

Modeliranje sinkronog motora s permanentnim magnetima i upravljanje neizrazitim regulatorom

Jukić, Domagoj-Krešimir

Master's thesis / Diplomski rad

2019

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **Josip Juraj Strossmayer University of Osijek, Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Information Technology Osijek / Sveučilište Josipa Jurja Strossmayera u Osijeku, Fakultet elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija Osijek**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://um.nsk.hr/um:nbn:hr:200:653286>

Rights / Prava: [In copyright](#)/[Zaštićeno autorskim pravom.](#)

Download date / Datum preuzimanja: **2024-11-23**

Repository / Repozitorij:

[Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Information Technology Osijek](#)



**SVEUČILIŠTE JOSIPA JURJA STROSSMAYERA U OSIJEKU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA I
INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA**

Sveučilišni studij

**MODELIRANJE SINKRONOG MOTORA S
PERMANENTNIM MAGNETIMA I
UPRAVLJANJE NEIZRAZITIM REGULATOROM**

Diplomski rad

Domagoj-Krešimir Jukić

Osijek, 2019.

**FERIT**FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA
I INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA OSIJEK

Obrazac D1: Obrazac za imenovanje Povjerenstva za obranu diplomskog rada

Osijek, 09.09.2019.

Odboru za završne i diplomske ispite

Imenovanje Povjerenstva za obranu diplomskog rada

Ime i prezime studenta:	Domagoj-Krešimir Jukić
Studij, smjer:	Diplomski sveučilišni studij Elektrotehnika
Mat. br. studenta, godina upisa:	D-1121, 20.09.2018.
OIB studenta:	35399529543
Mentor:	Izv. prof. dr. sc. Marinko Barukčić
Sumentor:	Toni Varga
Sumentor iz tvrtke:	
Predsjednik Povjerenstva:	Prof. dr. sc. Željko Hederić
Član Povjerenstva:	Tin Benšić
Naslov diplomskog rada:	Modeliranje sinkronog motora s permanentnim magnetima i upravljanje neizrazitim regulatorom
Znanstvena grana rada:	Elektrostrojarstvo (zn. polje elektrotehnika)
Zadatak diplomskog rada:	U radu je potrebno opisati i prikazati matematički model sinkronog motora s permanentnim magnetima (PMSM). Također u FEM alatu provesti proračune elektromagnetskih polja za primjer geometrije motora s ciljem proračuna iznosa parametara u matematičkom modelu. Nakon toga opisati i prikazati postupak izrade i rada fuzzy regulatora za upravljanje nekom od veličina motora (npr. brzina ili moment). U sklopu ovoga ukratko opisati sustave neizrazitog zaključivanja (FIS-Fuzzy Inference Systems) uz prikaz osnovni pojmova iz neizrazite logike i neizrazitog zaključivanja. Izradu modela upravljanja (motor i fuzzy regulator) obaviti u MATLAB/SIMULINK programskom okruženju. Provesti simulacije (s MATLAB/SIMULINK i RT simulatorom) <small>upotrebom napravljenog modela te analizom utjecaja</small>
Prijedlog ocjene pismenog dijela ispita (diplomskog rada):	Izvrstan (5)
Kratko obrazloženje ocjene prema Kriterijima za ocjenjivanje završnih i diplomskih radova:	Primjena znanja stečenih na fakultetu: 3 bod/boda Postignuti rezultati u odnosu na složenost zadatka: 3 bod/boda Jasnoća pismenog izražavanja: 3 bod/boda Razina samostalnosti: 3 razina
Datum prijedloga ocjene mentora:	09.09.2019.
Potpis mentora za predaju konačne verzije rada u Studentsku službu pri završetku studija:	Potpis:
	Datum:

**FERIT**FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA
I INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA OSIJEK**IZJAVA O ORIGINALNOSTI RADA**

Osijek, 20.09.2019.

Ime i prezime studenta:

Domagoj-Krešimir Jukić

Studij:

Diplomski sveučilišni studij Elektrotehnika

Mat. br. studenta, godina upisa:

D-1121, 20.09.2018.

Ephorus podudaranje [%]:

0

Ovom izjavom izjavljujem da je rad pod nazivom: **Modeliranje sinkronog motora s permanentnim magnetima i upravljanje neizrakitim regulatorom**

izrađen pod vodstvom mentora Izv. prof. dr. sc. Marinko Barukčić

i sumentora Toni Varga

moj vlastiti rad i prema mom najboljem znanju ne sadrži prethodno objavljene ili neobjavljene pisane materijale drugih osoba, osim onih koji su izričito priznati navođenjem literature i drugih izvora informacija. Izjavljujem da je intelektualni sadržaj navedenog rada proizvod mog vlastitog rada, osim u onom dijelu za koji mi je bila potrebna pomoć mentora, sumentora i drugih osoba, a što je izričito navedeno u radu.

Potpis studenta:

SADRŽAJ

1	Uvod	1
1.1	Zadatak diplomskog rada	3
2	Sinkroni motor s permanentnim magnetima	4
2.1	Konstrukcija sinkronog motora s permanentnim magnetima	5
2.2	Matematički model sinkronog motora s permanentnim magnetima	6
2.2.1	Troosna teorija	6
2.2.2	dq transformacija	8
2.2.3	Dvoosna teorija	10
2.2.4	Simulink implementacija dq modela	12
3	Meko računarstvo	13
3.1	Neizraziti sustavi	13
3.1.1	Neizraziti skupovi	14
3.1.2	Fuzifikacija	15
3.1.3	Neizrazita logika	15
3.1.4	Neizrazite varijable	15
3.1.5	Neizrazita pravila	16
3.1.6	Neizrazita asocijativna memorija	17
3.1.7	Defuzifikacija	17
3.1.8	Neizraziti regulatori	18
3.2	Umjetne neuronske mreže	19
3.2.1	Neuroni	19
3.2.2	Struktura neuronskih mreža	20
3.2.3	Učenje neuronske mreže	21
3.3	Evolucijski algoritmi	21
3.3.1	Terminologija evolucijskih algoritama	22
3.3.2	Genetski algoritam	23
4	Estimacija parametara	25
4.1	Metoda konačnih elemenata	26
4.2	Estimacija parametara putem metode konačnih elemenata	27
4.2.1	Stvaranje FEM modela motora	27

	4.2.2	Podešavanje ECE alata	29
	4.2.3	Rezultati analize	31
5		Nelinearni model sinkronog motora s permanentnim magnetima	33
	5.1	Modeliranje zasićenja i prostornih harmonika	33
	5.2	Usporedba odziva FEM i Simulink modela pri direktnom ukopu	35
6		Neizrazito upravljanje sinkronim motorom s permanentnim magnetima	38
	6.1	Podešavanje neizrazitog regulatora za nelinearni model	39
	6.2	Podešavanje neizrazitog regulatora za linearni model	41
	6.3	Odziv neizrazitog regulatora	41
	6.3.1	Skokovita promjena	41
	6.3.2	Rampa	44
	6.3.3	S-rampa	44
7		Stvarnovremenska simulacija	47
	7.1	Rezultati simulacije	48
8		Zaključak	51
		Literatura	52
		Sažetak	56
		Abstract	57
		Životopis	58

1 UVOD

Od ukupne proizvedene električne energije, na svijetskoj razini, 42% se potroši unutar industrijskog sektora, od čega dvije trećine, odnosno 28%, otpada na električne motore [?]. Stoga su jasni napori zakonodavnih vlasti (npr. unutar Europske Unije Uredba komisije br. 640/2009) za povećanje energetske učinkovitosti. Uz navedene je bitan segment elektrifikacija pogona automobila. Naime, isti su značajno ograničeni baterijskim kapacitetom tako da povećanje učinkovitosti pogona električnog automobila ima značajan učinak, posebice na domet automobila koji je jedan od osnovnih ograničenja. Stoga su jasni napori industrije i akademske zajednice za optimizaciju upravljanja stroja jer isti, pored dizajna, može uveliko poboljšati svojstva pogona.

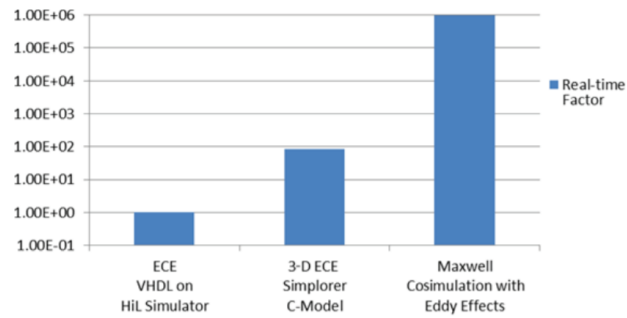
Kako bi se načinio kvalitetan upravljački sustav je polazište za isti treba izraditi odgovarajući matematički model. Pri tome matematički model mora biti što precizniji (na najbolji način oslikavati svojstva stvarnog sustava). Dakle, prvi korak za parametriranje regulatora je stvaranje modela.

Postoji više mogućih modela:

1. elektromagnetski model unutar metode konačnih elemenata
2. model na osnovu magnetskih krugova
3. $dq0$ model

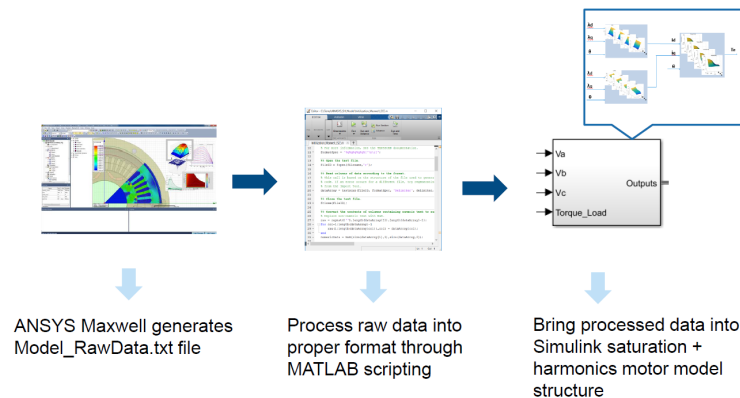
Od navedenih je model ostvaren sa metodom konačnih elemenata najrealniji, no ima nedostatak veoma male brzine izvođenja. Za izmjenične električne pogone se uobičajeno koristi $dq0$ model koji je jednostavan, linearan i vremenski nepromjenjiv. Kao takav je moguće napraviti sintezu regulatora prema nekoj od klasičnih metoda. No, takav model ne obuhvaća svojstva kao što su magnetna zasićenja i slično. Doradom je takav model moguće modificirati da obuhvati navedena svojstva. Isto će biti pokazano unutar diplomskog rada, a određivanje parametara $dq0$ modela će biti izveneno na temelju rezultata analize metodom konačnih elemenata. Osnovni cilj je smanjenje vremena izvođenja simulacije uz zadržavanje visoke točnosti. Radi dobivanja okvirne veličine vremena je omjer istih prikazan na slici 1.1 [1].

Za stvaranje dq modela potrebno obraditi podatke (što će biti rađeno unutar MATLAB-a) iz analize metodom konačnih elemenata (ANSYS Maxwell) kako bi se podatci mogli



Slika 1.1: Red veličine vremena simulacije za različite modele [1]

implementirati unutar dq modela (Simulink). Princip navedenog je prikazan i na slici 1.2 [2].



Slika 1.2: Princip izvođenja nadomjesnih parametara [2]

Nakon posjedovanja matematičkog modela je moguće pristupiti formiranju sustava regulacije. Iako su za izmjenične strojeve uobičajene metode vektorsko upravljanje ili direktno upravljanje momentom, navedene je nužno nadograditi, odnosno zamijeniti prikladnijima. Pri tome se posebice mogu isticati nelinearne metode upravljanja u slučaju da se koristi model stroja sa zasićenjem, no postoji mogućnost primjene i metoda temeljenih na mekom računarstvu.

Diplomski rad će se upravo temeljiti na implementaciji prethodnih ideja kako bi se dobio točan model motora koji ima veliku brzinu izvođenja. Kako bi se navedeno ostvarilo će prvo biti obrađena potrebna teorija za implementaciju, pri čemu se neće vršiti detaljno upuštanje u pojedine dijelove zbog širine rada. Stoga će unutar drugog poglavlja biti obrađeni sinkroni motori s permanentnim magnetima, od konstrukcije do matematičkog modela. Zatim, unutar trećeg poglavlja, slijedi meko računarstvo, što uključuje neizrazite sustave, neuronske mreže i genetski algoritam jer će navedeni biti korišteni. Potome će biti ukratko objašnjena metoda konačnih elemenata unutar četvrtog poglavlja, te će biti objašnjena primjena iste

za dobivanje potrebnih podataka. U šestom poglavlju će biti načinjen neizraziti regulator, kako bi se isti mogao, u sedmom poglavlju, pokrenuti na stvarnovremenskom simulatoru.

1.1 Zadatak diplomskog rada

U radu je potrebno opisati i prikazati matematički model sinkronog motora s permanentnim magnetima (PMSM). Također u FEM alatu provesti proračune elektromagnetskih polja za primjer geometrije motora s ciljem proračuna iznosa parametara u matematičkom modelu. Nakon toga opisati i prikazati postupak izrade i rada fuzzy regulatora za upravljanje nekom od veličina motora (npr. brzina ili moment). U sklopu ovoga ukratko opisati sustave neizrazitog zaključivanja (FIS – Fuzzy Inference Systems) uz prikaz osnovni pojmova iz neizrazite logike i neizrazitog zaključivanja. Izradu modela upravljanja (motor i fuzzy regulator) obaviti u MATLAB/Simulink programskom okruženju. Provesti simulacije (s MATLAB/Simulink i RT simulatorom) upotrebom napravljenog modela te analizom utjecaja podešenja fuzzy regulatora na upravljanu veličinu dati prijedlog podešenja regulatora za promatrani slučaj. Pri svemu tome usporediti model motora bez uzimanja u obzir i s uzimanjem u obzir magnetskog zasićenja te analizirati utjecaj ovih modela na postavke regulatora.

2 SINKRONI MOTOR S PERMANENTNIM MAGNETIMA

Sinkroni strojevi spadaju u rotacijske električne strojeve. Rotor sinkronog stroja se okreće sinkrono sa okretnim magnetnim poljem [3, 4, 5, 6]. Stoga je sinkrona brzina rotora (ω_r) određena frekvencijom napajanja (f) te brojem pari polova stroja (p).

$$\omega_r = \frac{2\pi f}{p} \quad (2.1)$$

Sinkroni strojevi najčešće se koriste kao generatori pri proizvodnji električne energije, no zastupljeni su i kao motori [3, 4, 5, 7, 8, 9]. Tradicionalno se sinkroni motori najčešće koriste u području velikih snaga (do 30 MW – kao crpke, kompresori, pogoni valjačkih stanova...) ili izrazito male snage (računala, satovi, robotika...) [3, 4, 5, 7, 9]. Postoji više vrsta sinkronih motora, a podijele se vrše prema izvedbi, konstrukciji, materijalima i napajanju rotora te ih dijelimo na [6]:

1. elektromagnetski pobuđene motore
2. motore s permanentnim magnetima
3. reluktantne motore
4. histerezne motore

Motori velikih snaga su elektromagnetski pobuđeni, dok su svi ostali tipovi zastupljeni na manjim snagama [8]. Posebnu primjenu među njima imaju motori s permanentnim magnetima (engl. *Permanent magnet synchronous motor* – PMSM). Navedeni motori trenutačno doživljavaju značajan uspon, radi napretka u područjima energetske elektronike i tehnologije permanentnih magneta [5, 6, 7]. Za PMSM otvaraju i nove mogućnosti, posebice u područjima gdje je bitna energetska učinkovitost, dinamički odziv, precizna kontrola brzine i kompaktna izvedba [8, 9, 10, 11]. PMSM se danas koristi u izvedbama do 70 kW [3], što im proširuje primjenu na područje mobilnih alata kao i za pogonske sustave (posebice unutar automobila) [10, 11, 12]. Razlog proširenja su prednosti [6]:

1. nema gubitaka na sustavu uzbude – povećana je učinkovitost
2. veća mastvena gustoća snage i/ili momenta

3. bolji dinamički odziv u odnosu na motore sa elektromagnetskom uzбудom (povećanje toka unutar zračnog raspóra)
4. jednostavna konstrukcija i održavanje
5. niže cijene za pojedine vrste motora

PMSM ima određena ograničenja i nedostatke [10]:

1. osjetljivost na visoke temperature (razmagnetiziranje permanentnog magneta)
2. složeno slabljenje toka unutar zračnog raspóra
3. visoke cijene i zabrinutost oko stabilne dobave permanentnih magneta

2.1 Konstrukcija sinkronog motora s permanentnim magnetima

Sinkroni motor s permanentnim magnetima se sastoji od statora i rotora. Stator sačinjava magnetski i električni krug. Magnetski krug je načinjen od međusobno izoliranih dinamo limova, sa odgovarajućim utorima. Namoti su najčešće izvodi kao [3, 4]. U svojoj izvedbi stator PMSM se ne razlikuje od statora asinkronog motora. Ključna odlika PMSM-a upravo je izvedba rotor. Naime, na rotoru se nalaze permanentni magneti [3], a dodatno može imati i prigušni namot [6]. Postoji više izvedbi (načina učvršćivanja) permanentnih magneta te se stoga razlikuju [13]:

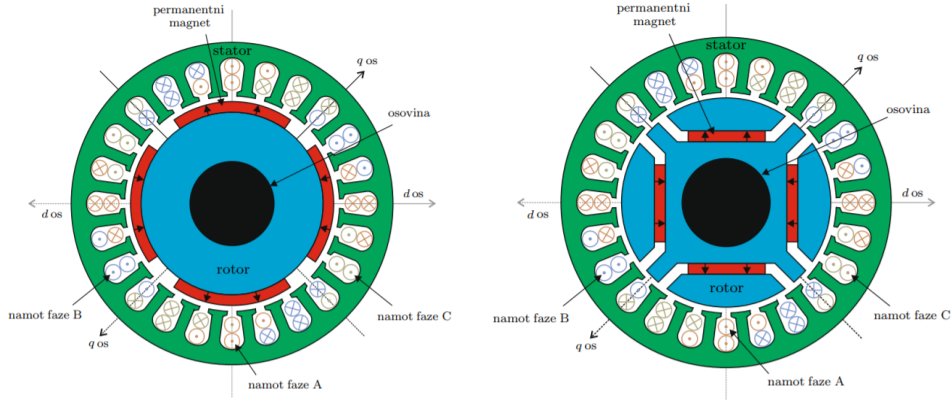
1. PMSM s vanjskim permanentnim magnetima (slika 2.1a [13])
2. PMSM s unutarnjim permanentnim magnetima (slika 2.1b [13])

Navedeno predstavlja grubu podjelu, a detaljniju je moguće naći unutar [6].

Uslijed različitih izvedbi permanentnih magneta moguće je dobiti različite magnetske otpore duž oboda stroja. Iz tog razloga dolazi do različitih iznosa induktiviteta u d - i q -osi stroja, što za posljedicu ima stvaranje reluktantnog momenta. Na ovaj način se dobivaju hibridni strojevi [14].

Permanentni magneti su ključni dio PMSM-a, a izrađuju se od materijala kao što su [8]:

1. lijevani materijali (npr. Alnico, Ticonal)
2. keramični materijali (npr. Barium Ferrite)
3. rijetki zemljini materijali (npr. SmCo5)



(a) Vanjski permanentni magneti (b) Unutarnji permanentni magneti

Slika 2.1: Vrste izvedbe permanentnih magneta kod PMSM-a [13]

4. amorfni materijali (npr. NdFeB)

Treba napomenuti da po izvedbi postoje dvije vrste sinkronih motora s permanentnim manetima, u odnosu na obliku inducirane elektromotorne sile. Prvi je motor s sinusnom elektromotornom silom za kojega se podrazumjeva naziv sinkroni motor s permanentnim manetima. Drugi motor ima trapeznu elektromotornu silu kojega se često naziva istosmjerni motor bez četkica (engl. *Brushless DC Motor* – BLDC) [14]. U nastavku rada obrađivati će se isključivo motor sa sinusnim induciranim naponom – PMSM.

2.2 Matematički model sinkronog motora s permanentnim magnetima

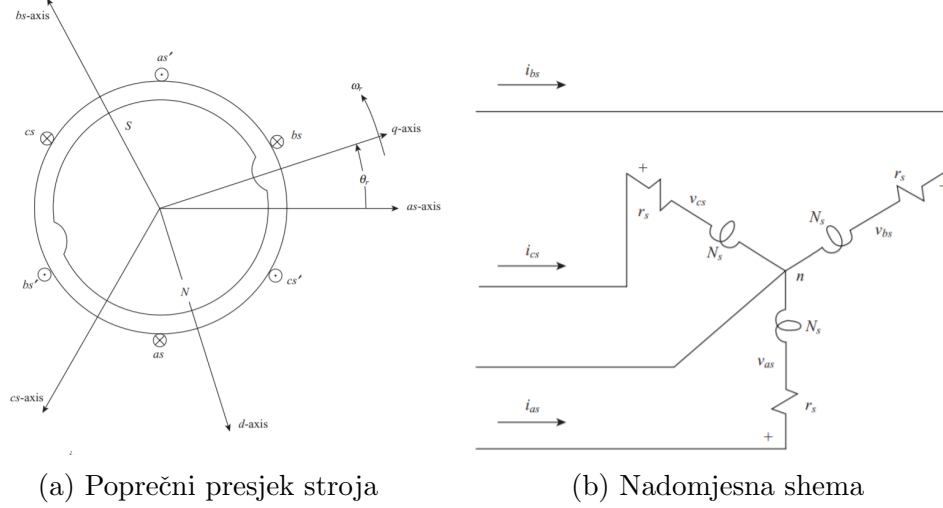
Pri izvođenju matematskog modela PMSM-a biti će pretpostavljen trofazni motor, spojen u zvijezdu koji ima permanentne magnete na rotoru (bez prigušnog namota), prikazan na slici 2.2a [15]. Prvo će biti dan izvod u troosnom sustavu, a zatim u dvoosnom sustavu. Svi izvodi slijede [15].

2.2.1 Troosna teorija

Naponske jednadžbe, prema nadomjesnoj shemi na slici 2.2b, su:

$$\mathbf{u}_{abcs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{abcs} \quad (2.2)$$

gdje za svaki vektor \mathbf{u}_{abcs} , \mathbf{i}_{abcs} i $\boldsymbol{\psi}_{abcs}$ vrijedi $\mathbf{f}_{abcs} = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}]^T$. Matrica \mathbf{r}_s predstavlja diogonalnu matricu gdje svi elementi na glavnoj dijagonali imaju iznos R_s , koji je jednak otporima pojedinih faza statora. Pretpostavlja se da su otpori pojedinih faza međusobno jednaki.



Slika 2.2: Prikaz PMSM u svrhu modeliranja [15]

Ulančani tokovi se mogu izraziti kao:

$$\boldsymbol{\psi}_{abc s} = \mathbf{L}_{abc s} \mathbf{i}_{abc s} + \boldsymbol{\psi}_{abc m} \quad (2.3)$$

Pri tome je vidljivo da isti nastaju kao posljedica proticanja struja kroz namote stroja te kao uticaj permanentnog magneta ($\boldsymbol{\psi}_m$). Vezu struja statora ($\mathbf{i}_{abc s}$) i ulančanih tokova ($\boldsymbol{\psi}_{abc s}$) predstavlja induktivitet statora u troosnom abc sustavu ($\mathbf{L}_{abc s}$):

$$\mathbf{L}_{abc s} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A + L_B \cos 2(\theta_r) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ls} + L_A + L_B \cos 2(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta_r + \pi) \\ -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_A + L_B \cos 2(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Navedeni induktivitet je izveden uz pretpostavku da je induktivitet u dijagonalnoj osi veći od induktiviteta u poprečnoj osi. Detaljan izvod i opis pojedinih komponenata induktiviteta statora je moguće pronaći unutar [16], u što se neće upuštati u ovom radu.

Gibanjem rotora (nalazi se pod kutem θ_r), ulančavanje toka permanentnog magneta sa pojedinom fazom ovisno je o položaju rotora:

$$\boldsymbol{\psi}_{abc m} = \psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

gdje je ψ_m tok uspostavljen od strane permanentnog magneta.

Stroj sa navedenim modelom razvija elektromagentski moment iznosa:

$$\begin{aligned}
T_{EM} = p \left\{ \frac{L_{md} - l_{mq}}{3} \left[\left(i_{as}^2 - \frac{1}{2} i_{bs}^2 - \frac{1}{2} i_{cs}^2 - i_{as} i_{bs} - i_{as} i_{cs} + 2 i_{bs} i_{cs} \right) \sin(2\theta_r) \right. \right. \\
\left. \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs}^2 - i_{cs}^2 - 2 i_{as} i_{bs} + 2 i_{as} i_{cs}) \cos(2\theta_r) \right] \right. \\
\left. + \psi_m \left[\left(i_{as} - \frac{1}{2} i_{bs} - \frac{1}{2} i_{cs} \right) \cos(\theta_r) + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \sin(\theta_r) \right] \right\}
\end{aligned} \quad (2.6)$$

gdje vrijedi:

$$L_{md} = \frac{3}{2} (L_A + L_B) \quad (2.7)$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2} (L_A + L_B) \quad (2.8)$$

Da bi model stroja bio potpun potrebno je u obzir uzeti mehaničku jednadžbu gibanja stroja uslijed razvijenog elektromagnetskog momenta, otpora trenja (B) i tereta (T_L):

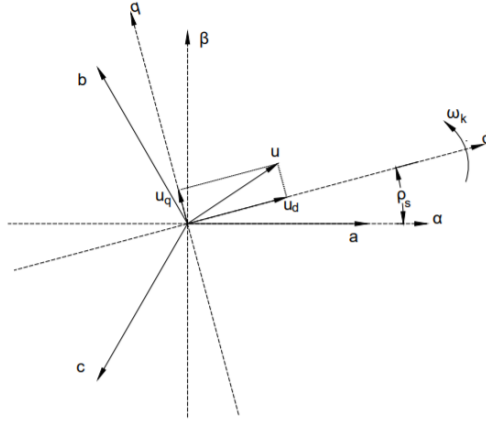
$$J \frac{d}{dt} \omega_r = T_{EM} - B \omega_r - T_L \quad (2.9)$$

Na temelju izvedenog matematskog modela PMSM-a vidljivo je kako matrica induktiviteta statora (2.4) i ulančani tok od strane permanentnog magneta sa pojedinim fazama (2.5) značajno ovise o položaju rotora. Dodatno je vidljivo kako izvedeni model nije linearan (postoje kvadrati i množenja varijabli stanja unutar (2.6)). Stoga je izvedeni model PMSM-a nepogodan za modeliranje (simuliranje) i sintezu regulatora, naime klasične metode sinteze pretpostavljaju linearne nepromjenjive sustave.

2.2.2 dq transformacija

Nelinearne sustave, te sustave kod kojih varijable ovise o položajima moguće je, pomoću odovarajućih transformacija, pretvoriti u linearne prostorno neovisne sustave. Pri tome najteži zadatak predstavlja pronalazak odgovarajuće transformacije. Za električne strojeve postoji odgovarajuća transformacija – Parkova transformacija. Temelj Parkove transformacije je izmjena varijabli (napona, struja i tokova) koje pripadaju odgovarajućim namotima (troosnog sustava) sa varijablama fiktivnih namota (dvoosnog sustava) koji rotiraju sa kružnom frekvencijom okretnog električnog polja rotora. Navedeno se često označava kao transformacija varijabli sa mirujućeg statorskog sustava na rotirajuću sustav rotora [15]. Prikaz rotirajućih

sustava je prikazan na slici 2.3 [17].



Slika 2.3: Transformacija mirujućeg abc sustava u rotirajući dq sustav [17]

Transformacija troosnog sustava u dvoosni se vrši pomoću matrice transformacije \mathbf{K}_s :

$$\mathbf{f}_{dq0s} = \mathbf{K}_s \mathbf{f}_{abcs} \quad (2.10)$$

gdje za \mathbf{f}_{dq0s} vrijedi $\mathbf{f}_{dq0s} = [f_{ds} \ f_{qs} \ f_{0s}]^T$. Pri tome je matrica transformacije \mathbf{K}_s definirana kao:

$$\mathbf{K}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

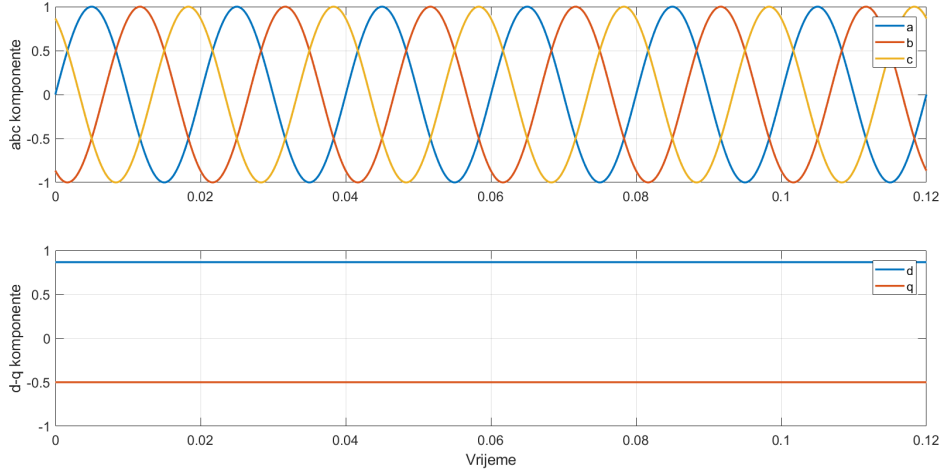
Inverzna matrica transformacije je:

$$(\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Veza između brzine vrtnje okretnog polja rotora i kuta unutar transformacije je:

$$\frac{d}{dt}\theta_{el} = \omega_{el} \quad (2.13)$$

Djelovanje same transformacije je prikazano na slici 2.4. Vidljivo je da je dobiveni dq sustav neovisan o položaju (vremenu), tj. dobivaju se istosmjerne veličine.



Slika 2.4: Transformacija veličina mirujućeg abc sustava u rotirajući dq sustav

2.2.3 Dvoosna teorija

Na osnovu troosnog modela izvedenog u poglavlju 2.2.1 te na temelju Parkove transformacije definirane unutar 2.2.2 moguće je izvesti linearan, o položaju neovisan model PMSM-a.

Prvi korak predstavlja izraz (2.3), koji nakon primjene inverza izraza 2.10 prelazi u:

$$(\mathbf{K}_s)^{-1} \mathbf{u}_{dq0s}^r = \mathbf{r}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} \mathbf{i}_{dq0s}^r + \frac{d}{dt} ((\mathbf{K}_s)^{-1} \boldsymbol{\psi}_{dq0s}^r) \quad (2.14)$$

Množenjem matricom \mathbf{K}_s s lijeve strane se dobiva:

$$\mathbf{K}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} \mathbf{u}_{dq0s}^r = \mathbf{K}_s \mathbf{r}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} \mathbf{i}_{dq0s}^r + \mathbf{K}_s \frac{d}{dt} ((\mathbf{K}_s)^{-1} \boldsymbol{\psi}_{dq0s}^r) \quad (2.15)$$

Navedeni izraz moguće je pojednostaviti. Naime, vrijedi: $\mathbf{K}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} = \mathbf{I}$, $\mathbf{K}_s \mathbf{r}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} = \mathbf{r}_s$ te primjenom pravila za derivaciju umoška na tok permanentnog magnetna (\mathbf{K}_s ovisi o položaju rotora, a time i indirektno o vremenu prema (2.13)) dobiva se:

$$\mathbf{u}_{dq0s}^r = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{dq0s}^r + \omega_{el} \mathbf{J}_r \boldsymbol{\psi}_{dq0s}^r + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{dq0s}^r \quad (2.16)$$

gdje je \mathbf{J}_r matrica rotacije:

$$\mathbf{J}_r = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Ponavljanjem postupka za izraz (2.4) dobiva se:

$$\psi_{dq0s}^r = \mathbf{L}_{dq0s} \mathbf{i}_{dq0s}^r + \psi_{dq0m}^r \quad (2.18)$$

Pri tome nova matrica induktiviteta u dvoosnom sustavu ima oblik:

$$\mathbf{L}_{dq0s} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Induktiviteti L_d i L_q dobivaju se kao:

$$L_d = L_{ls} + L_{md} \quad (2.20)$$

$$L_q = L_{ls} + L_{mq} \quad (2.21)$$

d -os koordinatnog sustava usmjerava se prema položaju polja rotora, odnosno prema permanentnom magnetu vrijedi:

$$\psi_{dq0m}^r = \psi_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

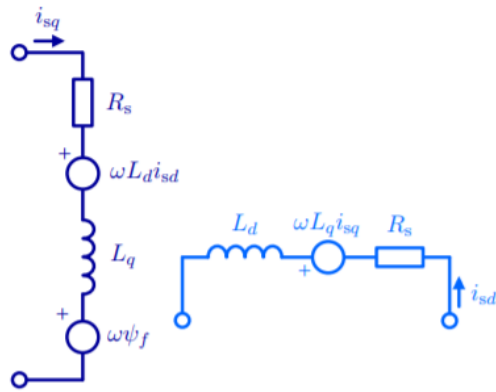
U konačnici, moguće je pojednostaviti izraz za elektromagnetski moment. Nakon primjene Parkove transformacije dobiva se:

$$T_{EM} = \frac{3}{2}p (\psi_{ds}^r i_{qs}^r - \psi_{qs}^r i_{ds}^r) \quad (2.23)$$

Navedeni izraz je, za PMSM, moguće dodatno pojednostaviti na:

$$T_{EM} = \frac{3}{2}p [\psi_m^r i_{qs}^r - (L_d - L_q) i_{qs}^r i_{ds}^r] \quad (2.24)$$

Jednadžbe (2.16), (2.18), (2.24) i (2.9) u potpunosti opisuju sinkroni motor s permanentnim magnetima. Navedeni model je u potpunosti linearan, vremenski nepromjenjiv te nalikuje na istosmjerni motor, što je prikazano i nadomjesnom shemom na slici 2.5 [13]. Stoga je sve postupke izvedene za regulaciju (i sintezu regulatora) matematički moguće primjeniti i na PMSM. Vrijedi napomenuti da navedeni model ne uključuje pojave kao što su

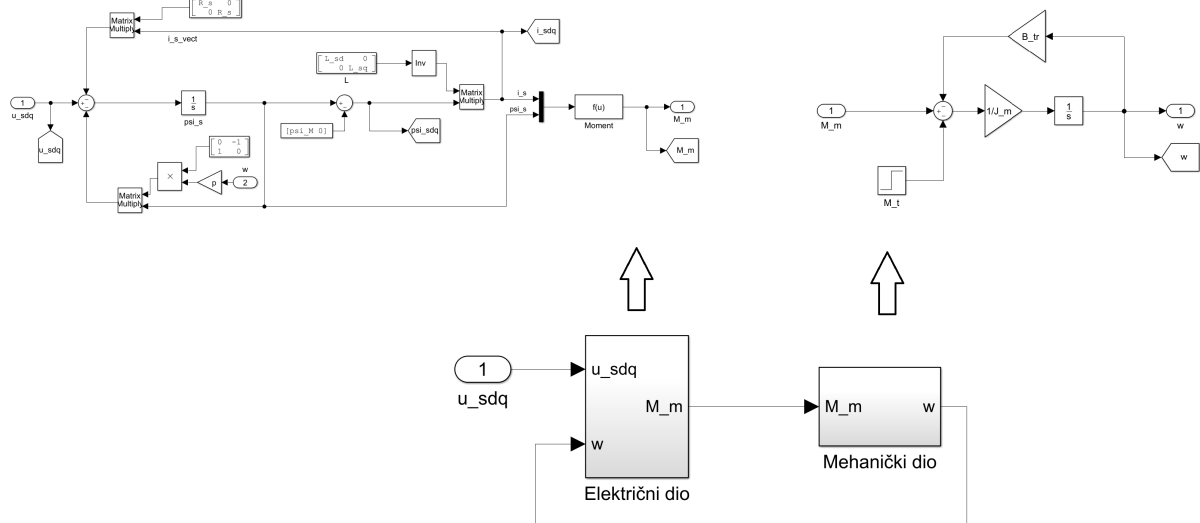


Slika 2.5: Nadomjesna shema dq modela PMSM-a [13]

zasićenja magnetskih materijala te prostorni harmonici.

2.2.4 Simulink implementacija dq modela

Implementacija matematičkog modela PMSM-a će biti izvršena u Simulinku. Pri tome se koristi dvoosni dq model. Implementacija je prikazana na slici 2.6. Model je podjeljen

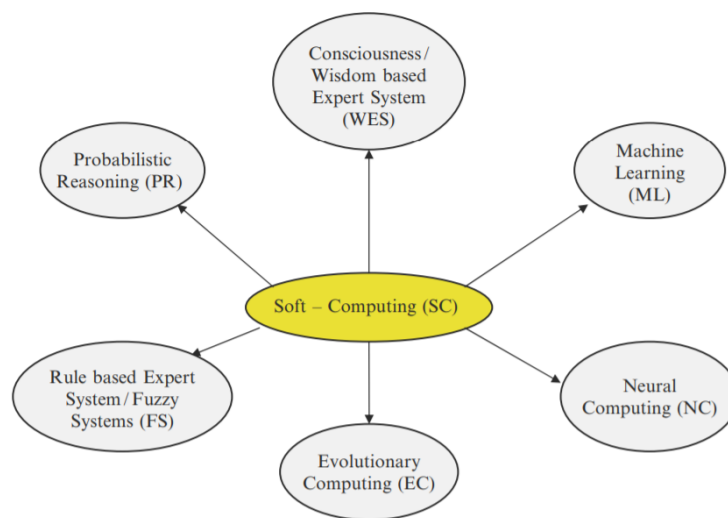


Slika 2.6: Linearni dq model PMSM-a unutar Simulink-a

na električni dio (jednadžbe (2.16), (2.18), (2.24)) i mehanički dio (jednadžba (2.9)). Sve varijable su definirane u MATLAB-u radi povećanja fleksibilnosti.

3 MEKO RAČUNARSTVO

Meko računarstvo (engl. *Soft Computing*) predstavlja generalni izraz koji uključuje niz metodologija koje teže iskorištavanju tolerancija glede nepreciznosti, nesigurnosti i djelomične istine s ciljem dobivanja robusnosti, otpornosti i niske cijene pri rješavanju računalno složenih problema [18, 19]. Pri tome metodologije unutar mekog računarstva ne moraju posjedovati zajedničke temelje ili se baviti istim zadatkom. Zajedničko obilježje im je način pristupa rješavanju problema; navedena tolerancija na greške [19]. Stoga, postoji niz disciplina koje spadaju u meko računarstvo. Jedna od podijela, prema [18], prikazana je na slici 3.1 [18].



Slika 3.1: Discipline mekog računarstva [18]

Od navedenih disciplina su za ovaj rad najvažnije:

1. neizraziti sustavi
2. umjetne neuronske mreže
3. evolucijski algoritmi

Stoga će navedene discipline biti obrađene u narednim poglavljima.

3.1 Neizraziti sustavi

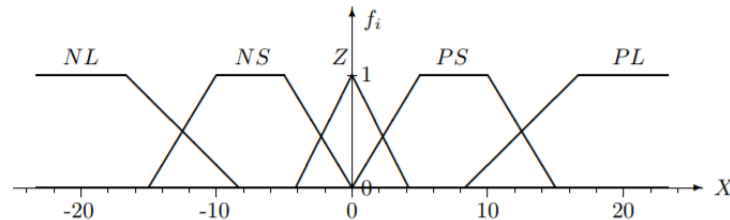
Neizraziti sustavi (engl. *Fuzzy Systems*) predstavljaju generalizaciju Boolove logike. Generalizacija se vrši na način da se pripadnost nekome skupu ne označava sa dvije krajnje vrijednosti: pripada (1) ili nepripada (0), nego da se definira stupanj pripadnosti (vrijednost u intervalu $[0, 1]$) [18, 19]. Najčešći primjer ovog sustava je ljudsko poimanje temperature.

Naime, ne postoji čvrsta granica (temperatura) nakon koje je toplo, nego postoji čitav raspon temperatura tokom kojeg je toplo do određenog stupnja. Iako je navedeni primjer intuitivan, za detaljno razumjevanje neizrazitih sustava, a u konačnici i regulatora, je nužno postaviti teorijske (matematske) temelje i ograničenja.

3.1.1 Neizraziti skupovi

Definicija [20]: Neizraziti skup (engl. *Fuzzy Set*) je uređeni par (X, f) , gdje je X vektorski prostor (uobičajeno skup R), a f je funkcija pripadnosti koja preslikava X na interval $[0, 1]$: $f : R \mapsto [0, 1]$.

Primjeri neizrazitih skupova su prikazani na slici 3.2 [20]. Pri tome su skupovi označeni kao: *Negative Large* (NL), *Negative Small* (NS), *Zero* (Z), *Positive Small* (PS) i *Positive Large* (PL).



Slika 3.2: Primjer neizrazitih skupova: NL, NS, Z, PS, PL [20]

Vrijedi napomenuti da su neizraziti skupovi u potpunosti određeni sa svojim funkcijama pripadnosti (engl. *Membership Functions – MF*) [19, 21]. Pri tome postoji više vrsta funkcija pripadnosti. Osnovne su:

1. trokutasta funkcija
2. trapezna funkcija
3. Gaussova funkcija
4. Bellova normalizirana funkcija
5. sigmoidna funkcija

Nadalje, funkcije pripadnosti moguće je, u velikoj mjeri, opisati sa dvi skalarme karakteristike: vrijednošću (w') i centroidom (c).

Definicija [20]: Težina i centroid neizrazitog skupa $s = (X, f)$ mogu se definiraju kao:

$$w = \int f(x)dx \quad (3.1)$$

$$c = \frac{x \int f(x) dx}{\int f(x) dx} \quad (3.2)$$

pri čemu se integracija vrši preko cijelog signalnog prostora X .

Težina predstavlja površinu (modulirane) funkcije pripadnosti, a centroid centar funkcije pripadnosti.

3.1.2 Fuzifikacija

Fuzifikacija (engl. *Fuzzification*) je proces pridruživanja neizrazite varijable realnoj varijabli. Definicija [20]: Promotrite neizraziti skup $s = (X, f)$. Proizvoljni element $x \in X$ pripada neizrazitom skupu s sa stupnjem pripadnosti $d = f(x)$.

Na osnovu gornje definicije svaki x pripada svakom neizrazitom skupu s_i s određenim stupnjem pripadanja d_i . Tako, primjerice, prema slici 3.2, $x = 0$ pripada skupu Z sa stupnjem 1, dok svi ostali skupovi (NL, NS, PS, PL) imaju vrijednost 0.

Korištenjem više neizrazitih skupova, kao i neizrazitih varijabli (pogavlje 3.1.4) moguće je deifinirati operator fuzifikacije.

Definicija [20]: Operator fuzifikacije \mathcal{F} preslikava element $x \in X$ u skup neizrazitih varijabli $\{(s_1, f_1(x)), (s_2, f_2(x)), \dots, (s_N, f_N(x))\}$.

3.1.3 Neizrazita logika

Neizrazita logika (engl. *Fuzzy Logic*) definira pravila operacije presjeka i unije skupova na neizrazitim skupovima.

Promatrana dva neizrazita skupa, $s_1 = (X, f_1)$ i $s_2 = (X, f_2)$, deifnirana na istom prostoru signala X , sa pridruženim skupovima $S_1 \subset X$ i $S_2 \subset X$, redom.

Definicija [20]: Proizvoljni element $x \in X$ pripada uniji $s_1 \cup s_2$ dva proizvoljna neizrazita skupa s_1 i s_2 sa stupnjem pripadnosti $d = \min(f_1(x), f_2(x))$.

Definicija [20]: Proizvoljni element $x \in X$ pripada presjeku $s_1 \cap s_2$ dva proizvoljna neizrazita skupa s_1 i s_2 sa stupnjem pripadnosti $d = \max(f_1(x), f_2(x))$.

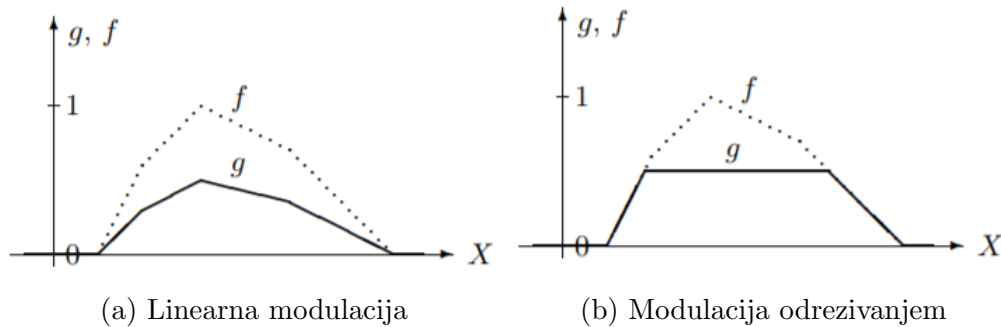
3.1.4 Neizrazite varijable

Definicija [20]: Neizrazita varijabla (engl. *Fuzzy Variables*) v je uređen par (s, d) , gdje je s neizraziti skup, a $d \in [0, 1]$ realna ograničena varijabla.

Pri tome je vidljivo kako neizrazite varijable nastaju tijekom procesa fuzifikacije, naime za svaki $x \in X$, d je stupanj pripadnosti neizrazitom skupu s . Druga interpretacija neizraziti

varijabli podrazumjeva modulaciju neizrazitog skupa s putem stupnja pripadnosti d : skalar d i funkcija pripadnosti $f : R \mapsto [0, 1]$ neizrazitog skupa s te, tvore novu funkciju $g : R \mapsto [0, 1]$. Pri tome postoje dvije modulacijske tehnike [20]:

1. linearna modulacija (slika 3.3a [20])
2. modulacija odrezivanjem (slika 3.3b [20])



Slika 3.3: Modulacijske tehnike [20]

Kako neizraziti sustavi redovito imaju više skupova, odnosno više funkcija pripadnosti učinkovito je uvesti neizrazite vektore na osnovu operatora fuzifikacije \mathcal{F} . Pri tome, ako postoji prostor X prekriven sa N neizrazitih skupova s_1, s_2, \dots, s_N , fuzifikacija $\mathcal{F}(x)$ proizvoljnog elementa $x \in X$ može se predstaviti kao N -vektor [20]:

$$\mathcal{F}(x) = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_N \end{bmatrix} (x) = \begin{bmatrix} (s_1, f_1(x)) \\ (s_2, f_2(x)) \\ \vdots \\ (s_N, f_N(x)) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Također svaki se neizraziti n -vektor može predstaviti pomoću odgovarajuće modulacijske funkcije g_i [20]:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (s_1, d_1) \\ (s_2, d_2) \\ \vdots \\ (s_n, d_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_n \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

3.1.5 Neizrazita pravila

Neizrazita pravila (engl. *Fuzzy Rules*) su pravila koja definiraju preslikavanje neizrazitih ulaznih varijabli u neizrazite izlazne varijable [20]. Naime, neizrazite varijable (ulazne i

izlazne) imaju više funkcija pripadnosti (skupova). Stoga je nužno znati koji uređeni par ulazni varijabli se preslikava u koje izlazne varijable.

Definicija [20]: SISO preslikavanje neizrazite ulazne varijable $v_e = (s_e, d_e)$ u neizrazitu izlaznu varijablu $v_u = (s_u, d_u)$ definira se kao $v_u = (s_u, d_e)$.

Unutar konteksta upravljanja navedeno znači kako signal pogreške $e(t)$ koji pripada ulaznom skupu s_e u mjeri d_e aktivira neizraziti skup s_u (upravljačka veličina) sa iznosom $d_u = d_e$.

Kako uobičajeno sustavi neizrazitog upravljanja imaju dvije ulazne varijable te je nužno za navedeni sličaj definirati stupanj aktiviranja izlaza (upravljačke veličine). Navedeno se radi preko I operacije.

Definicija [20]: I operacija preslikava neizrazite ulazne varijable $v_{e1} = (s_{e1}, d_{e1})$ i $v_{e2} = (s_{e2}, d_{e2})$ u izlaznu varijablu $v_u = (s_u, d_e)$ kao $v_u = (s_u, \min(d_{e1}, d_{e2}))$.

Što znači da se izlazna varijabla aktivira sa najmanjim stupnjem pripadnosti ulaznih varijabli $\min(d_{e1}, d_{e2})$.

3.1.6 Neizrazita asocijativna memorija

Neizrazita asocijativna memorija (engl. *Fuzzy Associative Memory*) predstavlja skup svih neizrazitih pravila [20], te je stoga potrebno obuhvatiti sve kombinacije ulaznih varijabli. Pri tome se asocijativna memorija uobičajeno prikazuje kao tablica, a primjer je prikazan u tablici 6.1.

Izlaz iz asocijativne memorije dobiva se jedinstvena izlazna varijabla koja je (vektorska) suma pojedinih izlaznih varijabli, dobivenih posebno za svako pravilo [20].

3.1.7 Defuzifikacija

Defuzifikacija (engl. *Defuzzification*) je proces pridruživanja reprezentativne vrijednosti neizrazitoj varijabli. Postoji više načina defuzifikacije. Uobičajeni su:

1. centroid površine (COA)
2. sredina maksimuma (MOM)
3. prvi maksimum (FOM)
4. zadnji maksimum (LOM)

Najčešća metoda je centroid površine:

Definicija [20]: Operator defuzifikacije \mathcal{D} preslikava neizrazitu varijablu v_u u centroid u

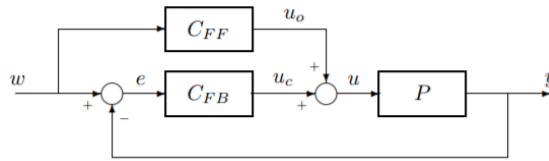
modulirane funkcije g_u .

$$u = \mathcal{D}\{v_u\} = \mathcal{D}\{g_u\} = \frac{\int \alpha g_u(\alpha) d\alpha}{\int g_u(\alpha) d\alpha} \quad (3.5)$$

Sve integracije se vrše preko cijelog signalnog prostora $U = R$.

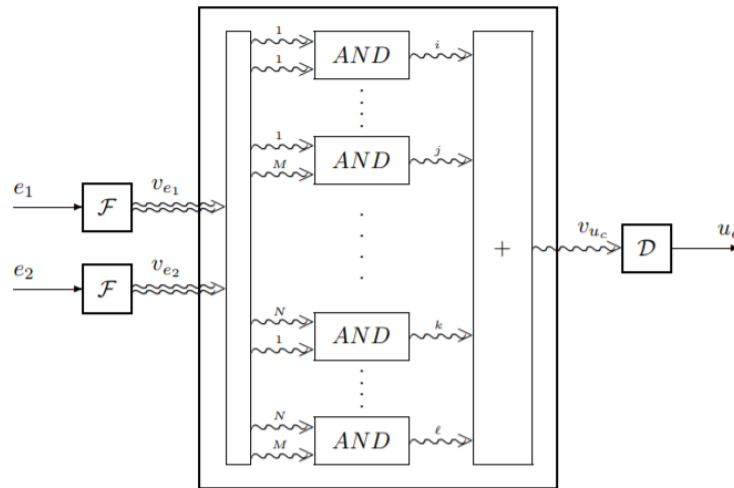
3.1.8 Neizraziti regulatori

Neizraziti regulatori (engl. *Fuzzy Logic Controller* – FLC) predstavljaju regulatore koji radne na principu neizrazitih sustava. Moguće ih je ostvariti kao upravljanje ili regulaciju sa ili bez povratne veze (slika 3.4 [20]). Pri tome se pretežitno koristi regulacija preko povratne



Slika 3.4: Upravljanje FLC-a – sa (C_{FB}) i bez (C_{FF}) povratne veze [20]

veze. Detaljan prikaz FLC-a priložen je na slici 3.5 [20]. Pri tome ravne linije predstavljaju klasične signale, valovite neizrazite varijable, a višestruko valovite linije predstavljaju neizrazite vektore. Navedena slika ujedno opisuje principe rada izložene u prethodnim poglavljima.



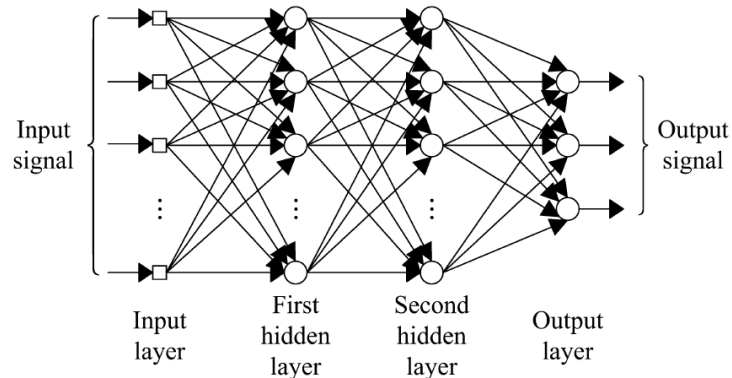
Slika 3.5: Detaljan blok dijagram FLC-a [20]

U prethodnim poglavljima dan je teorijski uvod o neizrazitim sustavima i regulatorima, a detaljnija objašnjenja biti će prikazana tokom implementacije FLC-a za PMSM.

3.2 Umjetne neuronske mreže

Umjetne neuronske mreže (engl. *Artificial Neural Networks – ANN, Neural Computing*) predstavljaju račulne mreže koje nastoje simulirati (oponašati) ponašanje bioloških neuronskih mreža (ljudskih ili životinjskih). Pri tome se oponašanje vrši kako bi se izvršile složene matematske zadaće koristeći lake operacije (zbrajanje, množenje i osnovne logičke operacije). Tako će rješavanje problema pomoću ANN-a biti računalno i algoritamski jednostavno te će samoorganizirajuća struktura omogućiti upotrebu za širok spektar zadataka [22].

Ljudski se mozak sastoji od velikog broja međusobno povezanih neurona ($3 \cdot 10^{10}$ [23]), pa se tako i ANN-ovi sastoje od velikog broja međusobno spojenih neurona koje paralelno izvršavaju zadatke u svrhu ostvarivanja globalnog cilja [18]. Primjer ANN-a prikazan je na slici 3.6 [24].



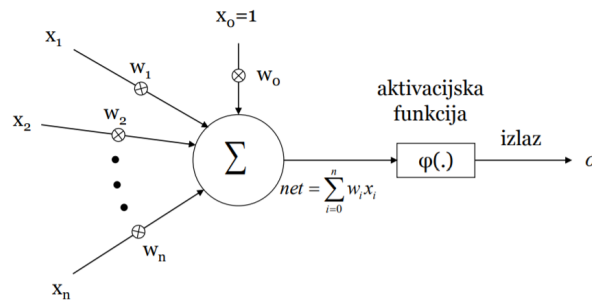
Slika 3.6: Osnovna struktura acikličke neuronske mreže [24]

Takvi ANN uobičajen se koristi za modeliranje, upravljanje, identifikaciju parametara, obradu zvuka i slike, prepoznavanje uzoraka i sl. [23]. Pri tome će u ovom radu ANN biti isključivo korišten za modeliranje izrazito kompleksnih nelinearnih funkcija te će se daljnje objašnjenje ANN-a svesti na upotrebu u navedene svrhe.

3.2.1 Neuroni

Neuron predstavlja osnovnu jedinicu neuronske mreže unutar koje se vrši obrada signala. Neuron je čvor koji sve ulazne informacije iz drugih čvorova (neurona) prihvaća i obrađuje kako bi generirao izlaz sukladno svojoj aktivacijskoj funkciji [23]. Veze ulaznih vrijednosti (x_i) dobivenih kao izlazi drugih neurona ne vrše se izravno, nego preko težinskih faktora (w_i). Osnovno tijelo neurona predstavlja sumator, koji sve modulirane ulaze zbraja. Tako zbrojeni ulazi dalje se uvode u aktivacijsku funkciju ($\varphi(\cdot)$) koja vrši linearno ili nelinearno

preslikavanje čime se dobiva izlazna vrijednost. Opisani neuron prikazan je na slici 3.7.



Slika 3.7: Osnovna struktura acikličke neuronske mreže

Neuroni se mogu značajno razlikovati prema aktivacijskim funkcijama, a najčešće su:

1. sigmoidna
2. funkcija praga
3. funkcija linearna po segmentima

3.2.2 Struktura neuronskih mreža

Strukturu neuronskih mreža moguće je opisati pomoću matrice težinskih faktora \mathbf{W} . Naime, postavljanjem težinskog faktora w_{ij} od i -tog prema j -om čvoru na vrijednost 0 ekvivalentna je ne postojanju veza od i -tog prema j -om čvoru. Tako je pomoću pravilnog postavljanja matrice težinskih faktora moguće stvoriti potpuno različite konfiguracije mreža. Osnovne su [23]:

1. acikličke (engl. *feedforward*)
2. mreža s povratnom vezom (engl. *recurrent*)
3. hibridne

Acikličke mreže ne sadrže povratne veze, tj. signali putuju slijedno od ulaznog sloja prema izlaznom, sloj po sloj, bez djelovanja na prethodni. Primjer takve mreže, sa ulaznim slojem, dva skrivena sloja i izlaznim slojem prikazan je na slici 3.6 [24]. Pri tome svaki neuron u pojedinom sloju ima vezu (preko težinskih faktora) sa svim neuronima u prethodnom sloju. Upravo će aciklička mreža biti korištena u radu te se neće vršiti daljnje upuštanje u obradu vrsta i tipova neuronskim mreža.

Treba napomenuti da se mreže karakteriziraju po broju neurona u pojedinom sloju i broj skrivenih slojeva. Pri tome skriveni slojevi predstavljaju sve slojeve između ulaznog i izlaznog sloja. U ukupni broj slojeva ne ubraja se ulazni sloj, tj. o ubrajaaju se skriveni slojevi i izlazni sloj. Tako, primjerice, mreža na slici 3.6 [24] ima 3 sloja.

3.2.3 Učenje neuronske mreže

U prethodnim poglavljima definirane se strukture neuronskih mreža. No, kako bi ANN mogao izvršavati svoju funkciju potrebno je prilagoditi matricu težinskih faktora \mathbf{W} i/ili ostale faktore. Navedeni postupak se naziva učenjem, a predstavlja optimizacijski zadatak koji nastoji minimizirati vrijednost funkcije cilja, odnosno minimizirati razliku izlaza ANN-a i željenog izlaza. Učenje se vrši u epohama, a u svakoj epohi se svi podatci za trening uvode u ANN, te se rezultati obrađuju korištenjem algoritma za učenje. Osnovni algoritmi za učenje su [23]:

1. učenje pod nadzorom
2. učenje bez nadzora
3. učenje podrškom
4. evolucijsko učenje

Učenje pod nadzorom predstavlja postupak gdje se direktno uspoređuje izlaz ANN-a sa željenom vrijednosti izlaza. Stoga je potrebno posjedovati dovoljno velik uzorak kako bi učenje bilo uspješno. Parametri mreže podešavaju se kao kombinacije greške izlaza ANN-a i uzorka za učenje. Greška izlaza uobičajeno se predstavlja preko srednjeg kvadratnog odstupanja. Kako se učenje vrši pomoću greške izlaza, treniranje se vrši u zatvorenoj povratnoj vezi. Pri tome postoji više metoda za minimizaciju greške, a jedna od njih je Levenberg–Marquardt metoda. Ista optimizira sve parametre mreže, a učinkovita je za optimizaciju nelinearnih problema sa srednjom kvadratnom pogreškom [23]. Levenberg–Marquardt metoda će biti korištena u ovom radu te stoga preostali algoritmi učenja neće biti obrađivani u ovom radu. Detalje je moguće pronaći unutar [23].

3.3 Evolucijski algoritmi

Evolucijski algoritmi (engl. *Evolutionary Algorithms* – EA, *Evolutionary Computing*) predstavljaju širok spektar stohastičkih optimizacijskih algoritama koji su inspirirani prirodom, odnosno selekcijom i genetikom [19]. Osnovni od evolucijskih algoritama su [23]:

1. genetski algoritmi
2. genetsko programiranje
3. evolucijsko programiranje
4. evolucijske strategije

U ovome radu će biti samo obrađen genetski algoritam jer će se isti koristiti u svrhu optimizacije parametara neizrazitog regulatora.

Svi evolucijski algoritmi imaju zajednički temeljni algoritam [23]:

1. postavi $t = 0$
2. nasumično generiraj početnu populaciju $\mathcal{P}(0)$
3. ponavljaj do ispunjenja kriterija:
 - (a) vrednuj funkciju cilja svake jedinke iz $\mathcal{P}(t)$
 - (b) odaberi jedinke za roditelje iz $\mathcal{P}(t)$ na osnovu prirodne selekcije
 - (c) primjeni operatore pretrage (rekombinaciju i mutaciju) na roditelje te generiraj $\mathcal{P}(t + 1)$
 - (d) postavi $t = t + 1$

Pojedini termini unutar algoritma će biti objašnjeni u narednim poglavljima.

3.3.1 Terminologija evolucijskih algoritama

Unutar evolucijskih algoritama koristi se niz termina, a svi su definirani prema [23].

Osnova evolucijskih algoritma je populacija. Populacija predstavlja skup svih jedinki u pojedinoj generaciji $\mathcal{P}(t) = \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_N$, gdje je \mathbf{x}_i i -ta jedinka unutar populacije [23]. Kao što je navedeno unutar algoritma, početna populacija generira se nasumično, a svaka naredna se dobiva na osnovu prethodne. Pri tome se svaka jedinka \mathbf{x}_i u ukupnoj populaciji naziva kromosom ili genom. Treba uočiti kako je \mathbf{x}_i vektor, naime svaka jedinka može imati više parametara (promjerice unat genetskog algoritma za optimizaciju parametara regulatora biti će optimirana dva pojačanja, te stoga \mathbf{x}_i sadrži dva elementa $\mathbf{x}_i = [K_{Pi}, K_{Li}]$). Svaki od navedenih parametara naziva se gen. Unutar EA vrijednost gena naziva se alelom.

Kodirano rješenje naziva se genotipom, tj. genotip predstavlja kromosom jedinke. Isto je potrebno samo za rad EA. Nasuprot tome fenotip predstavlja dekodirano rješenje, tj. rješenje u okviru zadatka.

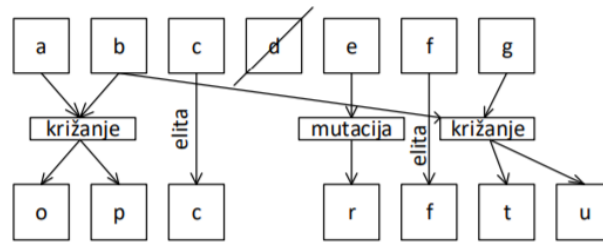
Za vrednovanje jedinki je nužno imati funkciju cilja. Funkcija cilja unutar EA kvantificira optimalnost rješenja, tj. pojedinog kromosoma. Dakle, funkcija cilja predstavlja vrijednost $f(\mathbf{x}_i)$. Ista se računa nakon što se genotip dekodira, tj. koristi se vrijednostima fenotipa. Vrijednost funkcije cilja koristi se za vrednovanje pojedinih rješenja (kromosoma).

Nova generacija se dobiva putem genetskog drifta. Isti predstavlja postupak nasumičnog (stohastičkog) odabira jedinki iz prethodne generacije (s većom vjerojatnosti odabira boljih jedinki) i promjene gena kako bi se stvorile nove, potencijalno bolje jedinke. Navedeni proces se ponavlja sve dok se ne postigne određeni kriterij. Kriterij može biti maksimalni broj generacija ili konvergencija rješenja.

3.3.2 Genetski algoritam

Genetski algoritam (engl. *Genetic Algorithm* – GA) predstavlja jedan od evolucijskih algoritama te kao takav posjeduje sva svojstva i terminologiju definiranu unutar prethodnih poglavlja. Osnovna namjena genetskog algoritma je optimizacija, odnosno pronalazak jedinke sa najboljim svojstvima. Jedinke sa najboljim svojstvima se, kao u svim evolucijskim algoritmima, dobiva testiranjem niza jedinki unutar nekoliko generacija. Pri tome se prva generacija generira nasumično (unutar nekog opsega vrijednosti), a nove generacije se dobivaju na osnovu prethodne putem selekcije. Selekcija predstavlja postupak odabira jedinki na osnovu kojih će se dobivati iduće generacije. Stoga je poželjno bolje jedinke (one sa boljom funkcijom cilja) više puta odabrati, no ipak ne previše puta kako bi se zadržala raznovrsnost. Isto tako vjerojatno je da lošije jedinke neće biti odabrane. Stoga postoji više načina izbora, a neki su Roulette selekcija, Linearno sortirajuća selekcija, Jednostavna turnirska eliminacijska selekcija [18]. Nakon što su izabrane pojedine jedinke potrebno je generirati nove. Za generiranje novih jedinki postoji više mehanizama. Osnovni su križanje, mutacija i elitizam. Križanje predstavlja postupak u kome dvije odabrane jedinke stvaraju novu jedinku (za iduću generaciju). Pri tome se geni (pojedini bitovi unutar genotipa) od uba ulazne jedinke nasumično mješaju, na osnovu čega potomak zadržava određena svojstva od svakog jedinke, no različit je od njih. Nasuprot tome mutacija generira potomka na osnovu samo jedne jedinke, na način se određeni geni nasumično promijene. Elitizam pak predstavlja postupak gdje se jedna jedinka preslikava u iduću generaciju, po svim očuvanim svojstvima

(genima). Navedeni postupci su vizualizirani na slici 3.8 [17].



Slika 3.8: Dijagram prelaska iz jedne generacije u drugu [17]

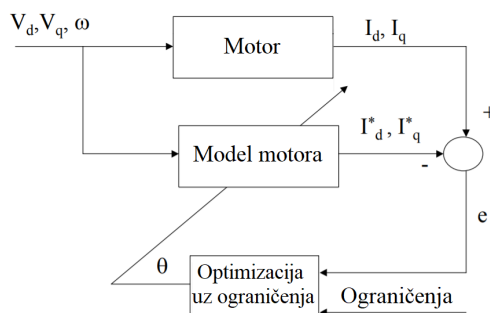
Genetski algoritam pogodan je za optimizaciju niza zadataka: od dinamičkih do nelinearnih zadataka. Ujedno je najprimjenjiviji optimizacijski algoritam iz skupa stohastičkih algoritama [25].

4 ESTIMACIJA PARAMETARA

Model sinkronog motora s permanentnim magnetima izveden u poglavlju 2.2.3 predstavlja najpogodiji model za opis ponašanja motora, jer predstavlja optimalnu kombinaciju potrebnog vremena za analizu i potrebnih parametara uz prihvatljive rezultate [26]. Pri tome je dq model pogodan i za parametriranje sustava regulacije [27]. Kako bi se model mogao upotrijebljivati potrebno je poznavati parametre PMSM-a. To su:

1. otpor statora R_s
2. induktivitet d -osi L_d
3. induktivitet q -osi L_q
4. rasipni induktivitet L_{ls}
5. tok permanentnog magneta ψ_m
6. moment inercije J
7. koeficijent viskoznog trenja B

Sa klasičnog stajališta estimacije parametara za istu je potrebno posjedovati eksperimentalne (mjerne) rezultate koji su dobiveni nizom pokusa. Nakon toga se vrši estimacija parametara s ciljem dobijanja grupe parametara koji na najbolji mogući način oslikavaju ponašanje stroja [27]. Određene parametre moguće dobiti direktnim mjerenjem (npr. otpor statora [17]), a preostale parametre treba odrediti nekom od metoda estimacije parametara. Sve metode estimacije temelje se na minimiziranju odstupanja odziva stvarnog motora (mjerenih podataka) sa modelom motora (slika 4.1). Navedeno predstavlja optimizacijski



Slika 4.1: Princip estimacije parametara

zadatak, gdje se redovito postavljaju ograničenja glede iznosa parametara kako bi se dobile fizikalno realne vrijednosti.

Uz navedeni osnovni princip estimacije parametara, estimaciju je moguće izvršiti na druge načine. Tu se prije svega ističe metoda konačnih elemenata s pomoću koje je moguće dobiti stvarne parametre bez niza pokusa na stvarnom motoru.

4.1 Metoda konačnih elemenata

Metoda konačnih elemenata (engl. *Finite Element Method* – FEM) je numerička metoda koja služi za približno rješavanje zadataka sa zadnim rubnim uvjetima unutar matematičke fizike. Kao takva se koristi u inženjerskim zadacima, što uključuje i elektrotehniku [28]. FEM se sastoji od 4 osnovna koraka [29]:

1. diskretiziranje geometrije u konačan broj elemenata
2. izvođenje jednadžbi za pojedini element
3. sastavljanje svih elemenata u promatranoj geometriji
4. rješavanje dobivenog sustava jednadžbi

Osnova metode konačnih elemenata je podjela kontinuirane geometrije unutar koje se rješava zadani zadatak na konačan broj elemenata. Podjela se vrši na način da se svaki element homogen (primjerice ima konstantnu permeabilnost unutar cijelog elementa) i da ima zadovoljavajuću veličinu. Pri tome se nepoznata funkcija (potencijal, a iz njega i preostale funkcije) dobiva interpolacijom (uobičajeno linernom) za svaki pojedini element [28]. Kako bi se tražena funkcija u potpunosti odredila je potrebno odrediti koeficijente interpolirane funkcije. Isti se određuju preko geometrije pojedinih elemenata i potencijala na čvorovima elemnta. Obzirom da je svaki element vezan (preko čvorova) sa svim susjednim elementima dolazi do međusobne ovisnosti potencijala susjednih elementa, a na kraju i do ovisnosti sa definiranim rubnim uvjetima. Tako se dobije matična jednadžba koju je potrebno riješiti, a isto je moguće iterativnom ili direktno (matrički).

Kako metoda konačnih elemenata ima duboke matematičke korijene i obzirom da je detaljan opis izrazito zahtjevan isti se neće raditi unutar ovog diplomskog rada. Moguće ga je pronaći unutar [29].

4.2 Estimacija parametara putem metode konačnih elemenata

Za estimaciju parametara putem FEM alata će se koristiti ANSYS Electronics Desktop. ANSYS Electronics Desktop je simulacijski software sa nizom specijaliziranih modula za pojedine simulacijske svrhe. Jedan od njih je Maxwell, s primjenom na simulaciju nisko-frekventnih elektromagnetskih polja, s primjenom na 2D i 3D simulaciju elektrostatskih, magnetostatskih, tranzijentnih zadataka i zadataka s vrtložnim strujama. Maxwell sadrži i RMXprt koji je alat za kreiranje geometrije i analitičke proračune svih vrsta rotacijskih strojeva [30].

ANSYS ima dodatnu mogućnosti estimacije parametara, odnosno izvođenje nadomjesnog kruga (engl. *Equivalent-Circuit Extraction* – ECE). Pri tome model nadomjesnog kruga sadrži koncentrirane parametre (općenito R , L , C) [30]. Postoji više vrsta formiranja nadomjesnih krugova, specijaliziranih za posebne namjene, a jedana je *Rotational Motion*. *Rotational Motion* služi za određivanje parametara modela koji sadrže kružna gibanja (simulacije se vrše promjenom položaja – kuta). Za implementaciju unutar električnih strojeva je potrebno koristiti *ECER_Model* i *ECE3_Model*. *ECE3_Model* omogućuje simulacije promjenom struja trofaznih namota, a *ECER_Model* omogućuje podešavanje promjene kuta rotora [30]. Pri tome kombinacija navedena dva elementa omogućuje promjenu struja u $dq0$ sustavu. Treba napomenuti kako je navedeni alat moguće koristiti samo za sinkrone strojeve radi određivanja kuta $dq0$ sustava, koji je za sinkrone strojeve definiran položajem rotora [1].

Izrada nadomjesnog kruga počinje sa izradom geometrija motora, što je obrađeno u poglavlju 4.2.1.

4.2.1 Stvaranje FEM modela motora

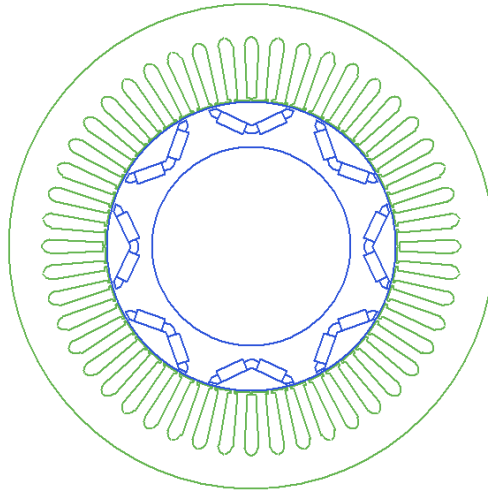
Stvaranje geometrijskog modela motora raditi će se pomoću RMXprt. U ovom slučaju prikazan način stvaranja geometrijskog modela PMSM-a od Toyote Prius 2004. Neophodni parametri prikazani su u tablici 4.1 [31].

Prvi korak, kako bi se stvorio geometrijski model motora, je odabir vrste stroja unutar RMXprt. Odabire se *Generic Rotting Machine* jer geometriju odabranog motora nije moguće načiniti niti sa jednom od ponuđenih vrsta motora. Nakon odabira vrste motora kreće sa unosom parametara. Pri tome se redom unose parametri kako su definirani unutar 4.1 [31], jer isti slijede postupak stvaranja modela. Parametri koji nisu definirani se ostavljaju

Tablica 4.1: Parametri PMSM-a od Toyote Prius 2004 [31]

	Parametar	Vrijednost
Stator	Broj polova	8
	Broj utora	48
	Vrsta spoja	Y3
	Vrsta utora	4
Statorska jezgra	Vanjski promjer	269 mm
	Unutarnji promjer	161.93 mm
	Dužina	83.56 mm
	Keoficijent ispune	0.95
	Materijal	M19_29G
	Nakošenje utora	0
Statorski utori	H_{s0}	1.03 mm
	H_{s1}	0 mm
	H_{s2}	29.5 mm
	B_{s0}	1.93 mm
	B_{s1}	5 mm
	B_{s3}	8 mm
	R_s	5 mm
Statorski namot	Broj slojeva	1
	Vrsta namota	Half-Coiled
	Broj paralelnih grana	1
	Broj vodiča po utoru	9
	Broj niti	1
	Debljina izolacije vodiča	0.05 mm
Materijal		copper_75C
Rotor	Broj polova	8
Rotorska jezgra	Vanjski promjer	160.4 mm
	Unutarnji promjer	110.64 mm
	Dužina	83.56 mm
	Stupanj ispune	0.95
	Materijal	M19_29G
	Tip pola	5
Rotorski pol	D_1	157.44 mm
	O_1	3 mm
	O_2	7.28 mm
	B_1	4.7 mm
	R_{ib}	14 mm
	HR_{ib}	3 mm
	D_{minMag}	4.5 mm
	Broj slojeva	1
	Visina sloja	0 mm
	Debljina magneta	6.48 mm
	Širina magneta	32 mm
	Materijal magneta	ShinEtsu_N36Z_20cel

na zadanim vrijednostima. Nakon izvršavanja unosa podataka dobiva se presjek motora prikazan slikom 4.2.



Slika 4.2: Poprečni presjek stroja

Kako bi se navedeni model mogao analizirati je potrebno podesiti postavke simulacije. Iste su prikazane u tablici 4.2. Nakon analize modela se stvara Maxwell 2D model motora

Tablica 4.2: Simulacijske postavke unutar RMXprt-a

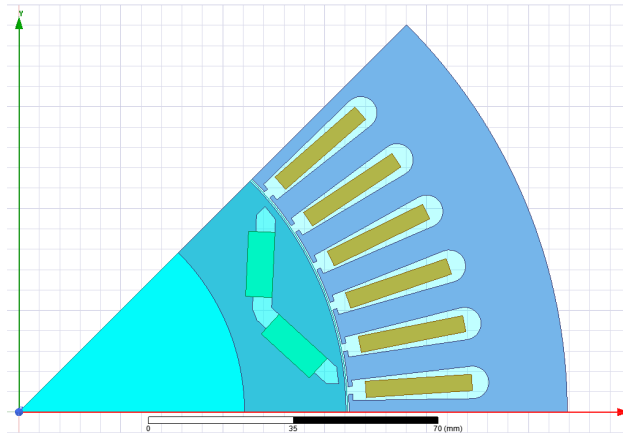
	Parametar	Vrijednost
Simulacija	Vrsta pogona	Motorski
	Nazivna izlazna snaga	30 kW
	Nazivni napon	300 V
	Nazivna brzina	1 200 rpm

(automatski iz RMXprt modela). Treba uočiti da pri unosu parametara nije unesen parametar D_{minMag} , naime isti nije podržan u korištenoj verziji RMXprta. Stoga je grešku potrebno ispraviti ručno unutar Maxwella. Nakon ispravljanja greške dobiva se model prikazan slikom 4.3. Vidljivo je da model unutar Maxwella sadrži samo 1/8 presjeka stroja. Korištenjem simetrija se može simulirati samo jedan pol stroja (od ukupno 8), a da ostanu očuvana sva svojstva. Na ovaj način značajno se povećava brzina simulacije.

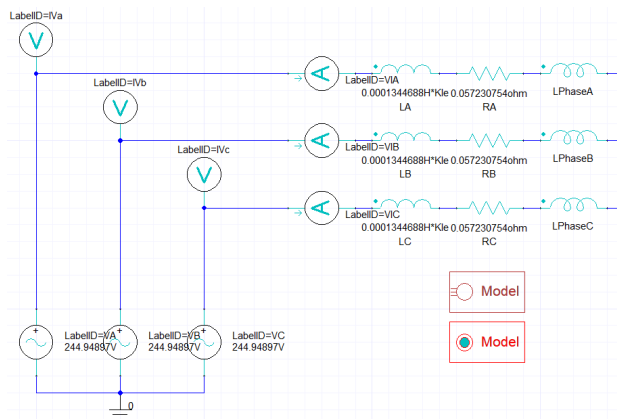
Uz Maxwell model motora načinjen je i upravljački krug motora (u ovom slučaju samo naponski izvori, bez upravljanja). Modificirana verzija istog je prikazana na slici 4.4.

4.2.2 Podešavanje ECE alata

Kako bi se mogla koristiti ekstrakcija parametara potrebno je u upravljački krug motora dodati elemente za istu. Obzirom da se radi o rotacijskom stroju se dodaju *ECE3_Model* i *ECER_Model*. Oba su označena crvenom bojom na slici 4.4.



Slika 4.3: Model stroja u Maxwellu



Slika 4.4: Upravljački krug motora

Unutar *ECE3_Model* definiraju se promjene struje, tj. vrijednosti struja za koje će biti izvršena simulacija. Unešene vrijednosti prikazane se na slici 4.5. Postavke struja unose se

Name	Value	Unit	Evaluated V...	Description	Callback	Override
DeviceName	ECE3_Model1			Device name for	<input type="checkbox"/>
Windings	PhaseA, PhaseB, PhaseC			Comma-separate...	...	<input checked="" type="checkbox"/>
CurrentSwe...	(1A, 10), (2A, 5), (10A, 8), (20A, 5), (50A, 6)			Positive current a...	...	<input checked="" type="checkbox"/>
PhAngInter...	2			(0, 1, 2) for DQ swe...	...	<input checked="" type="checkbox"/>
Res	0.057230754	ohm	0.057230754...	Phase resistance	...	<input checked="" type="checkbox"/>
IndE	0	H	0H	Phase end leaka...	...	<input checked="" type="checkbox"/>
MaxCirNetL...	MODEL @DeviceName ECE3 (Windings=@Windings S...				...	<input type="checkbox"/>
Status	Active				...	<input type="checkbox"/>
Info	ECE3_Model				...	<input type="checkbox"/>

Slika 4.5: Postavke za *ECE3_Model*

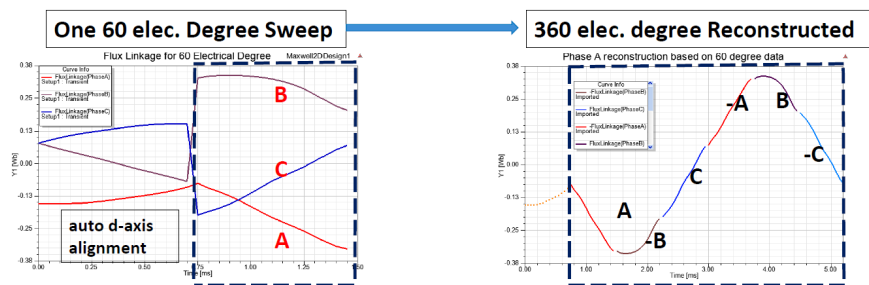
ručno, na osnovu očekivanih vrijednosti i potrebne rezolucije za dobivanje dobre aproksimacije. Opcija *PhAngIntervals* određuje način raspodjele struja. 2 označava da se simuliraju i pozitivne i negativne struje za *d* i *q* komponentu (sva 4 kvadranta). Ostale postavke se unose prema parametrima motora.

Unutar *ECER_Model* definira se promjena kuta. Unešene vrijednosti su prikazane na slici 4.5. Kut se definira u električnim stupnjevima (označava se *InElecDeg*) i postavlja

Name	Value	Unit	Evaluated V...	Description	Callback	Override
RotAngMax	60	deg	60deg	Maximum rotating	<input checked="" type="checkbox"/>
InElecDeg	<input checked="" type="checkbox"/>			Check to define R...	...	<input checked="" type="checkbox"/>
RotAngInter...	15		15	Number of uniform...	...	<input checked="" type="checkbox"/>
SkewAng	0	deg	0deg	Skew angle of the	<input type="checkbox"/>
Poles	8		8	Number of poles	...	<input checked="" type="checkbox"/>
Slots	48		48	Number of stator s...	...	<input checked="" type="checkbox"/>
Output	1		1	0. ABC flux output	<input checked="" type="checkbox"/>
MaxCirNet...	MODEL @DeviceName ECER (RAngM=@RotAngMax...				...	<input type="checkbox"/>
Status	Active				...	<input type="checkbox"/>
Info	ECER Model				...	<input type="checkbox"/>

Slika 4.6: Postavke za *ECER_Model*

se ograničenje na iznos od 60° el. Razlog je što je, za simetričan trofazni sustav, dovoljno simulirati 60° el za preslikavanje vrijednosti na svih 360° el [2]. Postupak preslikavanja je prikazan na slici [2]. Dodatno je potrebno unijeti parametre motora u *ECER_Model*.



Slika 4.7: Preslikavanje vrijednosti sa 60° el na 360° el [2]

Treba napomenuti da postavke simulacije (unutar Maxwell-a) nemaju utjecaja na rješenje, osim kada je vremenski korak prekratak jer u tome slučaju dolazi do velikog utjecaja vrtnožnih struja [32].

Nakon što su do sada definirani koraci izvršeni moguće je pokrenuti simulacije. Kako se simulira izrazito velik broj kombinacija vrijednosti struja i kuteva, simulacija traje izrazito dugo. Istu moguće ubrzati postavljanjem *HPC Options*, no navedeno neće biti opisivano unutar diplomskog rada. Opis je moguće pronaći unutar [30].

4.2.3 Rezultati analize

Po završetku simulacije moguće je ili stvoriti model motora u Simploreru ili eksportirati podatke te stvoriti model u nekom vanjskom programu. Unutar rada će biti korištena druga opcija, upotrebom MATLAB-a.

Kako bi se dobili parametri modela PMSM-a potrebno je obraditi podatke dobivene putem FEM analize. U svrhu istog se pišu skripte, a rezultat je:

$$p = 4$$

$$R_s = 0.057230754 \Omega$$

$$L_{ds} = 0.606764241878470 \text{ mH}$$

$$L_{qs} = 1.46338853036453 \text{ mH}$$

$$J_m = 0.032137117 \text{ kgm}^2$$

$$\psi_m = 0,084613271 \text{ Wb}$$

Procijenjena vrijednost otpora izarzito je mala. Navedena vrijednost procjenjuje se anaitički unutar RMxpert-a. U silumacijskom modelu biti će korištena 5 puta veća vrijednost otpora, tj. $R_s = 0.28615377 \Omega$. Kako ANSYS Maxwell ne može procijeniti otpor trenja uzima se $B = 0$.

Navedeni parametri su dovoljni za linearni model, a u narednim poglavljima će biti opisan postupak dobivanja nelinearnog modela PMSM-a koji uključuje magnetsko zasićenje i prostorne harmonike.

5 NELINEARNI MODEL SINKRONOG MOTORA S PERMA- NENTNIM MAGNETIMA

Model izveden u poglavlju 2.2.3 ne sadrži magnetsko zasićenje i prostorne harmonike. Stoga će biti doraden koristeći se parametrima dobivenim putem ANSYS-a. Sve implementacije su izvršene unutar MATLAB/Simulink-a.

Nelinearni model se temelji na linearnom modelu unutar dq sustava, te je stoga prvo potrebno načiniti klasični dq model. Temelj dq modela su jednadžbe (2.16), (2.18), (2.24) i (2.9), a implementacija implementacija u Simulinku prikazana je na slici 2.6.

5.1 Modeliranje zasićenja i prostornih harmonika

Uključenje pojava magnetskog zasićenja i prostornih harmonika u model prokazan na slici 2.6 moguć je na 2 načina:

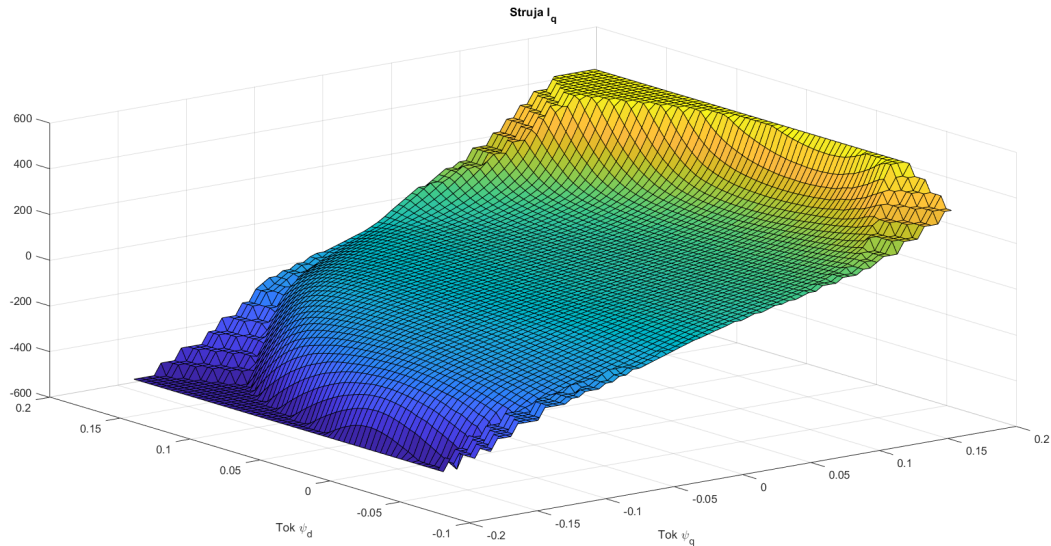
1. induktivitet je ovisan o struji ($\mathbf{L}_{dqs} = \mathbf{f}(\mathbf{i}_{dqs}^r)$)
2. izravno preslikavanje toka u struju ($\mathbf{i}_{dqs} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\psi}_{dqs}^r)$)

Induktivitet je, sa stajališta analize mreža, krivulja u $\psi - i$ ravnini. Time bi se unutar izraza (2.18) uključile sve navedene pojave. No, implementacija nosi ograničenja. Prvo je što se izraz (2.18) mora modificirati kako bi se uključilo i statički i dinamički induktivitet. Navedeno je problematično sa stajališta FEM analize jer bi se sve simulacije morale izvršiti dva puta (jednom za statički i jednom za dinamički induktivitet) što je izrazito dugotrajno. Drugi nedostatak je pojava algebarske petlje u Simulink implementaciji. Stoga se koristiti drugi način; izravno preslikavanje toka (ψ_{dqs}) u struju (i_{dqs}). Kako bi se uzeli u obzir prostorni harmonici je potrebno kao ulaznu varijablu dodatno koristiti kut rotora (ρ). Također se vrši izravno preslikavanje tokova i kuta u elektromagnetski moment (M_{EM}) motora jer moment računat prema izrazu (2.9) ima značajna odstupanja od stvarnih rezultata.

Preslikavanje $[I_{ds}, I_{qs}, M_{EM}] = f(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \rho)$ se može implementirati na više načina:

1. funkcijska aproksimacija
2. *Lookup* tablice
3. umjetne neuronske mreže

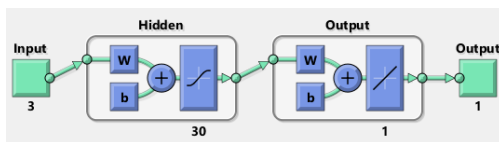
Funkcijska aproksimacija je najprikladniji način jer je precizna (ako se izvede pravilno) i ima malo vrijeme izračuna. Ipak postoji značajni problem pri implementaciji funkcijske aproksimacije; tražene funkcije su složene (na slici 5.1 je prikazana funkcija $I_q = f(\psi_d, \psi_q)$ – izostavljen je kut ρ te su rubovi izobličeni zbog obrade podataka) i ne postoje stan-



Slika 5.1: $I_q = f(\psi_d, \psi_q, \rho = 10^\circ)$ za simulirani PMSM

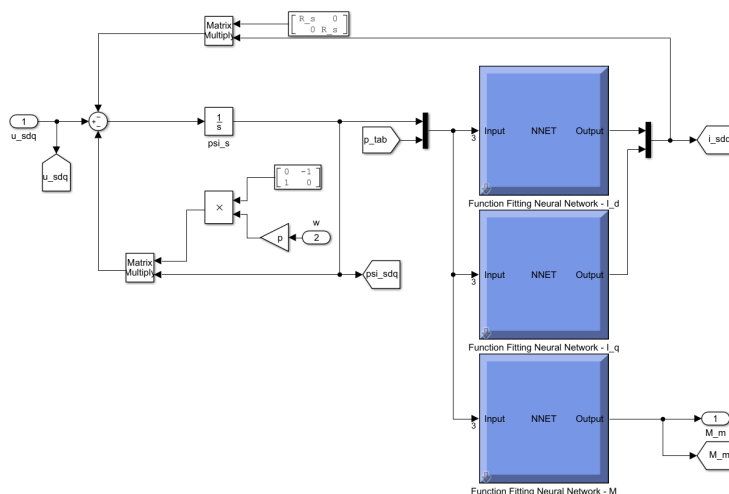
dardna rješenja za aproksimaciju. Drugi način je korištenje *Lookup* tablica. Pri manjem broju uzoraka *Lookup* tablice imaju izrazito lošu točnost (radi interpolacije), a pri velikom broju uzoraka je preveliko vrijeme obrade podataka (pronaska vrijednosti unutar tablice) te zahtjeva prevelik broj simulacija unutar FEM-a. Bez obzira na navedene nedostatke se uobičajeno koriste *Lookup* tablice. Kako bi se dobio bolji model se, unutar ovog rada, koriste umjetne neuronske mreže za funkcijsku aproksimaciju.

Implementacija ANN-a je jednostavna u MATLAB-u pomoću ugrađenih funkcija. Jedini problem predstavlja konfiguriranje neuronske mreže. Razlog je što ANN mora imati dovoljan broj slojeva i neurona kako bi sa dovoljnom preciznosti modelirao danu funkciju, ali istovremeno ih ne smije biti previše jer se povećava vrijeme izračuna – neće biti ostvariva stvarnovremenska simulacija. Veličina ANN-a određena je eksperimentalno (metoda pokušaja i pogrešaka) na iznos od 30 neurona u jednom skrivenom sloju. Aktivacijske funkcije u skrivenom sloju su hiperbolični tangensni sigmoidi (*tansig*), a u izlaznom sloju se nalaze linearne aktivacijske funkcije (*purelin*). ANN je prikazan na slici 5.2 te ima 3 ulaza (ψ_d, ψ_q, ρ) i 1 izlaz. Razlog je što se za svaki izlaz (I_d, I_q, M) koristi zaseban ANN radi dobivanja boljeg odziva.



Slika 5.2: Oblik umjetne neuronske mreže za aproksimaciju funkcija I_d , I_q , M

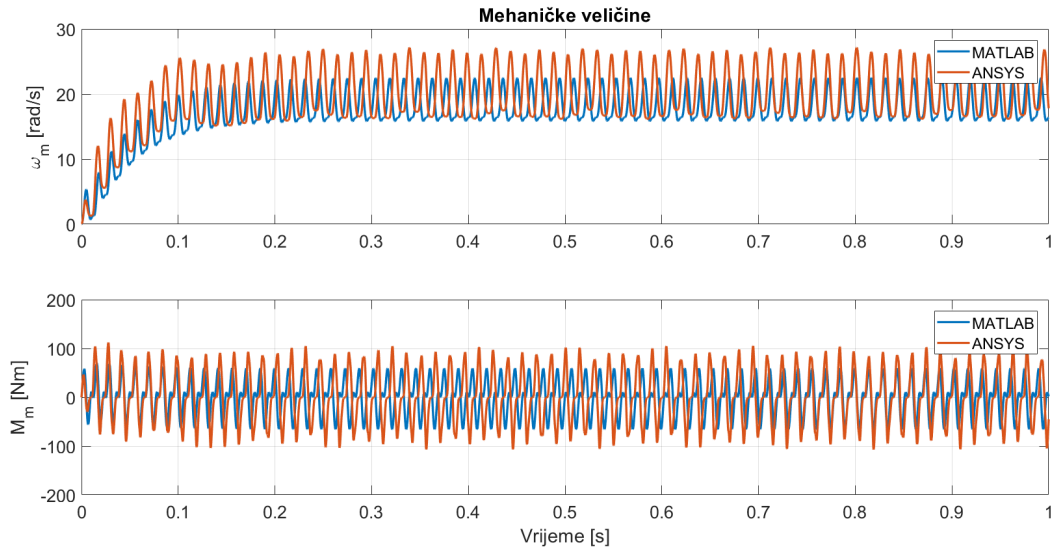
Nakon treniranja ANN-a (putem Levenberg–Marquardt metode) sa podacima FEM analize moguće je stvoriti nelinearni model PMSM-a. Nadomjesna shema za električni dio motora prikazana je na slici 5.3. Mehanički dio ostaje nepromjenjen.



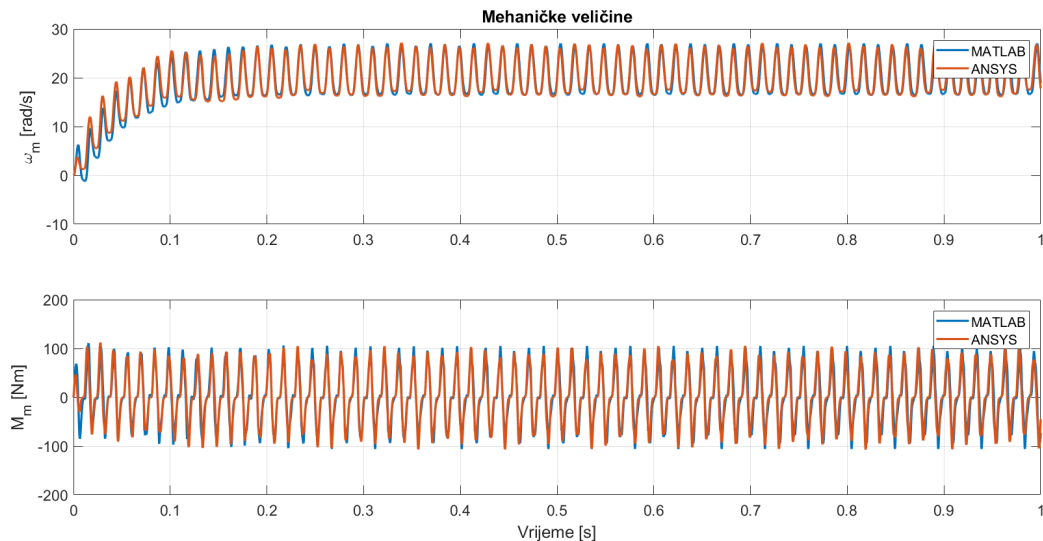
Slika 5.3: Nelinearni dq model PMSM-a unutar Simulink-a

5.2 Usporedba odziva FEM i Simulink modela pri direktnom ukopu

U svrhu ocjene kvalitete razvijenog modela uspoređuju se rezultati dobiveni unutar ANSYS-a (putem FEM analize) i rezultati dobiveni unutar Simulink-a (model na slici 5.3). Simulacije se rade za efektivni linijski napon od 75 V, bez tereta. Preostali parametri su dani u prethodnim poglavljima. Radi usporedbe prvo je dan odziv klasičnog, linearnog i vremenski nepromjenjivog dq modela (slika 5.4). Vidljivo je da linearni model ima značajna odstupanja naspram FEM modela. Nasuprot tome izrađeni model ima odziv koji u velikoj mjeri odgovara odzivu FEM analize (slika 5.5). Globalni trend brzine vrtnje i momenta ostaje očuvan. Također je vidljivo kako postoji značajna razlika neposredno nakon uklopa stroja. Razlog je greška u određivanju početnog položaja rotora (postoje rezlike između FEM-a i Simulink-a). Detaljniji prikaz brzine vrtnje i momenta prikazan je na slici 5.6. Moment FEM analize i Simulink modela blago se razlikuju zbog prostornih harmonika. Naime, u početnim trenucima simulacije došlo je do razlike kuteva FEM i Simulink modela. Stoga su harmonici unutar modela međusobno pomaknuti te se javljaju u različitim trenucima. Rezultat je da

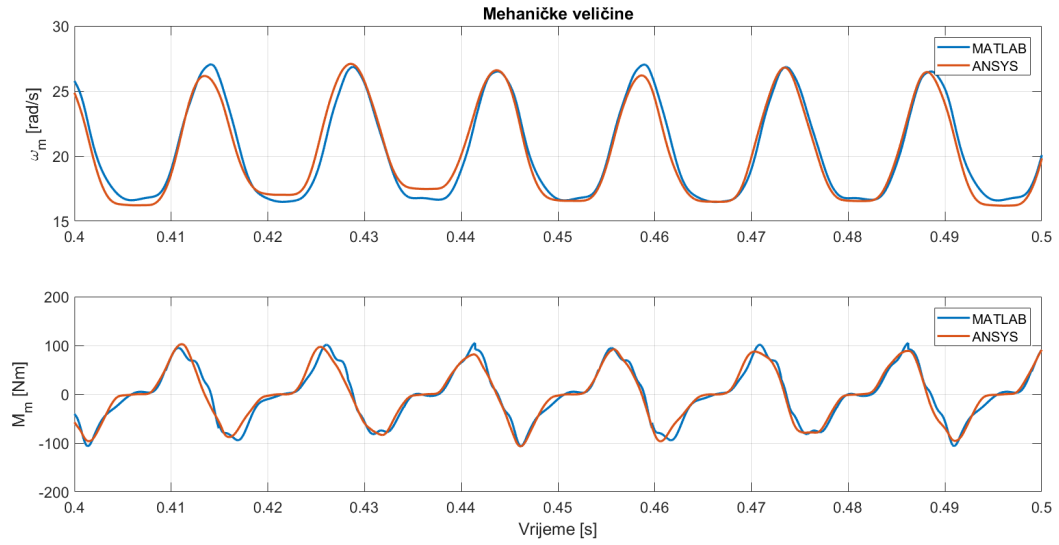


Slika 5.4: Odziv FEM i linearnog Simulink modela na direktni uklop



Slika 5.5: Odziv FEM i nelinearnog Simulink modela na direktni uklop

se osnovni valni oblik momenta (koji je isti u oba modela) deformira preko harmonika čime se dobivaju “izbočinenja”, odnosno “udubljenja” unutar momenta u različitim trenucima. Vidljive su i nagle promjene u iznosu momenta (“špicevi”). Isti su rezultat aproksimacije neuronskim mrežama. Naime, kada kut rotora izađe iz raspona koji je simuliran unutar FEM alata kreće opet ispočetka. Iako se krajnji i početni rezultat u FEM-u poklapaju, neuronske mreže imaju grešku u aproksimaciji (radi se o krajnjim vrijednostima intervala) te stoga nastaju razlike pri kretanju sa početnog kuta. Ujedno je vidljivo kako je brzina vrtnje dijelom različita. Promatrajući cijeli tijek simulacije su brzine izrazito slične (za razliku od linearnog modela) jer se momenti u velikoj mjeri podudaraju.

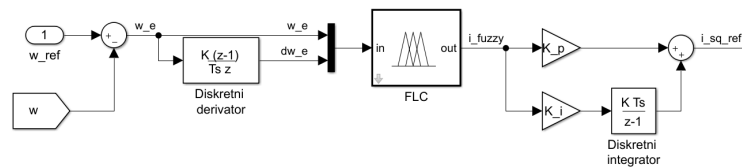


Slika 5.6: Odziv FEM i nelinearnog Simulink modela na direktni uklop

Rezultat je da izrađeni model u značajno većoj mjeri oslikava stvarno ponašanje PMSM-a (kao kod FEM analize), a pri tome je zadržana velika brzina simulacije (kao kod klasičnog *dq* modela).

6 NEIZRAZITO UPRAVLJANJE SINKRONIM MOTOROM S PERMANENTNIM MAGNETIMA

Neizraziti regulator za PMSM će regulirati brzinu vrtnje motora, a temelji se na vektorskom upravljanju. Neizraziti regulator će raditi u dq sustavu. PI regulator brzine vrtnje, koji se za vektorsko upravljanje parametrira prema simetričnom optimumu, zamjenjen je sa neizrazitim regulatorom. Neizraziti regulator djeluje kao P regulator sa promjenjivim pojačanjem te bi imao konstantno regulacijsko odstupanje. U svrhu poništavanja regulacijskog odstupanja u ustaljenom stanju je nužno dodati I član. Stoga se koristi neizraziti regulator koji nalikuje na PI regulator (slika 6.1).



Slika 6.1: Neizraziti regulator koji nalikuje na PI regulator

FLC, kao što je prikazano na slici 3.5 (te kao što je vidljivo na slici 6.1), uobičajeno ima 2 ulazna signala. Isto se koristi pri izradi FLC-a za PMSM. Jedan ulazni signal predstavlja regulacijsko odstupanje (grešku brzine vrtnje), a drugi ulaz je promjena regulacijskog odstupanja (derivacija greške brzine vrtnje). Korištenjem navedenog moguće je, ako bi se funkcije pripadnosti i asocijativna memorija FLC-a dobro postavili, regulator precizno podesiti za odgovor na nagle promjene reference brzine vrtnje i momenta tereta. Skokovita promjena reference brzine vrtnje (primjerice sa $w_0 = 0$ rad/s na w_n) prouzročila bi veliko regulacijsko odstupanje brzine vrtnje. Stoga je pomoću funkcija pripadnosti za 1. ulaz moguće postaviti precizan odgovor na promjenu reference. Ako bi se motor skokovito opteretio (promjerice sa $M_0 = 0$ Nm na M_n), u početnim trenucima dolazi do malog propada brzine vrtnje (koji se mora povećavati kako bi PI regulator reagirao), ali velike derivacije brzine vrtnje. Stoga se 2. ulaz može podesiti za precizan odgovor na terećenje. Na osnovu rečenog vidljivo je da FLC može dati bolji odziv nego npr. PI regulator. Glavni problem pri implementaciji FLC-a je određivanje funkcija pripadnosti i asocijativne memorije; FLC-ovi se ne baziraju na strogim matematskim pravilima, nego na “osjećaju” osobe koja implementira regulator. Stoga je za usješnu implementaciju FLC-a presudno prethodno iskustvo i znanje, kako reguliranog procesa, tako i FLC-a. Unutar ovog diplomskog rada se za što bolje podešavanje FLC-a

dodaju 2 pojačanja: K_p i K_i . Pojačanja se nalaze uz P i I djelovanje regulatora. Postavke FLC-a su dane u narednom poglavlju.

6.1 Podešavanje neizrazitog regulatora za nelinearni model

Svaki ulaz i izlaz neizrazitog regulatora ima 7 MF-ova. Prva 3 MF-a su trapezne funkcije (sve za negativne vrijednosti: *Negative Big* – NB, *Negative Medium* – NM, *Negative Small* – NS), jedna trokutasta funkcija (za “nultu” pogrešku: *Zero Error* – ZE) te ponovno 3 trapezne funkcije (sve za pozitivne vrijednosti: *Positive Small* – PS, *Positive Medium* – PM, *Positive Big* – PB). Svi MF-ovi su prikazani na slici 6.2. Parametri MF-ova se nalaze u tablici 6.2.

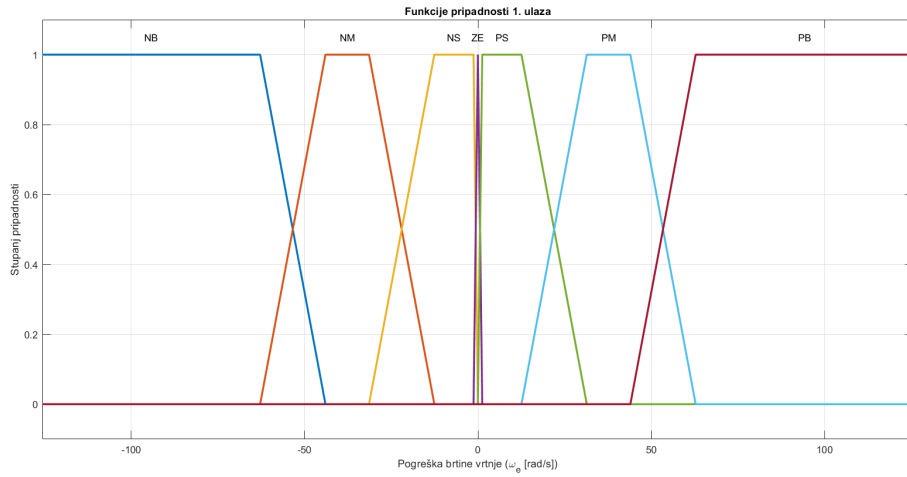
Prikazani MF-ovi predstavljaju krajnji rezultat koji je dobiven u nekoliko iteracija uz istovremenu optimizaciju pojačanja K_p i K_i . Pojačanja su optimizirana putem genetskog algoritma (korištenjem implementiranih funkcija unutar MATLAB-a). Optimizacijski zadatak predstavlja minimiziranje srednjeg kvadratnog odstupanja između reference brzine vrtnje i stvarne brzine vrtnje motora. Pri tome se referenca mijenja skokovito u trenutku $t_w = 0$ s na iznos $w = w_n$ te dolazi do tenećenja na iznos $M = M_n$ u trenutku $t_t = 0.5$ s (slika 6.3). Postavke regulatora su prikazane u tablici 6.2.

Asocijativna memorija FLC-a je podešena na uobičajeni način (tablica 6.1). Ista se nije mijenjala tokom podešavanja FLC-a. Tablicu asocijativne memorije moguće je prikazati i

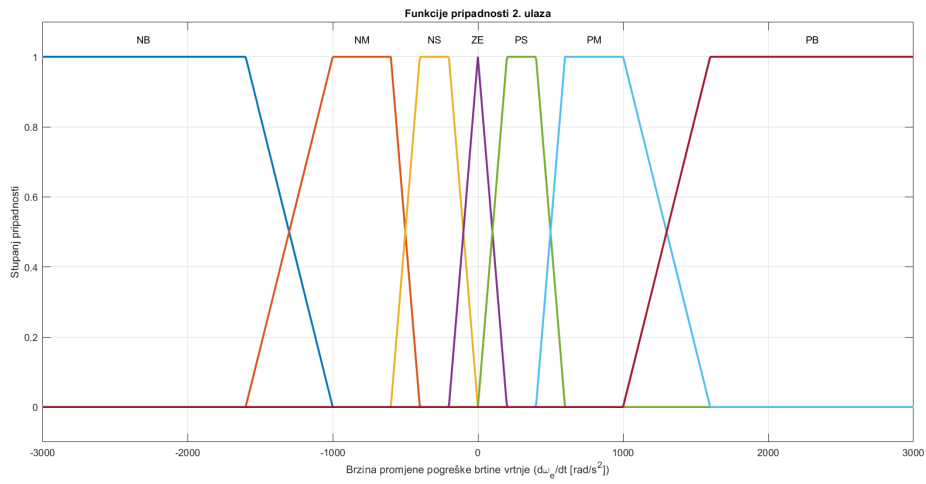
Tablica 6.1: Asocijativna memorija FLC-a

		ω_e						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$\frac{d}{dt}\omega_e$	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
	NS	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NM	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

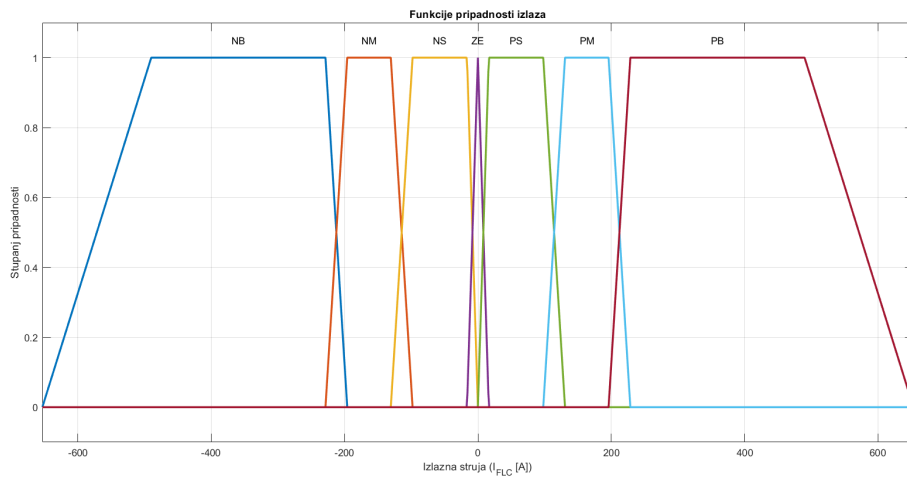
površinom, što je vidljivo na slici 6.4.



(a) Funkcije pripadnosti za 1. ulaz

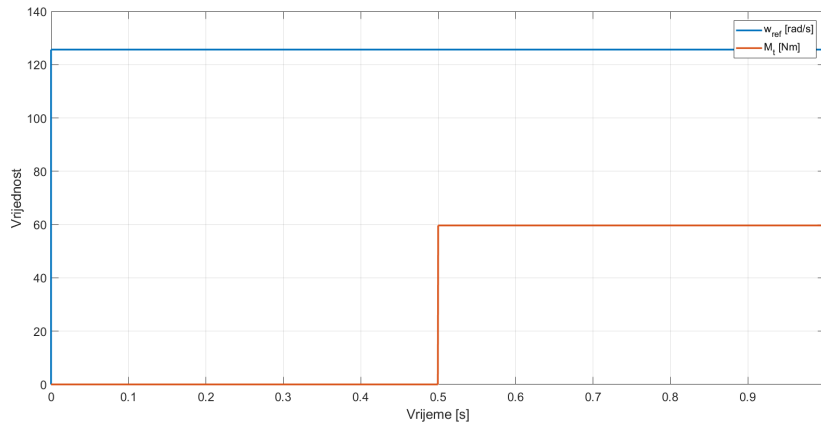


(b) Funkcije pripadnosti za 2. ulaz

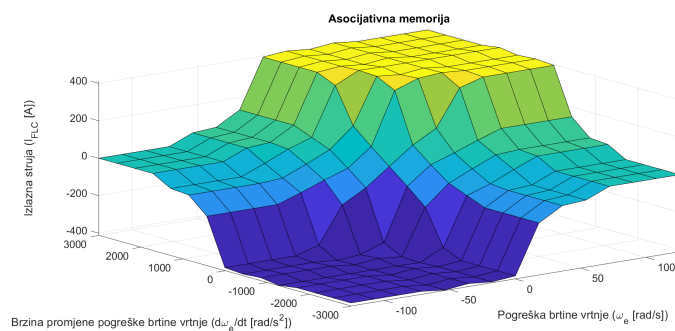


(c) Funkcije pripadnosti za izlaz

Slika 6.2: Funkcije pripadnosti FLC-a



Slika 6.3: Simulacijski problem pri podešavanju pojačanja regulatora



Slika 6.4: Površina asocijativne memorije

6.2 Podešavanje neizrazitog regulatora za linearni model

Neizraziti regulator linearnog modela je formiran na isti način kao regulator nelinearnog modela (slika 6.1). Ujedno ima isti oblik MF-ova, istu asocijativnu memoriju, te pojačanja (K_p i K_i). Također je i optimizacijski zadatak isti. Rezultati podešavanja regulatora su prikazani u tablici 6.2.

6.3 Odziv neizrazitog regulatora

Kako bi se prikazali rezultati podešenja regulatora će biti dani odzivi za pojedine vrste referenci brzine vrtnje (skokovita promjena, rampa, s-rampa). Moment tereta se uvijek mijenja skokovito. Uspoređuje se odziv regulatora podešenog za nelinearni i linearni model PMSM-a i odziv koji daje vektorska regulacija. Sve simulacije se vrše na nelinearnom modelu.

6.3.1 Skokovita promjena

U ovom poglavlju će biti analiziran odziv na skokovitu promjenu reference brzine vrtnje i momenta tereta, kao što je prikazano na slici 6.3. Odziv je prikazan na slici 6.5. Mjerila

Tablica 6.2: Rezultati optimizacije

	Parametar	Nelinearni model				Linearni model			
MF (ω_e [p.u.])	NB	2	-1	-0.5	-0.35	-2	-1	-0.5	-0.35
	NM	-0.5	-0.35	-0.25	-0.1	-0.5	-0.35	-0.25	-0.1
	NS	-0.25	-0.1	-0.01	0	-0.25	-0.1	-0.01	0
	ZE	-0.01	0	0.01	0.01	-0.01	0	0.01	0.01
	PS	0	0.01	0.1	0.25	0	0.01	0.1	0.25
	PM	0.1	0.25	0.35	0.5	0.1	0.25	0.35	0.5
	PB	0.35	0.5	1	2	0.35	0.5	1	2
MF ($\frac{d}{dt}\omega_e$ [rad/s ²])	NB	-8000	-4000	-1600	-1000	-8000	-4000	-1600	-1000
	NM	-1600	-1000	-600	-400	-1600	-1000	-600	-400
	NS	-600	-400	-200	0	-600	-400	-200	0
	ZE	-200	0	200	200	-200	0	200	200
	PS	0	200	400	600	0	200	400	600
	PM	400	600	1000	1600	400	600	1000	1600
	PB	1000	1600	4000	8000	1000	1600	4000	8000
MF (I_{FLC} [p.u.])	NB	-2	-1.5	-0.7	-0.6	-2	-1.5	-0.7	-0.6
	NM	-0.7	-0.6	-0.4	-0.3	-0.7	-0.6	-0.4	-0.3
	NS	-0.4	-0.3	-0.05	0	-0.4	-0.3	-0.05	0
	ZE	-0.05	0	0.05	0.05	-0.05	0	0.05	0.05
	PS	0	0.05	0.3	0.4	0	0.05	0.3	0.4
	PM	0.3	0.4	0.6	0.7	0.3	0.4	0.6	0.7
	PB	0.6	0.7	1.5	3	0.6	0.7	1.5	3
K	K_p	1.0772317167642997				3.80232617925932			
	K_i	3.089975120758146				5.31784017364865			

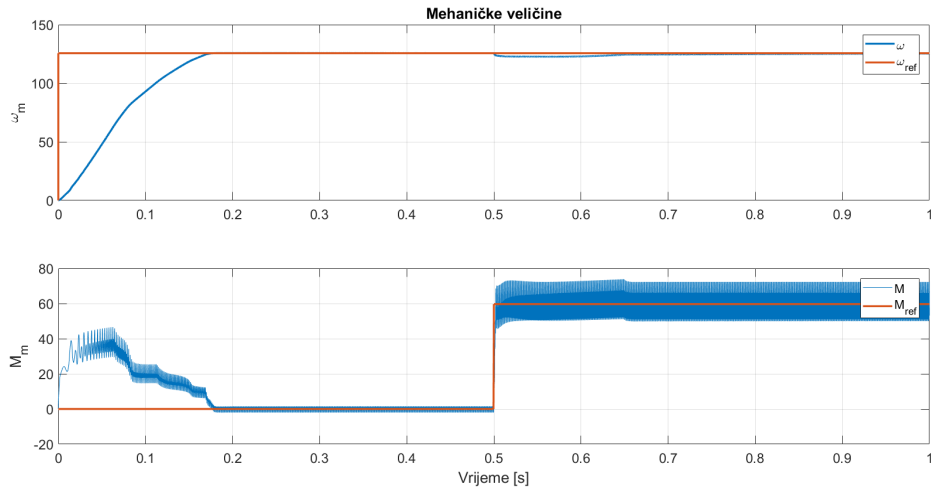
kvalitete su prikazana u tablici 6.3. Dano je vrijeme rasta (t_r), vrijeme ustaljivanja uslijed promjene reference brzine vrtnje ($t_{\epsilon=2\%,r}$), maksimalni propad uslijed terećenja ($\sigma_{m,t}$) te vrijeme ustaljivanja nakon terećenja ($t_{\epsilon=2\%,t}$).

Tablica 6.3: Mjerila kvalitete regulacije

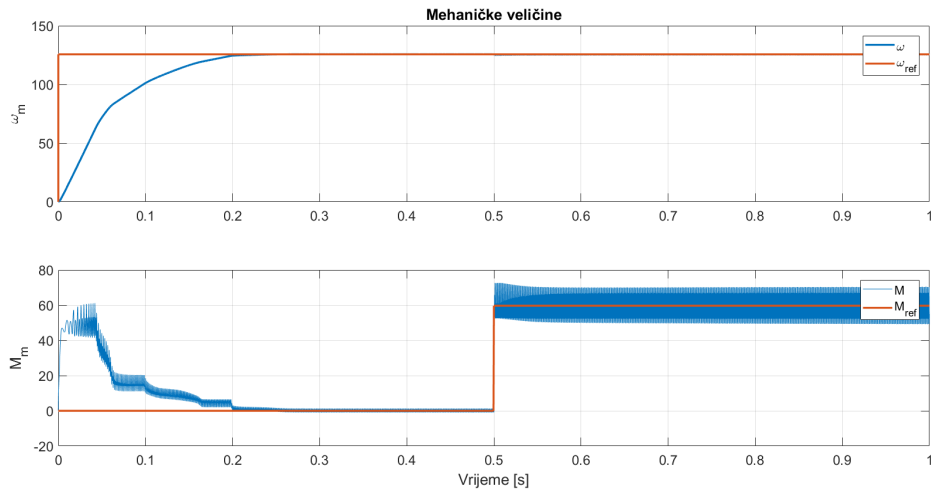
	Nelinearni FLC	Linearni FLC	Vektorsko upravljanje
t_r [s]	0.1209	0.1277	0.0822
$t_{\epsilon=2\%,r}$ [s]	0.1644	0.1894	0.1509
$\sigma_{m,t}$ [%]	2.38	0.39	5.49
$t_{\epsilon=2\%,t}$ [s]	0.1084	/	0.0105

Najbrži odziv na skokovitu promjenu reference ima vektorska regulacija, no vrijedi uočiti iznose momenta. Vektorska regulacija doseže moment iznosa od 140 Nm, a FLC parametriran za nelinearni model 47 Nm. Stoga FLC ima i značajno manju struju, a time i gubitke u području zaleta, uz razliku vremena ustaljivanja od 0.0135 s.

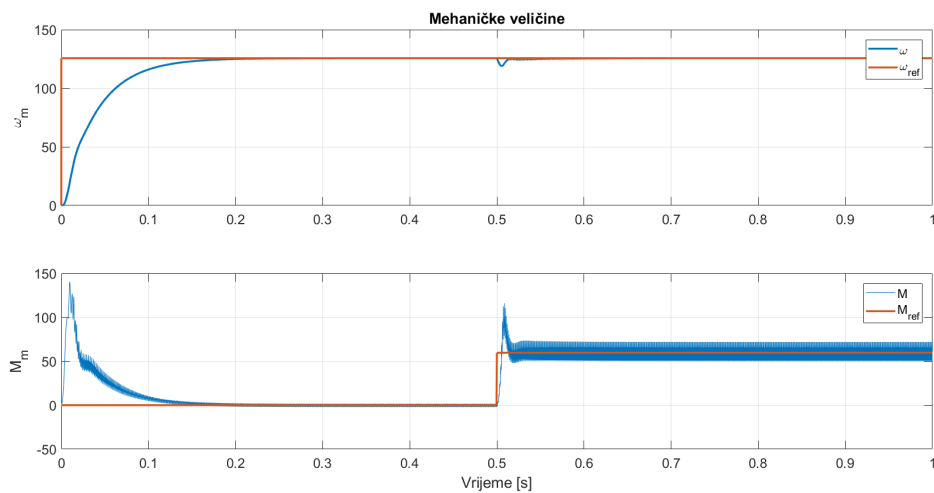
Po pitanju terećenja najbolji odziv daje FLC parametriran za linearni model PMSM-a. Razlog je što linearni model ima parametre radne točke stroja. Nasuprot tome FLC pa-



(a) Mehanički odziv FLC-a parametriranog za nelinearni model



(b) Mehanički odziv FLC-a parametriranog za linearni model



(c) Mehanički odziv pri vektorskoj regulaciji

Slika 6.5: Mehanički odzivi različitih vrsta regulatora na skokovitu promjenu

parametriran za nelinearni model ima veliko regulacijsko odstupanje pri terećenju (potrebno je 0.1084 s za ulazak u područje $\omega_{ref} \pm 2\%$). Rezlog je optimizacija. Cilj optimizacije je smanjenje srednje kvadratne pogreške između reference i stvarnog odziva. Najveći doprinos stvara odziv na skokovitu promjenu reference (početni trenutci simulacije). Stoga su parametri (pojačanja) optimizirani s ciljem minimizacije navedenog. Rezultat je “prihvatljiva” greška zbog terećenja.

Unutar momenta postoje značajne oscilacije. Iako sama vektorska regulacija teorijski nema oscilacija (što je slučaj za linearni model), pri nelinearnom modelu PMSM-a dobivaju se oscilacije iznosa 21.4 Nm_{pp} . FLC regulator parametriran za linearni model ima vršne vrijednosti oscilacija momenta od 20.73 Nm_{pp} za simulacije na nelinearnom modelu PMSM-a, dok je iznos oscilacija 1.92 Nm_{pp} za simulacije na linearnom modelu PMSM-a. FLC parametriran za nelinearni model ima iznos oscilacija od 22.4 Nm_{pp} .

6.3.2 Rampa

U ovom poglavlju će biti analiziran odziv na linearnu promjenu reference brzine vrtnje (rampa) i skokovito terećenje motora. Reference i odzivi su prikazani na slici 6.6.

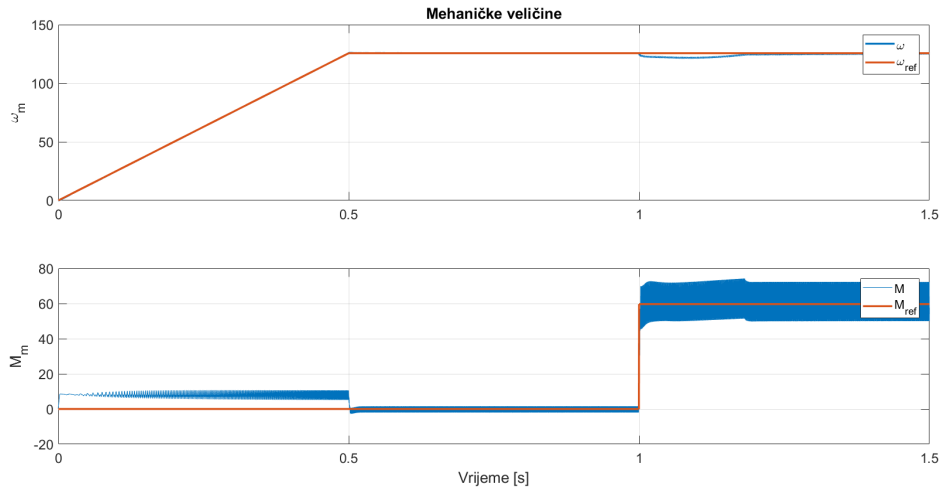
FLC ima bolje slijeđenje reference nego vektorsko upravljanje (vektorsko upravljanje ima odstupanje maksimalnog iznosa 10.07 rad/s). Pri tome FLC parametriran za linearni model imaju najveću grešku od 0.05217 rad/s , dok FLC parametriran za nelinearni model ima grešku od 0.06938 rad/s . Najveće odstupanje FLC nastaje u početnim trenutcima zbog zahtjeva za naglom promjenom momenta (struje) kojem se suprostavlja induktivitet namota.

Odstupanje do reference može se dodatno smanjiti korištenjem s-rampe.

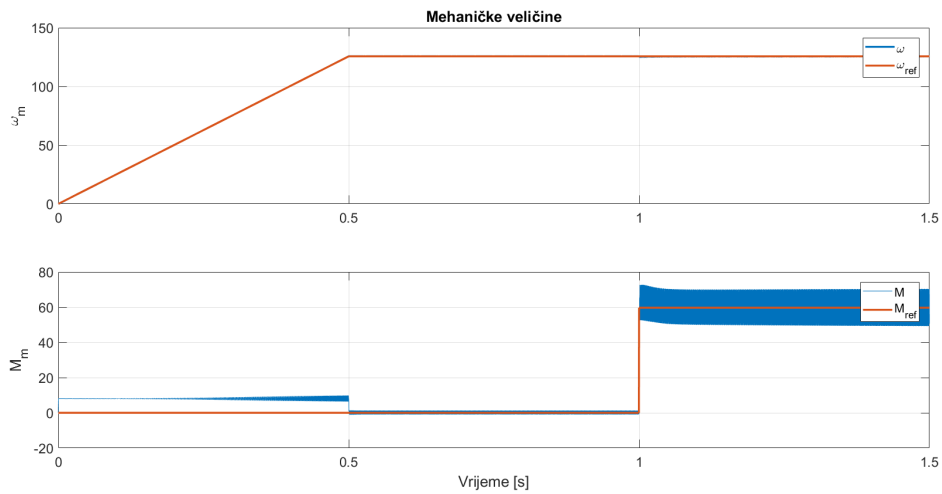
6.3.3 S-rampa

U ovom poglavlju će biti analiziran odziv na s-rampu i skokovito terećenje motora. Reference i odzivi su prikazani na slici 6.7.

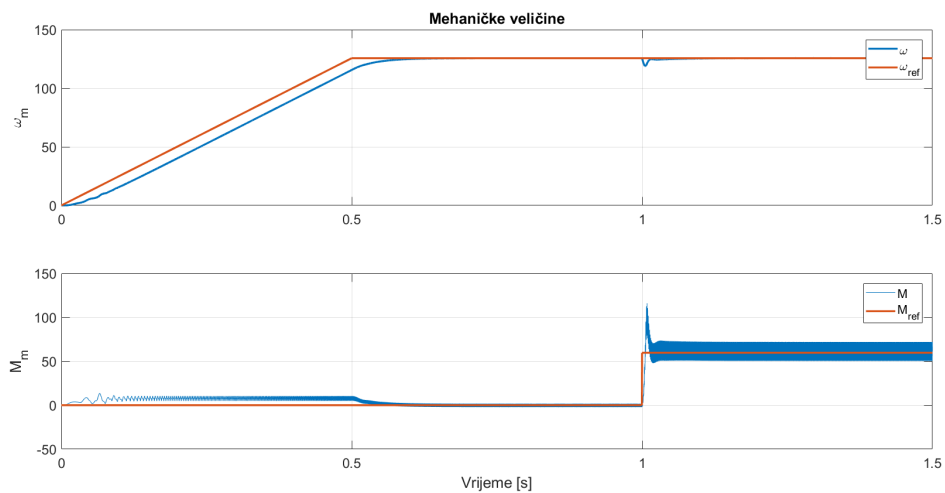
S-rampa ima isti trend kao rampa: vektorska regulacija ima daleko najveću grešku pri slijeđenju reference (do 16.55 rad/s), zatim slijedi FLC parametriran za nelinearni model (0.08871 rad/s) pa FLC parametriran za linearni model (0.01323 rad/s). Grešku slijeđenja reference FLC-a gotovo je nemoguće dodatno smanjiti; grešaka već spada u područje oscilacije brzine vrtnje uslijed oscilacija momenta.



(a) Mehanički odziv FLC-a parametriranog za nelinearni model

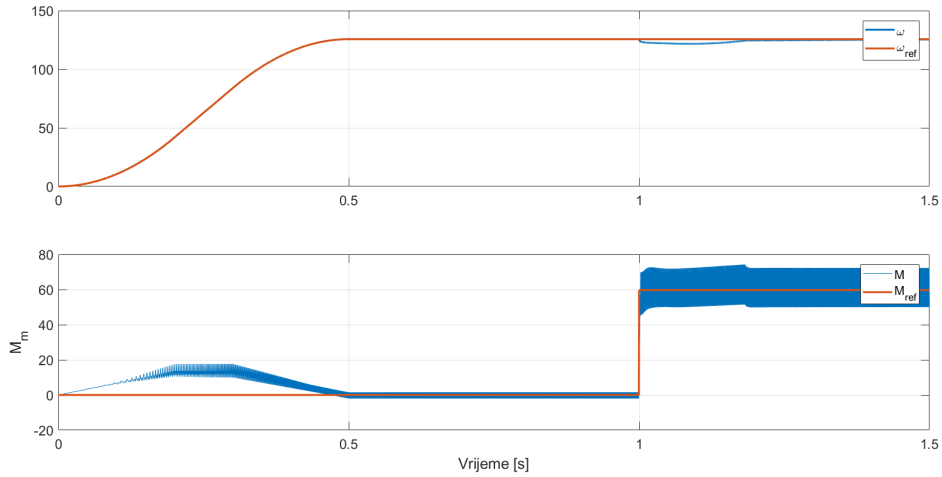


(b) Mehanički odziv FLC-a parametriranog za linearni model

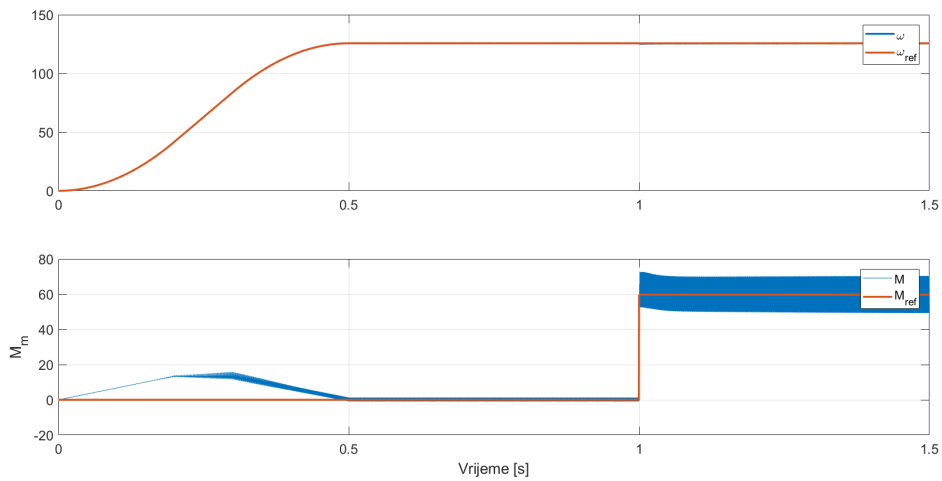


(c) Mehanički odziv pri vektorskoj regulaciji

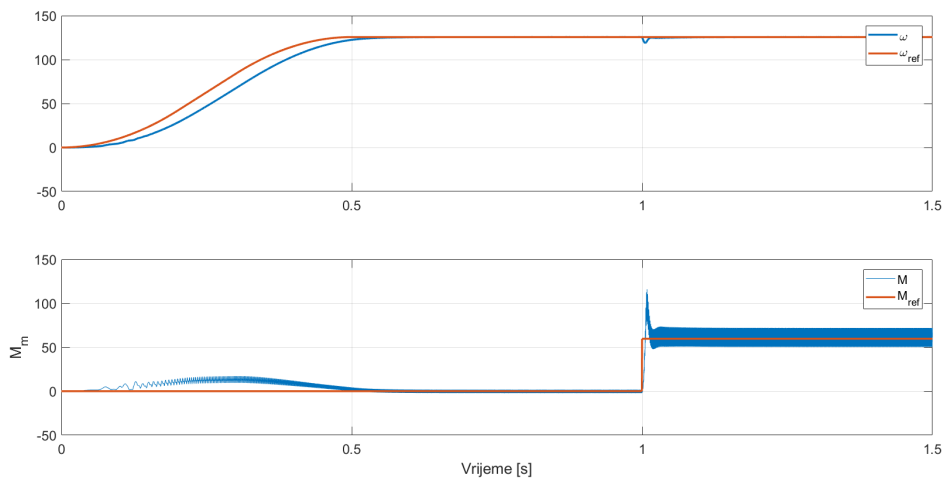
Slika 6.6: Mehanički odzivi različitih vrsta regulatora na rampu



(a) Mehanički odziv FLC-a parametriranog za nelinearni model



(b) Mehanički odziv FLC-a parametriranog za linearni model



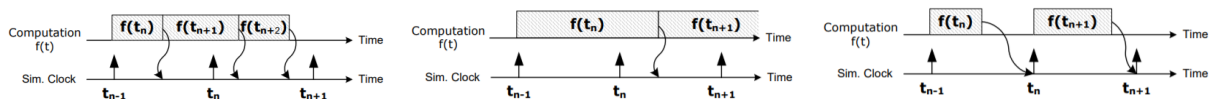
(c) Mehanički odziv pri vektorskoj regulaciji

Slika 6.7: Mehanički odzivi različitih vrsta regulatora na s-rampu

7 STVARNOVREMENSKA SIMULACIJA

Simulacija je predstavljanje principa rada ili svojstava jednog sustava preko korištenja drugog sustava [33]. Uobičajeno se govori o diskretnim simulacijama, odnosno o simulacijama kod kojih vremenski korak ima neku konačnu vrijednost. Svi koraci mogu imati istu vrijednost (*fixed step*) ili promjenjivu vrijednost (*variable step*) vremena koraka. Za stvarnovremensku simulaciju se koriste koraci istog vremena trajanja, na što se ovaj rad ograničava.

Simulacija sustava vrši se preko rješavanja matematskih jednadžbi. U svrhu računanja vrijednosti varijabli i veličina stanja u određenom koraku se koriste vrijednosti iz prethodnog koraka. Za diskretne simulacije vrijeme potrebno za rješavanje postavljenih jednadžbi može biti manje ili veće od koraka simulacije. Stoga postoje 3 mogućnosti (slika 7.1 [33]). Na



(a) Offline simulacija brža od stvarnog vremena (b) Offline simulacija sporija od stvarnog vremena (c) Sinkronizirana stvarnovremenska simulacija

Slika 7.1: Odnosi vremena simulacije i koraka simulacije [33]

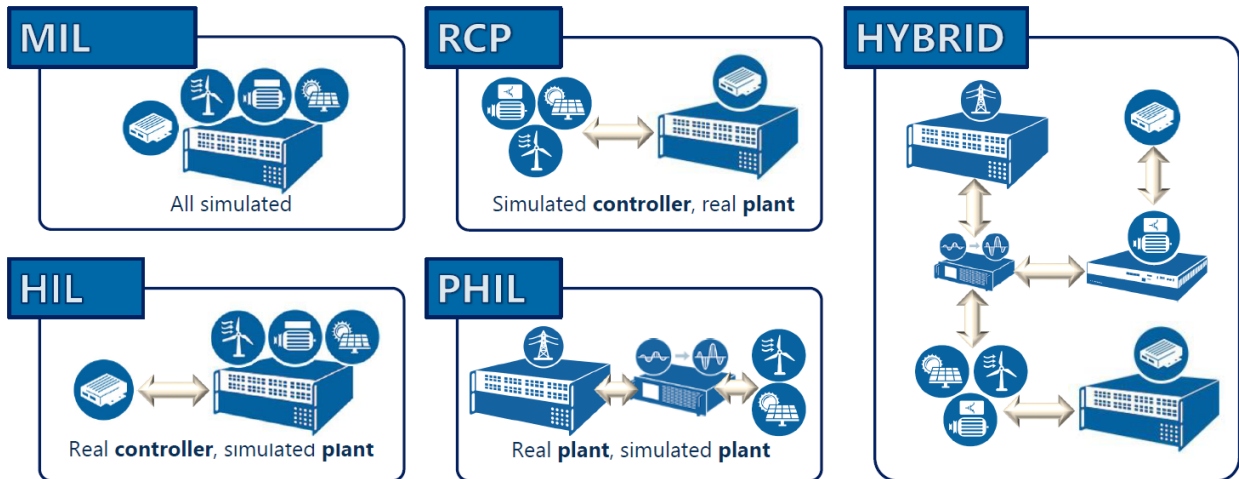
slici 7.1a prikazana je simulacija brža od stvarnog vremena (od koraka simulacije), dok je na slici 7.1b prikazana simulacija sporija od stvarnog vremena. Navedene 2 simulacije su offline simulacije. Kod offline simulacija vrijeme dobivanja rezultata nije bitno, a poželjno je da je što manje. Simulirani sustav ima različitu brzinu od stvarnog sustava zbog čega nije moguća interakcija simuliranog sustava sa okolinom. Nasuprot tome, kod stvarnovremenskih simulacija (slika 7.1c) je vrijeme dobivanja rezultata jednako važno kao i točnost samog rezultata. Navedeno definira stvarnovremensku simulaciju: to je simulacija kod koje se dobiva prava vrijednost u pravom trenutku. Zato vrijeme izračuna vrijednosti varijabli i veličina stanja mora biti manje nego li vremenski korak. Ako navedeno nije ispunjeno dolazi do *overruna*. U tome slučaju izračunata vrijednost nema smisla (makar bila apsolutno točna) jer nije dobivena u pravo vrijeme [33].

Stvarnovremenske simulacije moguće je povezivati sa stvarnim sustavima na više načina pa postoji više vrsta stvarnovremenskih simulacija. To su [34]:

1. sustav u petlji (engl. *Model in-the-loop* – MIL)
2. brzi razvoj prototipa regulatora (engl. *Rapid Control Prototyping* – MIL)

3. hardware u petlji (engl. *Hardware in-the-loop* – HIL)
4. hardware u petlji sa učinskim elementima (engl. *Power Hardware in-the-loop* – PHIL)
5. hibridne simulacije (engl. *Complex hybrid simulations* – HYBRID)

Navedene vrste simulacija su dane na slici 7.2 [34], uz grafički prikaz i kratki opis.



Slika 7.2: Vrste stvarnovremenskih simulacija [34]

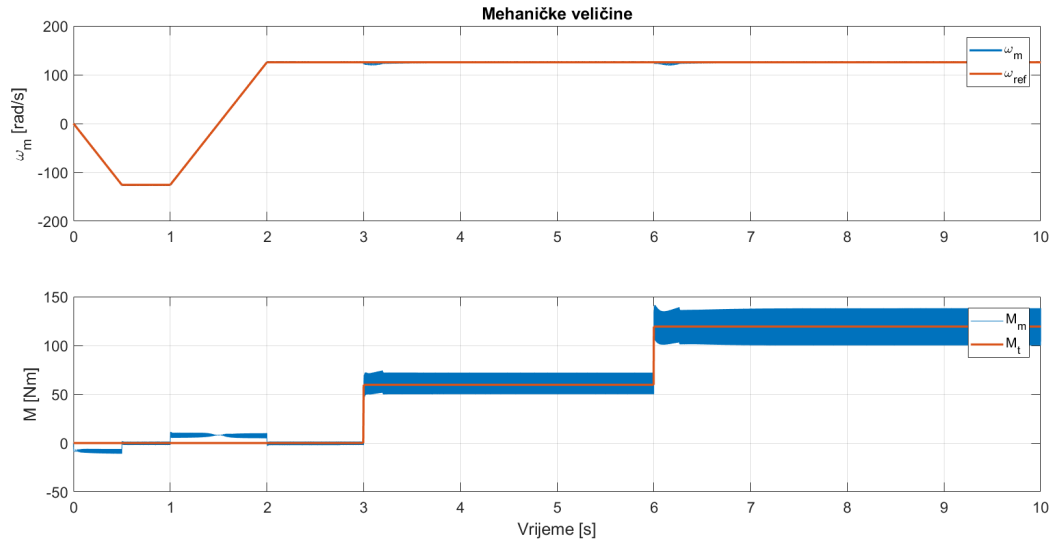
Unutar ovoga diplomskog rada koristi se MIL simulacija. MIL simulacija simulira cijeli sustav (PMSM i FLC) na simulatoru. Kao simulator se koriste moduli OPAL OP5031 i OP5600.

Za stvaranje simulacijskog modela na OPAL RT simulatoru koristi se programski paket RT-LAB. RT-LAB je kompaktibilan sa MATLAB/Simulink-om; simulacijske modele načinjene za offline simulaciju je moguće prilagoditi za stvarnovremensku simulaciju. Potrebno je posložiti Simulink model sukladno uputama. Zatim se unutar RT-LAB-a model *Build-a*, *Load-a* i *Execute-a* na OPAL-u.

7.1 Rezultati simulacije

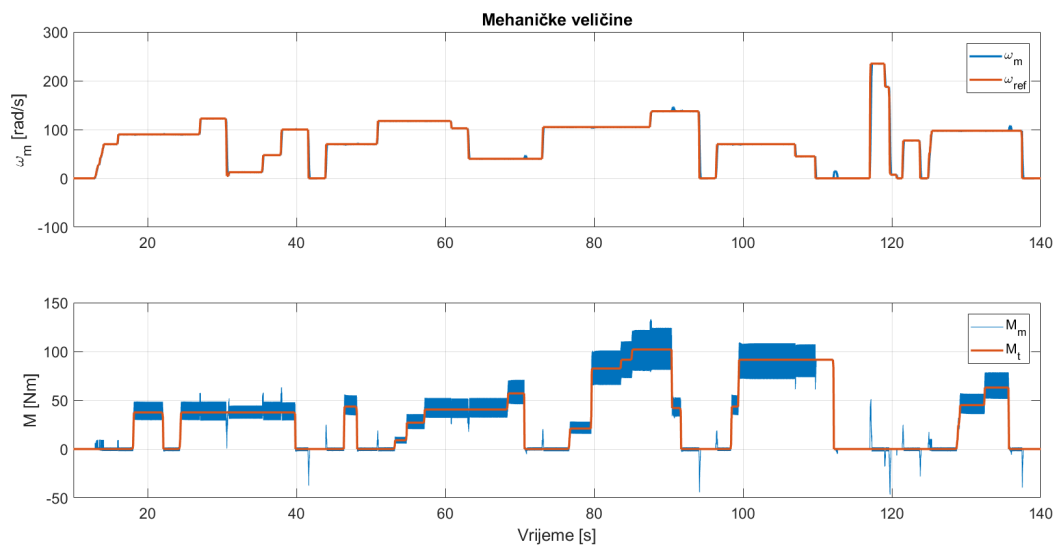
Kako bi se pokazala implementacija regulatora i motora u stvarnom vremenu biti će prikazano nekoliko pokusa. Bit će pokazana simulacija kod koje je interno postavljena referenca, te simulacija kod koje je moguće ručno mijenjati reference.

Prva simulacija je sa ručno postavljenom referencom. Promatra se odziv FLC-a parametriranog za nelinearni model motora. Referenca brzine mijenja se linearno, uz reverziranje, a terećenje je skokovito, sa nazivnim i dvostrukim nazivnim teretom. Referenca i odzivi su prikazani na slici 7.3. Odziv je isti kao pri offline simulaciji (primjerice slika 6.6a). Navedeno



Slika 7.3: Stvarnovremenska simulacija FLC-a i nelinearnog modela PMSM-a

je očekivano jer se referenca generira unutar simulatora; simulator ne interagira sa okolicom. Simulacija je ekvivalentna klasičnoj offline simulaciji. Stvarnovremenska simulacija unutar koje korisnik ručno definira referencu brzine vrtnje i moment tereta prikazana je na slici 7.4. Vrijednosti su nasumično postavljane kako bi se testirao što veći broj dinamičkih stanja.



Slika 7.4: Stvarnovremenska simulacija FLC-a i nelinearnog modela PMSM-a

Trendovi offline simulacija (propadi pri terećenju, slijedenje referenci i šumovi) su očuvani pri stvarnovremenskoj simulaciji (slike 7.3 i 7.4); odziv uistinu odgovara onome za koji je regulator podešen.

Vremenski korak stvarnovremenske simulacije iznosi $120 \mu\text{s}$. Razlog tako velikog vremen-

skog koraka je težina modela. Ističu se dva elementa: neizraziti regulator i neuronske mreže. Neizraziti regulator zahtjeva veliko vrijeme izračuna jer se sastoji od velikog broja jednostavnih funkcija (minimum, maksimum, zbrajanje, množenje, dijeljenje...) koje zahtjevaju malo vrijeme izvođenja, ali se ponavljaju mnogo puta. Neuronske mreže su slične (sastoje se od zbrajanja, množenja, izračuna aktivacijskih funkcija) te sadrže velik broj neurona (30) i postoji više mreža (3). Nelinearni model PMSM-a je moguće stvarnovremenski simulirati sa korakom od nekoliko μs , dok FLC nije moguće (na danom simulatoru) pokretati brže od 100 μs . Stoga se postavlja pitanje kvalitete regulacije u slučaju da se PMSM i FLC simuliraju sa različitim vremenskim koracima. Za navedeno potrebno je implementirati HiL simulaciju. HiL simulacija jednostavno je ostvariva za PMSM (potrebno je izbaciti FLC iz modela te postaviti ulaze i izlaze na simulatoru), ali zahtjeva eksternu implementaciju FLC-a (primjerice na CompactRIO FPGA). Navedeno izlazi iz teme diplomskog rada te zbog nedostatka vremena nije obrađeno unutar rada.

8 ZAKLJUČAK

Onutar ovog diplomskog rada dan je pregled o sinkronim motorima s permanentnim magnetima, od građe do matematskog modela. Naglasak je stavljen na dq model koji je implementiran unutar Simulink-a. Zatim su dane teorijske osnove o neizrazitim sustavima i regulatorima, o neuronskim mrežama te o genetskom algoritmu. Dan je i osnovni princip rada metode konačnih elemenata.

Nakon što su definirana sva potrebna teorijska znanja (u opsegu prihvatljivom da se ne izade iz teme diplomskog rada) pristupa se nadogradnji linearnog, vremenski invarijantnog dq modela. Prije svega se uzimaju magnetska zasićenja u obzir, ali i prostorni harmonici. Navedeno je učinjeno zamjenom načina izračuna struja; ne računaju se na osnovu toka i induktiviteta, nego direktnim preslikavanjem toka u struje pomoću neuronskih mreža. Time je dobiven model koji bolje oslikava stvarno ponašanje sinkronog motora s permanentnim magnetima, ali postoje ograničenja. Prvo ograničenje je preciznost preslikavanja neuronskih mreža. Za detaljnije preslikavanje potreban je izrazito velik broj slojeva/neurona što bi značajno pogoršalo performanse simulacije glede brzine simulacije. Stoga je, ako bi se nastavio koristiti dq model, potrebno preslikavanje toka u struje analitički formulirati. Kako se radi o složenim funkcijama od 3 varijable (koja je za samo 2 varijable prikazana na slici 5.1), istu je komplicirano definirati analitički (zbog čega je rađeno modeliranje sa neuronskim mrežama). Druga opcija je korištenje modela PMSM-a zasnovanim na magnetskim krugovima.

Nakon stvaranja nelinearnog modela PMSM-a kreće se u izradu regulatora. Za regulaciju se koristi neizraziti regulator. Neizraziti regulator je primjenjiv za dobiveni model jer ne postoji matematska formulacija modela (dio modela je načinjen od neuronskim mreža). Stoga klasične metode sinteze regulatora nisu primjenjive. Za neizraziti regulator je dan način određivanja parametara, kao i parametri za promatrani motor. Regulator je optimiziran dodavanjem 2 pojačanja (kod P i I djelovanja), koja su podešena pomoću genetskog algoritma (u nekoliko iteracija sa podešavanjem funkcija pripadnosti). Izrađena su 2 regulatora – jedan optimiziran za nelinearni model i jedan optimiziran za linearni model sinkronog motora s permanentnim magnetima. Rezultat su 2 neizrazita regulatora koji na step pobudu ima vladanje slično vektorskoj regulaciji (prema vremenu odziva), ali značajno manju vršnu vrijednost momenta (a time struja pa u konačnici i gubitaka). No, neizraziti regulatori imaju značajno bolje svojstvo slijeđenja reference. Po pitanju odgovora na terećenje dobivaju se

dvojni rezultati. Neizraziti regulator optimiran za nelinearni model ima dugotrajan propad brzine vrtnje nakon skokovitog tećenjenja, te je odziv lošiji od vektorske regulacije. Neizraziti regulator podešen za linearni model ima puno bolji odziv na terećenje nego li prethodna dva. Stoga je potrebno preispitati način optimizacije postavki regulatora. Također treba napomenuti visoke iznose oscilacija u momentu motora. Iako na linearnom modelu PMSM-a vektorska regulacija nema nikakvih oscilacija momenta, a neizraziti regulator ima oscilacije malih iznosa (maksimalno 1.92 Nm_{pp}), pri nelinearnom modelu PMSM-a dolazi do oscilacija. Vektorska regulacija i FLC regulatori imaju iznose oscilacija veličine 21 Nm_{pp} pri momentu tereta iznosa 59.68 Nm . Oscilacije su neprihvatljive te je jasna potreba za dodatnim optimiziranjem regulatora; potrebno je rekonfigurirati regulator i/ili primjeniti napredne metode regulacije. Pri tome je, u kombinaciji sa stvaranjem nelinearnog modela npr. iz magnetskih krugova, moguće primjeniti i nelinearne metode sinteze za dobivanje boljeg regulatora.

Implementirani model sinkronog motora s permanentnim magnetima i neizraziti regulator su pokrenuti na stvarnovremenskom simulatoru. Načinjeni modeli u stvarnom vremenu rade na zadovoljavajući način sa ručnom promjenom reference. Stvarnovremenska simulacija rađena je kao simulacija cijelog modela u petlji. Naredni korak je implementacija regulatora te analiza ponašanja sustava FLC/PMSM kada isti ne radi sinkronizirano.

LITERATURA

- [1] *Equivalent-Circuit Extraction for System-Level Modeling of Three-Phase Synchronous Machines - Application note.*
- [2] D. Hu and H. Cai, “Deriving a Fast and Accurate PMSM Motor Model from Finite Element Analysis,” tech. rep., MathWorks and ANSYS, 2017.
- [3] U. Riefenstahl, *Elektrische Antriebstechnik*. Vieweg+Teubner Verlag, 2013.
- [4] T. Wildi, *Electrical Machines, Drives and Power Systems (6th Edition)*. Pearson, 2005.
- [5] E. Spring, *Elektrische Maschinen: Eine Einführung*. Springer, 2005.
- [6] J. F. Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications, (3rd Edition)*. CRC Press, 2009.
- [7] R. Fischer, *Elektrische Maschinen*. Hanser Fachbuchverlag, 2003.
- [8] J. A. Melkebeek, *Electrical Machines and Drives*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2018.
- [9] A. Kremser, *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Vieweg+Teubner Verlag, 2016.
- [10] S. Morimoto, Y. Asano, T. Kosaka, and Y. Enomoto, “Recent technical trends in PMSM,” in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, IEEE, may 2014.
- [11] Q. Shen, N. Sun, G. Zhao, X. Han, and R. Tang, “Design of a permanent magnet synchronous motor and performance analysis for subway,” in *2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, IEEE, 2010.
- [12] C. Ackermann, *Optimale Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Nutzung des Reluktanzmoments*. PhD thesis, Karlsruher Instituts für Technologie, 2012.
- [13] L. Pravica, “Strukture upravljanja sinkronim motorom s permanentnim magnetima,” Master’s thesis, Sveučilište u Zagrebu, 2012.

- [14] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2009.
- [15] S. Krause and S. Pekarek, *Analysis Electric Machinery (3rd Edition)*. John Wiley & Sons, 2013.
- [16] T. Benšić, “Analiza dinamičkih stanja sustava vlastite potrošnje hidroelektrane,” Master’s thesis, Sveučilište Josipa Jurja Strossmayera u Osijeku, 2014.
- [17] F. Halak, “Promjena induktiviteta asinkronog motora za vrijeme direktnog zaleta,” Master’s thesis, Sveučilište Josipa Jurja Strossmayera u Osijek, 2018.
- [18] D. K. Chaturvedi, *Soft Computing*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [19] A. Tettamanzi and M. Tomassini, *Soft Computing*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013.
- [20] H. P. Geering, *Introduction to Fuzzy Control (3rd Edition)*. Swiss Federal Institute of Technology (ETH), 1998.
- [21] T. J. Ross, *Fuzzy Logic with Engineering Applications (2nd Edition)*. Wiley, 2004.
- [22] D. Graupe, *Principles of Artificial Neural Networks*. World Scientific Pub Co Inc, 2007.
- [23] K.-L. Du and M. N. S. Swamy, *Neural Networks in a Softcomputing Framework*. Springer London, 2006.
- [24] J. M. Keller, *Computational Intelligence*. John Wiley & Sons, 2016.
- [25] A. Lewis, S. Mostaghim, and M. Randall, *Biologically-Inspired Optimisation Methods*. Springer Berlin Heidelberg, 2009.
- [26] L. S. Maraaba, Z. M. Al-Hamouz, A. S. Milhem, and S. Twaha, “Comprehensive parameters identification and dynamic model validation of interior-mount line-start permanent magnet synchronous motors,” *Machines*, vol. 7, p. 4, jan 2019.
- [27] A. Emadi, *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. CRC Press, 2005.
- [28] J.-M. Jin, *Finite Element Electromagnetic (3rd Edition)*. John Wiley & Sons, 2014.

- [29] M. N. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics with MATLAB (3rd Edition)*. CRC Press, 2009.
- [30] *ANSYS Electronics 18 Manual*.
- [31] *Study of a Permanent Magnet Motor with MAXWELL 2D: Example of the 2004 Prius IPM Motor*.
- [32] T. Horiuchi, “FEA model integration into real-time simulator (HIL),” tech. rep., NI Lee Hong Ro, 2015.
- [33] P. P. J. Belanger, J.; Venne, “The what, where and why of real-time simulation,” tech. rep., OPAL-RT Technologies, 2010.
- [34] “Real-Time Digital Simulators - Power systems and power electronics applications,” tech. rep., OPAL-RT Technologies, 2018.

SAŽETAK

U ovom diplomskom radu opisan je sinkroni motor s permanentnim magnetima, od građe do matematskog modela u dq sustavu. Zatim su obrađene metode mekog računarstva: neizraziti sustavi i regulatori, umjetne neuronske mreže i genetski algoritam. Potom je dan osnovni pregled metode konačnih elemenata te način upotrebe iste u svrhu dobivanja parametara sinkronog motora s permanentnim magnetima. Stvoren je model sinkronog motora s permanentnim magnetima (uključujući magnetsko zasićenje) unutar MATLAB/Simulink-a te je uspoređen sa modelom unutar metode konačnih elemenata. Zatim je implementiran neizraziti regulator te je uspoređena kvaliteta rada regulatora optimiranog za model motora sa i bez zasićenja. U konačnici je sustav motora i regulatora pokrenut na stvarnovremenskom simulatoru.

Ključne riječi: sinkroni motor s permanentnim magnetima, neizraziti regulator, magnetsko zasićenje, dq model, metoda konačnih elemenata, simulacija

MODELING AND FUZZY CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS

ABSTRACT

In this graduate thesis, a permanent magnet synchronous motor is described, from the construction to the mathematical model in the dq reference frame. Afterwards soft computing methods were briefly described: fuzzy systems and fuzzy controllers, artificial neural networks and genetic algorithms. Subsequently a basic review of the finite element method and its application in order to obtain parameters of the permanent magnet synchronous motor is given. After creating a model of permanent magnet synchronous motor (which includes magnetic saturation) within MATLAB/Simulink, it is compared to the finite element method model. Afterwards, the fuzzy controller was developed, and the performance of the controller optimised for a saturated and non-saturated motor model was compared. Ultimately, the permanent magnet synchronous motor and the fuzzy controller are simulated on a real-time simulator.

Keywords: permanent magnet synchronous motor, fuzzy controller, dq model, magnetic saturation, finite element method, simulation

ŽIVOTOPIS

Domagoj-Krešimir Jukić rođen je 26. siječnja 1996. u Žepču, Bosna i Hercegovina. Nakon završene Osnovne škole „Fra Grga Martić“ Ozimica, područna škola Lug-Brankovići upisuje Katolički školski centar „Don Bosco“ u Žepču. U istom se školuje za Tehničara za mehatroniku. Tokom srednjoškolskog obrazovanja sudjeluje na nizu natjecanja, gdje se ističe osvojeno drugo mjesto na federalnom natjecanju iz matematike te ostvaren najveći broj bodova na državnom natjecanju iz tehničke mehanike unutar Republike Hrvatske, gdje sudjeluje kao gost. U srednjoj školi biva proglašen učenikom generacije.

Nakon završetka srednje škole upisuje sveučilišni preddiplomski studij elektrotehnike na Fakultetu elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija u Osijeku. Dobitnik je priznanja za postignut uspjeh u studiranju tokom porediplomskog studija. Kao predstavnik Fakulteta sudjeluje na Elektrijadi, gdje se ističe osvojeno treće mjesto u ekipnoj konkurenciji iz Osnova elektrotehnike.

Potom upisuje sveučilišni diplomski studij elektrotehnike na Fakultetu elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija u Osijeku. Tokom istog predstavlja Fakultet na STEM Games-u (E-arena). Dobitnik je priznanja za postignut uspjeh u studiranju tokom diplomskog studija kao i godišnje nagrada Hrvoje Požar za izvrstan uspjeh u studiju energetskog usmjerenja. Ujedno sudjeluje i u nizu studentskih natječaja kao što su PRO-Student i 3xW R&D. Tokom diplomskog studija obavljao je stručnu praksu u tvrtki Rimac Automobili te sudjeluje na CERN Summer Student Programme 2019.

Aktivan je u vannastavnim aktivnostima, posebice kao član Kinološkog saveza Hercegovine i Bosne. Sudjeluje na državnim i međunarodnim izložbama, a trenutačno stažira s ciljem polaganja sudačkih ispita. Savez je s psima predstavljao na europskoj izložbi pasa Brussels 2016 i svjetskoj izložbi pasa Leipzig 2017. Za postignute rezultate dobiva i priznanje od strane KS HB mladim kinolozima za unaprjeđene kinologije.