednosmerna veličina (engl. <i>Direct Current</i>),
DSP	digitalni signalni procesor (engl. <i>Digital Signal Processor</i>),
EMS	elektromotorna sila (engl. <i>Electromotive Force</i>),
GUI	korisnička grafička aplikacija (engl. <i>Grafical User Interface</i>),
IGBT	bipolarni tranzistor sa izolovanim gejtom (engl. <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>),
LMC	metode optimizacije zasnovane na modelu (engl. <i>Loss Minimization Control</i>),
LUT	uporedna tabela (engl. <i>Lookup table</i>),
MTPA	algoritam za pronalaženje minimalne struje za potreban momenat (engl. <i>Maximum Torque Per Ampers</i>),
NN	neuralna mreža (engl. <i>Neural Network</i>),
PI regulator	proporcionalno – integralni regulator (engl. <i>Proportional – Integral Controller</i>),
PWM	impulsno širinska modulacija (engl. <i>Pulse Width Modulation</i>),
PLL	fazno spregnuta petlje (engl. <i>Phase Locked Loop</i>),
PSO	Algoritam roja čestica (engl. <i>Particle Swarm Optimization</i>),
SC	Algoritam pretrage (engl. <i>Search Control</i>),
SVPWM	PWM tehnika modulacije prostornim vektorom (engl. <i>Space Vector PWM</i>),
VSI	naponski pretvarač– inverter (engl. <i>Voltage Source Inverter</i>).

1. UVOD

1.1. Uvodna razmatranja

U današnjem, savremenom i industrijalizovanom svetu potreba za električnom energijom je sve veća i potrebno ju je što efikasnije proizvoditi i koristiti. Energetska efikasnost je uvek usko povezana sa energetsom krizom u svetu. Ranije su to bile kratkotrajne krize, dok se današnja energetska kriza produbljuje i postaje globalni problem naročito zbog zagađenja životne sredine. Blizu 60% proizvedene električne energije pretvara se u mehaničku energiju i javlja se potreba za visokom efikasnošću elektromotornih pogona [1] – [7]. Elektromotorni pogoni su efikasni ukoliko imaju velik stepen korisnog dejstva prilikom pretvaranja jednog vida energije u drugi. Elektromehaničko pretvaranje obuhvata energiju u četiri oblika: energiju dovedenu iz električnog izvora, koja se pretvara u odatu mehaničku energiju, povećanje energije akumulisane u sprežnom kolu i energiju pretvorenu u toplotu.

Potrošnja toplotne i električne energije neprestano raste, pa će pre ili kasnije biti potrebno mnogo investirati kako u prenosne, tako i u distributivne mreže, ali i transformatorske stanice. Uvođenjem energetski efikasnijih električnih mašina, a i samih pogona, može se smanjiti potrošnja. Smanjenjem potrošnje značajno bi se redukovala potreba za novim elektranama i mrežama, smanjila bi se emisija CO₂, a samim tim sačuvao kapital i resursi [1].

Jedan od najvažnijih faktora za uštedu energije je upotreba energetski efikasnih motora. Standard za klasifikaciju motora po nivoima vrednosti stepena iskorišćenja, IEC

60034-30, definiše četiri energetske klase motora, [8]: IE1 – motori standardne efikasnosti (Standard efficiency); IE2 – motori visoke efikasnosti (High efficiency), sa 18-25% manjim gubicima u odnosu na IE1; IE3 – motori vrlo visoke efikasnosti (Premium efficiency), sa 15-20% manjim gubicima od IE2; i IE4 – motori super efikasnosti (Super Premium efficiency), što se prezentira kao cilj kome se teži. Prema Direktivi 2005/32/EC [9] primena motora navedenih energetske klase je obavezna u zemljama Evropske unije. Od 1. januara 2017. svi motori nominalnih snaga od 0,75-375kW moraju biti najmanje klase IE3, ili klase IE2 i opremljeni sa pretvaračima za regulaciju brzine (frekvencije). Ugradnjom pretvarača za regulaciju brzine i visoko efikasnih motora, 43 TWh energije bi moglo biti sačuvano samo u Evropskoj uniji – ovo odgovara ceni energije od oko 3 milijarde evra [10]. Energetski efikasniji pogoni mogu pomoći kompanijama na više različitih načina. Pomažu u smanjenju troškova proizvodnje, poboljšavaju povrat uložених sredstava i smanjuju emitovanje CO₂. Investiranje u efikasnije pogone se vrati u veoma kratkom vremenu. U pogonima većih snaga investicije se brže vrata.

Sve više se javlja potreba za pogonima promenljive brzine. To su razni uređaji poput aparata za domaćinstvo, ručnih alata, rashladnih uređaja, ventilatora, motornih pumpi, raznih pogona u automobilske i železničkoj industriji i industriji uopšte. Ovi pogoni su veoma osetljivi po pitanju cene, dok u isto vreme zahtevaju visoku pouzdanost i efikasnost [11]. U industrijskim procesima sve više se primenjuju digitalno upravljani elektromotorni pogoni koji mogu da rade u širokom opsegu brzina. Osnov za dalji razvoj ovakvih pogona predstavljaju ušteda električne energije, kao finansijska isplativost pogona. Veći udeo u instaliranim elektromotornim pogonima promenljive brzine čine asinhroni motori, ali sve češće ih zamenjuju energetski efikasniji sinhroni motori sa stalnim magnetima (engl. *Permanent Magnet Synchronous Motor* – PMSM). Razlog tome je pronalazak i značajan pad cene kvalitetnih magnetnih materijala sa visokom koncentracijom magnetne energije. U industrijskim aplikacijama visokih performansi PMSM mogu da zamene i mašine jednosmerne struje, omogućavajući duži radni vek i smanjujući buku istih. Pogoni sa PMSM se proizvode u širokom rasponu snaga od mW do nekoliko stotina kW, dok postoje nastojanja da se izrade i veliki pogoni snaga većih od 1MW.

Kako bi energija spreznog polja mašine bila što veća, u početku su stalni magneti postavljani na stator. Kako je razvoj stalnih magneta napredovao standardna konstrukcija sinhronih motora sa stalnim magnetima je postala takva da se magneti postavljaju na rotor.

Sinhroni motori sa stalnim magnetima na rotoru imaju veliku gustinu snage, dobar prenos toplote, jer se hlade sa statora i konačno veću efikasnost u odnosu na druge tipove [10]. Ujedno, sinhroni motori imaju i povoljne upravljačke karakteristike, tako da je njihova primena moguća u raznim aplikacijama, kao što su kućni aparati [12] – [16], hibridna i električna vozila [17] – [19], servopogoni [20] – [22], itd.

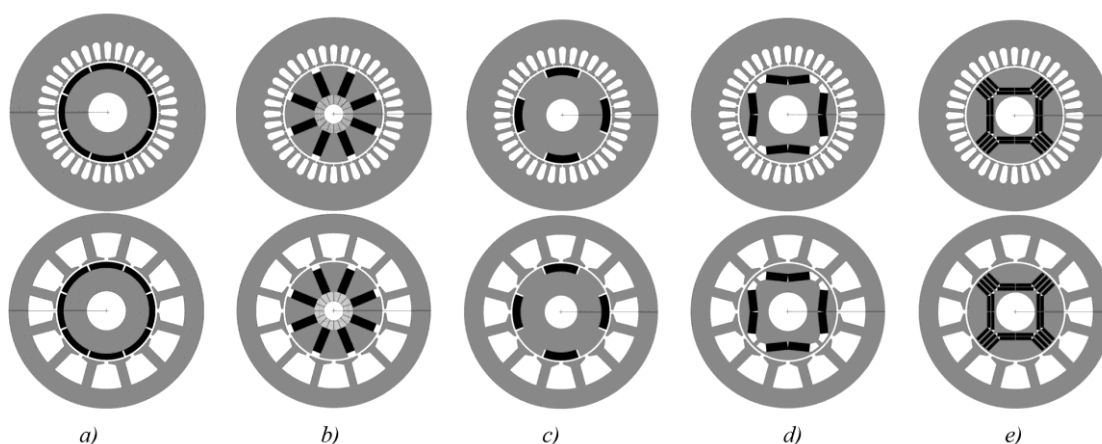
Stator sinhronog motora sa stalnim magnetima je po konstrukciji istovetan statoru asinhronog motora. Rotor sinhronog motora se razlikuje od rotora asinhronog motora jer se na njemu umesto namotaja ili kaveza nalaze stalni magneti. Zbog rada u sinhronizmu i konstantnog fluksa pobude, na rotoru ne postoje gubici u gvožđu. Upotrebom stalnih magneta povećava se efikasnost sinhronih mašina, jer ne postoji električno kolo za pobudu. Kako nema pobudnog namotaja, nema ni električnih gubitaka pobude. Mala specifična provodnost stalnih magneta doprinosi i tome da nema gubitaka usled vrtložnih struja u prelaznim režimima. Takođe, odvođenje toplote je znatno efikasnije [23].

Ukoliko se posmatra PMSM za rad sa trofaznim sistemom naizmeničnih napona i struja, na statoru postoje tri namotaja, tj. tri faze. Provodnici koji čine namotaj mogu biti koncentrisani u dva naspramna žleba i tada se radi o koncentrisanom namotaju. Ukoliko se namotaji izvode tako da se provodnici polažu u veći broj žlebova reč je o raspodeljenom namotaju [23]. Sinhronne mašine koje na statoru imaju koncentrisan namotaj su jeftinije u odnosu na one sa distribuiranim namotajem i veoma su popularne u uređajima za kućnu upotrebu.

Materijali koji stvaraju veliku remanentnu indukciju i imaju veliko koercitivno polje koriste se za izradu stalnih magneta. Takođe, potrebno je obratiti pažnju na temperaturu pri kojoj se gube osobine stalnog magneta, tzv. Kirijevu temperaturi, ali i na specifičnu akumulisanu magnetsku energiju. Magnetni materijali se mogu podeliti na: klasične u koje spadaju feritni i anlico materijale, i moderne u koje spadaju neodijum-gvožđe-bor (NdFeB) i samarijum – kobalt (SmCo). Karakteristike magneta koji sadrže SmCo su oko trideset procenata lošije od magneta koji sadrže NdFeB [24]. Način ugradnje magneta ima veliki uticaj na parametre mašine i njene eksploatacione karakteristike. U zavisnosti od načina ugradnje magneta značajno se menja magnetska otpornost, a samim tim i induktivnost statora. U narednoj tabeli su date uporedne osobine SmCo i NdFeB stalnih magneta koji se najčešće koriste kod PMSM [24].

MAGNET	B_r [T]	H_c [kA/m]	BH_{max} [kJ/m ³]	T_c [°C]
Nd ₂ Fe ₁₄ B (sinterovan)	1-1,4	750-2000	200-440	310-400
Nd ₂ Fe ₁₄ B	0,6-0,7	600-1200	60-100	310-400
SmCo ₅ (sinterovan)	0,8-1,1	600-2000	120-200	720
Sm(Co, Fe, Cu, Zr) ₇ (sinterovan)	0,9-1,15	450-1300	150-240	800

Tabela 1-1 – Karakteristike SmCo i NdFeB stalnih magneta



Slika 1.1 Vrste sinhronih motora sa stalnim magnetima: a) površinski postavljeni magneti (Surface Mounted PM), b) motori sa koncentrisanim fluksom, c) utisnuti magneti u površinu rotora (Inset PM), d) jednoslojni unutrašnji magneti (Internal PM), e) višeslojni unutrašnji magneti [35]

Na slici 1.1 prikazane su vrste PMSM s obzirom na način postavljanja stalnih magneta na rotor. U gornjem redu nalaze se mašine kod kojih je namotaj na statoru raspodeljen, dok se u donjem redu nalaze mašine sa koncentrisanim namotajem na statoru. PMSM sa površinski postavljenim magnetima (*Surface* PMSM, SPMSM) imaju izotropan rotor, što znači da su induktivnosti po podužnoj (d) i poprečnoj (q) osi približno jednake ($L_d \approx L_q$), slika 1.a. Induktivnost statora SPMSM je mala, pa je moguća brza promena statorske struje, a samim tim i momenta. Pored ove konstrukcije postoje i sinhroni motori sa magnetima utisnutim u rotor, čiji rotor usled kompleksne geometrije ima magnetnu anizotropiju koja donosi određene prednosti. Rotor sa koncentrisanim fluksom (slika.1.b) i rotor sa utisnutim magnetima u površinu magnetskog kola (slika.1.c) imaju umerenu magnetsku anizotropiju, dok rotor sa unutrašnjom montažom (slika.1.d i 1.e) magneta (engl. *Interior* PMSM, IPMSM) karakteriše velika magnetska anizotropija. Ovakvom

konstrukcijom značajno se umanjuje količina gvožđa u d osi što čini da je induktivnost L_d mnogo manja od induktivnosti L_q ($L_d < L_q$). Takođe, postoji značajna zavisnost induktivnosti statora od ugla rotora koja dovodi do pojave reluktantnog momenta. Dodatna prednost IPMSM je da se mogu koristiti na velikim brzinama koristeći tehniku slabljenja polja. Kako je usled postojanja stalne pobude visoka vrednost fluksa u zazoru, dinamički odziv motora je dobar, što čini ovakve motore pogodnim u pogonima koji zahtevaju veliko ubrzanje [24].

Ipak, postoje i određeni nedostaci pogona sa PMSM. PMSM su dizajnirani za rad pri promenljivim brzinama obrtanja, pa se moraju napajati pomoću invertora ili regulatora specijalno razvijenih kako bi PMSM mogao da se startuje i radi u sinhronizmu. Nedostatak informacije o poziciji rotora može negativno uticati na rad pogona. Kao davač pozicije najčešće se koristi inkrementalni enkoder, što povećava ukupnu cenu pogona. Osim problema sa određivanjem položaja/brzine rotora postoji rizik od demagnetizacije rotora, tj. slabljenja magnetita usled velikih struja ili visokih temperatura. Za održavanje motora su potrebni specijalni alati, jer izvlačenje rotora nije jednostavno zbog postojanja jakih magnetnih sila koje stvaraju stalni magneti.

Tokom proteklih decenija desio se ubrzani razvoj mikrokontrolera ogromnih mogućnosti što je stvorilo uslove za potpuno digitalizovano upravljanje elektromehaničkim konverzijama [11]. Veliki naponi su uloženi za rešavanje problema u oblasti digitalnog upravljanja elektromotornim pogonima. U pogonima električnih i hibridnih vozila smanjenjem potrošnje motora omogućila bi se veća autonomija vozila, smanjenje potrošnje kućnih uređaja sa elektromotornim pogonima imalo bi direktan uticaj na kućni budžet, tj. na finansijska izdvajanja za električnu energiju.

1.2. Predmet i cilj istraživanja

Predmet istraživanja doktorske disertacije su digitalni algoritmi upravljanja visoke energetske efikasnosti u pogonima sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima koji rade na velikim brzinama obrtanja rotora. Razvoj i usavršavanje ovih algoritama treba da obezbedi uvećanje efikasnosti pogona, postizanje visokih performansi i smanjenje troškova izrade, te tržišnu konkurentnost ovakvih rešenja. Tokom istraživanja ispitaće se načini za uvećanje efikasnosti rada pogona na velikim brzinama obrtanja.

Hipoteza: Energetsku efikasnost pogona sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima je moguće dodatno uvećati poboljšanjima u razvoju digitalnih upravljačkih algoritama primenom algoritma roja čestica. Algoritam roja čestica je inspirisan prirodnim pojavama i procesima, zasnovan na imitaciji ponašanja životinjskih skupina, odnosno jedinki u tim skupinama. Kao takav našao je primenu u mnogim inženjerskim problemima. Algoritam je pogodan i za određivanje optimalnog vektora struje statora koji će rezultovati minimalnim kontrolabilnim gubicima u sinhronom motoru sa stalnim magnetima na rotoru. Ovim algoritmom moguće je uvažiti promenu parametara od interesa i uvažiti uticaj strujnih i naponskih ograničenja invertora prilikom proračuna optimalnog vektora struje statora.

Za potrebe razvoja energetski efikasnog digitalnog upravljanja izabran je pogon snage 1kW koji se sastoji od energetskog pretvarača i sinhronog motora sa utisnutim magnetima u rotor. Ovaj pogon je izabran zbog svoje veličine i raspoložive laboratorijske opreme i jednostavnosti korišćenja, a takva veličina snage je tipična u uređajima široke potrošnje. Kod ovog pogona razmatraće se:

- Koliko je maksimalno povećanje efikasnosti koje se može ostvariti energetski efikasnim upravljanjem u odnosu na standardno upravljanje? Odgovor na ovo pitanje daće se na osnovu simulacionih i eksperimentalnih rezultata.
- Gubici u gvožđu i njihova zavisnost od nivoa fluksa u mašini, jer oni u velikoj meri određuju efikasnost pogona, naročito pri velikim brzinama obrtanja. Utvrdiće se zavisnost gubitaka u gvožđu od brzine obrtanja i nivoa indukcije.
- Kako se energetski efikasno upravljanje može ostvariti uzimajući u obzir da za takve pogone cena mora biti niska? Ovaj kriterijum je moguće zadovoljiti smanjenjem broja senzora i jednostavnim algoritmom koji se može implementirati na procesorima srednjih performansi i niske cene. Razmotriće se upotreba vektorskog upravljanja i moguća poboljšanja istog.
- Energetski efikasno upravljanje će se testirati na pogonu široke potrošnje snage 1kW kako za ustaljeni režim rada, tako i pri prelaznim pojavama.

Prvi cilj istraživanja je razvoj matematičkog modela energetski efikasnog elektromotornog pogona sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima koji radi na velikim brzinama obrtanja rotora, a uz uvažavanje gubitaka u motoru. Fokus istraživanja je nalaženje

kontrolnog algoritma koji pri raznim brzinama i opterećenjima ostvaruje efikasniji rad pogona u odnosu na postojeće algoritme.

Konačni cilj istraživanja je realizacija robusnog, kvalitetnog i energetski efikasnog pogona sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima na rotoru koji radi na velikim brzinama obrtanja. Kontrolni algoritam primenjen u pogonu će biti onaj koji se pokaže kao najefikasniji prilikom analize putem računarskih simulacija.

1.3. Pregled literature

Gubici u pogonu se sastoje od gubitaka u pretvaraču i gubitaka u motoru. Gubici u motoru se sastoje od gubitaka u bakru statora, mehaničkih gubitaka i gubitaka u gvožđu. Gubici u bakru su proporcionalni kvadratu struje. Gubici u gvožđu se sastoje od gubitaka usled histerezisa i gubitaka usled vihornih struja. Mehanički gubici se ne mogu kontrolisati i zavisi su od brzine obrtanja rotora, dok se gubici u bakru i gvožđu mogu kontrolisati odgovarajućim upravljanjem. Gubici u bakru mogu se smanjiti pomoću strategije kojom se ostvaruje maksimalni mogući momenat za zadatu amplitudu vektora struje statora. Gubici u gvožđu mogu se smanjiti smanjenjem fluksa u vazdušnom zazoru. Konvencionalna metoda upravljanja sinhronim motorima sa stalnim magnetima je postavljanje direktne komponente vektora struje statora na nulu, za brzine obrtanja manje od nominalne. Korišćenjem konvencionalne metode nije moguće prilagođenje nivoa fluksa prema radnom režimu, a samim tim ni efikasnost motora nije optimalna.

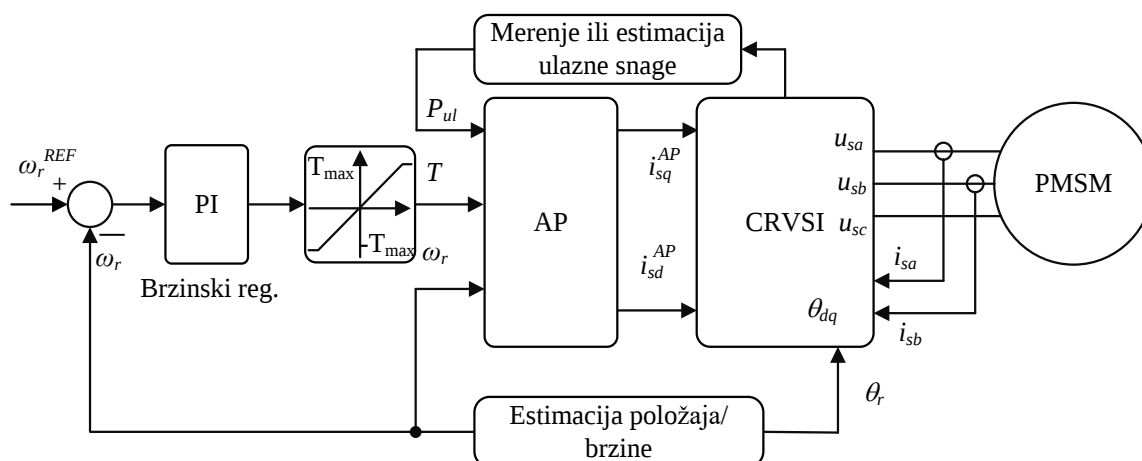
Proteklih godina razvijeno je više metoda za optimizaciju gubitaka u regulisanim elektromotornim pogonima sa sinhronim mašinama sa stalnim magnetima. Ove metode se mogu podeliti na dve osnovne grupe [25]: metode zasnovane na algoritmima pretrage [26] – [34] i metode zasnovane na modelu [35] – [44]. Prva grupa metoda je nezavisna od modela motora i uključuje gubitke u invertoru, ali u nekim slučajevima, u stacionarnom stanju, dovodi do pojave oscilacija u momentu. Kod druge grupe modeluju se gubici i potrebno je poznavati parametre motora (i pretvarača) tokom upravljanja pogonom.

1.3.1. Metode za optimizaciju gubitaka zasnovane na algoritmima pretrage

Metode zasnovane na algoritmima pretrage su bazirane na adaptivnim rutinama. Uglavnom se neka kontrolna varijabla menja u koracima, a zatim meri ulazna snaga i traži se minimalna vrednost ulazne snage. Izmerena snaga se poredi sa prethodno izmerenom za

iste radne uslove i prilagođava se upravljačka veličina koja rezultuje minimalnim gubicima. Prilikom optimizacije algoritma pretrage potreban uslov je da izlazna snaga bude konstantna u dužim intervalima. Algoritmi pretrage se najčešće koriste u stacionarnom stanju, ali postoji mogućnost kombinovanja sa metodama zasnovanim na modelu tokom prelaznih procesa. Algoritmi pretrage mogu da izazovu oscilacije koje mogu dovesti do nestabilnog rada pogona.

Na slici 1.2 prikazan je blok dijagram uopštenog optimizovanog upravljanja PMSM primenom algoritma pretrage. Pozicija rotora se meri enkoderom, a zatim se računa brzina rotora. Ukoliko se, zbog cene ne koristi enkoder, poziciju je moguće estimirati. Tokom rada sistema meri se (ili estimira) ulazna snaga pretvarača i ona se pored trenutne brzine rotora i referentnog momenta prosleđuje u algoritam pretrage (AP). Na osnovu metode implementirane u AP dobijaju se referentne struje koje se dalje vode u strujno regulisan naponski inverter (engl. *Current Regulated Voltage Source Inverter* – CRVSI) koji generiše napon kojim se napaja PMSM.



Slika 1.2 Blok dijagram optimizovanog upravljanja PMSM primenom algoritma pretrage

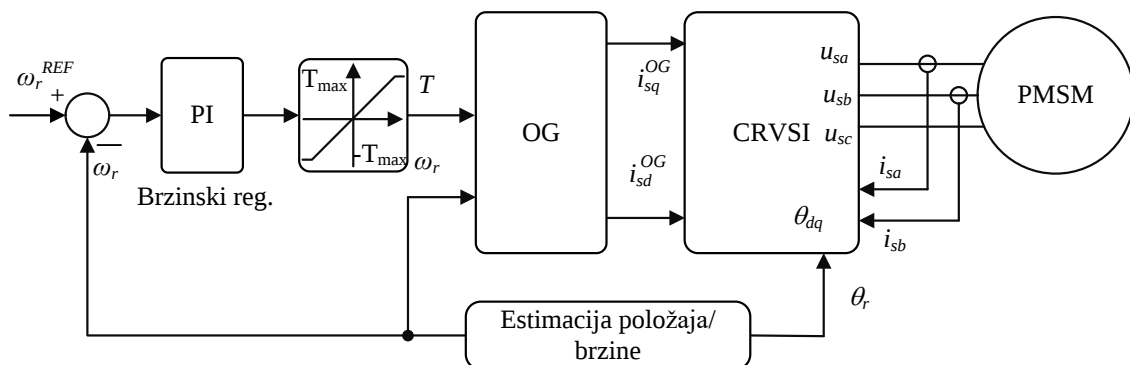
Autori u [26] na osnovu merenih struja i napona jednosmernog međukola estimiraju ulaznu snagu i u stacionarnom stanju pomoću algoritma pretrage traže optimalnu i_d struju. Algoritam počinje proverom da li je pogon u stacionarnom stanju. Ukoliko nije dostignuto stacionarno stanje pretraga se zaustavlja, a ukoliko jeste, u određenom broju ciklusa menja se struja i_d sa zadatim inkrementom i računa aktivna snaga. Kada se pronade minimalna aktivna snaga, zadržava se dobijeni vektor struje statora koji odgovara tom slučaju.

Adaptivni algoritam za *on-line* optimizaciju gubitaka IPMSM predstavljen je u radu [27]. Algoritam radi samo u stacionarnom stanju. Ulazi u adaptivni algoritam su ulazna snaga i greška u zadatoj i ostvarenoj brzini, dok se izlaz koristi kao korekcija d komponente vektora struje statora kako bi se ostvarila minimalna ulazna snaga. Na osnovu greške brzine detektuje se stacionarno stanje i tada startuje algoritam. Menja se struja u d osi sa određenim inkrementom kako bi se pronašla minimalna ulazna snaga, a istovremeno se koriguje i brzinski regulator kako bi se virtuelno očuvala zadata brzina i momenat.

Autori su u [28] predstavili algoritam pogodan za skalarno upravljanje PMSM u pogonu električnih vozila koja se napajaju iz baterije. Za proračun ulazne snage koristi se struja i napon jednosmernog kola. Promenom izlaznog napona traži se minimalna ulazna snaga. Eksperimentalno je pokazano da je ovaj jednostavni algoritam pretrage pogodan za mala električna vozila.

1.3.2. Metode za optimizaciju gubitaka zasnovane na modelu sistema

Kod metoda zasnovanih na modelu potrebno je modelovati gubitke u motoru i pretvaraču, a zatim koristiti ovaj model prilikom optimizacije. Parametri moraju biti poznati, a u većini slučajeva potrebno je uvažiti i uticaj zasićenja magnetskog kola. Na slici 1.3 prikazan je blok dijagram algoritma optimalnog upravljanja PMSM pomoću metoda zasnovanih na modelu. Pozicija i brzina rotora mogu biti izmerene (npr. korišćenjem enkoodera) ili estimirane. Izlaz brzinskog regulatora je momenat potreban da se ostvari zadata brzina. Na osnovu trenutne brzine i potrebnog momenta blok optimizacije gubitaka (OG) na osnovu modela generiše optimalne referentne struje koje se dalje vode na ulaz strujno regulisanog naponskog izvora.



Slika 1.3 Blok dijagram optimizovanog upravljanja PMSM primenom metode zasnovane na modelu

Pomoću strategije kojom se ostvaruje maksimalni mogući momenat za zadatu amplitudu vektora struje statora (engl. *Maximum Torque per Ampers* – MTPA) moguće je smanjiti gubitke u bakru IPMSM [36]. MTPA daje maksimum momenta, tj. zasnovan je na izjednačavanju prvog izvoda momenta po amplitudi statorske struje sa nulom i računanja potrebne struje. Optimalna struja q komponente vektora statorske struje se proračunava na osnovu zadate amplitude statorske struje i izračunate optimalne vrednosti d struje, uz rekonstrukciju znaka komande momenta.

Autori u [38] koriste vektor statorskog fluksa kao nezavisnu promenljivu u jednačinama naponske ravnoteže i momentnoj jednačini, a predlažu optimizaciju gubitaka korekcijom ugla napona. Rešenje predviđa rad u oblasti slabljenja polja u kojoj je amplituda napona statora fiksirana. Predloženo rešenje uzima u obzir i naponska i strujna ograničenja, takođe izražena preko vektora statorskog fluksa. Optimalne komponente vektora struje statora se nalaze kao presek tangencijalne krive momenta i naponskog ograničenja. Presek između naponskog ograničenja i krive momenta se dobija rešavanjem polinoma četvrtog stepena, koji se može aproksimirati Tejlorovim redom kako bi se lakše dobilo rešenje.

Pored optimizacije gubitaka potrebno je estimirati fluks kako bi se poboljšale dinamičke performanse kontrolnog algoritma. U [39] predstavljena je jedna takva strategija, čija je stabilnost dokazana Lapljunovom analizom. Prilikom određivanja momenta i izvoda ukupnih kontrolabilnih gubitaka koristi se estimirani fluks. Izvod ukupnih gubitaka se pomoću regulatora svodi na nulu, a pored toga se pomoću regulatora i referentni momenat izjednačava sa izračunatim. Na osnovu rezultata simulacije potvrđene su poboljšane dinamičke karakteristike.

Kako bi se povećala efikasnost pogona sa IPMSM moguće je koristiti *fuzzy logic* kontroler. Dva *fuzzy logic* kontrolera dizajnirana tako da omoguće maksimalnu efikasnost tokom prelaznih procesa i u stacionarnom stanju, uz ispunjavanje zahteva za momentom i brzinom predstavljena su u [40]. Kontroleri su tako dizajnirani da generišu optimalnu struju magnetizacije koja je d komponenta vektora struje statora. Kontroler koji radi u stacionarnom stanju je zasnovan na pretrazi i na osnovu smanjenja statorskog fluksa smanjuje gubitke u pogonu i povećava efikasnost. Kontroler koji radi u prelaznim procesima povećava fluks u zavisnosti od greške u brzini i njenog izvoda kako bi se omogućilo zadovoljavajuće praćenje reference. Zadavanje odgovarajuće q komponente vektora struje

statora potrebne za dobre dinamičke performanse pogona omogućeno je dodatnim *fuzzy logic* kontrolerom. Kako metode zasnovane na algoritmima pretrage izazivaju oscilacije u momentu i brzini, potrebno je koristiti kompenzator momenta u kontrolnom algoritmu.

Veštačke neuronske mreže (engl. *Artificial Neural Network* - ANN) su pogodan alat za rešavanje mnogih praktičnih problema. Kao takve našle su primenu za energetski efikasno upravljanje pogonom sa PMSM, [41]. *Back propagation* metodom podešena neuronska mreža omogućava generisanje komponenti vektora struje statora simultano i u realnom vremenu. Korišćenjem obuke neuronske mreže tokom rada pogona omogućava se robusna vektorska kontrola s obzirom na promenu parametara motora. Predstavljena neuronska mreža se sastoji od tri sloja: ulaznog koji ima dva neurona, skrivenog sa tri i izlaznog sa dva neurona.

Na osnovu modela može se vršiti pretraga kao što je prikazano u [43]. Definiše se opseg pretrage optimalne direktne komponente vektora struje statora, i_d , i korak promene iste, kao i početna vrednost struje i_d . Početna vrednost i_d se nalazi na sredini intervala. Zatim, računaju se snage gubitaka za dve tačke. Prva za tačku koja je jednaka zbiru početne vrednosti i koraka promene, a druga za tačku koja je jednaka razlici početne vrednosti i koraka promene. Ukoliko je prva snaga veća od druge nova maksimalna vrednost struje i_d dobija vrednost tačke sredine intervala, a ukoliko je manja, tada minimalna vrednost struje i_d dobija tu vrednost. Ovim se smanjuje interval pretraživanja. Prethodni postupak se ponavlja dok se ne pronade vrednost za koju će gubici biti minimalni. Rezultati pokazuju da se korišćenjem ovakve metode efikasnost može povećati do 3.5 % u odnosu na standardno upravljanje PMSM kod kog se direktna komponenta vektora struje statora postavlja na nulu.

Jedan od algoritama za umanjenje gubitaka u bakru IPMSM koji se koristi u električnim i hibridnim automobilima je predstavljen u [44]. Uvažava se uticaj saturacije na algoritam za minimizaciju gubitaka u bakru, uz poštovanje strujnih i naponskih ograničenja invertora. U zavisnosti od radnog režima rešava se sistem nelinearnih jednačina u realnom vremenu koje su izvedene na osnovu Lagranžovog metoda umnožavanja. Njutnov metod je prilagođen za primenu numeričkih rešenja. Realizovana kontrolna šema daje zadovoljavajuće rezultate i u motorskom i generatorskom režimu rada.

Prilikom kontrole momenta IPMSM često se primenjuju metode koje koriste uporedne tabele. Optimalne referentne vrednosti struja se proračunaju na osnovu modela

sistema i nekog optimizacionog postupka, a zatim se zapišu u uporedne tabele (engl. *look-up*), koje se kasnije iščitavaju na osnovu zahtevanog momenta i brzine. PMSM se često koriste u električnim vozilima (EV) kao pogonske mašine. Pored gubitaka u mašini postoje i gubici u invertoru. Gubici u invertoru se sastoje od gubitaka usled prekidanja i provođenja poluprovodničkih komponenti. Gubici usled provođenja rastu sa porastom struje statora, dok gubici usled prekidanja zavise od napona jednosmernog međukola, frekvencije prekidanja i struje statora. U radu [49] poređene su dve metode: MTPA i predložena metoda za povećanje ukupne efikasnosti pogona (uključeni gubici mašine i invertora). Druga metoda se zasniva na upotrebi *look-up* tabela. Ulaz u kontrolni algoritam su napon jednosmernog kola, brzina rotora i referentni momenat. Na osnovu napona jednosmernog kola i brzine rotora računa se maksimalni fluks, koji se zatim poredi sa fluksom dobijenim na osnovu zadatog momenta i optimalnog strujnog vektora. Fluks manje vrednosti se uzima kao parametar prilikom proračuna ograničenja momenta i proračuna referentnih struja. Pokazano je da se korišćenjem predložene metode efikasnost poveća 0,3% za isto opterećenje.

Autori u [50] predlažu optimizaciju rada PMSM kod električnog vozila napajanog pomoću gorivih ćelija korišćenjem *look-up* tabele. Napon jednosmernog međukola pretvarača varira pošto izlazni napon gorive ćelije varira sa opterećenjem, temperaturom, vazдушnim pritiskom, itd. S obzirom na ovu činjenicu, napravljena je takva *look-up* tabela koja uključuje promenu napona jednosmernog međukola. Na osnovu jednačine ukupnih gubitaka, naponskih i strujnih ograničenja računaju se optimalne komponente vektora statorske struje. Zatim, proverava se da li je napon jednosmernog međukola promenjen, i ako jeste, koriguju se komponente vektora statorske struje.

Nelinearno programiranje je jedan od načina za rešavanje problema optimizacije gubitaka u PMSM [45]. Korišćenjem ove metode moguće je smanjiti ukupne gubitke u bakru i gvožđu za širi opseg brzina, uključujući i oblast slabljenja polja. Potrebno je d i q komponente vektora struje statora, a zatim i momenat, predstaviti kao funkciju ugla struje statora. Momenat se može uvećati promenom ugla struje statora. Ukupni gubici se optimizuju uz određena ograničenja. Pokazano je da se dobijaju isti rezultati ako se porede MTPA i metod nelinearnog programiranja pri ne modelovanim gubicima u gvožđu. Ukoliko su gubici u gvožđu modelovani MTPA ostvaruje manju efikasnost, naročito na velikim brzinama. Efikasnost je povećana približno 1,5 %.

PMSM se koriste i u pumpnim sistemima. S obzirom na karakteristike takvih sistema potrebno je povećati efikasnost, odnosno smanjiti potrošnju u celom operativnom ciklusu. Autori u [51] integrišu dve metode optimizacije. Prva je MTPA zasnovana na modelu koja se koristi u prelaznim procesima, a druga metod pretrage zasnovan na *fuzzy* logici koji se koristi u stacionarnom stanju. U stacionarnom stanju algoritam pretrage startuje sa vrednošću dobijenom pomoću MTPA tokom završetka prelaznog procesa. Pokazano je da je srednja vrednost povećanja efikasnosti 2,1%.

1.4. Kratak sadržaj i pregled rada

Predmet naučne rasprave u ovom radu je unapređenje vektorskog upravljanja sinhronim motorom u širokom opsegu brzina obrtanja, u smislu povećanja energetske efikasnosti. U radu je predložena šema sa originalnom modifikacijom standardnog rešenja vektorski upravljani pogon pogodna za navedenu primenu. Prilikom modifikacije šeme u obzir su uzete promene induktivnosti sa opterećenjem, kao i promena otpornosti kojom je modelovana promena gubitaka u gvožđu sa brzinom. Pokazano je da se u slučaju korišćenja ovakve šeme upravljanja može postići efikasnije upravljanje pogonom sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima. Takođe, pokazano je da se isti princip može primeniti i kod drugih tipova motora kao što su asinhroni motor i sinhroni reluktantni motor. Sprovedena analitička izračunavanja, računarske simulacije i eksperimentalni rezultati pokazuju stabilan rad navedenog pogona čak i duboko u slabljenju polja na granici naponskih i strujnih mogućnosti invertora.

Rad se sastoji iz osam poglavlja. U drugom poglavlju prikazan je potpun matematički model sinhronog motora u tri različita koordinatna sistema uz korišćenje koncepta kompleksnog prostornog vektora. Ukratko su prikazane osnove vektorskog upravljanja sinhronim motorom sa stalnim magnetima, struktura i podešavanje parametara strujnog i brzinskog regulatora. Takođe, predstavljena je standardna šema upravljanja sinhronim motorom i šema kojom se ostvaruje potreban momenat uz minimalnu struju statora.

U trećem poglavlju analizirani su gubici snage u elektromotornom pogonu. Prethodno izveden matematički model sinhronog motora sa stalnim magnetima proširen je tako da se uvažavaju gubici u gvožđu. Modelovani su kondukcion gubici u ispravljaču, kao i kondukcion i komutacion gubici u invertoru. Analizirane su mogućnosti minimizacije

gubitaka u pogonima sa sinhronim motorima sa stalnim magnetima. Na osnovu analize pokazano je da postoji potreba za daljim unapređenjima digitalnih algoritama upravljanja u cilju povećanja energetske efikasnosti pogona sa sinhronim motorima sa stalnim magnetima.

U četvrtom poglavlju rada predložena je originalna šema upravljanja pogodna za rad sinhronne mašine sa i bez davača položaja u širokom opsegu brzina. U datoj šemi jasno je naznačena originalna modifikacija konvencionalne šeme upravljanja. Predstavljen je algoritam pogodan za generisanje referentnih vrednosti komponenti vektora struje statora kojim se postiže efikasnije upravljanje u odnosu na konvencionalno. Za optimizaciju ukupnih kontrolabilnih gubitaka koristi se algoritam roja čestica. Prilikom generisanja optimalnih komponenti vektora struje statora uzeta su u obzir naponska i strujna ograničenja invertora. Prikazani su rezultati optimizacije gubitaka pogona sa sinhronim motorom, a zatim su upoređeni sa konvencionalnim metodom upravljanja. Pokazano je da se uz minimalne izmene algoritam roja čestica može upotrebiti za optimizaciju kontrolabilnih gubitaka u pogonu sa drugim tipovima motora naizmenične struje, kao što su asinhroni motori i sinhroni reluktantni motori.

U petom poglavlju prikazani su eksperimentalni rezultati kojima je verifikovan predloženi algoritam za energetski efikasno upravljanje sinhronim motorom u širokom opsegu brzina obrtanja. Ovo poglavlje je podeljeno u dve celine. Prvo je dat detaljan opis eksperimentalne opreme, a zatim detaljno opisan blok dijagram algoritma upravljanja. Predstavljeni su i eksperimentalni rezultati podešenosti strujnih i brzinskog regulatora.

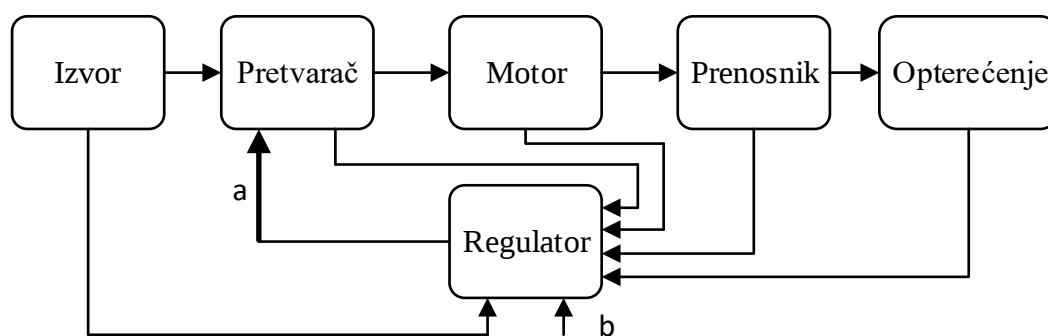
Šesto poglavlje predstavlja zaključno poglavlje doktorske teze.

Sedmo poglavlje sadrži spisak korišćene stručne literature.

Na kraju rada, u Prilogu dat je opis korištenih metoda za određivanje parametara sinhronog motora sa stalnim magnetima, kao i spisak parametara motora korišćenog prilikom eksperimenata.

2. ELEKTRIČNI POGON SINHRONOG MOTORA SA STALNIM MAGNETIMA NA ROTORU

Električni pogon je elektromehanički sistem koji se u opštem slučaju sastoji iz električnog motora, energetskog pretvarača, mehaničkog prenosnog uređaja i upravljačkog sistema, koji, napajan iz nekog električnog izvora, služi za pokretanje izvršnih organa radnih mašina. U suštini, električni pogoni pretvaraju električnu energiju u mehaničku i posreduju između električne mreže kao izvora energije i radne mašine kao potrošača energije. Tipična struktura jednog regulisanog elektromotornog pogona prikazana je na slici 2.1 [72].



Slika 2.1 Tipična struktura regulisanog elektromotornog pogona [72]

Izvor predstavlja monofaznu ili trofaznu električnu mrežu koja se štiti na odgovarajući način sklopnim i zaštitnim uređajima. Sklopni i zaštitni uređaji po potrebi odvajaju pogon od mreže i tako štite pogon i napojne vodove od preopterećenja. Pretvarač služi za pretvaranje energije iz izvora. Pritom se karakteristične veličine izvora, kao što su napon, frekvencija, struja i broj faza pretvaraju u oblik pogodan za upravljanje motorom. U

današnje vreme pretvarač se sastoji od elemenata energetske elektronike, kao što su snažne diode, tranzistori, tiristori i dr. Kod pretvarača se uglavnom koriste poluprovodničke komponente u prekidačkom režimu rada kod kojih se primenom impulsno širinske modulacije menja napon i frekvencija na izlazu pretvarača. Električni motor služi za pretvaranje električne energije u mehaničku. U početku industrijalizovane ere jednosmerni motor je bio dominantan u regulisanim elektromotornim pogonima. Kako se razvijala poluprovodnička tehnika i kontrolni algoritmi omogućeno je korišćenje jeftinijih i robusnijih asinhronih i sinhronih motora u regulisanim elektromotornim pogonima. Mehanički prenosnik služi za prenos i prilagođenje brzine, odnosno momenta, kao i vrste kretanja koje motor predaje izvršnom organu radne mašine. Regulator služi za automatsko upravljanje pogonom, delujući svojim upravljačkim signalima na energetski pretvarač (signal a, slika 2.1). Kako bi se dobile informacije o stanju komponenti elektromotornog pogona koriste se merni sklopovi čiji se izlazi dovode na odgovarajuće ulaze regulatora. Regulator je, u poslednje vreme, digitalni upravljački sklop koji na osnovu zadatih (signal b, slika 2.1) i merenih veličina na osnovu upravljačkog algoritma upravlja objektom.

U ovoj tezi će se razmatrati električni pogon sa sinhronim motorom kod koga je statorski namotaj konstruisan tako da indukovana elektromotorna sila ima sinusoidalan oblik.

2.1. Matematički model sinhronog motora sa stalnim magnetima na rotoru

Prilikom izrade modela električne mašine, kao i bilo kog drugog modela, iz praktičnih razloga je poželjno da modelovanje uzme u obzir sve osobine sistema koje utiču na njegovo ponašanje. S druge strane, osnovna prednost modelovanja je upravo odstranjivanje nebitnih elemenata fizičkog procesa. Kvalitet matematičkog modela stoga najpre zavisi upravo od balansiranja preciznosti i jednostavnosti. Kvalitetan model je model kojem su rezultati dovoljno bliski stvarnom stanju, a koji je istovremeno dovoljno jednostavan za lak i jednostavan rad. Modelovanjem se mogu videti veličine koje se teško mere ili se ne vide, mogu se simulirati ekstremni režimi rada i razvijati složeni algoritmi upravljanja [73].

Prilikom rada sa električnim mašinama, bez značajnog gubljenja na tačnosti mogu se usvojiti sledeće optimizacije:

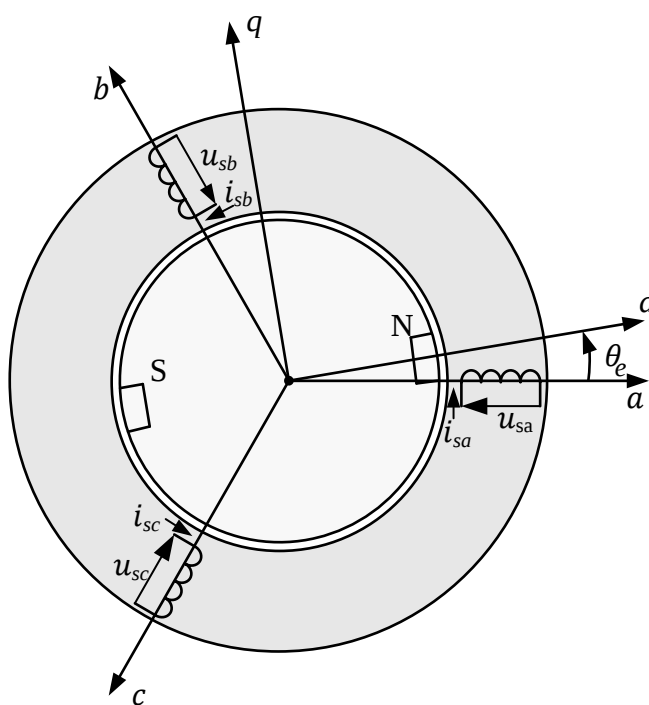
- Parametri motora se mogu svesti u koncentrisane vrednosti, tj. umesto upotrebe Maksvelovih jednačina moguće je svesti električne mašine na brojčane vrednosti i modelovati ih prema Kirhofovima zakonima.
- Parazitivne kapacitivnosti se mogu ignorisati. Mada parazitivne kapacitivnosti jesu prisutne u mašini, vrednost indukcije u mašini je dovoljno velika da kapacitivnosti nemaju primetnog uticaja na ponašanje mašine.
- Tokom rada motora, smatra se da je magnetno kolo linearno. Ovo pojednostavljenje se može usvojiti iz prostog razloga što se motori konstruišu upravo tako da se pri nominalnom fluksu radna tačka zadrži u linearnom delu krive magnećenja. Ovo uprošćenje je manje tačno danas nego pre par decenija, jer se u današnje vreme radna tačka postavlja na samoj granici zasićenja. Danas je moguće modelovati nelinearnost, specijalizovanim komercijalnim programima. Modeli dobijeni na ovaj način su previše kompleksni za upotrebu u upravljanju pogonima, tako da se modeli izvode uz pretpostavku linearnosti, a onda se zasićenje uvažava modifikacijom tako dobijenog modela.
- Magnetni gubici u mašini se mogu zanemariti. Iako magnetni gubici čine značajan deo gubitaka električne mašine, udeo magnetnih gubitaka, ili čak gubitaka uopšte, u ukupnoj snazi motora je relativno mali, a njihov uticaj na kontrolu pogona još manji. S druge strane, modelovanje magnetnih gubitaka bi mnogostruko uvećalo kompleksnost sistema. Stoga, ovi gubici se pri modelovanju zanemaruju i, u slučaju potrebe za njihovom analizom, izrađuje se poseban model. Smanjenje gubitaka, sve bitnija stavka u današnje vreme, obično se postiže snižavanjem ukupne energije koja ulazi u motor pre nego povišenom efikasnošću motora.
- Uticaj statorskih zubaca na rad mašine se može zanemariti. Tokom konstrukcije električnih mašina, stator se generalno pravi što je moguće glatkijim. Ovo se radi da bi se smanjila akumulacija polja na vrhovima zubaca i tako smanjilo zasićenje u zupcima i gubici.
- Magnetno polje je sinusoidalno i ne sadrži više harmonike fluksa. U idealnom slučaju, magnetno polje i ne sadrži više harmonike. Viši harmonici negativno utiču na rad motora, i pri radu na bilo kakvom elektromotornom pogonu, ili na bilo kakvom

električnom sistemu uopšte, te se ulaže znatan trud da se udeo i uticaj harmonika umanjuje.

Nakon formiranja idealizovanog modela sinhronog motora sa stalnim magnetima uvažiće se nelinearnost magnetnog materijala, odnosno zavisnost induktivnosti od struje. Takođe, gubici u gvožđu će biti modelovani promenljivom otpornošću, poglavlje 3.1.

2.1.1. Matematički model sinhronne mašine u originalnom trofaznom domenu

Opšti model sinhronne mašine sa stalnim magnetima na rotoru se sastoji od diferencijalnih i algebarskih jednačina, kojima se definiše naponska ravnoteža i fluksni obuhvati statora, jednačina kretanja mašine i jednačina momenta koji mašina razvija [74], [75]. Na slici 2.2 šematski je prikazana trofazna sinhrona mašina u originalnom trofaznom domenu. Magnetne ose namotaja statora označene su slovima a , b i c , dok su d i q označene magnetne ose.



Slika 2.2 Šematski prikaz trofazne sinhronne mašine u originalnom abc domenu

U trofaznom stacionarnom koordinatnom sistemu matematički model sinhronog motora sa stalnim magnetima može se zapisati na sledeći način:

1. Jednačine naponske ravnoteže:

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

gde su u_{sa} , u_{sb} i u_{sc} naponi na priključcima statora, i_{sa} , i_{sb} i i_{sc} struje kroz statorske namotaje, a $R_a=R_b=R_c=R_s$ otpornosti statorskog namotaja koje su jednake pod uslovom da je mašina simetrična.

2. Fluksni obuhvat statora

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{ma} \\ \Psi_{mb} \\ \Psi_{mc} \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

gde su Ψ_{sa} , Ψ_{sb} i Ψ_{sc} fluksni obuhvati statora, a Ψ_{ma} , Ψ_{mb} i Ψ_{mc} komponente fluksnog obuhvata statora koje potiču od permanentnih magneta na rotoru, dok su L_{ij} ($i, j = a, b, c$) sopstvene i međusobne induktivnosti statora. Induktivnosti su određene konstrukcijom. Ukoliko se uvaži simetrija za međusobne induktivnosti statora, tada je $L_{ab} = L_{ba}$, $L_{ac} = L_{ca}$ i $L_{bc} = L_{cb}$. Svi koeficijenti L_{ij} ($i, j = a, b, c$) u matrici induktivnosti su promenljivi i predstavljaju funkcije ugaonog pomeraja između statora i rotora $\theta_e = p \theta_r$ i magnetnog zasićenja. Ako se posmatra mašina sa isturenim rotorom, tada se sopstvena induktivnost menja sa položajem po prostoperiodičnom zakonu, i to sa dvostrukom vrednošću ugaone koordinate ($2 \theta_e$):

$$\begin{bmatrix} L_{aa} \\ L_{bb} \\ L_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_o & 0 & 0 \\ 0 & L_o & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} - L_1 \begin{bmatrix} \cos 2\theta_e \\ \cos(2\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Sopstvena induktivnost je po definiciji uvek pozitivna i minimalna ako je d – osa rotora poravnata sa odgovarajućom faznom osom. Međuinduktivnost je minimalna ako se d – osa nalazi između odgovarajuće dve fazne ose.

$$\begin{bmatrix} L_{ab} \\ L_{bc} \\ L_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_o & 0 & 0 \\ 0 & L_o & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} - L_1 \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos 2\theta_e \\ \cos(2\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

U izrazima 2.3 i 2.4 veličine $L_0 = (L_{sd} + L_{sq})/2$ i $L_1 = (L_{sq} - L_{sd})/2$ predstavljaju srednju induktivnost statora, odnosno maksimalnu fluktuaciju induktivnosti statora. Komponente fluksnog obuhvata statora koje potiču od permanentnih magneta na rotoru date su kao tri kosinusne funkcije ugaone pozicije rotora međusobno pomerene za $2\pi/3$, amplitude Ψ_m :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ma} \\ \Psi_{mb} \\ \Psi_{mc} \end{bmatrix} = \Psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

3. Elektromagnetni moment

Izraz za elektromagnetni moment T_e koji generiše motor ima sledeći oblik (p je broj pari polova):

$$T_e = \frac{1}{2} p [i_s]^T \frac{d[L]}{dt} [i_s] = \frac{p}{2} \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{sb} & i_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{L_{aa}}{dt} & \frac{L_{ab}}{dt} & \frac{L_{ac}}{dt} \\ \frac{L_{ba}}{dt} & \frac{L_{bb}}{dt} & \frac{L_{bc}}{dt} \\ \frac{L_{ca}}{dt} & \frac{L_{cb}}{dt} & \frac{L_{cc}}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

4. Mehanički podsistem

Njutnova jednačina rotacionog kretanja može se predstaviti na sledeći način:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_m, \quad (2.7)$$

gde je J momenat inercije rotora, T ukupni momenat tereta, a $\omega_r = d\theta_r/dt$ ugaona brzina rotora. Ukupni momenat tereta je zbir stvarnog momenta tereta (T_l) na vratilu, momenta statičkog trenja (T_{sf}) i momenta viskoznog trenja ($k_{vf} \omega_r$). Kada je momenat motora veći od ukupnog momenta tereta brzina raste, a kada je manji brzina opada. U slučaju kada su jednaki brzina je konstantna.

$$T = T_l + T_{sf} + k_{vf} \omega_r. \quad (2.8)$$

5. Trenutna vrednost ulazne snage može se odrediti izrazom:

$$P = u_{sa}i_{sa} + u_{sb}i_{sb} + u_{sc}i_{sc}. \quad (2.9)$$

U originalnom trofaznom stacionarnom domenu dobijen je sistem nelinearnih jednačina koji je nepogodan za analizu pa ga je potrebno transformisati, pomoću transformacija koordinata stanja. Nakon transformacija analiziraće se transformisani model, koji je mnogo pogodniji, a zatim će se potrebne veličine vratiti u originalni domen uz pomoć inverznih transformacija. Korišćenjem transformacija koordinata stanja omogućuje se upravljanje pogonom u realnom vremenu.

2.1.2. Matematički model sinhronne mašine u dvofaznom stacionarnom ($\alpha\beta$) domenu

Obrtni momenat električne mašine na naizmeničnu struju direktno proizlazi iz obrtnog vektora fluksa. Iz poprečnog preseka mašine, jasno je vidljivo da se ovaj vektor kreće u ravni preseka, tj. da je u pitanju dvodimenzionalni vektor. Iz toga se može zaključiti da, mada ogromnom većinom trofazne, električne mašine naizmenične struje mogu imati proizvoljan broj faza, dokle god je taj broj najmanje 2. Osim toga, zaključuje se da pojedinačni vektor fluksa nije od presudnog značaja sam po sebi, nego samo kroz svoj doprinos ukupnom fluksu. Iz ovoga sledi da se model svake naizmenične mašine, bez obzira na broj faza, može svesti na model dvofazne mašine.

2.1.2.1. Klarkina transformacija

Da bi se model sinhronne mašine uprostio, izvršiće se Klarkina (engl. *Clarke*) transformacija raspredanja. Primenom transformacije raspredanja vremenski promenljive veličine (struje, naponi i fluksevi) iz stacionarnog trofaznog abc domena se transformišu u stacionarni dvofazni $\alpha\beta$ domen. Time se trofazni namotaji statora (a, b, c) ekvivalentiraju odgovarajućim fiktivnim dvofaznim namotajima ($\alpha\beta$), čije se ose nalaze pod uglom od 90° . Zahvaljujući ovom pomeraju nestaju elektromagnetne sprege između faznih namotaja i transformisana matrica induktivnosti postaje dijagonalna.

Za potrebe Klarkine transformacije uvodi se pojam kompleksnog prostornog vektora ili polifazora definisanog kao:

$$\underline{x} = k(x_a + \underline{\alpha}x_b + \underline{\alpha}^2x_c) = X_m e^{j(\omega t + \varphi - \pi/2)}, \quad (2.10)$$

gde su $x_a = X_m \sin(\omega t + \varphi)$, $x_b = X_m \sin(\omega t + \varphi - 2\pi/3)$ i $x_c = X_m \sin(\omega t + \varphi - 4\pi/3)$ naizmenične veličine iz originalnog trofaznog abc domena, $\underline{\alpha} = e^{j2\pi/3}$, $\underline{\alpha}^2 = e^{j4\pi/3}$ su kompleksni prostorni operatori, dok je k koeficijent kojim se definiše invarijantnost iz faznog i transformisanog sistema. Koeficijent k može imati sledeće vrednosti: $k = 1$ – postiže se invarijantnost broja navojaka po fazi dvofaznog i trofaznog motora, $k = 2/3$ – postiže se invarijantnost amplitudi svih veličina dvofaznog i trofaznog motora, $k = \sqrt{2/3}$ – postiže se invarijantnost po snazi dvofaznog i trofaznog motora. U ovom radu će se usvojiti koeficijent $k = \sqrt{2/3}$.

Prostorni vektor $\underline{x}$, opisan sa tri koordinate u originalnom području abc , prelaskom u $\alpha\beta$ domen dobija dve koordinate:

$$\underline{x} = x_\alpha + jx_\beta. \quad (2.11)$$

Šematski prikaz trofaznog sinhronog motora u $\alpha\beta$ domenu je dat na slici 2.2. Izjednačavanjem izraza (2.10) sa izrazom (2.11), uz uvažavanje invarijantnosti amplitudi svih veličina dvofaznog i trofaznog motora, sledi veza između dvofaznih i trofaznih promenljivih:

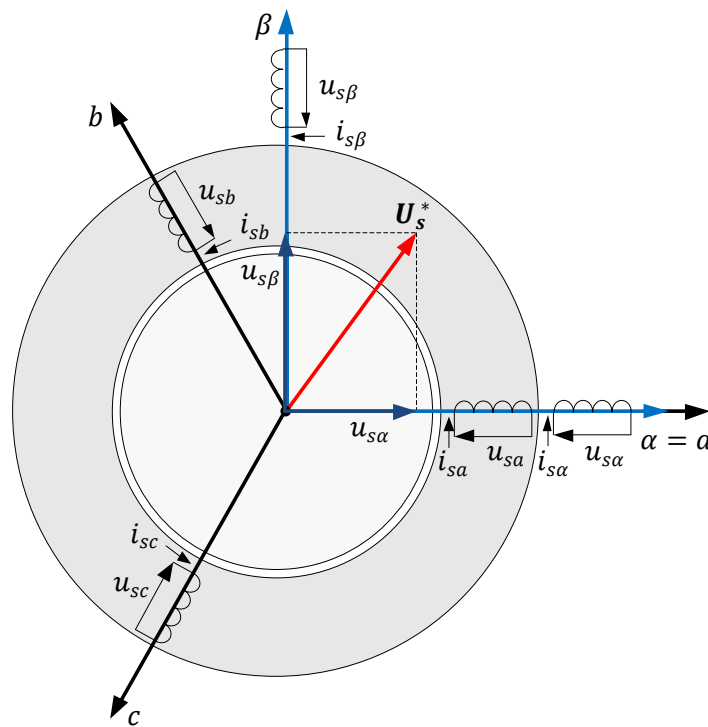
$$x_\alpha = \frac{2}{3} \left[x_a - \frac{1}{2}(x_b + x_c) \right], \quad (2.12)$$

$$x_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(x_b - x_c). \quad (2.13)$$

Veza između dvofaznih i trofaznih promenljivih može se napisati i u matričnom obliku:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Matrica $\mathbf{C}$ je rasprežuća matrica koja trofazni sistem svodi na dvofazni i predstavlja Klarkinu transformaciju. Ovakva transformacija nije invarijantna po snazi. Efektivne vrednosti struja i napona će biti jednake za $\alpha\beta$ i abc domen, tako da će snage koje se imaju u svakoj fazi biti iste. Pri korišćenju modela snagu mašine je potrebno izračunavati na osnovu izraza $P_{abc} = (3/2) P_{\alpha\beta}$.



Slika 2.3 Šematski prikaz trofazne sinhronne mašine u dvofaznom stacionarnom $\alpha\beta$ domenu

Tako dobijena dvofazna mašina jeste jednostavnija za analizu od trofazne, ali još uvek nije dovoljno dobra za simulaciju. Kada se sprovede analiza dvofazne mašine u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu, vidi se da posle obavljene transformacije red matrice induktivnosti L smanjena na 4×4 , i smanjen je broj ne nultih elemenata u ovoj matrici. Ipak, mana ovog modela je da elementi matrice L dalje zavise od vremena, odnosno od položaja rotora.

Za slučaj kada su poznate komponente x_α i x_β , inverznom transformacijom je moguće odrediti trenutne vrednosti u originalnom trofaznom abc domenu:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{C}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Matrica $\mathbf{C}^{-1}$ je inverzna raspoređiva matrica koja dvofazni sistem transformiše u trofazni i predstavlja inverznu Klarkinu transformaciju.

2.1.2.2. Jednačine sinhronne mašine u dvofaznom stacionarnom $\alpha\beta$ domenu

Nakon primene Klarkine transformacije na model sinhronne mašine u originalnom abc domenu dobija se model u $\alpha\beta$ domenu:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{m\alpha} \\ \Psi_{m\beta} \end{bmatrix}, \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & L_{s\alpha\beta} \\ L_{s\alpha\beta} & L_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{m\alpha} \\ \Psi_{m\beta} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_o - L_1 \cos 2\theta_e & -L_1 \sin 2\theta_e \\ -L_1 \sin 2\theta_e & L_o + L_1 \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \Psi_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}), \quad (2.18)$$

$$P = \frac{3}{2} (u_{s\alpha} i_{s\alpha} + u_{s\beta} i_{s\beta}). \quad (2.19)$$

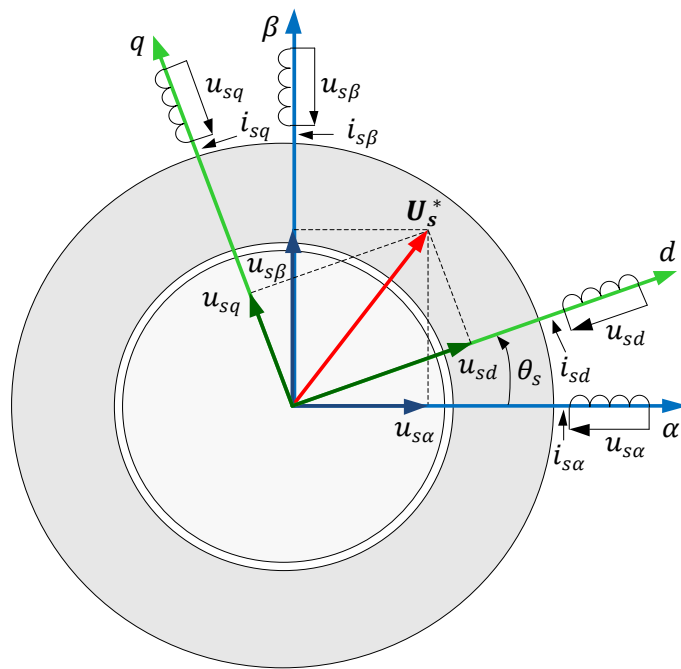
Mada je ovaj, dvofazni, model očigledno daleko jednostavniji od punog trofaznog modela, i dalje je daleko nezgrapniji od modela jednosmerne mašine. U slučaju jednosmerne mašine, položaj fluksa je vezan za stator. Kod naizmeničnih mašina, položaj fluksa je ili vezan za rotor, ili se kreće i u odnosu na rotor i u odnosu na stator. Rešenje za ovo je izmeštanje koordinatnog sistema, do sada vezanog za stator, u osu vektora fluksa.

2.1.3. Matematički model sinhronne mašine u dvofaznom rotacionom (dq) domenu

Primenom transformacije obrtanja električna mašina je ekvivalentirana sa dva fiktivna namotaja koji se okreću sinhronom brzinom, ali uz konstantan relativni položaj između namotaja, a samim tim i konstantne vrednosti u matrici induktivnosti. Taj novi koordinatni sistem se u opštem slučaju naziva generalizovani koordinatni sistem i okreće se sinhrono sa obrtnim poljem.

2.1.3.1. Parkova transformacija

Veličine u $\alpha\beta$ stacionarnom referentnom sistemu su promenljive i u tranzijentnom i u stacionarnom režimu rada. Pri konstantnoj brzini i opterećenju ove veličine su sinusoidalne i učestanost im je jednaka brzini obrtnog polja. Osnovni cilj Parkove transformacije obrtanja je da obezbedi nezavisnost elemenata transformisane matrice induktivnosti $\mathbf{L}$ od ugaonog položaja rotora θ_r , odnosno vremena. Takođe, koordinate napona, struje i fluksa u stacionarnom stanju postaju konstantne.



Slika 2.4 Šematski prikaz trofazne sinhronne mašine u dvofaznom rotacionom dq domenu

Šematski prikaz trofaznog asinhronog motora u dq domenu je dat na slici 2.4. Prostorni vektor $\underline{x}$, koji je definisan u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu, može se definisati i u dq koordinatnom sistemu na sledeći način:

$$\underline{x} = x_d + jx_q, \quad (2.20)$$

gde je x_d direktna (uzdužna) komponenta, a x_q kvadratura (poprečna) komponenta vektora $\underline{x}$. Direktna, d -osa, ovog koordinatnog sistema poklapa se sa kompleksnim prostornim vektorom rotorskog fluksa. Prema tome, iz poznatih komponenta prostornog vektora u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu dobijaju se komponente istog prostornog vektora u dq koordinatnom sistemu prema sledećim izrazima:

$$x_d = x_\alpha \cos \theta_e + x_\beta \sin \theta_e, \quad (2.21)$$

$$x_q = -x_\alpha \sin \theta_e + x_\beta \cos \theta_e. \quad (2.22)$$

Prethodne jednačine mogu se napisati u matričnom obliku:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{D} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

Transformacijom bilo kog vektora iz stacionarnog u sinhrono rotirajući koordinatni sistem dobija se vektor iste amplitude. Matrica $\mathbf{D}$ je rasprežuća matrica koja trofazni sistem svodi na dvofazni i predstavlja Parkovu transformaciju. Ugao θ_e se definiše kao integral ugaone učestanosti ω_e .

$$\theta_e = \theta_e(0) + \int_0^t \omega_s dt. \quad (2.24)$$

Za slučaj kada su poznate komponente x_d i x_q , inverznom transformacijom je moguće odrediti trenutne vrednosti u originalnom domenu:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \mathbf{D}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Matrica $\mathbf{D}^{-1}$ je inverzna rasprežuća matrica koja dvofazni sistem transformiše u trofazni i predstavlja inverznu Parkovu transformaciju.

2.1.3.2. Jednačine sinhronne mašine u dvofaznom rotacionom (dq) domenu

Nakon izvršene Parkove transformacije, jednačine fluksnog obuhvata statora definisane su sledećim izrazom:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_m \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.26)$$

Izvodi flukseva po vremenu se javljaju samo u dinamičkim režimima, dok su u stacionarnim jednaki nuli.

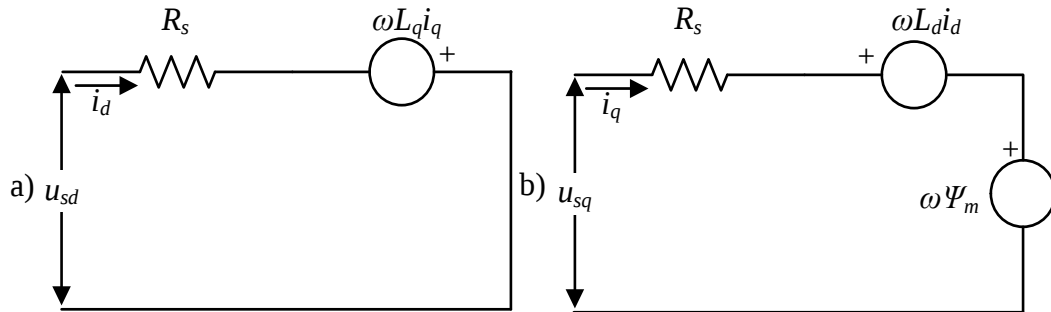
Jednačine naponske ravnoteže, elektromagnetnog momenta i ulazne snage nakon izvršene Parkove transformacije mogu se predstaviti sledećim izrazima:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_{sd} & -\omega_e L_{sq} \\ \omega_e L_{sd} & R_s + sL_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Psi_m \end{bmatrix}, \quad (2.27)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} p i_{sq} (\Psi_m + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd}), \quad (2.28)$$

$$P = \frac{3}{2} (u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq}). \quad (2.29)$$

Ovaj model je pogodan za dalju obradu i konstrukciju odgovarajućeg zakona upravljanja. Na osnovu jednačina naponske ravnoteže može se formirati i dinamičko ekvivalentno kolo sinhronog motora sa stalnim magnetima prikazano na slici 2.5.



Slika 2.5 Ekvivalentna šema PMSM:
a) ekvivalentna šema d ose, b) ekvivalentna šema q ose

Na osnovu izraza (2.28) vidi se da se momenat sastoji od dve komponente: jedne koja potiče od fluksa stalnog magneta (T_{epm}), i druge reluktantne (T_{er}), koja je proporcionalna razlici induktivnosti u dvema osama. Izrazi za te dve komponente su:

$$T_{epm} = \frac{3}{2} p \Psi_m i_{sq}, \quad (2.30)$$

$$T_{er} = \frac{3}{2} p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}. \quad (2.31)$$

Ovde je bitno napomenuti da kod SPMSM ne postoji reluktantna komponenta momenta (T_{er}) jer ne postoji razlika induktivnosti u dvema osama.

2.1.4. Promena parametara matematičkog modela u toku rada

Tokom eksploatacije pogona menjaju se parametri motora. Induktivnost varira sa promenom opterećenja, a otpornost namotaja sa promenom temperature.

2.1.4.1. Promena otpornosti namotaja

Tokom rada motora energija utrošena na gubitke u gvožđu i bakru kao i u nekim konstrukcijskim delovima pretvara se u toplotu. Ova toplota zagreva delove u kojima je nastala, kao i njihovu neposrednu blizinu. Kod namotaja se sa povećanjem temperature povećava broj slobodnih elektrona koji prave sudare unutar materijala, i povećava se

električna otpornost. Otpornost zagrejanog namotaja jednaka je zbiru otpornosti hladnog namotaja i povećanju otpornosti zbog povećanja temperature:

$$R = R_0(1 + \alpha\theta) \quad (2.32)$$

gde je R_0 otpornost hladnog namotaja, α temperaturni koeficijent, a θ temperatura zagrejanog namotaja. Osim od temperature, otpornost zavisi i od skin efekta. Kod većine malih i srednjih motora skin efekat nije značajan i može se zanemariti [38].

2.1.4.2. Promena induktivnosti

Induktivnost namotaja u dq koordinatnom sistemu zavisi od uslova rada, zbog zasićenja magnetskog kola i uticaja međusobnih magnetnih sprega. Poznavanje induktivnosti tokom rada pogona potrebno je zbog određivanja reluktantnog momenta u ukupnom elektromagnetskom momentu [76].

Kod većine IPMSM varijacija parametara mašine prouzrokovane magnetnom saturacijom nije zanemarljiva. Ove varijacije imaju značajan uticaj na tačnost optimizacionih algoritama te postoje određena odstupanja između simulacionih i eksperimentalnih rezultata [28]. U radu će se merenjima odrediti zavisnost induktivnosti od struje opterećenja i ta zavisnot će biti uvažena prilikom određivanja referentnog vektora struje statora.

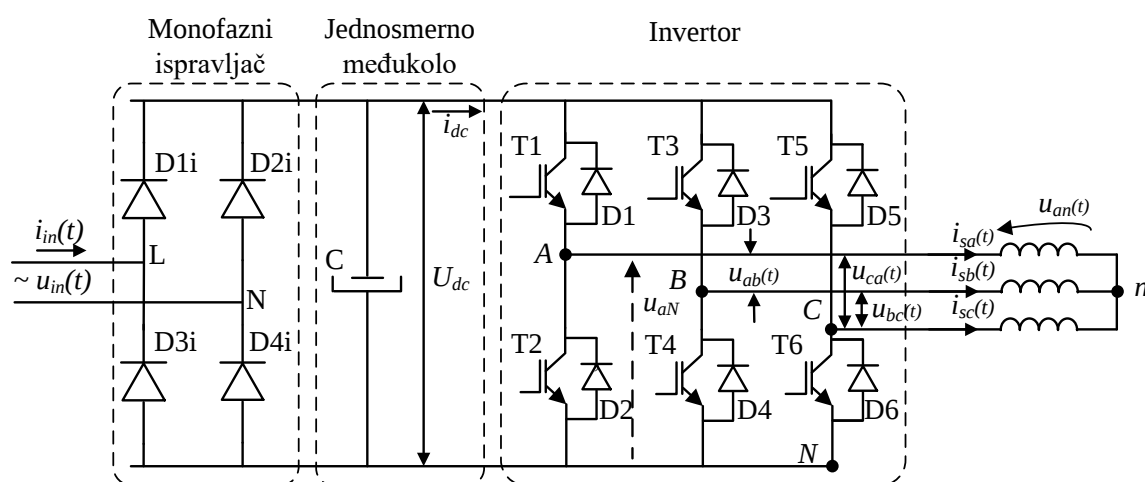
2.1.4.3. Promena fluksa magneta

U normalnom opsegu radne temperature, jačina fluksa se smanjuje sa povećanjem temperature. Međutim, kako se temperature smanji jačina fluksa se vraća na prvobitnu vrednost. Ova varijacija fluksa, zajedno sa varijacijom otpornosti statorskog namotaja sa temperaturom utiče na razvijeni momenat, a samim tim i na efikasnost motora. Kada se radna temperatura poveća iznad kritične temperature doći će do nepovratnog demagnetisanja magneta. Jednom kada se to desi, jačina fluksa ne može se vratiti na prvobitnu vrednost. Motor mora biti dizajniran tako da je normalni opseg temperature uvek ispod kritične vrednosti pri kojoj dolazi do trajne demagnetizacije. Trenutno dostupni NdFeB magneti mogu zadržati svoja svojstva do 150°C. [76]. Nepoznavanje tačne vrednosti fluksa magneta ima veći uticaj na rad pogona na srednjim i velikim brzinama u odnosu na male brzine gde nepoznavanje otpornosti statora ima veliki uticaj. Tokom rada pogona fluks stalnih magneta može se estimirati na razne načine [78] – [81]. U momentnom režimu rada smanjenje jačine

fluksa magneta se može kompenzovati bilo pomoću observera fluksa, ili indirektno, poznavanjem temperature magneta. Poznavanje temperature magneta pogodno je i zbog sigurnosnih problema.

2.2. Matematički model pogonskog pretvarača

Za realizaciju upravljanja pogonom sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima potrebno je obezbediti odgovarajući naponski izvor. Na slici 2.6 prikazana je uprošćena šema jednog energetskog pretvarača pogodnog za napajanje naizmeničnih motora malih snaga. Neupravljivi monofazni ispravljač pretvara ulazni naizmenični napon u jednosmerni pulzirajući napon. Jednosmerno međukolo, kapacitivni filter, koristi se za stabilizaciju i prilagođenje jednosmernog napona invertoru. Osnovna uloga kondenzatora je da smanji talasnost napona na izlazu ispravljača. Zbog velike gustine energije koriste se elektrolitski kondenzatori. Kako bi se na izlazu pogonskog pretvarača obezbedio naizmenični napon promenljive efektivne vrednosti i frekvencije koristi se trofazni inverter (engl. *VSI – Voltage Source Inverter*). Trofazni inverter se sastoji od šest kontrolisanih prekidača, na slici označenih sa T1 – T6, po dva u svakoj invertorskoj grani, i antiparalelno vezanih zamajnih dioda D1 – D6. Zamajne diode imaju zaštitnu ulogu, tj. provode struju u trenucima kada su kontrolisani prekidači isključeni. Kao kontrolisani prekidači najčešće se koriste IGBT tranzistori (engl. *Insulated Gate Bipolar Transistors*) zbog svoje pouzdanosti i malih prekidačkih gubitaka. IGBT je nastao integracijom tranzistora i MOSFET-a (engl. *Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor*) koji mu daje struju baze.



Slika 2.6 Tipična struktura energetskog pretvarača pogodnog za napajanje sinhronih motora sa stalnim magnetima malih snaga

Na slici 2.6 sa U_{dc} označen je jednosmerni napon na ulazu invertora, dok i_{dc} predstavlja ulaznu struju invertora. U svakoj grani se nalaze po dva kontrolisana prekidača koji ne smeju raditi istovremeno kako ne bi došlo do kratkog spoja na jednosmernom međukolu. Struja kratkog spoja bi oštetila prekidačke komponente i elektrolitski kondenzator u jednosmernom međukolu. Naponi između negativnog kraja (N) jednosmernog međukola i izlaza pretvarača označen je sa u_{xN} ($x = a, b, c$), dok su struje motora označene sa i_{sx} ($x = a, b, c$).

Pri teorijskoj analizi rada invertora smatra se da u datom trenutku može biti uključen samo jedan kontrolisani prekidač u jednoj grani invertora. Tako na primer, ako provodi “gornji” IGBT prekidač označen sa T1, ne sme provoditi “donji” IGBT prekidač T2. Ukoliko gornji prekidač provodi napon između odgovarajućeg izlaza i negativnog kraja jednosmernog međukola biće jednak U_{dc} , a ukoliko provodi donji prekidač napon će biti jednak nuli. Da bi se došlo do prekidačkog modela invertora potrebno je definisati prekidačke funkcije pojedinih grana kao:

$$S_a = \begin{cases} 1, \text{T1 uključen} \\ 0, \text{T2 uključen} \end{cases} \quad S_b = \begin{cases} 1, \text{T3 uključen} \\ 0, \text{T4 uključen} \end{cases} \quad S_c = \begin{cases} 1, \text{T5 uključen} \\ 0, \text{T6 uključen} \end{cases} \quad (2.1)$$

Na osnovu prekidačkih funkcija mogu se izraziti naponi između tačaka a, b, c i tačke N na sledeći način:

$$\begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \\ u_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \cdot U_{dc}. \quad (2.2)$$

Međufazni naponi na motoru su:

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{aN} - u_{bN} \\ u_{bN} - u_{cN} \\ u_{cN} - u_{aN} \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Na osnovu prekidačke funkcije međufazni naponi se mogu predstaviti kao:

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} \cdot U_{dc}. \quad (2.4)$$

Ako su namotaji motora vezani u zvezdu, naponi između faza i minus kraja jednosmernog međukola se mogu izraziti na sledeći način:

$$\begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \\ u_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{an} - u_{nN} \\ u_{bn} - u_{nN} \\ u_{cn} - u_{nN} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Pod pretpostavkom da stator sinhronog motora, koji je povezan na izlaz invertora, predstavlja simetrično trofazno opterećenje, zbir faznih napona jednak je nuli ($u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0$). Sledi da se može zapisati:

$$u_{nN} = \frac{1}{3}(u_{aN} + u_{bN} + u_{cN}). \quad (2.6)$$

Zamenom (2.6) u (2.5) i rešavanjem po faznim naponima u_{an} , u_{bn} i u_{cn} dobija se:

$$u_{an} = \frac{2}{3} \cdot u_{aN} - \frac{1}{3} \cdot u_{bN} - \frac{1}{3} \cdot u_{cN}, \quad (2.7)$$

$$u_{bn} = \frac{2}{3} \cdot u_{bN} - \frac{1}{3} \cdot u_{aN} - \frac{1}{3} \cdot u_{cN}, \quad (2.8)$$

$$u_{cn} = \frac{2}{3} \cdot u_{cN} - \frac{1}{3} \cdot u_{aN} - \frac{1}{3} \cdot u_{bN}. \quad (2.9)$$

Ako se (2.5) - (2.9) izraze preko prekidačkih funkcija dobija se:

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Struja invertora i_{dc} može se odrediti u funkciji prekidačkih stanja i faznih struja:

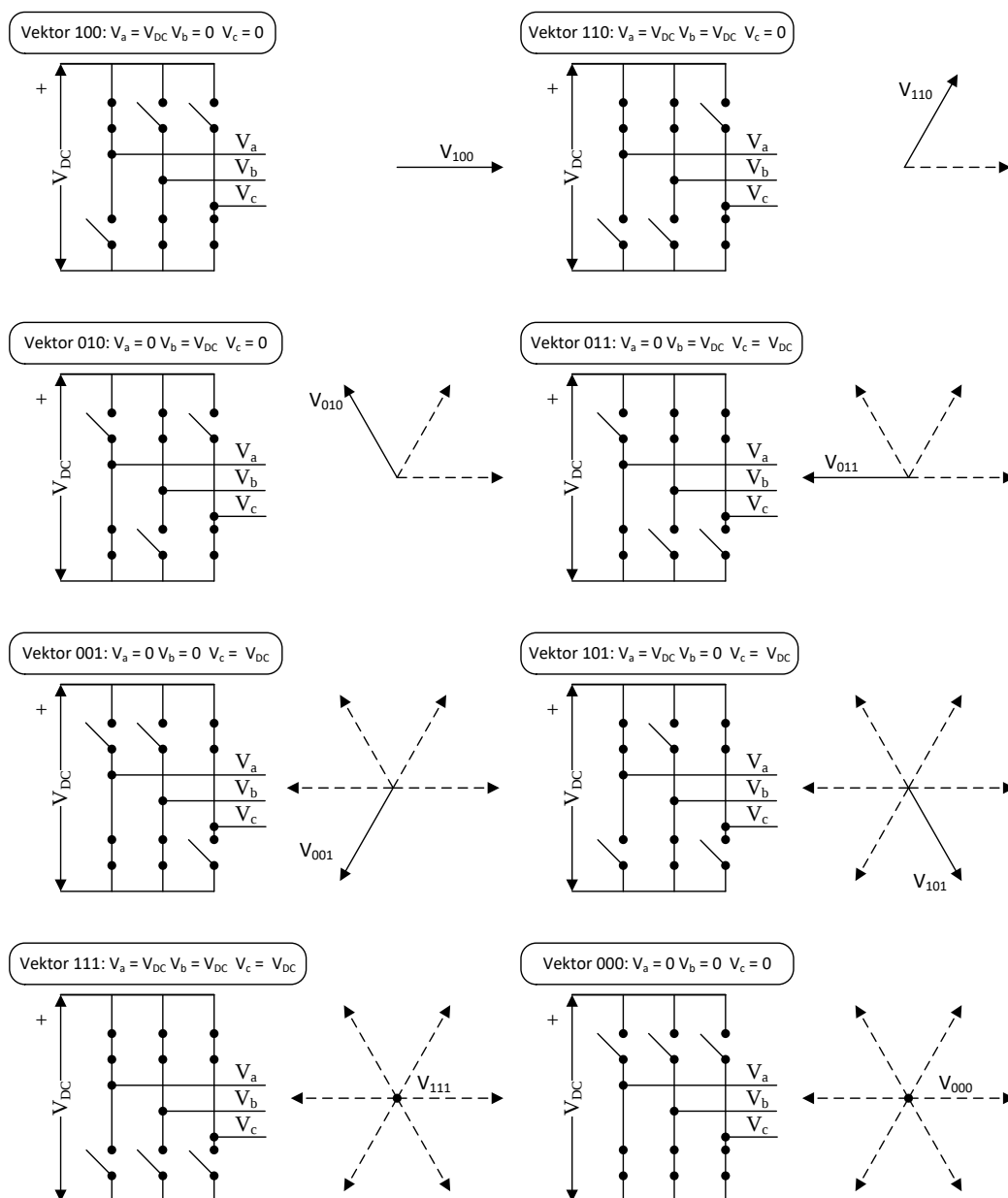
$$i_{dc} = [S_a \quad S_b \quad S_c] \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

U zavisnosti od stanja prekidačkih funkcija S_a , S_b i S_c mogu se odrediti trenutne vrednosti faznih i međufaznih napona na izlazu pogonskog pretvarača, tabela 2-1. Može se zaključiti da linijski naponi mogu imati tri vrednosti, i to: $-U_{dc}$, 0 i U_{dc} , dok fazni naponi mogu imati pet vrednosti: $-2/3 U_{dc}$, $-1/3 U_{dc}$, 0 , $1/3 U_{dc}$ i $2/3 U_{dc}$. Na slici 2.7 prikazana su stanja prekidača u zavisnosti od stanja prekidačkih funkcija S_a , S_b i S_c .

Tabela 2 – 1 daje ukupan prikaz vrednosti polifazora statorskog napona koje invertor dopušta na svom izlazu za osam stanja prekidača, kao i fazne napone transformisane u koordinate stacionarnog referentnog sistema.

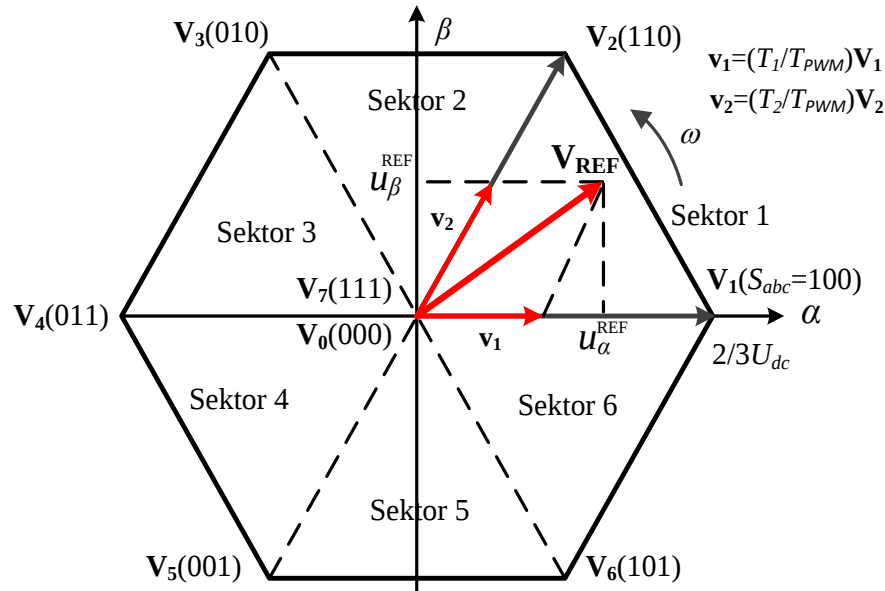
Vektor	S_a	S_b	S_c	u_a	u_b	u_c	u_α	u_β	Prostorni vektor
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V1	1	0	0	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	0	$(2/3)e^{j0}$
V2	1	1	0	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/\sqrt{3}$	$(2/3)e^{j\pi/3}$
V3	0	1	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$U_{dc}/\sqrt{3}$	$(2/3)e^{j2\pi/3}$
V4	0	1	1	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	0	$(2/3)e^{j3\pi/3}$
V5	0	0	1	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/\sqrt{3}$	$(2/3)e^{j4\pi/3}$
V6	1	0	1	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}/\sqrt{3}$	$(2/3)e^{j5\pi/3}$
V7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tabela 2-1 Vrednosti polifazora statorskog napona koje inverter dopušta na svom izlazu za osam stanja prekidača [12]



Slika 2.7 Naponski vektor na izlazu iz trofaznog invertora

Na osnovu date tabele amplituda i orijentacija svakog od osam naponskih vektora može se prikazati u okviru šestougla datog na slici 2.8, u kome je definisano šest sektora.



Slika 2.8 Referentni vektor u prvom sektoru kao srednja vrednost kombinacije dva aktivna vektora $V_k = V_1$ i $V_{k+1} = V_2$ i dva nulta vektora V_0 i V_7 [12]

Proizvoljni vektor napona u sektoru k dobija se kao kombinacija dva vektora koji graniče taj sektor (V_k, V_{k+1}) i dva nulta vektora (V_0, V_7). Modulator prostornog vektora na osnovu zadatog vektora napona određuje vremena trajanja aktivnih (T_k, T_{k+1}) i nultih vektora (T_0) u okviru prekidačke periode T_{pwm} . Nulti vektori se ravnomerno koriste u okviru prekidačke periode kako bi se ravnomerno opteretili donji i gornji prekidači u granama invertora. Srednja vrednost V_{REF} u toku jedne prekidačke periode može se predstaviti kao:

$$\int_{T_{PWM}} \mathbf{V}_{REF} dt = \int_{T_k} \mathbf{V}_k dt + \int_{T_{k+1}} \mathbf{V}_{k+1} dt + \int_{T_0} \mathbf{V}_0 dt + \int_{T_0} \mathbf{V}_7 dt. \quad (2.12)$$

Ako se koristi PWM modul sa trougaonim nosiocem istim za sve tri faze, na početku i na kraju se pojavljuje nulti vektor V_0 , dok se na sredini pojavljuje nulti vektor V_7 . U ovom slučaju najčešće se vrši upis PWM vremena na bazi PWM poluperiode, tako da će vremena koja povezuju zadate ulazne vrednosti u_α i u_β u nastavku biti izražena na osnovu poluperiode PWM signala ($T_{PWM}/2$). Na osnovu prethodnog dolazi se do izraza za srednju vrednost V_{REF} za poluperiodu:

$$\int_0^{\frac{T_{PWM}}{2}} \mathbf{V}_{REF} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \mathbf{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \mathbf{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \mathbf{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_{PWM}}{2}} \mathbf{V}_7 dt. \quad (2.13)$$

Kako je izlaz invertora uvek jedno od 8 diskretnih stanja, za u_α i u_β važi:

$$u_\alpha = \frac{2}{3} U_{dc} \cos(k-1) \frac{\pi}{3}, \quad (2.14)$$

$$u_\beta = \frac{2}{3} U_{dc} \sin(k-1) \frac{\pi}{3}. \quad (2.15)$$

Na osnovu prethodne dve jednačine dobija se izraz koji važi unutar PWM poluperiode:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \frac{T_{PWM}}{2} = \frac{2}{3} U_{dc} \left(\begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} T_k + \begin{bmatrix} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} T_{k+1} \right). \quad (2.16)$$

Prilikom realizacije pogona vektor napona $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ se dobija kao izlaz iz strujnih regulatora i stoga predstavlja poznatu veličinu. Potrebno je odrediti faktore ispunje grana invertora. Rešavanjem prethodnog izraza po vremenima T_k i T_{k+1} dobija se:

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Kako je $T_k + T_{k+1} < T_{PWM}/2$, preostalo vreme je vreme trajanja nultih vektora u toku jedne PWM poluperiode:

$$T_o = \frac{T_{PWM}}{2} - T_k - T_{k+1}. \quad (2.18)$$

Na osnovu izračunatih vremena trajanja vektora za k -ti sektor mogu se proračunati vremena vođenja grana invertora. U opštem slučaju V_{REF} se nalazi u k -tom sektoru, koji graniče vektori V_k i V_{k+1} i u tom sektoru se nalazi i faza najdužeg trajanja PWM signala T_{long} , srednje dužine T_{middle} , kao i faza najkraćeg trajanja T_{short} . Kako V_{REF} rotira, faze A, B i C postaju T_{long} , T_{middle} , odnosno T_{short} , tabela 2-2.

Sektor	Vremena vođenja
V1	$T_A = T_{long}, T_B = T_{middle}, T_C = T_{short}$
V2	$T_A = T_{middle}, T_B = T_{long}, T_C = T_{short}$
V3	$T_A = T_{short}, T_B = T_{long}, T_C = T_{middle}$
V4	$T_A = T_{short}, T_B = T_{middle}, T_C = T_{long}$
V5	$T_A = T_{middle}, T_B = T_{short}, T_C = T_{long}$
V6	$T_A = T_{long}, T_B = T_{short}, T_C = T_{middle}$

Tabela 2-2 PWM vremena vođenja

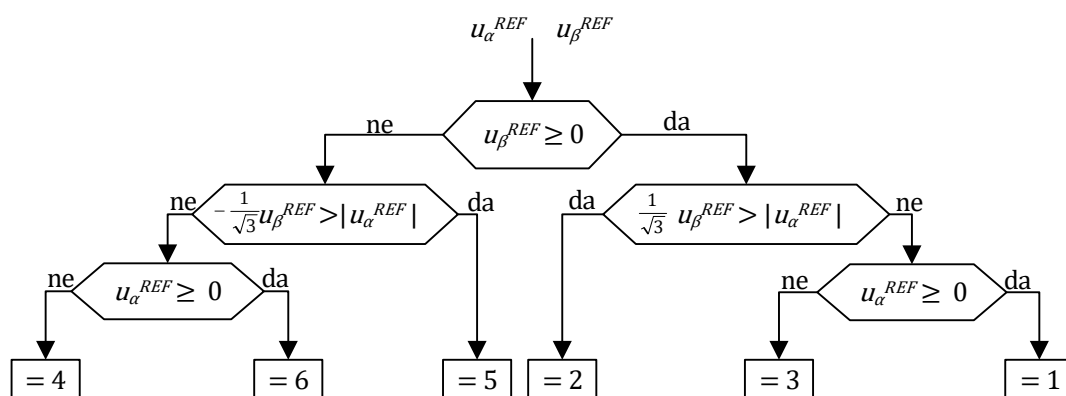
Vremena T_{long} , T_{middle} i T_{short} računaju na osnovu izračunatih vremena trajanja dva aktivna vektora i preostalog vremena za neaktivne vektore za poluperiodu PWM signala:

$$T_{long} = \frac{T_o}{2} + T_k + T_{k+1}, \quad (2.19)$$

$$T_{middle} = \frac{T_o}{2} + T_{k+1}, \quad (2.20)$$

$$T_{short} = \frac{T_o}{2}. \quad (2.21)$$

Na osnovu algoritma prikazanog na slici 2.9 i referentnih vrednosti napona u stacionarnom domenu može se odrediti sektor, odnosno koji su vektori susedni referentom vektoru V_{REF} .

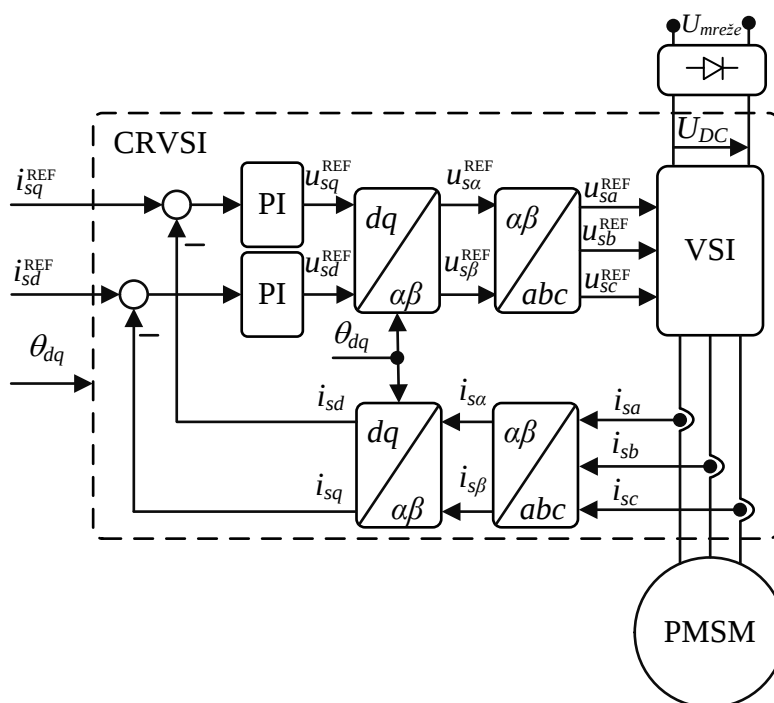
Slika 2.9 Odabir sektora na osnovu referentnog napona u $\alpha\beta$ domenu [12]

2.3. Vektorsko upravljanje

Vektorska kontrola je prvi put predstavljena od strane Siemens-ovog istraživača Filipa Blaschke krajem šezdesetih godina XX veka. Vektorski kontrolisan sinhroni motor sa stalnim magnetima na rotoru se po regulacionim karakteristikama izjednačava sa motorom

jednosmerne struje. Jednačine d ose sinhronog motora analogne su jednačinama pobudnog namotaja jednosmerne mašine, dok struje q ose odgovaraju struji indukta.

Na slici 2.12 prikazan je principski blok dijagram pogona strujno regulisanog naponski napajanog sinhronog motora sa stalnim magnetima na rotoru. Na blok dijagramu se mogu primetiti sledeći delovi – sinhroni motor sa stalnim magnetima na rotoru (PMSM), izvor električne energije – standardna niskonaponska distributivna mreža, pretvarač energetske elektronike i kontrolna logika. Svi delovi treba da budu biti specifično konfigurisani u cilju kvalitetne i robusne kontrole brzine obrtanja PMSM spram prilika u pogonu.



Slika 2.10 Blok dijagram osnovne upravljačke šeme PMSM

Prikazani blok dijagram pogona u režimu strujnog napajanja obuhvata standardne blokove za vektorsku kontrolu sinhronog motora: blokove za transformacije koordinata (*InvPark*, *Park* i *Clarke*), strujne regulatore u dq domenu. Kako bi se raspregnulo upravljanje momentom i fluksom potrebno je poznavati poziciju fluksa. Moguće je korišćenjem senzora montiranog na vratilo rotora dobiti informaciju o brzini, odnosno poziciji rotora. U tu svrhu najčešće se koristi inkrementalni enkoder ili rezolver. U nekim aplikacijama upotreba senzora brzine/pozicije nije potrebna, jer se na osnovu odgovarajućih

algoritama i terminalnih veličina mogu estimirati. Prirodno, smanjenjem broja senzora smanjuje se ukupna cena pogona.

2.4. Strujna i naponska ograničenja invertora

Maksimalni momenat koji motor može da razvije zavisi od strujnih (I_{max}) i naponskih (U_{max}) ograničenja invertora.

Naponsko ograničenje može se predstaviti kao:

$$\sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} \leq U_{max}, \quad (2.33)$$

gde U_{max} zavisi od napona jednosmernog međukola invertora, U_{dc} . Uzima se da je $U_{max} = U_{dc}/\sqrt{3}$. Iznad nominalne brzine (u oblasti slabljenja polja) pad napona na statorskoj otpornosti se može zanemariti i naponsko ograničenje se može izraziti iz modela u stacionarnom stanju kao:

$$\left(i_{sd} + \frac{\psi_m}{L_d}\right)^2 + \left(\frac{L_q}{L_d} i_{sq}\right)^2 \leq \left(\frac{U_{max}}{\omega L_d}\right)^2. \quad (2.34)$$

Strujno ograničenje može se predstaviti kao:

$$\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \leq I_{max}, \quad (2.35)$$

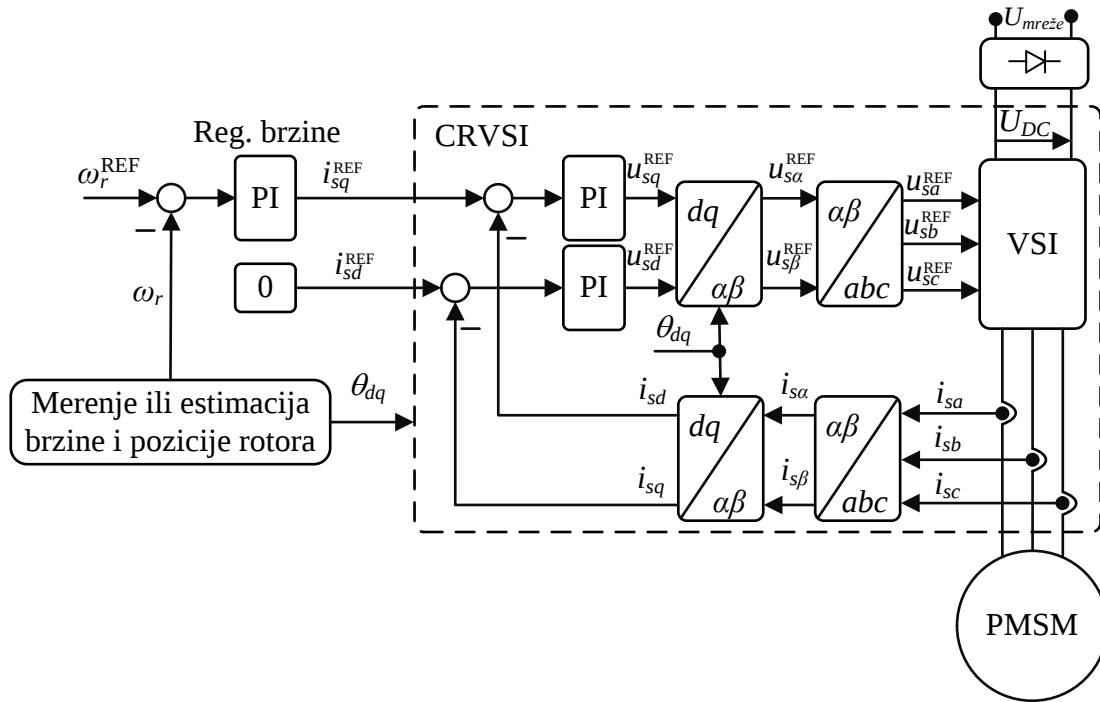
gde je I_{max} obično 150 – 200 % nominalne struje motora.

Strujno ograničenje je dominantno na malim, dok je naponsko dominantno na velikim brzinama obrtanja.

2.5. Standardna šema upravljanja sinhronim motorom sa stalnim magnetima

Blok dijagram standardnog upravljanja pogona sa PMSM bez davača pozicije prikazan je na slici 2.11. Brzina i položaj rotora se procenjuju na osnovu raspoloživih terminalnih veličina, struja i napona namotaja statora. Brzina se reguliše linearnim PI regulatorom, koji zadaje potrebnu vrednost struje q – ose potrebne da se greška između zadate i ostvarene brzine svede na nulu. Referenca struje d – ose postavlja se na nulu.

Referentne struje se dalje vode u strujno regulisan naponski inverter. Postavljanjem reference struje d – ose na nulu pojednostavljuje se upravljanje [82] - [84].



Slika 2.11 Blok dijagram standardnog upravljanja pogona sa PMSM

Ovakvom kontrolom izbegava se demagnetizacija stalnih magneta. Međutim, sa standardnom metodom nije moguće prilagođavati nivo fluksa, a samim tim ni efikasnost motora nije maksimalna. Takođe, ovakvom kontrolom se ne proizvodi reluktantni momenat. Izraz za elektromagnetni momenat u stacionarnom stanju se pojednostavljuje:

$$T_e \approx \frac{3}{2} p i_{sq} \Psi_m. \quad (2.22)$$

Problemi u primeni standardne šeme upravljanja PMSM, prikazane na slici 2.11, nastaju pri velikim brzinama pri kojima je neophodno umanjiti indukovanu EMS (elektromotornu silu) statora, tj. vršiti slabljenje polja. Stalni fluks magneta rotora ne može da se kontroliše (umanji), ali moguća je kontrola fluksa statora, tj. indukovane EMS na statoru. Za brzine pri kojima amplituda fazne EMS statora postaje veća od maksimalnog mogućeg faznog napona na izlazu invertora ($\approx U_{dc}/\sqrt{3}$) neophodno je umanjiti polje [84] i time izbeći zasićenje strujnih regulatora. Potrebno je smanjiti ukupan fluks statora u d -osi, što se postiže negativnom strujom u d -osi:

momenat za datu amplitudu struje. Pomoću MTPA strategije moguće je smanjiti gubitke u bakru IPMSM [37], [85] - [93]. MTPA povećava efikasnost u poređenju sa standardnom šemom upravljanja, ali efikasnost ne može biti maksimalna sa MTPA jer se ne pravi balans između gubitaka u bakru i gvožđu, nego se samo umanjuju gubici u bakru.

Polazna tačka za određivanje komponenti vektora struje statora na osnovu MTPA algoritma kod IPMSM je izraz za elektromagnetni momenat:

$$T_e = \frac{3}{2} p i_{sq} (\psi_m + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd}), \quad (2.25)$$

uz uvažavanje relacije:

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}, \quad (2.26)$$

MTPA algoritam daje maksimum momenta. Dakle, rezultat je izjednačavanja prvog izvoda momenta po amplitudi statorske struje sa nulom:

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_s} = 0. \quad (2.27)$$

Rešenje prethodne jednačine po d komponenti struje daje najveći momenat pri zadatoj amplitudi struje:

$$i_{sd} = \frac{\psi_m - \sqrt{\psi_m^2 - 8(L_{sq} - L_{sd})^2 i_s^2}}{4(L_{sq} - L_{sd})}. \quad (2.28)$$

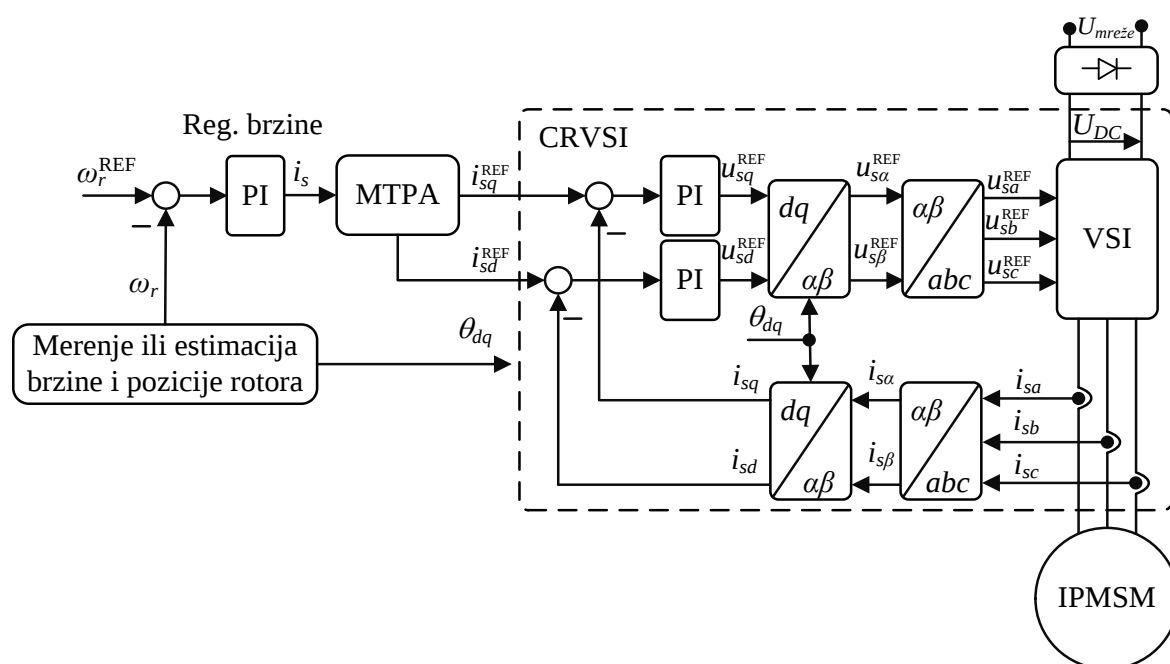
Komponenta struje q ose se proračunava na osnovu zadate amplitude statorske struje (i_s) i izračunate optimalne vrednosti d struje, uz rekonstrukciju znaka komande momenta, koji je jednak znaku zadate struje:

$$i_{sq} = \text{sign}(i_s) \sqrt{|i_s|^2 - i_{sd}^2}, \quad (2.29)$$

gde je $\text{sign}(i_s)$:

$$\begin{aligned} \text{sign}(i_s) &= 1 \text{ ako je } i_s \geq 0, \\ \text{sign}(i_s) &= -1 \text{ ako je } i_s < 0. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Blok dijagram upravljanja pogona sa IPMSM bez davača pozicije uz uvažavanje MTPA prikazan je na slici 2.13. Brzina i položaj rotora se procenjuju na osnovu raspoloživih terminalnih veličina, struja i napona namotaja statora ili se mere odgovarajućom opremom. Brzina se reguliše linearnim PI regulatorom koji zadaje potrebnu vrednost amplitude statorske struje i_s potrebne da se greška između zadate i ostvarene brzine svede na nulu. Na osnovu MTPA algoritma računaju se reference struja q – ose i d – ose. Referentne struje se dalje vode u strujno regulisan naponski inverter (CRVSI).



Slika 2.13 Blok dijagram MTPA upravljanja IPMSM pogonom

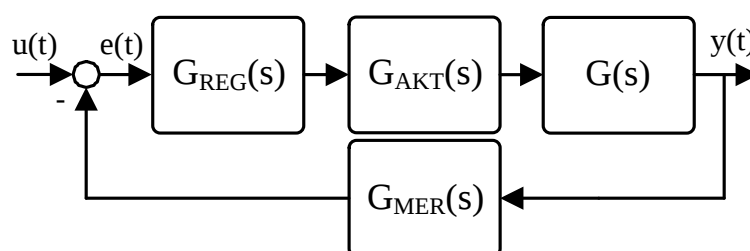
Iznad nominalne brzine MTPA nije izvodljiv zbog ograničenja napona jednosmernog međukola. Generalno, optimalna kombinacija komponenti vektora statorske struje može se naći presekom momentne i krive naponskog ograničenja. Postoje praktični problemi u određivanju ovog preseka: problem je nelinearan i javlja se varijacija induktivnosti usled saturacije. Takođe, u nekim slučajevima se ne može zanemariti međusobni uticaj struja d - i q - ose [39].

2.7. Primena PI regulatora u električnom pogonu

Uopšteno razmatrajući, u teoriji sistema automatskog upravljanja (SAU) definiše se pet kriterijuma za izbor tipa regulatora u zavisnosti od tipa pobudnog signala kojim se

sistem eksituje: 1. stabilnost odziva, 2. greška rada u stacionarnom stanju, 3. osetljivost na promene parametara, 4. performanse tranzijentnog odziva spram tipa pobude, 5. sposobnost potiskivanja sistemskih poremećaja.

Tipična struktura SAU sa povratnom spregom se sastoji od objekta upravljanja funkcije prenosa G sa objedinjenom povratnom granom za detekciju/merenje izlaznih signala (senzor G_{MER}), diskriminatorom signala greške $e(t)$ i upravljačkog sklopa sa regulatorom, G_{REG} , i aktuatorom, G_{AKT} , kao elementima specifično povezanim kao na slici ispod, u cilju ostvarenja specifičnih zahteva vezanih za kvalitet rada.



Slika 2.14 Blok dijagram tipičnog sistema automatskog upravljanja sa zatvorenom povratnom spregom

Regulator predstavlja komponentu regulacione strukture koja na osnovu poređenja zadate vrednosti i merene vrednosti regulisane veličine određuje regulaciono delovanje i njime deluje na sistem kojim se upravlja.

PI regulator vrši upravljanje na osnovu proporcionalnog i integralnog zakona i njegova matematička predstava je sledeća:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt. \quad (2.31)$$

Odnosno u Laplasovom domenu:

$$u(s) = \left(K_p + K_i \frac{1}{s} \right) e(s). \quad (2.32)$$

Upravljanjem PI regulatorom ostvaruje se dvostruko dejstvo. Visoka tačnost rada se ostvaruje uz pomoć integralnog zakona, koji eliminiše grešku u ustaljenom stanju, dok se velika brzina odziva dobija korišćenjem proporcionalnog zakona. U početnom intervalu vremena proporcionalno dejstvo ima dominantan uticaj na upravljanje, dok u ustaljenom stanju dominantnu ulogu ima integralni član.

Kako se u digitalno regulisanim pogonima koriste diskretni signali potrebno je koristiti diskretnu verziju PI regulatora. Signal greške upravljane veličine u mikrokontroleru je brojna vrednost, diskretizovan kako po amplitudi, tako i po vremenu. Funkcija prenosa PI regulatora (2.32) se može diskretizovati Euler aproksimacijom II vrste, $s=(z-1)/zT$:

$$u(z) = \left(K_p + K_i \frac{T}{1 - z^{-1}} \right) e(z), \quad (2.33)$$

$$u(z) = z^{-1}u(z) + K_p(1 - z^{-1})e(z) + K_i T e(z). \quad (2.34)$$

Dobijeni PI regulator može se implementirati u inkrementalnoj formi na osnovu sledećih jednačina:

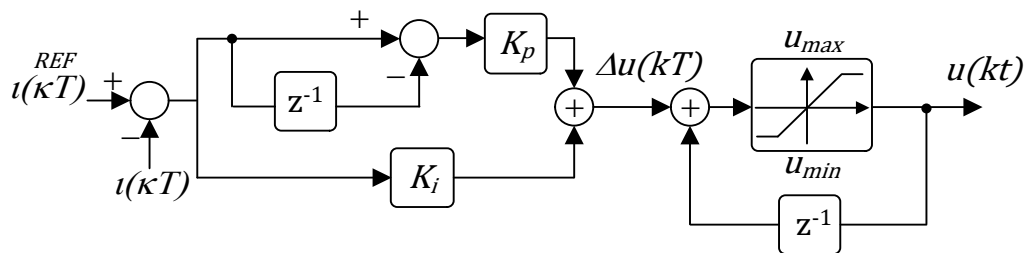
$$\Delta u(kT) = K_p[e(kT) - e(kT - T)] + K_i T e(kT), \quad (2.35)$$

$$u(kT) = u(kT - T) + \Delta u(kT). \quad (2.36)$$

Blok dijagram diskretnog regulatora u inkrementalnoj formi dat je na slici 4.37. Generalno, izlaz regulatora je ograničen tako da upravljačka promenljiva ne postane prevelika za izvršni organ:

$$u(kT) = u_{max} \text{ ako je } u(kT) > u_{max}, \quad (2.37)$$

$$u(kT) = u_{min} \text{ ako je } u(kT) < u_{min}. \quad (2.38)$$



Slika 2.15 Digitalni PI regulator u inkrementalnoj formi

2.8. Estimacija rotorskog fluksa, brzine i pozicije rotora PMSM

Kako bi se upravljalo pogonom sa PMSM bez davača položaja na vratilu potrebno je estimirati apsolutnu poziciju magneta, kao i brzinu obrtanja [94] – [100]. U [94] predstavljen je algoritam za estimaciju vektora fluksa rotora na osnovu modifikovanih naponskih jednačina u stacionarnom Laplasovom domenu:

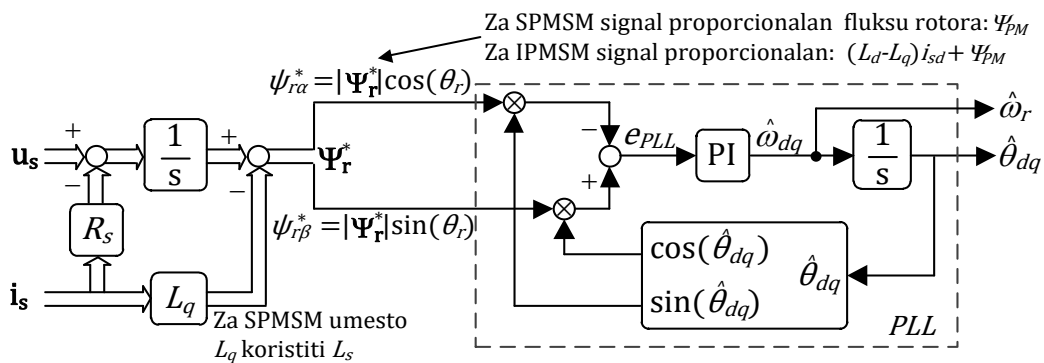
$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = (R_s + sL_q) \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + (L_d - L_q) s i_{sd} \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} + \omega_r ((L_d - L_q) i_{sd} + \Psi_{PM}) \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix}. \quad (2.39)$$

Poslednja dva člana tretiraju se kao novi kombinovani vektor fluksa koji je, ako je promena d komponente vektora struje statora mala ($s i_{sd} \rightarrow 0$), poravnat sa originalnim vektorom fluksa rotora:

$$s \begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha}^* \\ \Psi_{r\beta}^* \end{bmatrix} = \underline{(L_d - L_q) s i_{sd} \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} + \omega_r ((L_d - L_q) i_{sd} + \Psi_{PM}) \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix}}. \quad (2.40)$$

Ako je $i_{sd} \approx \text{const.}$ moguće je proceniti kombinovani vektor fluksa i koristi ga za PLL procenu položaja i brzine rotora, slika 2.19:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha}^* \\ \Psi_{r\beta}^* \end{bmatrix} = \int \left(\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) dt - \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$



Slika 2.16 Estimator rotorskog fluksa i procena položaja i brzine rotora PMSM [12]

2.9. Struktura i podešavanje parametara strujnog regulatora

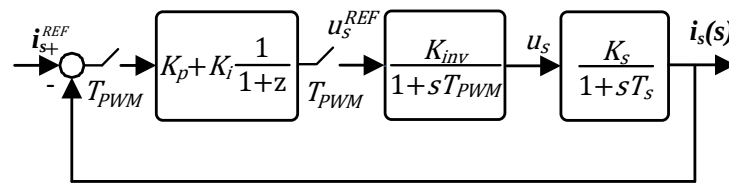
Funkcija prenosa objekta upravljanja u slučaju regulacione petlje struje *IPMSM* pogona je opisana filtarskom karakteristikom koja opisuje elektromagnetnu inerciju uspostavljanja struje kroz namotaj mašine na promene priključenog napona. Funkcija prenosa objekta upravljanja je:

$$G(s) = \frac{K_s}{1 + sT_s}, \quad (2.42)$$

gde je T_s vremenska konstanta statorskog namotaja dok $K_s = 1/R_s$ predstavlja pojačanje statorskog kola sa R_s modelovanim kao otpornost statorskog namotaja.

Orijentacijom polja na fluks rotora postiže se delimično deкупlovanje osa mašine – sprežući (engl. *cross coupling*) članovi koji zavise od struja i fluksa magneta uspešno se modeluju kao poremećajni ulazi i/ili često zanemaruju prilikom sinteze parametara strujne petlje, $p(s)=0$.

U digitalnim pogonima inverter predstavlja aktuator napona i služi za pretvaranje signala izlaza regulatora u upravljački signal napona kojim se pobuđuje objekat statorskog kola. Odziv predstavlja strujni signal $y(s)=i_s(s)$ koji se detektuje šant otpornikom kao strujnim davačem. Na slici 2.19 prikazana je strujna regulaciona petlja pogona IPMSM bazirana na originalnoj petlji sa slike 2.17 sa dodatno ubačenim blokom koji modeluje funkciju prenosa invertora karakteristikom filtra prvog reda sa vremenskom konstantom koja odgovara periodi PWM signala T_{PWM} i pojačanjem $K_{inv}=U_{dc}$ i digitalnim regulatorom sa kolima za odabiranje sa periodom odabiranja takođe jednakom T_{PWM} .



Slika 2.17 Blok dijagram uprošćene strujne petlje pogona IPMSM

Razmatrana petlja je pogodna za primenu Dalinovog algoritma za odabir parametara PI regulatora struje koji predstavlja najčešće korišćeno rešenje za konkretno prikazanu strujnu regulacionu petlju. Dalinov algoritam podrazumeva proračun parametara PI regulatora sa ciljem da se ostvari aperiodičan odziv regulisane veličine uz proizvoljan propusni opseg celokupne regulacione petlje, definisan parametrom λ . Može se lako pokazati da su optimalno podešeni parametri PI regulatora struje nakon primene Dalinovog algoritma za petlju sa slike 2.19, [101]:

$$K_p = \frac{1 - e^{-\lambda T}}{K \cdot \left(e^{\frac{T}{T_1}} - 1 \right) \cdot [1 + N \cdot (1 - e^{-\lambda T})]}, \quad (2.43)$$

$$K_i = K_p \frac{T}{T_1} = K_p \left(e^{\frac{T}{T_1}} - 1 \right) = \frac{1 - e^{-\lambda T}}{K \cdot [1 + N \cdot (1 - e^{-\lambda T})]}. \quad (2.44)$$

gde je $T=T_{PWM}$ perioda odabiranja, a N transportno kašnjenje aktuatora.

Izborom parametara regulatora struje na osnovu (2.43) i (2.44) ostvaruje se aperiodičan odziv struje na odskočnu promenu reference proizvoljne brzine. Proizvoljan propusni opseg petlje struje omogućuje efikasno uspostavljanje momenta IPMSM koje značajno utiče na dinamičke karakteristike mehaničkog podsistema. Za ostvarenje nezavisne kontrole brzine i momenta pogona neophodno je da strujna petlja bude barem za red veličine brža od nadređene brzinske petlje [11]. Ako je perioda rada brzinske petlje T_ω tada je potrebno da minimalan propusni opseg petlje struje bude:

$$\lambda = 5/T_\omega \quad (2.45)$$

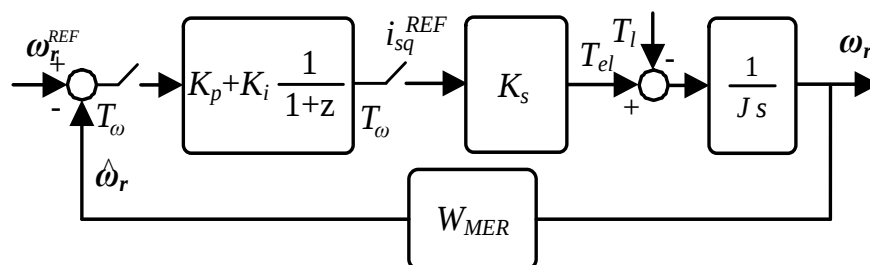
2.10. Struktura i podešavanje parametara brzinskog regulatora

Cilj regulacije brzine je da se obezbedi željeni odziv brzine u prelaznom režimu i tačnost u ustaljenom režimu. Za regulaciju brzine je odgovoran regulator brzine, koji deluje na osnovu greške između zadate i ostvarene brzine. Da bi se ta greška u stacionarnom stanju svela na nulu, neophodno je da regulator brzine ima integralno dejstvo. Sa druge strane, proporcionalno dejstvo obezbeđuje kvalitet prelaznog procesa, tj. brzu reakciju na promenu zadate vrednosti brzine ili na promenu brzine usled promene opterećenja na vratilu.

Funkcija prenosa objekta upravljanja u slučaju regulacione petlje brzine IPMSM pogona je opisana integratorskom karakteristikom koja opisuje mehaničku inerciju uspostavljanja brzine obrtanja rotora mašine na ostvoreni elektromagnetni momenat mašine. Funkcija prenosa objekta upravljanja glasi:

$$\lambda = 5/T_\omega \frac{1}{Js}, \quad (2.46)$$

gde parametar J predstavlja moment inercije pogona.



Slika 2.18 Blok dijagram uprošćene brzinske petlje pogona IPMSM

Na slici 2.20 predstavljen je blok dijagram mehaničkog podsistema kao približnija aproksimacija regulacione petlje brzine u odnosu na petlju sa slike 2.16. Ulaz u razmatrani podsistem predstavlja odskočna referenca brzine ili njena rampa, funkcija određenog nagiba, dok se za poremećajnu promenljivu uvodi momenat opterećenja pogona, T_l . Podređena strujna regulaciona petlja zajedno sa svim elementima koji ostvaruju elektromagnetni momenat T_{el} putem delovanja vektorskog pogona su modelovani statičkim pojačanjem, K_s . Motivacija leži u činjenici da se može ostvariti idealan konvertor momenta u vidu strujno regulisanog naponskog izvora invertora ako se obezbedi uslov opisan sa (2.45). Pored već standardnog digitalnog PI regulatora sa kolima za odabiranje ovog puta sa periodom odabiranja koja odgovara frekvenciji odabiranja brzinske petlje, T_ω , modelovan je i merno prilagodni blok W_{mer} u digitalnom domenu kojim se usrednjava signal sa brzinskog davača, enkodera, u toku poslednja dva odbirka brzine ω_r .

U nastavku je prikazana univerzalna procedura za podešavanje parametara PI regulatora brzine, detaljnije u [102]. Procedura je primenljiva na digitalne sisteme upravljanja sa proizvoljnim momentom inercije celokupnog pogona i zasnovana je na predloženom podsistemu sa slike 2.20. Podrazumeva da se sa podesno izabranim parametrima PI regulatora postigne kritično aperiodičan odziv brzine pogona što je čest zahtev u elektromotornim pogonima. Može se lako pokazati da su optimalno podešeni parametri PI regulatora brzine za postizanje kritično aperiodičnog odziva pogona modelovanog slike 2.20 predstavljeni sa (2.47), [11] i [102]:

$$K_P = 0.2027 \frac{2J}{T} \frac{\omega_b}{K_s}, K_I = 0.0035 \frac{2J}{T} \frac{\omega_b}{K_s}, \quad (2.47)$$

gde ω_b predstavlja faktor skaliranja brzine u okviru programskog algoritma realizovanog na digitalnom procesoru.

3. MODELOVANJE GUBITAKA U ELEKTRIČNOM POGONU SINHRONOG MOTORA SA STALNIM MAGNETIMA

3.1. Modelovanje gubitaka u sinhronom motoru sa stalnim magnetima na rotoru

Razmatranje gubitaka u sinhronom motoru sa stalnim magnetima na rotoru važno je iz nekoliko razloga. Gubici u mašini određuju stepen korisnosti (korisnog dejstva) mašine, prouzrokuju zagrevanje, dok su padovi napona ili komponente struje u vezi sa nadoknađivanjem gubitaka. Ukoliko se gubici u mašini povećaju smanjiće se stepen korisnosti (stepen iskorišćenja snage) što će uticati na pogonske troškove mašine. Ukoliko se toplota poveća neminovno će se smanjiti nominalna ili odata snaga kako ne bi došlo do termičkog ugrožavanja izolacije. Stepen korisnosti motora je količnik odate i primljene snage:

$$\text{Stepen korisnosti} = \frac{\text{odata snaga}}{\text{primljena snaga}} \quad (3.1)$$

Stepen korisnosti se još može zapisati kao:

$$\text{Stepen korisnosti} = \frac{\text{primljena snaga} - \text{gubici}}{\text{primljena snaga}} = \frac{\text{odata snaga}}{\text{odata snaga} + \text{gubici}} \quad (3.2)$$

Drugi oblik računanja stepena korisnosti je pogodniji za upotrebu, kako zbog jednostavnosti merenja gubitaka, tako i jer se datim procentom greške pri merenju gubitka prouzrokuje procentualno deset puta manja greška u stepenu korisnosti.

Gubici obrtnih mašina mogu se podeliti u nekoliko grupa:

Gubici u bakru mašine (P_{Cu}) nastaju u svim namotajima mašine kroz koje protiče struja. U slučaju sinhronih motora sa stalnim magnetima na rotoru to su gubici namotaja na statoru. Gubici u namotajima statora su gubici zbog prolaska struje I kroz namotaj izazvane opterećenjem. To su gubici Džulove toplote i dodatni gubici. Džulovi gubici su proporcionalni RI^2 , gde je R otpornost namotaja. Kako su Džulovi gubici zbog nametnute struje opterećenja proporcionalni otpornosti namotaja, oni se povećavaju sa porastom temperature namotaja. Dodatni gubici nastaju usled pojave potiskivanja, kao i zbog dodatnog magnetisanja feromagnetnog kostura i konstruktivnih delova. Ove gubitke je teško tačno odrediti. U digitalno regulisanim pogonima promenljive brzine smatra se da su Džulovi gubici u namotaju mašine kontrolabilni, a svi ostali gubici u bakru se zanemaruju.

Mehanički gubici se sastoje od gubitaka (usled) trenja i ventilacije. Gubici trenja nastaju usled klizanja ili kotrljanja u ležajevima i zbog trenja rotirajućih delova o rashladno sredstvo (vazduh). Gubici trenja se menjaju sa brzinom obrtanja. Gubici ventilacije predstavljaju snagu koja se troši na obrtanje ventilatora i takođe se menjaju sa brzinom. Smatra se da ovi gubici nisu kontrolabilni.

Gubici u gvožđu (P_{Fe}) su gubici u feromagnetnom magnetskom kolu. Ovi gubici se sastoje od gubitaka izazvanih usled vrtložnih (vihornih) struja i gubitaka usled histereze. Gubici u gvožđu zavise od napona (odnosno indukcije) i frekvencije napajanja:

$$P_{Fe} = P_v + P_h. \quad (3.3)$$

Gubici usled vihornih struja (P_v) zavise od kvadrata magnetne indukcije, učestanosti i debljine limova:

$$P_v = K_v(B_{max}f\tau)^2, \quad (3.4)$$

gde je τ debljina limova, B_{max} maksimalna vrednost magnetne indukcije, f učestanost, a K_v koeficijent proporcionalnosti koji zavisi od primenjenih jedinica, zapremine gvožđa i otpornosti gvožđa.

Gubici usled histereze (P_h) su posledica inherentnosti koju suprotstavlja feromagnetik premagnetisavanju. Promenljivost gubitaka usled histereze može se izraziti samo empiričkim obrascima, kao na primer:

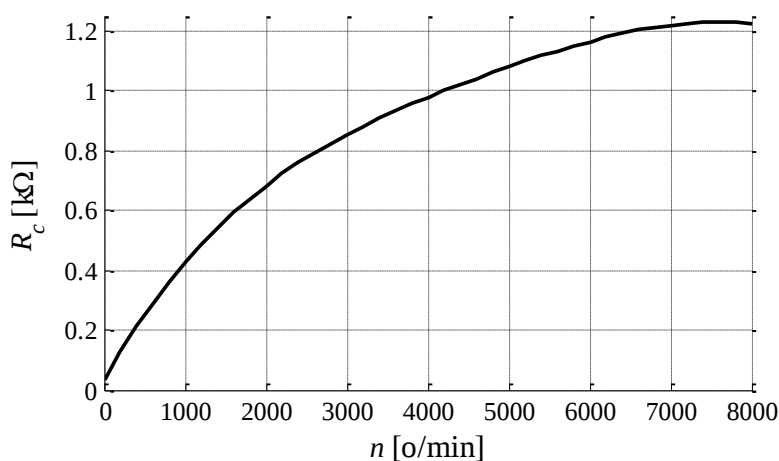
$$P_h = K_h f B_{max}^n, \quad (3.5)$$

gde je K_h sačinilac proporcionalnosti koji zavisi od karakteristika i zapremine gvožđa i primenjenih jedinica, a eksponent n se kreće između 1.5 i 2.5.

U jednačinama 3.4 i 3.5 učestanost se može zameniti brzinom, a magnetna indukcija naponom, ako se sačinilci proporcionalnosti shodno promene. Prilikom konstruisanja mašine gubici usled vrtložnih struja mogu se smanjiti deljenjem feromagnetskog jezgra na limove (kako bi se povećala putanja za vrtložne struje i samim tim povećala otpornost kola prema proticanju vrtložnih struja) koji se moraju međusobno izolovati (hartija, vodeno staklo, lak, smola, itd.). Gubici usled histereze mogu se smanjiti korišćenjem feromagnetskih materijala sa užom petljom histereze. U digitalno regulisanim pogonima promenljive brzine smatra se da su gubici u gvožđu kontrolabilni, jer se promenom napajanja mašina može dovesti u radni režim u kome se ima manja snaga gubitaka u gvožđu.

Gubici u gvožđu mogu se modelovati ekvivalentnom otpornošću R_c [45], [103] – [106]. U ekvivalentnoj šemi PMSM ova otpornost je vezana u paraleli sa granom magnećenja. Otpornost kojom su modelovani gubici u gvožđu menja se sa promenom brzine. Dominantni gubici u praznom hodu su gubici u gvožđu i na osnovu merenja tih gubitaka može se odrediti otpornost R_c pomoću sledećeg izraza [45]:

$$R_c = \frac{3 (\omega \Psi_m)^2}{2 P_{Fe}}. \quad (3.6)$$

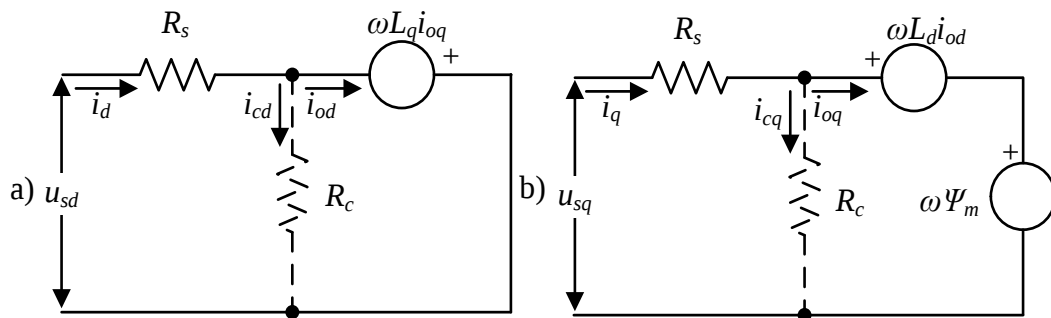


Slika 3.1 Zavisnost R_c od brzine obrtanja

Za motor sa paramterima datim u prilogu 8.2 zavisnost R_c od brzine obrtanja data je na slici 3.1.

Dodatni gubici koji se odnose i na gubitke u bakru i na gubitke u gvožđu. Ovi gubici će u narednim razmatranjima biti zanemareni zbog jednostavnosti i zbog toga što se teško proračunavaju.

Ekvivalentna šema PMSM u d i q osi uz modelovane gubitke u gvožđu pomoću ekvivalentnog otpora predstavljena je na slici 3.2.



Slika 3.2 Ekvivalentna šema PMSM sa uključenim gubicima u gvožđu: a) ekvivalentna šema d ose, b) ekvivalentna šema q ose

Na osnovu ekvivalentne šeme može se napisati sledeći matematički model:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \left(1 + \frac{R_s}{R_c}\right) \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\rho\omega L_d \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\Psi_m \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

gde je $\rho = L_q / L_d$ i:

$$\begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{1}{R_c} \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \frac{1}{R_c} \left(\begin{bmatrix} 0 & -\rho\omega L_d \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\Psi_m \end{bmatrix} \right). \quad (3.10)$$

Elektromagnetni momenat dat je sledećim izrazom:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_m i_{oq} + (1 - \rho) L_d i_{od} i_{oq}). \quad (3.11)$$

Vidi se da pored osnovnog postoji i dodatni reluktantni momenat za mašine sa $\rho \neq 1$.

Na osnovu prethodnih jednačina mogu se napisati izrazi koji modeluju gubitke u bakru statora P_{Cu} i gvožđu P_{Fe} :

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2), \quad (3.12)$$

$$P_{Fe} = \frac{3}{2} R_c (i_{cd}^2 + i_{cq}^2). \quad (3.13)$$

Mehanički gubici mogu se predstaviti sledećim izrazom:

$$P_{tv} = \omega_r T_{mech}. \quad (3.14)$$

3.2. Modelovanje gubitaka u energetskom pretvaraču

Pored gubitaka u mašini postoje i gubici u energetskom pretvaraču. Ti gubici se mogu podeliti na gubitke u diodnom ispravljaču i gubitke u invertoru [46]. Gubici u ispravljaču su gubici usled provođenja jer se gubici usled promene stanja dioda mogu zanemariti. Gubici u invertoru (u tranzistorima i antiparalelnim diodama) se mogu podeliti na gubitke usled promene stanja (komutacioni gubici), gubitke usled provođenja (kondukcionni gubici) i gubitke u neprovodnom stanju. U daljem tekstu razmatraće se trofazni naponski invertor sa IGBT tranzistorima.

3.2.1. Kondukcionni gubici u ispravljaču

Pretpostavlja se da je pad napona na diodi konstantan. Kako u isto vreme vode dve diode, gubici se mogu računati kao [47]:

$$P_{g,isp} = 2U_D I_D = 2U_D \frac{P_{isp,izl}}{U_{dc}}, \quad (3.15)$$

gde je U_D napon provodne diode, $P_{isp,izl}$ izlazna snaga ispravljača i U_{dc} napon jednosmernog međukola.

3.2.2. Kondukcionni gubici u invertoru

Kondukcionni gubici se javljaju na poluprovodnicima tokom njihovog provođenja. Tranzistor i dioda mogu se modelovati odgovarajućim zamenskim šemama. Kondukcionni gubici na tranzistoru i diodi potiču od pada napona na njima u toku vođenja.

Srednja snaga gubitaka tranzistora P_{Tkond} u odnosu na periodu osnovnog harmonika može se izraziti kao [46], [47]:

$$P_{Tkond0} = V_{CE0} \cdot I_m \cdot \left[\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos\varphi}{8} \right] = V_{CE0} \cdot I_{CEsr}, \quad (3.16)$$

$$P_{TkondR} = r_d(\theta) \cdot I_m^2 \left[\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos\varphi}{3\pi} \right] = r_d(\theta) \cdot I_{CEeff}^2, \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} P_{Tkond} &= V_{CE0} \cdot I_m \cdot \left[\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos\varphi}{8} \right] + r_d(\theta) \cdot I_m^2 \left[\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos\varphi}{3\pi} \right] \\ &= P_{Tkond0} + P_{TkondR}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

gde je:

- V_{CE0} – statički napon IGBT-a,
- $r_d(\theta)$ – dinamička otpornost prekidača zavisna od temperature θ ,
- I_{CEsr} – srednja vrednost struje prekidača na periodu osnovnog harmonika,
- I_{CEeff} – efektivna vrednost struje prekidača na periodu osnovnog harmonika,
- P_{TkondR} – srednja snaga gubitaka kao posledica otpornosti $r_d(\theta)$,
- P_{Tkond0} – srednja snaga gubitaka kao posledica statičkog napona V_{CE0} ,
- m – indeks modulacije,
- I_m – maksimalna struja opterećenja,
- $\cos\varphi$ – faktor snage opterećenja.

Parametri V_{CE0} i r_d dobijaju se iz kataloških podataka.

Srednja snaga gubitaka zamajne diode P_{Dkond} u odnosu na periodu osnovnog harmonika može se izraziti kao [46] - [48]:

$$P_{Dkond0} = V_{D0} \cdot I_m \cdot \left[\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos\varphi}{8} \right], \quad (3.19)$$

$$P_{DkondR} = r_{dD}(\theta) \cdot I_m^2 \left[\frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos\varphi}{3\pi} \right], \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} P_{Dkond} &= V_{D0} \cdot I_m \cdot \left[\frac{1}{2\pi} - \frac{m \cdot \cos\varphi}{8} \right] + r_{dD}(\theta) \cdot I_m^2 \left[\frac{1}{8} - \frac{m \cdot \cos\varphi}{3\pi} \right] \\ &= P_{Dkond0} + P_{DkondR}, \end{aligned} \quad (3.21)$$

gde je:

- V_D – statički napon diode,
- r_{dD} – dinamička otpornost diode u provodnom režimu,
- P_{DkondR} – srednja snaga gubitaka kao posledica otpornosti r_{dD} ,
- P_{Dkond0} – srednja snaga gubitaka kao posledica statičkog napona V_D .

U (3.18) i (3.21) dinamička otpornost tranzistora, odnosno diode zavisi od temperature, a pojedini proizvođači predlažu da se primeni standardna formula za preračunavanje otpornosti [47], [48]:

$$r_d(\theta_2) = r_d(\theta_1) \cdot \frac{273+\theta_2}{273+\theta_1}, r_{dD}(\theta_2) = r_{dD}(\theta_1) \cdot \frac{273+\theta_2}{273+\theta_1}. \quad (3.22)$$

3.2.3. Komutacioni gubici u invertoru

Komutacioni gubici u invertoru su posledica komutacija prekidačkih elemenata, odnosno javljaju se kod svakog prelaska iz stanja zasićenja u stanje blokiranja i obratno, jer se naponi i struje tranzistora ne mogu promeniti trenutno. Komutacioni gubici zavise od učestanosti prekidanja i njegovom trajanju, koje zavisi od karakteristike opterećenja (induktivnost). Ukupan broj komutacija pri paljenju i gašenju tranzistora u toku jedne poluperiode izlaznog napona je jednak i iznosi:

$$N_{komON} = N_{komOFF} = N_{kom} = \frac{1}{2} \frac{T_0}{T_k}. \quad (3.23)$$

Ukupna energija komutacija u toku jedne poluperiode izlaznog napona iznosi [48]:

$$E_{komON} = N_{kom} E_{komON} \left(I_{asr} \left(\frac{T_0}{2} \right) \right) = \frac{1}{2} \frac{T_0}{T_k} E_{komON} \left(I_{asr} \left(\frac{T_0}{2} \right) \right), \quad (3.24)$$

$$E_{komOFF} = N_{kom} E_{komOFF} \left(I_{asr} \left(\frac{T_0}{2} \right) \right) = \frac{1}{2} \frac{T_0}{T_k} E_{komOFF} \left(I_{asr} \left(\frac{T_0}{2} \right) \right), \quad (3.25)$$

$$E_{kom} = \frac{1}{2} \frac{T_0}{T_k} \left[E_{komON} \left(I_{asr} \left(\frac{T_0}{2} \right) \right) + E_{komOFF} \left(I_{asr} \left(\frac{T_0}{2} \right) \right) \right], \quad (3.26)$$

gde je:

- E_{komON} – energija koja se disipira pri uključenju IGBT-a,

- E_{komOFF} – energija koja se disipira pri isključenju IGBT-a,
- T_k – perioda komutacije,
- T_0 – perioda izlaznog napona,
- I_{asr} – srednja vrednost struje na poluperiodi.

Srednja snaga komutacionih gubitaka tranzistora, posmatrana na periodu izlaznog napona bi bila:

$$P_{kom} = \frac{E_{kom}}{T_0} = \frac{f_K}{2} \left[E_{komON} \left(I_{asr} \left(\frac{T_0}{2} \right) \right) + E_{komOFF} \left(I_{asr} \left(\frac{T_0}{2} \right) \right) \right] = \frac{f_K}{2} E_{kom} \left(I_{asr} \left(\frac{T_0}{2} \right) \right). \quad (3.27)$$

U odnosu na gubitke inverznog oporavka diode, gubici pri paljenju su mali i mogu se zanemariti. To znači da se srednja snaga komutacionih gubitaka diode može zapisati kao:

$$P_{komD} = \frac{f_K}{4} E_{komD} \left(I_{asr} \left(\frac{T_0}{2} \right) \right). \quad (3.28)$$

Srednja vrednost struje na poluperiodi iznosi:

$$I_{asr} = \frac{2I_m}{\pi}. \quad (3.29)$$

Ako se srednja vrednost struje uvrsti u izraze za komutacione gubitke tranzistora, odnosno diode, dobija se:

$$P_{kom} = \frac{f_K}{2} \left[E_{komON} \frac{2T_m}{2} + E_{komOFF} \frac{2T_m}{2} \right] \frac{U_{CE0}}{U_{CE0K}} \frac{E_{kom}(R_G)}{E_{kom}(R_{GK})} \frac{E_{kom}(T_j)}{E_{kom}(T_{jK})}, \quad (3.30)$$

$$P_{komD} = \frac{f_K}{4} E_{kom} \frac{2T_m}{2} \frac{U_{D0}}{U_{D0K}} \frac{E_{komD} \left(\frac{di_D}{dt} \right)}{E_{komD} \left(\frac{di_{DK}}{dt} \right)}, \quad (3.31)$$

gde je:

- $E_{kom}(R_G)$ – energija komutacionih gubitaka koja se ima za otpornost gejta za koju se traže gubici,
- $E_{kom}(R_{GK})$ – energija komutacionih gubitaka koja se ima za otpornost gejta za koju je koristio proizvođač za merenje gubitaka,
- U_{CE0} – napon za koji se traže gubici,

- U_{CE0K} – napon za koji je proizvođač merio komutacione gubitke,
- $E_{kom}(T_j)$ – energija komutacionih gubitaka koja se ima na temperaturi za koju se traže gubici,
- $E_{kom}(T_{jK})$ – energija komutacionih gubitaka koja se ima na temperaturi koju je koristio proizvođač pri merenju gubitaka,
- E_{komD} – energija komutacije diode.

3.3. Mogućnosti minimizacije gubitaka SPMSM i IPMSM na osnovu modela gubitaka

Gubici u bakru, koji su uglavnom određeni osnovnom komponentom struje statora i gubici u gvožđu, koji su određeni osnovnim harmonikom fluksa statora pripadaju grupi kontrolabilnih gubitaka u sinhronim motorima sa stalnim magnetima. Gubici u bakru i gvožđu koji nastaju zbog viših harmonika zajedno sa mehaničkim gubicima predstavljaju nekontrolabilne gubitke. Ukupni električni gubici koji se mogu kontrolisati predstavljaju zbir kontrolabilnih gubitaka u bakru i gvožđu:

$$P_L = P_{Cu} + P_{Fe} = \frac{3}{2} \left(R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_c (i_{cd}^2 + i_{cq}^2) \right), \quad (3.32)$$

$$P_L = \frac{3}{2} \left(R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{\omega^2 (\rho L_d i_{oq})^2}{R_c} + \frac{\omega^2 (\Psi_m + L_d i_{od})^2}{R_c} \right).$$

Kontrolabilni električni gubici P_L mogu biti predstavljeni u funkciji struje i_{od} , momenta T_e i brzine ω :

$$P_L = f(i_{od}, T_e, \omega). \quad (3.33)$$

Iz jednačine za elektromagnetni momenat može se izraziti komponenta struje i_{oq} :

$$i_{oq} = \frac{2T_e}{3p(\Psi_m + (1 - \rho)L_d i_{od})}, \quad (3.34)$$

a zatim uvrštavanjem (3.34) u (3.7) – (3.11) dobijaju se komponente vektora struje statora:

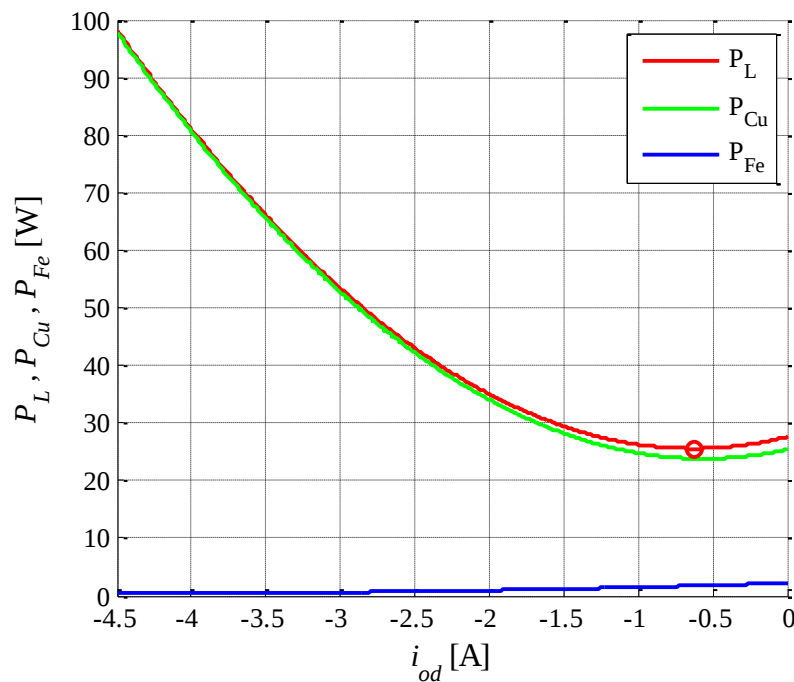
$$i_{sd} = i_{od} - \frac{2T_e \omega \rho L_d}{3p R_c (\Psi_m + (1 - \rho)L_d i_{od})}, \quad (3.35)$$

$$i_{sq} = \frac{2T_e}{3p(\Psi_m + (1-\rho)L_d i_{od})} + \frac{\omega(\Psi_m + L_d i_{od})}{R_c}. \quad (3.36)$$

Ako se dobijene komponente vektora struje statora uvrste u (3.32) dobija se:

$$\begin{aligned} P_L = & \frac{3}{2} R_s \left(\left(i_{od} - \frac{2T_e \omega \rho L_d}{3p R_c (\Psi_m + (1-\rho)L_d i_{od})} \right)^2 \right. \\ & + \left(\frac{2T_e}{3p(\Psi_m + (1-\rho)L_d i_{od})} + \frac{\omega(\Psi_m + L_d i_{od})}{R_c} \right)^2 \Big) \\ & + \frac{3}{2} \left(\frac{\omega^2 \left(\rho L_d \frac{2T_e}{3p(\Psi_m + (1-\rho)L_d i_{od})} \right)^2}{R_c} + \frac{\omega^2 (\Psi_m + L_d i_{od})^2}{R_c} \right). \end{aligned} \quad (3.37)$$

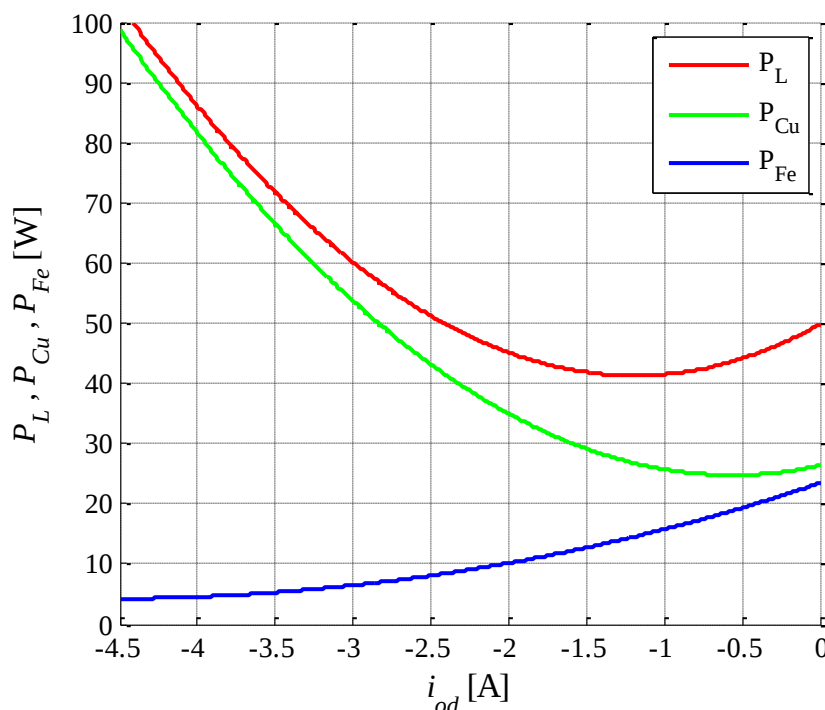
Zavisnost snage gubitaka od struje i_{od} za različita opterećenja i na različitim brzinama dobijena simulacijama prikazana je na sledećim slikama. Prilikom simulacija korišćeni su nominalni parametri motora dati u prilogu 8.2. Promena struje i_{od} je u opsegu od $-4,5$ A do 0 A.



Slika 3.3 Zavisnost gubitaka od struje i_{od} pri brzini od 500 o/min i opterećenjem od 1 Nm

Na slici 3.3 prikazana je zavisnost snage kontrolabilnih gubitaka od struje i_{od} za slučaj kada su elektromagnetni momenat i brzina konstantni i iznose 1,00 Nm, odnosno 500 o/min. Ukoliko bi se i_{od} struja postavila na nulu, što je slučaj kod standardnog upravljanja PMSM, snaga gubitaka bi bila 27,62 W, dok je minimalna snaga gubitaka 25,56 W

(označena se kružićem). Može se zaključiti da se izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu smanjiti za 7,45 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Takođe, može se videti da su gubici u bakru dominantni pri malim brzinama obrtanja.



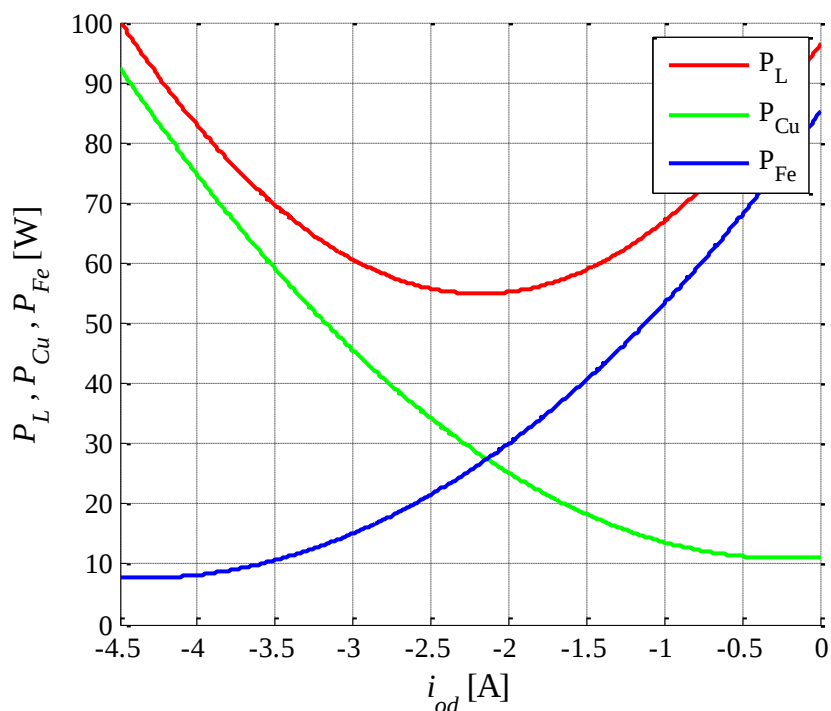
Slika 3.4 Zavisnost gubitaka od struje i_{od} pri brzini od 3000 o/min i opterećenjem od 1 Nm

Na slici 3.4 prikazana je zavisnost snage kontrolabilnih gubitaka od struje i_{od} za slučaj kada su elektromagnetni momenat i brzina konstantni i iznose 1,00 Nm, odnosno 3000 o/min. Ukoliko bi se i_{od} struja postavila na nulu, sto je slučaj kod standardnog upravljanja PMSM, snaga kontrolabilnih gubitaka bi bila 49,82 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 41,28 W. Može se zaključiti da se izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu smanjiti za 17,13 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Takođe, može se videti da gubici u gvožđu i bakru postaju međusobno bliski po vrednosti.

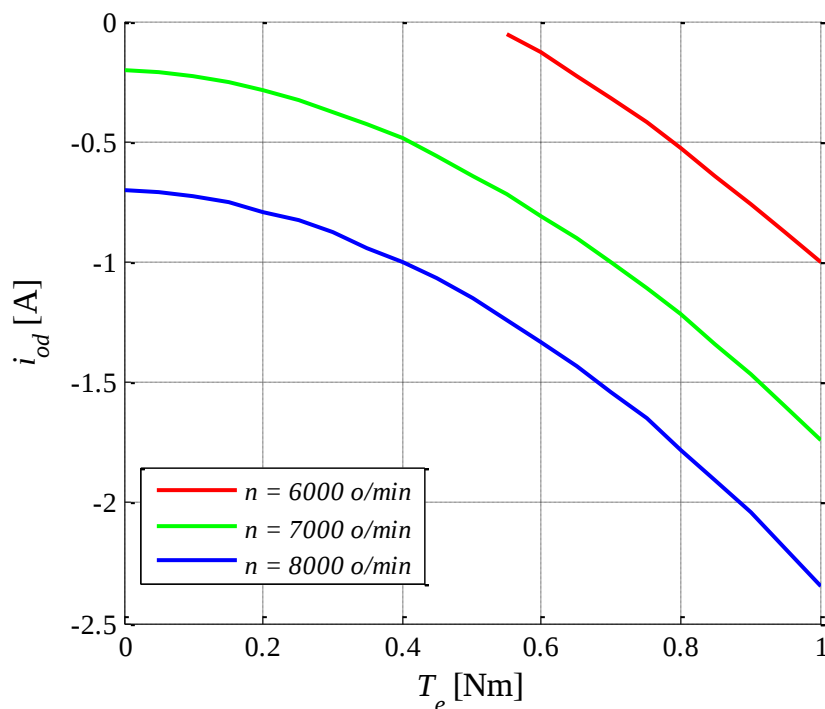
Na slici 3.5 prikazana je zavisnost snage kontrolabilnih gubitaka od struje i_{od} za slučaj kada su elektromagnetni momenat i brzina konstantni i iznose 0,60 Nm, odnosno 8000 o/min. Ukoliko bi se i_{od} struja postavila na nulu snaga kontrolabilnih gubitaka bi bila 96,36 W, pri zadatoj brzini i opterećenju aktivira se naponski regulator pa ova situacija nije moguća. Snaga kontrolabilnih gubitaka koja odgovara upravljanju sa naponskim regulatorom je 61,16 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 54,91 W. Može se zaključiti da se izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu smanjiti za 10,21 %

u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom. Takođe, pri zadatoj brzini i opterećenju gubici u gvožđu su dominantni.

Na osnovu slika 3.3, 3.4 i 3.5 se dokazuje opravdanost za pronalaženjem komponente struje pri kojoj su kontrolabilni gubici minimalni.

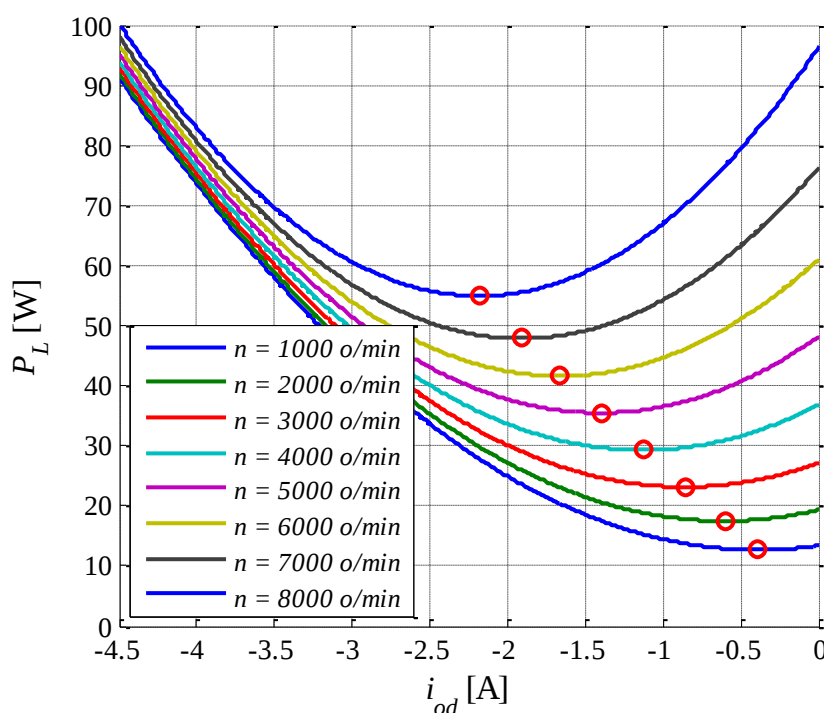


Slika 3.5 Zavisnost gubitaka od struje i_{od} pri brzini od 8000 o/min i opterećenju od 0.6 Nm



Slika 3.6 Struja i_{od} pri kojoj se omogućava rad pogona uz poštovanje limita napona pri različitim opterećenjima i brzinama obrtanja

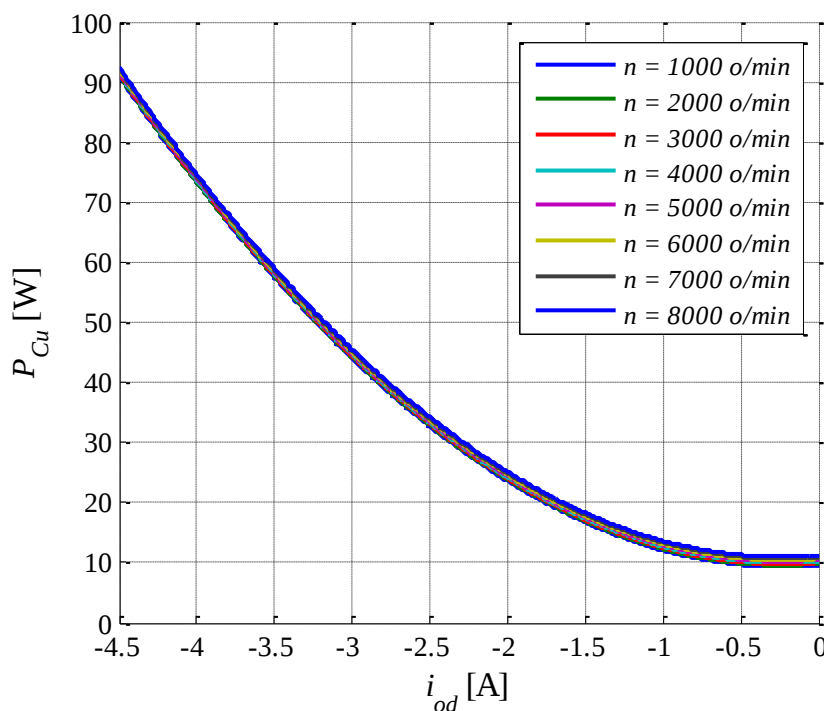
Na slici 3.6 prikazana je zavisnost struje i_{od} , pri kojoj pogon radi na granici naponskog ograničenja, od opterećenja pri različitim brzinama obrtanja. Može se primetiti da pri brzini obrtanja od 6000 o/min pogon radi sa strujom i_{od} jednakoj nuli do opterećenja od 0,55 Nm, a nakon toga aktivira se naponski regulator. Pri brzini obrtanja od 7000 o/min i 8000 o/min aktivira se naponski regulator čak i kad je pogon neopterećen.



Slika 3.7 Zavisnost gubitaka od struje i_{od} pri različitim brzinama i opterećenjem od 0.6 Nm

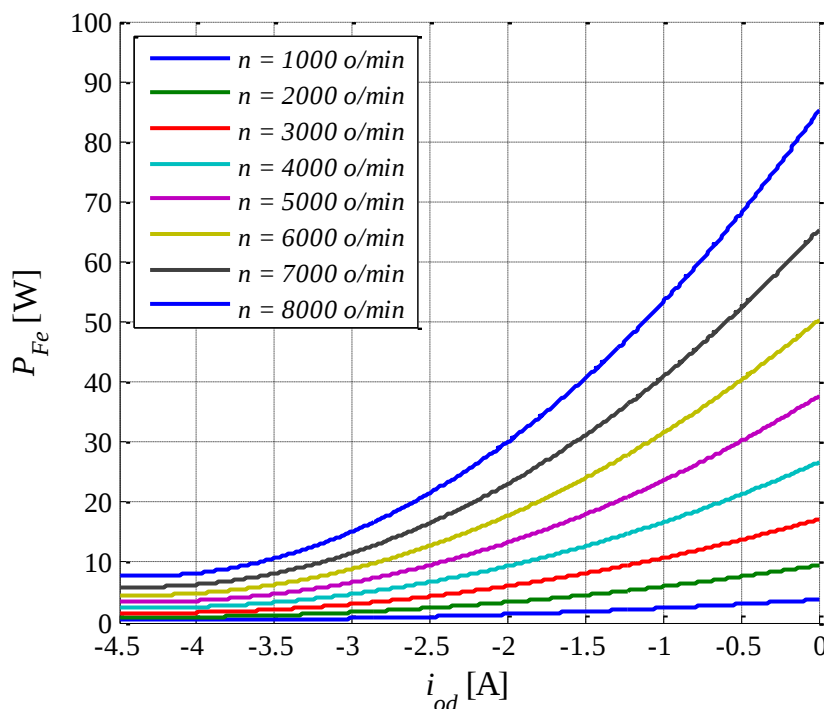
Na slici 3.7 prikazana je zavisnost ukupnih električnih gubitaka u funkciji struje i_{od} za jedno opterećenje na više različitih brzina. Jasno se može videti da postoje takve struje i_{od} kojima se ostvaruju minimalni gubici za svaku brzinu obrtanja pri istom opterećenju. Pri opterećenju 0,60 Nm posmatra se snaga kontrolabilnih gubitaka pri različitim brzinama. Pri brzini 1000 o/min ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 13,39 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 12,67 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 5,35 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri brzini 2000 o/min ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 19,34 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 17,48 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 9,61 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri brzini 3000 o/min ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 27,18 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 23,15 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici

mogu se smanjiti za 14,84 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri brzini 4000 o/min ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 36,84 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 29,27 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 20,55 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri brzini 5000 o/min ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 48,12 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 35,48 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 26,28 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri brzini 6000 o/min reaguje naponski regulator. U tom slučaju snaga kontrolabilnih gubitaka je 58,05 W dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 41,60 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 28,34 % u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom. Pri brzini 7000 o/min reaguje naponski regulator. U tom slučaju snaga kontrolabilnih gubitaka je 57,22 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 47,85 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 16,36 % u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom. Pri brzini 8000 o/min reaguje naponski regulator. U tom slučaju snaga kontrolabilnih gubitaka je 61,16 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 54,91 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 10,21 % u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom.



Slika 3.8 Zavisnost P_{Cu} od struje i_{od} pri različitim brzinama i opterećenjem od 0.6Nm

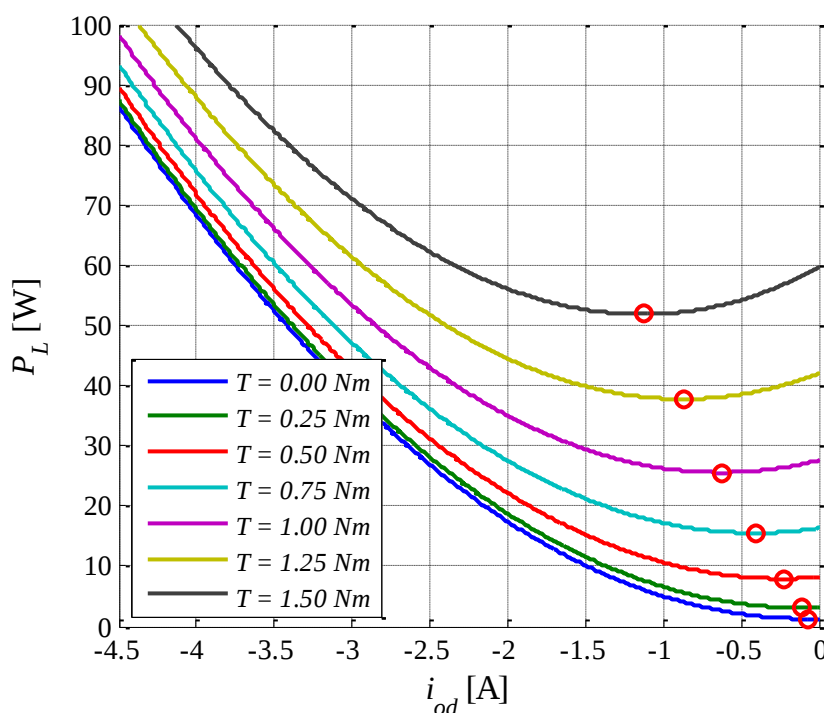
Na slici 3.8 prikazana je zavisnost gubitaka u bakru u funkciji struje i_{od} za jedno opterećenje na više različitih brzina. Jasno se može videti da se negativnijom strujom i_{od} povećavaju gubici u bakru na svim brzinama. Na slici 3.9 može se videti da se negativnijom strujom i_{od} smanjuju gubici u gvožđu na svim brzinama.



Slika 3.9 Zavisnost P_{Fe} od struje i_{od} pri različitim brzinama i opterećenjem od 0.6 Nm

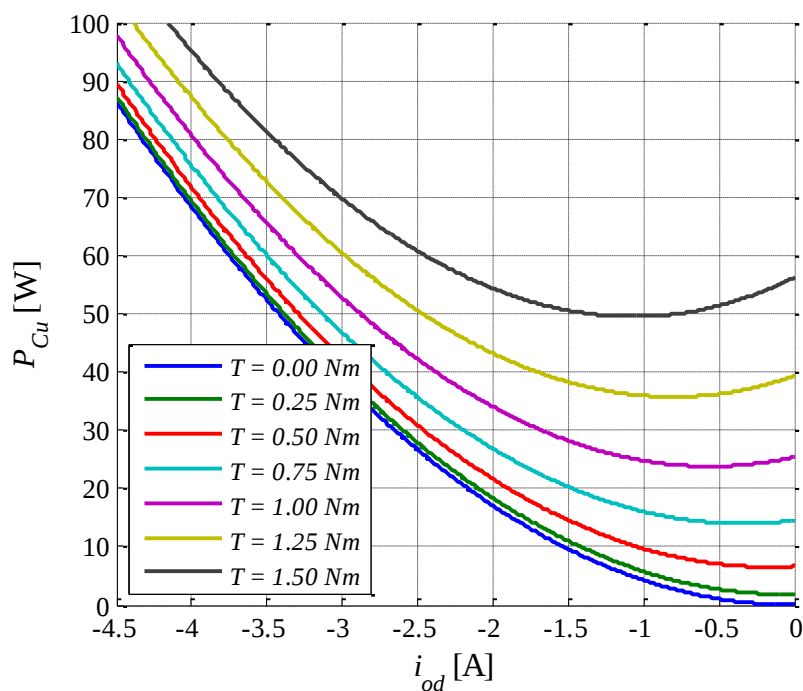
Na slici 3.10 prikazana je zavisnost snage kontrolabilnih gubitaka od struje i_{od} za slučaj kada je brzina konstantna i iznosi 500 o/min, a opterećenje promenljivo. Pri opterećenju 0 Nm ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 1,30 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 1,28 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 1,69 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 0.25 Nm ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 3,17 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 3,11 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 1,77 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 0,50 Nm ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 8,18 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 7,93 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 2,98 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 0,75 Nm ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga

kontrolabilnih gubitaka 16,33 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 15,52 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 4,97 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 1.00 Nm ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 27,62 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 25,56 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 7,45 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 1.25 Nm ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 42,06 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 37,77 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 10,20 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 1,50 Nm ne ulazi se u naponski limit i u tom slučaju je $i_{od} = 0$. Pritom je snaga kontrolabilnih gubitaka 59,63 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 51,84 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 13,07 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$.

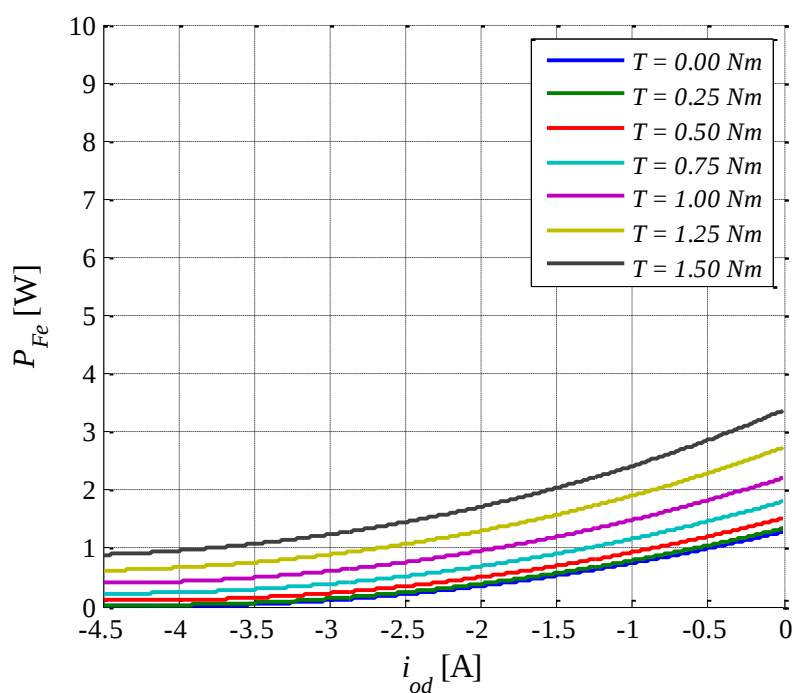


Slika 3.10 Zavisnost P_L od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 500 o/min

Na slici 3.11 prikazana je zavisnost snage gubitaka u bakru od struje i_{od} pri brzini od 500 o/min. Jasno se može videti da se negativnijom strujom i_{od} povećavaju gubici u bakru pri svim opterećenjima. Na slici 3.12 može se videti da se negativnijom strujom i_{od} smanjuju gubici u gvožđu pri svim opterećenjima.



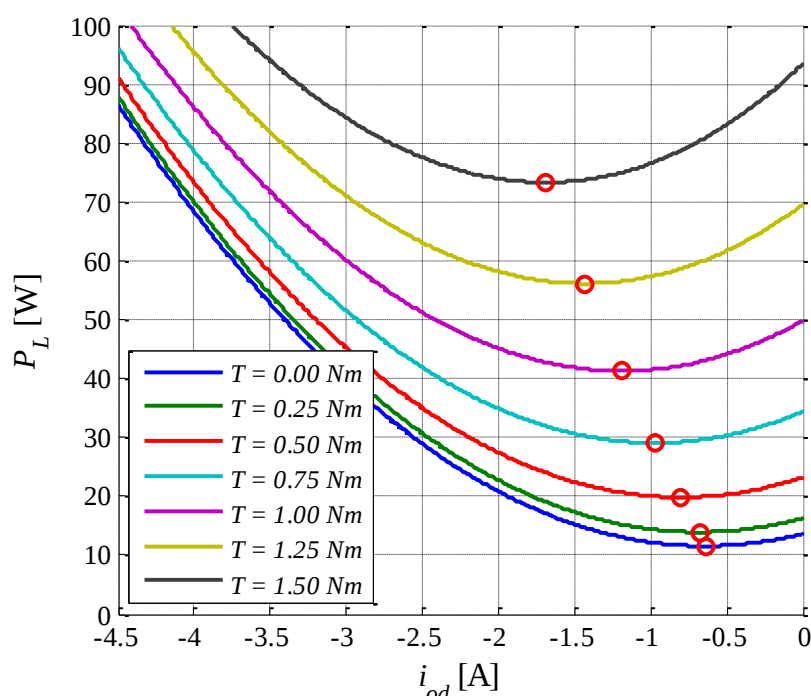
Slika 3.11 Zavisnost P_{Cu} od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 500 o/min



Slika 3.12 Zavisnost P_{Fe} od i_{od} pri različitim opterećenjima pri brzini od 500 o/min

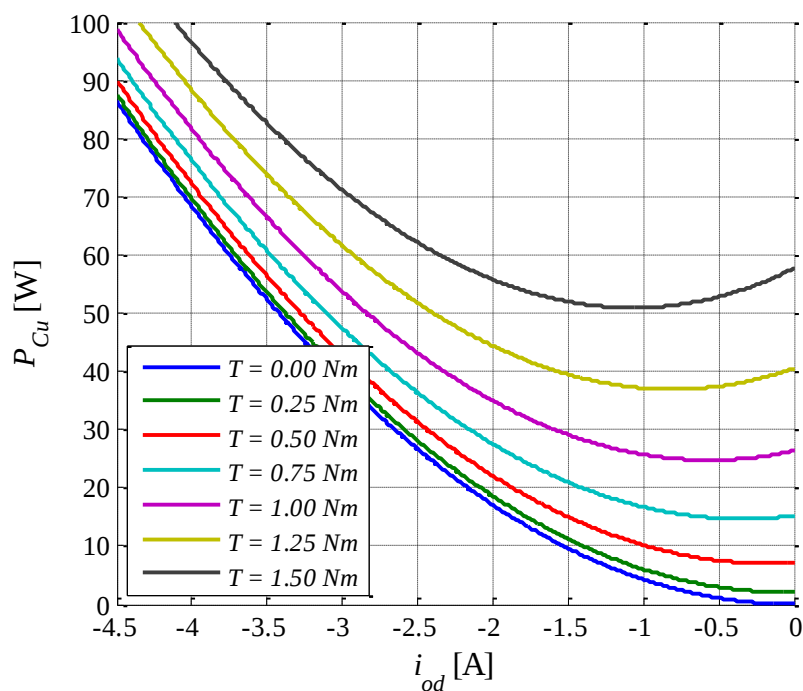
Na slici 3.13 prikazana je zavisnost snage kontrolabilnih gubitaka od struje i_{od} za slučaj kada je brzina konstantna i iznosi 3000 o/min, a opterećenje promenljivo. Pri brzini 3000 o/min i pri svim opterećenjima ne ulazi se u naponski limit i aktivna je strategija $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 0 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 13,66 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 11,57 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se

smanjiti za 15,32 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 0,25 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 16,31 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 13,92 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 14,67 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 0,50 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 23,22 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 19,83 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 14,59 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 0,75 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 34,39 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 29,07 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 15,49 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 1,00 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 49,82 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 41,28 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 17,13 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 1,25 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 69,50 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 56,14 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 19,23 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$. Pri opterećenju 1,50 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 93,44 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 73,30 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 21,55 % u odnosu na upravljanje sa $i_{od} = 0$.

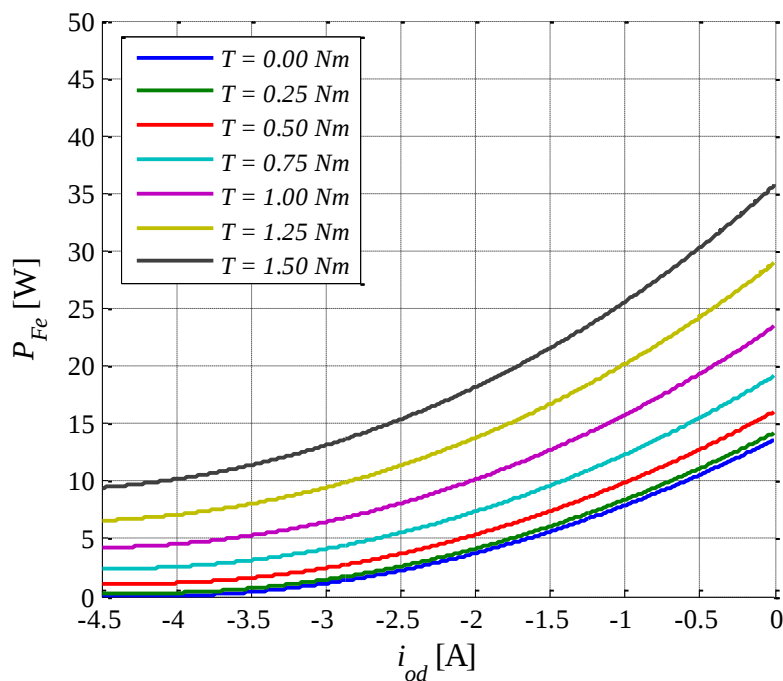


Slika 3.13 Zavisnost P_L od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 3000 o/min

Na slici 3.14 prikazana je zavisnost snage gubitaka u bakru od struje i_{od} pri brzini od 3000 o/min. Jasno se može videti da se negativnijom strujom i_{od} povećavaju gubici u bakru pri svim opterećenjima. Na slici 3.15 može se videti da se negativnijom strujom i_{od} smanjuju gubici u gvožđu pri svim opterećenjima.

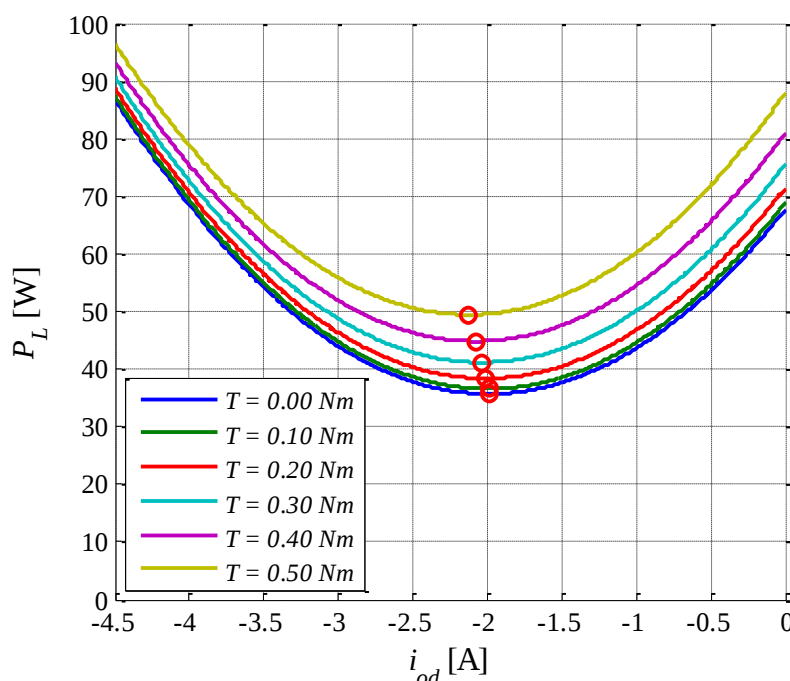


Slika 3.14 Zavisnost P_{Cu} od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 3000 o/min



Slika 3.15 Zavisnost P_{Fe} od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 3000 o/min

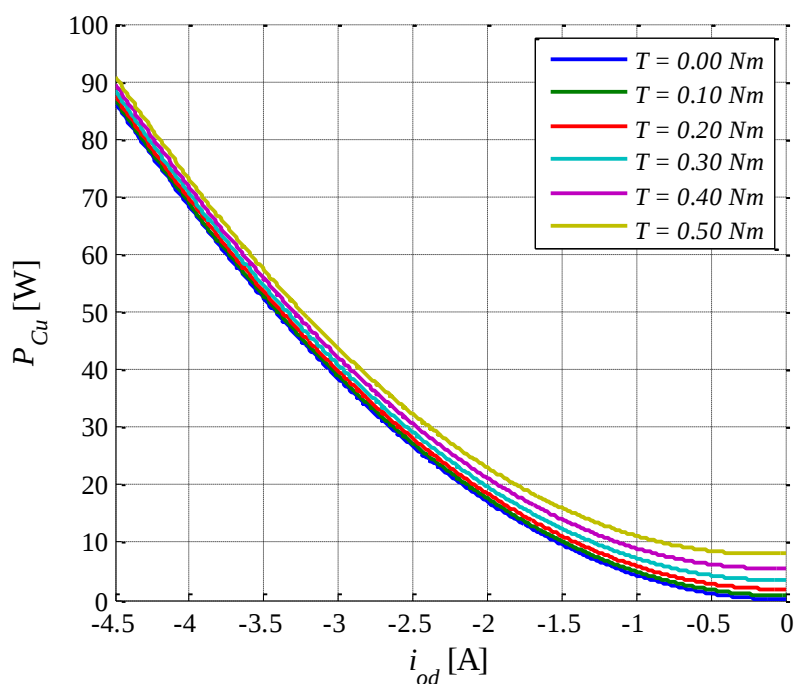
Na slici 3.16 prikazana je zavisnost snage kontrolabilnih gubitaka od struje i_{od} za slučaj kada je brzina konstantna i iznosi 8000 o/min, a opterećenje promenljivo. Pri brzini 8000 o/min i pri svim opterećenjima reaguje naponski regulator. Pri opterećenju 0 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 49,14 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 35,70 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 27,35 % u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom. Pri opterećenju 0,10 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 49,53 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 36,57 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 26,17 % u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom. Pri opterećenju 0,20 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 50,55 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 38,39 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 24,06 % u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom. Pri opterećenju 0,30 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 52,20 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 41,15 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 21,18 % u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom.



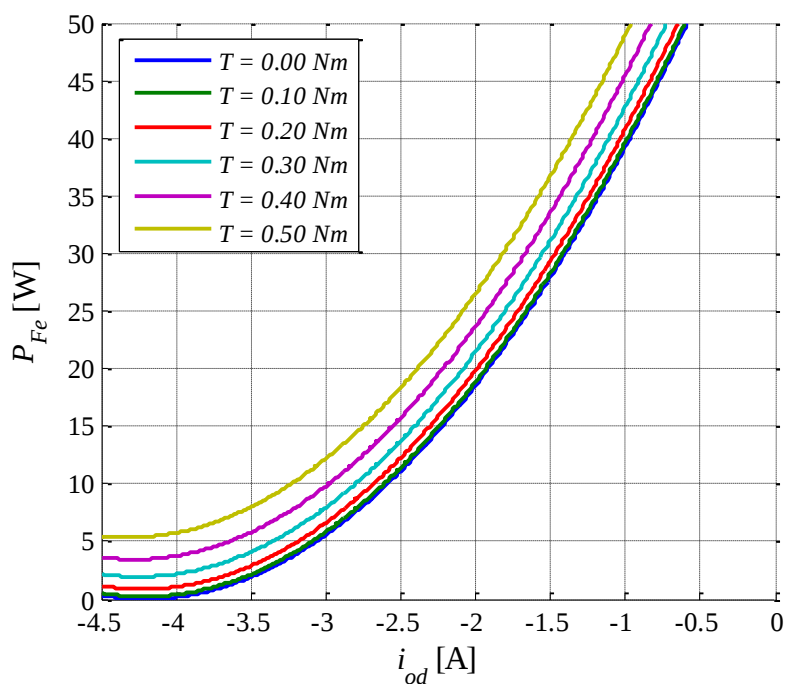
Slika 3.16 Zavisnost P_L od struje i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 8000 o/min

Pri opterećenju 0,40 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 54,51 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 44,84 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 17,74 % u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom. Pri opterećenju 0,50 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 57,47 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih

gubitaka 49,43 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 13,99 % u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom. Pri opterećenju 0,60 Nm snaga kontrolabilnih gubitaka je 61,16 W, dok je minimalna snaga kontrolabilnih gubitaka 54,91 W. Izborom odgovarajuće struje kontrolabilni gubici mogu se smanjiti za 10,21 % u odnosu na upravljanje sa naponskim regulatorom.



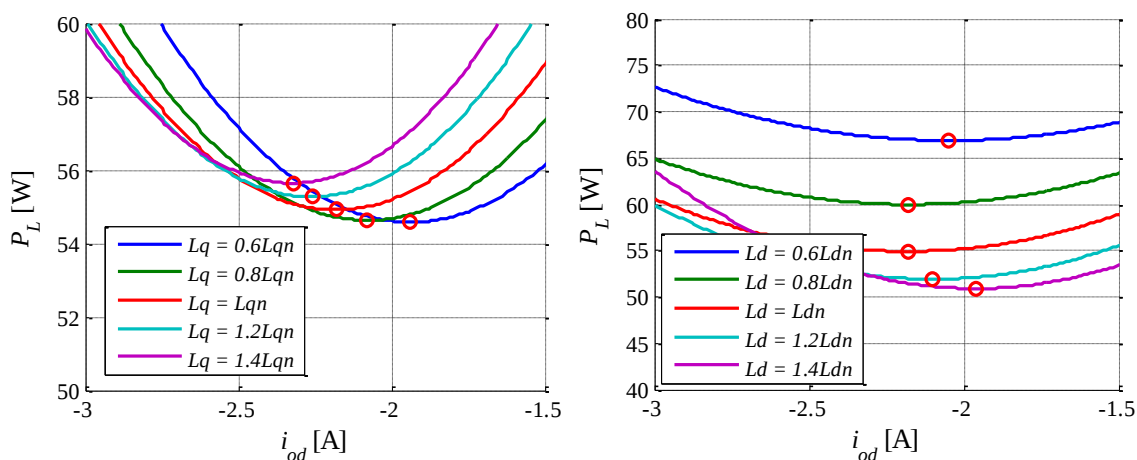
Slika 3.17 Zavisnost P_{Cu} od i_{od} pri različitim opterećenjima i brzini od 8000 o/min



Slika 3.18 Zavisnost P_{Fe} od i_{od} pri različitim opterećenjima pri brzini od 8000 o/min

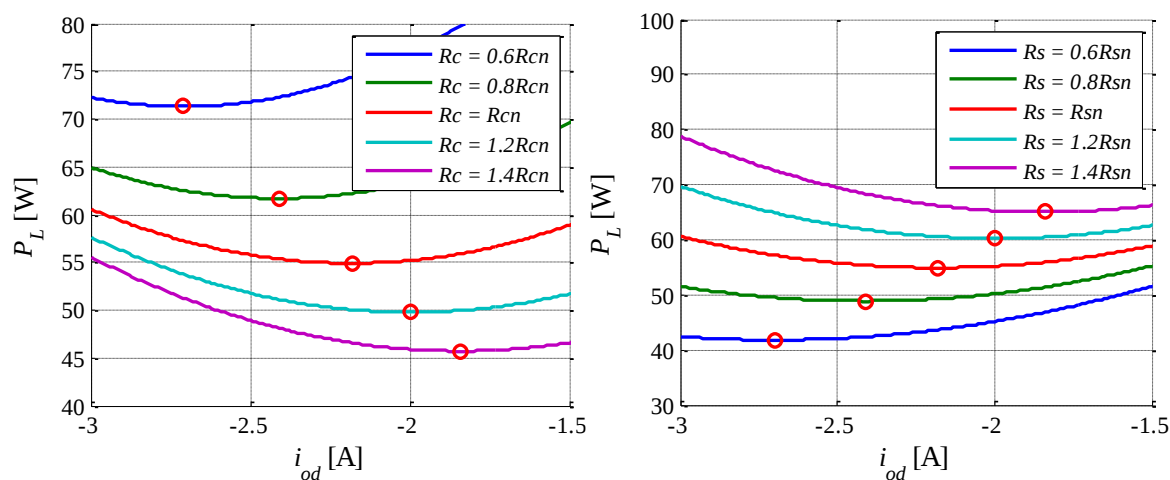
Na slici 3.17 prikazana je zavisnost snage gubitaka u bakru od struje i_{od} pri brzini od 8000 o/min. Jasno se može videti da se negativnijom strujom i_{od} povećavaju gubici u bakru pri svim opterećenjima. Na slici 3.18 može se videti da se negativnijom strujom i_{od} smanjuju gubici u gvožđu pri svim opterećenjima.

Na slici 3.20 prikazan je uticaj razdešenosti parametara L_d (levo) i L_q (desno) na određivanje minimuma kontrolabilnih gubitaka pri konstantnom opterećenju od 0,6 Nm pri brzini od 8000 o/min. Vidi se da može doći do pogrešnog određivanja d komponente vektora struje statora koja će rezultovati minimalnim gubicima u motoru.



Slika 3.19 Uticaj razdešenosti parametara L_d i L_q na određivanje minimuma kontrolabilnih gubitaka P_L pri opterećenju 0.6 Nm i brzini od 8000 o/min

Na slici 3.20 prikazan je uticaj razdešenosti parametara R_c (levo) i R_s (desno) na određivanje minimuma kontrolabilnih gubitaka pri konstantnom opterećenju od 0,6 Nm pri brzini od 8000 o/min. I u ovom slučaju se vidi da može doći do pogrešnog određivanja d komponente vektora struje statora koja će rezultovati minimalnim gubicima u motoru.



Slika 3.20 Uticaj razdešenosti parametara R_c i R_s na određivanje minimuma kontrolabilnih gubitaka P_L pri opterećenju 0.6 Nm i brzini od 8000 o/min

Komponenta struje i_{od} pri kojoj se ima minimum kontrolabilnih električnih gubitaka PMSM može se naći diferenciranjem (3.33) po promenljivoj i_{od} i izjednačavanjem sa nulom:

$$\partial P_L / \partial i_{od} = 0. \quad (3.38)$$

Ako se posmatra SPMSM, kod kog su induktivnosti L_d i L_q jednake odnosno $\rho = 1$, tada se izraz (3.33) pojednostavljuje i postaje:

$$P_L = \frac{3}{2} R_s \left(i_{od}^2 + \left(\frac{2T_e}{3p\Psi_m} + \frac{\omega(\Psi_m + L_d i_{od})}{R_c} \right)^2 \right) + \frac{3}{2} \left(\frac{\omega^2(\Psi_m + L_d i_{od})^2}{R_c} \right). \quad (3.39)$$

Eksplcitno rešenje (3.38) po promenljivoj i_{od} kada se uzme u obzir (3.39) postoji i glasi [107]:

$$i_{od} = - \frac{L_d \omega^2 \Psi_m (R_c + R_s)}{L_d^2 \omega^2 (R_c + R_s) + R_s R_c^2}. \quad (3.40)$$

Ako se posmatra IPMSM, nemoguće je naći eksplicitno rešenje (3.38) po promenljivoj i_{od} , pa se moraju koristiti druge metode za optimizaciju gubitaka. Jedna od metoda koja je pogodna za optimizaciju gubitaka IPMSM uz uvažavanje uticaja saturacije, strujnih i naponskih ograničenja biće opisana u narednom poglavlju.

4. ALGORITAM ZA ENERGETSKI EFIKASNO DIGITALNO UPRAVLJANJE SINHRONIM MOTOROM SA STALNIM MAGNETIMA

Usled nemogućnosti analitičkog rešavanja optimizacionog problema, navedenog u prethodnoj glavi, za slučaj optimizacije gubitaka u pogonu sa IPMSM, često se koriste razne iterativne optimizacione metode koje nude približno, odnosno dovoljno dobro rešenje. Biološki inspirisane metode mogu na efikasan način rešiti složene optimizacione probleme, kakav je i problem opisan u prethodnom poglavlju. Prednost ovakvih metoda je što nije potrebno iskustvo pri određivanju početnih vrednosti projektnih promenljivih, tj. postoji mogućnost postavljanja širokog opsega projektnih promenljivih. Takođe, mogu se nadograđivati jednostavnim modifikacijama u cilju povećanja efikasnosti prilikom pronalaženja optimalnog rešenja. Jedna takva metoda je opisana u ovom poglavlju.

4.1. Algoritam roja čestica

Algoritam roja čestica (engl. *Particle Swarm Optimization – PSO*) su razvili Kennedy i Eberhart 1995. godine prilikom pokušaja simulacije ponašanja i kretanja jata ptica [108]. Zbog jednostavnosti koncepta, našao je primenu za rešavanje raznih praktičnih problema [110]. To je relativno nova, stohastička evolutivna tehnika (kod koje se pretraživanje prostora mogućih rešenja bazira na slučajnosti, a vrednost projektnih promenljivih utiče na izbor narednog koraka u iterativnom procesu određivanja rešenja). Algoritam je inspirisan ponašanjem životinja koje se kreću u jatima (konkretno, kretanjem jata ptica ili riba). Svaka tačka u prostoru rešenja predstavlja jedinku (česticu) koju

karakterišu tekuća brzina i tekuća pozicija. Veličina populacije (broj čestica) se bira unapred i ne menja se u toku izvršavanja algoritma. Inicijalna pozicija i brzina svake čestice se biraju na slučajan način, unutar nekog dozvoljenog opsega. Kretanje jedinke u roju je sa jedne strane uzrokovano sopstvenim iskustvom jedinke, a s druge strane iskustvom bliskih suseda čime se modeluje socijalna interakcija.

Označimo sa $x_i[k]$ vektor položaja, a sa $v_i[k]$ brzinu i -te čestice u k -tom trenutku. Svaka čestica pamti najbolju poziciju koju je ikada dostigla, $p_i[k]$. Takođe, pamti se i najbolja pozicija ikada postignuta od strane ma koje čestice u populaciji, $g[k]$. Osnovna ideja PSO algoritma jeste da se čestice istovremeno usmeravaju ka sopstvenoj najboljoj i globalno najboljoj ikada postignutoj poziciji. Brzina svake čestice se, dakle, računa na osnovu diferencne jednačine:

$$v_i[k+1] = wv_i[k] + c_1r_{1,i}[k](p_i[k] - x_i[k]) + c_2r_{2,i}[k](g[k] - x_i[k]), \quad (4.1)$$

gde su w , c_1 i c_2 parametri definisani u algoritmu, dok su r_1 i $r_{2,i}$ slučajni, najčešće uniformno raspoređeni brojevi u opsegu $[0,1]$. Parametar w se naziva faktorom inercije, dok se c_1 i c_2 nazivaju faktorima ubrzanja. Pozicija svake čestice se menja po formuli:

$$x_i[k+1] = x_i[k] + v_i[k+1]. \quad (4.2)$$

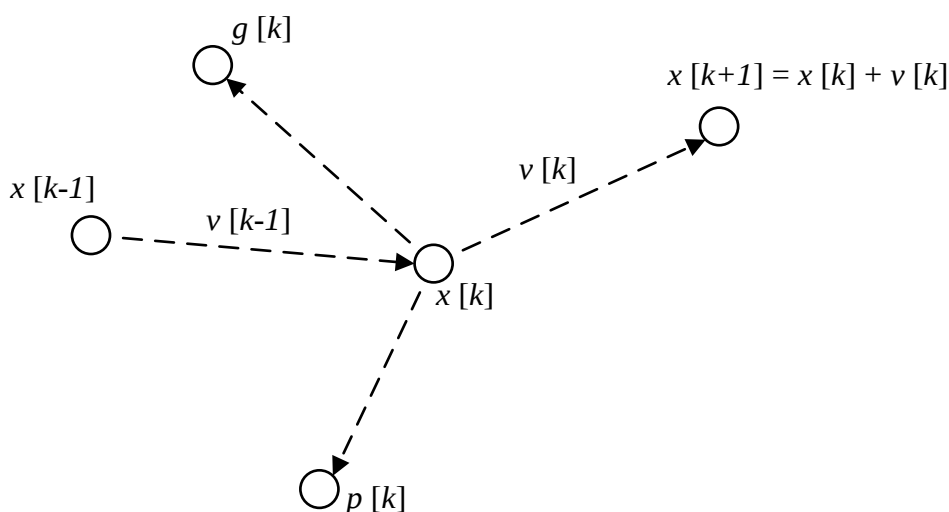
U jednačini (4.1) figurišu tri parametra čiju vrednost treba izabrati u cilju postizanja željenog ponašanja algoritma. Izborom ovih parametara utiče se na sposobnost eksploatacije i eksploracije algoritma, odnosno na brzinu konvergencije i sposobnost prevazilaženja lokalnih minimuma.

Faktor inercije w je po prvi put uveden u [109], dok u originalnoj implementaciji nije postojao (bio je identički jednak jedinici). Njegova vrednost treba da bude u intervalu $(0,1)$. U [109] se takođe preporučuje postepeno smanjivanje inercije tokom vremena. Uočeno je da se performanse algoritma bitno poboljšavaju uvođenjem promenljivog inercionog faktora.

Međusobni odnos faktora ubrzanja c_1 i c_2 utiče na težnju svake pojedinačne čestice da se približava sopstvenoj, odnosno zajedničkoj najboljoj poziciji. Faktor c_1 definiše „kognitivnu“, a c_2 „socijalnu“ komponentu algoritma [109]. Drugim rečima, relativno velike vrednosti faktora c_1 uticaće da čestice prvenstveno teže sopstvenim najboljim pozicijama,

dok će relativno velika vrednost faktora c_2 uticati da se čestice primarno usmeravaju ka najboljoj poziciji pronađenoj na nivou čitave populacije. Najčešće se faktori ubrzanja biraju u opsegu (0, 2]. Pored prethodno pobrojanih empirijskih preporuka, u literaturi postoje i preporuke za modifikacije PSO algoritma [110] – [112].

Na slici 4.1 šematski prikazano je kretanje čestice koršćenjem PSO algoritma.



Slika 4.1 Šematski prikaz kretanja čestice

Standardni PSO algoritam za pronalazak maksimuma funkcije sa osnovnim koracima sažeto je predstavljen kroz pseudo kôd dat u sledećem algoritmu.

Algoritam roja čestica – pseudo kôd

Početak: /* Inicijalizacija */

$k = 0$

$x^k = x_i^0$ /* Generisanje početne tačke pretrage za celu populaciju */

$v^k = v_i^0$ /* Generisanje početne brzine pretrage za celu populaciju */

Ponavljati /* Globalna iteracija, k */

Oceniti $f(k)$; /* Izračunati vrednost funkcije cilja svake jedinice (čestice) u tekućoj iteraciji k */

If $f(k) > p(k)$ **Then** $p(k+1) = f(k)$ /*Prihvati funkciju cilja $f(k)$ čestice kao $p(k+1)$ za tu česticu */

If $p(k) > g(k)$ **Then** $g(k+1) = p(k)$ /*Prihvati $p(k)$ kao $g(k)$ */

$v_i[k+1] = wv_i[k] + c_1r_{1,i}[k](p_i[k] - x_i[k]) + c_2r_{2,i}[k](g[k] - x_i[k])$ /* Ažuriraj brzinu za sve čestice */

$x_i[k+1] = x_i[k] + v_i[k+1]$ /* Ažuriraj poziciju za sve čestice */

$k = k + 1$

Dok Kriterijum zaustavljanja /* npr. $k > k_{max}$ */

Izlaz: Najbolje nađeno rešenje

Algoritam započinje inicijalizacijom populacije. Generišu se početne tačke pretrage za celu populaciju tako što se sve čestice rasporede po prostoru pretrage na slučajan način. Zatim se generišu početne brzine pretrage, na slučajan način ili dodeljivanjem nulte vrednosti. Glavni deo algoritma se ponavlja dok se ne ispuni uslov zaustavljanja, a to može biti ili pronalazak dovoljno dobrog rešenja ili dostizanje maksimalnog broja iteracija. Tokom glavnog dela algoritma izvršavaju se sledeći koraci:

- Za svaku česticu izračuna se vrednost funkcije u tački koju čestica predstavlja,
- Za svaku česticu proveriti se njeno do tada zapamćeno najbolje rešenje i njeno pronađeno rešenje. Ako je novo bolje, pamti se kao novo najbolje rešenje te čestice. U pseudo kodu ovo se pamti u nizu p_i .
- U čitavoj populaciji pronađe se najbolje rešenje i ako je ono bolje od prethodnog globalnog rešenja, globalno rešenje preuzima njegovu vrednost. U pseudo kodu globalno rešenje se pamti u nizu g .
- Za svaku česticu se obnavlja ažuriranje trenutne brzine v_i , a potom i položaja x_i .

Kako bi se pokrenuo algoritam, potrebno je odrediti vrednost svih parametara. Da algoritam ne bi došao u divergentno stanje potrebno je ograničiti brzinu čestica. Ukoliko je ograničenje brzine preveliko, jedinka može preleteti preko područja dobrih rešenja, a ukoliko je premalo može se javiti situacija da jedinka ostane „zaglavljena“ u lokalnom minimumu.

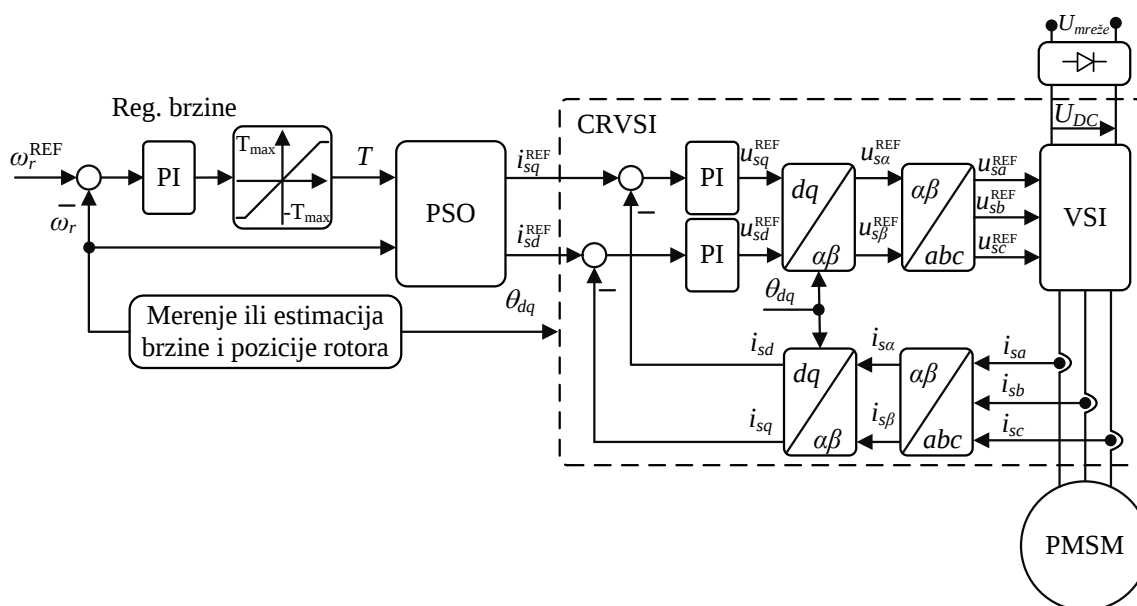
Tokom poslednje decenije PSO se koristio za primene u pogonima sa PMSM: za automatsko detektovanje kvarova na statoru [115] i [116], za estimaciju parametara [117], kao i za podešavanje regulatora brzine [118] – [122]. Generalizovanu modifikaciju PSO algoritma (engl. *Generalized PSO*, GPSO) izabranog za primenu u ovom istraživanju predložili su Rapačić i Kanović u [112]. Ovaj nedavno predstavljeni globalni optimizacioni postupak omogućava pronalaženje globalnog optimalnog rešenja i pokazao se veoma brzim i pouzdanim, obezbeđujući zadovoljenje svih relevantnih ograničenja po pitanju konstruisanja i funkcionalnosti.

4.2. Primena algoritma roja čestica za energetski efikasno upravljanje PMSM

Za ostvarenje minimalnih gubitaka u vektorski regulisanom pogonu sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima na rotoru može se upotrebiti algoritam roja čestica [1], [3].

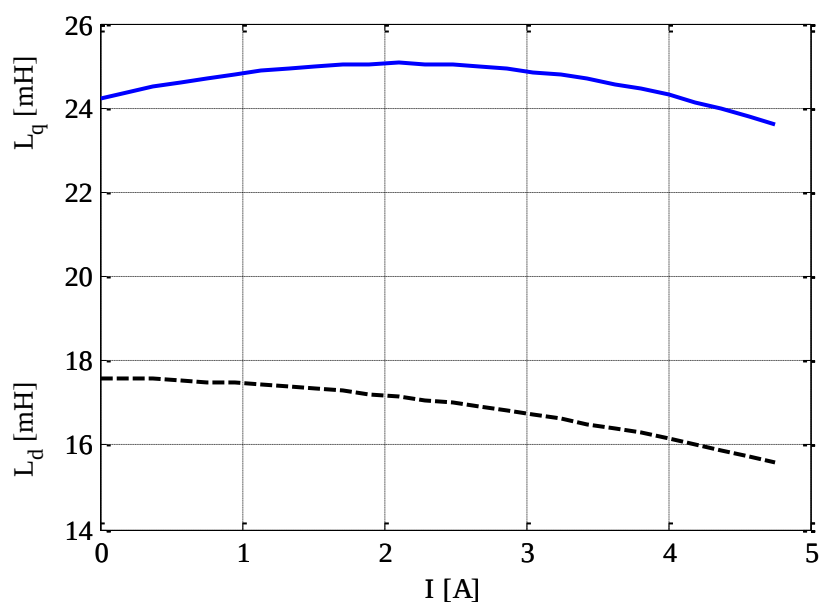
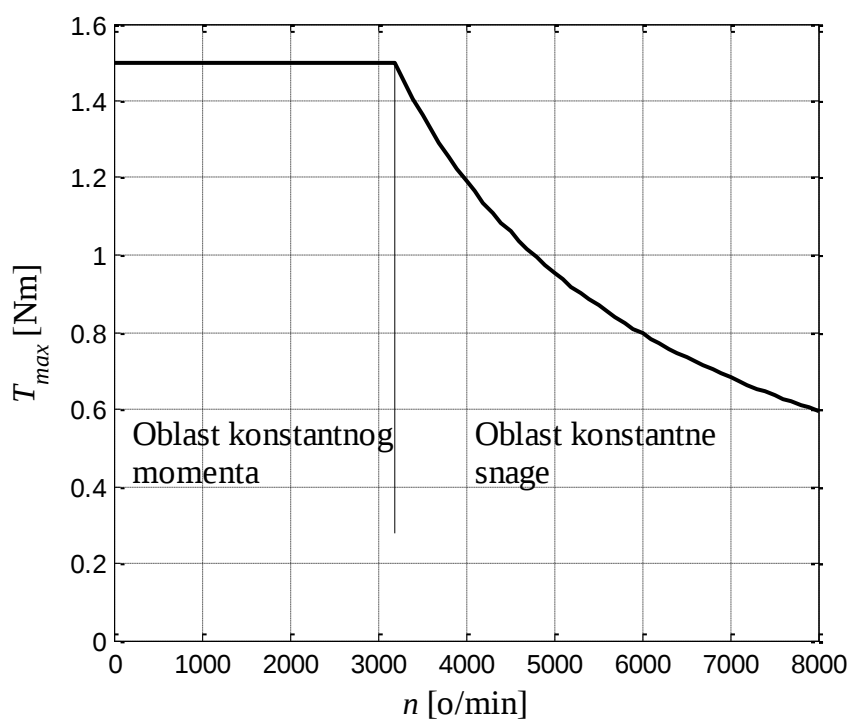
U ovom slučaju razmatraće se samo kontrolabilni gubici, tj. gubici u bakru i gvožđu, dok će svi ostali gubici biti zanemareni. Prilikom određivanja optimalne upravljačke veličine, u ovom slučaju dve komponente vektora struje statora, naponska i strujna ograničenja biće uzeta u obzir. Optimalne komponente vektora statorske struje za širok opseg opterećenja i brzina se proračunavaju na računaru uz pomoć softverskog paketa *Matlab* i čuvaju se su uporednim tabelama, *lookup table*. Ovako generisane uporedne tabele se mogu koristiti za upravljanje pogonom u realnom vremenu.

Šema energetski efikasnog pogona sa asinhronim motorom predstavljena je na slici 4.2 [1]. Brzina i položaj rotora se procenjuju na osnovu raspoloživih terminalnih veličina, struja i napona namotaja statora. Brzina se reguliše linearnim PI regulatorom, koji zadaje potrebnu vrednost momenta potrebnog da se greška između zadate i ostvarene brzine svede na nulu. Na osnovu momenta i ostvarene brzine iščitavaju se referentne struje iz PSO uporednih tabela. Referentne struje se dalje vode u strujni regulisan naponski inverter.



Slika 4.2 Blok dijagram optimizovanog upravljanja pogona sa IPMSM

Kako bi se analizirao predloženi optimizacioni metod korišćen je trofazni sinhroni motor sa parametrima datim u prilogu 8.2. Zavisnost induktivnosti od struje opterećenja, slika 4.3, predstavljene su polinomom petog reda izračunatom na osnovu vrednosti induktivnosti koje su određene merenjima opisanim u poglavlju 8.1.

Slika 4.3 Zavisnost induktivnosti L_d i L_q od struje motora

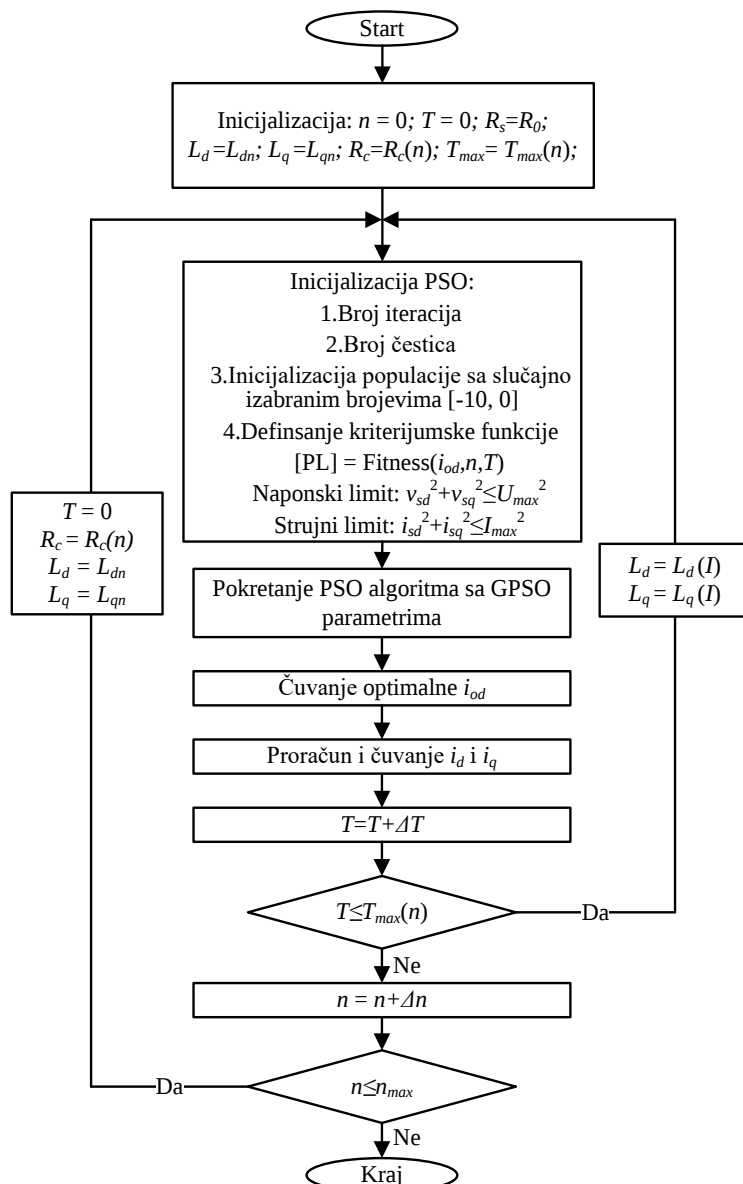
Slika 4.4 Zavisnost momenta od brzine

Zavisnost maksimalnog momenta od brzine sinhronog motora sa stalnim magnetima napajanog iz invertora korišćenog u ovoj analizi ilustrovana je na slici 4.4. Vidi se da je maksimalni momenat konstantan do brzine od 3200 o/min, a nakon toga opada

(oblast slabljenja polja). Kako je izlazna snaga jednaka proizvodu momenta i brzine ona raste linearno do brzine od 3200 o/min, a nakon toga ostaje konstantna. Na srednjim i velikim brzinama električni pogon mora raditi sa konstantnom snagom.

Algoritam okončava svoje izvršavanje po dostizanju unapred propisanog broja iteracija. Naravno, moguće je definisati i drugačije kriterijume zaustavljanja, ali oni nisu korišteni u okviru ovog istraživanja. Jedinku (česticu) u našem slučaju predstavlja vrednost struje i_{od} . Za svaki set ulaznih vrednosti (jedinki) se vrši izračunavanje vrednosti kriterijuma optimalnosti (3.33), na osnovu čega se iz iteracije u iteraciju primenom PSO algoritma modifikuje položaj jedinki i određuje ona koja obezbeđuje minimalnu vrednost kriterijuma optimalnosti. Na ovaj način pronalazi se optimalna vrednost struje i_{od} motora koja obezbeđuje optimizaciju gubitaka uz zadovoljenje naponskog (2.33) i strujnog (2.35) ograničenja.

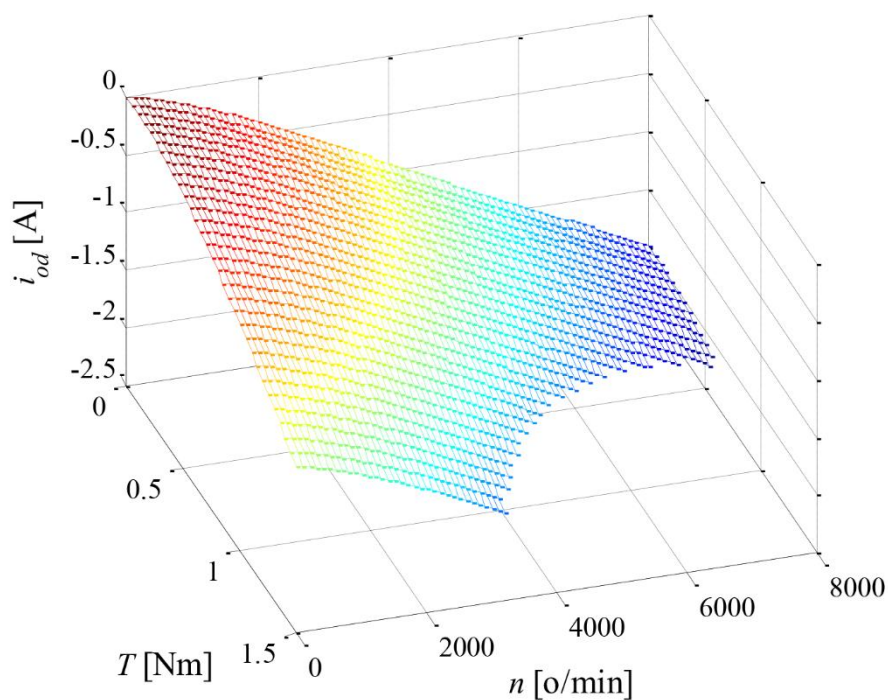
Potruga za optimalnom vrednošću dq komponenti vektora statorske struje zasnovana na PSO algoritmu pokretana je jednom za svaki par opterećenja i brzine obrtanja. Jedan od osnovnih problema tokom optimizacije je uticaj saturacije. Međutim, mnoge metode za smanjenje gubitaka, predstavljene u literaturi, zbog jednostavnosti ne uvažavaju uticaj saturacije i koriste konstantne vrednosti induktivnosti direktne (L_d) i poprečne (L_q) ose. U predloženom algoritmu uvažen je uticaj saturacije, odnosno vrednost induktivnosti se menja sa promenom struje motora. Pri pokretanju optimizacionog algoritma broj jedinki populacije je 25, a broj iteracija 40. U prvom koraku se inicijalizuje vrednost svake od 25 jedinki u preporučenom opsegu od [0A, -10A], a potom se izračunava funkcija kriterijuma (3.33) koja je “kažnjena” sa ograničenjima (2.33) i (2.35). Na osnovu izračunatih vrednosti određuje se najbolja jedinka na nivou celog roja g , kao i najbolja lična pozicija svake jedinke p_i . Primenom izraza (4.1) i (4.2) određuje se položaj jedinki u sledećoj iteraciji. Opisani postupak se ponavlja za svaku iteraciju, tokom čega celi roj konvergira ka optimalnoj vrednosti. Ukupan broj poziva PSO algoritma zavisi od zadatog opsega brzina (od 0 do n_{max}), opsega opterećenja (od 0 do T_{max}), kao i koraka inkrementiranja istih (Δn i ΔT). Prilikom simulacije korišćen je opseg brzina od 0 do $n_{max}=8000$ o/min, sa korakom $\Delta n=100$ o/min, dok je opseg opterećenja od 0 do T_{max} ($T_{max} = f(n)$), a korak opterećenja $\Delta T=0.05$ Nm. Blok dijagram optimizacionog algoritma dat je na slici 4.5.



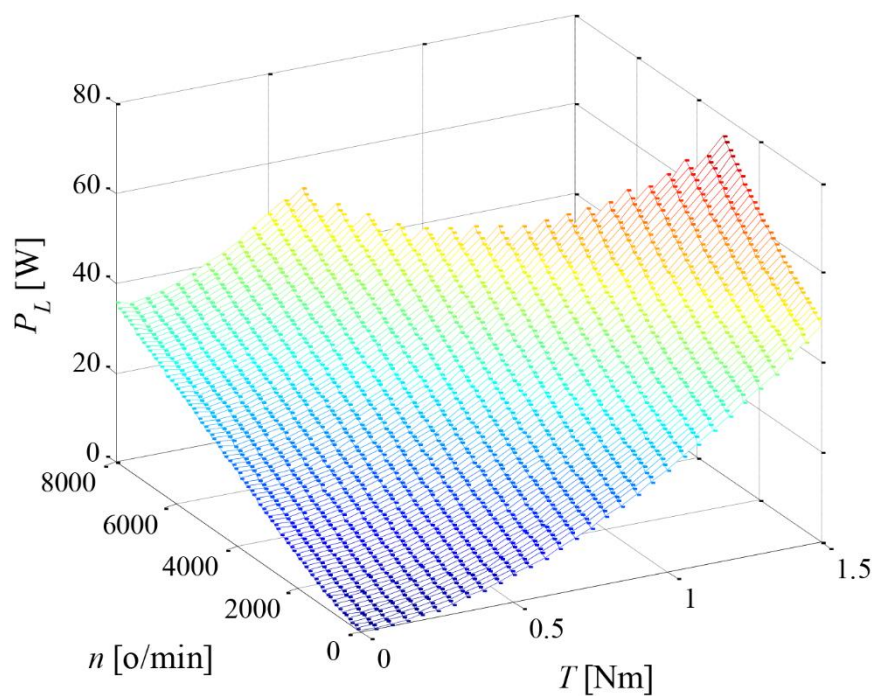
Slika 4.5 Blok dijagram GPSO algoritma primenjenog za proračun optimalnog vektora struje statora sinhronog motora sa stalnim magnetima

Blok dijagram GPSO algoritma primenjenog za proračun optimalnog vektora struje statora sinhronog motora sa stalnim magnetima se sastoji od dve petlje. Unutrašnja petlja je važeća za jednu brzinu i za $T_{max}/\Delta T$ različitih vrednosti opterećenja. Kako je maksimalni momenat u funkciji vremena, broj pokretanja GPSO algoritma za jednu brzinu se kreće od 30 u oblasti konstantnog momenta do 12 za maksimalnu struju. Nakon što se odrede optimalne komponente vektora struje statora za jedan par brzine i momenta, induktivnosti se proračunavaju za sledeći poziv GPSO. Algoritam takođe izvršava $n_{max}/\Delta n$ spoljašnjih petlji. Nakon što se završi unutrašnja petlja, brzina se poveća za Δn , parametar R_c se promeni a T postavi na nulu. Sa novom zadatom brzinom ponovo se pokreće unutrašnja petlja.

Izračunata optimalna vrednost i_{od} struje i minimalni kontrolabilni električni gubici za širok opseg opterećenja i brzina prikazani su na slikama 4.6 i 4.7.

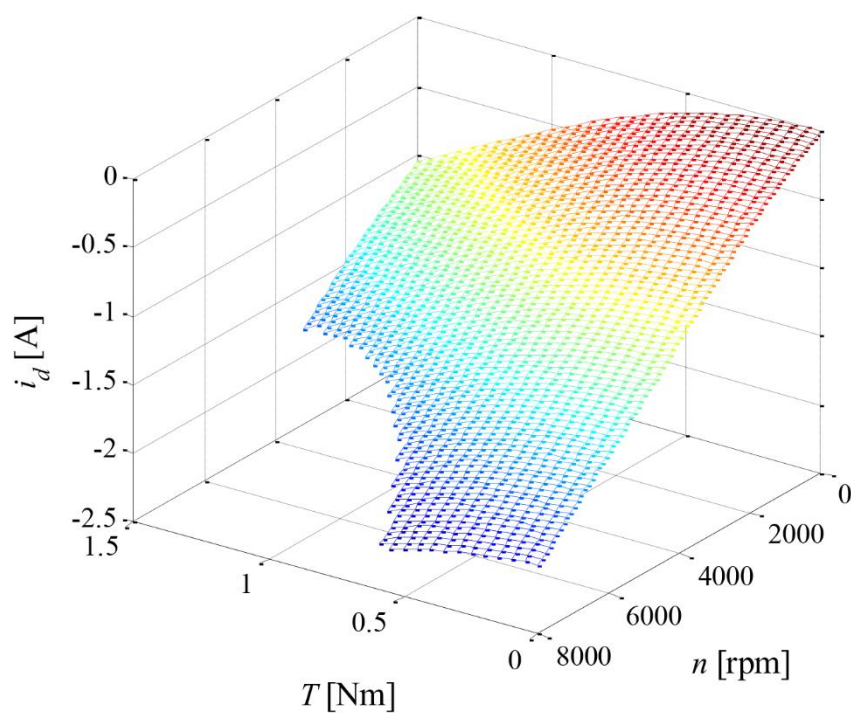


Slika 4.6 PMSM: Optimalna i_{od} za dato opterećenje i brzinu

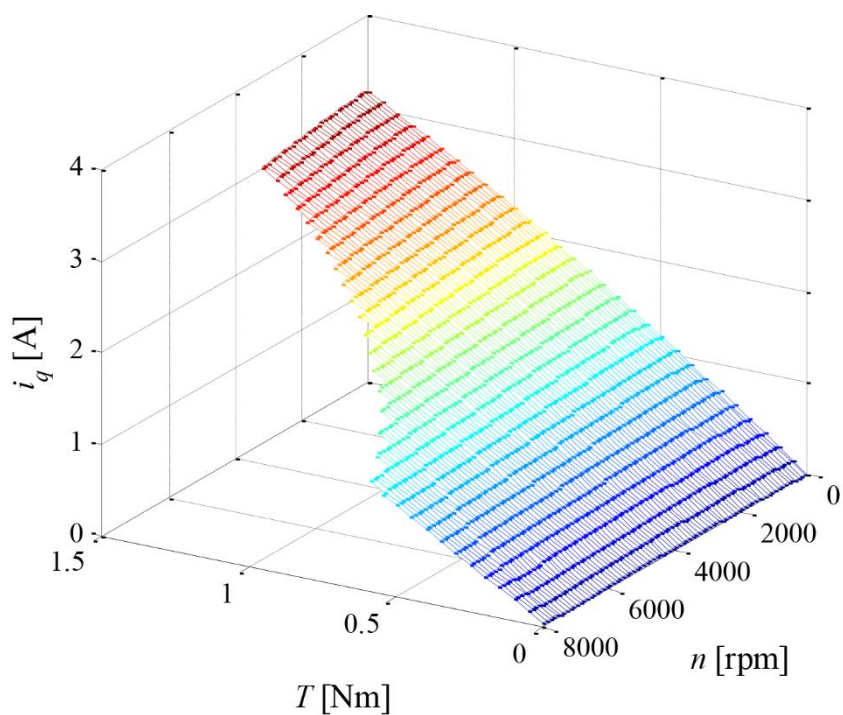


Slika 4.7 PMSM: Optimalna P_L za dato opterećenje i brzinu

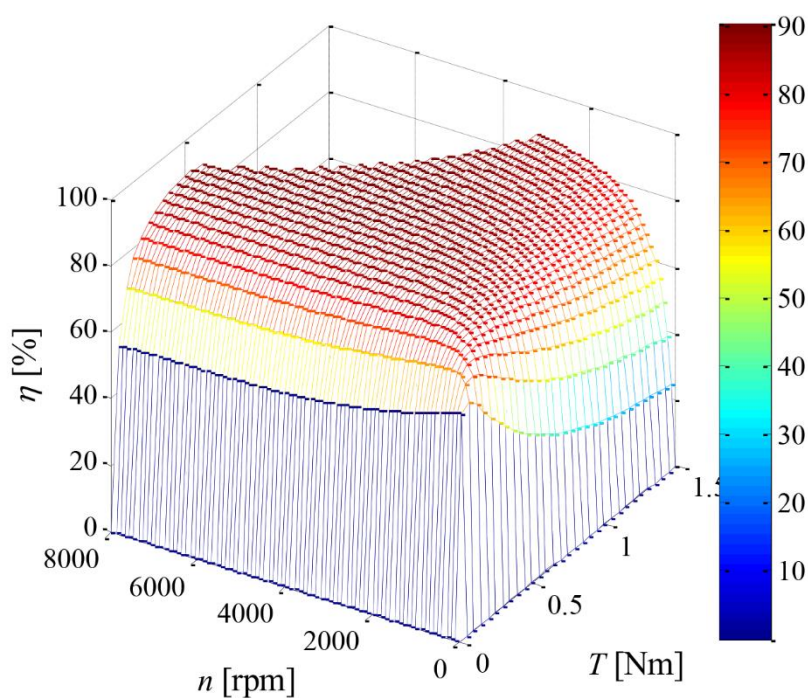
Optimalne komponente vektora struje statora u dq koordinatnom sistemu su prikazane na slikama 4.8 i 4.9. Energetska efikasnost motora prikazana je na slici 4.10.



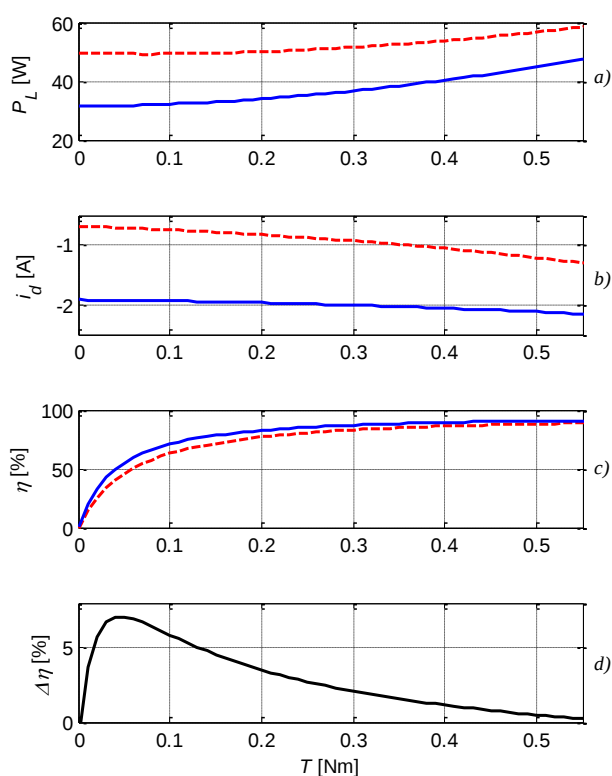
Slika 4.8 PMSM: Optimalna i_{sd} za dato opterećenje i brzinu



Slika 4.9 PMSM: Optimalna i_{sq} za dato opterećenje i brzinu



Slika 4.10 PMSM: Energetska efikasnost ostvarena GPSO algoritmom



Slika 4.11 PMSM: Simulacioni rezultati predložene i standardne metode pri 8000 o/min,
a) Snaga gubitaka, b) struja isd, c) efikasnost, d) povećanje efikasnosti

Na slici 4.11 prikazni su rezultati računarske simulacije kontrolabilnih električnih gubitaka kao funkcija opterećenja pri brzini 8000 o/min. Predstavljeni rezultati dva kontrolna metoda: standardnog, koji je na ovoj brzini uvek u naponskom limitu (crveno, isprekidano) i predloženog GPSO algoritma (plavo, puno). Može se primetiti da su kontrolabilni gubici uvek manji kada se koristi referentni vektor statorske struje generisan GPSO algoritmom. Generalno, struja d - ose generisana GPSO algoritmom je uvek više negativna, što dovodi do smanjenja fluksa u motoru, a samim tim i do manjih gubitaka u gvožđu. U isto vreme se povećaju gubici u bakru, ali su ukupni kontrolabilni gubici manji. Zbog činjenice da su gubici u gvožđu dominantni pri velikim brzinama očigledno je da korišćenje GPSO algoritma dovodi do povećanja efikasnosti pri velikim brzinama.

4.3. Primena algoritma roja čestica za energetski efikasno upravljanje drugim tipovima motora naizmenične struje

4.3.1. Energetski efikasno upravljanje asinhronim motorom

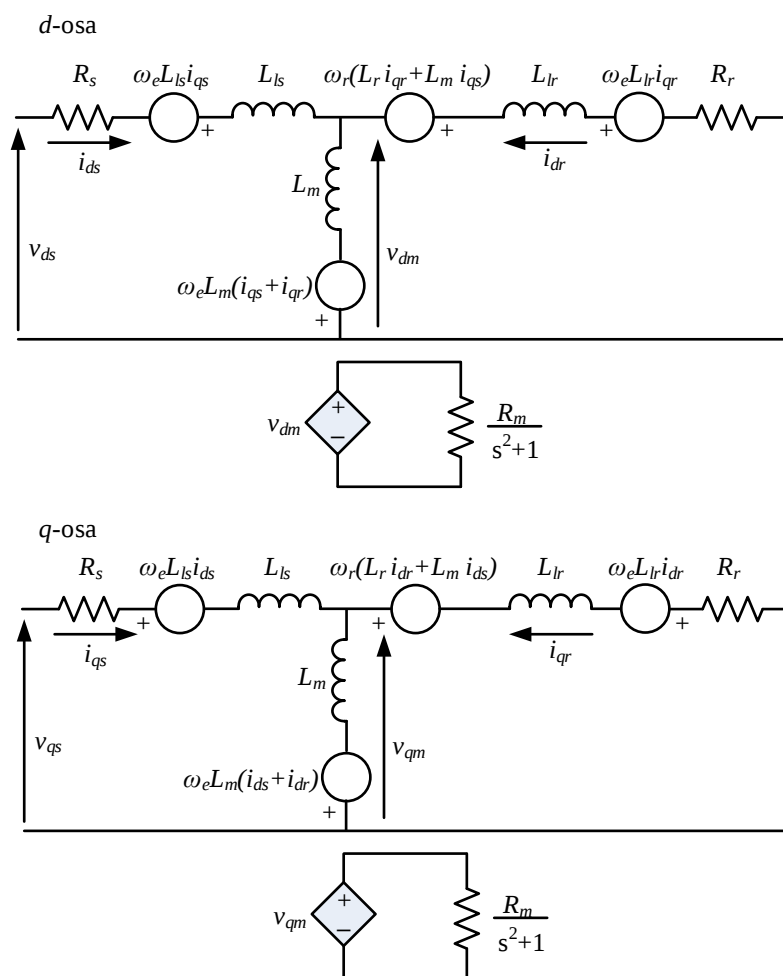
Zbog svoje robusnosti asinhroni motori se najčešće koriste u industrijskim aplikacijama kao što su pumpe, ventilatori, kompresori, a takođe i u raznim kućnim aparatima. Ali, ako se asinhroni motori upravljaju vektorski uz pomoć energetskih pretvarača mogu naći primenu i u zahtevnijim aplikacijama kao što su brzinski i/ili poziciono regulisani pogoni [123]. Odgovarajućim upravljanjem mogu se menjati gubici u pogonu sa asinhronim motorom, a samim tim i efikasnost istih. Kada asinhroni motor radi na nominalnim opterećenjem na nominalnoj brzini njegova efikasnost je uglavnom velika. Međutim, kako opterećenje opadne, tako i efikasnost drastično padne i takvi slučajevi moraju da se reše odgovarajućim upravljanjem.

Različite metode za minimizaciju gubitaka asinhronog motora su predstavljene u literaturi. Kao i kod PMSM, te metode mogu biti podeljene u dve osnovne grupe: metode zasnovane na algoritmima pretrage (SC) i metode zasnovane na modelu gubitaka (LMC) [125] – [136]. U nastavku će se opisati umanjenje kontrolabilnih gubitaka u vektorski regulisanom pogonu sa asinhronim motorom primenom algoritma roja čestica [124]. U ovom slučaju razmatraće se samo kontrolabilni gubici, kao što su gubici u bakru i gvožđu, dok će ostali gubici biti zanemareni. Prilikom određivanja optimalne upravljačke promenljive, u ovom slučaju komponente vektora struje statora, naponska i strujna ograničenja biće uzeta u obzir. Optimalne komponente vektora statorske struje za širok

opseg opterećenja i brzina se proračunavaju na računaru uz pomoć softverskog paketa *Matlab* i čuvaju se su uporednim tabelama. Ovako generisane uporedne tabele se mogu koristiti za upravljanje pogonom u realnom vremenu.

4.3.1.1. Matematički model asinhronog motora

Matematički model gubitaka u motoru koji će biti predstavljen u nastavku predložen je u [128]. Ekvivalentna šema prikazana je na slici 4.12. Sve analize i simulacije su zasnovane na dq ili dinamičkoj ekvivalentnoj šemi asinhronog motora predstavljenoj u rotacionom referentnom koordinatnom sistemu. Na slici 4.12, R_s i L_{ls} su respektivno otpornost statorskog namotaja i induktivnost rasipanja statora; R_r i L_{lr} su respektivno otpornost rotorskog namotaja i induktivnost rasipanja rotora; s je vrednost klizanja; R_m je ekvivalentna otpornost gubitaka u gvožđu; L_m je induktivnost magnećenja.



Slika 4.12 Ekvivalentna šema asinhronog motora u dq domenu

Naponske jednačine statora i rotora u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu su date kao:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_{ls} \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e L_{ls} i_{qs} + v_{dm}, \quad (4.3)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_{ls} \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e L_{ls} i_{ds} + v_{qm}, \quad (4.4)$$

$$0 = R_r i_{dr} + L_{lr} \frac{di_{dr}}{dt} + \omega_r (L_r i_{qr} + L_m i_{qs}) - \omega_e L_{lr} i_{qr} + v_{dm}, \quad (4.5)$$

$$0 = R_r i_{qr} + L_{lr} \frac{di_{qr}}{dt} - \omega_r (L_r i_{dr} + L_m i_{ds}) + \omega_e L_{lr} i_{dr} + v_{qm}, \quad (4.6)$$

$$i_{ds} + i_{dr} = v_{dm} \frac{s^2 + 1}{R_m} + i_{dm}, \quad (4.7)$$

$$i_{qs} + i_{qr} = v_{qm} \frac{s^2 + 1}{R_m} + i_{qm}, \quad (4.8)$$

gde su v_{dm} i v_{qm} naponi grane magnećenja:

$$v_{dm} = L_m \frac{d(i_{ds} + i_{dr})}{dt} - \omega_e L_m (i_{qs} + i_{qr}), \quad (4.9)$$

$$v_{qm} = L_m \frac{d(i_{qs} + i_{qr})}{dt} - \omega_e L_m (i_{ds} + i_{dr}), \quad (4.10)$$

v_{ds} i v_{qs} označavaju dq komponente vektora napona statora, i_{ds} i i_{qs} su dq komponente vektora struje statora, i_{dr} i i_{qr} su dq komponente vektora struje rotora, i_{dm} i i_{qm} su dq komponente vektora struje grane magnećenja, koje teku kroz induktivnost magnećenja.

Ako se pretpostavi da se koristi sistem vezan za fluks rotora komponente vektora fluksa rotora mogu biti definisane kao:

$$\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}, \quad (4.11)$$

$$\Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}. \quad (4.12)$$

Kod ovakvog odabira referentnog koordinatnog sistema q komponenta vektora rotorskog fluksa jednaka je nuli, a dodatno i d komponenta vektora struje rotora jednaka je nuli, stoga u ustaljenom stanju (4.9) i (4.10) postaju:

$$v_{dm} = -\omega_e \frac{L_m L_{lr}}{L_r} i_{qs}, \quad (4.13)$$

$$v_{qm} = \omega_e \frac{L_m}{L_r} (L_{lr} i_{ds} + \Psi_{dr}) = \omega_e L_m i_{ds}. \quad (4.14)$$

Pri normalnom radu motora klizanje je malo, pa se gubici u gvožđu rotora mogu zanemariti. Gubici u bakru statora i rotora su određeni odgovarajućim otpornostima i strujama, dok se gubici u gvožđu statora računaju na osnovu otpornosti kojom su modelovani i naponom grane magnecenja, tako da su ukupni gubici:

$$\begin{aligned} P_L &= R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2) + \frac{1}{R_m}(v_{dm}^2 + v_{qm}^2) \\ &= R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{qs}^2 + \frac{1}{R_m} \left(\left(-\omega_e \frac{L_m L_{lr}}{L_r} i_{qs} \right)^2 + (\omega_e L_m i_{ds})^2 \right) \\ &= i_{ds}^2 \left(R_s + \frac{L_m^2 \omega_e^2}{R_m} \right) + i_{qs}^2 \left(R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2} + \frac{L_m^2 \omega_e^2 L_{lr}^2}{R_m L_r^2} \right). \end{aligned} \quad (4.15)$$

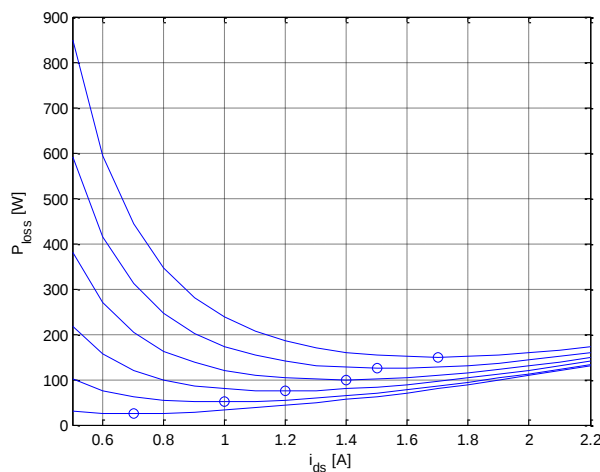
Elektromagnetni momenat u koordinatnom sistemu vezanom za fluks rotora u ustaljenom stanju može da se izrazi kao:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs}. \quad (4.16)$$

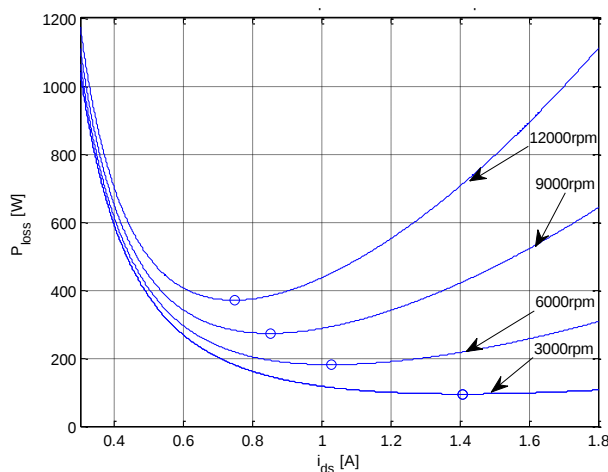
Ukupni kontrolabilni gubici (4.15) mogu da se izraze u funkciji d komponente vektora struje statora i_{ds} , elektromagnetnog momenta T_e i ugaone brzine ω_e . Uvrštavanjem jednačine (4.16) u (4.15) dovodi do:

$$P_L = f(i_{ds}, T_e, \omega_e). \quad (4.17)$$

Na slici 4.13 prikazana je zavisnost ukupnih električnih gubitaka u funkciji struje i_{ds} za više opterećenja na jednoj brzini. Jasno se može videti da postoje takve struje i_{sd} kojima se ostvaruju minimalni gubici za svako opterećenje. Zavisnost ukupnih električnih gubitaka u funkciji od struje i_{sd} za različite brzine, a za jedno opterećenje prikazano je na slici 4.14. Na osnovu slika 4.13 i 4.14 može se zaključiti da za svaki par brzina i opterećenja postoji optimalni par komponenti vektora struje statora koji će rezultovati minimalnim gubicima u motoru.

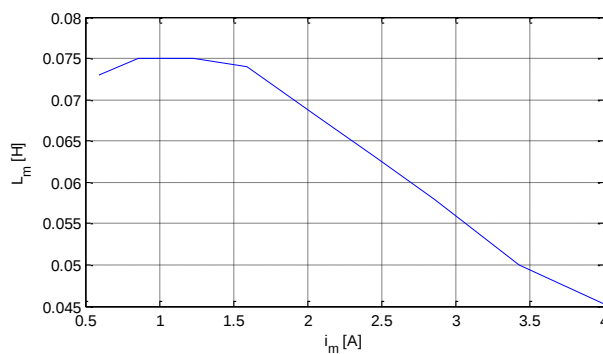


Slika 4.13 AM: Ukupni električni gubici za različita opterećenja pri 1000 o/min



Slika 4.14 AM: Ukupni električni gubici za različite vrednosti isd pri 0.5 Nm

Parametar na koji su gubici najosetljiviji je induktivnost magnećenja. Induktivnost magnećenja i promena induktivnosti zbog zasićenja dobijaju se iz oglada prznog hoda, slika 4.15. U cilju poboljšanja energetske efikasnosti pogona sa asinhronim motorom može se zaključiti da optimizacioni algoritam mora uzeti u obzir promenu induktivnosti magnećenja.



Slika 4.15 Zavisnost induktivnosti magnećenja od struje magnećenja

Maksimalni momenat koji motor može da razvije zavisi od strujnih (I_{max}) i naponskih (U_{max}) ograničenja invertora tako da ih je potrebno uključiti u proračun optimalnih komponenti vektora struje statora. Strujno ograničenje je dominantno na malim, dok je naponsko na velikim brzinama obrtanja. Naponsko ograničenje može se predstaviti kao:

$$(\omega_e L_s i_{ds})^2 + (\omega_e \sigma L_s i_{qs})^2 \leq U_{max}^2 \text{ ili } \sqrt{v_{sd}^2 + v_{sq}^2} \leq U_{max}, \quad (4.18)$$

gde je $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$, U_{max} zavisi od napona jednosmernog međukola invertora, U_{dc} ($U_{max} = U_{dc}/\sqrt{3}$). Strujno ograničenje može se predstaviti kao:

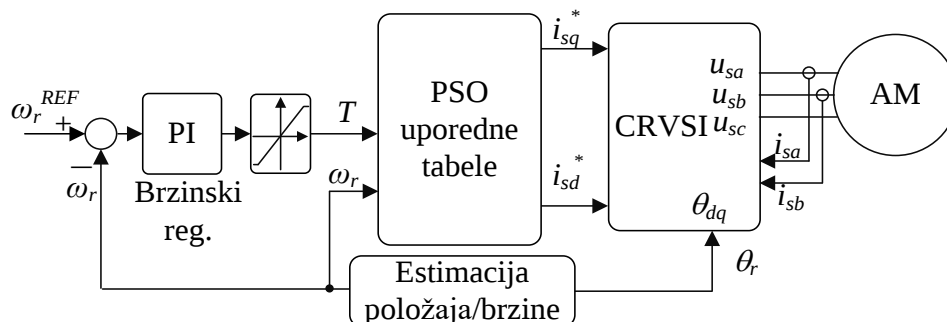
$$\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \leq I_{max}. \quad (4.19)$$

Takođe, komponenta vektora struje statora u podužnoj osi mora biti veća od nule, a manja od nominalne struje magnećenja:

$$i_{sdn} \geq i_{sd} \geq 0. \quad (4.20)$$

4.3.1.2. Algoritam roja čestica u pogonu sa asinhronim motorom

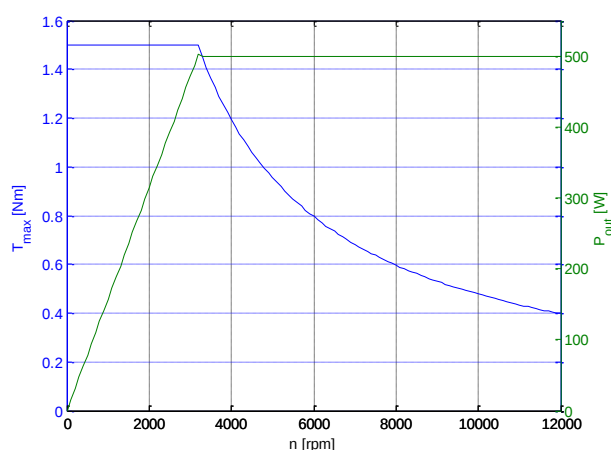
Za minimizaciju kriterijuma optimalnosti (4.17) odabran je PSO algoritam sa modifikacijom predloženom u [112]. Šema energetski efikasnog pogona sa asinhronim motorom predstavljena je na slici 4.16. Brzina i položaj rotora se procenjuju na osnovu raspoloživih terminalnih veličina, struja i napona namotaja statora. Brzina se reguliše linearnim PI regulatorom, koji zadaje potrebnu vrednost momenta potrebnog da se greška između zadate i ostvarene brzine svede na nulu. Na osnovu momenta i ostvarene brzine iščitavaju se referentne struje iz PSO uporednih tabela. Referentne struje se dalje vode u strujno regulisan naponski inverter (CRVSI) [124].



Slika 4.16 Blok dijagram optimizovanog upravljanja pogonom sa asinhronim motorom

Računarske simulacije predloženog PSO optimizacionog algoritma su izvršene uz pomoć programskog paketa *Matlab*. Kako bi se analizirao predloženi optimizacioni metod korišten je trofazni asinhroni motor proizvođača *Whirlpool*, oznake *Maytag Whirlpool Factory Washer Motor W10171902 J58GTC-1132*. Nominalni podaci i parametri korištenog motora su: $R_s = 3,26 \, \Omega$, $L_{ls} = 0,0029 \, \text{H}$, $L_{lr} = 0,0029 \, \text{H}$, $L_m = 0,074 \, \text{H}$, $R_r = 1,05 \, \Omega$, $R_m = 105 \, \Omega$, $p = 2$, $P_n = 750 \, \text{W}$, $U_n = 195 \, \text{V}$, $f_n = 143 \, \text{Hz}$, $I_n = 3,1 \, \text{A}$.

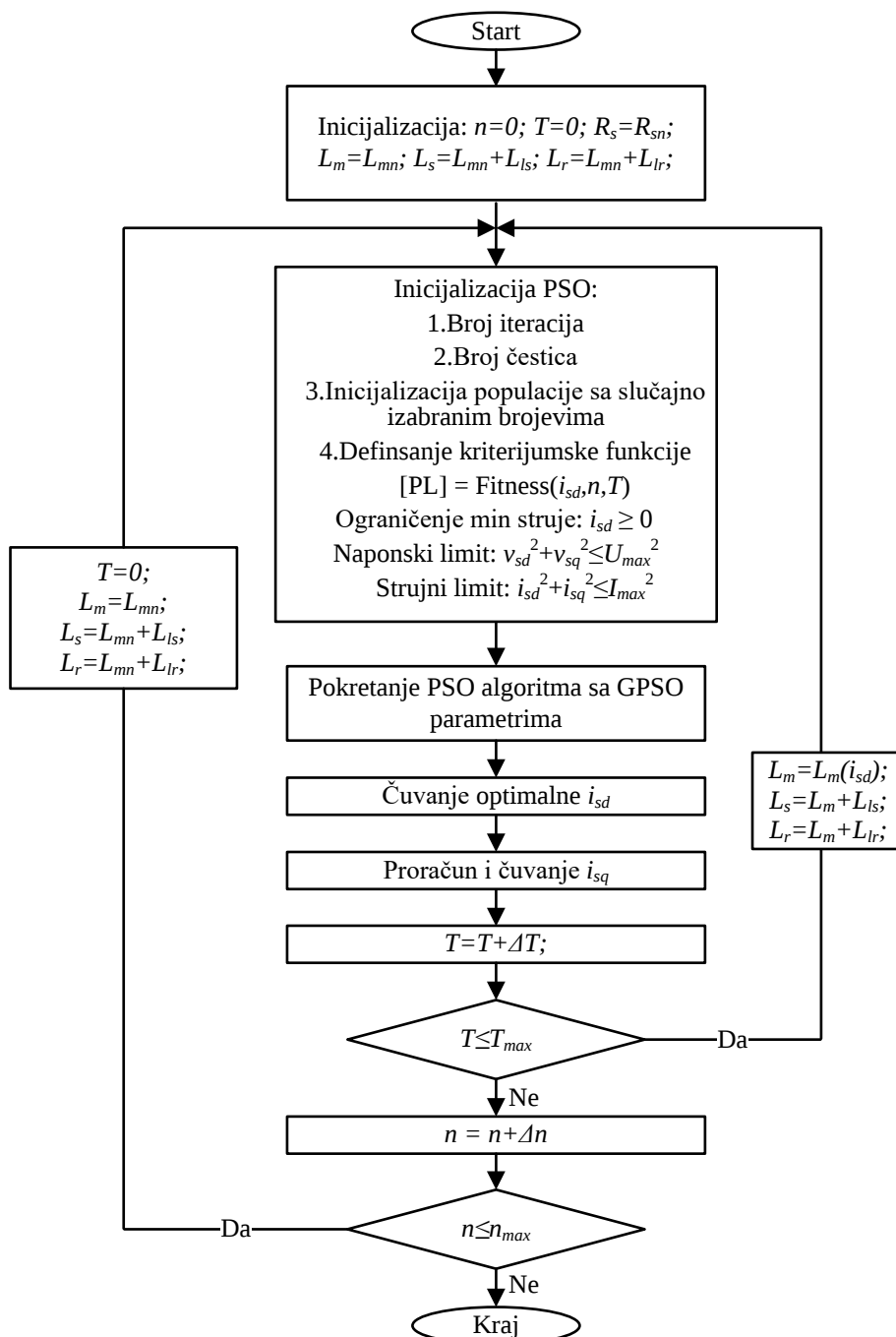
Zavisnost maksimalnog momenta od brzine asinhronog motora napajanog iz invertora korištenog u ovoj analizi ilustrovana je na slici 4.17. Vidi se da je maksimalni momenat konstantan do brzine od 3200 o/min, a nakon toga opada (oblast slabljenja polja). Kako je izlazna snaga jednaka proizvodu momenta i brzine, ona raste linearno do brzine od 3200 o/min, a nakon toga ostaje konstantna. Na srednjim i velikim brzinama električni pogon mora raditi sa konstantnom snagom.



Slika 4.17 AM: Zavisnost momenta i snage od brzine

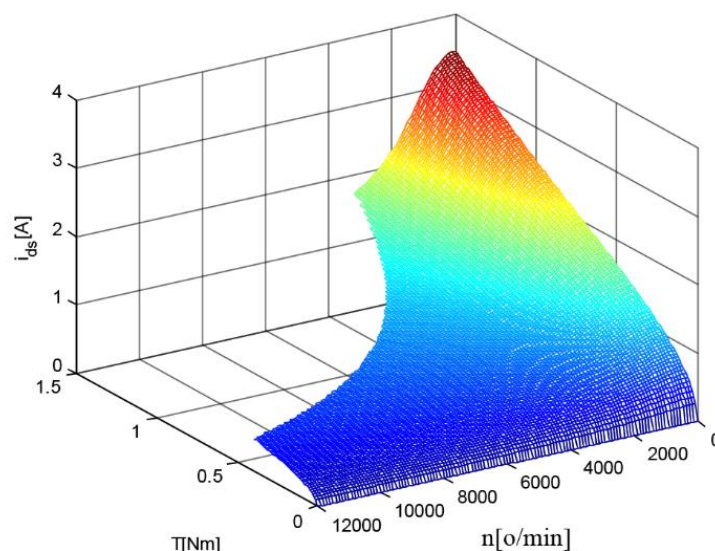
Potruga za optimalnom vrednošću dq komponenti vektora statorske struje zasnovana na GPSO algoritmu, korišćenog i kod IPMSM, pokretana je jednom za svaki par opterećenja i brzine obrtanja. Pri pokretanju optimizacionog algoritma broj jedinki populacije je 25, a broj iteracija 40. U prvom koraku se inicijalizuje vrednost svake od 25 jedinki u preporučenom opsegu od $[0\text{A}, 5\text{A}]$, a potom se izračunava funkcija kriterijuma (4.17) koja je “kažnjena” sa ograničenjima (4.18)-(4.20). Na osnovu izračunatih vrednosti određuje se najbolja jedinka na nivou celog roja g , kao i najbolja lična pozicija svake jedinke p_i . Primenom izraza (4.1) i (4.2) određuje se položaj jedinki u sledećoj iteraciji. Opisani postupak se ponavlja za svaku iteraciju, tokom čega celi roj konvergira ka optimalnoj vrednosti. Ukupan broj poziva PSO algoritma zavisi od zadatog opsega brzina (od 0 do n_{max}),

opsega opterećenja (od 0 do T_{max}), kao i koraka inkrementiranja istih (Δn i ΔT). Prilikom simulacije korišćen je opseg brzina od 0 do $n_{max}=12000$ o/min, sa korakom $\Delta n=100$ o/min, dok su opseg opterećenja i korak opterećenja od 0 do T_{max} (slika 4.16) i $\Delta T=0.05$ Nm. Blok dijagram optimizacionog algoritma dat je na slici 4.18.

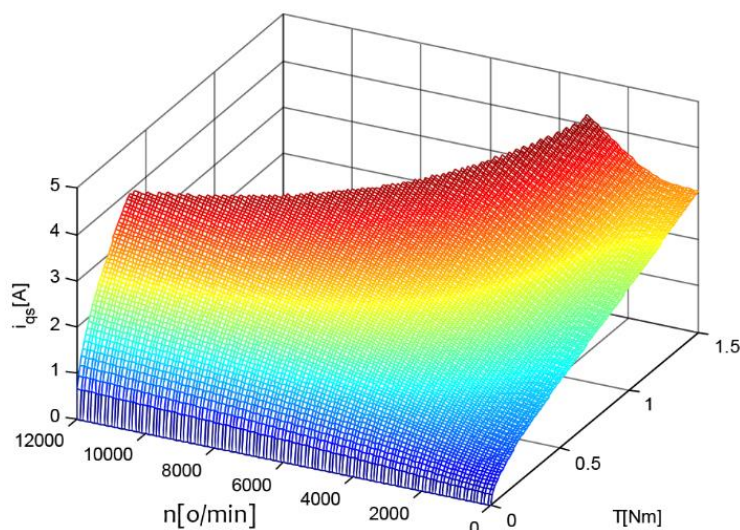


Slika 4.18 Blok dijagram GPSO algoritma primenjenog za proračun optimalnog vektora struje statora asinhronog motora

Optimalne komponente vektora struje statora u dq koordinatnom sistemu su prikazane na slikama 4.19 i 4.20.

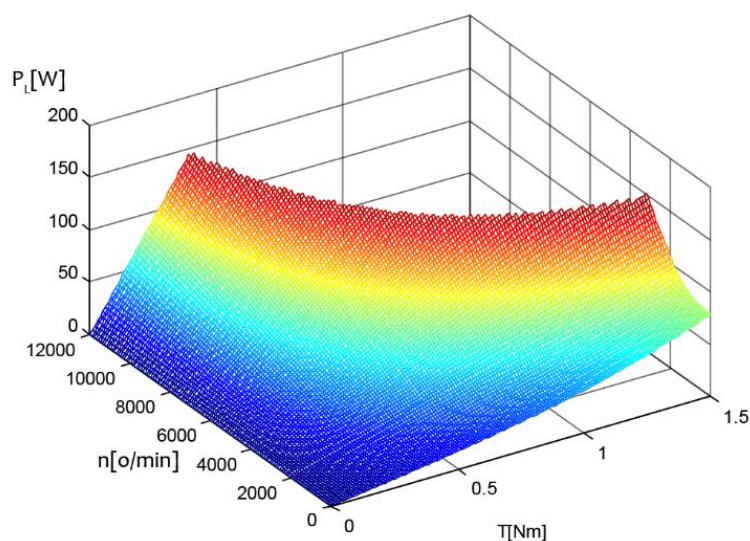


Slika 4.19 AM: Optimalna struja i_{sd} za dato opterećenje i brzinu

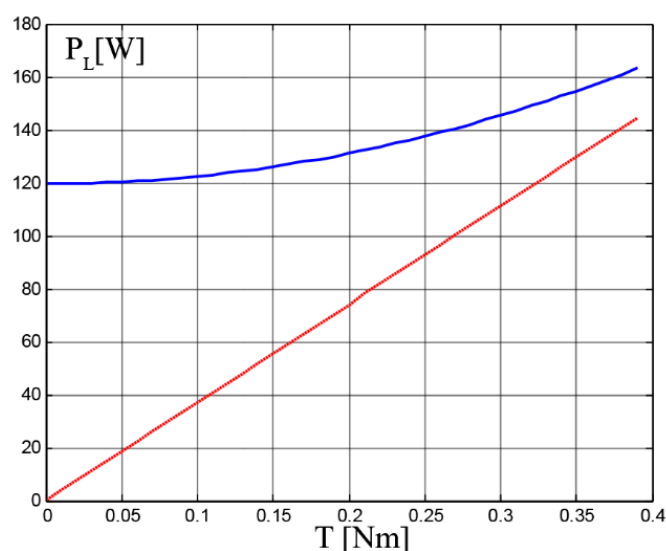


Slika 4.20 AM: Optimalna struja i_{sq} za dato opterećenje i brzinu

Optimalna snaga kontrolabilnih gubitka motora prikazana je na slici 4.21. Na slici 4.22 prikazni su rezultati računarske simulacije kontrolabilnih električnih gubitaka u funkciji opterećenja pri brzini 12000 o/min. Predstavljeni su rezultati dva kontrolna metoda: standardnog, koji omogućava rad u oblasti slabljenja polja (crveno) i predloženog GPSO algoritma (plavo). Može se primetiti da su kontrolabilni gubici uvek manji kada se koristi referentni vektor statorsche struje generisan GPSO algoritmom.



Slika 4.21 AM: Optimalna snaga gubitaka za dato opterećenje i brzinu



Slika 4.22 AM: Poređenje gubitaka predloženog i standardnog algoritam upravljanja pri brzini 12000 o/min za različita opterećenja

4.3.2. Energetski efikasno upravljanje sinhronim reluktantnim motorom

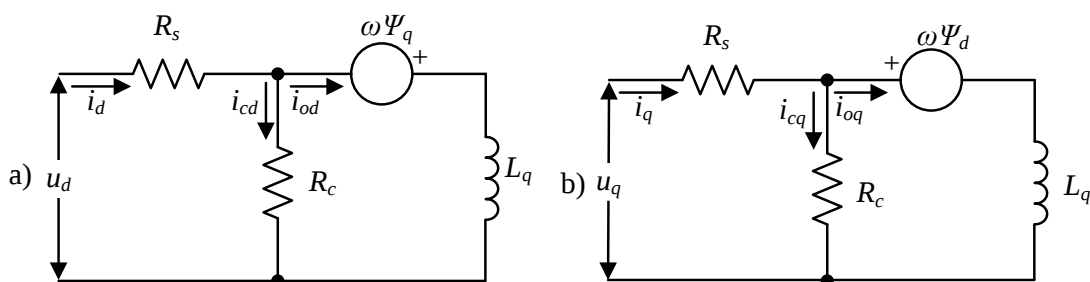
Sinhroni reluktantni motor izmislio je Danielson davne 1900. godine, kao pokušaj da se poveća faktor snage asinhronog motora [138]. Konstrukcija statora je identična statoru asinhronog motora, dok se na rotoru ne nalaze namotaji. Konstrukcija rotora ima veliki uticaj na performanse sinhronog reluktantnog motora [23]. U odnosu na asinhroni motor sa istim namotajima na statoru za istu struju statora sinhroni reluktantni motor proizvodi manje momenta, dok su i gubici manji. Aksijalnim slaganjem limova rotora po uzdužnoj osi na jednostavan način se postiže velika magnetska anizotropija osa pri čemu se zadržava cilindričan oblik rotora kao i kod asinhronne masine. Time je omogućen rad ove masine na

velikim brzinama obrtanja bez narušavanja mehaničkog integriteta. Jednostavnost konstrukcije koja povlači za sobom i manju cenu i veću robusnost pogona čine da se ove mašine neizostavno koriste u primenama gde gabarit i masa nisu od presudnog značaja [23]. Dodatna robusnost usled nepostojanja pobudnog polja na rotoru ogleda se i prilikom praznog hoda i kratkog spoja reluktantne mašine gde neće doći do indukovanja napona na otvorenim priključcima statora odnosno struje kratkog spoja kroz iste priključke, respektivno. Međutim, specifična snaga ovih mašina je značajno manja u odnosu mašine sa pobudom, ali korišćenjem specijalnih upravljačkih strategija (zahtevani momenat sa minimalnom strujom statora) energetske performanse ovih mašina se mogu značajno približiti performansama njihovih ekvivalenata sa pobudnim namotajem.

Različite metode za smanjenje gubitaka su predstavljene u literaturi. Ove metode se mogu klasifikovati u dve osnovne grupe, kao i za prethodno opisane sinhronne i asinhronne mašine [140] – [145]. Prva grupa je zasnovana na algoritmima pretrage, dok se druga grupa zasniva na matematičkom modelu sistema. U ovom poglavlju koristi se algoritam roja čestica kako bi se pronašle optimalne komponente vektora statorske struje koje će rezultovati minimalnim gubicima u sinhronom reluktantnom motoru [137]. Optimalne komponente vektora statorske struje za širok opseg opterećenja i brzina su proračunate na računaru uz pomoć softverskog paketa *Matlab* i sačuvane su uporednim tabelama. Ovako generisane uporedne tabele se mogu koristiti za upravljanje pogonom u realnom vremenu.

4.3.2.1. Matematički model sinhronog reluktantnog motora

Ekvivalentna šema sinhronog reluktantnog motora u dq koordinatnom sistemu prikazana je na slici 4.23 [146]. Na slici, R_s predstavlja otpornost statorskog namotaja, R_c otpornost kojom su modelovani gubici u gvožđu, dok L_d i L_q predstavljaju induktivnosti u podužnoj d i poprečnoj q osi.



Slika 4.23 Ekvivalentna šema SRM: a) d-osa, b) q-osa

Na osnovu ekvivalentne šeme može se napisati sledeći matematički model u stacionarnom stanju:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \left(1 + \frac{R_s}{R_c}\right) \begin{bmatrix} u_{od} \\ u_{oq} \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

$$\begin{bmatrix} u_{od} \\ u_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix}, \quad (4.22)$$

$$i_{od} = i_d - i_{cd}, i_{oq} = i_q - i_{cq}, \quad (4.23)$$

$$i_{cd} = -\frac{\omega \Psi_q}{R_c}, i_{cq} = \frac{\omega \Psi_d}{R_c}, \quad (4.24)$$

gde su u_{od} i u_{oq} naponi grane magnećenja, u_d i u_q dq komponente vektora statorskog napona, i_d i i_q dq komponente vektora statorske struje, i_{cd} i i_{cq} dq struje kroz granu magnećenja, i_{do} i i_{qo} struje u vazдушnom zazoru, dok je ω električna ugaona brzina. Komponente vektora fluksa u motoru se računaju na osnovu sledećih jednačina:

$$\Psi_d = L_d i_{od}, \quad (4.25)$$

$$\Psi_q = L_q i_{oq}. \quad (4.26)$$

Elektromagnetni momenat zavisi od isturenosti polova rotora i proizvoda dq komponenti vektora struje statora. Na osnovu slike 4.23 momenat se može izraziti na sledeći način:

$$T_e = p(L_d - L_q)i_{od}i_{oq}. \quad (4.27)$$

Gubici u bakru statorskog namotaja su proporcionalni kvadratu amplitude statorske struje i mogu se predstaviti kao:

$$P_{Cu} = R_s(i_d^2 + i_q^2) = R_s \left\{ \left(i_{od} - \frac{\omega L_q i_{oq}}{R_c} \right)^2 + \left(i_{oq} - \frac{\omega L_d i_{od}}{R_c} \right)^2 \right\}. \quad (4.28)$$

Gubici u gvožđu mogu se izračunati na osnovu R_c otpornosti i struja koje protiču kroz nju:

$$P_{Fe} = R_c(i_{cd}^2 + i_{cq}^2) = \frac{\omega^2 (L_d i_{od})^2}{R_c} + \frac{\omega^2 (L_q i_{oq})^2}{R_c}. \quad (4.29)$$

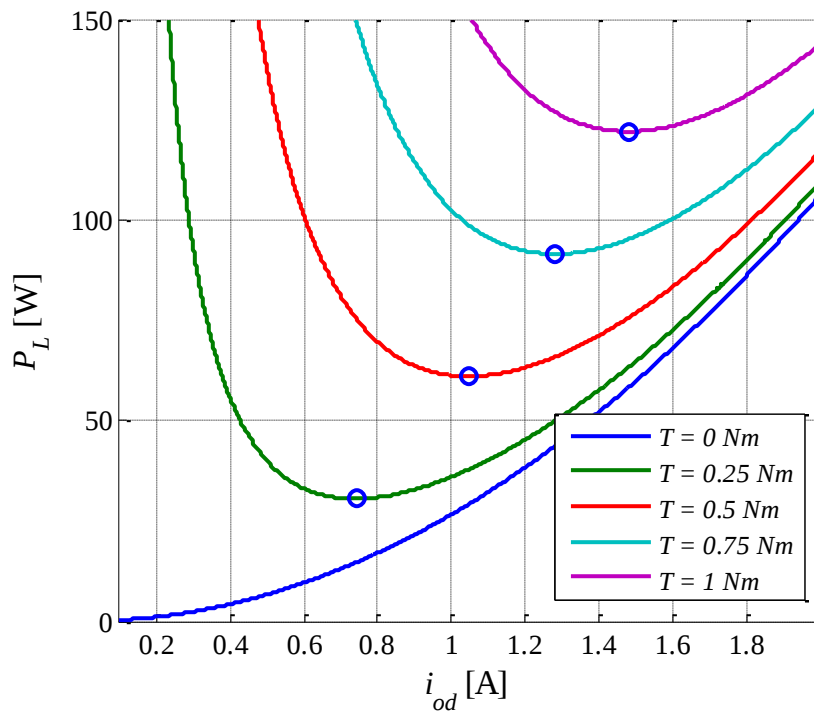
Ukupni kontrolabilni električni gubici se dobijaju kao zbir gubitaka u bakru i gvožđu:

$$P_L = P_{Cu} + P_{Fe}. \quad (4.30)$$

Ubacivanjem (4.21) - (4.27) u (4.30) ukupni kontrolabilni gubici se mogu izraziti kao funkcija od i_{od} , T_e i ω :

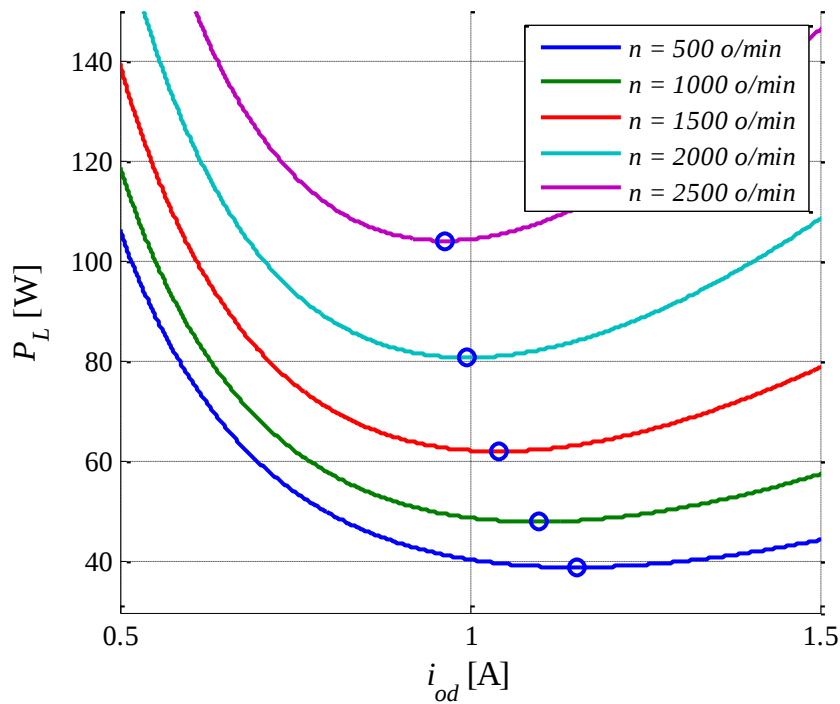
$$P_L = f(i_{od}, T_e, \omega). \quad (4.31)$$

Na slici 4.23 prikazana je zavisnost ukupnih električnih gubitaka u funkciji struje i_{od} za više opterećenja na jednoj brzini. Jasno se može videti da postoje takve struje i_{od} kojima se ostvaruju minimalni gubici za svako opterećenje.



Slika 4.24 SRM: Ukupni električni gubici za različita opterećenja pri 1000 o/min

Zavisnost ukupnih električnih gubitaka u funkciji od struje i_{od} za različite brzine, a za jedno opterećenje prikazano je na slici 4.25. Na osnovu slika 4.24 i 4.25 može se zaključiti da za svaki par brzina i opterećenja postoji optimalni par komponenti vektora struje statora koji će rezultovati minimalnim gubicima u motoru [137].



Slika 4.25 SRM: Ukupni električni gubici za različite brzine pri 0.5 Nm

Maksimalni momenat koji motor može da razvije zavisi od strujnih (I_{max}) i naponskih (V_{max}) ograničenja invertora tako da ih je potrebno uključiti u proračun optimalnih komponenti vektora struje statora. Strujno ograničenje je dominantno na malim, dok je naponsko na velikim brzinama obrtanja. Naponsko ograničenje može se predstaviti kao:

$$\sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq U_{max}, \quad (4.32)$$

gde U_{max} zavisi od napona jednosmernog međukola invertora, U_{dc} . Strujno ograničenje može se predstaviti kao:

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{max}. \quad (4.33)$$

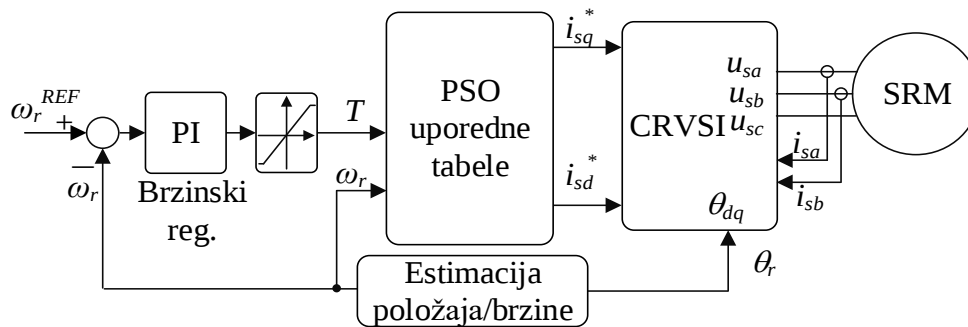
Takođe, komponenta vektora struje statora u podužnoj osi mora biti veća od nule:

$$i_{od} \geq 0. \quad (4.34)$$

4.3.2.2. Algoritam roja čestica u pogonu sa sinhronim reluktantnim motorom

Za minimizaciju kriterijuma optimalnosti (4.31) odabran je PSO [137] algoritam sa modifikacijom predloženom u [112].

Šema energetski efikasnog pogona sa sinhronim reluktantnim motorom predstavljena je na slici 4.26. Brzina i položaj rotora se procenjuju na osnovu raspoloživih terminalnih veličina, struja i napona namotaja statora. Brzina se reguliše linearnim PI regulatorom, koji zadaje potrebnu vrednost momenta potrebnog da se greška između zadate i ostvarene brzine svede na nulu. Na osnovu momenta i ostvarene brzine iščitavaju se referentne struje iz PSO uporednih tabela. Referentne struje se dalje vode u strujno regulisan naponski inverter (CRVSI) [137].



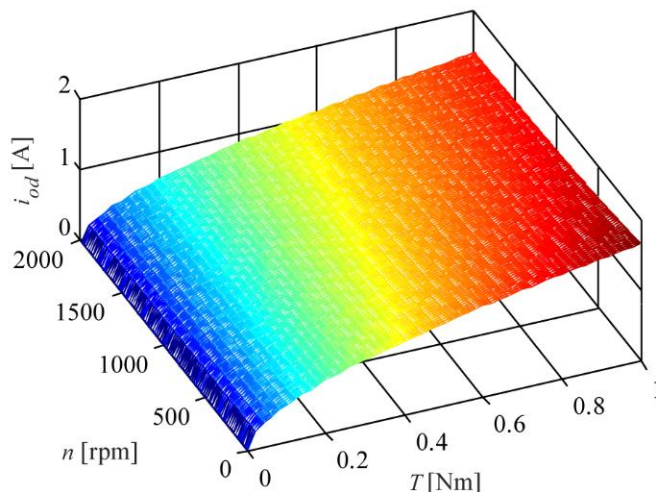
Slika 4.26 Blok dijagram optimizovanog upravljanja pogona sa sinhronim reluktantnim motorom

Računarske simulacije predloženog PSO optimizacionog algoritma su izvršene uz pomoć programskog paketa *Matlab*. Parametri korišćenog motora u simulacijama su: $R_s = 12,75\Omega$, $L_d = 0,38H$, $L_q = 0,2H$, $p = 2$, dok je ekvivalent gubicima u gvožđu $K_{rm} = 0,0336628 \Omega/s \text{ rad}$. Otpornost kojom su modelovani gubici u gvožđu zavisi od brzine obrtanja i može se definisati kao [146]:

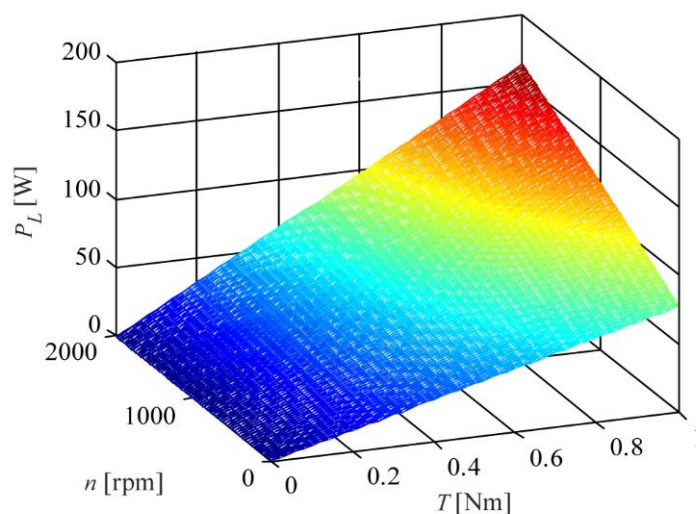
$$R_c = \frac{\omega^3 L_d L_q}{K_{rm}}. \quad (4.35)$$

Potruga za optimalnom vrednošću dq komponenti vektora statorske struje zasnovana na PSO algoritmu pokretana je jednom za svaki par opterećenja i brzine obrtanja. Pri pokretanju optimizacionog algoritma broj jedinki populacije je 20, a broj iteracija 45. U prvom koraku se inicijalizuje vrednost svake od 20 jedinki u preporučenom opsegu od $[0A, 5A]$, a potom se izračunava funkcije kriterijuma (4.31) koja je “kažnjena” sa ograničenjima (4.32)-(4.34). Na osnovu izračunatih vrednosti određuje se najbolja jedinka na nivou celog roja g , kao i najbolja lična pozicija svake jedinke p_i . Primenom izraza (4.1) i (4.2) određuje se položaj jedinki u sledećoj iteraciji. Opisani postupak se ponavlja za svaku iteraciju, tokom čega celi roj konvergira ka optimalnoj vrednosti. Ukupan broj poziva PSO algoritma zavisi

od zadatog opsega brzina i opterećenja, kao i koraka inkrementiranja istih. Prilikom simulacije korišćen je opseg brzina od 0 do 2000 rpm, sa korakom 10 rpm, dok su opseg opterećenja i korak opterećenja od 0 do 1 Nm i 0,02 Nm, respektivno.

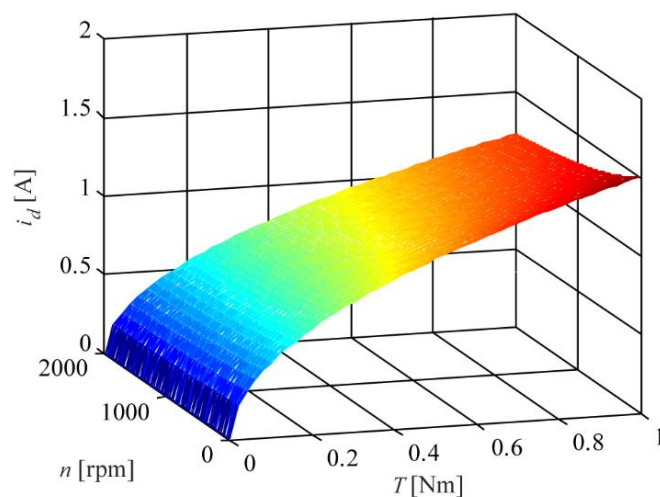
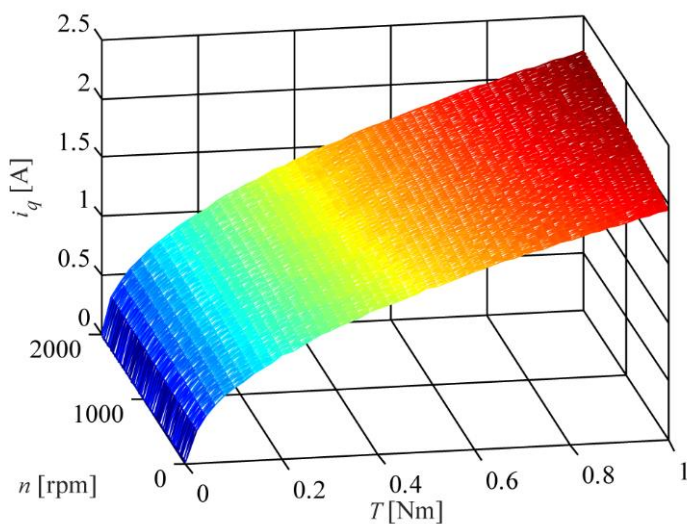
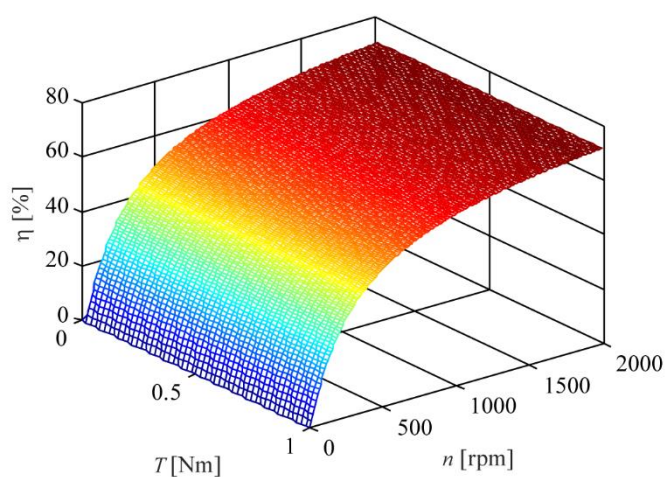


Slika 4.27 Optimalna i_{od} za dato opterećenje i brzinu



Slika 4.28 Minimalni električni gubici za dato opterećenje i brzinu

Izračunata optimalna vrednost i_{od} struje i minimalni električni gubici za širok opseg opterećenja i brzina prikazani su na slikama 4.27 i 4.28. Optimalne komponente vektora struje statora u dq koordinatnom sistemu su prikazane na slikama 4.29 i 4.30. Energetska efikasnost motora prikazana je na slici 4.31.

Slika 4.29 Optimalna i_d za dato opterećenje i brzinuSlika 4.30 Optimalna i_q za dato opterećenje i brzinu

Slika 4.31 Energetska efikasnost za dato opterećenje i brzinu

Metod korišćen u ovom poglavlju može biti unapređen ako se uvaži promena induktivnosti statora sa porastom struje statora.

5. OPIS PROTOTIPA I EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Sistemi upravljanja bez senzora na vratilu se u pogonima sa električnim motorima koriste u onim slučajevima kada oprema za merenje brzine i pozicije nije ekonomski prihvatljiva i/ili nije adekvatna za ugradnju, a ipak postoji potreba za pogonom visokih performansi. Razmatrani sistem upravljanja predstavljen u okviru ovog poglavlja je jednostavan i predstavlja najekonomičnije rešenje u domenu kontrole elektromotornih pogona u širokom opsegu brzina. U ovom poglavlju će se prikazani algoritam optimizacije verifikovati na realnom prototipu.

5.1. Opis prototipa

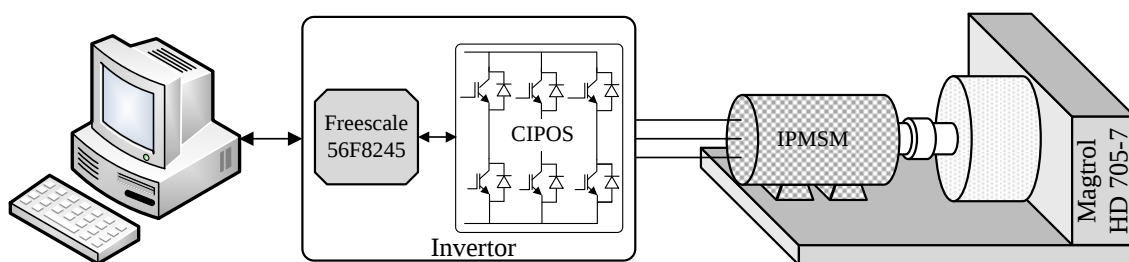
Energetski deo pogona se sastoji od sinhronog motora povezanog na mrežu preko pretvarača energetske elektronike objedinjenog u okviru integrisanog modula Infineon CIPOS™ [147] zajedno sa odgovarajućim drajverskim i zaštitnim kolima. Integrisani CIPOS modul je postavljen na zajedničkoj ploči sa Freescale DSP [148] i mernim delovima za detekciju struje i brzine u okviru pogona. Celokupan koncept omogućuje dobru toplotnu provodljivost, električnu izolovanost, ali i zaštitu od elektromagnetskih uticaja i uticaja prekomernih struja i prenapona. Energetski pretvarač se napaja iz električne mreže, faznog napona 230V, frekvencije 50Hz. Na ulazu energetskog pretvarača se nalazi neupravljivi monofazni ispravljač, tako da se na njegovom izlazu može očekivati napon $\sqrt{2} \cdot 230V \approx 325V$. U jednosmernom međukolu se nalazi kondenzator kapacitivnosti 470μF. CIPOS modul je predviđen za napon do 600V i struju

do 6A. Struja jednosmernog međukola se meri jednim šantom i signal se šalje ka DSP kroz 10-bitni AD konvertor. Na osnovu struje međukola rekonstruišu se fazne struje motora na osnovu [149]. Merenje struja je potrebno zbog regulacije struje. Brzina i pozicija motora mere se pomoću inkrementalnog enkodera i šalju ka DSP kroz QEP jedinicu. Informacija o poziciji, odnosno brzini može se koristiti za potrebe kontrolnog algoritma ili za poređenje sa estimiranim vrednostima. Ukoliko se desi hardverski kvar DSP automatski isključuje generisanje PWM signala.

Softver za vektorsko upravljanje sinhronim motorom sa stalnim magnetima na rotoru korišćen u eksperimentalnoj verifikaciji napisan je u programskom jeziku C.

Motor na kojem je testiran predloženi algoritam je proizvođača *Nidec Sole Motor Corporation S.R.L.*, prečnika 42 mm, maksimalne brzine obrtanja od 16500 RPM. Motor ima četiri para polova, sa stalnim magnetima utisnutim u rotor. Parametri ovog motora dati su u Prilogu 8.2. Motor je opterećen MAGTROL histerezisnom kočnicom, model HD-705-7. Upravljačka logika kočnice omogućava zadavanje odgovarajućeg momenta pri datoj brzini.

Energetski pretvarač je serijskom vezom povezan sa računarom. Na računaru se nalazi GUI (engl. *Grafical User Interface*) aplikacija koja omogućava zadavanje referentne brzine, očitavanje i zadavanje različitih procesnih promenljivih. Podaci mogu biti sačuvani u tekstualnoj datoteci i kasnije obrađeni korišćenjem odgovarajućih programa. Na slici 5.1 prikazan je blok dijagram eksperimentalne postavke, dok je na slici 5.2 data fotografija eksperimentalne postavke.



Slika 5.1 Blok dijagram eksperimentalne postavke za testiranje algoritma za digitalno upravljanje pogonom sa PMSM



Slika 5.2 Eksperimentalna postavka za testiranje algoritma za digitalno upravljanje pogonom sa PMSM

5.2. Blok dijagram algoritma mikroprocesorskog programa

Cilj vektorske kontrole u ovoj disertaciji je povećanje efikasnosti pogona sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima utisnutim u rotor. Algoritam je podeljen u dve osnovne kontrolne petlje. Brža petlja se izvršava u svakom PWM prekidu, tj. sa periodom od 66 μ s. Sporija petlja se izvršava sa periodom od 20 ms. Kako bi se ostvario cilj kontrole IPMSM, algoritam koristi više povratnih signala. Suštinski bitni povratni signali su: napon jednosmernog međukola, trofazna statorska struja rekonstruisana iz struje jednosmernog međukola i brzina motora (koja može biti merena i/ili estimirana).

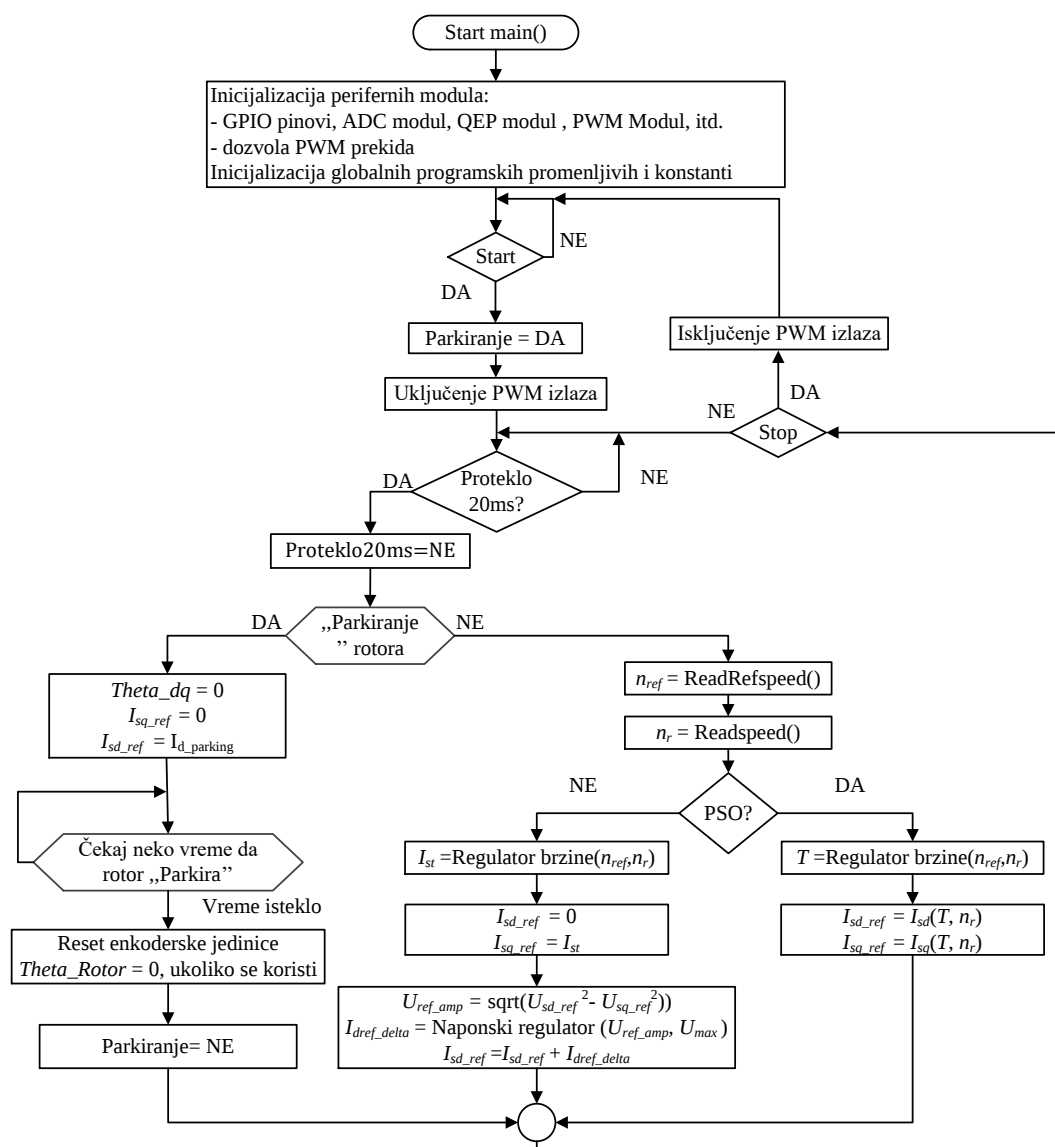
Tokom sporije kontrolne petlje izvršavaju se regulator brzine i deo kontrolnog algoritma nižeg prioriteta. Izlaz PI regulatora brzine predstavlja referentnu vrednost poprečne komponente ako se koristi standardno upravljanje (uz naponski regulator) ili, u slučaju korišćenja PSO algoritama, momenat koji se prosleđuje PSO optimizacionom algoritmu.

Tokom brže kontrolne petlje izvršavaju se dve nezavisne strujne kontrolne petlje. Te dve petlje su PI regulatori direktne i poprečne komponente vektora struje statora (i_{sd} , i_{sq}). Strujom direktne ose se kontroliše fluks u mašini, dok se strujom u poprečnoj osi kontroliše momenat motora. Izlazi PI regulatora predstavljaju zahtevani prostorni vektor statorskog napona, koji se nameće motoru. Tokom brze kontrolne petlje izvršavaju se svi

neophodni koraci kako bi se obezbedila nezavisna kontrola komponenata vektora struje statora.

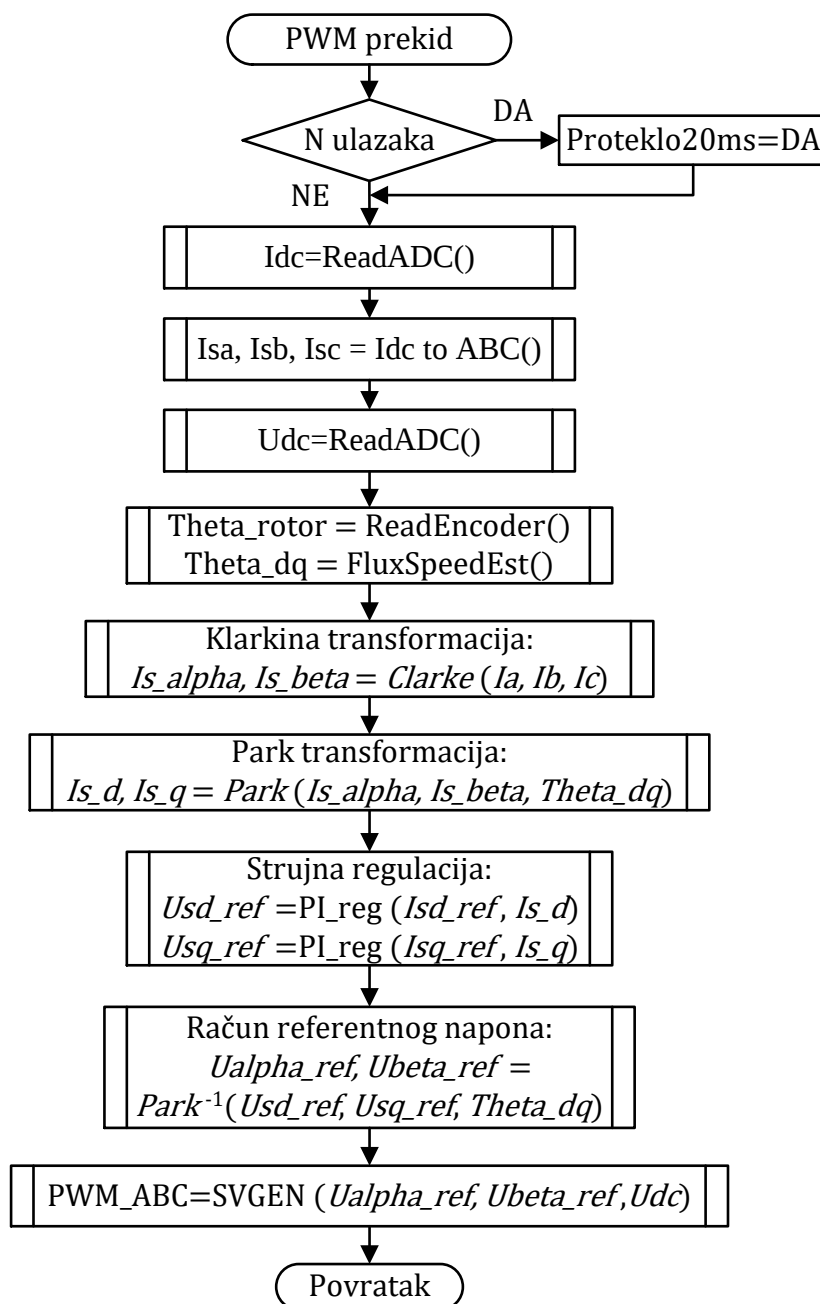
Blok dijagram algoritma glavnog programa je prikazan na slici 5.3. U glavnom programu nakon reseta vrši se: inicijalizacija potrebnih periferija (PWM, ADC, QEI i UART modula), inicijalizacija programskih konstanti (parametri regulatora struje i brzine, bazne vrednosti,...) i inicijalizacija programskih promenljivih (struje dq na nulu, zadata brzina na nulu, ...).

Glavni petlja ima dva osnovna dela: jedan je postavljanje rotora u inicijalnu poziciju, tzv. "parkiranje", a drugi regulacija brzine obrtanja. Nakon inicijalizacije u glavnoj petlji na samom početku se proverava da li je omogućen start programa (*Start*). Ukoliko je omogućen start, setuje se promenljiva *Parkiranje* koja će označiti početak inicijalnog određivanja pozicije. Nakon završetka inicijalnog pozicioniranja resetuje se promenljiva *Parkiranje* i omogućava se deo algoritma za regulaciju brzine. Parkiranje se izvršava tako što se trenutna pozicija i struja q ose postave na nulu, a referentna struja d ose se postavi na vrednost dovoljno veliku da se rotor pomeri i poravna sa fazom A. Nakon toga se sačeka određeno vreme kako bi se rotor zaustavio (ukoliko se koristi inkrementalni enkoder, njegov ugao se tada postavlja na nultu vrednost), a zatim se resetuje *Parkiranje*. Nakon uspešno odrađenog postavljanja u inicijalnu poziciju može se preći na regulaciju brzine. Svakih 20 ms se očitavaju referentna i trenutna brzina. U zavisnosti od izabranog algoritma na osnovu razlike zadate i ostvarene brzine stvara se signal greške koji se dalje obrađuje u PI regulatoru brzine. Ukoliko je izabran standardni način upravljanja referenca struje d ose se postavlja na nulu, dok je vrednost izlaza PI regulatora referenca struje q ose. Ukoliko je amplituda napona veća od maksimalnog napona aktivira se naponski limiter koji ograničava struje obe ose. Ako je izabran PSO algoritam izlaz iz PI regulatora brzine je potreban moment da ostvari zadata brzina. Na osnovu potrebnog momenta i ostvarene brzine referentne vrednosti struja se isčitavaju iz uporednih tabela koje su zapisane u memoriji. U memoriji su zapisane tabele generisane GPSO algoritmom, a prikazane su na slikama 4.8 i 4.9. Ukoliko se pošalje komanda *Stop*, isključuju se PWM izlazi, a program se vraća na početak.



Slika 5.3 Blok dijagram algoritma glavnog programa za vektorsko upravljanje IPMSM

Blok dijagram algoritma PWM prekidne rutine je prikazan na slici 5.4. Prekidna rutina se izvršava na početku svakog PWM perioda ($TPWM=1/16\text{kHz}$). Programskim brojačem je realizovano da se deo prekidne rutine izvršava samo jednom u 20ms. U tom delu se vrši merenje i regulacija brzine.



Slika 5.4 Blok dijagram PWM prekidne rutine

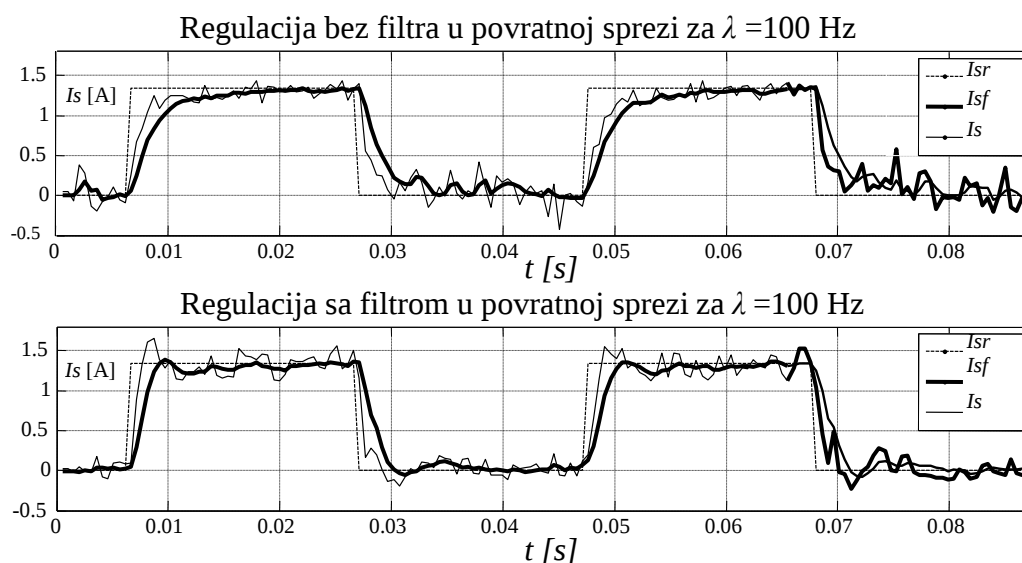
Na početku svakog PWM perioda očita se izmerena struja jednosmernog međukola, a zatim preračunaju fazne struje. Nakon toga, meri se napon jednosmernog međukola koji će se koristiti u naponskom regulatoru i u strujnim regulatorima. Pozicija rotora se meri enkoderom i estimira na osnovu fluksnog regulatora. Izvršavaju se transformacije faznih struja iz trofaznog abc domena u dvofazni stacionarni $\alpha\beta$ domen (Klarkina transformacija), a nakon toga u dvofazni rotacioni dq domen (Parkova transformacija). Zatim se pozivaju dva strujna regulatora koji nezavisno upravljaju dq

komponentama naponskog vektora. Referentne vrenosti komponenti struje statora su one koje su određene u sporijoj brzinskoj petlji. Regulatori menjaju dq komponente vektora napona statora tako da se u što kraćem vremenskom periodu izjednače referentne i izmerene struje. Inverznom Parkovom transformacijom se dq komponente vektora napona transformišu u $\alpha\beta$ kako bi se u impulsno širinskom regulatoru pravilno izabrao sektor i generisala potrebna vremena vođenja tranzistora.

5.3. Eksperimentalni rezultati

U ovom poglavlju će se prvo predstaviti eksperimentalni rezultati podešavanja strujne i brzinske petlje, bez čijeg dobrog rada ni efikasan rad nije moguć. Nako toga predstaviće se zavisnost ulazne snage pri konstantnoj brzini obrtanja od 8000 o/min i za nekoliko različitih opterećenja. Pokazaće se da postoji takav par komponenti vektora struje statora koji omogućuju efikasniji rad pogona. Za konstantno opterećenje i brzinu obrtanja, ukoliko je ulazna snaga manja, efikasnost će biti veća. Takođe, predstaviće se razlika u ostvarenoj efikasnosti prilikom korišćenja standardnog upravljanja IPMSM u oblasti slabljenja polja i predloženog algoritma.

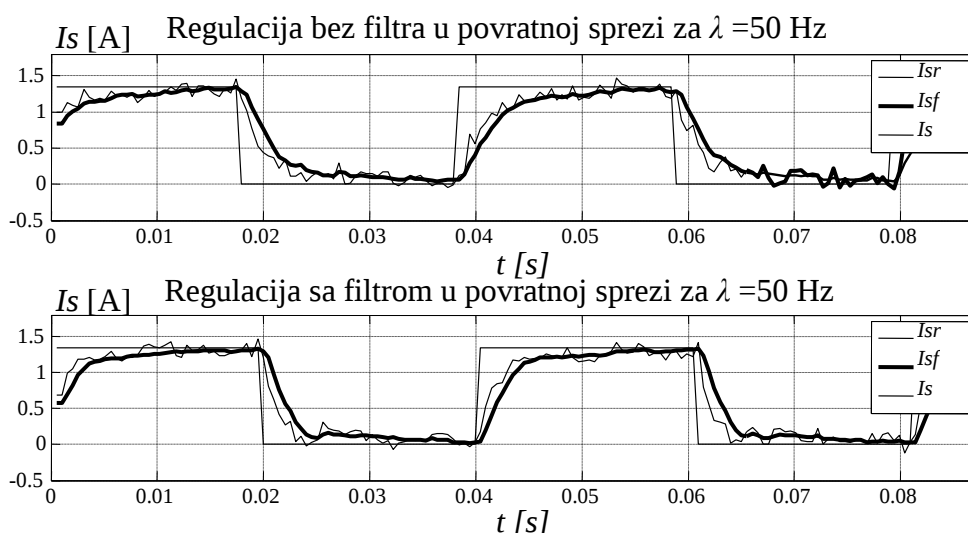
Na slici 5.5 su prikazani odzivi struje na strujni profil koji podrazumeva naizmenično uključenje i isključenje reference struje, I_{sr} , sa periodom promene 20ms. Parametri PI regulatora struje su podešeni po Dalinovom kriterijumu tako da propusni opseg regulacione petlje bude $\lambda=100\text{Hz}$.



Slika 5.5 Eksperimentalni odziv struje na zadati profil primenom Dalinovog algoritma za $\lambda = 100\text{Hz}$, bez (gornji) i sa uključenim filtrom (donji grafik) u povratnoj grani

Jasno je uočljivo prisustvo mernog šuma u signalu struje karakteristično za šant naročito pri niskim vrednostima struje statora. Unošenjem filtra signala struje u povratnu granu dolazi do oscilacija i preskoka signala filtrirane struje I_{sf} i degradacije karakteristika petlje struje. Smanjenjem propusnog opsega petlje λ , može se ostvariti ponovo aperiodičan odziv, ali postoji problem gubitka linearne regulacije ukoliko se ne ustali vrednost struje u toku periode rada brzinskog regulatora.

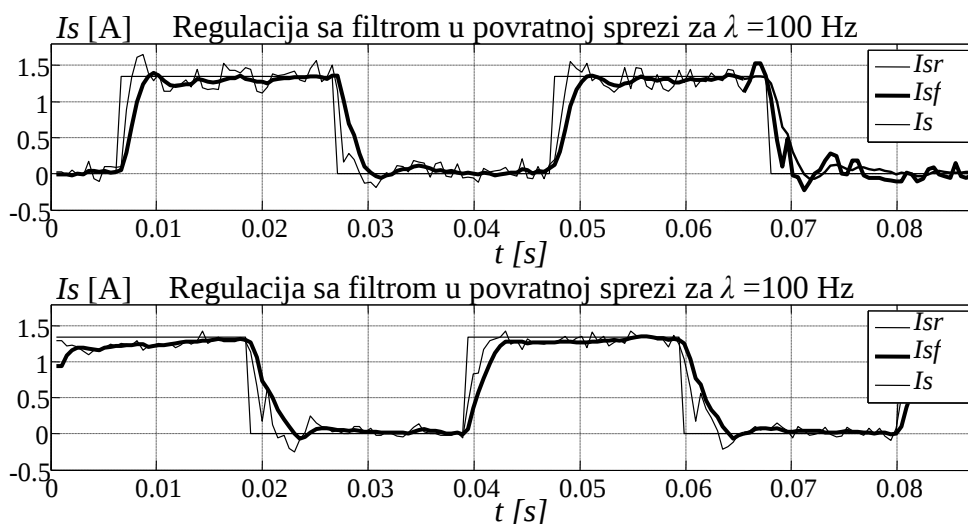
Na slici 5.6 je prikazan slučaj kada je propusni opseg regulacione petlje struje $\lambda=50\text{Hz}$ koji odgovara graničnoj vrednosti propusnog opsega strujne regulacione petlje za periodu rada brzinskog regulatora $T_\omega=20\text{ms}$. Gornji grafik sa slike 5.5 pokazuje značajno manju vrednost signala šuma u merenoj struji. Takođe uticaj filtra na dinamičke performanse odziva struje u povratnoj grani je značajno umanjen.



Slika 5.6 Eksperimentalni odziv struje na zadati strujni profil primenom Dalinovog algoritma za $\lambda = 50\text{Hz}$, bez (gornji) i sa uključenim filtrom (donji grafik) u povratnoj grani

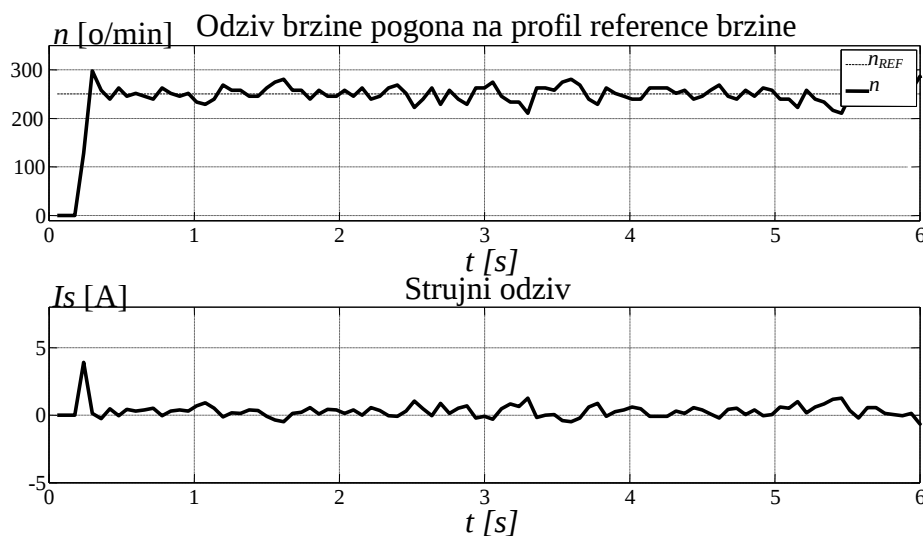
Na slici 5.7 dodatno su prikazani identični odzivi struje I_s i njenog filtarskog ekvivalenta I_{sf} ponovo za propusni opseg $\lambda=100\text{Hz}$, ali u ovom slučaju i sa modifikacijom pojačanja parametara PI regulatora struje. Radi uporedne analize na istoj slici prikazan je i slučaj bez modifikacije pojačanja, gornji grafik, i slučaj sa modifikovanim pojačanjima, grafik dole. Zbog neminovnog postojanja mernog šuma na većem propusnom opsegu uvedena je modifikacija pojačanja u vidu povećanja vrednosti proporcionalnog pojačanja. Motivacija za povećanje proporcionalnog dejstva i zadržavanje vrednosti pojačanja integralnog dejstva kao u prethodnom slučaju se ogleda u činjenici da se upotrebom filtra

strujna grana može dobro aproksimirati filtrom prvog reda sa većom vremenskom konstantom u koju je obuhvaćena i vremenska konstanta filtra. Pošto jedino P dejstvo zavisi od vremenske konstante T_S , na njega je i primenjena modifikacija u vidu povećanja vrednosti.



Slika 5.7 Eksperimentalni odziv struje na zadati strujni profil primenom Dalinovog algoritma za $\lambda = 100$ Hz, sa filtrom u povratnoj grani bez modifikacije (gornji) i sa modifikovanim pojačanjima (donji grafik)

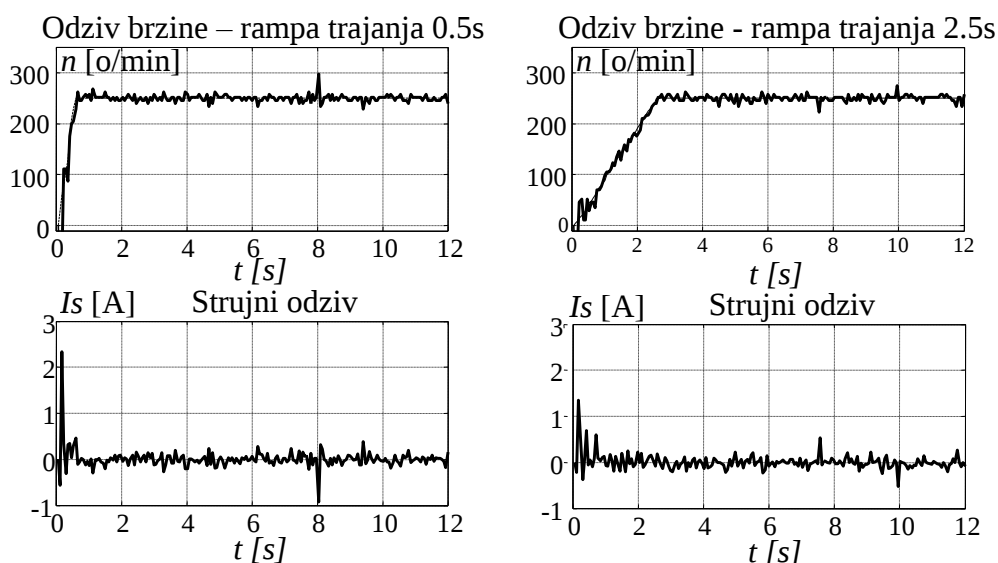
Donji grafik sa slike 5.7 prikazuje aperiodičan odziv željenog propusnog opsega kada su iskorišćeni modifikovana pojačanja PI regulatora brzine. Uočljivo je da su zadržane željene dinamičke performanse odziva strujne petlje čak i uz upotrebu jeftinog strujnog davača u pogonu.



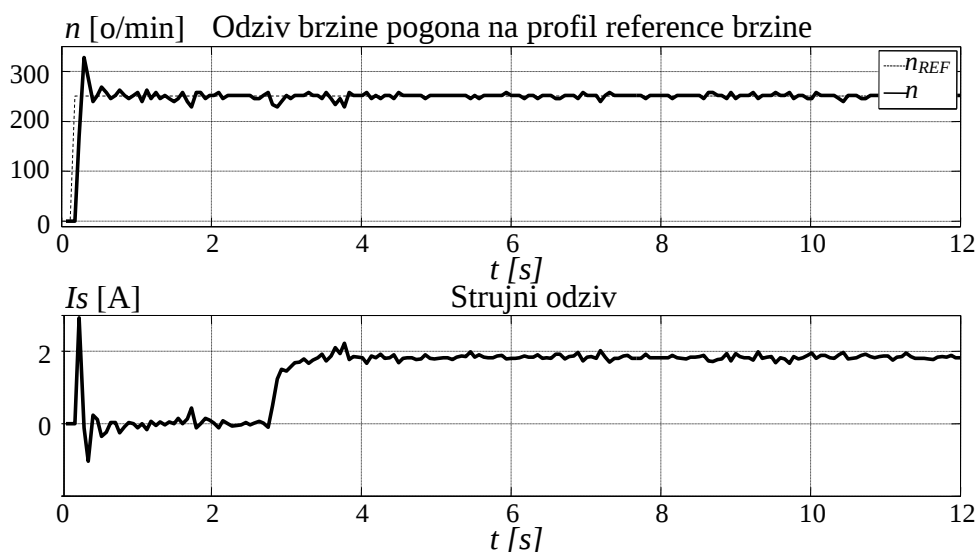
Slika 5.8 Odziv brzine pogona na profil reference brzine, odskočna referenca $n_{REF}=250$ o/min, i korespondentan strujni odziv I_s

Na slici 5.8 prikazan je profil reference brzine na odskočnu pobudu, $n_{ref}=250\text{ o/min}$, gornji grafik, sa parametrima podešenim po kriterijumu uspostavljanja kritično aperiodičnog odziva. Može se uočiti izvestan preskok brzine, n , uglavnom zbog nemodelovane dinamike strujne petlje prilikom sinteze parametara brzinskog PI regulatora. Uočena su znatna strujna dinamička naprežanja, donji grafik, na malu odskočnu referencu. Iz tog razloga najčešće se pogon zaleće referencom brzine tipa rampa funkcije.

Na slici 5.9 prikazani su identični odzivi brzina i struja za različite nagibe rampa funkcije, grafici levo za rampu trajanja 0,5s i grafici desno za rampu trajanja 2,5s. Manja dinamička opterećenja su jasno uočljiva u odnosu na ista naprežanja sa slike 5.8. Manjem nagibu rampe odgovaraju niže vršne vrednosti struje ali se pogon duže zaleće. Dodatno, na slici 5.10 se vidi da ne postoji statička greška brzine niti prilikom opterećenja pogona. Potiskivanje ovog poremećajnog ulaza je jasno uočljivo dok su dinamičke performanse odziva brzine zadržane.

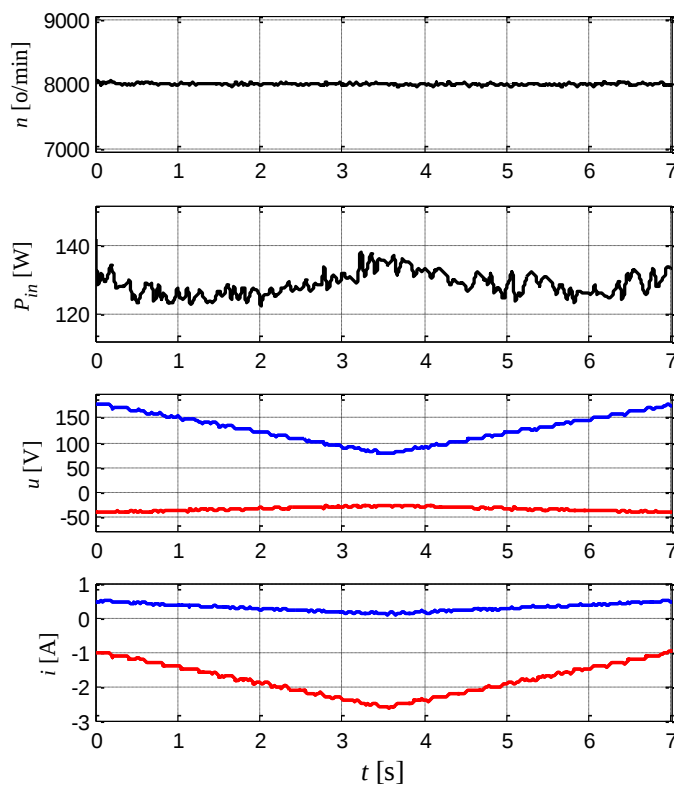


Slika 5.9 Odzivi brzine (gornji) i struje (donji grafici) pogona na profile brzine, referenca brzine 250 o/min tipa rampa funkcije trajanja 0.5s, grafici levo, i 2.5s, grafici desno

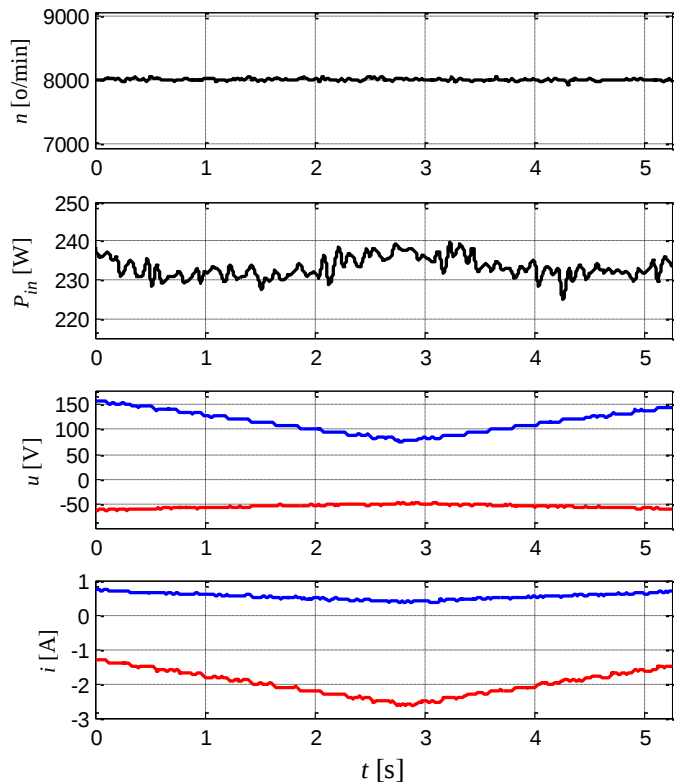


Slika 5.10 Odziv brzine obrtanja motora i struje statora prilikom testa opterećenja u vidu odskočne reference u vremenskom trenutku 3s

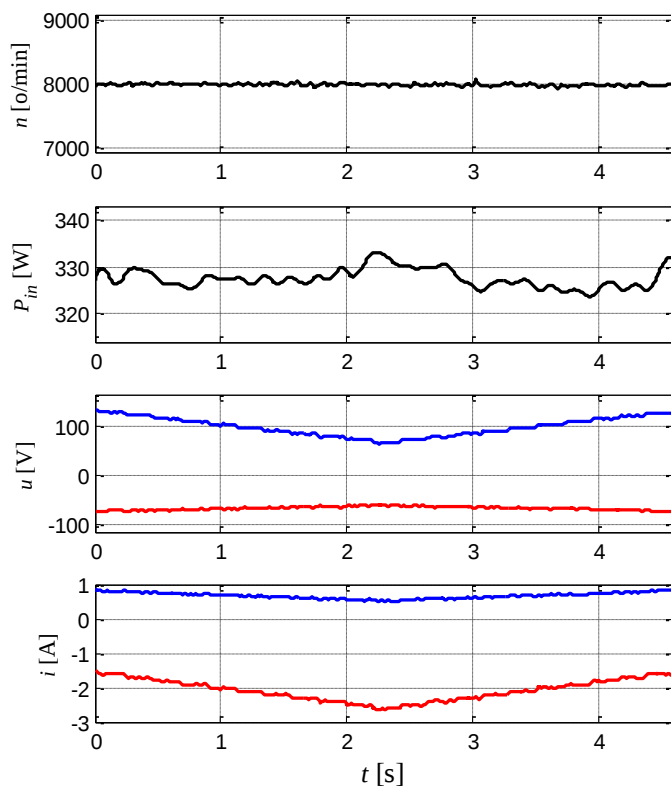
Na slikama 5.11 – 5.14 eksperimentalno je pokazano da postoji minimum gubitaka u motoru, tj. minimum ulazne snage, u zavisnosti od struje i_d na željenoj brzini i pri različitim opterećenjima. Motor se neopterećen zaleti do željene brzine, u ovom slučaju 8000 o/min. Kada motor dostigne željenu brzinu, elektromagnetskom kočnicom se zadaje momenat opterećenja na vratilu motora. Kada sistem uđe u stacionarno stanje zadata vrednost struje i_d smanjuje se za određenu vrednost ($\Delta i_d = 0,1$ A) i čeka se da se uspostavi novo ustaljeno stanje sistema. Ova procedura se ponavlja određeno vreme, a zatim se struja povećava za isti korak. Iscrtavanjem grafika ulazne snage u motoru u zavisnosti od struje i_d određuje se vrednost struje i_d za koju su ukupni gubici u motoru minimalni, odnosno minimalna ulazna snaga. Snaga se u okviru programa, u svakom PWM prekidu, izračunava na osnovu merenih vrednosti struja i_d , (crvena) i i_q (plava) i zadatih vrednosti napona u_d (crvena) i u_q (plava). Opterećenja pri kojima su vršena ispitivanja su redom: 0,11 Nm, 0,22 Nm, 0,33 Nm i 0,42 Nm.



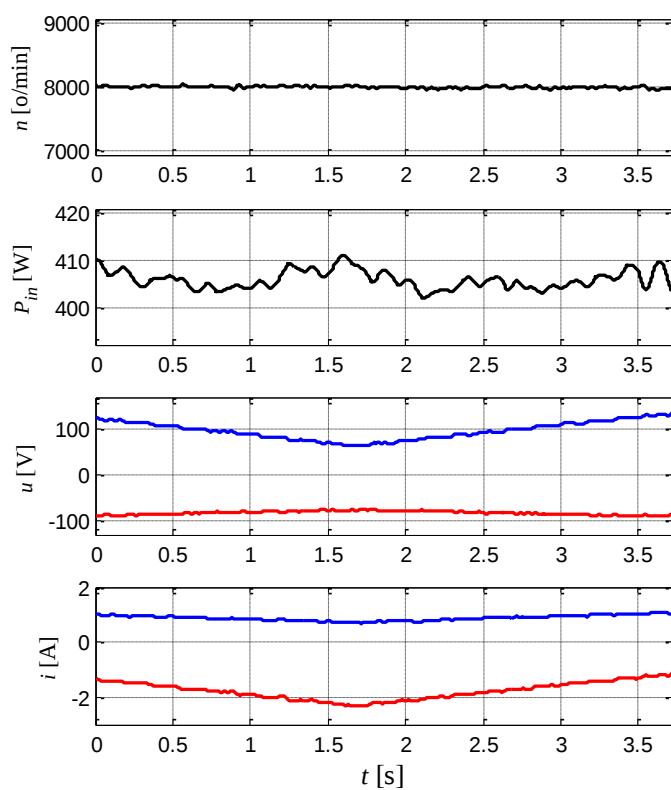
Slika 5.11 Zavisnost ulazne snage, napona i struje q ose od promene struje d ose pri brzini obrtanja od 8000 o/min i opterećenju 0,11 Nm



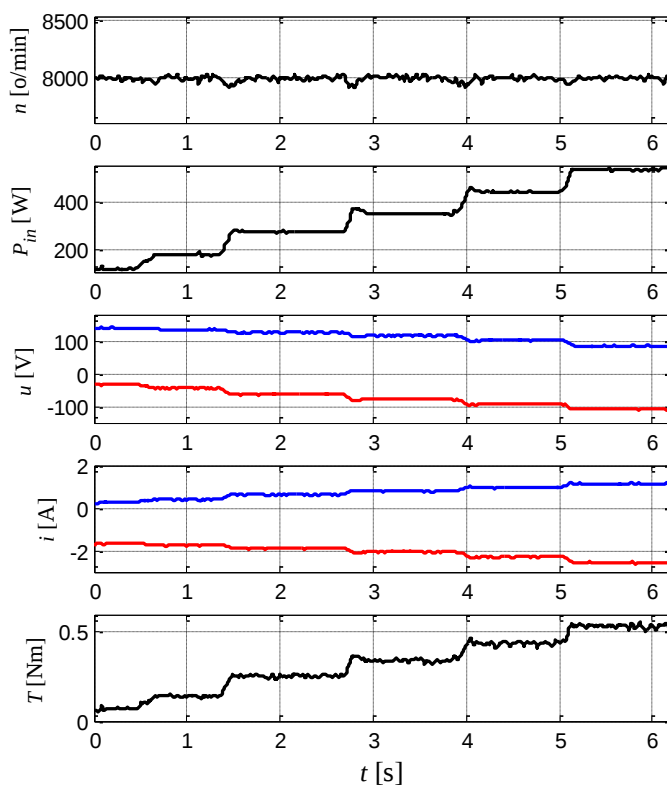
Slika 5.12 Zavisnost ulazne snage, napona i struje q ose od promene struje d ose pri brzini obrtanja od 8000 o/min i opterećenju 0,22 Nm



Slika 5.13 Zavisnost ulazne snage, napona i struje q ose od promene struje d ose pri brzini obrtanja od 8000 o/min i opterećenju 0,33 Nm



Slika 5.14 Zavisnost ulazne snage, napona i struje q ose od promene struje d ose pri brzini obrtanja od 8000 o/min i opterećenju 0,4 Nm

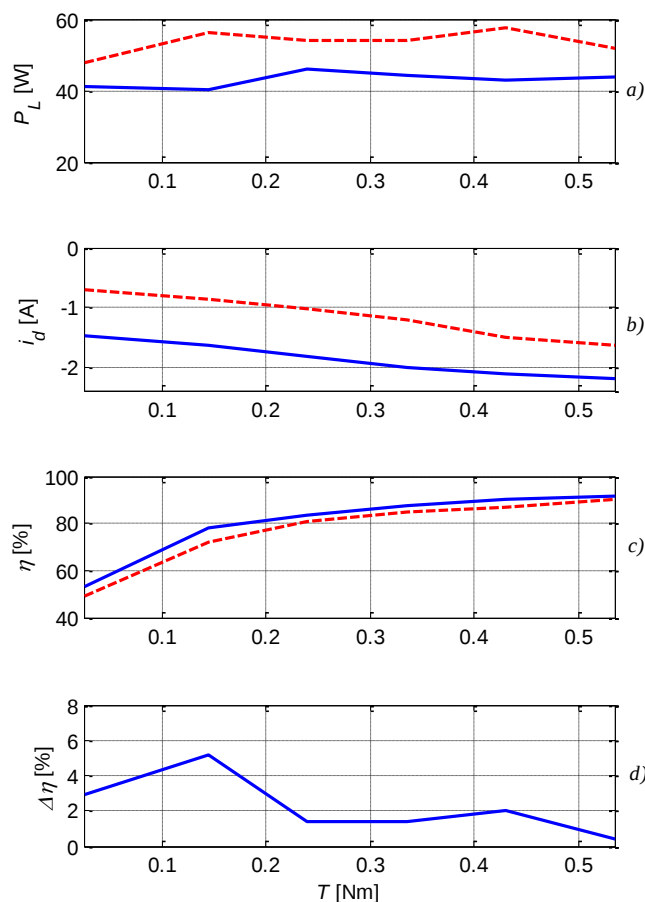


Slika 5.15 Opterećenje motora pri brzini 8000 o/min

Na slici 5.15 prikazani su odzivi brzine, struja i_d , (crvena) i i_q (plava) i zadatih vrednosti napona u_d (crvena) i u_q (plava), pri brzini obrtanja od 8000 o/min, korišćenjem predložene šeme upravljanja. Momenat opterećenja je menjan u koracima od približno 0,1 Nm. Vidi se da pri promeni momenta dođe do narušavanja momentne ravnoteže i pogon usporava. Ovo izaziva reakciju regulatora brzine koji, usled nove greške brzine, uvećava zadati momenat i brzina dostiže referentnu vrednost. Takođe, može se videti da je odziv brzine aperiodičan.

Na slici 5.15 prikazni su eksperimentalni rezultati kontrolabilnih električnih gubitaka kao funkcija opterećenja pri brzini 8000 o/min. Predstavljeni rezultati dva kontrolna metoda: standardnog, koji je na ovoj brzini uvek u naponskom limitu (crveno, isprekidano) i predloženog GPSO algoritma (plavo, puno). Može se primetiti da su kontrolabilni gubici uvek manji kada se koristi referentni vektor statorske struje generisan GPSO algoritmom. Generalno, struja d - ose generisana GPSO algoritmom je uvek više negativna, što dovodi do smanjenja fluksa u motoru, a samim tim i do manjih gubitaka u gvožđu. U isto vreme se povećaju gubici u bakru, ali su ukupni kontrolabilni gubici manji. Zbog činjenice da su gubici u gvožđu dominantni pri velikim brzinama očigledno je da

korišćenje GPSO algoritma dovodi do povećanja efikasnosti pri velikim brzinama. Postoje određene razlike u gubicima P_L između simulacionih (slika 4.11) i eksperimentalnih rezultata zbog nemodelovanih gubitaka usled trenja i ventilacije. Vidi se da pri svakom opterećenju pri brzini od 8000 o/min korišćenje predložene šeme upravljanja povećava efikasnost pogona. Poboljšanja su veća pri manjim opterećenjima i idu do 5,5 %.



Slika 5.16 Eksperimentalni rezultati predložene i standardne metode pri 8000 o/min, a) snaga gubitaka, b) struja i_{sd} , c) efikasnost, d) povećanje efikasnosti

6. ZAKLJUČAK I PRAVCI DALJEG ISTRAŽIVANJA

Cilj istraživanja u okviru ove doktorske disertacije je povećanje energetske efikasnosti pogona sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima na rotoru pri velikim brzinama obrtanja. Na osnovu dela hipoteze koji kaže: “*Energetsku efikasnost pogona sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima je moguće dodatno uvećati poboljšanjima u razvoju digitalnih upravljačkih algoritama.*”, urađena su istraživanja u cilju prikazivanja razlike između gubitaka koji se javljaju prilikom standardnog i poboljšanog algoritma upravljanja. Prikazani su matematički modeli pogonskog pretvarača i sinhronog motora sa stalnim magnetima na rotoru na osnovu kojih se može analizirati rad celog pogona pri različitim uslovima rada. Uz minimalne izmene, model se može primeniti i pri istraživanju algoritama koji uvećavaju energetska efikasnost drugih tipova motora naizmenične struje, kao što asinhroni motori i sinhroni reluktantni motori. Takođe, predstavljeni su i prošireni matematički modeli motora sa uključenim gubicima u gvožđu.

Kontrolabilni gubici u motorima naizmenične struje su gubici u bakru i gubici u gvožđu. Računarskim simulacijama pokazano je da postoji mogućnost smanjenja kontrolabilnih gubitaka u naizmeničnim motorima korišćenjem odgovarajućih komponenti vektora struje statora. Detaljno je analizirana dostupna literatura i data je opšteprihvaćena podela metoda za povećanje efikasnosti na metode zasnovane na algoritmima pretrage i metode zasnovane na modelu. Prva grupa metoda je nezavisna od modela motora i uključuje gubitke u invertoru, ali u nekim slučajevima, u stacionarnom

stanju, dovodi do pojave oscilacija u momentu. Kod druge grupe modeluju se gubici i potrebno je poznavati parametre motora (i pretvarača) tokom upravljanja pogonom.

U ovoj doktorskoj disertaciji predstavljen je metod pogodan za izbor referentnih vrednosti komponenata vektora struje statora kojima se obezbeđuje efikasniji rad pogona sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima na rotoru. Metod koji se zasniva na populacionom algoritmu roja čestica, baziran je na modelu sistema. Algoritam roja čestica nalazi primenu u mnogim inženjerskim problemima, pa je kao takav pogodan i za povećanje efikasnosti pogona sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima. Kriterijumska funkcija optimizacionog algoritma je izraz za ukupne kontrolabilne gubitke motora. Prilikom generisanja optimalnih komponenti vektora struje statora, uvažena je promena induktivnosti sa opterećenjem, kao i promena otpornosti, kojom su modelovani gubici u gvožđu, sa brzinom. Na brzinama manjim od nominalne dominantno je strujno ograničenje, dok je na velikim brzinama dominantno naponsko ograničenje. Oba ograničenja su uvažena prilikom generisanja optimalnih rešenja. Za širok opseg brzine i opterećenja *offline* su generisana optimalna rešenja, a zatim sačuvana u uporednim tabelama. Korišćenjem ovako generisanih referentnih komponenti vektora struje statora pogon postaje efikasniji kako u praznom hodu, tako i prilikom opterećenja i, na malim i, na velikim brzinama obrtanja.

Predstavljeni metod je pogodan za generisanje optimalnih komponenti vektora struje statora i drugih tipova motora naizmenične struje kao što su asinhroni motori i sinhroni reluktantni motori. Ono što se razlikuje kod ovih tipova motora je kriterijumska funkcija, tj. model kontrolabilnih gubitaka i ograničenja koja se moraju uvažiti.

Razvijen je program u programskom jeziku C optimiziran za rad na mikrokontroleru, kojim se realizuje energetski efikasno upravljanje pogonom sa PMSM u realnom vremenu. Program je moguće parametrizovati, tj. uz minimalne izmene primeniti na nekom drugom pogonu sa sinhronim motorom sa stalnim magnetima. Na osnovu eksperimentalnih analiza rada pogona pokazano je da su parametri strujnih i brzinskih regulatora podešeni tako da se ima aperiodičan odziv koji je očekivan. Takođe, predstavljen je rad pogona pri velikim brzinama obrtanja i pokazano da se korišćenjem predloženog algoritma mogu ostvariti uštede u potrošenoj energiji u odnosu na upravljanje sa naponskim limitom.

Pravci daljeg razvoja biće usmereni ka daljoj integraciji predloženog metoda za povećanje energetske efikasnosti elektromotornih pogona. Proučiće se mogućnost primene u pogonima električnih i hibridnih automobila, u kojima je svaki uštedeni vat bitan, kako bi se omogućila što veća autonomija.

7. LITERATURA

- [1] M. Gecic, M. Kapetina, D. Marcetic, "Energy Efficient Control of High Speed IPMSM Drives - A Generalized PSO Approach," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol.16, no.1, pp.27-34, 2016.
- [2] Gecić M., Marčetić D., Vasić V., Krčmar I., Matić P, "Towards an Improved Energy Efficiency of the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," *Serbian Journal of electrical engineering*, vol.11, no.2, 2014.
- [3] Gecić M., Kapetina M., Popović V., Marčetić D., "Particle Swarm Optimization Based Energy Efficiency Method for High Speed IPMSM Drives," 10. INDEL, Banja Luka, 6-8 Novembar, 2014
- [4] D. Maheswaran, V. Rangaraj, K. K. J. Kailas and W. A. Kumar, "Energy efficiency in electrical systems," 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Bengaluru, 2012, pp. 1-6.
- [5] M. Y. Hassan, M. S. Majid and H. A. Rahman, "Application of energy efficient motor in Malaysian industries," *TENCON 2000. Proceedings*, Kuala Lumpur, 2000, pp. 97-102 vol.2.
- [6] D. Vanhooydonck, W. Symens, W. Deprez, J. Lemmens, K. Stockman and S. Dereyne, "Calculating energy consumption of motor systems with varying load using iso efficiency contours", *Inter. Conf. IEEE-ICEM*, pp. 1-6, 2010.
- [7] M. Kostic, M. Ivanovic and S. Minic, "Reduction of electric energy consumption in induction motor drives by setting supply voltage", *Inter. Symposium IEEE-EFEA*, pp. 128-133, 2012.
- [8] Standard IEC 60034-30, 2010: Rotating electrical machines - Part 30: Efficiency classes of single speed three-phase cage induction motors.
- [9] Direktiva 2005/32/EC, Commission of the European Communities with regard to ecodesign requirements for electric motors and their variable speed drives, Brussels 2005.
- [10] Siemens – Energy efficient drives. Answers for industry, 2009.
- [11] Slobodan N. Vukosavić, "Digitalno upravljanje električnim pogonima", *Akadska Misao*, Beograd, 2003.
- [12] Marčetić P. Darko, "Mikroprocesorsko upravljanje energetskim pretvaračima", Novi Sad: Fakultet tehničkih nauka, 2012.

- [13] H. Nak, M. O. Gülbahce, M. Gokasan and A. F. Ergene, "Performance investigation of extended Kalman filter based observer for PMSM using in washing machine applications," 2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, 2015, pp. 618-623.
- [14] Changpan Zhou, Jianyong Su and Guijie Yang, "Flux-weakening control of PMSM for washing machine applications," Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International, Harbin, China, 2012, pp. 530-534.
- [15] "Sensorless PMSM Control for an H-axis Washing Machine Drive", Freescale Semiconductor, 2010.
- [16] G. Feng, W. Qi, B. Zhang and C. Li, "Analysis and comparison of three-phase variable frequency PMSM with single-phase induction motor in household appliances," 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Beijing, 2011, pp. 1-5.
- [17] Kunter M. S., Schoenen T., Hoffmann W., De Doncker R.W.: IPMSM Control Regime for a Hybrid-Electric Vehicle Application, eMobility - Electrical Power Train, VDE-Kongress, 2010.
- [18] Peters W., Huber T., Böcker J., Control Realization for an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) in Automotive Drive Train, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe), 2011.
- [19] S. Günther, S. Ulbrich and W. Hofmann, "Driving cycle-based design optimization of interior permanent magnet synchronous motor drives for electric vehicle application," 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Ischia, 2014, pp. 25-30.
- [20] Naizheng Cui, Guijie Yang, Yajing Liu and Pinzhi Zhao, "Development of an FPGA-based high-performance servo drive system for PMSM," 2006 1st International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics, Harbin, 2006, pp. 6 pp.-886.
- [21] T. Herold, E. Lange and K. Hameyer, "System Simulation of a PMSM Servo Drive Using Field-Circuit Coupling," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 5, pp. 938-941, May 2011.
- [22] F. F. M. El-Sousy, "Intelligent Optimal Recurrent Wavelet Elman Neural Network Control System for Permanent-Magnet Synchronous Motor Servo Drive," in IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 9, no. 4, pp. 1986-2003, Nov. 2013.
- [23] S. Vukosavić, "Električne mašine", Akademska misao, Beograd, 2010.
- [24] R. Krishnan, "Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives", CRC Press, 2010.
- [25] Gecić M., Marčetić D., Katić V., Matić P., "Pregled metoda za optimizaciju gubitaka sinhronih motora sa stalnim magnetima," Naučno–stručni simpozijum Energetska efikasnost – ENEF 2013, Banja Luka, Bosna i Hercegovina, 22-23 Novembar, 2013
- [26] Zhu, Z.Q.; Gong, L.M., "Improved sensorless operation of permanent magnet brushless AC motors based on online optimal efficiency control," 2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), vol., no., pp.1591,1596, 15-18 May 2011.
- [27] Vaez, S.; John, V.I.; Rahman, M.A., "An on-line loss minimization controller for interior permanent magnet motor drives," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.14, no.4, pp.1435,1440, Dec 1999.

- [28] Chan, C.C.; Chau, K.T., "An advanced permanent magnet motor drive system for battery-powered electric vehicles," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.45, no.1, pp.180,188, Feb 1996.
- [29] R.S. Colby and D.W. Novotny, "An efficiency-optimization permanent-magnet synchronous motor drive", IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 24, no. 3, pp. 462-469, 1988.
- [30] M. Cao, "Online loss minimization control of ipmsm for electric scooters", Conf. Rec. IEEE-IPEC, pp. 1388-1392, 2010.
- [31] M. Meyer and J. Bocker, "Optimum control for interior permanent magnet synchronous motor (ipmsm) in constant torque and flux weakening range", Inter. Conf. IEEE-PEMC, pp. 282-286, 2006.
- [32] E.S. Sergaki, P.S. Georgilakis, A.G. Kladas and G.S. Stavrakakis, "Fuzzi logic based online electromagnetic loss minimization of permanent magnet synchronous motor drives", Inter. Conf. IEEEICEM, pp. 1-7, 2008.
- [33] X. Cao and L. Fan, "Efficiency-optimized vector control of pmsm drive for hybrid electric vehicle", Inter. Conf. IEEE-ICMA, pp. 423-427, 2009.
- [34] M. Cao and N. Hoshi, "Electrical loss minimization strategy for interior permanent magnet synchronous motor drives", Conf. IEEE-VPCC, pp. 1-6, 2010.
- [35] Bojoi, R.; Pastorelli, M.; Bottomley, J.; Giangrande, P.; Gerada, C., "Sensorless control of PM motor drives — A technology status review," 2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), vol., no., pp.168,182, 11-12 March 2013.
- [36] Jang-Mok Kim; Seung-Ki Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, no.1, pp.43,48, Jan/Feb 1997.
- [37] Morimoto, S.; Tong, Y.; Takeda, Y.; Hirasu, T., "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.41, no.5, pp.511,517, Oct 1994.
- [38] Sung-Yoon Jung; Jinseok Hong; Kwanghee Nam, "Copper loss minimizing torque control of IPMSM based on flux variables," 2013 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), vol., no., pp.1174,1179, 12-15 May 2013.
- [39] Patel, B.; Uddin, M.N., "Development of a nonlinear loss minimization control of an IPMSM drive with flux estimation," 2013 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), vol., no., pp.1196,1203, 12-15 May 2013.
- [40] M. N. Uddin and J. Khastoo, "Fuzzy Logic Based Efficiency Optimization and Improvement of Dynamic Performance of IPM Synchronous Motor Drive", in IEEE-IAS, 2012, pp. 1-8.
- [41] D. Sun and J. Zhu, "Efficient-Optimization Strategy Based on Back Propagation for Vector Controlled PMSM Drives," 2010 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA), Changsha, 2010, pp. 196-199.
- [42] Botan, C.; Ratoi, M.; Ostafi, F.; Horga, V., "Minimum energy control of servo drive systems with PMSM," 2010 International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), vol., no., pp.19,23, 14-16 June 2010.
- [43] C. Cavallaro, A. O. D. Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo and M. Trapanese, "Efficiency Enhancement of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives by Online Loss Minimization Approaches", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 4, pp. 1153-1160, Aug. 2005.
- [44] Y. Jeong, S. Sul, S. Hiti and K. M. Rahman, "Online Minimum-Copper-Loss Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for Automotive

- Applications," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 5, pp. 1222-1229, Sept.-Oct. 2006.
- [45] Rabiei, A.; Thiringer, T.; Lindberg, J., "Maximizing the energy efficiency of a PMSM for vehicular applications using an iron loss accounting optimization based on nonlinear programming," 2012 XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), vol., no., pp.1001,1007, 2-5 Sept. 2012.
- [46] J. W. Kolar, F. C. Zach and F. Casanellas, "Losses in PWM inverters using IGBTs," in IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 142, no. 4, pp. 285-288, Jul 1995.
- [47] IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters, Application Note V1,1, Infineon, January 2009. Dostupno na: <https://www.element14.com/community/docs/DOC-20553/1/igbt-power-losses-calculation-using-the-data-sheet-parameters>
- [48] Applying IGBTs, Application Note 5SYA 2053-04, ABB. Dostupno na: https://library.e.abb.com/public/ab119704d4797bc283257cd3002ac5e0/Applying%20IGBTs_5SYA%202053-04.pdf
- [49] Pohlenz, D.; Bocker, J., "Efficiency improvement of an IPMSM using Maximum Efficiency operating strategy," 2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), vol., no., pp.T5-15,T5-19, 6-8 Sept. 2010.
- [50] Junggi Lee; Kwanghee Nam; Seoho Choi; Soonwoo Kwon, "A Lookup Table Based Loss Minimizing Control for FCEV Permanent Magnet Synchronous Motors," Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE , vol., no., pp.175,179, 9-12 Sept. 2007.
- [51] Zhou, Guangxu ; Ahn, Jin-Woo, "A Novel Efficiency Optimization Strategy of IPMSM for Pump Applications, " Journal of electrical engineering & technology, vol. 4, no. 4, pp. 515-520, 2009.
- [52] Z.Q. Zhu, Y.S. Chen, and D. Howe, "Online optimal flux-weakening control of permanent-magnet brushless AC drives," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 36, pp. 1661-1668, November/December 2000.
- [53] Jung-Sik Yim; Seung-Ki Sul; Bon-Ho Bae; Patel, N.R.; Hiti, S., "Modified Current Control Schemes for High-Performance Permanent-Magnet AC Drives With Low Sampling to Operating Frequency Ratio," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.45, no.2, pp.763,771, March-april 2009.
- [54] M. N. Uddin and R. S. Rebeiro, "Online Efficiency Optimization of a Fuzzy-Logic-Controller-Based IPMSM Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 2, pp. 1043-1050, Mar./Apr. 2011.
- [55] M. A. Mannan, T. Murata, J. Tamura and T. Tsuchiya, "Efficiency Optimized Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives Based on Optimal Regulator Theory", Proc. Of ICCE, Japan, vol. 1, 2004, pp. 601-606.
- [56] M. Zamanifar and S. Vaez-Zadeh, "Loss Minimization Sliding Mode Control of IPM Synchronous Motor Drives", SID Journal of Trans. On Elect. Tech., vol. 2, no. 2, Spring 2010 pp. 67-73.
- [57] O. Ojo, F. Osaloni, Z. Wu and M. Omoigui, "A Control Strategy for Optimum Efficiency Operation of High Performance Interior Permanent Magnet Motor Drives", in Conference Record of the Industry Applications Conference, vol. 1, pp. 604-610, Oct. 2003.
- [58] C. Mademlis, I. Kioskeridis and N. Margaris, "Optimal Efficiency Control Strategy for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. Energy Conv., vol. 19, no. 4, pp. 715-723, Dec. 2004.

- [59] F. F. Bernal, A. G. Cerrada and R. Faure, "Loss-Minimization Control of Synchronous Machines with Constant Excitation", in Conf. IEEE-PESC, 1998, vol. 1, pp. 132-138
- [60] F. F. Bernal, A. G. Cerrada and R. Faure, "Model-Based Loss Minimization for DC and AC Vector-Controlled Motors Including Core Saturation", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 3, May/Jun. 2000, pp.755-763.
- [61] M. N. Uddin and F. Abera, "Online loss Minimization Vector Control of IPMSM Drive", in Inter. Conf. IEEE-IEMDC, 2009, pp. 30-35.
- [62] M. N. Uddin and F. Abera, "Development of a Model Based Efficiency Optimization for IPMSM Drive", in Conf. IEEE-CCECE, 2009, pp. 837- 840.
- [63] A. Schramm and H. Lanfer, "An Offline Optimization Method for Efficiency Optimized Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines", in Inter. Conf. IEEE-AIM, 2011, pp. 86-91.
- [64] C. Mademlis and N. Margaris, "Loss Minimization in Vector-Controlled Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 6, Dec. 2002, pp. 1344-1347.
- [65] J. Lee, K. Nam, S. Choi and S. Kwon, "Loss-Minimizing Control of PMSM With the Use of Polynomial Approximations", IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 4, pp. 1071-1082, Apr. 2009.
- [66] A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba and M. Cacciato, "Range Extended Efficiency Optimization Technique for Scalar IPMSM Drives", in Inter. Conf. IEEE-PEMC, 2010, pp. S:10-7-S:10-14.
- [67] N. Urasaki, T. Senjyu and K. Uezato, "Neural Network Based High Efficiency Drive for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Compensating EMF Constant Variation", in Conf. IEEE-PCC, 2002, pp. 1273-1278.
- [68] S. Vaez-Zadeh, M. Zamanifar and J. Soltani, "Nonlinear Efficiency Optimization Control of IPM Synchronous Motor Drives with Online Parameter Estimation", in Conf. IEEE-PESC, 2006, pp. 1-6.
- [69] M. N. Uddin and S. W. Nam, "Development of a Nonlinear and Model- Based Online Loss Minimization Control of an IM Drive", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 23, no. 4, pp. 1015-1024, Dec. 2008.
- [70] M. N. Uddin, R. S. Rebeiro and S. H. Lee, "Online Efficiency Optimization of an IPMSM Drive Incorporating Loss Minimization Algorithm and an FLC as Speed Controller", in IEEE-ISIE, 2009, pp. 1263-1268.
- [71] Windisch T., Hofmann W.: Loss Minimization of an IPMSM Drive Using Pre-Calculated Optimized Current References, 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2011.
- [72] V. Vučković, "Električni pogoni", Akademski misao, Beograd, 2002.
- [73] Aleksandar Erdeljan, Darko Čapko, "Modelovanje i simulacija sistema: sa primerima", Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, 2015.
- [74] P. Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, 1998.
- [75] Lin, S.; Wu, T.X.; Zhou, L.; Moslehy, F.; Kapat, J.; Chow, L., "Modeling and Design of Super High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)," Aerospace and Electronics Conference, 2008. NAECON 2008. IEEE National , vol., no., pp.41,44, 16-18 July 2008.
- [76] Jerkan D., Gecić M., Marčetić D., "IPMSM Inductances Calculation Using FEA," 10. INDEL, Banja Luka, 6-8 Novembar, 2014

- [77] T. Sebastian, "Temperature effects on torque production and efficiency of PM motors using NdFeB magnets," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 353-357, Mar/Apr 1995.
- [78] Martin Ganchev, Christian Kral, Helmut Oberguggenberger and Thomas Wolbank, "Sensorless rotor temperature estimation of permanent magnet synchronous motor", *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2018-2023, 2011.
- [79] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pp. 240–247, Mar./Apr. 1995.
- [80] D. Reigosa, P. García, D. Raca, F. Briz, and R. D. Lorenz, "Measurement and adaptive decoupling of cross-saturation effects and secondary saliencies in sensorless-controlled IPM synchronous machines," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, Sep. 2007, pp. 2399–2406.
- [81] D. Raca, P. García, D. Reigosa, F. Briz, and R. D. Lorenz, "A comparative analysis of pulsating versus rotating vector carrier signal injection based sensorless control," in *Proc. IEEE APEC*, Feb. 2008, pp. 879–885.
- [82] M. N. Uddin and B. Patel, "Adaptive neuro-fuzzy and loss minimization based high performance control of IPMSM," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, 2015, pp. 358-365.
- [83] M. A. Rahman, M. Vilathgamuwa, M. N. Uddin and K. J. Tseng, "Nonlinear Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 2, pp. 408-416, March/April 2003.
- [84] A. Rubaai, D. Ricketts and M. D. Kankam, "Development and Implementation of an Adaptive Fuzzy-Neural Network Controller for Brushless Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 441-447, March/April 2002.
- [85] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Wide-Speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, pp. 920-926, July/August 1994.
- [86] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, pp. 1632-1637, November/December 1994.
- [87] Y.A.-R.I. Mohamed and T.K. Lee, "Adaptive self-tuning MTPA vector controller for IPMSM drive system," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 21, pp. 636-644, September 2006.
- [88] S. Bolognani, L. Peretti, and M. Zigliotto, "Online MTPA control strategy for DTC synchronous-reluctance-motor Drives," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 26, pp. 20-28, January 2011.
- [89] R. Antonello, M. Carraro, and M. Zigliotto, "Maximum-torque-per-ampere operation of anisotropic synchronous permanent-magnet motors based on extreme seeking control," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 5086-5093, Sep. 2014.
- [90] S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo, and L. Sgarbossa, "Automatic tracking of MTPA trajectory in IPM motor drives based on AC current injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, pp. 105-114, Jan. 2011.
- [91] S. Kim, Y.-D. Yoon, S.-K. Sul, and K. Ide, "Maximum torque per ampere (MTPA) control of an IPM machine based on signal injection considering inductance saturation," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 28, pp. 488-497, January 2013.

- [92] D. Anton, K. Youn-gwan, L. Sang-joon, and L. Sang-taek, "Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives," in Proc. IEEE Ind. Electron. Conf., 2008, pp. 1355-1360.
- [93] K.-W. Lee, and S. B. Lee, "MTPA operating point tracking control scheme for vector controlled PMSM drives," in Proc. IEEE Symp. Power Electron. Electr. Drives Autom. Motion, 2010, pp. 24-28.
- [94] Masaru Hasegawa, Satoshi Yoshioka, and Keiju Matsui, "Position Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Using Unknown Input Observer for High-Speed Drives", IEEE Trans. on Ind. App., Vol. 45, No. 3, May/June 2009.
- [95] Gecić M., Oros Đ., Marčetić D., Božić M., Varga R., "Performance Evaluation of HF Test Signal Based Sensorless Method for IPMSM in the Presence of Cross-Coupling Inductance, " 9. INDEL, Banja Luka, 1-3 Novembar, 2012.
- [96] Popović V., Gecić M., Oros Đ., Marčetić D., "Full order IPMSM observer using extended back-emf in stationary reference frame," 18th International Symposium on Power Electronics – Ee 2015, Novi Sad, Serbia, October 28th - October 30th, 2015
- [97] Bon-Ho Bae; Seung-Ki Sul; Jeong-Hyeck Kwon; Ji-Seob Byeon, "Implementation of sensorless vector control for super-high-speed PMSM of turbo-compressor," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.39, no.3, pp.811,818, May-June 2003
- [98] Holtz, J., "Sensorless Control of Induction Machines—With or Without Signal Injection?," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.53, no.1, pp.7,30, Feb. 2006
- [99] Bolognani, S.; Oboe, R.; Zigliotto, M., "Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.46, no.1, pp.184,191, Feb 1999
- [100] Li Yongdong; Zhu Hao, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor — a survey," Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE , vol., no., pp.1,8, 3-5 Sept. 2008
- [101] Dahlin E.B., "Designing and tuning digital controllers, Part I and II , Instrum. Control. Systems," vol. 41, pp. 77-83 and pp. 87-91, June and July 1968.
- [102] M. R. Stojic, S. N. Vukosavic, "Design of microprocessor-based system for positioning servomechanism with induction motor," IEEE Trans. Ind. Electronics, pp 369-378, vol. 38, No. 5, October 1991.
- [103] J. Stumper, A. Dotlinger, J. Jung, and R. Kennel, "Predictive control of a permanent magnet synchronous machine based on real-time dynamic optimization," in, Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), Aug 2011, pp. 1–8.
- [104] S. Odhano, R. Bojoi, A. Boglietti, G. Griva, and S. Rosu, "Maximum efficiency per torque direct flux vector control of induction motor drives," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE, Sept 2014, pp. 1293–1300.
- [105] Peters W.: Wirkungsgradoptimale Regelung von permanenterregten Synchronmotoren in automobilen Traktionsanwendungen unter Berücksichtigung der magnetischen Sättigung, Dr.-Ing.-Thesis, Paderborn University, 2015
- [106] Peters W., Wallscheid O., Bocker, J.: A Precise Open-Loop Torque Control for an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) Considering Iron Losses, 38th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2012.
- [107] Gecić M., Matić P., Katić V., Krčmar I., Marčetić D., Cvetičanin S., "Evaluation of Energy Efficiency of HighSpeed PMSM Drives," 17th International Symposium on Power Electronics – Ee 2013, Novi Sad, Serbia, October 30th- November 1st, 2013

- [108] J. Eberhart and R. Kennedy: "Particle Swarm Optimization," Proc. Of IEEE Int. Conf. Neural Networks, pp. 1942–1948, 27 Nov.-1 Dec, Perth, Australia, 1995.
- [109] Y. Shi, R.C. Eberhart, "Empirical Study of Particle Swarm Optimization," Proceedings of IEEE International Congress on Evolutionary Computation 3, pp.101-106, 1999.
- [110] M. R. Rapaić, Ž. Kanović, Z. D. Jeličić and D. Petrovački, "Generalized PSO algorithm – an application to Lorenz system identification by means of neural-networks," 9th Symposium on Neural Network Applications in Electrical Engineering, NEUREL 2008, 31–35, Belgrade, Serbia, Sept. 25-27, 2008
- [111] M. R. Rapaić and Ž. Kanović: "Time-varying PSO – convergence analysis, convergence related parameterization and new parameter adjustment schemes," Information Processing Letters, vol. 109, no. 11 pp.548-552, 2009
- [112] Ž. Kanović, M. R. Rapaić and Z. D. Jeličić, "Generalized particle swarm optimization algorithm - Theoretical and empirical analysis with application in fault detection, " Applied Mathematics and Computation, vol. 217, no. 24, 2011
- [113] Ying Dong, Jiafu Tang, Baodong Xu, Dingwei Wang, "An Application of Swarm Optimization to Nonlinear Programming", Computers and Mathematics with Applications No.49/2005, 1655-1668.
- [114] A. Ratnaweera, K.H. Saman and H.C. Watson, "Self-Organizing Hierarchical Particle Swarm Optimizer With Time-Varying Acceleration Coefficients," IEEE Transactions on Evolutionary Computation, pp. 240-2558 , 2004
- [115] L. Liu and D. A. Cartes, "A particle swarm optimization approach for automatic diagnosis of PMSM stator fault," in American Control Conference, 2006, 2006, p. 6 pp.–.
- [116] F. Grouz, L. Sbita, and M. Boussak, "Particle swarm optimization based fault diagnosis for non-salient PMSM with multi-phase inter-turn short circuit," in 2012 2nd International Conference on Communications, Computing and Control Applications (CCCA), 2012, pp. 1–6.
- [117] Z.-H. Liu, J. Zhang, X.-H. Li, and Y.-J. Zhang, "Cooperative particle swarm optimization with ICS and Its application to parameter identification of PMSM," in 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2012, pp. 1303–1308.
- [118] S. Yan, D. Xu, X. Gui, and M. Yang, "On-line Particle Swarm Optimization of Anti-Windup Speed Controller for PMSM Drive System," in 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007, 2007, pp. 278–282.
- [119] H. Hu, Q. Hu, Z. Lu, and D. Xu, "Optimal PID controller design in PMSM servo system via particle swarm optimization," in 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005, 2005, p. 5 pp.–.
- [120] H. Aygun, M. Gokdag, M. Aktas, and M. Cernat, "A novel sensorless field oriented controller for Permanent Magnet Synchronous Motors, " in 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol., no., pp.715-720, 1-4 June 2014.
- [121] M. Baskin, and B. Caglar, "A modified design of PID controller for permanent magnet synchronous motor drives using particle swarm optimization, " in 2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), vol., no., pp.388-393, 21-24 Sept. 2014.
- [122] Z. Q. Song, D. Xiao, and M.F. Rahman, "Online particle swarm optimization for sensorless IPMSM drives considering parameter variation," in 2014 International

- Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), vol., no., pp.2686-2692, 18-21 May 2014.
- [123] J. Malinowski , J. McCormick and K. Dunn “Advances in construction techniques of AC induction motors: Preparation for super-premium efficiency levels”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 6, pp.1665 - 1670, 2004
- [124] Gecić M., Kapetina M., Popović V., Marčetić D., "Generalized PSO Based Energy Efficiency Control for High Speed IM Drives, " Proceedings of 2nd International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETRAN 2015, Silver Lake, Serbia, June 8 – 11, 2015, ISBN 978-86-80509-71-6
- [125] J. L. Kirtley , J. Cowie , E. F. Brush , D. T. Peters and R. Kimmich “Improving induction motor efficiency with Die-cast copper rotor cages”, Proc. PES General Meeting, pp.1-6, 2007
- [126] Cao-Minh Ta and Y. Hori, “Convergence improvement of efficiency optimization control of induction motor drives”, IEEE Transactions on Industry Applications , vol.37, no.6, pp. 1746-1753, Nov / Dec 2001.
- [127] I. Kioskeridis and N. Margaris, “Loss minimization in Induction motor adjustable speed drives”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.43, no.1, pp. 226-231, Feb 1996.
- [128] S. Lim and K. Nam, “Loss-minimising control scheme for induction motors,” Electric Power Applications, IEE Proceedings - , vol.151, no.4, pp.385-397, 7 July 2004
- [129] C. Thanga Raj, S. P. Srivastava, and Pramod Agarwal, “Energy efficient control of three-phase Induction motor - a review”, International Journal of Computer and Elect. Engg., vol. 1, no.1, pp. 61-70, Apr 2009.
- [130] D.S. Krischen and D. W. Novotny, “On-line efficiency optimization of a variable frequency Induction motor drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.1A-21, no.4, pp. 610-616, May/Jun 1985.
- [131] P. Famouri and J. J. Cathey, “Loss minimization control of an Induction motor drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.27, no.1, pp. 32-37, Jan/Feb 1991.
- [132] M. Waheeda Beevi, A. Sukesh Kumar, H.S. Sabin, “Loss minimization of vector controlled induction motor drive using genetic Algorithm,” 2012 International Conference on Green Technologies (ICGT), vol., no., pp.251,257, 18-20 Dec. 2012
- [133] M. N. Uddin, and Sang Woo Nam, “New Online Loss-Minimization- Based Control of an Induction Motor Drive, ” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 2, pp. 926-933, March 2008.
- [134] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, and J. G. Cleland, “A fuzzy logic based online efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 42, pp. 192- 198, Apr. 1995.
- [135] I. Kioskeridis and N. Margaris, “Loss minimization in scalar controlled Induction motor drives with search controllers”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.11, no.2, pp. 213-220, Mar. 1996.
- [136] Jingchuan Li, Longya Xu, Zheng Zhang, “A New Efficiency Optimization Method on Vector Control of Induction Motors,” 2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, vol., no., pp.1995,2001, 15-15 May 2005.
- [137] Gecić M., Kapetina M., Popović V., Marčetić D., " Energetski efikasno upravljanje pogonom sa sinhronim reluktantnim motorom," INFOTEH-JAHORINA, Vol 14, Mart 2016.
- [138] Matsuo, T.; El-Antably, A.; Lipo, T.A., "A new control strategy for optimum efficiency operation of a synchronous reluctance motor," in Industry Applications

- Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE , vol.1, no., pp.109-116 vol.1, 6-10 Oct 1996
- [139] S. Vukosavić, Električne mašine, Akademska misao, Beograd, 2010, pp. 544-545.
- [140] Zengcai Qu; Hinkkanen, M., "Loss-minimizing control of synchronous reluctance motors — A review," 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), vol., no., pp.350-355, 25-28 Feb. 2013
- [141] Ju Hui Mun; Jae Sub Ko; Jung Sik Choi; Mi Geum Jang; Dong Hwa Chung, "Efficiency optimization control of SynRM Drive using multi-AFLC," International Conference in Electrical Machines and Systems (ICEMS), vol., no., pp.908-913, 10-13 Oct. 2010
- [142] Hsieh, M.; Tsai, I.; Weng, Y., "Cost-effective Design for high efficiency synchronous reluctance motor," in Magnetics Conference (INTERMAG), 2015 IEEE , vol., no., pp.1-1, 11-15 May 2015
- [143] Kioskeridis, I.; Mademlis, C., "Energy efficiency optimisation in synchronous reluctance motor drives," IEE Proceedings in Electric Power Applications, vol.150, no.2, pp.201-209, Mar 2003
- [144] Yamamoto, S.; Adawey, J.B.; Ara, T., "Maximum efficiency drives of synchronous reluctance motors by a novel loss minimization controller considering cross-magnetic saturation," in Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE , vol., no., pp.288-293, 20-24 Sept. 2009
- [145] Yamamoto, S.; Hirahara, H.; Tanaka, A.; Ara, T.; Matsuse, K., "Maximum efficiency drives of Synchronous Reluctance Motors with on-line stator resistance estimator," in IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), vol., no., pp.3140-3145, 15-19 Sept. 2013
- [146] T. Senjyu, K. Kinjo, N. Urasaki and K. Uezato, "High efficiency control of synchronous reluctance motors using extended Kalman filter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.50, no.4, pp.726-732, Aug. 2003
- [147] Tehnička dokumentacija i uputstvo za rad sa CIPOS integrisanim modulom. Dostupno na: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGCM06F60GA-DS-v01_06-EN.pdf?fileId=5546d4624fb7fef2014fcfa55727821
- [148] Tehnička dokumentacija i uputstvo za rad sa Freescale DSP. Dostupno na: http://cache.freescale.com/files/dsp/doc/data_sheet/MC56F825X.pdf?fsrch=1&sr=5
- [149] Marčetić D., Adžić E.: Improved Three-Phase Current Reconstruction for Induction Motor Drives With DC-Link Shunt, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2010, Vol. 57, No 7, pp. 1-9
- [150] Tehnička dokumentacija i uputstvo za rad sa Magtrol histerezisnom kočnicom. Dostupno na: http://www.magtrol.com/motortest/hd_specifications.html
- [151] PMSM Electrical Parameters Measurement, Freescale Semiconductor, Application Note, Feb. 2013. Dostupno na: http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/app_note/AN4680.pdf
- [152] D.Y. Ohm, "Dynamic model of PM synchronous motors," Drivotech, Inc., Blacksburg, Virginia. Dostupno na: www.drivotech.com.

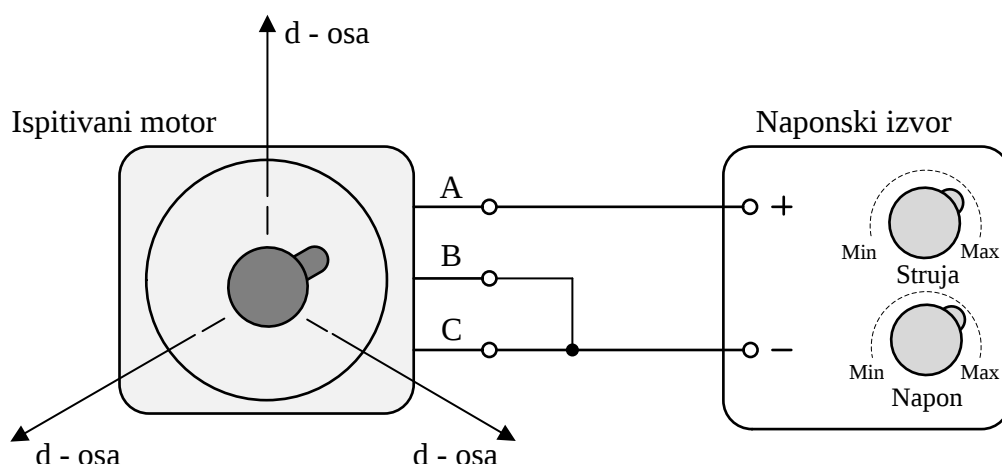
8. PRILOZI

8.1. Metode za određivanje parametara sinhronog motora sa stalnim magnetima

Poznavanje parametara motora je od ključne važnosti za optimalno upravljanje pogonom. Parametri motora se mogu odrediti pre samog početka rada pogona ili na neki način estimirati u toku rada. Tokom rada motora parametri variraju usled promene temperature, opterećenja i razmagnetisavanja. Otpornost statorskog namotaja i fluks stalnog magneta zavise od temperature, dok se sa promenom opterećenja menjaju induktivnosti. U literaturi se mogu pronaći različite metode za određivanje i estimaciju parametara. Za estimaciju parametara u pogonima sa sinhronim mašinam sa stalnim magnetima koriste se metode zasnovane na MRAS (eng. *Model Reference Adaptive System*) estimatoru, neuronskim mrežama, proširenom Kalman filtru (eng. *Extended Kalman Filter*) i metodama injektovanja visokofrekventnih signala. U ovom poglavlju biće prezentovane standardne metode za merenje parametara sinhronih motora sa stalnim magnetima.

8.1.1. Određivanje broja pari polova

Broj pari polova sinhronog motora sa stalnim magnetima je moguće odrediti na više načina. Jedna šema povezivanja krajeva namotaja motora za potrebe određivanja broja pari polova je prikazana na slici 8.1 [151].



Slika 8.1 Šema povezivanja statorskog namotaja za određivanje broja pari polova

Procedura je sledeća:

1. Povezati fazu A sa pozitivnim krajem (+), a faze B i C na negativan (-) priključak naponskog izvora.
2. Podesiti odgovarajuću struju izvora tako da se omogući ručno okretanje vratila, a da se rotor postavi u stabilnu poziciju. Strujna se najčešće postavlja na vrednost koja iznosi oko 10% nominalne struje motora. Za snažnije motore potrebno je postaviti manju struju.
3. Markirati položaje u kojima se rotor zaustavi.
4. Broj markiranih položaja jednak je broju pari polova.

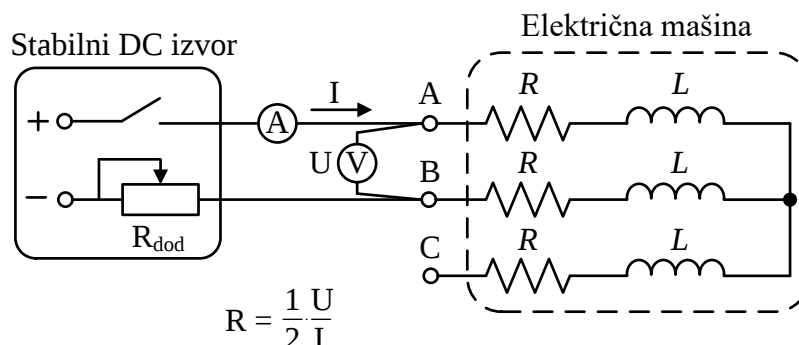
Na slici 8.1 prikazan je slučaj kada motor ima tri para polova. Broj markiranih položaja je tri, odnosno motor ima tri para polova.

8.1.2. Otpornost statorskog namotaja

Za merenje otpornosti statorskog namotaja mogu se koristiti merni mostovi (Vitstonov – merenje otpora srednjih vrednosti i Tompsonov – merenje malih vrednosti otpornosti namotaja) ili UI metoda. Prilikom merenja otpornosti namotaja potrebno je znati i temperaturu namotaja, jer otpornost namotaja zavisi i od temperature.

Ukoliko se koristi UI metoda za merenje otpora ona mora biti u naponskom spoju kako unutrašnja otpornost ampermetra ne bi unela grešku merenja. Kako je unutrašnja otpornost voltmetra velika, voltmerar u paraleli sa merenim otporom neće značajno uticati

na grešku merenja. Šema merenja otpornosti statorskog namotaja u naponskom spoju prikazana je na slici 8.2.



Slika 8.2 Šema merenja otpora statorskog namotaja u naponskom spoju

Kako bi se izbegla valovitost napona kao izvor napajanja je najbolje koristiti akumulatorsku bateriju. Otpornik promenljive otpornosti R_{dod} se koristi za ograničenje struje kroz namotaj i vremenske konstante ispitnog kola. Struja u ogledu treba da iznosi 5 – 10% vrednosti nominalne struje kroz namotaj kako ne bi došlo do preteranog zagrevanja namotaja, a shodno tome do porasta otpornosti. Ukoliko se meri otpornost namotaja koji ima veliku induktivnost, prilikom isključenja struje na krajevima namotaja javlja se indukovana elektromotorna sila koja može oštetiti voltmetar. Zbog toga, voltmetar treba da bude uključen samo pri očitavanju pada napona. Nakon završetka merenja struje kroz električno kolo i napona na statorskom namotaju, otpornost se dobija kao količnik napona i struje. Po završetku merenja dodatnim otpornikom je potrebno struju maksimalno smanjiti, a nakon toga prekinuti strujno kolo. Ukoliko se meri otpornost namotaja kod motora sa namotajima spregnutim u zvezdu, a ispitna oprema se poveže na dva priključka statorskog namotaja, otpornost namotaja se računa kao:

$$R_s = \frac{U}{2I} \quad (8.36)$$

8.1.3. Induktivnost namotaja

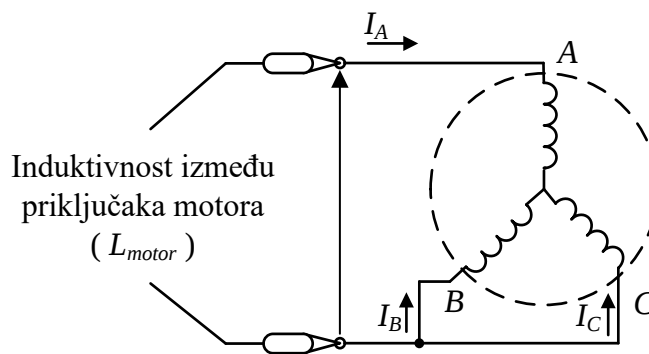
Tačno poznavanje induktivnosti sinhronih motora sa stalnim magnetima je veoma važno, pogotovo ako se koriste u pogonima visokih performansi. Merenje induktivnosti se može izvršiti na nekoliko načina, a u tu svrhu se najčešće koriste RLC metar i induktivni most. Ovim merenjima obično se dobijaju induktivnosti pri malim vrednostima struje, pa

nekad nisu pogodne za primenu [152]. Da bi se eliminisao uticaj magnetnog zasićenja na induktivnosti ponekad je potrebno izmeriti induktivnosti za opseg struje od interesa.

8.1.3.1. RLC metar

Procedura za merenje induktivnosti namotaja pomoću RLC metra je sledeća [151]:

1. RLC metar se poveže sa ispitivanim PMSM motorom kao što je prikazno na slici 8.3. Nakon toga se podesi učestanost test signala RLC metra na vrednost koja je približna nominalnoj učestanosti motora.

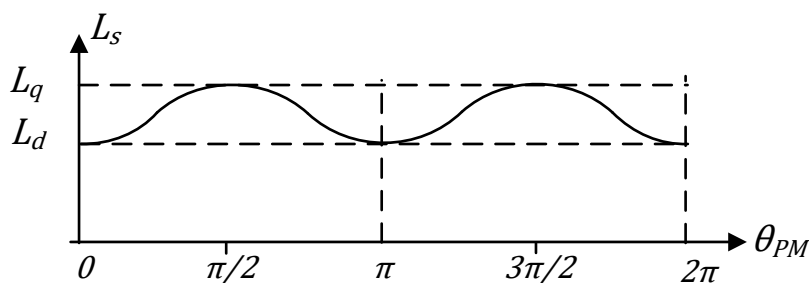


Slika 8.3 Šema merenja induktivnosti statorskog namotaja pomoću RLC metra

2. Izmeri se induktivnost između priključaka motora, L_{motor} , za različite pozicije rotora tokom zakretanja do punog kruga. Zavisnost L_{motor} od položaja rotora može se predstaviti kao:

$$L_{motor} = \frac{3}{2} \left[\frac{(L_d + L_q)}{2} - \frac{(L_d - L_q)}{2} \cos 2\theta_{PM} \right] \quad (8.37)$$

gde su L_d i L_q induktivnosti motora u d i q osi, prikazano na slici 8.4.



Slika 8.4 Zavisnost induktivnosti statora IPMSM od ugla rotora

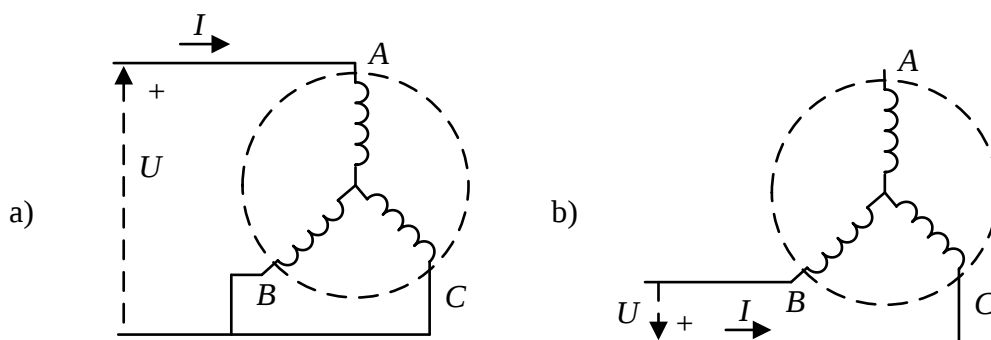
3. Induktivnosti u d i q osi računaju se na osnovu sledećih relacija:

$$L_d = \min \left\{ \frac{2}{3} L_{motor} \right\} \quad (8.38)$$

$$L_q = \max \left\{ \frac{2}{3} L_{motor} \right\} \quad (8.39)$$

8.1.3.2. Merenje induktivnosti uz uvažavanje zasićenja

Kako bi se odredila zavisnost induktivnosti od struje opterećenja potrebno je izvršiti merenja induktivnost za opseg struje opterećenja od značaja, kako je prikazano na slici 8.5 [152].



Slika 8.5 Šema povezivanja namotaja PMSM pogodna za merenje induktivnosti uz uvažavanje zasićenja: a) d – osa magneta poravnata sa fazom A, b) q – osa magneta poravnata sa fazom A

Za merenje induktivnosti d – ose potrebno je postaviti rotor tako da se poklopi d – osa magneta sa osom namotaja faze A. To je moguće uraditi na sledeći način: povezati priključke namotaja kao na slici 8.5a, tj. kratko spojiti priključke B i C, a zatim priključiti izvor jednosmernog napona između priključaka A (+) i B+C (-). Ukoliko je motor neopterećen usled pojave struje u namotajima doći će do pomeranja rotora dok se ne poravnaju d – osa magneta i osa namotaja faze A. Nakon zaustavljanja rotora, potrebno ga je mehanički učvrstiti u ovom položaju.

Nakon mehaničkog učvršćivanja između priključaka A i B, potrebno je priključiti izvor napona promenljive učestanosti i amplitude. Pri odabranoj učestanosti treba menjati amplitudu napona tako da se kroz namotaje uspostavi struja u opsegu od značaja. Rezultate merenja efektivnih vrednosti faznog napona U_{rms} i fazne struje I_{rms} treba zabeležiti u tabelu, a zatim na osnovu izraza za ekvivalentnu faznu impedansu d – ose (8.40) i reaktansu d – ose (8.41) odrediti induktivnost L_d na osnovu (8.42).

$$Z_{fd} = \frac{2}{3} U_{rms} / I_{rms} \quad (8.40)$$

$$X_d = \sqrt{Z_{fd}^2 - R_s^2} \quad (8.41)$$

$$L_d = X_d / (2\pi f) \quad (8.42)$$

Za merenje induktivnosti q – ose potrebno je postaviti rotor tako da se poklopi q – osa magneta sa osom namotaja faze A. To je moguće uraditi na sledeći način: Povezati priključke namotaja kao na slici 8.5b, tj. priključiti izvor jednosmernog napona između priključaka C (+) i B (–). Ukoliko je motor neopterećen, usled pojave struje u namotajima doći će do pomeranja rotora dok se ne poravnaju q – osa magneta i osa namotaja faze A. Nakon zaustavljanja rotora potrebno ga je mehanički učvrstiti u ovom položaju.

Nakon mehaničkog učvršćivanja rotora, namotaje motora povezati kao na slici 8.5a, a između priključaka A i B priključiti izvor napona promenljive učestanosti i amplitude. Pri odabranoj učestanosti menjati amplitudu napona tako da se kroz namotaje uspostavi struja opterećenja u opsegu od značaja. Rezultate merenja efektivnih vrednosti faznog napona U_{rms} i fazne struje I_{rms} zabeležiti u tabelu, a zatim na osnovu izraza za ekvivalentnu faznu impedansu q – ose (8.43) i reaktansu q – ose (8.44) odrediti induktivnost L_q na osnovu (8.45).

$$Z_{fq} = \frac{2}{3} U_{rms} / I_{rms} \quad (8.43)$$

$$X_q = \sqrt{Z_{fq}^2 - R_s^2} \quad (8.44)$$

$$L_q = X_q / (2\pi f) \quad (8.45)$$

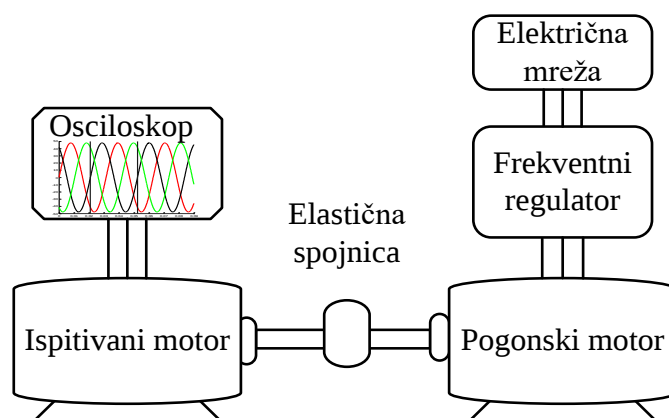
8.1.4. Određivanje fluksa stalnog magneta na rotoru

Kako bi se odredio fluks stalnog magneta Ψ_m , prvo je potrebno izmeriti indukovanu elektromotornu silu. Ovo se može izvršiti u generatorskom režimu rada ispitivanog sinhronog motora. Ispitivani motor se mehanički spregne sa pogonskim motorom, kao što je prikazano na slici 8.6. Pogonski motor se upravlja po brzini, tj. nalazi se u brzinskom režimu rada. U brzinskom režimu rada zadaje se i putem regulatora održava konstantna mehanička brzina, ω_r . Pomoću osciloskopa se meri dvostruka vrednost amplitude napona između priključka jedne faze i neutralne (zajedničke) tačke, ako je dostupna, tj. fazni napon, a zatim

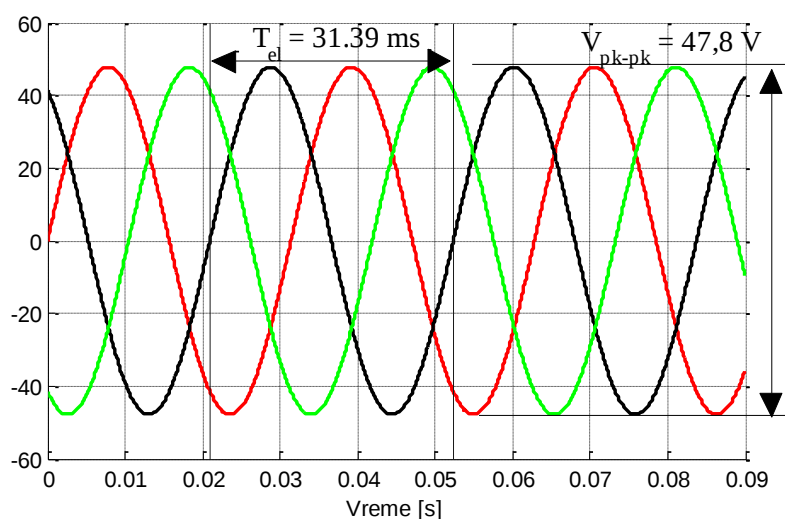
se fluks magneta računa na osnovu (8.46). Često neutralna tačka nije dostupna pa se mora meriti dvostruka vrednost amplitude napona između priključaka, tj. linijski napon. U tom slučaju fluks magneta računa se na osnovu (8.47). Na osnovu izmerenog napona, u oba pomenuta slučaja treba se odrediti perioda T_{el} signala [151].

$$\psi_m = \frac{V_{pk}}{\omega_{el}} = \frac{V_{pk_pk}}{2\omega_{el}} = \frac{V_{pk_pk} \cdot T_{el}}{4\pi} \quad (8.46)$$

$$\psi_{m_ph} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{3} \cdot \omega_{el}} = \frac{V_{pk_pk}}{2\sqrt{3} \cdot \omega_{el}} = \frac{V_{pk_pk} \cdot T_{el}}{2\sqrt{3} \cdot 2\pi} \quad (8.47)$$



Slika 8.6 Eksperimentalna postavka pogodna za merenje fluksa magneta



Slika 8.7 Šema merenja otpora statorskog namotaja u naponskom spoju

Sa slike 8.7 i pomoću (8.47) može se odrediti fluks magneta:

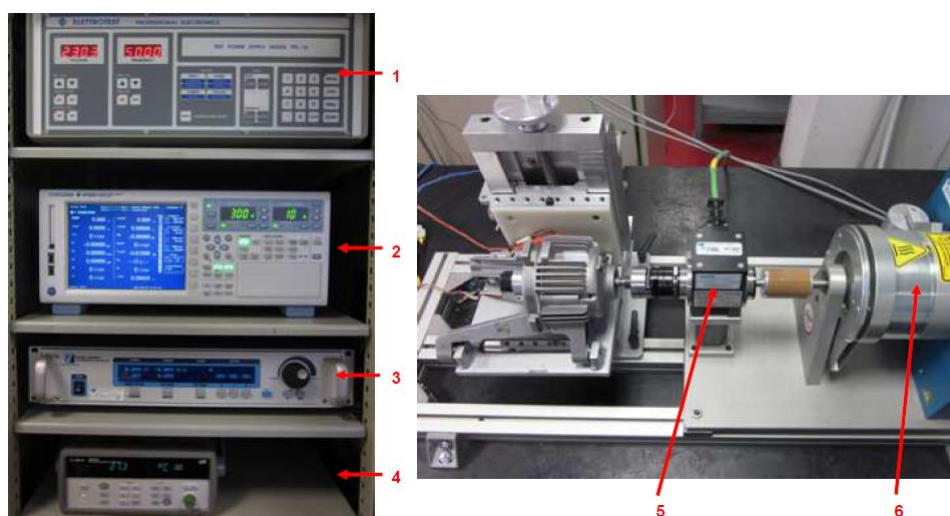
$$\psi_m = \frac{V_{pk_pk} \cdot T_{el}}{4\pi} = \frac{47,8 \cdot 0,03139}{4\pi} = 0,119 \text{ Wb} \quad (8.48)$$

8.2. Parametri motora

Na osnovu prethodno opisanih metoda određeni su parametri motora korišćenog u simulacijama i eksperimentima. Na slici 8.8 prikazana je eksperimentalna postavka za određivanje parametara motora (Nidec Sole Motor Corporation S.R.L.). Motor je projektovan za rad pri velikim brzinama obrtanja i kao takav pogodan je za pogon već mašine.

Eksperimentalna postavka sadrži:

1. Napajanje: Elettrotest 0-300V 10-80Hz
2. Analizator snage: Yokogawa WT3000 (4 power inputs + torque + speed)
3. Kontroler momenta: Magtrol DSP6001A
4. Uređaj za praćenje procesnih parametara (Data Logger): Agilent 34970A
5. Merač momenta: Magtrol TM306/01 20000rpm 5Nm 0.1%
6. Histerezisna kočnica: Magtrol HD710 NA 25000rpm 3.25Nm 1500W



Slika 8.8 Eksperimentalna postavka za ispitivanje motora

Osnovni podaci o korišćenom motoru su prikazani u tabeli 8-1.

Tabela 8-1 Osnovni podaci o motoru

Tip motora		S102F	
Stavka		Jedinica	
Broj polova			8
Broj žlebova			12
Spoljna dimenzija statorskog magnetnog jezgra		Φ[mm]	102
Debljina statorskog jezgra		[mm]	42
Unutrašnji prečnik statorskog jezgra		Φ[mm]	60.6
Spoljni prečnik rotorskog jezgra		Φ[mm]	60
Vazdušni procep		[mm]	0.3
Magnetni materijal			Ferit
Veličina magneta		[mm]	15.9*7.5*42 - 8 komada
Materijal od kog su načinjeni namotaji			Aluminijum
Specifikacija namotaja			Ø0.670x84T, Y
Konstante motora			
Otpornost između priključaka na 20°C		[Ω]	5.69
Induktivnost	Ld	[mH]	16.64
	Lq		24.99
	Odnos induktivnosti		1.47
Fluks magneta		[Wb]	0.07

Otpornost je merena pri temperaturi ambijenta od 22°C, a zatim preračunata na 20°C. Podaci merene otpornosti prikazani su u tabeli 8-2.

Tabela 8-2 Merenje otpornosti

Merena vrednost otpornosti [Ω]			Temperatura ambijenta [°C]	Preračunata vrednost otpornosti na 20 [°C]			
A – B	B – C	A – C		A – B	B – C	A – C	Srednja
5.73	5.75	5.73	22.0	5.69	5.71	5.69	5.69

Uticaj struje opterećenja na induktivnosti direktne i poprečne ose prikazan je u tabeli 8-3.

Tabela 8-3 Promena induktivnosti usled promene struje opterećenja

Merenje induktivnosti				
I	Ld	I	Lq	Odnos induktivnosti Lq i Ld
[A]	[mH]	[A]	[mH]	
1.00	17.64	1.00	24.38	1.38
2.00	16.78	2.00	25.26	1.51
3.00	16.64	3.00	24.99	1.50
3.50	16.29	3.50	24.06	1.48
Srednja	16.84		24.67	1.47