

UNIVERZA V MARIBORU
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO,
RAČUNALNIŠTVO IN INFORMATIKO

Aljaž Kapun

**DOGODKOVNO OSNOVANO VODENJE MOTORJA S
TRAJNIMI MAGNETI**

Doktorska disertacija

Maribor, Februar 2009

Avtor: Aljaž Kapun

Naslov: **DOGODKOVNO OSNOVANO VODENJE MOTORJA S
TRAJNIMI MAGNETI**

UDK: 681.51:621.313.8(043.3)

Gesla: motor s površinsko nameščenimi trajnimi magneti, identifikacija parametrov, valovitost navora, preskočno reluktančni samodržni navor, histerežno tokovno vodenje, dogodkovno tokovno vodenje

Tipkanje in urejanje
($\text{\LaTeX}2\epsilon$): Aljaž Kapun

Risanje slik: Aljaž Kapun

Število izvodov: 8

Tiskanje: Inštitut za robotiko, FERI Maribor

Razmnoževanje: Inštitut za robotiko, FERI Maribor

Maribor, Februar 2009

眞実 誠実

Zahvala

Zahvaljujem se mentorju prof. dr. Karlu Jezerniku za vodenje in pomoč tako pri podiplomskem študiju, kakor tudi pri nastajanju tega dela.

Za nesebično pomoč, koristne nasvete in predloge pri pripravi disertacije se zahvaljujem dr. Miranu Rodiču.

Zahvaljujem se vsem sodelavcem Inštituta za robotiko, ki so mi bili vedno pripravljeni pomagati. Posebno zahvalo si zaslužijo kolegi iz "štirke". Gregorju in Evgenu sem hvaležen za ogromno posredovanega znanja in izkušenj iz področja modeliranja in vodenja motorjev. Darku in Dejanu gre zahvala za pomoč na najrazličnejših področjih tudi osebnih. Milanu, s katerim sva skupaj izdelala eksperimentalni sistem, sem hvaležen ne samo zaradi ogromne pomoči ampak tudi potrpežljivo razlago.

Zahvaljujem se tudi Roku, Juretu, Gregorju in Francu za nepozabne trenutke veselja in smeha, ki smo jih doživljali ob dopoldanski kavi.

Posebna zahvala gre mami Jelki, očetu Francu, sestri Alji in prijateljici Vanji za njihovo moralno podporo in vzpodbudo v težkih trenutkih.

DOGODKOVNO OSNOVANO VODENJE MOTORJA S TRAJNIMI MAGNETI

Ključne besede: motor s površinsko nameščenimi trajnimi magneti, identifikacija parametrov, valovitost navora, preskočno reluktančni samodržni navor, histerežno tokovno vodenje, dogodkovno tokovno vodenje

UDK: 681.51:621.313.8(043.3)

Povzetek

V prvem delu disertacije je predstavljen postopek za ovrednotenje valovitosti navora motorja s površinsko nameščenimi trajnimi magneti zaradi sinhronskega in preskočno reluktančnega samodržnega navora. Valovitost sinhronskega navora je posledica višje harmonskih komponent v gibalnih induciranih napetostih. Za določitev teh harmonskih komponent iz meritev faznih gibalnih induciranih napetosti, hitrosti rotorja in kota zavrtitve rotorja je predlagana uporaba aproksimacijske metode najmanjših kvadratov. Z metodo najmanjših kvadratov so iz signala navora nemodelirane dinamike določene tudi komponente samodržnega navora. Signal navora nemodelirane dinamike je ocenjen z opazovalnikom motnje iz meritev faznih tokov, hitrosti rotorja in mehanskega kota zavrtitve rotorja tokovno vodenega motorja. V drugem delu disertacije je obravnavano tokovno vodenje, katerega zmožnosti so ključnega pomena v shemah vodenja s katerimi želimo minimizirati vpliv valovitosti navora. V tem sklopu je predlagano dogodkovno tokovno vodenje motorja, ki predstavlja alternativo konvencionalnemu histereznemu vodenju z dvonivojskimi histereznimi regulatorji na faznih tokovih. Za razliko od konvencionalnega histereznega vodenja dogodkovno vodenje z uporabo informacije o napetostnem sektorju omogoča kontrolirano preklapljanje med stikalnimi elementi napetostnega pretvornika. Podana je primerjava med omenjenima tehnikama tokovnega vodenja glede na različne kriterije. Predstavljena je tudi njuna uporaba v povezavi s preprosto shemo hitrostnega vodenja v kombinaciji s tokovnim predkrmiljenjem s katero je minimiziran vpliv valovitosti v navoru. Vsi predstavljeni koncepti so potrjeni z eksperimentalnimi rezultati.

EVENT DRIVEN CURRENT CONTROL OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE

Keywords: permanent magnet synchronous machine, parameter identification, torque ripple, cogging torque, hysteresis current control, event driven current control

UDK: 681.51:621.313.8(043.3)

Abstract

The first part of this thesis presents a method for evaluating the torque ripple of a surface mounted permanent magnet synchronous motor due to the mutual and cogging torque. The ripple in mutual torque is caused by non-sinusoidal stator flux linkage distribution which is in direct correlation with the motor back-EMF. A least squares approximation method is applied to estimate the back-EMF harmonic content from experimental data for back-EMF, rotor speed and rotor position. The least squares method is also used to evaluate the cogging torque from a torque disturbance signal which is estimated using a closed-loop observer from the calculated mutual torque and measured rotor speed. The second part of the thesis deals with current control which plays a key role in controller-based design techniques for minimizing the torque ripple. The proposed event driven current control present an alternative to the conventional hysteresis control which uses three independent controllers, one for each phase. As distinguished from the conventional hysteresis control the even driven control introduces additional information about voltage sector. The comparison between this two control techniques is given regarding to different performance criteria like current error, number of inverter switching's and deviation from the reference current-speed motor characteristics. The discussed current control is also applied in the torque ripple minimization scheme where a speed controller in combination with current feedforward loop is used as design techniques for minimizing the torque ripple. Described concepts are verified with experimental results.

Kazalo

1	Uvod	1
2	Dinamični model sinhronskega motorja s trajnimi magneti	5
2.1	Osnove modeliranja motorjev	5
2.2	Trifazni dinamični model motorja s trajnimi magneti	6
2.3	Trifazni dinamični model motorja s trajnimi magneti v obliki blokovne sheme	10
2.3.1	Prednosti uporabe trifaznega modela	12
3	Valovitost v navoru motorja	17
3.1	Izvori valovitosti v navoru motorja	18
3.1.1	Valovitosti navora zaradi konstrukcijske izvedbe motorja	18
3.1.2	Valovitosti navora zaradi sistema vodenja	19
3.2	Metode za minimizacijo valovitosti navora zaradi konstrukcijske izvedbe motorja	20
3.2.1	Konstrukcijski ukrepi za minimizacijo valovitosti navora	21
3.2.2	Tehnike vodenja za minimizacijo valovitosti navora	22
3.2.2.1	Metoda optimalnih tokov	23
4	Identifikacija parametrov sinhronskega motorja s trajnimi magneti	33
4.1	Teoretične osnove	33
4.1.1	Metoda najmanjših kvadratov	33
4.1.2	Opazovalnik motnje	35
4.1.3	Identifikacijski postopek	35
4.1.4	Identifikacija harmonskih komponent gibalnih induciranih napetosti .	37

4.1.5	Identifikacija mehanskih parametrov	39
4.2	Izvedba identifikacije in eksperimentalni rezultati	40
4.2.1	Identifikacija harmonskih komponent gibalnih induciranih napetosti	41
4.2.2	Identifikacija mehanskih parametrov	47
4.2.3	Verifikacija rezultatov	52
4.2.4	Ovrednotenje valovitosti navora	54
5	Tokovno vodenje motorja s trajnimi magneti	57
5.1	Stikalni pretvornik za pogon izmeničnih motorjev	58
5.2	Linearno tokovno vodenje	61
5.3	Nelinearno tokovno vodenje	65
5.3.1	Histerežno tokovno vodenje	65
5.3.2	Dogodkovno tokovno vodenje	68
6	Simulacijski rezultati	75
6.1	RL breme	75
6.1.1	Primerjava postopkov vodenja	80
6.1.2	Vpliv časa vzorčenja	82
6.2	Vodenje motorja	87
7	Eksperimentalni rezultati	93
7.1	Opis eksperimentalnega sistema	93
7.2	Rezultati	95
7.2.1	RL breme	95
7.2.2	Vodenje motorja	99
7.2.3	Primer minimizacije valovitosti navora	103
8	Zaključek	107
	Literatura	109

Slike

2.1	Nadomestno vezje statorskih navitij v vezavi zvezda	10
2.2	Blokovna shema trifaznega modela motorja	12
2.3	Komutacija BLDC motorja	13
3.1	Fazna gibalna inducirana napetost prve faze	27
3.2	Minimizacija valovitosti sinhronskega navora	28
3.3	Samodržni navor	29
3.4	Minimizacija valovitosti samodržnega navora	30
3.5	Blokovna shema implementacije metode optimalnih tokov	31
4.1	Metoda najmanjših kvadratov	34
4.2	Opazovalnik motnje	35
4.3	Blokovna shema eksperimentalnega sistema	37
4.4	Identifikacijski postopek	37
4.5	Opazovalnik navora nemodelirane dinamike \hat{T}^m	39
4.6	Izmerjena hitrost rotorja	42
4.7	Izmerjena gibalna inducirana napetost prve faze e_1	42
4.8	Kvadratični pogrešek med e_1 in \hat{e}_1	43
4.9	Aproksimirana gibalna inducirana napetost	43
4.10	Izmerjeni statorski tokovi	48
4.11	Izračun sinhronski navor	48
4.12	Izmerjena rotorska hitrost a) in detajl oscilacije hitrosti b)	48

4.13	Vhod kompenzatorja: pogrešek hitrosti $\hat{\omega}_m - \omega_m$	49
4.14	Izhod kompenzatorja: navor nemodelirane dinamike \hat{T}^m	49
4.15	Kvadratični pogrešek med \hat{T}^m in $\hat{T}^{m'}$	50
4.16	Signal \hat{T}^m (a) in razlika signalov $\hat{T}^m - \hat{T}^{m'}$ (b)	51
4.17	Primerjava signalov \hat{T}^m (črna) in $\hat{T}^{m'}$ (siva)	51
4.18	Ocenjen samodržni navor	52
4.19	Verifikacija ocenjenih parametrov - simulacijska shema	52
4.20	Verifikacija ocenjenih parametrov - izmerjena in ocenjena hitrost	53
5.1	Napetostni stikalni pretvornik za napajanje trifaznega motorja	59
5.2	Napetosti na navitjih motorja pri posameznih stikalnih stanjih pretvornika	60
5.3	Aktivni napetostni vektorji	61
5.4	Linearni <i>PI</i> regulator toka v <i>d</i> -smeri	62
5.5	Lega polov in ničle zaprte tokovne zanke	64
5.6	Časovni odziv zaprte tokovne zanke na stopnično vzbujanje	64
5.7	Linearni regulator z modulatorjem	65
5.8	Dvonivojski histerezni regulator s konstantno histerezo	65
5.9	Konvencionalno histerezno tokovno vodenje	66
5.10	Referenčni in dejanski tok prve faze in krmilni signal za stikalni element	66
5.11	Konvencionalno histerezno tokovno vodenje z vpogledno tabelo	67
5.12	Dogodkovno tokovno vodenje motorja	69
5.13	Napetostni vektorji in napetostni sektorji	70
5.14	Predznaki napetosti prve, druge in tretje faze	70
5.15	Določitev napetostnega sektorja iz predznakov faznih napetosti	70
5.16	Vpogledna tabela preklopne strategije	72
5.17	Vpogledna tabela preklopne strategije - različica 1	72
5.18	Določitev dovoljenih napetostnih vektorjev v petem napetostnem sektorju	74
5.19	Vpogledna tabela preklopne strategije - različica 2	74
6.1	Simulacijska shema z RL bremenom	77
6.2	Tok prve faze - RL breme	79
6.3	Število preklopov v prvi fazi - RL breme	79
6.4	Detajl toka in napetostnih vektorjev pri histereznem vodenju	79
6.5	Število preklopov na 1 ms - primerjava postopkov vodenja	81

6.6	Srednje kvadratični pogrešek toka - primerjava postopkov vodenja	81
6.7	Vpliv časa vzorčenja	83
6.8	Podroben prikaz vpliva časa vzorčenja	83
6.9	Konvencionalno histerežno vodenja - skupno število preklopov	84
6.10	Konvencionalno histerežno vodenja - srednje kvadratični pogrešek toka	84
6.11	Dogodkovno vodenje (PS-1) - skupno število preklopov	85
6.12	Dogodkovno vodenje (PS-1) - srednje kvadratični pogrešek toka	85
6.13	Dogodkovno vodenje (PS-2) - skupno število preklopov	86
6.14	Dogodkovno vodenje (PS-2) - srednje kvadratični pogrešek toka	86
6.15	Simulacijska shema z motorjem	88
6.16	Sinhronski navor in hitrost rotorja	89
6.17	Tok prve faze - motor	90
6.18	Število preklopov v prvi fazi - motor	90
6.19	Referenčni karakteristiki tok-hitrost	91
6.20	Skupno število preklopov - motor	92
6.21	Srednji kvadratični pogrešek navora	92
6.22	Karakteristike tok-hitrost	92
7.1	Blokovna shema eksperimentalnega sistema	94
7.2	Prikaz postopka meritve hitrosti za $\omega_m = 20$ rad/s	95
7.3	Tok prve faze za $A_{ref} = 100$ mA - RL breme	97
7.4	Tok prve faze za $A_{ref} = 250$ mA - RL breme	97
7.5	Tok prve faze za $A_{ref} = 500$ mA - RL breme	98
7.6	Tok prve faze za $A_{ref} = 750$ mA - RL breme	98
7.7	Število preklopov prve faze pri $f_{ref} = 20$, $f_{ref} = 50$ in $f_{ref} = 100$ - RL breme	99
7.8	Tok prve faze pri referenci navora 5 mNm	100
7.9	Hitrost rotorja pri referenci navora 5 mNm	100
7.10	Napetostni sektor pri dogodkovnem vodenju	101
7.11	Karakteristike tok-hitrost za neobremenjen motor	101
7.12	Število preklopov pri različnih referenčnih amplitudah statorskih tokov	102
7.13	Tok prve faze in njegov močnostni spekter za $\omega_m = 40$ rad/s	102
7.14	Tok prve faze in njegov močnostni spekter za $\omega_m = 60$ rad/s	103
7.15	Hitrost rotorja in referenčni tok prve faze pri $\omega_m^0 = 20$ rad/s	104
7.16	Hitrost rotorja in referenčni tok prve faze pri $\omega_m^0 = 40$ rad/s	104

7.17 Shema minimizacije valovitosti navora	105
7.18 Tok prve faze in njegova harmonska vsebina	105

Tabele

3.1	Kompleksni Fourierjevi koeficienti faznih gibalnih induciranih napetosti . . .	27
3.2	Komponente statorskih tokov za minimizacijo valovitost sinhronskega navora	28
3.3	Komponente statorskih tokov za minimizacijo valovitost samodržnega navora	29
4.1	Parametri sklopa motor/inkrementalni dajalnik	41
4.2	Ocenjeni trigonometrični Fourierjevi koeficienti medsebojnih induktivnosti .	44
4.3	Ocenjeni trigonometrični Fourierjevi koeficienti gibalnih induciranih napetosti	45
4.4	Kompleksni Fourierjevi koeficienti gibalnih induciranih napetosti prve faze .	46
4.5	Komponente statorskih tokov za skupni sinhronski navor 100 mNm	46
4.6	Ocenjeni mehanski parametri	50
5.1	Stikalna stanja pretvornika in fazne napetosti motorja	59
5.2	Stikalna stanja pretvornika, napetostni vektorji in njihove komponente . . .	61
5.3	Tabela preklapljanja napetostnih vektorjev pri histereznem vodenju	67
5.4	Povezava med izhodi signum funkcij faznih napetosti in napetostnimi sektorji	71
5.5	Napetostni sektorji, dovoljeni napetostni vektorji in mirujoča faza	71
5.6	Nabor možnih napetostnih vektorjev glede na izhod histereznih regulatorjev	73

Spisek najpomembnejših simbolov

	Napetosti, tokovi in magnetni sklepi
U_{DC}	napetost enosmerne zbiralke
u_{si}	napetost statorskega navitja i
u_{sd}, u_{sq}	komponenti statorske napetosti v rotorskem koordinatnem sistemu
u_{sd}^p, u_{sq}^p	komponenti razklopitvenih napetosti v rotorskem koordinatnem sistemu
e_i	gibalna inducirana napetost v navitju i
e_i^{rms}	efektivna vrednost gibalne inducirane napetosti
$e_{i,3}$	komponenta tretjega harmonika gibalne inducirane napetosti
V_z	napetostni potencial zvezdišča
i_{si}	tok statorskega navitja i
i_{si}^r	referenčna vrednost toka i_{si}
i_r	tok navideznega rotorskega navitja
i_{sd}, i_{sq}	komponenti statorskega toka v rotorskem koordinatnem sistemu
ψ	magnetni sklep
ψ_{si}	magnetni sklep statorskega navitja i
ψ_m	magnetni sklep trajnega magneta
	Navori, hitrosti in koti
T_e	elektromagnetni navor
T_e^{sinh}	sinhronski navor
T_e^{prs}	preskočno reluktančni samodržni navor
T_b	navor viskozne trenja
T_c	navor suhega trenja
T_l	navor bremena
ω_m	kotna hitrost rotorja
θ_m	mehanski kot zavrtitve rotorja
θ_e	električni kot zavrtitve rotorja
	Parametri
R_s	ohmska upornost statorskih navitij

$L_s = L_{ii}$	lastna induktivnost statorskega navitja i
L_{rr}	lastna induktivnost modelnega rotorskega navitja
L_{ij}	medsebojna induktivnosti med statorskima navitjema i in j
L_{ir}	medsebojna induktivnost med statorskim navitjem i in modelnim rotorskim navitjem
L_{irak}, L_{ibrk}	trigonometrični Fourierjevi koeficienti medsebojnih induktivnosti med statorskim navitjem i in modelnim rotorskim navitjem
L_{rrak}, L_{rrbk}	trigonometrični Fourierjevi koeficienti lastne induktivnosti modelnega rotorskega navitja
E_{iak}, E_{ibk}	trigonometrični Fourierjevi koeficienti gibalne inducirane napetosti v navitju i
$E_{i,n}$	kompleksni Fourierjevi koeficienti gibalne inducirane napetosti v navitju i
f_e	električna frekvenca
k_e^{rms}	napetostna konstanta efektivne vrednosti gibalne inducirane napetosti
k_e^{max}	napetostna konstanta maksimalne vrednosti gibalne inducirane napetosti
k_m	navorna konstanta
p	število polovih parov
J	vztrajnostni moment
B	koeficient navora viskozne trenja
C	koeficient navora suhega trenja
$J(\alpha)$	kvadratični pogrešek pri metodi najmanjših kvadratov
τ_e	električna časovna konstanta motorja
τ_i	integracijska konstanta PI regulatorja
K_i	proporcionalno ojačanje PI regulatorja
τ_{iz}	časovna konstanta zaprtozančne prenosne funkcije regulacije toka
h	histereza
T_{a1}, T_{b1}	trigonometrična Fourierjeva koeficienta navora zunanje motnje
	Matrike in stolpci
i	stolpec statorskih tokov in navideznega rotorskega toka
Ψ	stolpec statorskih magnetnih sklepov in rotorskega magnetnega sklepa
L	matrika induktivnosti lastnih in medsebojnih induktivnosti

\mathbf{L}_{irab}	stolpec trigonometrični Fourierevih koeficientov medsebojnih induktivnosti med statorskimi navitjem i in modelnim rotorskim navitjem
\mathbf{L}_{rrab}	stolpec trigonometričnih Fourierevih koeficientov lastne induktivnosti modelnega rotorskega navitja
\mathbf{E}_{iab}	stolpec trigonometričnih Fourierevih koeficientov gibalne inducirane napetosti v navitju i
\mathbf{H}	opazovalna matrika pri metodi najmanjših kvadratov
α	stolpec neznanih parametrov pri metodi najmanjših kvadratov
$\hat{\alpha}$	stolpec cenilke najmanjših kvadratov
	Drugo
s	Laplaceova spremenljivka
S_1 do S_6	tranzistorska stikala napetostnega pretvornika
x_j	j -ti vzorec populacije
\bar{x}	povprečna vrednost populacije
σ	standardni odklon
$F_{io}(s)$	odprtozančna prenosna funkcija regulacije toka
$F_{iz}(s)$	zaprtozančna prenosna funkcija regulacije toka
y_{hi}	izhod histereznega regulatorja oziroma primerjalnika v fazi i
y_h	vsota uteženih izhodov y_{hi}
e_{i1}, e_{i2}, e_{i3}	tokovni pogrešek v 1., 2. in 3. fazi
$\text{Sign}u_{si}$	izhod detektorja predznaka statorske napetosti v fazi i
$\text{Sign}u_s$	vsota uteženih izhodov $\text{Sign}u_{si}$

Uvod

V sodobnih osebnih vozilih so električni motorji pomemben gradnik elektromehanskih sistemom, ki zagotavljajo delovanje vozila, kot so sistemi za hlajenje motorja, pogonski sklopi za električne servovolane ter sistemi različnih črpalk za vodo, olje in gorivo [2], [15], [18]. Z vedno novimi mehatronskimi sklopi, ki omogočajo varnejšo, udobnejšo ter gospodarnejšo vožnjo, število električnih motorjev v osebnih vozilih iz leta v leto narašča.

V preteklosti so se zaradi enostavnega vodenja uporabljali predvsem enosmerni motorji (*DC-Direct Current Motor*) s trajnimi magneti. Komutacija pri enosmernih motorjih je izvedena z uporabo krtačk, katerih obrabljenost omejuje življenjsko dobo in posledično tudi zanesljivost motorja. Zaradi mehanskega komutatorja se pojavljajo tudi težave z elektromagnetno skladnostjo in akustičnimi šumi. Razvoj energetske elektronike in mikrokrmilniških sistemov omogoča kompleksnejše algoritme vodenja, zaradi česar uporaba enosmernih motorjev v avtomobilski industriji močno upada na račun čedalje večjega števila uporabljenih sinhronskih motorjev s trajnimi magneti (*PMSM-Permanent Magnet Synchronous Motor*) ali motorjev s spremenljivo reluktanco (*VR-Variable Reluctance Motor*). V primerjavi z enosmernimi motorji imajo izmenični motorji daljšo življenjsko dobo, višjo zanesljivost, nižje stroške vzdrževanja, višji izkoristek in nižjo glasnost delovanja [41]. Najpogosteje uporabljeni izmenični motorji so vsekakor BLDC motorji (*BLDC-Brushless DC Motor*). Poimenovanje motorja, ki bi se lahko glasilo "brezkrtačni" enosmerni motor, povzroča v literaturi kar nekaj zmede. Konstrukcijsko gre v osnovi za PMSM, ki seveda nima krtačk, saj je elektronsko komutiran. Tako nekateri avtorji ločijo PMSM glede na obliko gibalne inducirane napetosti in sicer na motorje s sinusno obliko gibalne inducirane napetosti poimenovane

tudi BLAC motorji (*Brushless AC Motor*) in motorje s trapezno obliko gibalne inducirane napetosti oz. BLDC motorje [34], [40], [43].

Čedalje več proizvajalcev električnih motorjev se zaveda, da za uspešno konkuriranje na ogromnem tržišču avtomobilske industrije ni dovolj samo dobro razvit in kvalitetno izdelan električni motor. Avtomobilski industriji je potrebno ponuditi elektromotorni pogon kot celoto, ki jo sestavljajo električni, mehanski in krmilni podsistem [6]. Verjetno je ravno krmilni podsistem oz. algoritem vodenja tisti del elektromotornega pogona, kjer lahko proizvajalci dosežejo najvišjo dodano vrednost in si s tem zagotovijo konkurenčno prednost. Osnova hitrostnega in pozicijskega vodenja je dobro tokovno vodenje, s katerim neposredno reguliramo elektromagnetni navor motorja. Tokovno vodenje izmeničnih motorjev je največkrat izvedeno s tokovno reguliranimi napetostnimi stikalnimi pretvorniki. Tokovne regulatorje stikalnih pretvornikov lahko v splošnem razdelimo na linearne in nelinearne [29]. Struktura linearnih regulatorjev je razdeljena na dva dela. Prvi del je linearni tokovni regulator z zveznim izhodom, ki zagotavlja kompenzacijo tokovnega pogreška. Drugi del predstavlja modulator, ki na podlagi primerjave izhoda regulatorja z modulacijsko funkcijo (žaga, trikot) tvori ustrezne krmilne signale za proženje stikalnih elementov pretvornika. Med linearne regulatorje spadajo najbolj pogostokrat uporabljeni PI regulatorji, regulatorji stanj in regulatorji s predikcijo. Prednosti linearnih regulatorjev so: konstantna stikalna frekvenca, dobro definirana harmonska vsebina tokov ter optimalno krmiljenje stikalnih elementov pretvornika. Uporaba modulatorja omogoča tudi odprtozančno preverjanje delovanja stikalnega pretvornika. Slabost linearnih regulatorjev je predvsem v tem, da so njihove zmoglosti odvisne od ujemanja nastavljenih parametrov regulatorja z dejanskimi parametri motorja. Z uporabo linearnih regulatorjev se težko izognemo sledilnemu pogrešku, še posebej pri motorjih z nizko električno časovno konstanto. Najpogostejši predstavniki nelinearnih regulatorjev so zagotovo histerezni regulatorji. Prednosti histereznih regulatorjev so: enostavna implementacija zaradi odsotnosti modulatorja, visoka robustnost, odsotnost sledilnega pogreška ter dobra dinamika, ki je omejena z zmoglostmi stikalnega pretvornika in časovno konstanto bremena. Poglavitni slabosti histereznih regulatorjev, ki izhajata iz nenadzorovanega preklapljanja stikalni elementov sta spremenljiva stikalna frekvenca in pojav limitnih ciklov. V limitnih ciklih prihaja do izredno visoke stikalne frekvence, kar povečuje stikalne izgube lahko pa povzroči tudi uničenje stikalnega pretvornika v kolikor ta nima vgrajenih ustreznih zaščit.

Cilj doktorske disertacije je izvedba preprostega tokovnega vodenja PMSM motorjev,

ki imajo majhno nazivno moč in nizko električno časovno konstanto. Tako je kot objekt vodenja uporabljen BLDC z maksimalno močjo 40 W in električno konstanto 200 μ s. Motor je izdelek slovenskega proizvajalca in je namenjen uporabi v avtomobilskih aplikacijah. Glede na zahtevo po robustnosti je predlagano dogodkovno tokovno vodenje, ki temelji na konvencionalni rešitvi s tremi dvonivojskimi histereznimi regulatorji na faznih tokovih. Takšna izvedba omogoča visoko dinamiko zaprte regulacijske zanke in odsotnost sledilnega pogreška, zato je histerežno tokovno vodenje primerno tudi v shemah vodenja s katerimi želimo minimizirati valovitosti v navoru. Pomanjkljivosti omenjene konvencionalne rešitve so odpravljene z vpeljavo dodatnega krmilnega signala, s katerim dosežemo kontrolirano preklapljanje med stikalnimi elementi pretvornika. Delo skupaj z uvodni poglavjem obsega osem poglavji.

Drugo poglavje je namenjeno modeliranju motorjev in izpeljavi trifaznega dinamičnega modela motorja na podlagi katerega je zgrajen trifazni simulacijski model. Predlagano tokovno vodenje temelji na treh dvonivojskih histereznih regulatorjih na statorskih tokovih, zato je trifazni simulacijski model ključnega pomena.

V **tretjem poglavju** so predstavljeni vzroki valovitosti v navoru in nekatere metode s katerimi lahko minimiziramo vpliv teh valovitosti.

V **četrtm poglavju** so z razvitim postopkom identificirani parametri dinamičnega modela motorja, ki niso bili podani s strani proizvajalca motorja. Pri tem je glavnina raziskovanja usmerjena k ovrednotenju valovitost v navoru motorja zaradi sinhronskega navora in preskočno reluktančnega navora.

Peto poglavje predstavlja jedro disertacije, saj je v njem predstavljeno predlagano dogodkovno tokovno vodenje.

Šesto poglavje je namenjeno simulacijskim rezultatom s katerimi je bila izvedena analiza dogodkovnega vodenja in njegova primerjava z konvencionalno izvedbo histereznega vodenja.

V **sedmem poglavju** je opisan eksperimentalni sistem in podani so eksperimentalni rezultati.

V **osmem poglavju** je na podlagi simulacijskih in eksperimentalnih rezultatov podan zaključni komentar.

Dinamični model sinhronskega motorja s trajnimi magneti

2.1 Osnove modeliranja motorjev

Postopek modeliranja kateregakoli tipa električnega motorja lahko razdelimo na modeliranje električnega in mehanskega podsistema [11]. Dinamiko električnega podsistema zapišemo na osnovi nadomestnih električnih vezij in uporabe Kirchoffovih zakonov. Dinamiko mehanskega podsistema opisuje Newtonov zakon s katerim je podana povezava med elektromagnetnim navorom in kotnim pospeškom rotorja. Elektromagnetni navor, ki povezuje električni in mehanski podsistem je odvisen od tokov, ki tečejo skozi navitja motorja in induktivnosti, ki so v splošnem odvisne od mehanskega kota zavrtitve rotorja.

Dinamiko električnega podsistema v statorskem navitju i -te faze opisuje napetostna enačba:

$$u_{si} = R_s i_{si} + \frac{d\psi_{si}}{dt} \quad (2.1)$$

kjer je u_{si} trenutna vrednost fazne napetosti, i_{si} trenutna vrednost statorskega oz. faznega toka, R_s ohmska upornost statorskih navitij in ψ_{si} statorski magnetni sklep. Dinamiko mehanskega podsistema opisuje enačba gibanja

$$\frac{d^2\theta_m}{dt^2} = \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B\omega_m - C \operatorname{sign}(\omega_m) - T_l) = \frac{1}{J} (T_e - T_b - T_c - T_l) \quad (2.2)$$

kjer je θ_m mehanski kot zavrtitve rotorja, ω_m hitrost rotorja, T_e elektromagnetni navor, T_b navor viskozne trenja, T_c navor suhega trenja, T_l navor bremena, J vztrajnostni mo-

ment, B koeficient navora viskoznega trenja in C koeficient navora suhega trenja (*Couloumb friction*).

Modeliranje zaključimo z definiranjem funkcij za magnetne sklepe ψ in elektromagnetni navor T_e ,

$$\begin{aligned}\psi &= \psi(\theta_m, i_{s1}, \dots, i_{sN}, i_{N+1}) \\ T_e &= T_e(\theta_m, i_{s1}, \dots, i_{sN}, i_{N+1})\end{aligned}\tag{2.3}$$

kjer je N število faz, medtem ko tok $i_{N+1} = i_r$ označuje navidezni rotorski tok.

Pri modeliranju električnih motorjev z uporabo modelnih električnih vezij običajno zanemarimo nelinearnosti magnetnih materialov, zato lahko magnetni sklep zapišemo z linearnim modelom

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{L}\mathbf{i}\tag{2.4}$$

V zapisu (2.4) je $\mathbf{\Psi} = [\psi_{s1}, \dots, \psi_{sN}, \psi_{rr}]^T$ vektor statorskih magnetnih sklepov in rotorskega magnetnega sklepa trajnega magneta, \mathbf{L} matrika lastnih in medsebojnih induktivnosti dimenzije $(N+1) \times (N+1)$ in $\mathbf{i} = [i_{s1}, \dots, i_{sN}, i_r]^T$ vektor statorskih tokov in navideznega rotorskega toka. Magnetni sklep trajnega magneta ψ_{rr} je modeliran z uporabo navideznega rotorskega navitja z lastno induktivnostjo L_{rr} skozi katerega teče navidezni rotorski tok i_r , za katerega ponavadi privzamemo konstantno vrednost 1 A.

Čeprav so funkcije magnetnih sklepov in elektromagnetnega navora odvisne od zgradbe motorja je mogoče z uporabo diferencialov energij zapisati splošen izraz za trenutno vrednost elektromagnetnega navora [6], [11].

$$T_e = \frac{1}{2}\mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{\Psi}}{\partial \theta_m} = \frac{1}{2}\mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}}{\partial \theta_m} \mathbf{i}\tag{2.5}$$

2.2 Trifazni dinamični model motorja s trajnimi magneti

V postopku modeliranja motorja s trajnimi magneti v trifaznem statorskem koordinatnem sistemu so uporabljena štiri modelna navitja, tri za posamezna statorska navitja in dodatno navitje s katerim je modeliran trajni magnet motorja. Matrika induktivnosti in vektor tokov sta definirana kot:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{1r} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{2r} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{3r} \\ L_{r1} & L_{r2} & L_{r3} & L_{rr} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i} = [i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}, i_r]^T\tag{2.6}$$

V matriki induktivnosti predstavljajo L_{11} , L_{22} , L_{33} lastne induktivnosti statorskih navitij, $L_{12} = L_{21}$, $L_{13} = L_{31}$, $L_{23} = L_{32}$ medsebojne induktivnosti med statorskimi navitij, $L_{1r} = L_{r1}$, $L_{2r} = L_{r2}$, $L_{3r} = L_{r3}$ medsebojne induktivnosti med statorskimi navitij in modelnim rotorskim navitjem in L_{rr} lastno induktivnost modelnega rotorskega navitja. Kompleksnost dinamičnega modela motorja je neposredno odvisna od vrednosti elementov matrike \mathbf{L} . Visoka kompleksnost modela pogosto pomeni njegovo nižjo uporabno vrednost, zato je smiselno model poenostaviti koliko je to mogoče. Pri motorjih s površinsko nameščenimi trajnimi magneti je reluktančni efekt navadno zanemarljiv, kar pomeni da lahko zanemarimo vpliv medsebojnih induktivnosti med statorskimi navitij. Dodatna predpostavka, ki velja za motorje s površinsko nameščenimi trajnimi magneti, kakršne ima tudi obravnavan motor, so konstantne vrednosti lastnih induktivnosti statorskih navitij, torej $L_{11} = L_{22} = L_{33} = L_s$. Ob upoštevanju predpostavk je matrika induktivnosti enaka:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_{1r} \\ 0 & L_s & 0 & L_{2r} \\ 0 & 0 & L_s & L_{3r} \\ L_{1r} & L_{2r} & L_{3r} & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Medsebojne induktivnosti med statorskimi navitij in modelnim rotorskim navitjem in lastna induktivnost modelnega rotorskega navitja so funkcije kota zavrtitve rotorja, ki jih v splošnem zapišemo z uporabo Fouriereve trigonometrične vrste [11]. Pri uporabi Fouriereve vrste bo povzeto indeksiranje po [14], kjer so z indeksom a označeni Fourierevi koeficienti, ki se množijo s kosinusno funkcijo (soda funkcija) in z indeksom b Fourierevi koeficienti, ki se množijo s sinusno funkcijo (liha funkcija).

$$\begin{aligned} L_{1r} &= \sum_{k=1}^K (L_{1rak} \cos(k(p\theta_m)) + L_{1rbk} \sin(k(p\theta_m))) \\ L_{2r} &= \sum_{k=1}^K \left(L_{2rak} \cos\left(k\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + L_{2rbk} \sin\left(k\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right) \\ L_{3r} &= \sum_{k=1}^K \left(L_{3rak} \cos\left(k\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right)\right) + L_{3rbk} \sin k\left(\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \right) \\ L_{rr} &= \sum_{k=1}^{K'} (L_{rrak} \cos(k(p\theta_m)) + L_{rrbk} \sin(k(p\theta_m))) \end{aligned} \quad (2.8)$$

V zapisu (2.8) so L_{irak} in L_{irbk} ($i = 1, 2, 3$) Fourierevi koeficienti medsebojnih induktivnosti med statorskimi navitij in modelnim rotorskim navitjem, L_{rrak} in L_{rrbk} Fourierevi koeficienti lastne induktivnosti modelnega rotorskega navitja, p število polovih parov motorja, K

najvišji harmonik medsebojne induktivnosti med statorskimi navitij in modelnim rotorskim navitjem ter K' najvišji harmonik lastne induktivnosti modelnega rotorskega navitja. S Fourierevimi koeficienti L_{irak} , L_{irbk} , L_{rrak} in L_{rrbk} so torej modelirane višje harmonske komponente v statorskih magnetnih sklepih in rotorskem magnetnem sklepu. Če v izrazu (2.4) upoštevamo (2.6) in (2.7) lahko posamezne magnetne sklepe zapišemo v obliki izraza (2.9).

$$\begin{aligned}\psi_{s1} &= L_s i_{s1} + L_{1r} i_r \\ \psi_{s2} &= L_s i_{s2} + L_{2r} i_r \\ \psi_{s3} &= L_s i_{s3} + L_{3r} i_r \\ \psi_{rr} &= L_{1r} i_{s1} + L_{2r} i_{s2} + L_{3r} i_{s3} + L_{rr} i_r\end{aligned}\tag{2.9}$$

Z vstavitvijo izrazov za statorske magnetne sklepe v enačbo (2.1) lahko zapišemo napetostno enačbo i -te faze:

$$u_{si} = R_s i_{si} + L_s \frac{di_{si}}{dt} + i_r \omega_m \frac{\partial L_{ir}}{\partial \theta_m} = R_s i_{si} + L_s \frac{di_{si}}{dt} + e_i\tag{2.10}$$

Fazno napetost v zapisu (2.10) sestavljajo napetost ohmskega padca, napetost lastne indukcije in gibalna inducirana napetost [6]. Z odvajanjem medsebojnih induktivnosti L_{ir} po kotu zavrtitve rotorja lahko za gibalno inducirano napetost v i -ti fazi zapišemo enačbo (2.11).

$$\begin{aligned}e_i = i_r \frac{\partial L_{ir}}{\partial \theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m i_r p \sum_{k=1}^K \left(-k L_{1rak} \sin \left(k \left(p \theta_m - \frac{2\pi}{3} (i-1) \right) \right) + \right. \\ \left. k L_{1rbk} \cos \left(k \left(p \theta_m - \frac{2\pi}{3} (i-1) \right) \right) \right)\end{aligned}\tag{2.11}$$

Iz enačbe (2.11) je razvidno, da lahko gibalne inducirane napetosti vsebujejo višje harmonske komponente, ki so posledica nesinusne porazdelitve statorskih magnetnih sklepov glede na kot zavrtitve rotorja. Za gibalno inducirano napetost i -te faze lahko uporabimo kompaktnjši zapis:

$$e_i = \omega_m \sum_{k=1}^K \left(E_{iak} \cos \left(k \left(p \theta_m - \frac{2\pi}{3} (i-1) \right) \right) + E_{ibk} \sin \left(k \left(p \theta_m - \frac{2\pi}{3} (i-1) \right) \right) \right)\tag{2.12}$$

kjer so E_{iak} in E_{ibk} trigonometrični Fourierjevi koeficienti gibalne inducirane napetosti.

$$\begin{aligned}E_{iak} &= i_r p k L_{irbk} \\ E_{ibk} &= -i_r p k L_{irak}\end{aligned}\tag{2.13}$$

Trenutno vrednost elektromagnetnega navora (2.14) določimo iz enačbe (2.5) pri čemer upoštevamo izraza za tokove (2.6) in magnetne sklepe (2.9).

$$T_e = i_r \left(i_{s1} \frac{\partial L_{1r}}{\partial \theta_m} + i_{s2} \frac{\partial L_{2r}}{\partial \theta_m} + i_{s3} \frac{\partial L_{3r}}{\partial \theta_m} \right) + \frac{1}{2} i_r^2 \frac{\partial L_{rr}}{\partial \theta_m} = T_e^{sinh} + T_e^{prs} \quad (2.14)$$

Prvi trije členi v (2.14) predstavljajo skupni sinhronski navor T_e^{sinh} (*mutual torque*), ki je posledica delovanje sile na statorski tokovodnik v magnetnem polju trajnega magneta. Zadnji člen v (2.14) predstavlja preskočno reluktančni samodržni navor ali na kratko kar samodržni navor T_e^{prs} (*cogging torque*), ki je posledica interakcije med magnetnim poljem trajnega magneta in zobmi statorja [26]. Zaradi tega je samodržni navor vedno prisoten in neodvisen od statorskih tokov. Z odvajanjem induktivnosti po kotu zavrtitve rotorja v enačbi (2.14) dobimo za elektromagnetni navor enačbo (2.15).

$$\begin{aligned} T_e = & i_{s1} i_r p \sum_{k=1}^K \left(-k L_{1rak} \sin(k(p\theta_m)) + k L_{1rbk} \cos(k(p\theta_m)) \right) \\ & + i_{s2} i_r p \sum_{k=1}^K \left(-k L_{2rak} \sin\left(k\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + k L_{2rbk} \cos\left(k\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right) \\ & + i_{s3} i_r p \sum_{k=1}^K \left(-k L_{3rak} \sin\left(k\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right)\right) + k L_{3rbk} \cos\left(k\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \right) \\ & + \frac{p}{2} i_r^2 \sum_{k=1}^{K'} \left(-k L_{rrak} \sin(k(p\theta_m)) + k L_{rrbk} \cos(k(p\theta_m)) \right) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Z upoštevanjem izraza za Fouriereve koeficiente gibalne inducirane napetosti (2.13) v (2.15) lahko elektromagnetni navor motorja zapišemo z enačbo (2.16).

$$\begin{aligned} T_e = & i_{s1} \sum_{k=1}^K \left(E_{1bk} \sin(k(p\theta_m)) + E_{1ak} \cos(k(p\theta_m)) \right) \\ & + i_{s2} \sum_{k=1}^K \left(E_{2bk} \sin\left(k\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + E_{2rak} \cos\left(k\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right) \\ & + i_{s3} \sum_{k=1}^K \left(E_{3bk} \sin\left(k\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right)\right) + E_{3ak} \cos\left(k\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \right) \\ & + \frac{p}{2} i_r^2 \sum_{k=1}^{K'} \left(-k L_{rrak} \sin(k(p\theta_m)) + k L_{rrbk} \cos(k(p\theta_m)) \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

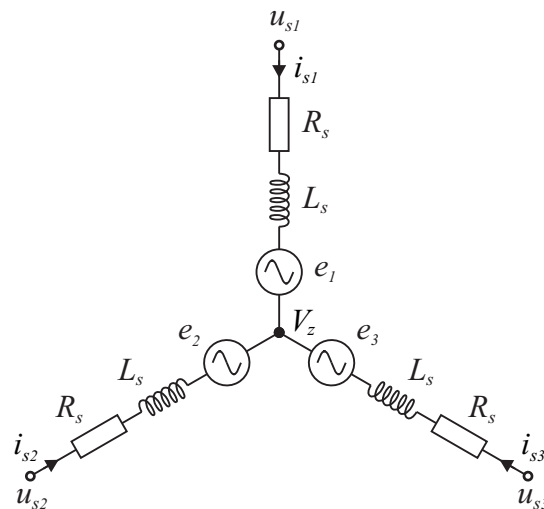
Iz enačbe je razvidno, da je oblika sinhronskega navora neposredno odvisna od oblike statorskih tokov in oblike gibalnih induciranih napetosti. Za dosego želene oblike sinhronskega navora je torej potrebno določiti ustrezno obliko statorskih faznih tokov glede na harmonsko vsebino gibalnih induciranih napetosti.

Trifazni model sinhronskega motorja s trajnimi magneti je podan z naborom osnovnih enačb (2.2), (2.10), (2.11) in (2.15).

2.3 Trifazni dinamični model motorja s trajnimi magneti v obliki blokovne sheme

V tem poglavju bo izpeljan trifazni model motorja s trajnimi magneti v obliki blokovne sheme, ki predstavlja osnovo za izvedbo simulacijskega modela motorja. Model je izpeljan na osnovi enačb trifaznega modela motorja predstavljenega v prejšnjem poglavju, ki pa ni neposredno uporabljen, saj pri njegovi izpeljavi nismo upoštevali omejitev glede statorskih tokov, ki izhajajo iz načina vezave statorskih navitij. V praksi so motorji najpogosteje vezani v zvezdo brez povezanega zvezdišča, saj le takšna vezava omogoča trifazno dvofazno transformacijo in s tem naknadno transformacijo iz dvofaznega statorskega koordinatnega sistema v koordinatni sistem rotorskega magnetnega sklepa [6]. Transformacija v koordinatni sistem rotorskega magnetnega sklepa je izrednega pomena, saj na njej temelji najpogosteje uporabljen princip vodenja izmeničnih motorjev, to je vektorsko vodenje oz. vodenje v orientaciji polja [10].

V primeru, da je motor vezan v zvezdo brez povezanega zvezdišča lahko napetostne razmere v statorskih navitjih predstavimo z nadomestnim vezje prikazanim na sliki 2.1. Napetosti posameznih navitij so podane z naborom enačb (2.17), kjer je V_z potencial zvezdišča.



Slika 2.1: Nadomestno vezje statorskih navitij v vezavi zvezda

$$\begin{aligned}
u_{s1} - V_z &= R_s i_{s1} + L_s \frac{di_{s1}}{dt} + e_1 \\
u_{s2} - V_z &= R_s i_{s2} + L_s \frac{di_{s2}}{dt} + e_2 \\
u_{s3} - V_z &= R_s i_{s3} + L_s \frac{di_{s3}}{dt} + e_3 = -R_s(i_{s1} + i_{s2}) - L_s \frac{d(i_{s1} + i_{s2})}{dt} + e_3
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Iz (2.17) izračunamo medfazne napetosti motorja (2.18), ki so neodvisne od potenciala zvezdišča.

$$\begin{aligned}
u_{s1} - u_{s2} &= R_s (i_{s1} - i_{s2}) + L_s \frac{d(i_{s1} - i_{s2})}{dt} + e_1 - e_2 \\
u_{s1} - u_{s3} &= R_s (2i_{s1} + i_{s2}) + L_s \frac{d(2i_{s1} + i_{s2})}{dt} + e_1 - e_3 \\
u_{s2} - u_{s3} &= R_s (2i_{s2} + i_{s1}) + L_s \frac{d(2i_{s2} + i_{s1})}{dt} + e_2 - e_3
\end{aligned} \tag{2.18}$$

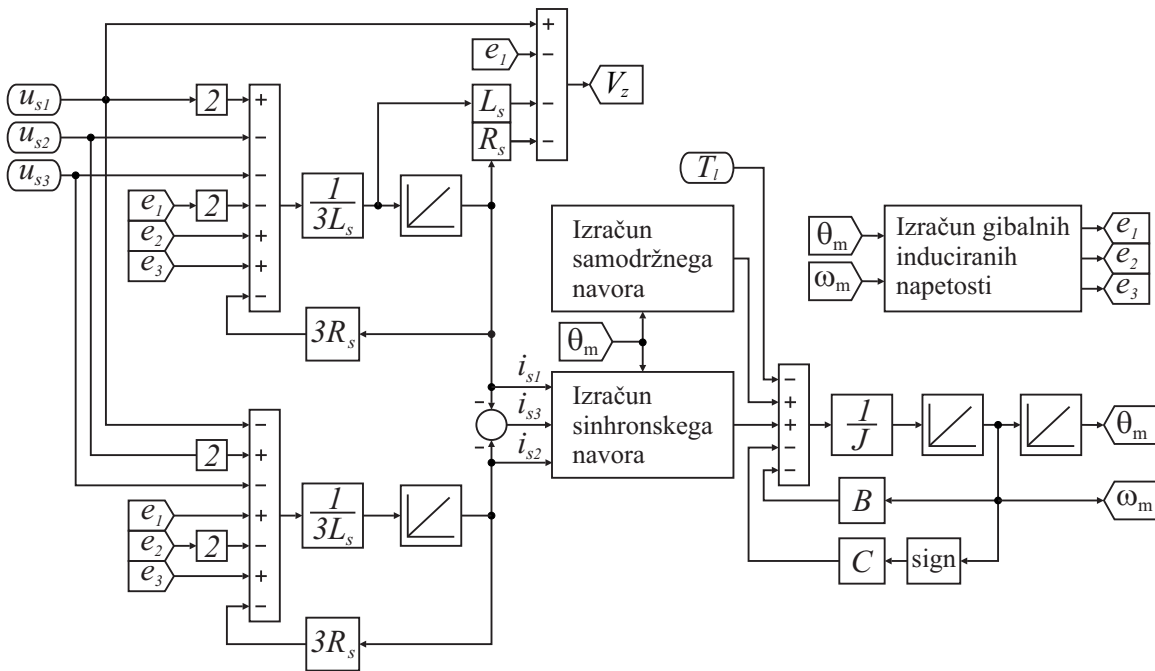
Iz medfaznih napetosti (2.18) izrazimo dinamiko statorskih tokov v prvi in drugi fazi (2.19).

$$\begin{aligned}
\frac{di_{s1}}{dt} &= \frac{1}{3L_s} (2u_{s1} - u_{s2} - u_{s3} - 3R_s i_{s1} - 2e_1 + e_2 + e_3) \\
\frac{di_{s2}}{dt} &= \frac{1}{3L_s} (2u_{s2} - u_{s1} - u_{s3} - 3R_s i_{s2} - 2e_2 + e_1 + e_3)
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Z upoštevanjem enačb za statorske tokove (2.19) in gibalnih induciranih napetosti (2.11) lahko trifazni model motorja s trajnimi magneti v vezavi zvezda brez povezanega zvezdišča predstavimo v obliki blokovne sheme, kot je prikazano na sliki 2.2. Pri tem za izračun sinhronskega in samodržnega navora uporabimo enačbo (2.16), dinamiko mehanskega pod-sistema opisuje enačba (2.2).

Po vzorcu blokovne sheme prikazane na sliki 2.2 je v programskem okolju MATLAB/Simulink narejen simulacijski model motorja, ki je uporaben za analizo obratovalnih lastnosti motorja in verifikacijo zasnovanih algoritmov vodenja. Poglavitne značilnosti simulacijskega modela so:

- ni upoštevan vpliv magnetnega zasičenja,
- predpostavljena je fazna simetrija motorja, torej $R_{s1} = R_{s2} = R_{s3}$ in $L_{s1} = L_{s2} = L_{s3}$,
- uporaba modela ni omejena z obliko gibalnih induciranih napetosti motorja,
- v modelu so trigonometrični Fourierjevi koeficienti gibalnih induciranih napetosti nastavljeni za vsako fazo posebej, zaradi česar je možno simulirati fazno asimetrijo in njen vpliv na tvorjenje sinhronskega navora motorja,
- model omogoča analizo oscilacij v navoru motorja, ki so posledica višje harmonskih komponent v gibalnih induciranih napetostih in samodržnega navora.

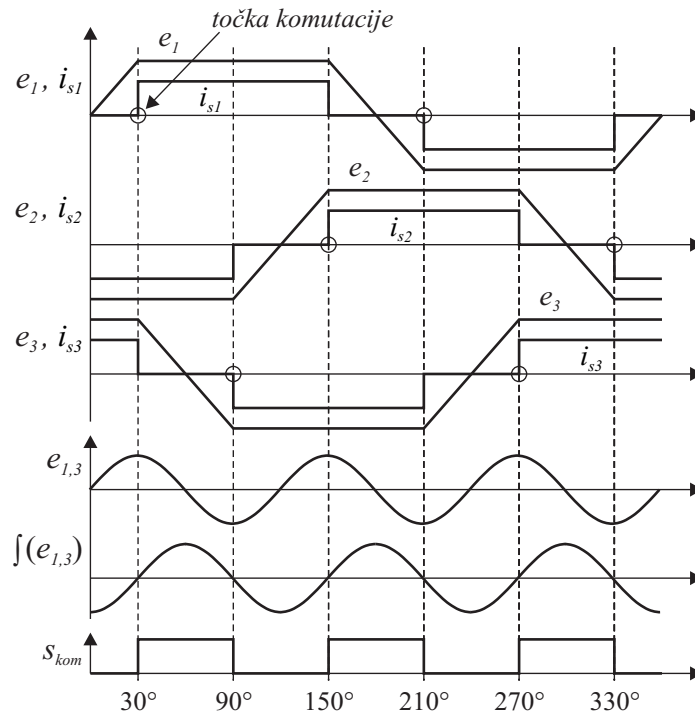


Slika 2.2: Blokovna shema trifaznega modela motorja

2.3.1 Prednosti uporabe trifaznega modela

Simulacijski modeli motorja so najpogosteje zgrajeni na podlagi dvofaznih modelov, ki so izpeljani iz trifaznih z uporabo trifazno-dvofazne transformacije. Razloga za uporabo dvofaznih modelov sta vsaj dva [6]. Prvi je posledica dejstva, da lahko s preprostejšim dvofaznim modelom ustvarimo popolnoma enake magnetne razmere kot s trifaznim modelom. Drugi razlog izhaja iz teorije vodenja oziroma sinteze vodenja motorjev. Večina trifaznih motorjev je namreč vezanih v vezavo zvezda, zaradi česar je eden od tokov linearna kombinacija ostalih dveh. Trifazni model motorja vezanega v zvezdo je torej linearno odvisen in s sistemskega vidika neuporaben za sintezo vodenja. Pri uporabi dvofaznega modela motorja neposrednih problemov z vodljivostjo ni. Čeprav se zaradi omenjenih prednosti dvofazni modeli množično uporabljajo, vseeno obstajajo primeri, kjer je za analizo obratovalnih lastnosti motorja in sintezo vodenja uporaba trifaznega modela neizogibna. Eden izmed takšnih primerov je brezsenzorsko vodenje BLDC motorjev pri katerem je informacija o kotu zavrtitve rotorja določena z uporabo meritev električnih veličin in ne z uporabo mehanskega senzorja pozicije.

Med mnogimi tehnikami brezsenzorskega vodenja BLDC motorjev so zaradi relativno enostavne in poceni izvedbe najpogosteje uporabljene tehnike, ki temeljijo na poznavanju gibalnih induciranih napetosti [20], [39]. Pri eni izmed takšnih tehnik je komutacija BLDC



Slika 2.3: Komutacija BLDC motorja z uporabo tretjega harmonika gibalne inducirane napetosti

motorja, prikazana na sliki 2.3, izvedena na podlagi meritve tretjega harmonika gibalne inducirane napetosti [19], [38]. Postopek določitve signala komutacije s_{kom} lahko razdelimo na tri korake. Najprej z meritvijo potencialne razlike med potencialom zvezdišča statorskih navitij in potencialom zvezdišča treh enakovrednih uporov, katerih preostali priključki so povezani na posamezne faze motorja izmerimo tretji harmonik gibalne inducirane napetosti. V drugem koraku integriramo izmerjen signal $e_{1,3}$. V zadnjem koraku določimo točke prehodov signala $f(e_{1,3})$ skozi vrednost nič, ki sovpadajo z točkami komutacije.

Simulacijska izvedba opisnega algoritma vodenja je z uporabo trifaznega modela motorja preprosto izvedljiva, saj je model osnovan na signalih, ki predstavljajo količine realnega motorja. Sedaj preverimo ali je možna simulacijska izvedba algoritma vodenja tudi z uporabo dvofaznega modela motorja. V tem primeru transformiramo gibalne inducirane iz trifaznega (1, 2, 3) v dvofazni sistem (a, b) z uporabo matrike močnostno invariantne trifazno dvofazne transformacije \mathbf{T}_{32} [6].

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{32} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

V nadaljevanju je zaradi preprostejšega zapisa gibalnih induciranih napetosti v trifaznem sis-

temu uporabljena kompleksna oblika Fouriereve vrste (2.21), pri čemer so E_n kompleksnimi Fourierevi koeficienti gibalne inducirane napetosti. Poveza med kompleksnimi Fourierevimi koeficienti in trigonometričnimi Fourierevimi koeficienti v enačbi (2.12) je podana z zapisom (2.22) [14].

$$e_i = \omega_m \sum_{n=-K}^K E_{i,n} e^{jn(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}(i-1))} \quad (2.21)$$

$$E_{i,n} = \begin{cases} 0 & za\ n = 0 \\ \frac{1}{2}(E_{ian} - jE_{ibn}) & za\ n = k\ pri\ n > 0 \\ \frac{1}{2}(E_{-ian} + jE_{-ibn}) & za\ n = -k\ pri\ n < 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

Ob predpostavki, da velja fazna simetrija, lahko komponente tretjih harmonikov v gibalnih induciranih napetosti posameznih faz zapišemo z naborom enačb (2.23).

$$\begin{aligned} e_{1,3} &= \omega_m \left(E_{1,-3} e^{-j3p\theta_m} + E_{1,3} e^{j3p\theta_m} \right) \\ e_{2,3} &= \omega_m \left(E_{1,-3} e^{-j3(p\theta_m - \frac{2\pi}{3})} + E_{1,3} e^{j3(p\theta_m - \frac{2\pi}{3})} \right) \\ e_{3,3} &= \omega_m \left(E_{1,-3} e^{-j3(p\theta_m - \frac{4\pi}{3})} + E_{1,3} e^{j3(p\theta_m - \frac{4\pi}{3})} \right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Iz zapisa (2.23) lahko ugotovimo, da so v trifaznem sistemu komponente večkratnikov tretjih harmonikov v gibalnih induciranih napetostih medsebojno enake, torej $e_{1,3} = e_{2,3} = e_{3,3}$. Zato iz enačbe trifazno dvofazne transformacije (2.24) sledi, da so v dvofaznem sistem komponente večkratnikov tretjih harmonikov v gibalnih induciranih napetostih enake nič. Z drugimi besedami v dvofaznem sistemu ni informacij o večkratnikih tretjih harmonikov v gibalnih induciranih napetosti, zato izvedba brezsenzorskega vodenja ni mogoča. Odgovor na prej zastavljeno vprašanje ali je mogoča simulacijska izvedba algoritma brezsenzorskega vodenja z uporabo tretjega harmonika v dvofaznem sistemu je torej negativen.

$$\begin{aligned} e_{a,3} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(e_{1,3} - \frac{1}{2}(e_{2,3} + e_{3,3}) \right) = 0 \\ e_{b,3} &= \frac{\sqrt{2}}{2} (e_{2,3} - e_{3,3}) = 0 \end{aligned} \quad (2.24)$$

Povzemimo poglobitve prednosti uporabe trifaznega simulacijskega modela motorja pred uporabo dvofaznega simulacijskega modela. Trifazni model je 'naravni' model, saj je izpeljan iz sistema enačb, ki jih zapišemo na podlagi fizikalnih zakonitosti in originalne geometrije motorja. Posledično so tokovi in napetosti motorja merljivi brez transformacij, kar omogoča enostavno simulacijo celotnega električnega podsistema (električni izvor, trifazni stikalni pretvornik, motor) elektromotornega pogona [6]. Zaradi neuporabe trifazno

dvofazne transformacije ne prihaja do izgube informacij o harmonski vsebini gibalnih induciranih napetosti, kar je pomembno s stališča analize delovanja brezsenzorskih tehnik vodenja, ki temeljijo na poznavanju tretjega harmonika v gibalnih induciranih napetostih. Trifazni simulacijski model omogoča tudi verifikacijo algoritmov vodenja, ki za svojo delovanje potrebujejo dostopnost zvezdišča statorskih navitij.

Valovitost v navoru motorja

Izmenične motorje s trajnimi magneti, tako BLAC kakor tudi BLDC izvedbo, odlikujejo visoka specifična moč, visok izkoristek in minimalno vzdrževanje. Visoko razmerje med navorom motorja in vztrajnostjo rotorja zagotavlja hitre dinamične odzive. Zaradi teh dobrih lastnosti predstavlja motor s trajnimi magneti hiter, kompakten in robusten elektromehanski aktuator, ki se uporablja v avtomobilski industriji, obdelovalnih strojih proizvodne industrije, robotiki, mehatroniki in drugih visoko zmogljivih servo aplikacijah [16], [45]. Vseeno pa pri uporabi motorjev s trajnimi magneti mnogokrat nastanejo težave zaradi neenakomernosti proizvedenega navora oziroma valovitosti v navoru motorja. Periodično valovanje navora glede na kot zavrtitve rotorja povzroča periodično osciliranje hitrosti motorja še posebej v področju nizkih hitrosti, kjer valovitosti v navoru niso izrazito dušene zaradi vztrajnosti rotorja in bremena. Oscilirajoča hitrost poslabša zmogljivosti hitrostnega in pozicijskega vodenja motorja, kar se neposredno odraža v kvaliteti izdelkov, kadar se motor uporablja kot pogonski element v obdelovalnih strojih ali direktno gnanih industrijskih robotih. Valovitosti v navoru prav tako vzbujajo mehanske resonančne frekvence naprave, kar se odraža v motečih akustičnih šumih [44]. V visoko zmogljivih servo aplikacijah torej valovitosti v navoru niso samo nezaželeno temveč nedopustne, zato je v procesu načrtovanju elektromotornih pogonov potrebno pozornost posvetiti vzroku zaradi katerih prihaja do valovitosti v navoru in metodam s katerimi je mogoče le-te minimizirati do zadovoljive mere.

3.1 Izvori valovitosti v navoru motorja

Glede na izvor lahko valovitosti v navoru motorja razdelimo v dve kategoriji. Tako ločimo valovitosti, katerih izvor je povezan s konstrukcijo motorja in valovitosti, katerih izvor je povezan z izvedbo sistema vodenja motorja.

3.1.1 Valovitosti navora zaradi konstrukcijske izvedbe motorja

Valovitosti v navora, ki so posledica konstrukcijske izvedbe motorja s trajnimi magneti lahko razdelimo na tri komponente [12]:

- valovitosti v sinhronskem navoru,
- samodržni navor,
- valovitosti v reluktančnem navoru.

V poglavju 2.2 je prikazano, da je sinhronski navor neposredno odvisen od oblike gibalnih induciranih napetosti motorja in oblike statorskih oz. faznih tokov. Po definiciji imajo gibalne inducirane napetosti idealnega BLAC motorja sinusno obliko in gibalne inducirane napetosti idealnega BLDC motorja trapezno obliko [46]. Kakršnokoli odstopanje gibalnih induciranih napetosti motorja od idealnih oblik ima za posledico valovanje navora okoli enosmerne komponente sinhronskega navora [16]. Valovitosti sinhronskega navora so posledica neidealne porazdelitve statorskega magnetnega sklepa, ki je odvisen od porazdelitve magnetnega sklepa trajnih magnetov v zračni reži in porazdelitve statorskih navitij. Valovitosti sinhronskega navora se največkrat pojavijo pri frekvencah, ki so enake večkratniku $6f_e$, kjer je f_e električna frekvenca v Hz [42].

Samodržni navor nastane zaradi delovanje magnetnega privlaka med trajnimi magneti rotorja in utorov statorja, pri čemer se rotor pomakne v pozicijo pri kateri je prevodnost magnetnega kroga največja. Enosmerna komponenta samodržnega navora je enaka nič. Samodržni navor je periodična funkcija kota zavrtitve rotorja, katere harmonska vsebina je v osnovi odvisna od števila statorskih utorov in števila rotorskih polov [30]. Vpliv samodržnega navora je izrazit predvsem pri nizkih hitrostih, medtem ko je v področju visokih hitrosti močno dušen z vztrajnostnim momentom rotorja in bremena.

Reluktančni navor je posledica magnetne izraženosti rotorja, ki je značilna za motorje s potopljenimi trajnimi magneti. Pri motorji s površinsko nameščenimi trajnimi magneti je reluktančni navor praktično zanemarljiv [9].

3.1.2 Valovitosti navora zaradi sistema vodenja

O valovitosti navora zaradi sistema vodenja govorimo takrat, kadar le te izhajajo iz neidealnosti v generiranih statorskih tokovih, ki so posledica same implementacije algoritmov vodenja. Glavni vzroki valovitosti navora zaradi konfiguracije sistema vodenja so [37]:

- omejena pasovna širina tokovnih regulatorjev,
- pogreški in ločljivost senzorjev,
- implementacija algoritmov vodenja z digitalnimi sistemi,
- uporaba pulzno širinske modulacije in stikalnega pretvornika.

Omejena pasovna širina tokovnih regulatorjev predstavlja težavo predvsem pri vodenju BLDC motorjev. Predpostavimo, da ima BLDC motor idealno trapezno obliko gibalne inducirane napetosti in da sta samodržni navor in reluktančni navor enaka nič. Teoretično takšen motor proizvaja konstanten navor v kolikor imajo fazni tokovi pravokotno obliko. Generiranje statorskih tokov pravokotnih oblik je v praksi neizvedljivo zaradi induktivnosti statorskih navitij, ki omejujejo pasovno širino tokovnih regulatorjev. V točkah nezveznosti namreč tokovni regulator zaradi omejene energije napetostnega vira ne more kompenzirati neskončno velike motnje, ki jo predstavlja odvod toka di/dt . Zaradi odstopanja statorskih tokov od pravokotne oblike prihaja do valovitosti v navoru, ki jih imenujemo tudi valovitosti komutacijskega navora (*commutation torque ripple*). Praktično vse izvedbe vodenja motorjev temeljijo na tokovni povratni vezavi, zato vsa odstopanja izmerjenih tokov od dejanskih neposredno vplivajo na kvaliteto generiranega navora. Najpogostejša vzroka netočnosti tokovne meritve sta ničelni pogrešek (*DC offset*) in pogrešek ojačanja (*gain mismatch*). Kadar tokovni senzor deluje na principu Hallovega efekta, ima največji vpliv na ničelni pogrešek magnetna histereza. Ničelni pogrešek je lahko tudi posledica uporabljenih merilnih ojačevalnikov. Ravno različna ojačanja merilnih ojačevalnikov so najpogostejši vzrok pogreška ojačanja. Na kvaliteto meritev vplivata tudi občutljivost tokovnega senzorja in v primeru visokih stikalnih frekvenc njegova pasovna širina.

Pri idealnem BLAC motorju je sinhronski motor konstanten, če tokovni regulator zagotavlja statorske tokove sinusnih oblik, ki so hkrati ustrezno sinhronizirani glede na gibalne inducirane napetosti. Za sinhronizacijo je ključnega pomena informacija o kotu zavrtitve rotorja. Za meritev kota zavrtitve rotorja se največkrat uporabljajo inkrementalni dajalniki, katerih ločljivost je podana s številom črtic na obrat. Prenizka ločljivost inkrementalnega

dajalnika lahko pri vodenju BLAC motorjev povzroči valovitost v navoru, ki bistveno presega valovitosti zaradi kvantizacije (ločljivost A/D pretvornika, dolžina bitne besede s katero operira procesor). Pri vodenju BLDC motorjev je vpliv ločljivosti meritve kota zavrtitve rotorja na valovitost navora bistveno manjši, saj je znotraj električne periode potrebno določiti samo šest točk v katerih pride do komutacije. Zaradi tega se pri vodenju BLDC motorjev uporabljajo Hallovi senzorji s katerimi je mogoče kot zavrtitve rotorja meriti z ločljivostjo $\frac{360}{6p}$ mehanskih stopinj, kjer je p število polovih parov.

Velika večina algoritmov vodenja je implementiranih z digitalnimi sistemi kot so mikrokrmilniki, digitalni signalni procesorji (najpogosteje s celoštevilčno aritmetiko) in polja programirljivih vrat (FPGA Field Programable Gate Array). Poglavitne prednosti digitalnih sistemov pred analognimi sistemi so v fleksibilnosti, ponovljivosti delovanja in zanesljivosti. V digitalnih sistemih so računske operacije izvedene nad digitalnimi, torej časovno in amplitudno diskretnimi spremenljivkami. Zaradi tega pri izvedbi algoritmov vodenja z digitalnimi sistemi vedno prihaja do računskih napak oziroma pogreška kvantizacije. Kvantizacija je odvisna od ločljivosti A/D pretvornikov in uporabljene celoštevilčne aritmetike, katere ločljivost je omejena z dolžino bitne besede s katero operira procesna enota. Akumulacija pogreška kvantizacije tekom izvajanja algoritma vodenja lahko povzroči odstopanje generiranih statorskih tokov in posledično valovitost v navoru.

Pri linearnih tehnikah tokovnega vodenja generiramo statorske tokove z uporabo PWM modulatorja in stikalnega močnostnega pretvornika. Digitalna izvedba modulatorja vpliva na ločljivost generiranih statorskih tokov, medtem ko se zaradi stikalnega delovanja močnostnega pretvornika v statorskih pojavijo valovitosti, katerih frekvenca sovpada s stikalno frekvenco. Vpliv stikalnega delovanja pretvornika je še posebej izrazit pri relativno nizkih razmerjih med električno časovno konstanto motorja in stikalno periodo. Dodatne nelinearnosti v generiranih statorskih tokovih, predvsem pri prehodu tokov skozi vrednost nič povzročajo mrtvi časi stikalnega pretvornika.

3.2 Metode za minimizacijo valovitosti navora zaradi konstrukcijske izvedbe motorja

Valovitosti v navoru, ki so posledica konstrukcijske izvedbe motorja je mogoče minimizirati na dva načina. Prvi je seveda s konstrukcijo motorja, ki mora biti načrtovana na takšen način, da je odstopanje med karakteristikami realnega in idealnega motorja minimalno.

V kolikor izvedba takšne konstrukcije ni možna lahko k reševanju problema minimizacije valovitost v navoru pristopimo z izvedbo ustreznega vodenja motorja.

3.2.1 Konstrukcijski ukrepi za minimizacijo valovitosti navora

Z ustrezno načrtovano konstrukcijo motorja želimo doseči minimalen samodržni navor in minimalno odstopanje med realnimi in idealnimi oblikami gibalnih induciranih napetosti BLAC oziroma BLDC motorja. V procesu načrtovanju motorja je potreben kompromis med maksimalno povprečno vrednostjo sinhronskega navora, minimalno valovitostjo sinhronskega navora in minimalnim samodržnim navorom [40]. Tako je na primer pri BLAC motorjih možno na račun nekoliko zmanjšane povprečne navora minimizirati tako samodržni navor kakor tudi valovitosti sinhronskega navora. V splošnem to pri BLDC motorjih ni možno, saj se konstrukcijski ukrepi za minimizacijo samodržnega navora izključujejo z ukrepi, ki minimizirajo valovitosti sinhronskega navora. Pri izbiri metode za redukcijo valovitosti navora sta ključna vsaj dva argumenta. Prvi je želena stopnja minimizacije valovitosti navora, ki je odvisna od aplikacije. Drugi argument je vpliv izbrane metode na kompleksnost konstrukcije in tolerance izdelave motorja. Argument se torej nanaša na ceno izdelave motorja. V nadaljevanju so naštet samo nekatere izmed najpogosteje uporabljenih metod za zmanjševanje samodržnega navora in valovitosti v sinhronskem navoru.

Na samodržni navor v največji meri vpliva kombinacija števila statorskih utorov in magnetnih polov, zato pri minimizaciji samodržnega navora določitev kombinacije statorski utori/magnetni poli predstavlja izhodišče načrtovanja [30]. Pogosta metoda za minimizacijo samodržnega navora je poševljenje (*skewing*) statorskih utorov ali magnetov rotorja [40]. Pri BLAC motorjih poševljenje reducira tako osnovno komponento, kakor tudi višje harmonske komponente v gibalni inducirani napetosti, torej s poševljenjem istočasno zmanjšamo samodržni navor, povprečno vrednost in valovitosti sinhronskega navora. Pri BLDC motorjih ima poševljenje negativen vpliv na obliko gibalne inducirane napetosti, kar ima za posledico povišanje valovitosti sinhronskega navora. Slabost poševljenja je v kompleksni konstrukciji in posledično dragi izdelavi motorja, še posebej kadar je uporabljeno poševljenje statorskih utorov [3]. Kot alternativo poševljenju pri BLDC motorjih avtorji [4] predlagajo metodi, s katerima je mogoče povečati frekvenco in zmanjšati amplitudo osnovnega harmonika samodržnega navora ter tako zmanjšati njegov vpliv. Prva metoda je izvedba rotorja z nesimetrično porazdeljenimi magneti (*PM shifting*), s katero je mogoče povečati frekvenco osnovnega harmonika navora za faktor štiri. Pri metodi z dodatnimi statorskimi utori

(*auxiliary stator slots*) je frekvenca osnovnega harmonika povečana za faktor tri. Posledica asimetrije rotorja in dodatnih statorskih utorov je premaknitev gibalne inducirane napetosti, zaradi česar se pojavijo dodatne valovitosti sinhronskega navora. Na povprečno vrednost sinhronskega navora metodi ne vplivata. Preostali poglobitni konstrukcijski parametri trajnih magnetov s katerimi bistveno vplivamo na porazdelitev magnetnega sklepa v zračni reži in samodržni navor so oblika magnetnih polov (*PM pole arcshape*), ločna dolžina magnetnih polov (*PM pole arc width*), razporeditev magnetov po obodu rotorja in vzorec magnetenja (*magnetization pattern*) [31], [32], [35]. Konstrukcijski parametri statorja s katerimi vplivamo na samodržni navor in/ali valovitosti sinhronskega navora vključujejo porazdelitev statorskih navitij, povečanje števila faz, dodajanje statorskih utorov in statorskih zobov [40], [47].

3.2.2 Tehnike vodenja za minimizacijo valovitosti navora

Najboljši način za doseg gladkega navora je zagotovo dobro načrtovan in kvalitetno izdelan motor. Mnogokrat so proizvodni stroški takšnega motorja previsoki, da bi bila njegova uporaba upravičena v velikoserijskih aplikacijah, kot je recimo avtomobilska industrija. Tako se mnogokrat uporabljajo cenejši in tehnično manj dovršeni motorji. Pri teh motorji želimo valovitosti v navoru, ki so posledica konstrukcijske izvedbe in izdelave motorja, minimizirati z različnimi tehnikami vodenja. Ena izmed najprej razvitih tehnik vodenja za minimizacijo valovitosti sinhronskega navora, kakor tudi samodržnega navora je vodenje z vnaprej programiranimi referenčnimi statorskimi tokovi (*programmed current waveform control*) [40]. Oblika referenčnih tokov je določena na podlagi podatkov o harmonski vsebini gibalnih induciranih napetostih in karakteristiki samodržnega navora. Tehnika vodenja se torej nanaša na generiranje referenčnih tokov in ne na samo izvedbo tokovne regulacije, ki je lahko izvedena z različnimi tipi linearnih ali nelinearnih regulatorjev. V osnovi je regulacija izvedena v trifaznem statorskem sistemu, čeprav je možna izvedba tudi v dvofaznem statorskem sistemu ali koordinatnem sistemu rotorskega magnetnega sklepa (*d-q sistem*). Primer izvedbe v *d-q* sistemu je minimizacija vpliva samodržnega navora BLAC motorja z vodenjem v orientaciji polja ob predpostavki, da je valovitost sinhronskega navora zanemarljiva. V tem primeru je tok v navorni *q*-osi sestavljen iz enosmerne komponente, ki določa povprečno vrednost sinhronskega navora in izmenične komponente, ki tvori samodržnemu navoru nasprotno enak sinhronski navor [27]. Vodenje z vnaprej programiranimi referenčnimi tokovi predstavlja odprtozančno vodenje s predkrmiljenjem. Med zaprtozančne tehnike uvrščamo opazoval-

nike statorskega magnetnega sklepa in opazovalnike navora. Z opazovalniki statorskega magnetnega sklepa, ki temeljijo na poznavanju električnih veličin je možno minimizirati samo valovitosti sinhronskega navora. V kolikor je na voljo meritev hitrosti rotorja ustrezno visoke ločljivosti, lahko z opazovalniki navora minimiziramo tudi valovitosti zaradi samodržnega kakor tudi bremenskega navora. Vse do sedaj našteje tehnike vodenje temeljijo na dinamičnih modelih, zato so njihove praktične zmožnosti mnogokrat v veliki meri odvisne od točnosti parametrov motorja in njihovega spreminjanja tekom delovanja. Alternativna možnost reševanja problema minimizacije valovitosti navora, ki je bistveno manj občutljiva na spremembe parametrov motorja je hitrostno vodenje. Za razliko od ostalih tehnik, ki na navor vplivajo neposredno z oblikovanjem statorskih tokov, hitrostno vodenje regulira navor posredno. Ker se vsako nihanje navor odraža v hitrosti je teoretično s hitrostnim vodenjem možno minimizirati vsako valovitost navora ne glede na njen izvor. Poglavitne omejitve pri praktični realizaciji hitrostnega vodenja so ločljivost in pasovna širina meritve hitrosti ter dinamika uporabljenega hitrostnega regulatorja [42].

3.2.2.1 Metoda optimalnih tokov

V tem poglavju je predstavljena ena izmed temeljnih metod za določitev harmonskih komponent optimalnih statorskih tokov s katerimi lahko minimiziramo valovitosti zaradi sinhronskega kakor tudi samodržnega navora. Metodo, ki spada v skupino vodenja z vnaprej programiranimi referenčnimi tokovi sta razvila Hung in Ding in jo objavila v različnih delih [13], [21], [22]. Metoda je izpeljana na osnovi navorne enačbe in kompleksne Fouriereve vrste s katero so določne harmonske vsebine gibalni induciranih napetosti, statorskih tokov in sinhronskega navora.

Če v izrazu elektromagnetnega navora motorja (2.16) upoštevamo kompleksne Fouriereve koeficiente gibalnih induciranih napetosti (2.22), lahko sinhronski del elektromagnetnega navora zapišemo kot:

$$T_e^{sinh} = i_{s1} \sum_{n=-K}^K E_{1,n} e^{jn(p\theta_m)} + i_{s2} \sum_{n=-K}^K E_{2,n} e^{jn(p\theta_m - \frac{2\pi}{3})} + i_{s3} \sum_{n=-K}^K E_{3,n} e^{jn(p\theta_m - \frac{4\pi}{3})} \quad (3.1)$$

Prav tako lahko kompleksno Fourierevo vrsto uporabimo za zapis statorskih tokov v trifaznem sistemu (3.2), kjer so $I_{1,m}$, $I_{2,m}$ in $I_{3,m}$ kompleksni Fourierevi koeficienti posameznih

tokov.

$$\begin{aligned} i_{s1} &= \sum_{m=-M}^M I_{1,m} e^{j m(p\theta_m)} \\ i_{s2} &= \sum_{m=-M}^M I_{2,m} e^{j m(p\theta_m - \frac{2\pi}{3})} \\ i_{s3} &= \sum_{m=-M}^M I_{3,m} e^{j m(p\theta_m - \frac{4\pi}{3})} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Če vstavimo izraz (3.2) v (3.1) lahko sinhronski navor zapišemo v obliki (3.3), kjer je $T_{i,l}$ l -ti harmonik v navoru, ki posledica vzbujanja i -te faze. Pri tem so harmonske komponente v navoru posameznih faz izražene s konvolucijsko vsoto (3.4).

$$T_e^{sinh} = \sum_{l=-K-M}^{K+M} T_{1,l} e^{j l(p\theta_m)} + \sum_{l=-K-M}^{K+M} T_{2,l} e^{j l(p\theta_m - \frac{2\pi}{3})} + \sum_{l=-K-M}^{K+M} T_{3,l} e^{j l(p\theta_m - \frac{4\pi}{3})} \quad (3.3)$$

$$T_{i,l} = \sum_{l=-K-M}^{K+M} E_{i,(l-m)} I_{i,m} \quad (3.4)$$

V simetričnem trifaznem sistemu velja $E_{1,n} = E_{2,n} = E_{3,n}$ in $I_{1,m} = I_{2,m} = I_{3,m}$ zato velja tudi $T_{1,l} = T_{2,l} = T_{3,l}$. Sinhronski navor lahko potemtakem zapišemo v poenostavljeni obliki (3.5), kjer T_l^{sinh} predstavlja l -ti harmonik skupnega sinhronskega navora, ki je definiran z izrazom (3.6).

$$T_e^{sinh} = \sum_{l=-K-M}^{K+M} T_{1,l} e^{j l(p\theta_m)} \left(1 + 2 \cos \left(l \frac{2\pi}{3} \right) \right) = \sum_{l=-K-M}^{K+M} T_l^{sinh} e^{j l(p\theta_m)} \quad (3.5)$$

$$T_l^{sinh} = T_{1,l} \left(1 + 2 \cos \left(l \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (3.6)$$

Če analiziramo izraz (3.6) pri različnih vrednostih harmonskih komponent l ugotovimo, da so v simetričnem trifaznem sistemu harmonske komponente sinhronskega navora, ki niso večkratnik števila tri enak nič (3.7). Valovitost sinhronskega navora torej vsebuje samo frekvence, ki so enake večkratnikom trikratnika električne frekvence.

$$T_l^{sinh} = \begin{cases} 3 T_{1,l} & \text{za } l = \pm 3q \quad q = 1, 2, 3 \dots \\ 0 & \text{v nasprotnem primeru} \end{cases} \quad (3.7)$$

Navadno gibalne inducirane napetosti opišemo z periodičnimi funkcijami za katere velja simetrija tretje vrste. Simetrična funkcija simetrije tretje vrste je funkcija $f(x)$ za katero

velja $f(x) = -f(x + T/2)$, kjer je T perioda funkcije [14]. V tem primeru sinhronski navor vsebuje frekvence, ki so enake večkratnikom šestkratnika električne frekvence.

$$T_l^{sinh} = \begin{cases} 3T_{1,l} & \text{za } l = \pm 6q \quad q = 1, 2, 3, \dots \\ 0 & \text{v nasprotnem primeru} \end{cases} \quad (3.8)$$

Oblika sinhronskega navora je neposredno odvisna od oblike gibalnih induciranih napetosti in oblike statorskih tokov. Zato je za doseg želenega sinhronskega navora potrebno glede na harmonsko vsebino gibalnih induciranih napetosti generirati ustrezne statorske tokove. Tokove, ki zagotavljajo želeno obliko navora imenujemo optimalni tokovi oziroma optimalno vzbujanje motorja. Navadno so motorji vezani v zvezdo brez povezanega zvezdišča. Takšna vezava omejuje harmonsko vsebino statorskih tokov, saj v vsakem trenutku velja, da je vsota faznih tokov enaka nič. Z uporabo izraza (3.2) lahko vsoto statorskih tokov zapišemo kot:

$$i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = \sum_{m=-M}^M I_{1,m} e^{jm(p\theta_m)} \left(1 + 2 \cos m \left(\frac{2\pi}{3} \right) \right) = 0 \quad (3.9)$$

Potreben pogoj pri katerem je enačba (3.9) izpolnjena za vse harmonske komponente statorskih tokov m je podan z izrazom (3.10). Izraz torej definira tiste harmonske komponente, katerih ni mogoče uporabiti pri generiranju optimalnih tokov.

$$I_{1,m} = 0 \quad \text{za } m = 0, \pm 3, \pm 6, \dots \quad (3.10)$$

Harmonsko vsebino optimalnih tokov oziroma njihove kompleksne Fouriereve koeficiente določimo na podlagi poznanih kompleksnih Fourierevih koeficientov gibalne inducirane napetosti in zelene harmonske vsebine sinhronskega navora. Gibalno inducirano napetost sestavlja K harmonskih komponent, torej $E_{1,n} = 0$ za $|n| > K$. Harmonske komponente statorskih tokov $I_{1,m} \neq 0$ za $|m| \leq M$ določimo z rešitvijo sistema linearnih enačb (3.11), kjer je T_0^{sinh} povprečna vrednost skupnega sinhronskega navora.

$$\begin{aligned} T_{1,0} &= \frac{T_0^{sinh}}{3} = konst. \\ T_{1,l} &= \sum_{m=-M}^M E_{1,(l-m)} I_{1,m} \\ l &= \pm 3, \pm 6, \dots, \pm 3 \left\lfloor \frac{K+M}{3} \right\rfloor \end{aligned} \quad (3.11)$$

Operator $\lfloor x \rfloor$ določa največje celo število, ki je manjše ali enako številu x . Sistem (3.11) je rešljiv v kolikor je le ta natančno determiniran (rešitev je enolično določena) oziroma poddeterminiran (rešitev ni enolično določena). Na determiniranost sistema lahko vplivamo

z izbiro števila harmonskih komponent statorskih tokov M . Hung in Ding sta v svojih delih predstavila ugotovitev, da je sistem (3.11) rešljiv če izberemo $M > K$ ali $M = K$ v kolikor K ni večkratnik števila tri.

Sistem linearnih enačb (3.11), lahko zapišemo v matrični obliki (3.12), kjer je \mathbf{E} matrika kompleksnih Fourierevih koeficientov gibalnih induciranih napetosti, \mathbf{i} vektor iskanih kompleksnih Fourierevih koeficientov statorskega toka prve faze in \mathbf{t} vektor kompleksnih Fourierevih koeficientov sinhronskega navora prve faze.

$$\mathbf{E}\mathbf{i} = \mathbf{t}$$

$$\mathbf{i} = [I_{1,-M}^* \cdots I_{1,-4}^*, I_{1,-2}^*, I_{1,-1}^*, I_{1,1}^*, I_{1,2}^*, I_{1,4}^*, \cdots I_{1,M}^*]^T \quad (3.12)$$

$$\mathbf{t} = [T_{1,-L}^*, \cdots T_{1,-6}^*, T_{1,-3}^*, T_{1,0}^*, T_{1,3}^*, T_{1,6}^*, \cdots T_{1,L}^*]^T$$

Sistem (3.12) je poddeterminiran, zato moramo določiti dodatno omejitev s katero zagotovimo enolično rešitev sistema. Za takšno omejitev lahko izberemo minimalne ohmske izgube ($i_s^2 R$). Z upoštevanjem te omejitve lahko problem določitve optimalnih tokov definiramo kot: najdi takšen vektor harmonskih komponent statorskih tokov \mathbf{i} , ki minimizira ohmske izgube $\mathbf{i}^T \mathbf{i}$ in pri tem izpolnjuje pogoj $\mathbf{E}\mathbf{i} = \mathbf{t}$. Opisan problem predstavlja Lagrangeov problem minimizacije, katerega rešitev je podana z izrazom (3.13), kjer je \mathbf{E}^* adjungirana matrika matrike \mathbf{E} .

$$\mathbf{i}_{\text{opt}} = \mathbf{E}^*(\mathbf{E}\mathbf{E}^*)^{-1} \mathbf{t} \quad (3.13)$$

V nadaljevanju bo na primeru predstavljen postopek tvorjenja matrike \mathbf{E} in določitev optimalnih tokov za minimizacijo valovitosti sinhronskega in samodržnega navora.

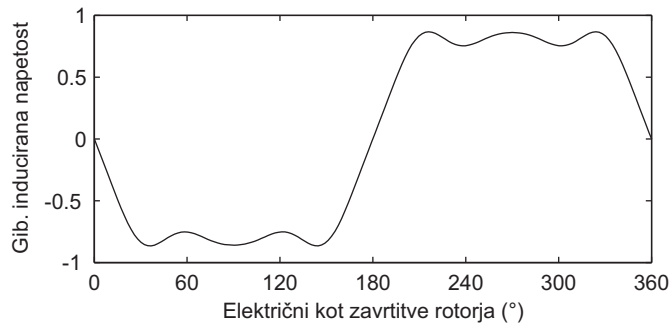
Naj bodo oblike faznih gibalnih induciranih napetosti takšne, kot je prikazano na sliki 3.1. V tem primeru gibalne inducirane napetosti opišemo z lihimi funkcijami, ki zadoščajo simetriji tretje vrste. Za lihe funkcije velja, da njihovi kompleksni Fourierevi koeficienti vsebujejo samo imaginarni del, medtem ko funkcije simetrije tretje vrste vsebujejo samo lihe harmonske komponente [14]. Na sliki 3.1 predstavljeno gibalno inducirano napetost določajo kompleksni Fourierevi koeficienti, ki so navedeni v tabeli 3.1. Koeficienti so normirani na amplitudo osnovnega harmonika. Najvišji ne-ničelni harmonik v gibalni inducirani napetosti določa število harmonskih komponent v gibalni inducirani napetosti, torej $K = 9$. Število harmonskih komponent statorskih tokov M izberemo po priporočilih o rešljivosti sistema enačb (3.11). Ker je K večkratnik števila tri za M izberem prvo liho število, ki je večje od K . Z izbiro $M = 11$ lahko minimiziramo valovitosti navora do vključno dvajsetega ($K + M$) harmonika. Glede na to, da so gibalne inducirane napetosti funkcije simetrije tretje vrste

je potrebno minimizirati samo harmonike, ki so večkratniki števila šest. Na podlagi števil K in M definiramo vektorja \mathbf{t} in \mathbf{i} (3.14). Pri definiciji slednjega poleg omejitve zaradi vezave statorskih navitij (3.10) upoštevamo tudi dejstvo, da so tako kot gibalne inducirane napetosti tudi statorski tokovi funkcije za katere velja simetrija tretje vrste.

$$\begin{aligned}\mathbf{i} &= [I_{1,-11}^*, I_{1,-7}^*, I_{1,-5}^*, I_{1,-1}^*, I_{1,1}^*, I_{1,5}^*, I_{1,7}^*, I_{1,11}^*]^T \\ \mathbf{t} &= [T_{1,-18}^*, T_{1,-12}^*, T_{1,-6}^*, T_{1,0}^*, T_{1,6}^*, T_{1,12}^*, T_{1,18}^*]^T\end{aligned}\quad (3.14)$$

Vektor \mathbf{i} ima dimenzije 8×1 vektor \mathbf{t} pa 7×1 , torej je matrika \mathbf{E} dimenzije 7×8 . Elemente matrike \mathbf{E} določimo z uporabo izraza (3.4). Za obravnavan primer, torej pri $K = 9$ in $M = 11$ ima sistem enačb sledečo obliko:

$$\begin{bmatrix} E_{1,-7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ E_{1,-1} & E_{1,-5} & E_{1,-7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ E_{1,5} & E_{1,1} & E_{1,-1} & E_{1,-5} & E_{1,-7} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & E_{1,7} & E_{1,5} & E_{1,1} & E_{1,-1} & E_{1,-5} & E_{1,-7} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & E_{1,7} & E_{1,5} & E_{1,1} & E_{1,-1} & E_{1,-5} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E_{1,7} & E_{1,5} & E_{1,1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & E_{1,7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1,-11} \\ I_{1,-7} \\ I_{1,-5} \\ I_{1,-1} \\ I_{1,1} \\ I_{1,5} \\ I_{1,7} \\ I_{1,11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{1,-18} \\ T_{1,-12} \\ T_{1,-6} \\ T_{1,0} \\ T_{1,6} \\ T_{1,12} \\ T_{1,18} \end{bmatrix}\quad (3.15)$$



Slika 3.1: Fazna gibalna inducirana napetost prve faze

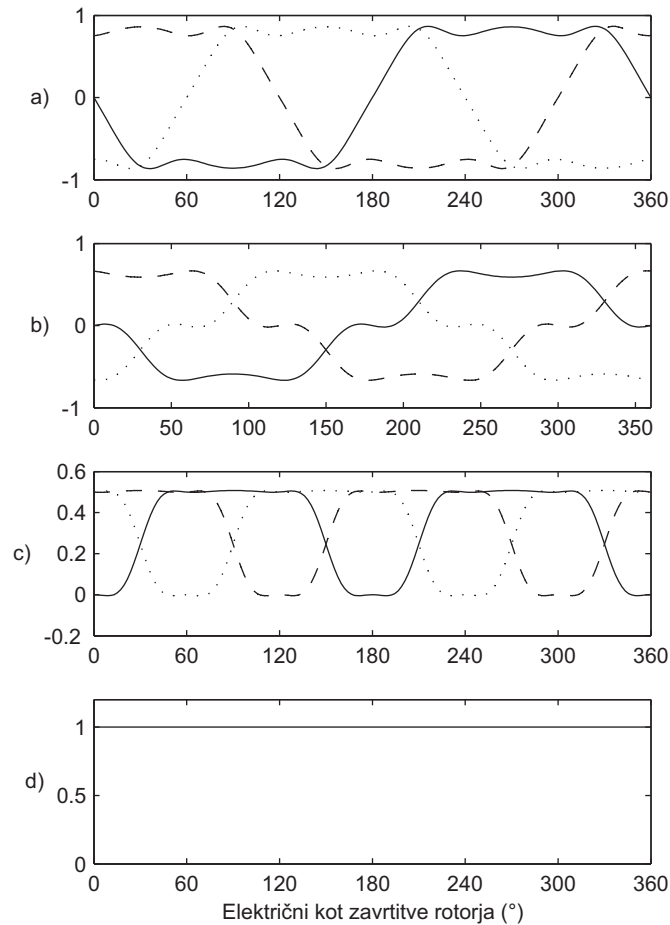
Tabela 3.1: Kompleksni Fourierevi koeficienti faznih gibalnih induciranih napetosti

Parameter	Vrednost
$E_{1,1} = E_{1,-1}^*$	$0,500 j$
$E_{1,3} = E_{1,-3}^*$	$0,125 j$
$E_{1,5} = E_{1,-5}^*$	$0,050 j$
$E_{1,7} = E_{1,-7}^*$	$-0,015 j$
$E_{1,9} = E_{1,-9}^*$	$-0,010 j$

Določimo optimalno vzbujanje, ki zagotavlja konstanten skupen sinhronski navor, katerega srednja vrednost je enaka 1. V tem primeru je vektor kompleksnih Fourierjevih koeficientov sinhronskega navora prve faze enak $\mathbf{t} = [0, 0, 0, 1/3, 0, 0, 0]^T$. Izračunani kompleksni Fourierjevi koeficienti optimalnih tokov so podani v tabeli 3.2. Na sliki 3.2 so prikazane fazne gibalne inducirane napetosti a), izračunani optimalni statorski tokovi b), sinhronski navori posameznih faz c) in skupni sinhronski navor d). Iz diagramov je razvidno, da izračunano optimalno vzbujanje zagotavlja želen skupni sinhronski navor.

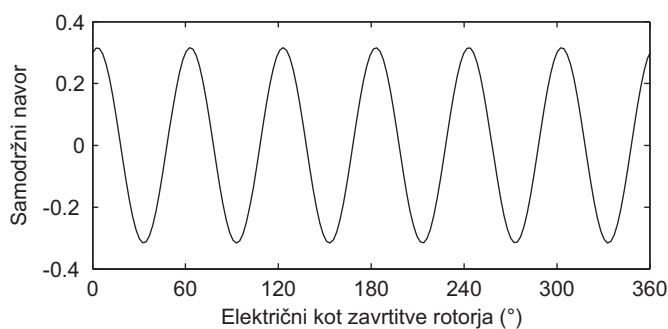
Tabela 3.2: Kompleksni Fourierjevi koeficienti statorskih tokov za minimizacijo valovitosti sinhronskega navora

Parameter	Vrednost
$I_{1,1} = I_{1,-1}^*$	$0,339j$
$I_{1,5} = I_{1,-5}^*$	$-0,063j$
$I_{1,7} = I_{1,-7}^*$	$-0,019j$



Slika 3.2: Minimizacija valovitosti sinhronskega navora

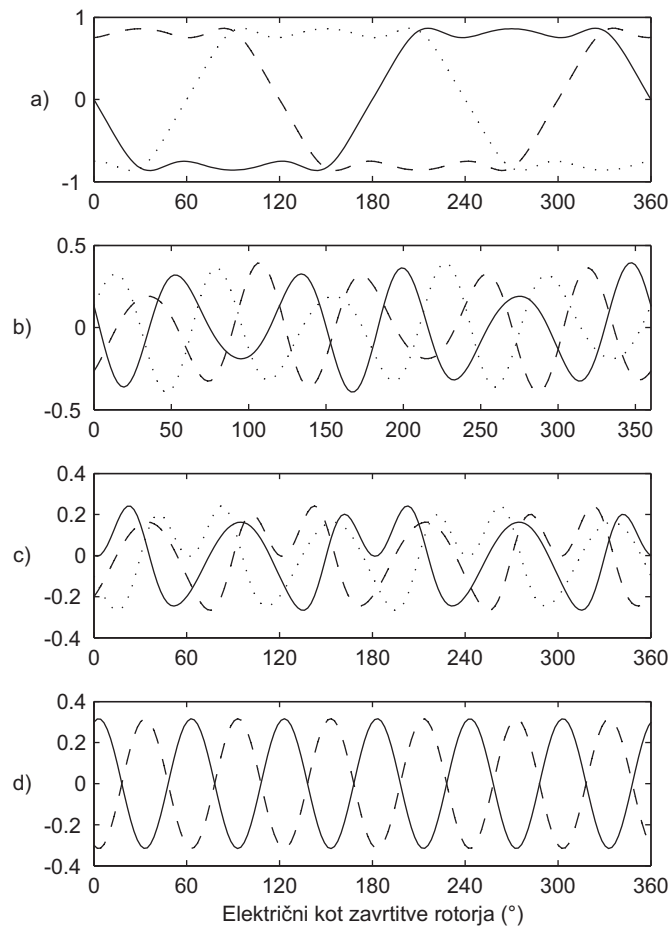
S sinhronskim navorom lahko posredno minimiziramo tudi vpliv samodržnega navora. Harmonijske komponente samodržnega navora se pojavljajo pri frekvencah, ki so enake večkratnikom šestkratnika električne frekvence f_e . Recimo, da želimo minimizirati samodržni navor prikazan na sliki (3.3), ki vsebuje samo osnovno komponento katere amplituda je določena s kompleksnima Fourierevima koeficientoma $T_{prs,1} = T_{prs,-1}^* = 0.15 - 0.05j$. Vpliv samodržnega navora bo minimiziran, če določimo takšno vzbujanje pri katerem bo izmenična komponenta skupnega sinhronskega navora nasprotno enaka samodržnemu navoru. Glede na to, da je enosmerna komponenta samodržnega navora enaka nič in da vsaka faza reducira tretjino samodržnega navora definiramo vektor kompleksnih Fourierevih koeficientov navora prve faze kot $\mathbf{t} = [0, 0, \frac{-T_{prs,-1}^*}{3}, 0, \frac{-T_{prs,1}^*}{3}, 0, 0]^T$. Kompleksne Fouriereve koeficiente optimalnega vzbujanja izračunamo z izrazom (3.15). Rezultati so podani v tabeli 3.3. Na sliki 3.4 so prikazane fazne gibalne inducirane napetosti a), izračunani optimalni statorski tokovi b), sinhronski navori posameznih faz c) ter samodržni in skupni sinhronski navor d). Iz slednjega diagrama je razvidno, da je srednja vrednost skupnega sinhronskega navor enaka nič, medtem ko je njegova izmenična komponenta nasprotno enaka samodržnemu navoru.



Slika 3.3: Samodržni navor

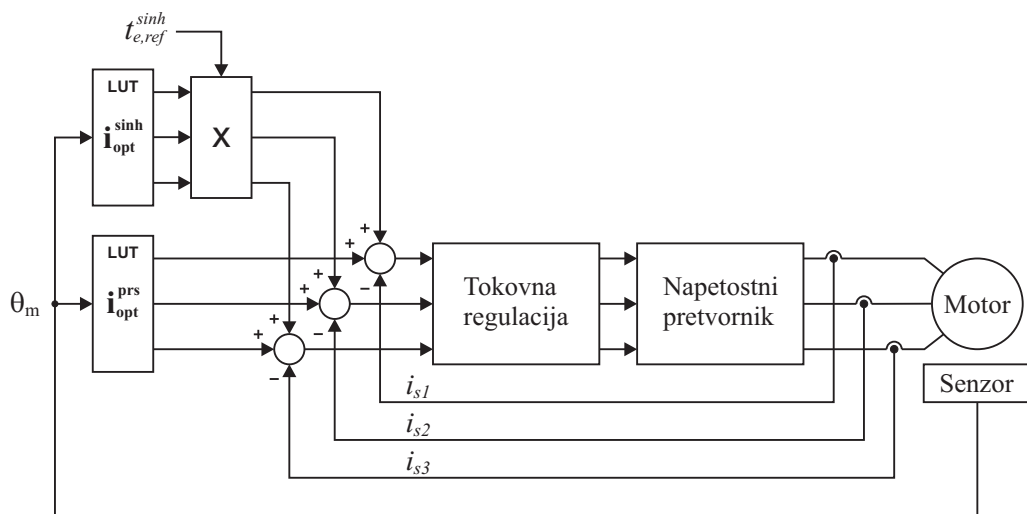
Tabela 3.3: Kompleksni Fourierevi koeficienti statorskih tokov za minimizacijo vpliva samodržnega navora

Parameter	Vrednost
$I_{1,1} = I_{1,-1}^*$	$0,0051 - 0,0132j$
$I_{1,5} = I_{1,-5}^*$	$0,0471 + 0,1453j$
$I_{1,7} = I_{1,-7}^*$	$0,0141 + 0,0436j$



Slika 3.4: Minimizacija valovitosti samodržnega navora

Na sliki 3.5 je prikazana blokovna shema vodenja z vnaprej programiranimi referenčnimi statorskimi tokovi, ki jih določimo z metodo optimalnih tokov. Pri vodenju sta uporabljeni dve vpogledni tabeli (*LUT - look up table*). V tabeli $\mathbf{i}_{\text{opt}}^{\text{sinh}}$ so tabelirane amplitude tokovnih referenc za minimizacijo valovitosti sinhronskega navora, medtem ko so amplitude tokovnih referenc za minimizacijo vpliva samodržnega navora tabelirane v tabeli $\mathbf{i}_{\text{opt}}^{\text{prs}}$. Tokovne reference so funkcije kota zavrtitve rotorja, zato mora biti generiranje le teh sinhronizirano glede na pozicijo rotorja. Potrebno sinhronizacijo oziroma ustrezno indeksiranje vpoglednih tabel zagotavlja pozicijska povratna vezava θ_m .



Slika 3.5: Blokovna shema implementacije metode optimalnih tokov

Identifikacija parametrov sinhronskega motorja s trajnimi magneti

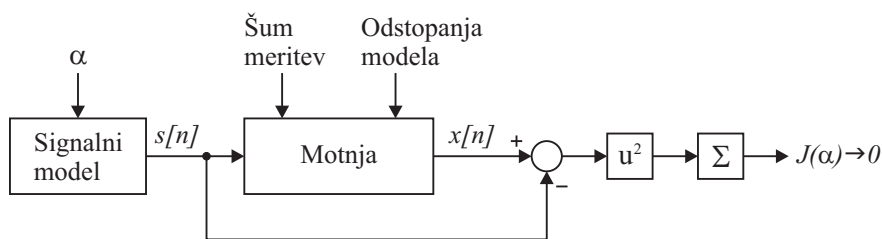
4.1 Teoretične osnove

V tem poglavju bosta najprej na kratko opisana aproksimacijska metoda najmanjših kvadratov in opazovalnik motnje, ki predstavljata osnovo identifikacijskega postopka. Sledita teoretična izpeljava identifikacijskega postopka in opis njegove izvedbe.

4.1.1 Metoda najmanjših kvadratov

Metoda najmanjših kvadratov (*least squares method*) temelji na minimizaciji kvadrata razlike med podatkovnim nizom $x[n]$ in modelnim signalom $s[n]$, kot je prikazano na sliki 4.1, [23]. Signal $s[n]$ je popolnoma determinističen in je določen s signalnim modelom, ki je odvisen od parametra α v skalarnem primeru oziroma vektorja parametrov $\boldsymbol{\alpha}$ v vektorskem primeru. Podatkovni niz $x[n]$ je različica signala $s[n]$, kateremu sta dodana šum meritve in netočnosti signalnega modela. V splošnem z metodo iščemo tiste vrednosti elementov vektorja parametrov $\boldsymbol{\alpha}$, ki minimizirajo kriterij pogreška najmanjših kvadratov (4.1) na opazovanem intervalu $n = 1, \dots, N$.

$$J(\boldsymbol{\alpha}) = \sum_{n=1}^N (x[n] - s[n])^2 \quad (4.1)$$



Slika 4.1: Metoda najmanjših kvadratov

Nabor vrednosti elementov vektorja parametrov α , ki minimizirajo $J(\alpha)$ imenujemo cenilka najmanjših kvadratov. Metoda velja tako za Gaussov kot ne-Gaussov šum, pri čemer je uspešnost metode odvisna od šuma meritve in napak zaradi nepopolnega signalnega modela. Glede na signalni model in njegove parametre ločimo linearni (*linear*), nelinearni (*nonlinear*) in ločljiv problem najmanjših kvadratov (*separable least squares problem*). O ločljivem problemu najmanjših kvadratov govorimo takrat, ko je signalni model linearen za določene parametre in nelinearen za preostale parametre.

V primeru linearnega problema najmanjših kvadratov je signal $s = [s[1] \dots s[N]]^T$ podan z linearnim modelom, zapisanim v matrični obliki (4.2).

$$s = \mathbf{H}\alpha \quad (4.2)$$

Pri tem je \mathbf{H} znana matrika dimenzije $N \times r$ ($N > r$) in polnega ranga r , ki jo imenujemo opazovalna matrika (*observation matrix*). Vektor α je vektor neznanih parametrov dimenzije dimenzije $r \times 1$.

Cenilka najmanjših kvadratov je določena z minimizacijo izraza:

$$\begin{aligned} J(\alpha) &= \sum_{n=1}^N (x[n] - s[n])^2 \\ &= (x - \mathbf{H}\alpha)^T (x - \mathbf{H}\alpha) \\ &= x^T x - x^T \mathbf{H}\alpha - \alpha^T \mathbf{H}^T x + \alpha^T \mathbf{H}^T \mathbf{H}\alpha \\ &= x^T x - 2x^T \mathbf{H}\alpha + \alpha^T \mathbf{H}^T \mathbf{H}\alpha \end{aligned} \quad (4.3)$$

Z upoštevanjem enakosti $\frac{\partial \mathbf{b}^T \alpha}{\partial \alpha} = \mathbf{b}$ in $\frac{\partial \alpha^T \mathbf{A} \alpha}{\partial \alpha} = 2\mathbf{A}\alpha$ lahko parcialni odvod izrazimo kot:

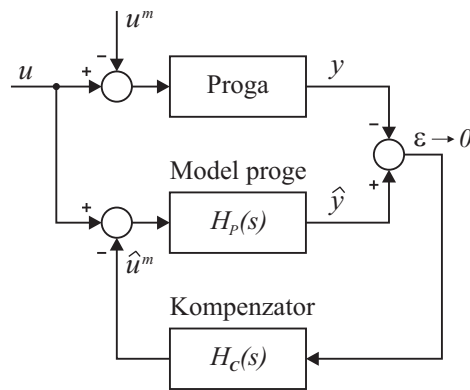
$$\frac{\partial J(\alpha)}{\partial \alpha} = -2\mathbf{H}^T x + 2\mathbf{H}^T \mathbf{H}\alpha \quad (4.4)$$

Cenilka najmanjših kvadratov je enaka rešitvi enačbe (4.4) za $\frac{\partial J(\alpha)}{\partial \alpha} = 0$.

$$\hat{\alpha} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T x \quad (4.5)$$

Minimalni pogrešek najmanjših kvadratov je določen z izrazom (4.6).

$$J_{\min} = J(\hat{\alpha}) = (x - \mathbf{H}\hat{\alpha})^T (x - \mathbf{H}\hat{\alpha}) \quad (4.6)$$



Slika 4.2: Opazovalnik motnje

4.1.2 Opazovalnik motnje

Preprosta struktura opazovalnika motnje, ki ga sestavljata model proge in kompenzator, je prikazana na sliki 4.2. V primeru, ko so netočnosti modela proge zanemarljive in uporabljen kompenzator zagotovi konvergenco signala ϵ proti nič, je izhod kompenzatorja \hat{u}^m enak ocenjenemu signalu motnje u^m . V sistemih vodenja se izhodni signal opazovalnika motnje pogostokrat uporablja kot signal povratne vezave s katero izboljšamo zmogljivosti sistema vodenja. Na podoben način lahko opazovalnik motnje uporabimo za določitev nemodelirane dinamike proge, torej dinamike, ki ni zajeta v modelu proge. Pri tem predpostavljamo, da so vplivi zunanjih motenj zanemarljivi. Na podlagi blokovne sheme opazovalnika motnje lahko zapišemo sledeče relacije:

$$\begin{aligned} y(s) &= H_P(s) (u(s) - u^m(s)) \\ \hat{y}(s) &= H_P(s) (u(s) - \hat{u}^m(s)) \\ \hat{u}^m(s) &= H_C(s) (\hat{y}(s) - y(s)) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Iz sistema enačb (4.7) določimo relacijo med ocenjeno in dejansko motnjo.

$$\frac{\hat{u}^m(s)}{u^m(s)} = \frac{H_P(s) H_C(s)}{1 + H_P(s) H_C(s)} \quad (4.8)$$

Če za kompenzator izberemo takšno prenosno funkcijo $H_C(s)$, da je polinom imenovalca v izrazu (4.8) Hurwitzov polinom, potem je sistem prikazan na sliki 4.2 asimptotično stabilen. V tem primeru izhodni signal kompenzatorja predstavlja ocenjen signal motnje.

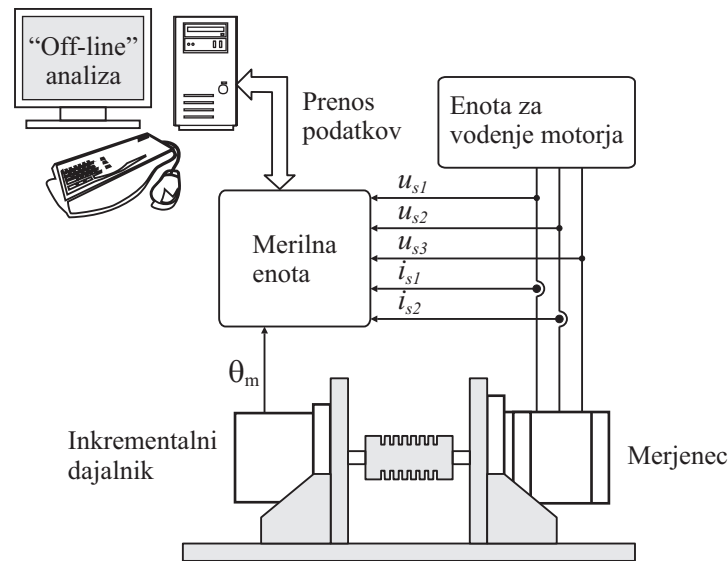
4.1.3 Identifikacijski postopek

S predlaganim postopkom je mogoča identifikacija sledečih parametrov dinamičnega modela motorja:

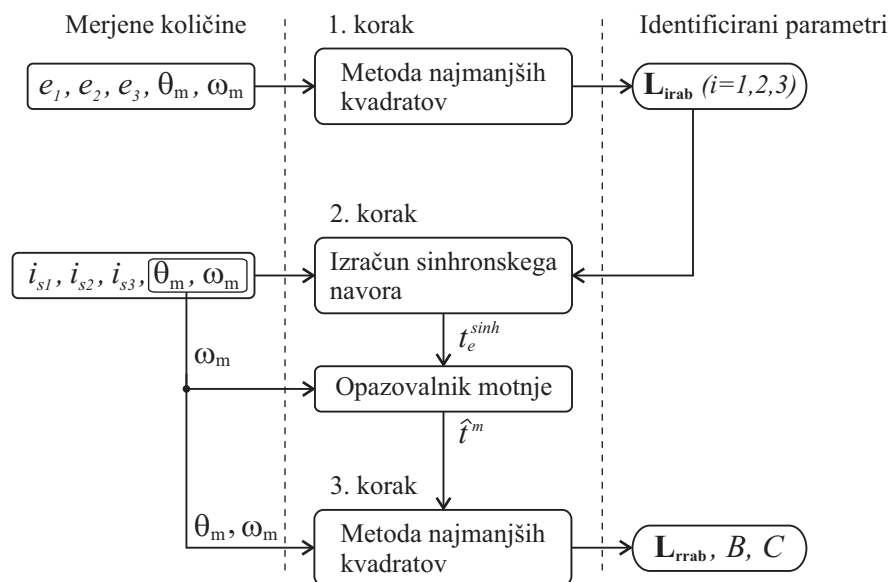
- trigonometričnih Fourierievih koeficientov medsebojnih induktivnosti med statorskimi navitij in modelnim rotorskim navitjem $\mathbf{L}_{\text{irab}} = [L_{ira1} \dots L_{iraK}, L_{irb1} \dots L_{irbK}]$ oziroma trigonometričnih Fourierievih koeficientov gibalnih induciranih napetosti v posameznih fazah ($i = 1, 2, 3$),
- trigonometričnih Fourierievih koeficientov lastne induktivnosti modelnega rotorskega navitja $\mathbf{L}_{\text{rrab}} = [L_{rra1} \dots L_{rraK}, L_{rrb1} \dots L_{rrbK}]$ s katerimi je izražen samodržni navor,
- koeficienta viskoznega trenja B in koeficienta suhega trenja C .

Parametre \mathbf{L}_{rrab} , B in C lahko označimo tudi kot manjkajoče mehanske parametre dinamičnega modela motorja. Za preostale parametre modela, torej upornost R_s in induktivnost L_s statorskih navitij ter vztrajnostni moment rotorja J smatramo da so znani, saj so običajno navedeni v tehniški dokumentaciji proizvajalca motorja.

Za izvedbo identifikacijskega postopka je potrebno opraviti dva preizkusa. Prvi zajema merjenje faznih gibalnih induciranih napetosti, hitrosti in kota zavrtitve rotorja, pri čemer motor obratuje v neobremenjenem generatorskem režimu. Pri drugem preizkusu merimo fazne tokove, hitrost in kot zavrtitve rotorja tokovno vodenega motorja. Eksperimentalni sistem, ki omogoča realizacijo preizkusov je prikazan na sliki 4.3. Merilna enota je samostojen merilni sistem, ki meri v konfiguraciji sistema izbrane količine motorja. Enoto za vodenje motorja sestavljajo električni izvor enosmerne napetosti, stikalni pretvornik in digitalni signalni procesor (DSP) na katerem se izvaja algoritem vodenja. Za meritev kota zavrtitve rotorja je uporabljen inkrementalni dajalnik z analognimi izhodi. Identifikacijski postopek, ki je implementiran v programskem okolju MATLAB/Simulink lahko razdelimo na tri korake, kot je prikazano na sliki 4.4. V prvem koraku izmerimo fazne gibalne inducirane napetosti na odprtih sponkah motorja, hitrost in kot zavrtitve rotorja, medtem ko rotor motorja zavrtimo z bremenskim navorom. Bremenski navor največkrat realiziramo z uporabo dodatnega motorja in mehanske povezave (sklopka, jermenski prenos, zobniški prenos) s katero povežemo gredi obeh motorjev. Iz opravljenih meritev z metodo najmanjših kvadratov določimo parametre \mathbf{L}_{irab} . V drugem koraku izvedemo tokovno vodenje neobremenjenega motorja in pri tem merimo fazne tokove, hitrost in kot zavrtitve rotorja. Iz meritev tokov in kota zavrtitve rotorja in identificiranih parametrov \mathbf{L}_{irab} po enačbi (2.15) izračunamo skupni sinhronski navor motorja T_e^{sinh} . Nato iz izračunanega navora T_e^{sinh} in meritve hitrosti rotorja z opazovalnikom motnje ocenimo navor nemodelirane dinamike \hat{T}^m . V tretjem koraku ponovno uporabimo metodo najmanjših kvadratov, s katero iz signala \hat{T}^m in meritev hitrosti in kota zavrtitve rotorja ocenimo parametre \mathbf{L}_{rrab} , B in C .



Slika 4.3: Blokovna shema eksperimentalnega sistema



Slika 4.4: Identifikacijski postopek

4.1.4 Identifikacija harmonskih komponent gibalnih induciranih napetosti

Posledica višje harmonskih komponent v statorskih magnetnih sklepkih so višje harmonske komponente v gibalnih induciranih napetostih, ki so v splošnem izražene s trigonometričnimi Fourierjevimi koeficienti gibalnih induciranih napetosti $\mathbf{E}_{iab} = [E_{ia1} \dots E_{iaK}, E_{ib1} \dots E_{ibK}]$. Iz izraza (2.13) je razvidno, da je razlika med koeficienti \mathbf{E}_{iab} in koeficienti \mathbf{L}_{irab} samo v faktorju $\pm i_r p k$. Koeficiente \mathbf{L}_{irab} določimo iz faznih gibalnih induciranih napetosti in uporabe izraza (2.11). Fazne gibalne inducirane napetosti določimo z meritvami faznih napetosti na odprtih sponkah motorja, medtem ko motor vrtimo z zunanjim izvorom navora. Seveda so te meritve možne le v primeru, ko je dostopno zvezdišče statorskih navitij. V nasprot-

nem primeru lahko določimo samo medfazne gibalne inducirane napetosti iz katerih pa ni mogoče identificirani večkratnikov tretjega harmonika. Običajno se za določitev harmonskih vsebin gibalne inducirane napetosti uporablja Fouriereva analiza. Ker je Fouriereva analiza namenjena opisu periodičnih funkcij je pri izvedbi analize potrebno uporabiti natanko eno periodo gibalne napetosti. Navadno izmerimo več period gibalne inducirane napetosti, ki jih naknadno razdelimo na posamezne periode. Nato izvedemo Fourierovo analizo za vsako periodo posebej in dobljene rezultate povprečimo s čimer zagotovimo večjo točnost rezultata. Gibalna inducirana napetost je odvisna tudi od hitrosti rotorja, torej so rezultati Fouriereve analize pravilni le v primeru, ko je hitrost rotorja znotraj merilnega intervala konstantna. Konstantno hitrost rotorja je možno zagotoviti samo v področju visokih vrtljajev, kjer je zanemarljiv vpliv samodržnega navora motorja [1]. Pri identifikaciji harmonskih komponent gibalne inducirane napetosti z metodo najmanjših kvadratov je točnost rezultata neodvisna od gibanja rotorja, saj sta v identifikacijo vključeni meritvi hitrosti in kota zavrtitve rotorja. Dodatna prednost uporabe metode najmanjših kvadratov je tudi v tem, da pri izvedbi ni potrebna nikakršna obdelava meritev.

Identifikacija trigonometričnih Fourierevih koeficientov medsebojnih induktivnosti med statorskimi navitij in modelnim rotorskim navitjem \mathbf{L}_{irab} z uporabo metode najmanjših kvadratov je prikazana na primeru gibalne inducirane napetosti prve faze. Ob predpostavki, da imamo dostop do zvezdišča statorskih navitij lahko izmerimo fazno gibalno inducirano napetost prve faze, ki je podana z izrazom (4.9).

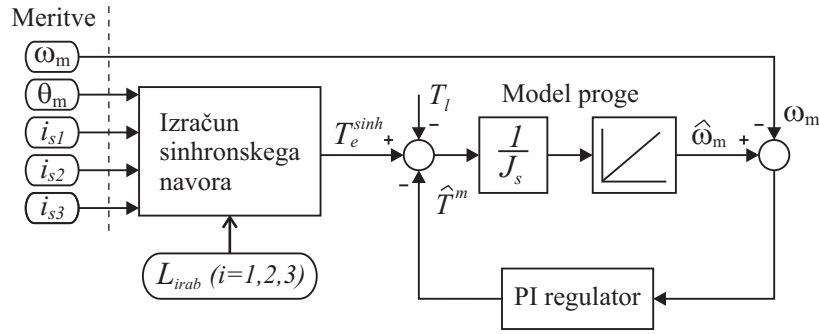
$$e_1 = \omega_m i_r p \sum_{k=1}^K (-kL_{1rak} \sin(k(p\theta_m)) + kL_{1rbk} \cos(k(p\theta_m))) \quad (4.9)$$

Signal gibalne inducirane napetosti prve faze (4.9) lahko zapišemo v obliki linearnega modela (4.2), če definiramo opazovalno matriko z izrazom (4.10) in vektor neznanih parametrov z izrazom (4.11)

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= i_r p \begin{bmatrix} h_{ij}^b, h_{ij}^a \end{bmatrix}, \quad i = 1 : N, j = 1 : K \\ h_{ij}^b &= -j \omega_m [i] \sin(j(p\theta_m [i])) \\ h_{ij}^a &= j \omega_m [i] \cos(j(p\theta_m [i])) \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \hat{\mathbf{L}}_{\text{irab}}^T = [\hat{L}_{1ra1} \dots \hat{L}_{1raK}, \hat{L}_{1rb1} \dots \hat{L}_{1rbK}]^T \quad (4.11)$$

Opazovalno matriko tvorimo iz meritev hitrosti in kota zavrtitve rotorja. Če je med merjenjem gibalne inducirane napetosti hitrost rotorja konstantna, meritvi hitrosti in kota zavrtitve rotorja nista potrebni. V tem primeru določimo hitrost rotorja iz periode gibalne inducirane

Slika 4.5: Opazovalnik navora nemodelirane dinamike \hat{T}^m

napetosti, kot zavrtitve rotorja pa z njenim integralom. Parametre $\hat{\mathbf{L}}_{1rab}$ določimo z cenilko najmanjših kvadratov (4.5).

4.1.5 Identifikacija mehanskih parametrov

Pri identifikaciji mehanskih parametrov najprej z opazovalnikom motnje ocenimo navor nemodelirane dinamike \hat{T}^m . Opazovalnik motnje, katerega blokovna shema je prikazana na sliki 4.5, je zgrajen na osnovi enačb (2.2) in (2.14), kjer je J_s skupni vztrajnostni moment sistema (motor, inkrementalni dajalnik, sklopka). Sinhronski navor T_e^{sinh} izračunamo iz meritev faznih tokov in kota zavrtitve rotorja. Če uporabljen *PI* regulator zagotovi konvergenco signala $\hat{\omega}_m$ proti signalu izmerjene hitrosti rotorja ω_m potem je izhod regulatorja enak navoru nemodelirane dinamike \hat{T}^m . Ob predpostavki, da je bremenski navor enak nič in da so vplivi zunanjih motenj zanemarljivi, lahko kotni pospešek rotorja zapišemo kot:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J_s} \left(T_e^{sinh} + T_e^{prs} - T_b - T_c \right) \quad (4.12)$$

V tem primeru je navor nemodelirane dinamike podan z izrazom (4.13).

$$\begin{aligned} \hat{T}^m &= -\hat{T}_e^{prs} + \hat{T}_b + \hat{T}_c = \\ &= \frac{p}{2} i_r^2 \sum_{k=1}^{K'} \left(k \hat{L}_{rrak} \sin(k(p\theta_m)) - k \hat{L}_{rrbk} \cos(k(p\theta_m)) \right) + \hat{B}\omega_m + \hat{C} \text{sign}(\omega_m) \end{aligned} \quad (4.13)$$

Signal navora nemodelirane dinamike (4.13) lahko zapišemo v obliki linearnega modela (4.2), če definiramo opazovalno matriko z izrazom (4.14) in vektor neznanih parametrov z izrazom

(4.15).

$$\mathbf{H} = \left[h_{ij}^b, h_{ij}^a, h_{i1}^B, h_{i1}^C \right], \quad i = 1 : N, j = 1 : K'$$

$$h_{ij}^b = j \frac{p}{2} i_r^2 \sin(j(p\theta_m[i]))$$

$$h_{ij}^a = -j \frac{p}{2} i_r^2 \cos(j(p\theta_m[i])) \quad (4.14)$$

$$h_{i1}^B = \omega_m[i]$$

$$h_{i1}^C = \text{sgn}(\omega_m[i])$$

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \{\hat{L}_{rra1} \dots \hat{L}_{rraK}, \hat{L}_{rrb1} \dots \hat{L}_{rrbK}, \hat{B}, \hat{C}\}^T \quad (4.15)$$

Parametre $\hat{\mathbf{L}}_{\mathbf{r} \mathbf{r} \mathbf{a} \mathbf{b}}$, \hat{B} in \hat{C} določimo z cenilko najmanjših kvadratov (4.5).

4.2 Izvedba identifikacije in eksperimentalni rezultati

Blokovna shema eksperimentalnega sistema je prikazana na sliki 4.3. Eksperimentalni sistem sestavljajo sledeče enote:

- *Motor/Inkrementalni dajalnik:* Merjenec je trifazni sinhronski motor s površinsko nameščenimi trajnimi magneti in zunanjo izvedbo rotorja. Motor ima šest polovih parov in devet statorskih utorov. Maksimalna moč motorja, ki je bil razvit za uporabo v avtomobilski industriji znaša 40 W. Za meritev kota zavrtitve rotorja je uporabljen inkrementalni dajalnik ROD 1080 proizvajalca Heidenhain. Izhod inkrementalnega dajalnika s 3600 črticami sta analogna signala sinusne oblike z amplitudo $1 V_{pp}$, ki sta med seboj premaknjena za 90° . Interpolacija izhodnih signalov zagotavlja višjo ločljivost meritve kota zavrtitve rotorja in posledično višjo ločljivost meritve hitrosti. Z referenčnim izhodom inkrementalnega dajalnika je izvedena določitev začetnega kota zavrtitve rotorja. Gredi motorja in inkrementalnega dajalnika sta povezani z mehasto sklopko. V tabeli 4.1 so navedeni nekateri parametri motorja, kakor tudi vztrajnostna momenta inkrementalnega dajalnika in sklopke.
- *Enota za vodenje motorja:* Enoto sestavljata DSP-2 sistem in trifazni stikalni napetostni pretvornik, ki sta bila razvita na Inštitutu za robotiko Fakultete za elektrotehniko, računalništvo in informatiko Univerze v Mariboru. Poglavitni komponenti DSP-2 sistema sta digitalni signalni procesor s plavajočo vejico Texas Instruments TMS320C32 na katerem se izvaja algoritem vodenja in Xilinx-ov FPGA XCS40-PQ240 družine Spartan. V FPGA vezju je implementiran trifazni pulzno širinski modulator kakor tudi gonilniki vseh perifernih enot, ki se nahajajo na DSP-2 sistemu [7]. Periferne

enote uporabljene pri vodenju motorja so A/D pretvorniki, vmesnik za inkrementalni dajalnik in digitalni vhodi/izhodi. Maksimalni fazni tok stikalnega pretvornika pri dovoljeni napetosti enosmerne zbiralke 20 V znaša ± 6 A. Uporabo tokovno območje pretvornika omejujeta vgrajena merilnika faznih tokov LEM HX 03-P, katerih merilno območje je ± 3 A [24].

- *Merilna enota:* Osnovo merilne enote predstavlja DSP-2 sistem z dodatno vmesniško merilno kartico. V tem primeru DSP-2 sistem deluje kot samostojen sistem za zajemanje analognih veličin (*data logger*) preko A/D pretvornikov merilne kartice. Čas tipanja je mogoče nastavljati v območju od 10 μ s do 250 μ s. Velikost uporabljenega pomnilnika zadošča za shranitev 105 000 32-bitnih vrednosti. Za prenos podatkov med merilno enoto in osebnim računalnikom je uporabljena USB povezava, ki omogoča hitrost prenosa podatkov do 921 kBD. Na merilni kartici so štiri 12-bitni A/D pretvorniki. En par par A/D pretvornikov je glede na izbran način delovanja merilnega sistema uporabljen za merjenje gibalnih induciranih napetosti ali statorskih tokov. Preostali par je namenjen zajemanju signalov inkrementalnega dajalnika.
- *Analiza podatkov:* Po izvedenih poskusih sta v programskem okoljem MATLAB/Simulink izvedena analiza izmerjenih signalov in identifikacija parametrov motorja.

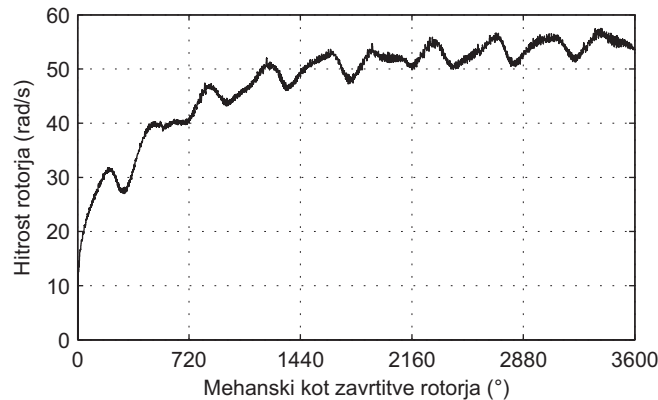
Tabela 4.1: Parametri sklopa motor/inkrementalni dajalnik

Parameter	Vrednost	Enota
R_s	5	Ω
L_s	1	mH
J_M	97,0	gcm^2
J_{ID}	5,0	gcm^2
J_c	2,0	gcm^2
J_s	104,0	gcm^2

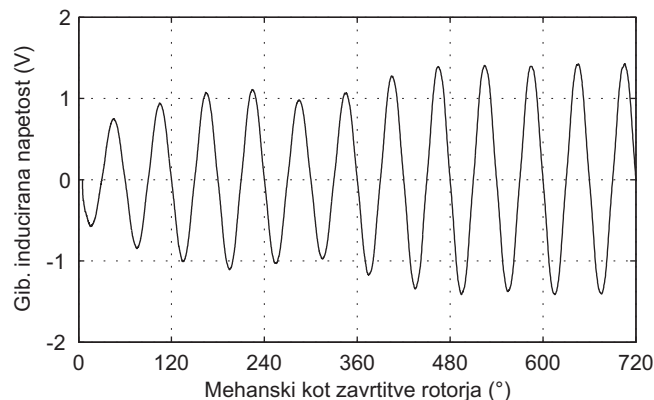
4.2.1 Identifikacija harmonskih komponent gibalnih induciranih napetosti

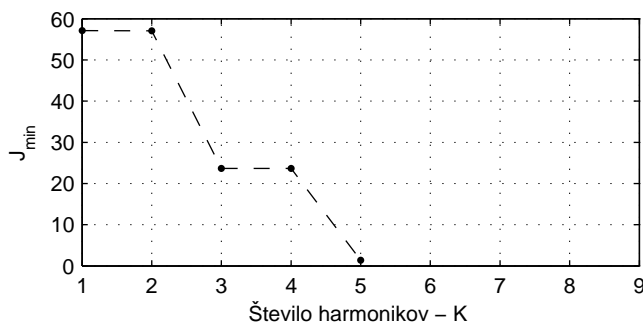
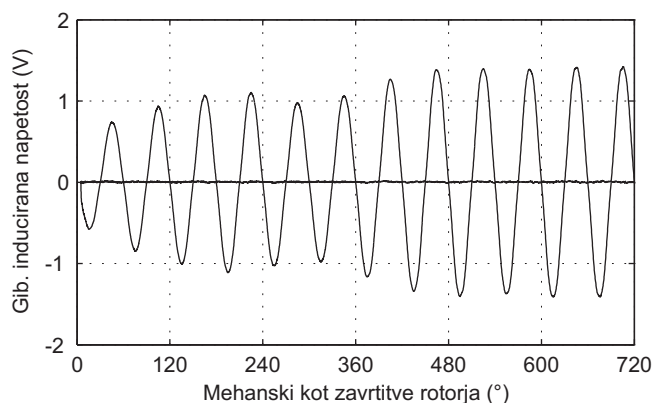
Za pogon sinhronskega motorja (merjenca) je uporabljen tokovno reguliran enosmerni motor v povezavi z jermenskim prenosom. Med preizkusom sočasno merimo fazne gibalne inducirane napetosti neobremenjenega merjenca in izhoda inkrementalnega dajalnika. Za vsak signal je s časom tipanja 100 μ s zajetih 25 000 odtipkov. Pri izbrani hitrosti vrtenja število odtipkov zadostuje za zajem signalov znotraj skorajda 20 obratov motorja. Čeprav

je v proces identifikacije vključenih vseh 25 000 odtipkov, zaradi boljše berljivosti v nadaljevanju predstavljenih eksperimentalnih rezultatov v diagramih niso vključeni vsi odtipki. Na sliki 4.6 je prikazana hitrost znotraj desetih obratov rotorja. Oscilacije s frekvenco ena na obrat rotorja so posledica mehanske neuravnoteženosti rotorja in neidealnosti jermenskega prenosa. Iz poteka fazne gibalne inducirane napetosti prve faze prikazane na sliki 4.7 je razvidno, da ima motor šest polovih parov ($p = 6$), saj je znotraj enega obrata rotorja šest period gibalne inducirane napetosti. Na podlagi prikazanih meritev je izvedena identifikacija harmonske vsebine posameznih faznih induciranih napetosti, kot je opisano v podpoglavju 4.1.4. Na sliki 4.8 je prikazan kvadratični pogrešek (4.6) med izmerjeno in po metodi najmanjših kvadratov aproksimirano gibalno inducirano napetostjo prve faze v odvisnosti od števila uporabljenih harmonikov K v linearnem signalnem modelu (4.10)-(4.11). Diagram je uporaben za določitev relevantnih harmonikov, ki določajo najpreprostejši signalni model s katerim je mogoče znotraj specificiranih odstopanj opisati podatkovni niz. Iz diagrama je razvidno, da so relevantni prvi, tretji in peti harmonik. Ugotovitev sovpada z dejstvom, da so navadno gibalne inducirane napetosti funkcije simetrije tretje vrste za katere je značilno,



Slika 4.6: Izmerjena hitrost rotorja

Slika 4.7: Izmerjena gibalna inducirana napetost prve faze e_1

Slika 4.8: Kvadratični pogrešek med e_1 in \hat{e}_1 Slika 4.9: Aproximirana gibalna inducirana napetost prve faze \hat{e}_1 pri $K = 5$ a) in razlika med izmerjeno in aproksimirano napetostjo $\Delta e = e_1 - \hat{e}_1$ b)

da vsebujejo samo lihe harmonske komponente. Na sliki 4.9 je predstavljena z metodo najmanjših kvadratov aproksimirana gibalna inducirana napetost prve faze in razlika med to napetostjo in izmerjeno gibalno inducirano napetostjo. Pri izračunu aproksimirane napetosti so uporabljeni samo prvi, tretji in peti harmonik ocenjenih trigonometričnih Fourierjevih koeficientov medsebojnih induktivnosti med statorskimi navitij in modelnim rotorskim navitjem, ki so zbrani v tabeli 4.2. Ocenjeni parametri so podani s povprečno vrednostjo in standardnim odklonom, ki je statistični kazalec za merjenje obsega razpršenosti vzorcev od njihove povprečne vrednosti. Standardni odklon σ , ki torej daje informacijo o ponovljivosti rezultatov identifikacije je definiran kot:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{m-1} \sum_{j=1}^m (x_j - \bar{x})^2} \quad (4.16)$$

kjer je x_j j -ti vzorec populacije, \bar{x} povprečna vrednost populacije in m število vzorcev. V procesu identifikacije je vključenih deset ponovitev preizkusa, torej $m = 10$. Iz ocenjenih parametrov so z izrazom (2.13) izračunani trigonometrični Fourierjevi koeficienti gibalnih induciranih napetosti, tabela 4.3. Iz rezultatov je razvidno, da so koeficienti sodih funkcij (\hat{E}_{ia1} , \hat{E}_{ia3} , \hat{E}_{ia5}) zanemarljivi, torej so gibalne inducirane napetosti lihe funkcije simetrije

tretje vrste. Odstopanje rezultatov po posameznih fazah je minimalno, zato lahko trdimo da je sistem fazno simetričen. Čeprav proizvajalec deklarira merjeni motor kot BLDC motor je iz rezultatov razvidno, da gre konstrukcijsko za BLAC tip motorja. Amplitudi tretjega in petega harmonika namreč znašata samo 3% oz. 2,4% osnovnega harmonika.

Tabela 4.2: Ocenjeni trigonometrični Fourierjevi koeficienti medsebojnih induktivnosti med statorskimi navitij in modelnim rotorskim navitjem

Parameter	$i = 1$		$i = 2$		$i = 3$	
	\bar{x}	σ	\bar{x}	σ	\bar{x}	σ
$\hat{L}_{ira1} \cdot 10^6$	5809	0,82	5799	0,70	5808	0,67
$\hat{L}_{ira2} \cdot 10^6$	-3	0,00	-3	0,48	-3	0,32
$\hat{L}_{ira3} \cdot 10^6$	-57	0,00	-56	0,32	-56	0,00
$\hat{L}_{ira4} \cdot 10^6$	0	0,00	0	0,00	0	0,00
$\hat{L}_{ira5} \cdot 10^6$	-28	0,00	-28	0,00	-28	0,00
$\hat{L}_{irb1} \cdot 10^6$	-5	0,82	-26	0,99	-6	0,42
$\hat{L}_{irb2} \cdot 10^6$	1	0,53	0	0,48	0	0,42
$\hat{L}_{irb3} \cdot 10^6$	0	0,00	0	0,00	0	0,32
$\hat{L}_{irb4} \cdot 10^6$	0	0,00	0	0,00	0	0,00
$\hat{L}_{irb5} \cdot 10^6$	-1	0,00	-1	0,00	-1	0,00
J_{imin}	1,38	0,05	1,36	0,03	1,28	0,08

Tabela 4.3: Ocenjeni trigonometrični Fourierjevi koeficienti gibalnih induciranih napetosti

Parameter	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$
$\hat{E}_{ia1} \cdot 10^3$	-0,03	-0,16	-0,04
$\hat{E}_{ia2} \cdot 10^3$	0,01	0,00	0,00
$\hat{E}_{ia3} \cdot 10^3$	0,00	0,00	0,00
$\hat{E}_{ia4} \cdot 10^3$	0,00	0,00	0,00
$\hat{E}_{ia5} \cdot 10^3$	-0,03	-0,03	-0,03
$\hat{E}_{ib1} \cdot 10^3$	-34,85	-34,79	-34,85
$\hat{E}_{ib2} \cdot 10^3$	0,04	0,04	0,04
$\hat{E}_{ib3} \cdot 10^3$	1,03	1,01	1,01
$\hat{E}_{ib4} \cdot 10^3$	0,00	0,00	0,00
$\hat{E}_{ib5} \cdot 10^3$	0,84	0,84	0,84

Proizvajalci pri opisu gibalnih induciranih napetosti motorja mnogokrat navajajo podatke o napetostni konstanti k_e , ki specificira maksimalno ali efektivno (RMS -Root Mean Square) vrednost fazne gibalne inducirane napetosti na enoto rotorske hitrosti. Gibalno inducirano napetost prve faze obravnavanega motorja lahko zapišemo z izrazom (4.17).

$$\hat{e}_1 = \omega_m \left(\hat{E}_{1b1} \sin(p \theta_m) + \hat{E}_{1b3} \sin(3p \theta_m) + \hat{E}_{1b5} \sin(5p \theta_m) \right) \quad (4.17)$$

Napetostno konstanto maksimalne vrednosti fazne gibalne inducirane napetosti k_e^{max} določimo iz amplitude gibalne inducirane napetosti $A_{e_1} = e_1(p \theta_m = \frac{\pi}{2}) = k_e^{max} \omega_m$.

$$k_e^{max} = \left| E_{1b1} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) + E_{1b3} \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) + E_{1b5} \sin\left(\frac{5\pi}{2}\right) \right| = 35,0 \text{ mV} \frac{s}{rad} \quad (4.18)$$

Efektivna vrednost fazne gibalne inducirane napetosti je definirana z izrazom (4.19), kjer je $T = \frac{2\pi}{p\omega_m}$ perioda gibalne inducirane napetosti.

$$e_1^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e_1^2 dt} = \omega_m \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{E_{1b1}^2 + E_{1b3}^2 + E_{1b5}^2} \quad (4.19)$$

Napetostna konstanta efektivne vrednosti fazne gibalne inducirane napetosti je torej enaka:

$$k_e^{rms} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{E_{1b1}^2 + E_{1b3}^2 + E_{1b5}^2} = 24,7 \text{ mV} \frac{s}{rad} \quad (4.20)$$

Tipični tehnični podatek motorja je tudi navorna konstanta k_m , ki je določena kot razmerje med sinhronskim navorom motorja in tokom vzbujanja. Največkrat se definicija navorne konstante nanaša na vektorsko vodenje motorjev, kjer je definirana kot razmerje med

srednjo vrednostjo sinhronskega navora in enosmerno vrednostjo vzbujalnega toka v q osi. Pri motorjih, ki vsebujejo višje harmonske komponente v gibalnih induciranih napetostih govorimo o višje harmonskih komponentah optimalnih tokov, ki zagotavljajo konstanten navor. Lahko bi rekli, da amplitude teh komponent pri izbrani srednji vrednosti sinhronskega navora predstavljajo navorne konstante optimalnega vzbujanja. Za obravnavan motor bo v nadaljevanju določeno optimalno vzbujanje, ki zagotavlja konstanten skupni sinhronski navor s srednjo vrednostjo 100 mNm. Optimalno vzbujanje je določeno po postopku opisanem v poglavju 3.2.2.1.

Upoštevanja vredni kompleksni Fourierjevi koeficienti gibalne inducirane napetosti prve faze so podani v tabeli 4.4. Peti harmonik je najvišji ne-ničelni harmonik, torej je število harmonskih komponent gibalnih induciranih napetosti enako $K = 5$. Ker K ni večkratnik števila tri lahko za število harmonskih komponent statorskih komponent izberemo $M = L = 5$. Sistem enačb za določitev optimalnega vzbujanja je torej enak:

$$\mathbf{E} \mathbf{i}_{\text{opt}} = \mathbf{t}$$

$$\begin{bmatrix} E_{1,-1} & E_{1,-5} & 0 & 0 \\ E_{1,5} & E_{1,1} & E_{1,-1} & E_{1,-5} \\ 0 & 0 & E_{1,5} & E_{1,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1,-5} \\ I_{1,-1} \\ I_{1,1} \\ I_{1,5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{1,-6} \\ \frac{0,1}{3} \\ T_{1,6} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Rešitev sistema je podana z izrazom (3.13), s katerim so izračunani Fourierjevi koeficienti optimalnih statorskih tokov, tabela 4.5. Glede na to, da je amplituda petega harmonika bistveno nižja od amplitude osnovnega harmonika lahko pri izračunu navorne konstante motorja upoštevamo le osnovni harmonik. Navorna konstanta motorja je torej definirana z

Tabela 4.4: Kompleksni Fourierjevi koeficienti gibalnih induciranih napetosti prve faze

Parameter	Vrednost
$E_{1,1} \cdot 10^3 = E_{1,-1}^* \cdot 10^3$	17,425 j
$E_{1,3} \cdot 10^3 = E_{1,-3}^* \cdot 10^3$	-0,515 j
$E_{1,5} \cdot 10^3 = E_{1,-5}^* \cdot 10^3$	-0,420 j

Tabela 4.5: Kompleksni Fourierjevi koeficienti optimalnih statorskih tokov za skupni sinhronski navor 100 mNm

Parameter	Vrednost
$I_{1,1} = I_{1,-1}^*$	0,957 j
$I_{1,5} = I_{1,-5}^*$	0,023 j

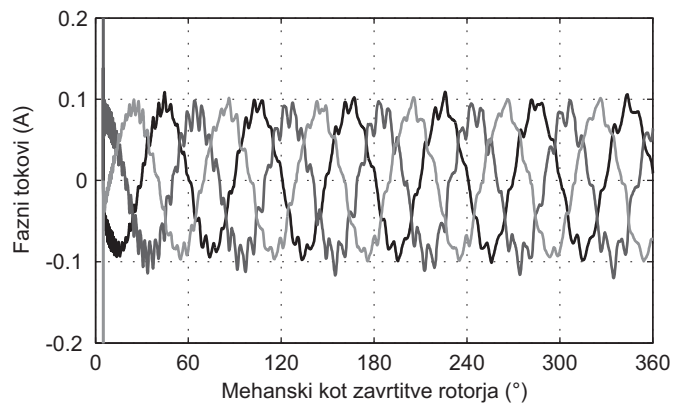
razmerjem med srednjo vrednostjo sinhronskega navora in amplitudo osnovnega harmonika statorskih tokov.

$$k_m = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{2|I_{1,1}|} = 52,2 \frac{mNm}{A} \quad (4.22)$$

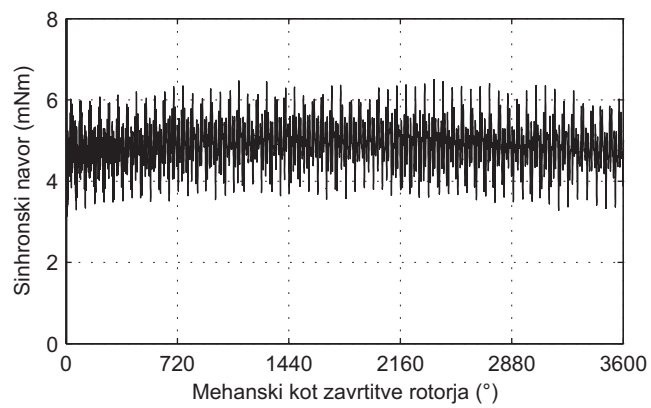
4.2.2 Identifikacija mehanskih parametrov

Pri identifikaciji mehanskih parametrov je najprej izvedeno navorno oziroma tokovno vodenje neobremenjenega motorja v orientaciji polja trajnega magneta [10]. Motor vodimo v optimalnem načinu, kar pomeni da je vrednost toka v d -osi enaka nič [6]. Vrednost referenčnega toka v q -osi določimo proporcionalno glede na želeno srednjo vrednost sinhronskega T_e^{sinh} kot $i_{sq}^{ref} = 2T_e^{sinh}/(3\hat{E}_{1b1})$. Glede na to, da želimo identificirani harmonske komponente samodržnega navora je smiselno za T_e^{sinh} izbrati najmanjši navor, ki je pri zagonu motorja večji od samodržnega navora in zagotovi enakomerno vrtenje rotorja s čim nižjo hitrostjo. Pri višjih hitrostih je namreč zaradi vztrajnosti rotorja vpliv samodržnega navora manj izrazit in ga je zato težje identificirati. Eksperimentalno določen referenčni sinhronski navor zanaša 4,3 mNm. Algoritem vodenja se izvaja na DSP-2 sistemu (*Enota za vodenje motorja*) s časom tipanja 100 μ s. Z enakim časom tipanja z merilno enoto tekom izvajanja preizkusa merimo statorska tokova in izhoda inkrementalnega dajalnika. Pri tem je zajetih 25 000 odtipkov za vsak signal. Po končanem preizkusu je izvedena obdelava izmerjenih signalov in identifikacija mehanskih parametrov, kot je opisano v podpoglavju 4.1.4. Čeprav je v proces identifikacije vključenih vseh 25 000 odtipkov, zaradi boljše berljivosti v nadaljevanju predstavljenih eksperimentalnih rezultatov v diagramih niso vključeni vsi odtipki.

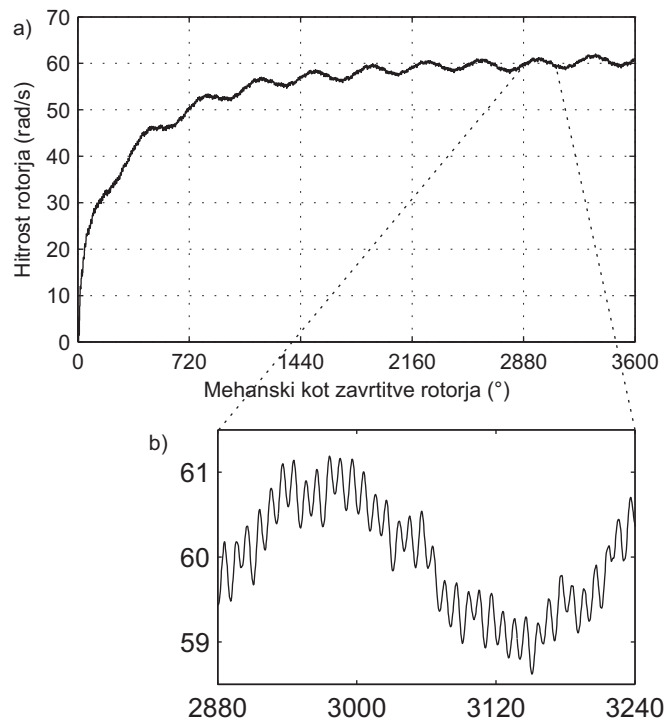
Na sliki 4.10 so prikazani izmerjeni statorski tokovi. Iz izmerjenih statorskih tokov in kota zavrtitve rotorja ter ocenjenih parametrov $\hat{\mathbf{L}}_{irab}$ (tabela 4.2) je izračunan sinhronski navor, ki je prikazan na sliki 4.11. Izmerjena rotorska hitrost je prikazana na sliki 4.12a. Oscilacije hitrosti s frekvenco 1 na obrat so posledica neuravnoteženosti rotorja in celotnega merilnega sistema. Vpliv samodržnega navora se odraža v osciliranju hitrosti s frekvenco 36 na obrat, slika 4.12b. Iz slike 4.13 je razvidno, da uporabljen *PI* kompenzator zagotavlja konvergenco pogreška proti vrednosti nič ($|\hat{\omega}_m - \omega_m| < 2 \cdot 10^{-3}$). Izhod kompenzatorja torej predstavlja ocenjen signal navora nemodelirane dinamike, slika 4.14.



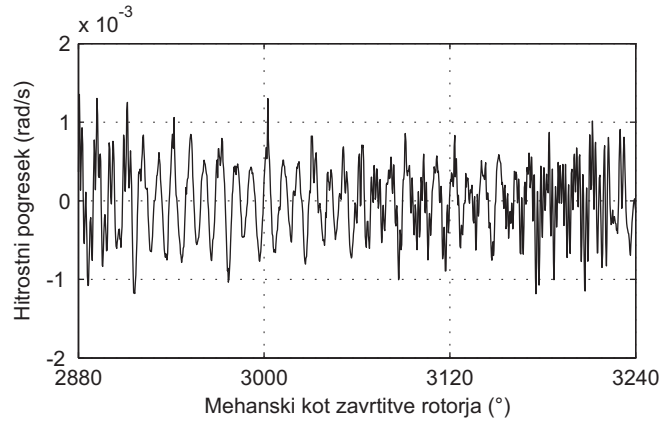
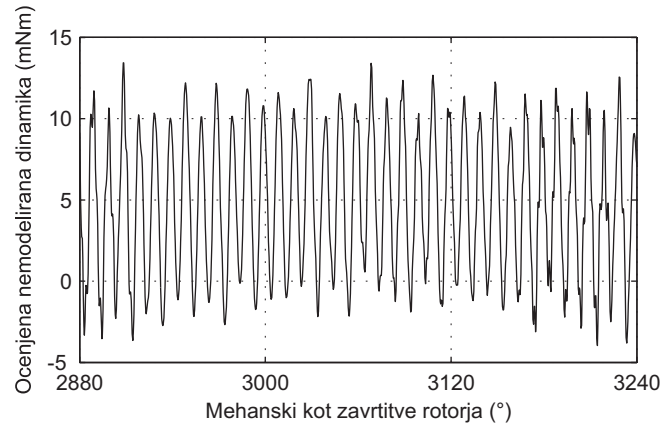
Slika 4.10: Izmerjeni statorski tokovi



Slika 4.11: Izračun sinhronski navor



Slika 4.12: Izmerjena rotorska hitrost a) in detajl oscilacije hitrosti b)

Slika 4.13: Vhod kompenzatorja: pogrešek hitrosti $\hat{\omega}_m - \omega_m$ Slika 4.14: Izhod kompenzatorja: navor nemodelirane dinamike \hat{T}^m

Da bi v proces identifikacije vključili vpliv neuravnoteženosti mehanskega sistema na novo definiramo signal navora nemodelirane dinamike kot:

$$\hat{T}^m = \frac{p}{2} i_r^2 \sum_{k=1}^{K'} \left(k \hat{L}_{rrak} \sin(k(p\theta_m)) - k \hat{L}_{rrbk} \cos(k(p\theta_m)) \right) + \hat{B}\omega_m + \hat{C} \operatorname{sgn}(\omega_m) \quad (4.23)$$

$$+ \hat{T}_{a1} \cos(\theta_m) + \hat{T}_{b1} \sin(\theta_m)$$

kjer sta \hat{T}_{a1} in \hat{T}_{b1} trigonometrična Fouriereva koeficienta navora mehanske motnje. Glede na re-definicijo signala \hat{T}^m ustrezno re-definiramo opazovalno matriko in vektor neznanih mehanskih parametrov v izrazih (4.14) in (4.15).

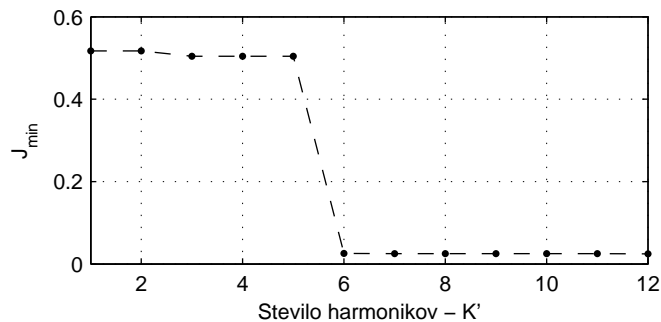
Iz signala \hat{T}^m z metodo najmanjših kvadratov določimo mehanske parametre. V procesu identifikacije je vključenih štirideset ponovitev preizkusa. Povprečne vrednosti ocenjenih mehanskih parametrov in njihovi standardi odkloni so zbrani v tabeli 4.6. Relativno visok standardni odklon za parameter \hat{C} (koeficient navora suhega trenja) nakazuje na visoko razpršenost rezultatov tega parametra pri posameznih preizkusih. Ocenjena vrednost navora suhega trenja mora zato biti razumljena kot groba ocena. Trenje motorja je težko

Tabela 4.6: Ocenjeni mehanski parametri

Parameter	\bar{x}	σ
$\hat{L}_{rra3} \cdot 10^6$	94.3	2.3
$\hat{L}_{rrb3} \cdot 10^6$	52.7	3.0
$\hat{L}_{rra6} \cdot 10^6$	-270.6	9.4
$\hat{L}_{rrb6} \cdot 10^6$	-214.0	11.9
$\hat{T}_{a1} \cdot 10^6$	-741.1	17.5
$\hat{T}_{b1} \cdot 10^6$	-23.4	8.5
$\hat{B} \cdot 10^6$	52.5	10.6
$\hat{C} \cdot 10^6$	1320.0	343.8
$J_{min} \cdot 10^3$	26.8	5.5

identificirati, saj je odvisno od mnogo faktorjev kot so: temperatura, uporabljeni materiali med katerimi prihaja do trenja, mazanje, natančnost izdelave merjenca, natančnost izvedbe merilnega mesta, tip sklopke, itd. Dodatna težava pri določitvi navora suhega trenja je v njegovi visoki korelaciji z navorom viskoznega trenja [1]. Morda bi navor suhega trenja ocenili točneje in z višjo stopnjo ponovljivosti, če bi za referenco navora namesto konstante vrednosti uporabili linearno funkcijo, kot to predlagajo avtorji v [36]. Kakorkoli nadaljnje analize na področju identifikacije suhega trenja niso bile izvedene, saj bi to presegalo zastavljene meje raziskovanja, katerega glavnina je bila usmerjena predvsem na identifikacijo samodržnega navora in navora viskoznega trenja.

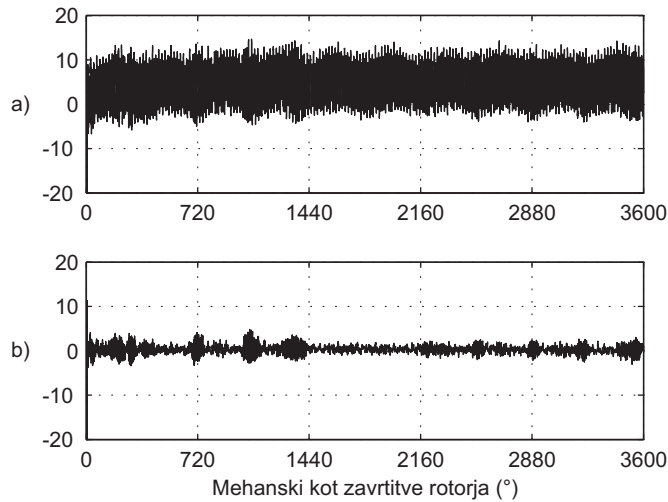
Na sliki 4.15 je prikazan kvadratični pogrešek med signalom nemodelirane dinamike \hat{T}^m in njegovo aproksimirano različico $\hat{T}^{m'}$ v odvisnosti od števila harmonskih komponent samodržnega navora. Iz diagrama je razvidno, da je poleg močno dominantnega šestega harmonika v samodržnem navoru prisotna tudi komponenta tretjega harmonika. Na sliki 4.16a je prikazan signal \hat{T}^m , medtem ko je na sliki 4.16b prikazana razlika med signaloma \hat{T}^m

Slika 4.15: Kvadratični pogrešek med \hat{T}^m in $\hat{T}^{m'}$

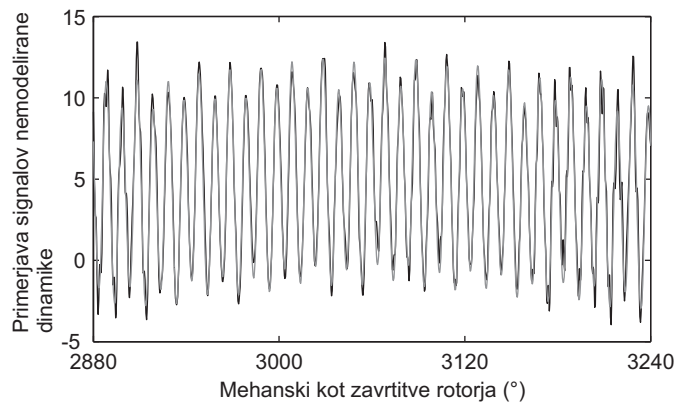
in $\hat{T}^{m'}$. Pri izračunu signala $\hat{T}^{m'}$ so uporabljeni parametri iz tabele 4.6. Primerjava med signaloma \hat{T}^m in $\hat{T}^{m'}$ znotraj enega obrata motorja je prikazana na sliki 4.17. Ocenjen samodržni navor, ki je podan z izrazom (4.24) je prikazan na sliki 4.18.

$$\hat{T}^{prs} = \frac{p}{2} i_r^2 (-3\hat{L}_{rra3} \sin(3p\theta_m) + 3\hat{L}_{rrb3} \cos(3p\theta_m) - 6\hat{L}_{rra6} \sin(6p\theta_m) + 6\hat{L}_{rrb6} \cos(6p\theta_m)) \quad (4.24)$$

Navadno lahko v tehničnih podatkih motorja najdemo maksimalno vrednost samodržnega navora. Samodržni navor je periodična funkcija, torej ima neskončno mnogo minimumov in maksimumov. Z numeričnim orodjem določimo prvi maksimum na intervalu $(0, \infty)$ pri $\theta_m^{max} = 0,1483$ rad. Absolutna vrednost izraza (4.24) pri θ_m^{max} znaša 7.0 mNm. Po podatkih proizvajalca motorja je maksimalni samodržni navor 6.5 nNm. Ocenjen samozadržni navor je torej precejšen za približno 8 %.

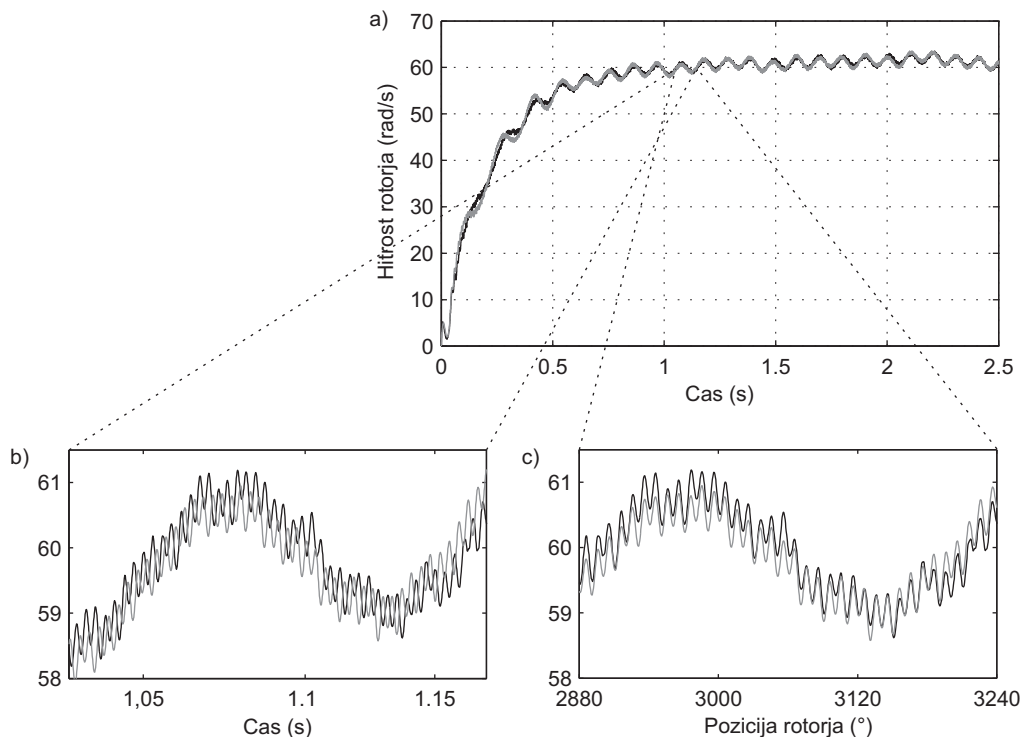


Slika 4.16: Signal \hat{T}^m (a) in razlika signalov $\hat{T}^m - \hat{T}^{m'}$ (b)



Slika 4.17: Primerjava signalov \hat{T}^m (črna) in $\hat{T}^{m'}$ (siva)

mentalnega poskusa. V simulaciji so uporabljene vrednosti posameznih parametrov, kot sledi iz tabel 4.1, 4.2 in 4.6. Izjema je koeficient navora suhega trenja, katerega vrednost je bila reducirana za 20 %. O uporabnosti ocenjenih parametrov je mogoče sklepati iz primerjave med izmerjeno in ocenjeno hitrostjo, ki je prikazana na sliki 4.20. Pri tem se pridevnik ocenjena nanaša na hitrost iz simulacijskega modela v katerem so uporabljeni ocenjeni parametri. Iz slike 4.20a je razvidno dobro ujemanje med izmerjeno in ocenjeno hitrostjo. Na sliki 4.20b in 4.20c je prikazan vpliv navora zunanje motnje, ki je posledica mehanske neuravnoteženosti sistema in vpliv samodržnega navora. Navor zunanje motnje povzroča osciliranje hitrosti s frekvenco 1 na obrat, medtem ko so oscilacije hitrosti s frekvenco 36 na obrat posledica samodržnega navora. Iz slike 4.20b, kjer sta prikazani izmerjena in ocenjena hitrost v odvisnosti od časa je razviden fazni premik, ki znaša približno pol periode samodržnega navora. Fazni premik je posledica nepopolnega ujemanja med izmerjeno in ocenjeno hitrostjo, ki povzroči razliko med izmerjenim in ocenjenim kotom zavrtitve rotorja. Glede na dejstvo, da je samodržni navor funkcija kota zavrtitve rotorja je ustrežneje primerjati izmerjeno in ocenjeno hitrost glede na izmerjen in ocenjen kot zavrtitve rotorja, slika 4.20c. Ujemanje med izmerjeno in ocenjeno hitrostjo je zadostno, da lahko upravičimo praktično uporabo identifikacijskega postopka.



Slika 4.20: Izmerjena (črna) in ocenjena hitrost (siva) (a), detajl hitrosti glede na čas (b) in detajl hitrosti glede na kot zavrtitve rotorja (c)

4.2.4 Ovrednotenje valovitosti navora

Iz ocenjenih trigonometričnih Fourierevih koeficientov gibalnih induciranih napetosti in ocenjenih trigonometričnih Fourierevih koeficientov lastne induktivnosti modelnega rotor-skega lahko določimo valovitosti zaradi sinhronskega in samodržnega navora.

Določimo najprej valovitost sinhronskega navora, ki je posledica odstopanja gibalni induciranih napetosti od idealnih (sinusnih) oblik. Iz ocenjenih trigonometričnih Fourierevih koeficientov gibalnih induciranih napetosti, ki so podani v tabeli 4.3 je razvidno, da gibalne inducirane napetosti vsebujejo višji harmonski komponenti tretjega in petega harmonika. Odstopanje rezultatov po posameznih fazah je zanemarljivo, zato v nadaljevanju velja $E_{1b1} = E_{2b1} = E_{3b1} = -34,85 \cdot 10^{-3}$, $E_{1b3} = E_{2b3} = E_{3b3} = 1,03 \cdot 10^{-3}$ in $E_{1b5} = E_{2b5} = E_{3b5} = 0,84 \cdot 10^{-3}$. Z uporabo enačbe (2.16) lahko za dani primer sinhronski navor zapišemo kot:

$$\begin{aligned}
T_e^{sinh} &= i_{s1} (E_{1b1} \sin(p\omega_m) + E_{1b3} \sin(3p\omega_m) + E_{1b5} \sin(5p\omega_m)) \\
&+ i_{s2} \left(E_{1b1} \sin\left(p\omega_m - \frac{2\pi}{3}\right) + E_{1b3} \sin(3p\omega_m - 2\pi) + E_{1b5} \sin\left(5p\omega_m - \frac{10\pi}{3}\right) \right) \\
&+ i_{s3} \left(E_{1b1} \sin\left(p\omega_m - \frac{4\pi}{3}\right) + E_{1b3} \sin(3p\omega_m - 4\pi) + E_{1b5} \sin\left(5p\omega_m - \frac{20\pi}{3}\right) \right)
\end{aligned} \tag{4.25}$$

Z upoštevanjem enakosti $\sin(3p\omega_m) = \sin(3p\omega_m - 2\pi) = \sin(3p\omega_m - 4\pi)$ lahko sinhronski navor zapišemo z enačbo (4.26). Iz enačbe je razvidno, da tretji harmonik v gibalni inducirani napetosti ne tvori navora, saj zaradi vezave motorja v zvezdo brez povezanega zvezdišča velja $i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$.

$$\begin{aligned}
T_e^{sinh} &= i_{s1} (E_{1b1} \sin(p\omega_m) + E_{1b5} \sin(5p\omega_m)) \\
&+ i_{s2} \left(E_{1b1} \sin\left(p\omega_m - \frac{2\pi}{3}\right) + E_{1b5} \sin\left(5p\omega_m - \frac{10\pi}{3}\right) \right) \\
&+ i_{s3} \left(E_{1b1} \sin\left(p\omega_m - \frac{4\pi}{3}\right) + E_{1b5} \sin\left(5p\omega_m - \frac{20\pi}{3}\right) \right) \\
&+ (i_{s1} + i_{s2} + i_{s3}) E_{1b3} \sin(3p\omega_m)
\end{aligned} \tag{4.26}$$

K valovitosti sinhronskega navora torej prispeva samo peti harmonik, ki v primeru vzbujanja motorja s sinusnimi tokovi proizvaja valovitost katere frekvenca je enaka šestkratniku električne frekvence ($6f_e$). Glede na to, da amplituda petega harmonika znaša samo 2,4 % amplitude osnovnega harmonika, lahko zaključimo, da je valovitost navora zaradi sinhronskega navora praktično zanemarljiva.

Preskočno reluktančni samodržni navor je določen s trigonometričnimi Fourierjevimi koeficienti lastnih induktivnosti navideznega rotorskega navitja s katerim je modeliran trajni magnet. Iz ocenjenih koeficientov, ki so podani v tabeli 4.6 je razvidno, da samodržni navor sestavljata komponenti tretjega in šestega harmonika, ki sta podani z enačbo (4.27). Iz izračuna amplitud posameznih komponent po enačbi (4.28) je razvidno, da amplituda tretjega harmonika zanaša 15,5 % amplitude šestega harmonika.

$$\begin{aligned} T_{e,3}^{prs} &= 3 \frac{p}{2} i_r^2 (-L_{rr3a} \sin(3p\theta_m) + L_{rr3b} \cos(3p\theta_m)) \\ T_{e,6}^{prs} &= 6 \frac{p}{2} i_r^2 (-L_{rr6a} \sin(6p\theta_m) + L_{rr6b} \cos(6p\theta_m)) \end{aligned} \quad (4.27)$$

$$\begin{aligned} A_{e,3}^{prs} &= 3 \frac{p}{2} i_r^2 \sqrt{L_{rr3a}^2 + L_{rr3b}^2} = 0,96 \text{ mNm} \\ A_{e,6}^{prs} &= 6 \frac{p}{2} i_r^2 \sqrt{L_{rr6a}^2 + L_{rr6b}^2} = 6,21 \text{ mNm} \end{aligned} \quad (4.28)$$

Če povzamemo, pri obravnavanem motorju je glavni vir valovitosti navora samodržni navor z ocenjenima amplitudama tretjega harmonika 0,96 mNm in šestega harmonika 6,21 mNm. Valovitost sinhronskega navora je zanemarljiva.

Tokovno vodenje motorja s trajnimi magneti

Za minimizacijo valovitosti navora lahko uporabimo različne tehnike vodenja kot so: odprto-zančno vodenje s predkrmiljenem, zaprtozančno vodenje na osnovi različnih opazovalnikov in hitrostno vodenje. Uspešnost naštetih tehnik, ki se nanašajo na generiranje ustreznih referenčnih tokov je v veliki meri odvisna od kvalitete tokovne regulacije oziroma tokovnega vodenja. Tokovno vodenje mora poleg čim nižjega statičnega in sledilnega pogreška zagotavljati karseda visoko dinamiko, ki omogoča generiranje višje harmonskih komponent tokov, ki so potrebne za minimizacijo višjih harmonskih komponent v navoru. Tokovno vodenje lahko razdelimo na linearne in nelinearne tehnike. Najpogostejše tokovno vodenje, ki spada med linearne tehnike je vektorsko vodenje s PI regulatorjem v povezavi z modulatorjem. Prednosti vektorskega vodenja so konstantna stikalna frekvenca in posledično dobro definirana harmonska vsebina tokov ter optimalno krmiljenje stikalnih elementov pretvornika. Uporaba modulatorja omogoča tudi odprtozančno preverjanje delovanja stikalnega pretvornika, kar je ugodno v fazi testiranja. Vektorsko vodenje je osnovano na matematičnem modelu, zato so zmožnosti tokovnega vodenja odvisne od ujemanja nastavljenih parametrov regulatorja z dejanskimi parametri motorja. Z uporabo linearne regulatorja se tudi težko izognemo sledilnemu pogrešku, še posebej pri višjih frekvencah in motorjih, ki imajo nizko električno časovno konstanto. Najpogostejši predstavnik iz skupine nelinearnih tehnik je dvonivojski histerezni regulator s konstantno histerezo. Zaradi lastnosti kot so visoka robustnost, odsotnost sledilnega pogreška ter visoka dinamika je histerezni regulator izredno primeren

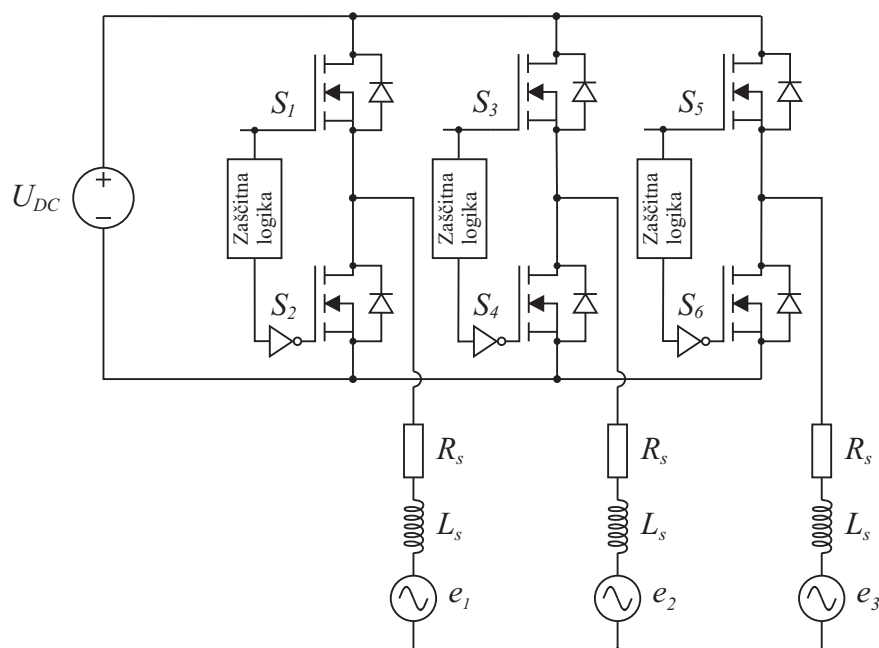
v shemah vodenja s katerimi želimo minimizirati valovitosti v navoru. Poglavitni slabosti histereznega regulatorja, ki izhajata iz nenadzorovanega preklapljanja stikalnih elementov pretvornika sta spremenljiva stikalna frekvenca in pojav limitnih ciklov.

V nadaljevanju bo najprej na kratko predstavljen napetostni stikalni pretvornik za vodenje trifaznih motorjev. Sledi opis zgoraj navedenega linearne in histereznega regulatorja. Glavnina poglavja je namenjena dogodkovnemu tokovnemu vodenju, ki predstavlja nadgradnjo konvencionalnega histereznega vodenja s katero dosežemo zmanjšanje števila preklopov in odpravo pojava limitnih ciklov.

5.1 Stikalni pretvornik za pogon izmeničnih motorjev

Za izvedbo tokovnega vodenja izmeničnih motorjev potrebujemo električni izvor, ki mu lahko poleg amplitude spreminjamo tudi frekvenco in fazo. Takšen izvor dobimo s pretvorniki oziroma razsmerniki, ki pretvarjajo enosmerni izvor v izmenični izvor. Da je izkoristek enosmerno/izmenične pretvorbe karseda visok delujejo pretvorniki v stikalnem načinu, zato jih imenujemo stikalni pretvorniki. V splošnem ločimo napetostne stikalne pretvornike (*Voltage Source Inverter - VSI*) in tokovne stikalne pretvornike (*Current Source Inverter - CSI*), ki pa se redkeje uporabljajo [6], [10]. Izvor enosmerne napetosti največkrat pridobimo z usmerjanjem omrežne napetosti, lahko pa tudi iz akumulatorske baterije. Pri enosmernem izvoru je pomembno, da poskrbimo za odvečno energijo, ki jo proizvaja motor kadar le-ta deluje v generatorskem načinu. Odvečna energija namreč povzroči dvig napetosti enosmerne zbiralke zaradi katerega lahko pride do uničenja enosmerne izvora. V primeru manjših moči se uporablja zaviralni upor na katerem se troši odvečna energija. Pri večjih močeh je smiselno namesto navadnega diodnega usmernika uporabiti tranzistorski usmernik, ki omogoča vračanje odvečne energije v omrežje.

Napetostni stikalni pretvornik za napajanje trifaznih motorjev je prikazan na sliki 5.1. Pretvornik sestavljata idealen enosmerni izvor s konstantno napetostjo enosmerne zbiralke U_{DC} in šest polprevodniških stikalnih elementov (najpogosteje tranzistorjev) $S_1 - S_6$, ki tvorijo tri veje pretvornika. V posamezni veji je lahko v prevodnem stanju samo zgornji (S_1, S_3, S_5) ali spodnji tranzistor (S_2, S_4, S_6), saj je v nasprotnem primeru enosmerno vodilo v kratkem stiku. Kratak stik enosmerne vodila preprečuje zaščitna logika v kateri so implementirani mrtvi časi pretvornika. Mrtvi čas je časovni interval med izklopom enega tranzistorja in vklopom drugega tranzistorja v posamezni veji pretvornika. Znotraj mrtvega časa torej ni aktiven noben tranzistor. Z napetostnim pretvornikom je mogoče realizirati

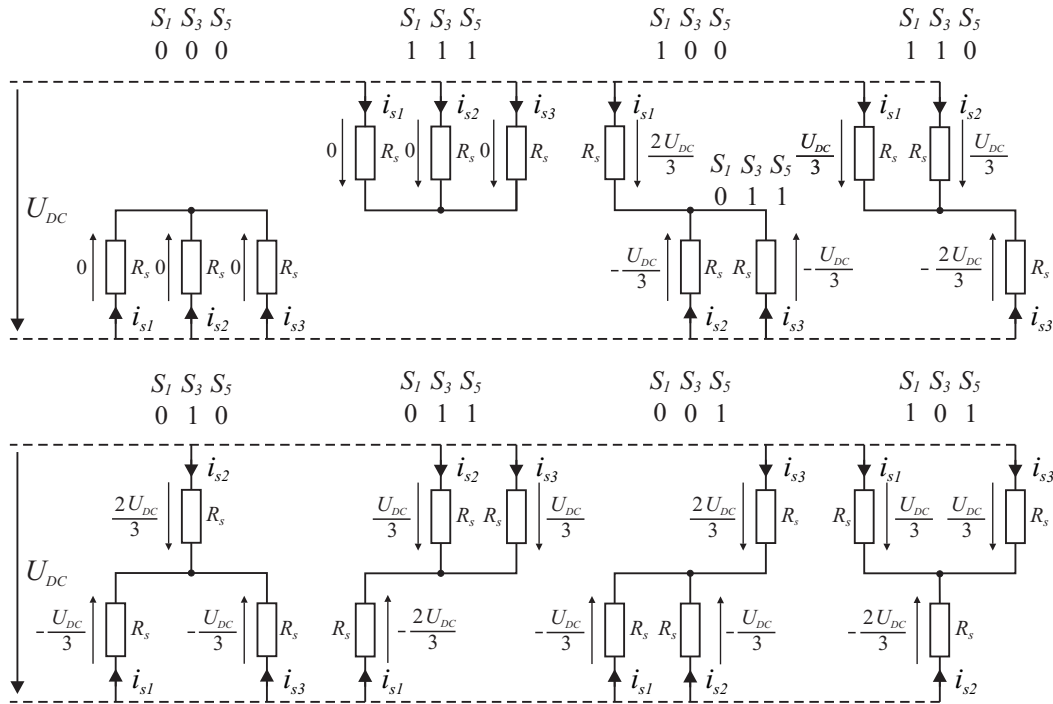


Slika 5.1: Napetostni stikalni pretvornik za napajanje trifaznega motorja

Tabela 5.1: Stikalna stanja pretvornika in fazne napetosti motorja

S_1	S_3	S_5	u_{s1}	u_{s2}	u_{s3}
0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0
1	0	0	$\frac{2}{3} U_{DC}$	$-\frac{1}{3} U_{DC}$	$-\frac{1}{3} U_{DC}$
1	1	0	$\frac{1}{3} U_{DC}$	$\frac{1}{3} U_{DC}$	$-\frac{2}{3} U_{DC}$
0	1	0	$-\frac{1}{3} U_{DC}$	$\frac{2}{3} U_{DC}$	$-\frac{1}{3} U_{DC}$
0	1	1	$-\frac{2}{3} U_{DC}$	$\frac{1}{3} U_{DC}$	$\frac{1}{3} U_{DC}$
0	0	1	$-\frac{1}{3} U_{DC}$	$-\frac{1}{3} U_{DC}$	$\frac{2}{3} U_{DC}$
1	0	1	$\frac{1}{3} U_{DC}$	$-\frac{2}{3} U_{DC}$	$\frac{1}{3} U_{DC}$

osem (2^3) različnih stikalnih stanj, ki določajo različne izhodne napetosti v posameznih vejah pretvornika. V kolikor prevajajo zgornja stikala so izhodne napetosti vej enake U_{DC} , v nasprotnem primeru so izhodne napetosti vej enake nič. Iz priključitve motorja je razvidno, da z različnimi izhodnimi napetostmi v posameznih vejah pretvornika spreminjamo medfazne napetosti motorja in posledično fazne napetosti motorja. Dovoljena stikalna stanja s pripadajočimi faznimi napetostmi motorja so podana v tabeli 5.1. Pri tem 0 pomeni, da tranzistor ni v prevodnem stanju, medtem ko 1 pomeni da tranzistor prevaja. Fazne napetosti določimo, kot je prikazano na sliki 5.2. Pri tem predpostavimo enosmerne razmere, zato obravnavamo motor kot popolnoma simetrično v zvezdo vezano pasivno breme z ohm-

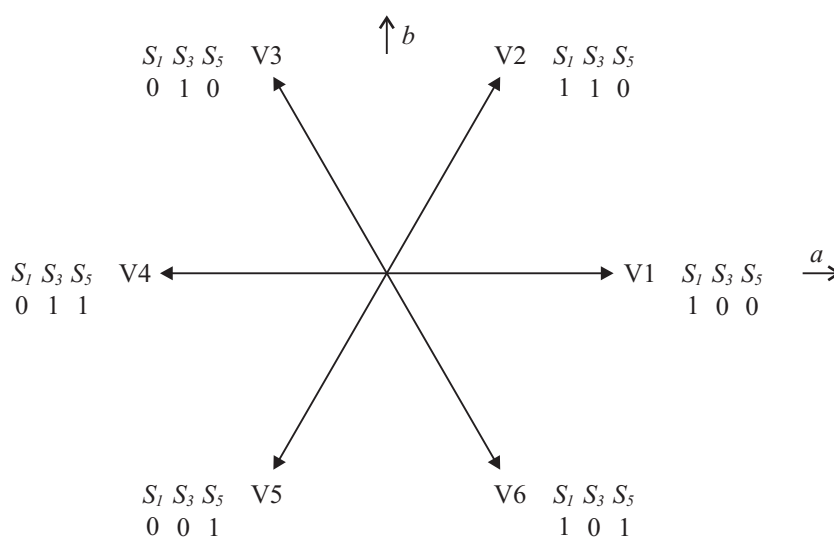


Slika 5.2: Napetosti na navitjih motorja pri posameznih stikalnih stanjih pretvornika

sko upornostjo R_s . Zanimarimo torej induktivnosti statorskih navitij in gibalne inducirane napetosti. Z vektorsko vsoto faznih napetosti u_{s1} , u_{s2} , u_{s3} oziroma trifazno-dvofazno transformacijo (*Clarkova transformacija*) po enačbi (5.1) dobimo v dvofaznem (a , b) sistemu osem napetostih vektorjev.

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ u_{s3} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Na sliki 5.3 je prikazanih šest aktivnih napetostnih vektorjev označenih z V1-V6, katerih dolžina je enaka napetosti enosmerne zbiralke U_{DC} . Preostala napetostna vektorja V0 in V7 imata dolžino enako nič, zato ju imenujemo ničelna napetostna vektorja. Stikalna stanja pretvornika, pripadajoči napetostni vektorji in njihove komponente so podani v tabeli 5.2.



Slika 5.3: Aktivni napetostni vektorji

Tabela 5.2: Stikalna stanja pretvornika, napetostni vektorji in njihove komponente

S_1	S_3	S_5	u_{sa}	u_{sb}	Vektor napetosti
0	0	0	0	0	V0
1	1	1	0	0	V7
1	0	0	U_{DC}	0	V1
1	1	0	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}U_{DC}$	V2
0	1	0	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}U_{DC}$	V3
0	1	1	$-U_{DC}$	0	V4
0	0	1	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}U_{DC}$	V5
1	0	1	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}U_{DC}$	V6

5.2 Linearno tokovno vodenje

V praksi se najpogosteje uporablja tokovno vodenje v orientaciji polja (vektorsko vodenje), ki je osnovano na modelu motorja v dq -koordinatnem sistemu rotorskega magnetnega sklepa. Model motorja v dq -koordinatnem sistemu dobimo tako, da najprej pretvorimo trifazni model motorja v dvofaznega (uporaba trifazno-dvofazne transformacije (5.1)) in nato dvofazni model v dq -model z uporabo rotacijske oziroma Parkove transformacije (5.2) [6]. Napetostni enačbi in enačba tvorjenja elektromagnetnega navora za motor s površinsko nameščenimi trajnimi magneti v dq -koordinatnem sistemu so podane z izrazom (5.3) [10].

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned}
u_{sd} &= R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - p\omega_m L_s i_{sq} \\
u_{sq} &= R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + p\omega_m (L_s i_{sd} + \psi_m) \\
t_e &= \frac{3}{2} p \psi_m i_{sq}
\end{aligned} \tag{5.3}$$

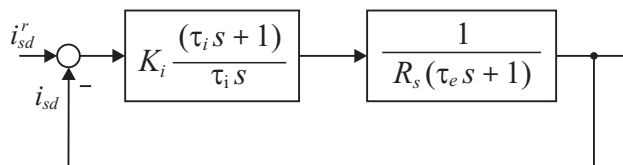
Izraz (5.3) velja ob predpostavki idealne porazdelitve statorskega magnetnega sklepa, torej gibalne inducirane napetosti v trifaznem oziroma dvofaznem sistemu vsebujejo samo osnovni harmonik. Magnetni sklep trajnega magneta ψ_m je v tem primeru enak $L_{1ra1} i_r = \psi_m$. Bistvena prednost dq -modela motorja je v tem, da so v stacionarnem stanju (konstantna hitrost rotorja) tokova in napetosti enosmerne količine in da je elektromagnetni navor proporcionalen toku v q -smeri.

Za reguliranje tokov i_{sd} in i_{sq} se največkrat uporabljata PI regulatorja. Napetostni enačbi (5.3) se razlikujeta le v zadnjih členih. Če kompenzirano zadnja člena z vpeljavo ustreznih razklopitvenih napetosti, lahko napetosti v d in q -osi opišemo z identičnima diferencialnima enačbama prvega reda. Posledično lahko za tokovno regulacijo v d in q -osi uporabimo enaka regulatorja. Zaradi identičnih regulatorjev je dovolj, da izračunamo le enega. Iz napetostnih enačb je razvidno, da sta napetosti v d in q -osi sklopljeni preko gibalnih induciranih napetosti. Razklopitev napetostnih enačb lahko dosežemo z vpeljavo predkrmilja v obliki napetostnih signalov u_{sd}^p in u_{sq}^p , ki ju dodamo k izhodoma tokovnih regulatorjev. Ob upoštevanju razklopitvene napetosti $u_{sd}^p = -p\omega_m L_s i_{sq}$ lahko tok v d -osi zapišemo s prenosno funkcijo prvega reda, kjer razmerje $\frac{L_s}{R_s}$ predstavlja električno konstanto motorja τ_e .

$$\frac{i_{sd}(s)}{u_{sd}(s)} = \frac{1}{R_s \left(\frac{L_s}{R_s} s + 1 \right)} = \frac{1}{R_s (\tau_e s + 1)} \tag{5.4}$$

Blokovna shema tokovne regulacije v d -smeri z uporabo PI regulatorja je prikazana na sliki 5.4. Odprtozančna prenosna funkcije regulacije toka določena z izrazom (5.5).

$$F_{io}(s) = K_i \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s} \frac{1}{R_s \left(\frac{L_s}{R_s} s + 1 \right)} \tag{5.5}$$



Slika 5.4: Linearni PI regulator toka v d -smeri

Z ničlo regulatorja želimo kompenzirati pol prenosne funkcije v (5.4), zato za integracijsko konstanto regulatorja izberemo $\tau_i = \tau_e$. Z upoštevanjem izbire integracijske konstante regulatorja ima odprtozančna prenosna funkcija regulacije toka obliko (5.6), medtem ko je zaprtozančna prenosna funkcija tokovne regulacijske zanke podana z izrazom (5.7).

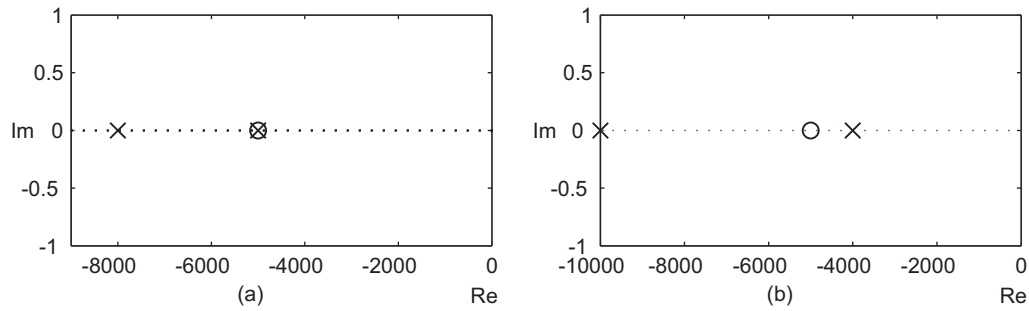
$$F_{io}(s) = K_i \frac{1}{\tau_i R_s s} \quad (5.6)$$

$$F_{iz}(s) = \frac{F_{io}(s)}{F_{io}(s) + 1} = \frac{1}{\frac{\tau_i R_s}{K_i} s + 1} \quad (5.7)$$

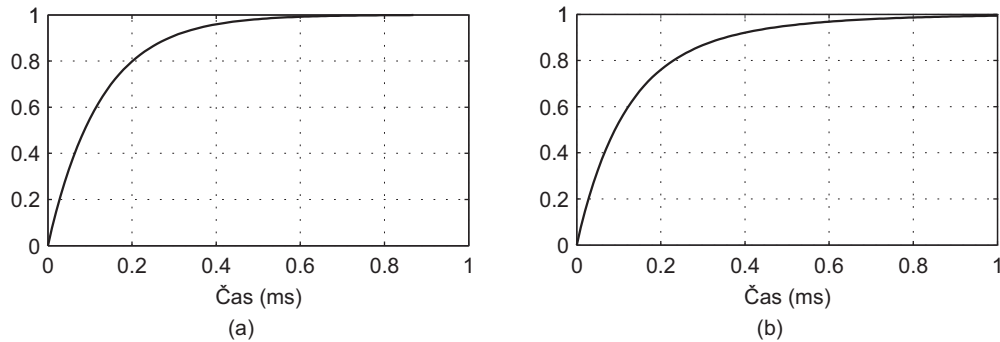
Iz zadnje enačbe je razvidno, da se zaprta tokovna zanka odziva kot člen prvega reda z ojačanjem ena in časovano konstanto $\tau_{iz} = \frac{\tau_i R_s}{K_i}$. Z izbiro proporcionalnega ojačanja regulatorja K_i direktno vplivamo na časovno konstanto oziroma hitrost odziva. Proporcionalno ojačanje regulatorja navadno določimo glede na zahtevan nastavitveni čas t_n odziva zaprte tokovne zanke na stopnično vzbujanje. Za člen prvega reda velja, da je nastavitveni čas, torej čas po katerem je amplituda odziva na stopnično vzbujanje višja od 0,98, enak $t_n \geq 4\tau$.

Predstavljen linearni tokovni *PI* regulator je osnovan na matematičnem modelu motorja, zato so njegove zmožnosti odvisne od parametrov modela motorja in točnosti razklopitvene napetosti. V praksi se parametri motorja tekom obratovanja spreminjajo, kar še posebej velja za ohmsko upornost statorskih navitij, ki se zaradi segrevanja motorja povečuje.

Analizirajmo vpliv spremembe upornosti na delovanje tokovne regulacije za obravnavan motor, katerega statorska navitja imajo nazivno ohmsko upornost (upornost pri $T_0 = 20\text{ C}^\circ$) $R_{s0} = 5\ \Omega$ in induktivnost $L_s = 1\text{ mH}$. Električna časovna konstanta motorja torej znaša $\tau_e = \frac{L_s}{R_{s0}} = 200\ \mu\text{s}$. Po priporočilih za načrtovanje tokovnega *PI* regulatorja nastavimo integracijsko konstanto regulatora enako električni časovni konstanti motorja $\tau_i = \tau_e$. Proporcionalno ojačanje regulatorja nastavimo glede na želen nastavitveni čas. Pri izbranem nastavitvenem času $t_n = 500\ \mu\text{s}$ je časovna konstanta člena prvega reda s katerim opišemo obnašanje zaprte tokovne zanke enaka $\tau_{iz} = \frac{t_n}{4} = 125\ \mu\text{s}$. Iz časovne konstante τ_{iz} določimo proporcionalno ojačanje regulatorja $K_i = \frac{\tau_i R_{s0}}{\tau} = 8$. Na sliki 5.5a je prikazana lega polov in ničle zaprte tokovne zanke v primeru, ko je upornost statorskih navitij enaka nazivni upornosti. Z ničlo regulatorja kompenziramo pol prenosne funkcije toka pri $s = -\frac{1}{\tau_e} = -5000$. Z izbiro proporcionalnega ojačanja nastavimo pol prenosne funkcije zaprte tokovne zanke pri $s = -\frac{1}{\tau_{iz}} = -8000$, ki zagotavlja želen nastavitveni čas časovnega odziva na stopnično vzbujanje, kot je prikazano na sliki 5.6a. Lega polov in ničel v primeru povišanja upornosti za 20 % je prikazan na sliki 5.5b. Zaradi spremembe upornosti je električna



Slika 5.5: Lega polov in ničle zaprte tokovne zanke pri $R_s = R_{s0}$ (a) in pri $R_s = 1,2 R_{s0}$ (b)



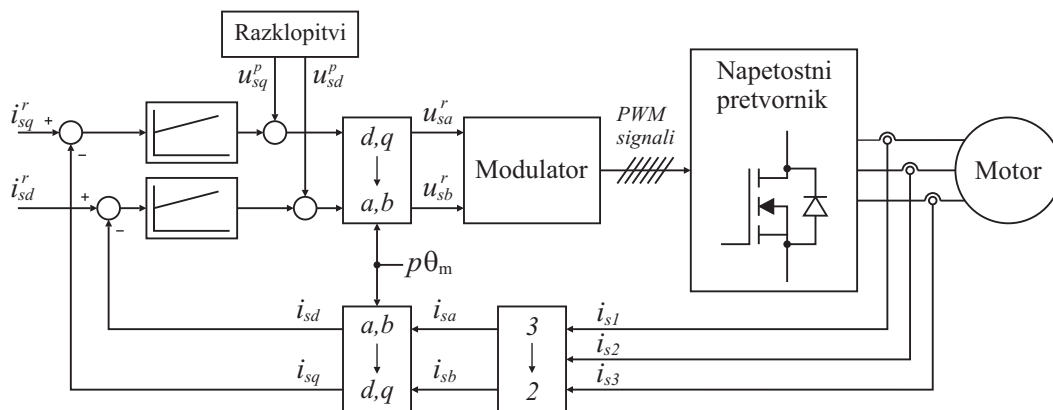
Slika 5.6: Časovni odziv zaprte tokovne zanke na stopnično vzbujanje pri $R_s = R_{s0}$ (a) in pri $R_s = 1,2 R_{s0}$ (b)

časovna konstanta motorja različna od integracijske konstante regulatorja, zato ničla regulatorja ne kompenzira pola prenosne funkcije toka. Posledično prenosna funkcija zaprte tokovne zanke ni več funkcija prvega reda (5.7) ampak funkcija druge reda (5.8).

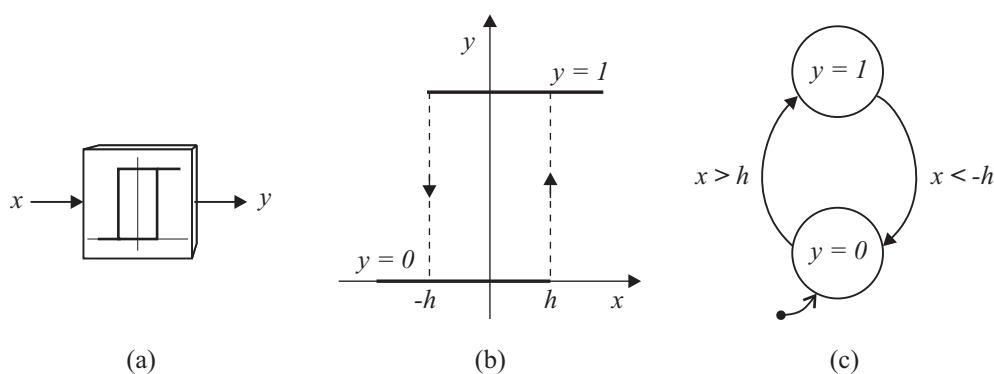
$$F_{iz}(s) = K_i \frac{(\tau_i s + 1)}{\tau_e \tau_i R_s s^2 + \tau_i (R_s + K_i) s + K_i} \quad (5.8)$$

Prenosna funkcija ima za $\tau_e = 166 \mu s$, $\tau_i = 200 \mu s$, $R_s = 6 \Omega$ in $K_i = 8$ pola pri $s = -10000$ in $s = -4000$. Zaradi dominantnosti pola katerega lega je bližje imaginarni osi je časovni odziv na stopnično vzbujanje počasnejši kot v primer nominalne ohmske upornosti statorskih navitij. Iz slike 5.6b je razvidno, da regulator v primeru $R_s = 1,2 R_{s0}$ ne izpolnjuje zahtevanega nastavitvenega časa. Linearna tokovna regulatorja, katerih naloga je kompenzacija tokovnega pogoška v d oziroma q -osi imata zvezni izhod. Da bi lahko zvezni referenčni napetosti (izhoda tokovnih regulatorjev) realizirali s stikalnim pretvornikom, ki omogoča tvorjenje samo osmih napetostnih vektorjev potrebujemo modulator. Modulator na podlagi primerjave izhodov regulatorja z modulacijsko funkcijo (žaga, trikot) tvori ustrezne krmilne signale za proženje stikalnih elementov pretvornika. Opisan postopek imenovan pulzno širinska modulacija zagotavlja takšno preklapljanje stikalnih elementov pretvornika, da v izbranem intervalu tipanja (perioda modulacijske funkcije) povprečne vrednosti napetosti

motorja ustrezajo zahtevanim trenutnim vrednostim izhoda regulatorja. Blokovna shema vektorskega vodenja je prikazana na 5.7.



Slika 5.7: Linearni regulator z modulatorjem



Slika 5.8: Dvonivojski histerezni regulator s konstantno histerezo: simbol (a), statična karakteristika (b) in diagram prehajanja stanj (c)

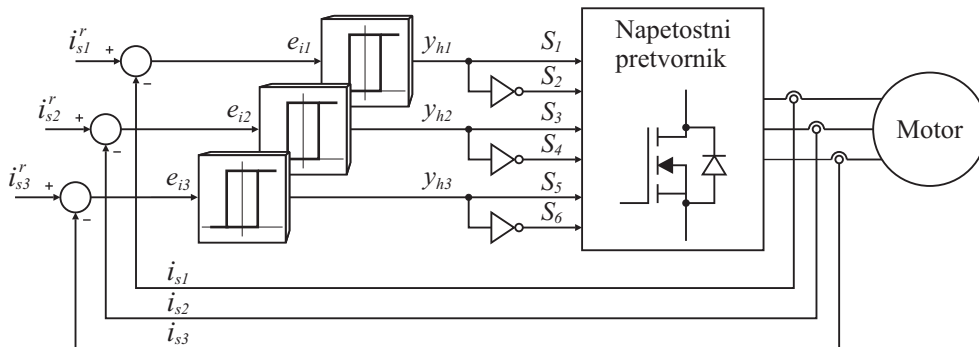
5.3 Nelinearno tokovno vodenje

5.3.1 Histerezno tokovno vodenje

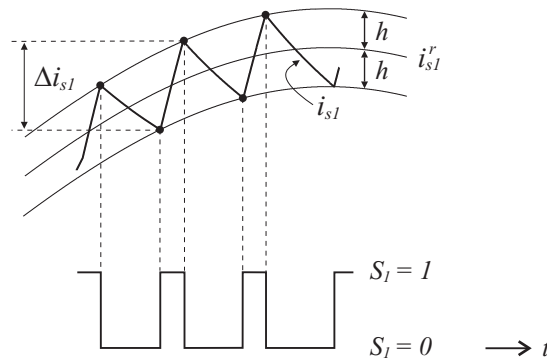
Najprej razviti in najštevilčnejši predstavniki iz skupine nelinearnih tehnik vodenja so preklonni regulatorji. Najpreprostejši in zato tudi največkrat uporabljen je dvonivojski histerezni regulator s konstantno histerezo. Na sliki 5.8 je prikazan simbol dvonivojskega histereznega regulatorja, njegova statična karakteristika in diagram prehajanja stanj s katerim lahko opišemo delovanje histereznega regulatorja. Nezvezni izhod regulatorja se lahko nahaja v dveh stanjih oziroma lahko zavzame dve vrednosti in sicer $y = 0$ in $y = 1$. Vrednost izhoda regulatorja se lahko spremeni le takrat, ko je vhod regulatorja x (navadno pogrešek regulirane količine) izven tolerančnega območja, ki je določeno z nastavljeno histerezo regulatorja

$\pm h$. Trenutna vrednost izhoda regulatorja je torej odvisna od predhodne vrednosti izhoda in trenutne vrednosti vhoda. Konvencionalna izvedba histereznega tokovnega vodenja napetostnega stikalnega pretvornika je prikazana na sliki 5.9 [29]. Izhod posameznega regulatorja y_{hi} predstavlja krmilni signal za tranzistorski stikali v pripadajoči veji pretvornika oziroma fazi motorja. Stanje stikal v i -ti veji pretvornika je odvisno od velikosti tokovnega pogreška $e_{ii} = i_{si}^r - i_{si}$ glede na nastavljeno histerezo regulatorja h . Če je tok i_{si} manjši od $i_{si}^r - h$ ($e_{ii} > h$) je i -ta faza motorja priključna na pozitivni priključek enosmernega vira (prevaja zgornji tranzistor). V kolikor je tok i_{si} večji od $i_{si}^r + h$ ($e_{ii} < -h$) je i -ta faza motorja priključna na negativni priključek enosmernega vira (prevaja spodnji tranzistor). Reguliranje toka v prvi fazi je prikazano na sliki 5.10. Iz slike je razvidno, da sta z izbiro histereze določena maksimalni tok in valovitost toka Δi_{s1} , ki je v idealnem primeru enaka tolerančnemu območju $2h$ (histerezni pas - *hysteresis band*).

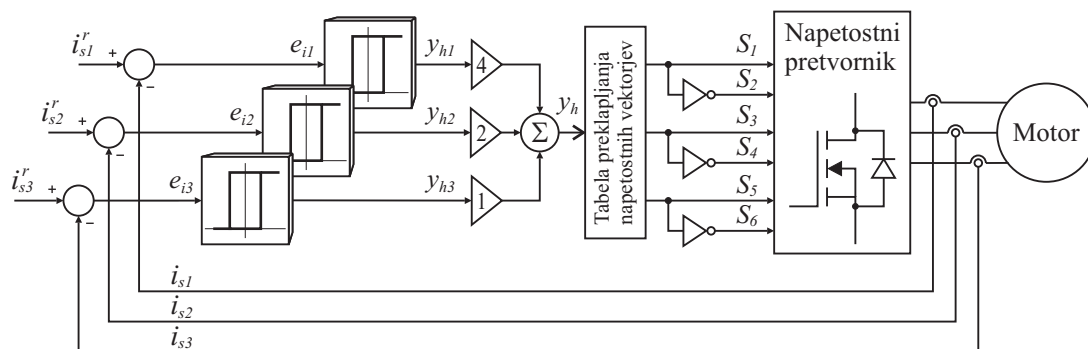
Vodenje predstavljeno na sliki 5.9 lahko pri digitalni izvedbi realiziramo tudi z vpeljavo vpogledne tabele, kot je prikazano na sliki 5.11. Vhod v tabelo je vsota izhodov regulatorjev y_h , pri čemer so izhodi uteženi z različnimi utežmi. Izhod iz tabele so krmilni



Slika 5.9: Konvencionalna izvedba tokovne regulacija motorja s tremi dvonivojskimi histereznimi regulatorji na faznih tokovih



Slika 5.10: Referenčni in dejanski tok prve faze in krmilni signal za proženje tranzistorskega stikala S_1



Slika 5.11: Konvencionalna izvedba tokovne regulacija motorja s tremi dvonivojskimi histereznimi regulatorji z uporabo vpogledne tabele

Tabela 5.3: Tabela preklapljanja napetostnih vektorjev pri konvencionalni izvedbi histereznega tokovnega vodenja

$y_h = 4y_{h1} + 2y_{h2} + y_{h3}$	0	1	2	3	4	5	6	7
Napetostni vektor	V0	V5	V3	V4	V1	V6	V2	V7

signali zgornjih tranzistorskih stikal (S_1 , S_3 , S_5) oziroma napetostni vektorji (V0 - V6), ki jih določajo stanja teh stikal. Vpogledna tabela, ki predstavlja preslikavo med vhomom in izhodom je podana s tabelo 5.3.

Predstavljeno histerežno vodenje je enostavno, saj za razliko od linearnega vodenja ne temelji na zapletenem matematičnem modelu motorja. Pri histereznem vodenju tudi ne potrebujemo modulatorja, saj izhodi histereznih regulatorjev neposredno krmilijo stikalni pretvornik. Za implementacijo vodenja zato ne potrebujemo kompleksnih električnih vezij v primeru analogne izvedbe oziroma visoko zmogljivih mikrokrmilnikov ali digitalnih signalnih procesorjev v primeru digitalne izvedbe. Ostale prednosti histereznega vodenja so robustnost, neodvisnost delovanja od spremembe parametrov bremena, odsotnost sledilnega pogreška in visoka dinamika, ki je omejena zgolj z časovno konstanto bremena in maksimalno stikalno frekvenco pretvornika [29].

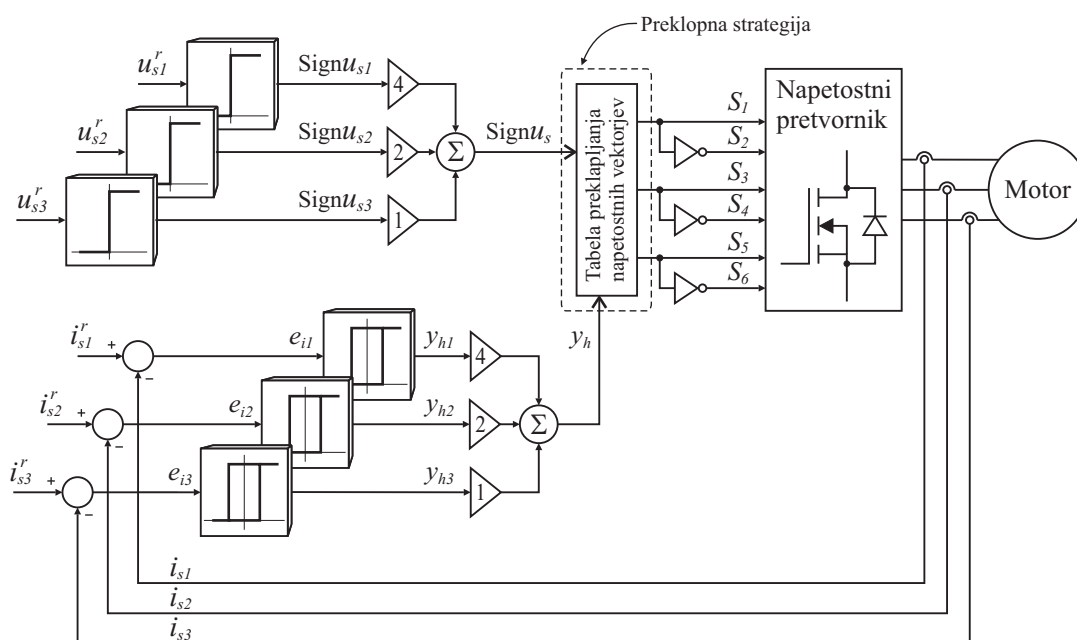
Tokovno vodenje z dvonivojskimi histereznimi regulatorji ima dve poglavitni slabosti. Prva je spremenljiva stikalna frekvenca, ki povečuje stikalne izgube pretvornika in povzroča težave zaradi resonančnih vzburjanj [28], [17]. V primeru tokovnega vodenja motorjev je stikalna frekvenca odvisna od parametrov motorja, obremenitve motorja, napetosti enosmerne zbiralke in nastavljene histereze. Fazne in gibalne inducirane napetosti motorja se periodično spreminjajo z osnovno periodo $T_e = \frac{1}{f_e}$, zato se znotraj periode T_e spreminjata bodisi stikalna frekvenca bodisi valovitost tokov [33]. Druga slabost je pojav časovnih intervalov imenovanih limitni cikli (*limit cycles*) znotraj katerih je stikalna frekvenca izredno visoka

[8], [10]. Ta visoka stikalna frekvenca povečuje stikalne izgube in je lahko tudi vzrok za uničenje pretvornika v kolikor ta ni ustrezno varovan. V limitnih ciklih, ki so izraziti pri nizki gibalni inducirani napetosti se preklopi vršijo samo med aktivnimi vektorji. Preklapljanje preide iz delovanja v limitnih ciklih, kadar se izvrši preklon med aktivnim in ničelnim napetostnim vektorjem. Preklon v ničelni napetostni vektor je posledica vpliva gibalne inducirane napetosti, ohmskega padca ali spremembe v referenci toka. Limitni cikli so v bistvu naključni pojav do katerega pride zaradi vodenja treh odvisnih količin ($i_{s3} = -i_{s1} - i_{s2}$) s tremi neodvisnimi regulatorji [5]. Dejstvo, da med histereznimi regulatorji ni nobene usklajenosti botruje temu, da maksimalni tokovni pogrešek ni enak vrednosti nastavljene histereze temveč njenemu dvokratniku [8]. Pri praktični realizaciji vodenja je ta pogrešek še višji zaradi zakasnitev v regulacijski zanki in neidealnosti stikalnega pretvornika.

5.3.2 Dogodkovno tokovno vodenje

Ko govorimo od dogodkovnem vodenju je potrebno najprej razložiti pojem dogodek. V nadaljevanju bomo z dogodki imenovali tiste spremembe stanja sistema na podlagi katerih deluje algoritem vodenja. Glede na to, da reguliramo fazne tokove se dogodek zgodi vsakič, ko trajektorija toka v posamezni fazi prekorači tolerančno območje. Tolerančno območje je določeno z referenčno vrednostjo statorskega toka in nastavljeno histerezo h . V prejšnjem poglavju opisano konvencionalno histerežno vodenje z dvonivojskimi histereznimi regulatorji na statorskih tokovih lahko razumemo kot preprost primer dogodkovnega vodenja. Histerezni regulator v i -ti fazi služi za detekcijo dveh dogodkov in sicer, tokovni pogrešek je večji od histereze h in tokovni pogrešek je manjši od histereze $-h$. Na podlagi detekcije teh dogodkov regulator ustrezno preklopi tranzistorski stikali v i -ti veji napetostnega pretvornika.

Kot že napisano sta posledici neusklajenega delovanje histereznih regulatorjev pri konvencionalni izvedbi visoko število preklonov in pojav limitnih ciklov. Za znižanje števila preklonov oziroma odpravo limitnih ciklov je torej potrebno usklajeno preklapljanje med napetostnimi vektorji. S predlaganim dogodkovnim vodenjem, ki temelji na konvencionalni izvedbi histereznega vodenja zagotovimo usklajeno preklapljanje med napetostnimi vektorji z vpeljavo dodatnega signala, ki daje informacijo o napetostnem sektorju. Ideja izhaja iz vektorske modulacije pri kateri vektor referenčne napetosti \mathbf{u}_s^* (izhod tokovnih regulatorjev) realiziramo z različnimi časi trajanja dveh sosednjih aktivnih napetostnih vektorjev in obeh ničelnih napetostnih vektorjev. Izbira katera dva aktivna vektorja uporabimo je odvisna od

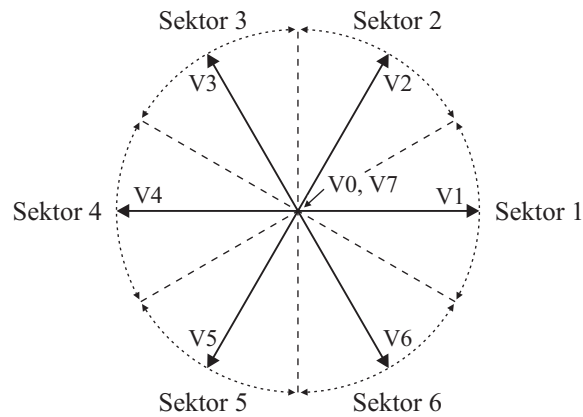


Slika 5.12: Dogodkovno tokovno vodenje motorja

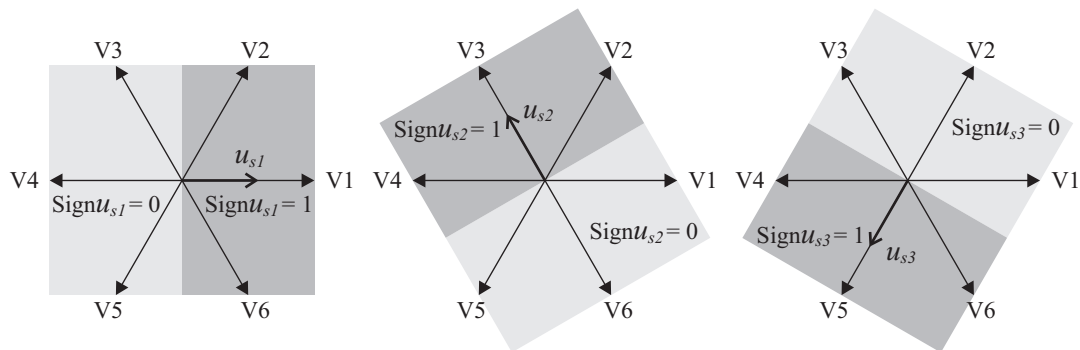
napetostnega sektorja v katerem se nahaja vektor referenčne napetosti.

Blokovna shema predlaganega dogodkovnega tokovnega vodenja motorja je prikazana na sliki 5.12. V vsaki fazi je uporabljen dvonivojski histerezni primerjalnik za detekcijo dogodka $e_{ii} > h$ in $e_{ii} < -h$. Kombinacija izhodov histereznih primerjalnikov y_n določa potencialni napetostni vektor, ki ga lahko realizira napetostni pretvornik. Ali bo potencialni napetostni vektor res realiziran je odvisno od tega ali ta vektor pripada napetostnemu sektorju v katerem se nahaja generiran vektor referenčne napetosti. Napetostni sektor kodiran s spremenljivko $\text{Sign}u_s$ določimo iz predznakov generiranih referenčnih faznih napetosti u_{s1}^r , u_{s2}^r in u_{s3}^r . Izbira o napetostnem vektorju, ki ga bo realiziral stikalni pretvornik je torej odvisna od kombinacije spremenljivk y_n in $\text{Sign}u_s$ ter preklopne strategije, ki je implementirana z uporabo vpogledne tabele. V nadaljevanju bodo najprej definirani napetostni sektorji in njim pripadajoči napetostni vektorji. Sledi opis dveh preklopnih strategij imenovanih preklopna strategija različica 1 in preklopna strategija različica 2.

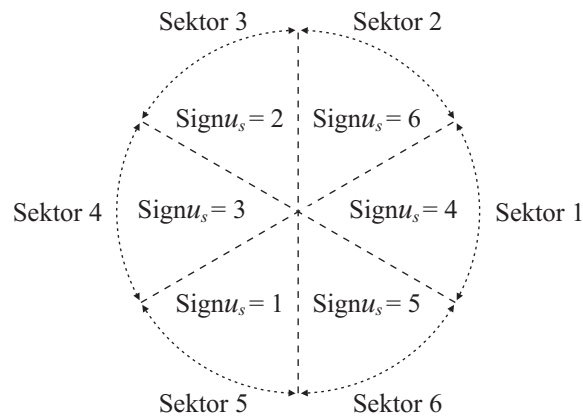
Napetostni sektorji predlaganega vodenja so glede na napetostne sektorje vektorske modulacije, kjer je napetostni sektor definiran kot območje med dvema sosednjima aktivnima napetostnima vektorjema premaknjeni za 30° , kot je prikazano na sliki 5.13. Razlog za takšno porazdelitev napetostnih sektorjev je v njihovi enostavni določitvi. Pri določitvi napetostnih sektorjev izhajamo iz predznakov referenčnih faznih napetosti v dvofaznem (a,b) sistemu, ki so prikazani na sliki 5.14. Predznake faznih napetosti določimo z uporabo signum funkcije, ki je definirana z izrazom (5.9)



Slika 5.13: Napetostni vektorji in napetostni sektorji



Slika 5.14: Predznaki napetosti prve, druge in tretje faze



Slika 5.15: Določitev napetostnega sektorja iz predznakov faznih napetosti

$$\text{Sign}u_{si} = \text{sign}(u_{si}) = \begin{cases} 0 & \text{za } u_{si} < 0 \\ 1 & \text{za } u_{si} \geq 0 \end{cases} \quad (5.9)$$

Izhode signum funkcij napetosti prve, druge in tretje faze utežimo z utežjo štiri, dva in ena. Če seštejemo utežene izhode signum funkcij, torej $4 \text{sign}(u_{s1}) + 2 \text{sign}(u_{s2}) + \text{sign}(u_{s3})$ za vsa področja določena s preseki polravnin predznakov napetosti posameznih faz, dobimo rezultat $\text{Sign}u_s$ prikazan na sliki 5.15. Iz slike je razvidno, da področja, kjer ima vsota $\text{Sign}u_s$ isto vrednost, sovpadajo s področji napetostnih sektorjev. Preslikava med vsoto uteženih

Tabela 5.4: Preslikava med vsoto uteženih izhodov signum funkcij faznih napetosti in napetostnimi sektorji

Signu _s	4	6	2	3	1	5
Napetostni sektor	1	2	3	4	5	6

Tabela 5.5: Napetostni sektorji, dovoljeni napetostni vektorji in mirujoča faza

Napetostni sektor	Signu _s	Napetostni vektorji	Mirujoča faza
Sektor 1	4	V6, V1, V2, V0, V7	faza 1
Sektor 2	6	V1, V2, V3, V0, V7	faza 3
Sektor 3	2	V2, V3, V4, V0, V7	faza 2
Sektor 4	3	V3, V4, V5, V0, V7	faza 1
Sektor 5	1	V4, V5, V6, V0, V7	faza 3
Sektor 6	5	V5, V6, V1, V0, V7	faza 2

izhodov signum funkcij faznih napetosti in napetostnimi sektorji je podana s tabelo 5.4.

Vpeljava napetostnih sektorjev omogoča nadzorovano preklapljanje med napetostnimi vektorji, saj pri izbranem napetostnem sektorju preklapljamemo samo med tremi aktivnimi vektorji in sicer med napetostnim vektorjem, ki razpolavlja napetostni sektor in njegovima sosednjima napetostnima vektorjema. Te tri aktivne vektorje imenujemo dovoljeni napetostni vektorji. Tako so na primer v napetostnem sektorju pet dovoljeni napetostni vektorji V4, V5 in V6 ter ničelna vektorja V0 in V7. Iz stikalne kombinacije (S_1 , S_3 , S_5) aktivnih vektorjev je razvidno, da pri preklapljanju med aktivnimi vektorji preklapljamemo samo med tranzistorskimi stikali v prvi in drugi veji stikalnega pretvornika medtem ko tretja veja miruje. Zgornji tranzistor tretje veje je namreč vedno v prevodnem stanju. V tabeli 5.4 so glede na napetostni sektor podani dovoljeni napetostni vektorji med katerim lahko preklapljamemo in mirujoča faza.

Do sedaj smo definirali napetostne sektorje in njim pripadajoče napetostne vektorje med katerimi je dovoljen preklop. Histerezni primerjalniki delujejo neodvisno, zato lahko njihovi izhodi v vsakem trenutku določajo katerikoli napetostni vektor, ne glede na to v katerem napetostnem sektorju se nahaja vektor referenčne napetosti. Naloga algoritma vodenja je zagotavljati usklajeno delovanje med napetostnimi vektorji in napetostnimi sektorji. Usklajeno delovanje pomeni, da se znotraj izbranega napetostnega sektorja preklaplja res samo med dovoljenimi napetostnimi vektorji. Algoritem vodenja odloča tudi o tem s katerim izmed nabora dovoljenih napetostnih vektorjev bo nadomeščen nedovoljeni napetostni

		y_h							
		0	1	2	3	4	5	6	7
$Signu_s \rightarrow$	1	a_{11}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{18}
	2	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}
	3	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}
	4	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}
	5	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}
	6	a_{61}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{ij}	a_{68}

Slika 5.16: Vpogledna tabela preklopne strategije

		y_h							
		0	1	2	3	4	5	6	7
$Signu_s \rightarrow$	1	V0	V5	V3	V4	V1	V6	V2	V7
	2	V0	V5	V3	V4	V1	V6	V2	V7
	3	V0	V5	V3	V4	V1	V6	V2	V7
	4	V0	V5	V3	V4	V1	V6	V2	V7
	5	V0	V5	V3	V4	V1	V6	V2	V7
	6	V0	V5	V3	V4	V1	V6	V2	V7

zamenjava nedovoljenih napetostnih vektorjev

		y_h							
		0	1	2	3	4	5	6	7
$Signu_s \rightarrow$	1	V0	V5	V0	V4	V0	V6	V0	V7
	2	V0	V0	V3	V4	V0	V0	V2	V7
	3	V0	V5	V3	V4	V0	V0	V0	V7
	4	V0	V0	V0	V0	V1	V6	V2	V7
	5	V0	V5	V0	V0	V1	V6	V0	V7
	6	V0	V0	V3	V0	V1	V0	V2	V7

Slika 5.17: Vpogledna tabela preklopne strategije - različica 1

vektor. Način po katerem poteka preklapljanje med dovoljenimi napetostnimi vektorji in zamenjava nedovoljenih napetostnih vektorjev z dovoljenimi napetostnimi vektorji imenujemo preklopna strategija. Preklopno strategijo je najenostavneje opisati z uporabo vpogledne tabele prikazane na sliki 5.16. Elementi vpogledne tabele a_{ij} predstavljajo napetostne vektorje. Izbira napetostnega vektorja, katerega bo v naslednjem koraku realiziral napetostni pretvornik je odvisna od napetostnega sektorja kodiranega s spremenljivko $Signu_s$ (izbira vrstice v tabeli) in kombinacije izhodov histereznih primerjalnikov y_h (izbira stolpca v tabeli). Glede na to, da obstaja šest napetostnih sektorjev in osem napetostnih vektorjev je dimenzija vpogledne tabele 6×8 . V nadaljevanju bosta predstavljeni dve preklopni strategiji z uporabo vpoglednih tabel.

Pri prvi preklopni strategiji izhajamo iz tabele preklapljanja napetostnih vektorjev za konvencionalno izvedbo histereznega vodenja, torej so vse vrstice enake vrstici tabele 5.3. Nato v vsaki vrstici nedovoljene aktivne napetostne vektorje zamenjamo z ničelnim napetostnim vektorjem V0. Postopek določitve vpogledne tabele je prikazan na sliki 5.17.

Nedovoljene napetostne vektorje smo pri prvi preklopni strategiji nadomestili z ničelnim vektorjem V0. Vprašanje, ki se postavlja samo po sebi je ali je morda boljše nedovoljene

napetostne vektorje nadomestiti s katerim izmed dovoljenih napetostnih vektorjev. Poglejmo najprej med katerimi napetostnimi vektorji lahko izbiramo glede na izhod histereznih primerjalnikov y_h . Za primer vzemimo $y_h = 4y_{h1} + 2y_{h2} + y_{h3} = 1$. V tem primeru za tok v tretji fazi velja $i_{s3} < i_{s3}^r - h$, torej je potrebno povišati vrednost toka i_{s3} . Tok i_{s3} povišamo, če vklopimo kateregakoli izmed napetostnih vektorjev V4, V5 ali V6, saj je v tem primeri zaradi $S_5 = 1$ tretja faza priključena na pozitivni priključek enosmernega vira. Glede na to, da sta izhoda histereznih primerjalnikov v prvi in drugi fazi enaka nič in da velja $i_{s3} = -(i_{s1} + i_{s2})$, lahko sklepamo, da sta toka i_{s1} in i_{s2} bližje zgornji ($i_{s1}^r + h$ in $i_{s2}^r + h$) kot spodnji meji ($i_{s1}^r - h$ in $i_{s2}^r - h$). Vpliv napetostnih vektorjev V4 in V5 na tok i_{s1} je pozitiven, saj napetostna vektorja povzročita gibanje toka i_{s1} proti spodnji meji. Podobno velja za tok i_{s2} in napetostna vektorja V5 in V6. V tabeli 5.6 so glede na izhod histereznih primerjalnikov y_n zbrani napetostni vektorji, kateri vpliv je pozitiven za tokove v posameznih fazah. Katerega izmed napetostnih vektorjev bomo izbrali pri določenem izhodu histereznih primerjalnikov y_n je odvisno od napetostnega sektorja. Poglejmo si primer določitve napetostnih vektorjev za preklapljanje v petem sektorju ($\text{Signu}_s = 1$), kjer so dovoljeni aktivni napetostni vektorji V4, V5 in V6. Postopek izbire prikazan na sliki 5.18 temelji na pravilu, da pri posamezni vrednosti y_n izberemo izmed nabora dovoljenih napetostnih vektorjev tistega, ki pozitivno vpliva vsaj na dva tokova. V nasprotnem primeru namesto aktivnega napetostnega vektorja izberemo ničelni napetostni vektor. Z določitvijo napetostnih vektorjev za vse napetostne sektorje dobimo preklopno strategijo - različica 2, katere vpogledna tabela je prikazana na sliki 5.19. Razlika med preklopnima strategijama je torej v tem, da pri različici 1 nedovoljene napetostne vektorje nadomestimo z ničelnim napetostnim vektorjem, medtem kot pri različici 2 nekatere nedovoljene napetostne vektorje nadomestimo z dovoljenimi aktivnimi napetostnimi vektorji.

Tabela 5.6: Nabor možnih napetostnih vektorjev po posameznih fazah glede na izhod histereznih regulatorjev

y_h	Akcija	1. faza	2. faza	3. faza
1	povišaj i_{s3}	V4, V5	V5, V6	V4, V5, V6
2	povišaj i_{s2}	V3, V4	V2, V3, V4	V2, V3
3	povišaj i_{s2} in i_{s3}	V3, V4, V5	V2, V3, V4	V4, V5, V6
4	povišaj i_{s1}	V6, V1, V2	V6, V1	V1, V2
5	povišaj i_{s1} in i_{s3}	V6, V1, V2	V5, V6, V1	V4, V5, V6
6	povišaj i_{s1} in i_{s2}	V6, V1, V2	V2, V3, V4	V1, V2, V3

	1. faza	2. faza	3. faza
$y_h \rightarrow 1$	V4, $\textcircled{V5}$	$\textcircled{V5}$, V6	V4, $\textcircled{V5}$, V6
2	V3, $\textcircled{V4}$	V2, V3, $\textcircled{V4}$	V2, V3
3	V3, $\textcircled{V4}$, V5	V2, V3, $\textcircled{V4}$	$\textcircled{V4}$, V5, V6
4	$\textcircled{V6}$, V1, V2	$\textcircled{V6}$, V1	V1, V2
5	$\textcircled{V6}$, V1, V2	V5, $\textcircled{V6}$, V1	V4, V5, $\textcircled{V6}$
6	V6, V1, V2	V2, V3, V4	V1, V2, V3

	$\text{Sign}u_s$ 1
$y_h \rightarrow 1$	V5
2	V4
3	V4
4	V6
5	V6
6	V7

Slika 5.18: Določitev napetostnih vektorjev za preklapljanje v petem napetostnem sektorju

	y_h							
	0	1	2	3	4	5	6	7
$\text{Sign}u_s \rightarrow 1$	V0	V5	V4	V4	V6	V6	V7	V7
2	V0	V4	V3	V4	V2	V7	V2	V7
3	V0	V5	V3	V4	V0	V5	V3	V7
4	V0	V6	V2	V7	V1	V6	V2	V7
5	V0	V5	V0	V5	V1	V6	V1	V7
6	V0	V0	V3	V3	V1	V1	V2	V7

Slika 5.19: Vpogledna tabela preklopne strategije - različica 2

Simulacijski rezultati

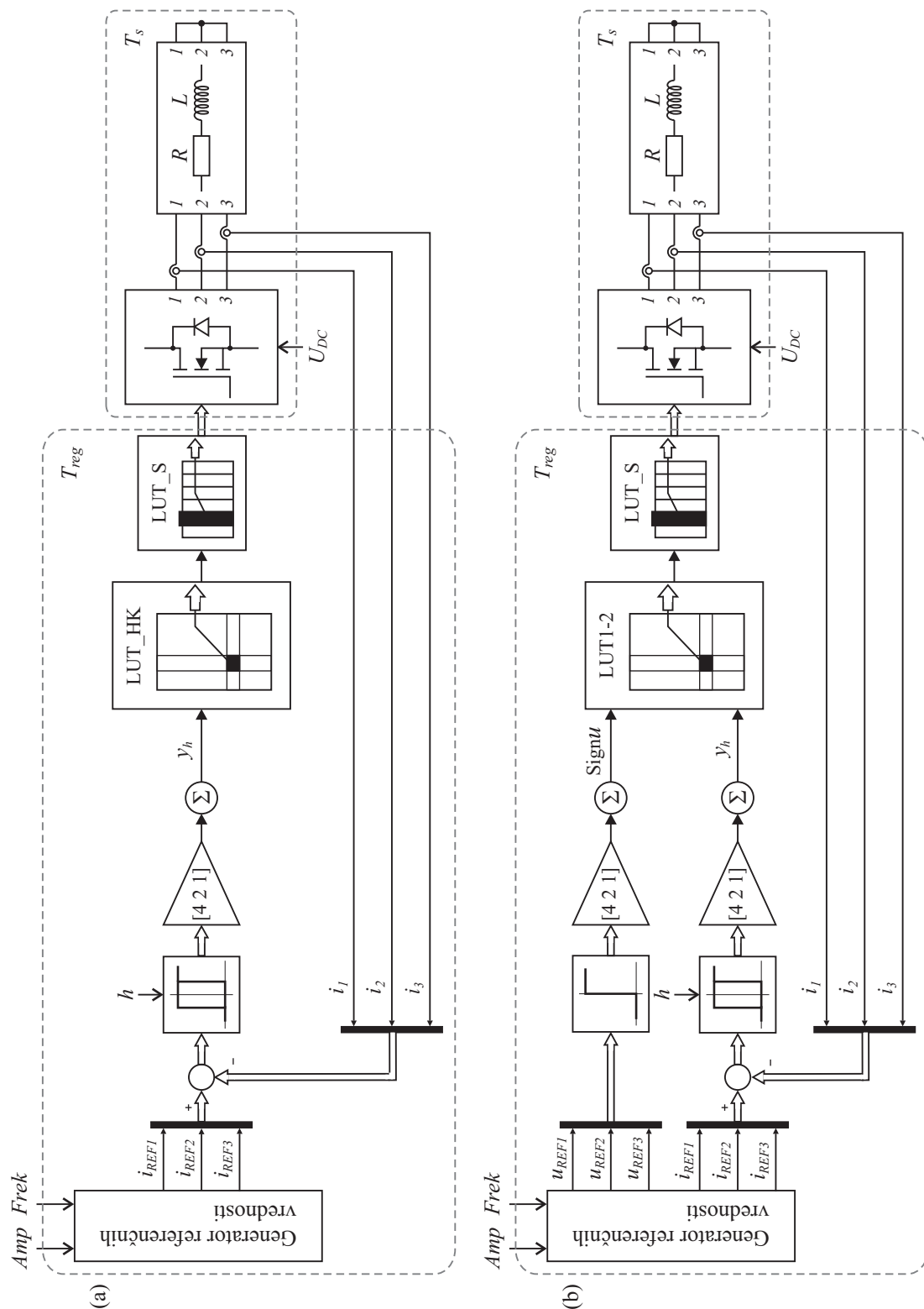
Simulacijska orodja so nepogrešljiva v procesu načrtovanja algoritmov vodenja, saj omogočajo njihovo verifikacijo preden je algoritem vodenja implementiran na realnem sistemu. Pri tem imamo v simulacijah informacijo o vseh količinah sistema, kar pa ni nujno v primeru eksperimenta. Dodatna prednost simulacij pred eksperimenti je tudi ta, da lahko v simulacijah sami dodajamo neidealnosti realnega sistema in na ta načina ločeno analiziramo njihov vpliv na obnašanje sistema.

V nadaljevanju bo z uporabo simulacij s programskim paketom Matlab/Simulink izvedena primerjava med konvencionalno izvedbo histereznega tokovnega vodenja s tremi dvonivjskimi histereznimi regulatorji in predlaganim dogodkovnim tokovnim vodenjem. Primerjava je izvedena pri dveh tipih bremen. V prvem primeru je kot breme uporabljeno simetrično trifazno RL breme, v drugem primeru je breme obravnavan BLDC motor.

6.1 RL breme

Simulacijski shemi konvencionalnega histereznega in dogodkovnega vodenja sta prikazani na sliki 6.1a oziroma 6.1b. Oba postopka nelinearnega vodenja krmilita stikalni pretvornik na katerega je priključeno simetrično trifazno breme z upornostjo $R = 5 \Omega$ in induktivnostjo $L = 1 \text{ mH}$. Upornost in induktivnost ustrezata upornosti in induktivnosti statorskih navitij motorja s čimer zagotovimo enako časovno konstanto bremena kot jo ima motor. Pri vseh simulacijah je model napetostnega stikalnega pretvornika diskretiziran s časom $T_s = 100 \text{ ns}$, ki predstavlja osnovni korak časa izvajanja simulacij. V bloku *Generator refer-*

enčnih vrednosti se izračunavajo referenčni fazni tokovi in v primeru dogodkovnega vodenja tudi referenčne fazne napetosti za določitev napetostnega sektorja. Pri konvencionalnem histereznem vodenju glede na vsoto uteženih izhodov histereznih regulatorjev y_h določimo napetosti sektor z uporabo enovrstične vpogledne tabele LUT_HK (tabela 5.3). Izbira napetostnega vektorja, ki ga bo realiziral napetostni pretvornik pri dogodkovnem vodenju je odvisna od izhodov histereznih regulatorjev y_n , napetostnega sektorja $Signu_s$ v katerem se nahaja vektor referenčne fazne napetosti ter preklopne strategije izvedene s vpogledno tabelo $LUT1-2$ (slika 5.17 ali slika 5.19). Pri obeh izvedbah vodenja pretvorimo napetostne vektorje v krmilne signale za tranzistorska stikala pretvornika z uporabo tabele LUT_S (tabela 5.2).



Slika 6.1: Simulacijska shema z RL bremenom pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)

Predstavimo najprej rezultate konvencionalnega histereznega vodenja in dogodkovnega vodenja s preklopno strategijo - različica 1, pri sledečih parametrih simulacije:

- osnovni korak časa izvajanja simulacij $T_s = 100$ ns,
- korak izvajanja algoritma vodenja $T_{reg} = 1$ μ s,
- napetost enosmerne zbiralke pretvornika $U_{DC} = 12$ V,
- referenčna amplituda faznih tokov $A_{ref} = 400$ mA,
- referenčna frekvenca faznih tokov $f_{ref} = 20$ Hz,
- histereza $h = 20$ mA.

Referenčni fazni tokovi so podani z izrazom (6.1). Pri dogodkovnem vodenju potrebujemo še informacijo o napetostnem sektorju, ki jo pridobimo iz predznakov referenčnih faznih napetosti. Referenčne fazne napetosti izračunamo z izrazom (6.2).

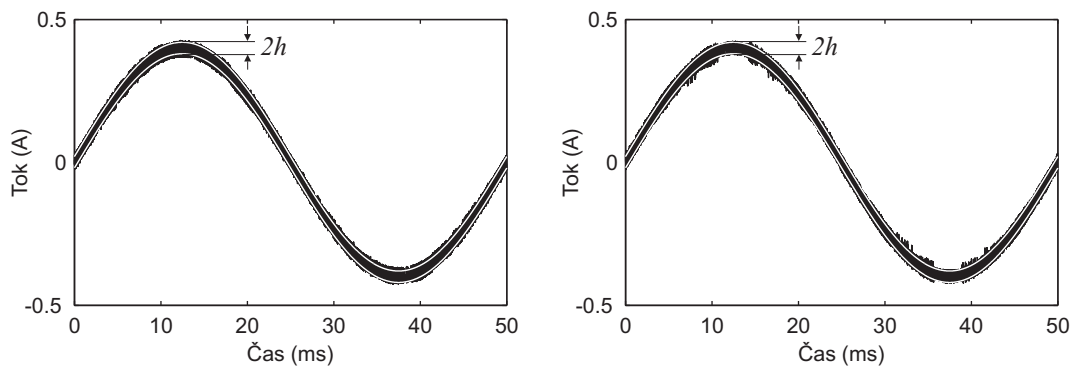
$$\begin{aligned} i_1^r &= A_{ref} \sin(2\pi f_{ref} t) \\ i_2^r &= A_{ref} \sin\left(2\pi f_{ref} t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (6.1)$$

$$i_3^r = -(i_1^r + i_2^r)$$

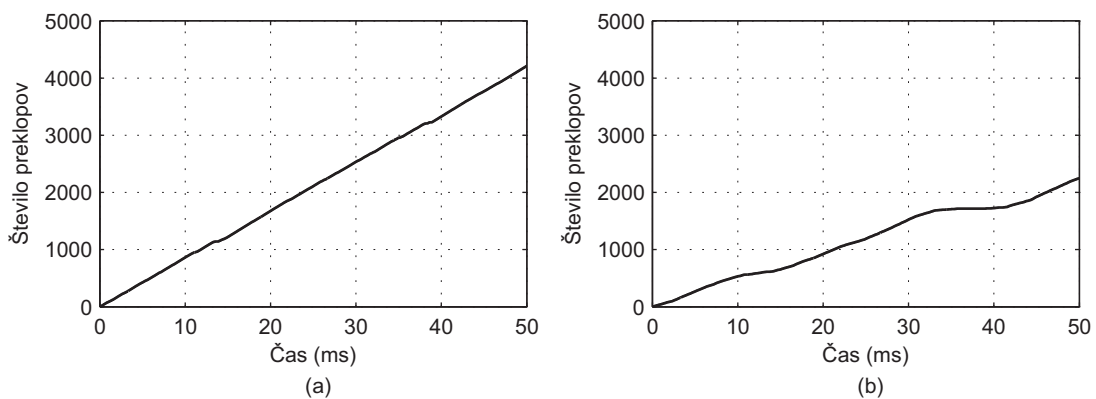
$$\begin{aligned} u_1^r &= R i_1^r + L \frac{d i_1^r}{dt} = R A_{ref} \sin(2\pi f_{ref} t) + 2\pi f_{ref} L A_{ref} \cos(2\pi f_{ref} t) \\ u_2^r &= R A_{ref} \sin\left(2\pi f_{ref} t - \frac{2\pi}{3}\right) + 2\pi f_{ref} L A_{ref} \cos\left(2\pi f_{ref} t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (6.2)$$

$$u_3^r = -(u_1^r + u_2^r)$$

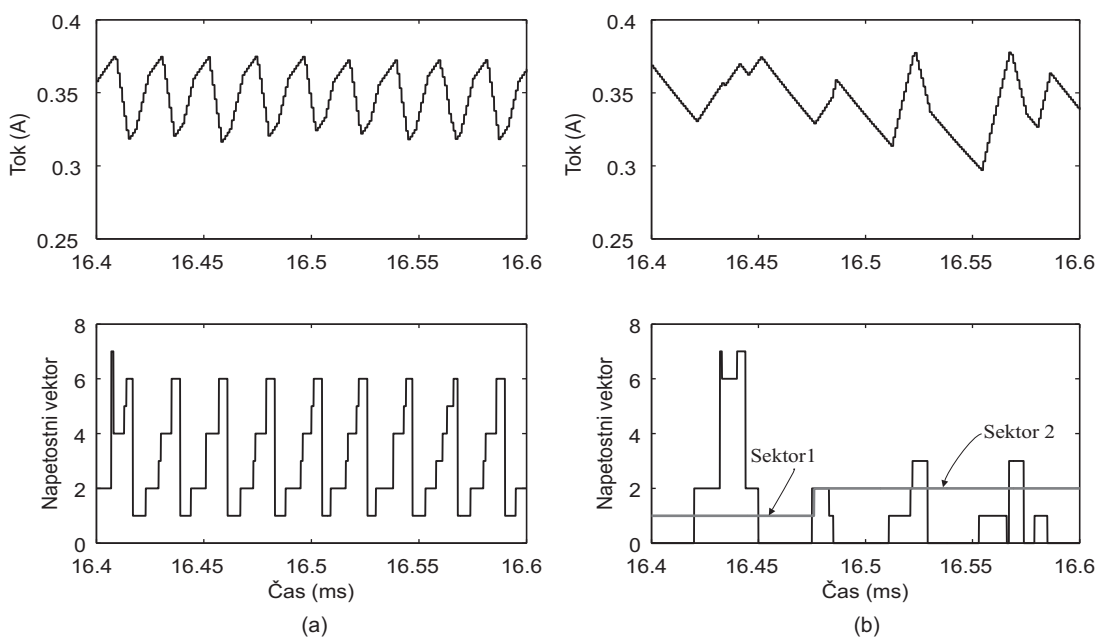
Na sliki 6.2 sta prikazana časovna odziva toka prve faze v primeru histereznega in dogodkovnega vodenja. Iz števila preklpov prve faze, prikazanim na sliki 6.3 je razvidno, da z dogodkovnim vodenjem zmanjšamo število preklpov za približno 45 %. Na sliki 6.4 so podrobno prikazani fazni tok in napetostni vektorji pri obeh izvedbah vodenja. Pri histereznem vodenju je razločno prikazan pojav limitnih ciklov, v katerih se preklapljanje izvaja samo med aktivnimi napetostnimi vektorji s povišano stikalno frekvenco. Pri dogodkovnem vodenju se preklopi vršijo samo med aktivnimi napetostnimi vektorji, ki so dovoljeni v posameznem napetostnem sektorju. Tako v drugem napetostnem sektorju preklapljammo samo med aktivnimi napetostnimi vektorji V1, V2, V3 in ničelnima napetostnim napetostnima vektorjema, ki odpravita pojav limitnih ciklov.



Slika 6.2: Tok prve faze pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)



Slika 6.3: Število preklpov v prvi fazi pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)



Slika 6.4: Detajl toka in napetostnih vektorjev pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)

6.1.1 Primerjava postopkov vodenja

V nadaljevanju so predstavljeni rezultati primerjave med konvencionalnim histereznim vodenjem in dogodkovnim vodenjem. Primerjava je izvedena pri histerezi 20, 40 in 60 mA pri referenčnih frekvencah 20, 50 in 100 Hz. Pri vsaki referenčni frekvenci spreminjamo referenčno amplitudo od 0,1 A do 1,3 A s korakom 0,1 A. Osnovni korak časa izvajanja simulacij T_s je 100 ns, medtem ko je perioda izvajanja algoritmov vodenja T_{reg} enaka 4 μ s. Zmožnosti postopkov vodenja smo primerjali po sledečih kriterijih:

- število preklpov,
- srednje kvadratični pogrešek toka.

Število preklpov

Da bi lahko primerjali število preklpov pri različnih referenčnih frekvencah izračunamo povprečno število preklpov na 1 ms z uporabo izraza (6.3), kjer je SP število preklpov znotraj ene periode referenčnega signala.

$$SP_{1ms} = 10^{-3} f_{ref} SP \quad (6.3)$$

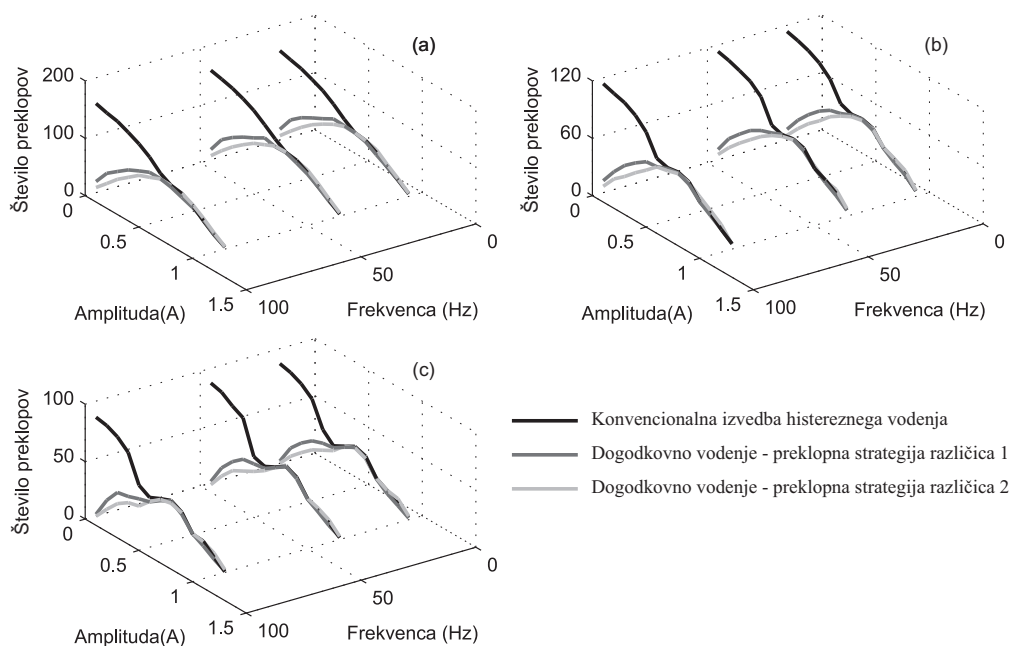
Na sliki 6.5 so prikazani rezultati za konvencionalno histerežno vodenje in dogodkovno vodenje z obema preklpnima strategijama. Iz rezultatov je razvidno, da dogodkovno vodenje bistveno zmanjša število preklpov predvsem v amplitudnem območju do 0,5 A. V primerjavi s preklpno strategijo - različica 1 dosežemo s preklpno strategijo - različica 2 še nekoliko manjše število preklpov. Pri amplitudah večjih od 0,5 A so razlike med postopki vodenja zanemarljive. Iz primerjave števila preklpov pri različni histerezah je razvidno, da z izbiro velikosti histereze neposredno vplivamo na stikalno frekvenco.

Srednje kvadratični pogrešek toka

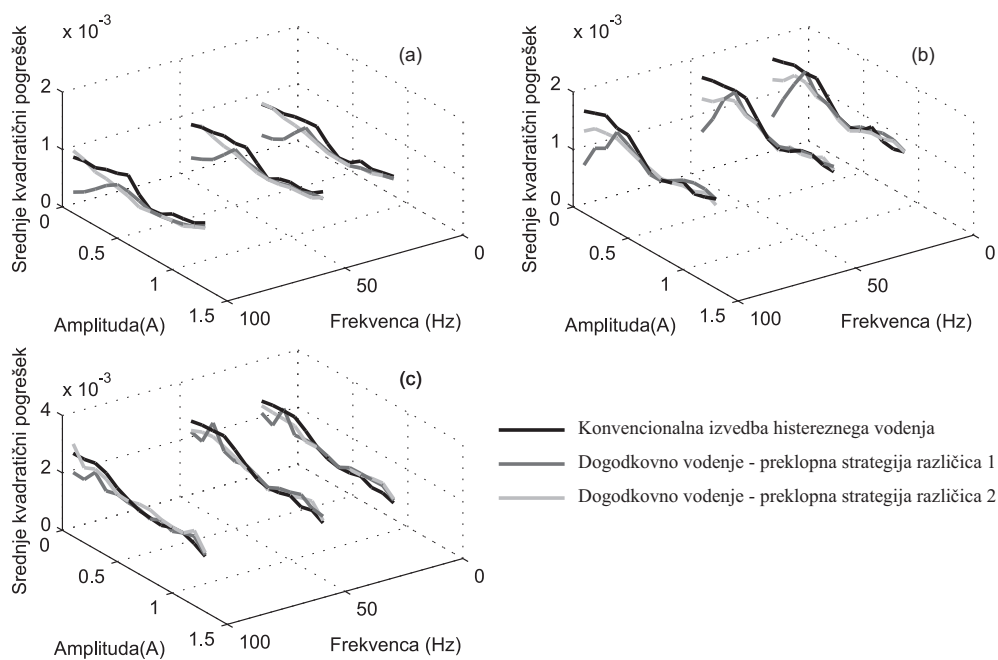
Srednje kvadratični pogrešek toka v prvi fazi je definiran z izrazom (6.4), kjer je N število odtipkov.

$$SKP = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (i_1^r[n] - i_1[n])^2 \quad (6.4)$$

Iz rezultatov prikazanih na sliki 6.6 je razvidno, da v povprečju z dogodkovni vodenjem s stikalno strategijo - različica 1 dosežemo najmanjši srednji kvadratični pogrešek. Razlike med postopki vodenja so izrazitejše pri histerezi 20 in 40 mA v amplitudnem območju do 0,5 A. Pri histerezi 60 mA in amplitudnem območju nad 0,5 A so razlike med postopki vodenja zanemarljive. Razumljivo se srednji kvadratični pogrešek povečuje s povečevanjem histereze.



Slika 6.5: Število preklonov na 1 ms pri: $h = 20$ mA (a), $h = 40$ mA (b) in $h = 60$ mA (c)



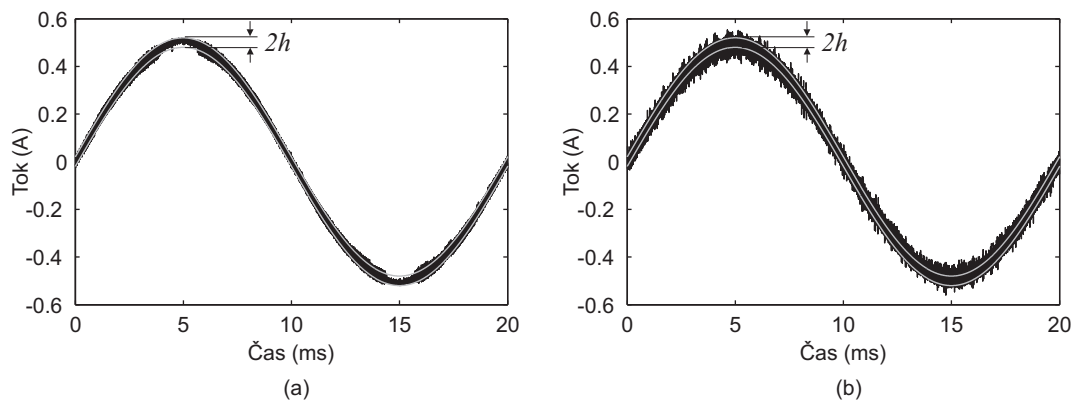
Slika 6.6: Srednje kvadratični pogrešek toka pri: $h = 20$ mA (a), $h = 40$ mA (b) in $h = 60$ mA (c)

6.1.2 Vpliv časa vzorčenja

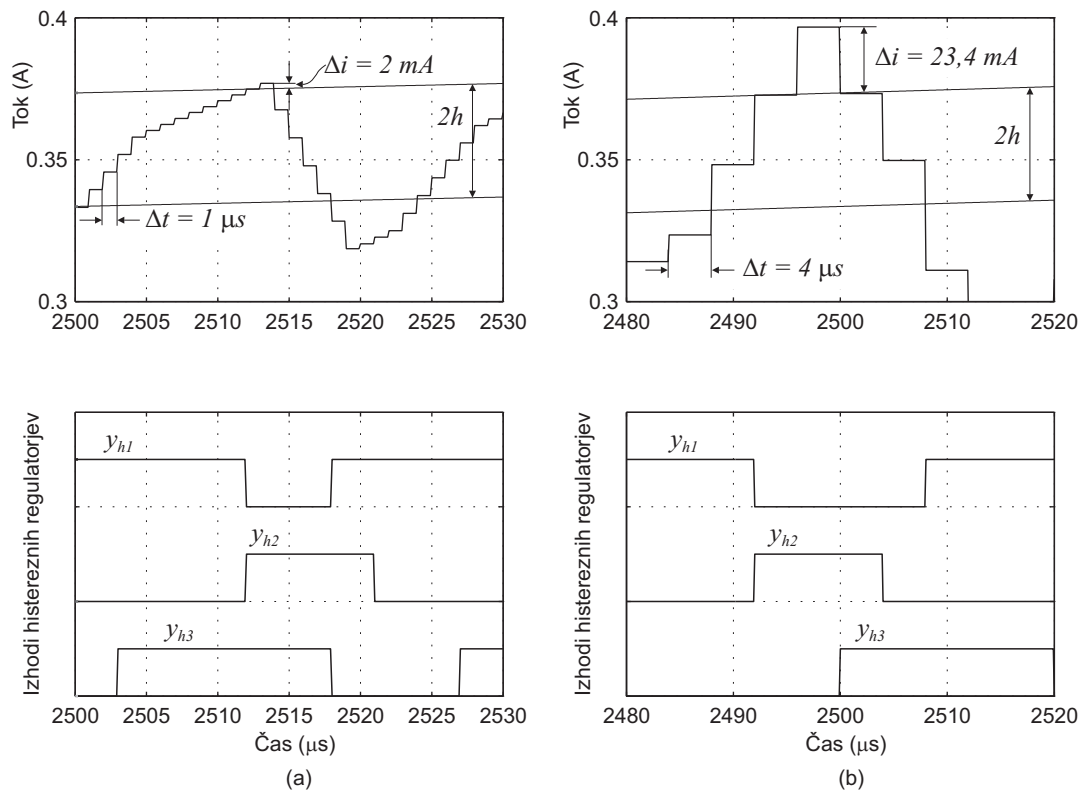
V tem podpoglavju so predstavljeni rezultati vpliva časa vzorčenja na zmožnosti postopkov vodenja. Pri praktični implementaciji algoritmov vodenja je čas vzorčenja določen s časom A/D pretvorbe. V primeru realizacije s FPGA vezji čas vzorčenja določa tudi čas izvajanja algoritma, saj je čas potreben za izvedbo algoritma vodenja navadno krajši od časa A/D pretvorbe. Simulacije so izvedene pri enakih parametrih kot v prejšnjem podpoglavju s to razliko, da v simulacijah katerih rezultati so predstavljeni v tem podpoglavju dodatno spreminjamo čas vzorčenja oziroma korak izvajanja algoritmov vodenja T_{reg} na 1, 2 in 4 μs . Predstavimo najprej vpliv časa vzorčenja na konvencionalno histerežno vodenje pri sledečih parametrih simulacije:

- osnovni korak časa izvajanja simulacij $T_s = 100 \text{ ns}$,
- korak izvajanja algoritma vodenja $T_{reg} = 1 \mu\text{s}$ in $4\mu\text{s}$,
- napetost enosmerne zbiralke pretvornika $U_{DC} = 12 \text{ V}$,
- referenčna amplituda faznih tokov $A_{ref} = 500 \text{ mA}$,
- referenčna frekvenca faznih tokov $f_{ref} = 50 \text{ Hz}$,
- histereza $h = 20 \text{ mA}$.

Časovna poteka toka prve faze sta predstavljena na sliki 6.7. Iz rezultatov je razvidno, da je v primeru časa vzorčenja $T_{ref} = 1 \mu\text{s}$ tok skorajda vedno znotraj histereznega pasu $2h$, medtem ko se v primeru časa vzorčenja $T_{ref} = 4 \mu\text{s}$ tok giblje izven histereznega pasu. Vpliv časa tipanja je podrobno predstavljen na sliki 6.8. V najboljšem primeru vzorčimo tok ravno v trenutku, ko je ta na meji $i_1^r + h$ oziroma $i_1^r - h$. V tem primeru bomo dosegli minimalen časovni zamik enega koraka vzorčenja med trenutkom ko tok doseže oz. preseže histerežno mejo in trenutkom ko preklopimo ustrezen napetostni vektor. Ker je minimalno trajanje napetostnega vektorja enako času vzorčenja, je minimalen odmik toka od histerezne meje določen s spremembo toka v času ene periode vzorčenja. Za izbrano delovno točko je sprememba toka prve faze na zgornji histerezni meji v času 1 μs enaka 2 mA, medtem ko je sprememba toka v času 4 μs enaka 23,4 mA.

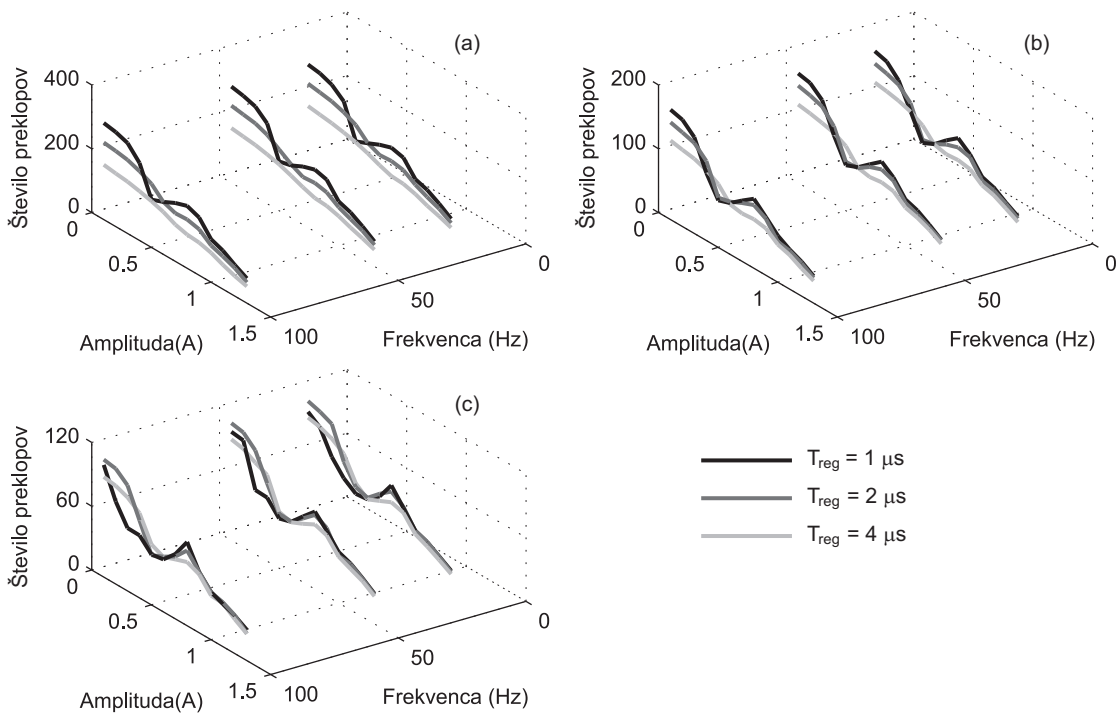


Slika 6.7: Tok prve faze pri konvencionalnem histereznem vodenju pri različnih časih vzorčenja: $T_{reg} = 1 \mu s$ (a) in $T_{reg} = 4 \mu s$ (b)

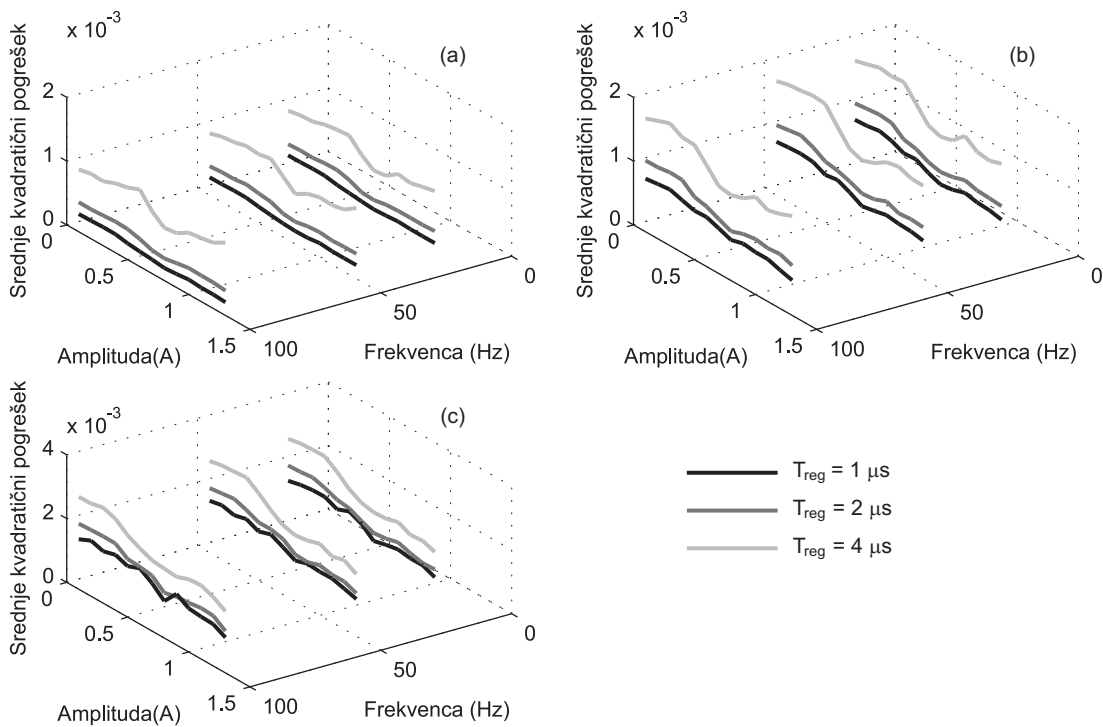


Slika 6.8: Podroben prikaz vpliva časa vzorčenja: $T_{reg} = 1 \mu s$ (a) in $T_{reg} = 4 \mu s$ (b)

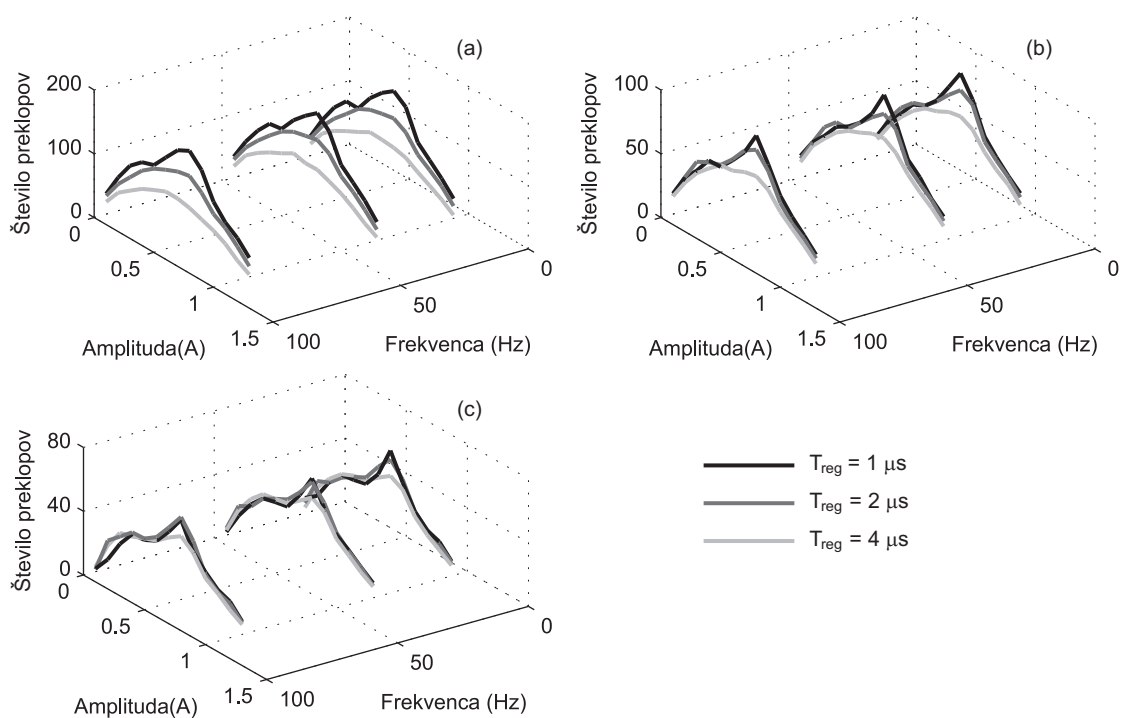
V nadaljevanju so predstavljeni rezultati vpliva časa vzorčenja na število preklpov in srednji kvadratični pogrešek toka za vse tri obravnavane postopke vodenje.



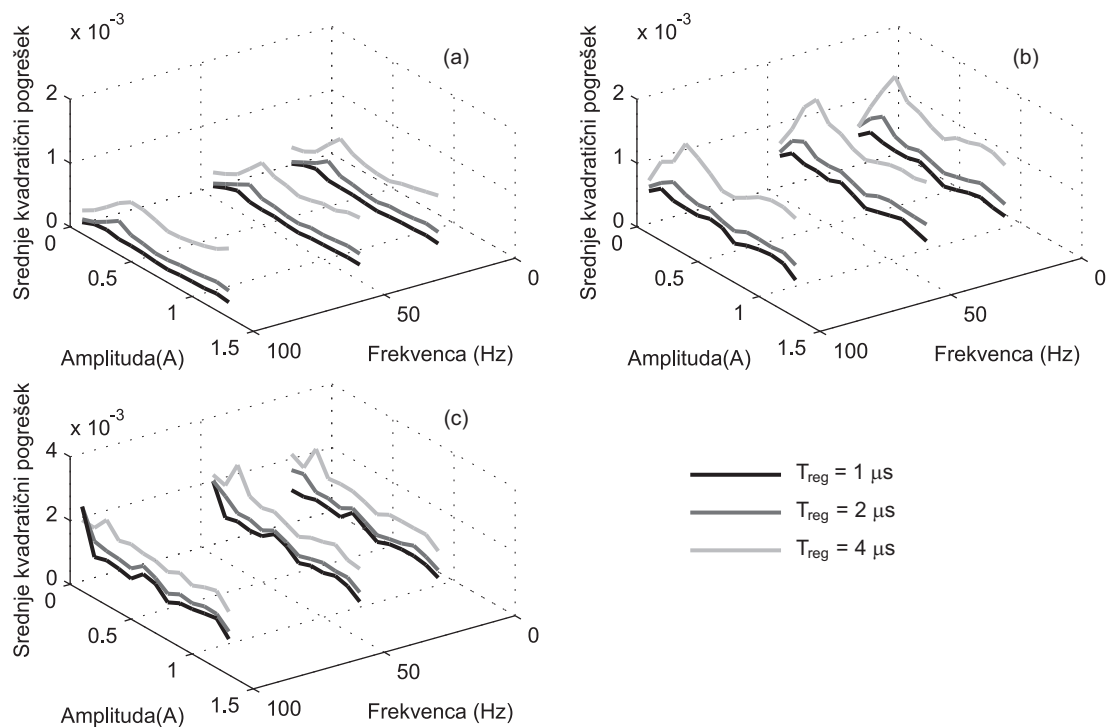
Slika 6.9: Konvencionalna izvedba histereznega vodenja; skupno število preklonov na 1 ms pri: $h = 20 \text{ mA}$ (a), $h = 40 \text{ mA}$ (b) in $h = 60 \text{ mA}$ (c)



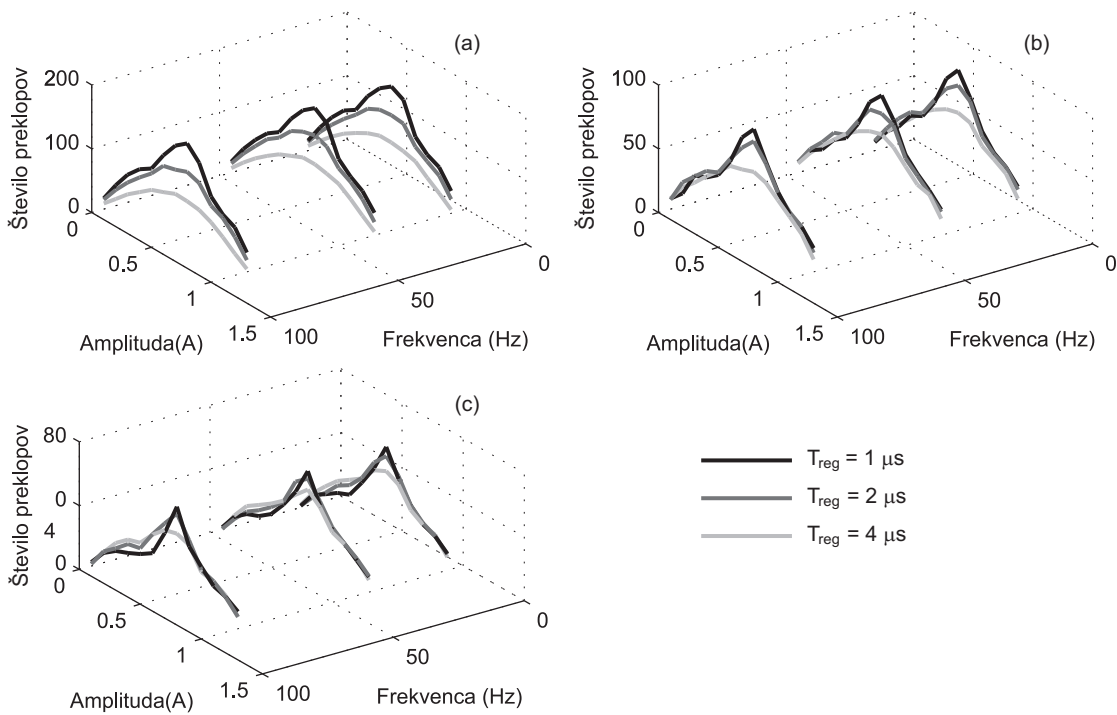
Slika 6.10: Konvencionalna izvedba histereznega vodenja; srednje kvadratični pogrešek toka pri: $h = 20 \text{ mA}$ (a), $h = 40 \text{ mA}$ (b) in $h = 60 \text{ mA}$ (c)



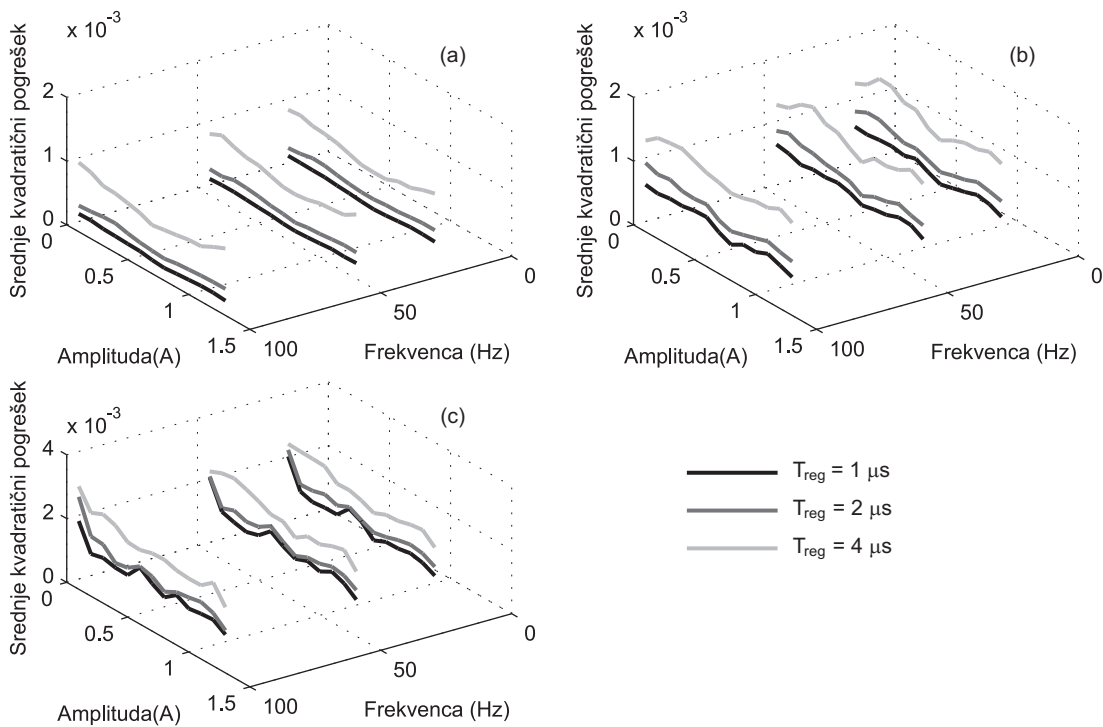
Slika 6.11: Dogodkovno vodenje - preklonpa strategija različica 1; skupno število preklonov pri: $h = 20$ mA (a), $h = 40$ mA (b) in $h = 60$ mA (c)



Slika 6.12: Dogodkovno vodenje - preklonpa strategija različica 1; srednje kvadratični pogrešek pri: $h = 20$ mA (a), $h = 40$ mA (b) in $h = 60$ mA (c)



Slika 6.13: Dogodkovno vodenje - preklonpa strategija različica 2; skupno število preklonov pri: $h = 20$ mA (a), $h = 40$ mA (b) in $h = 60$ mA (c)



Slika 6.14: Dogodkovno vodenje - preklonpa strategija različica 2; srednje kvadratični pogrešek pri: $h = 20$ mA (a), $h = 40$ mA (b) in $h = 60$ mA (c)

6.2 Vodenje motorja

Simulacijski shemi konvencionalnega histereznega in dogodkovnega tokovnega vodenja motorja s trajnimi magneti sta prikazani na sliki 6.15a oziroma 6.15b. Simulacijski shemi se od simulacijskih shem predstavljenih v prejšnjem podpoglavju razlikujeta samo v bremenu in generatorju referenčnih vrednosti. V tem primeru je namesto trifaznega RL bremena na stikalni pretvornik priključen trifazni model motorja s trajnimi magneti, katerega izpeljava je podana v drugem poglavju. Za parametre modela motorja so uporabljeni v četrtem poglavju identificirani parametri. Ustrezno sinhronizacijo med generiranimi referenčnimi statorskimi tokovi in gibalnimi induciranimi napetostmi zagotavlja pozicijska povratna vezave θ_m .

Glede na to, da tretji harmonik v gibalni inducirani napetosti ne prispeva k tvorjenju sinhronskega navora in da je vrednost petega harmonika v gibalni inducirani napetosti praktično zanemarljiva pri generiranju statorskih tokov (blok *Generator referenčnih vrednosti*) upoštevamo samo osnovni harmonik. Simulacijski shemi torej predstavljata vodenje v orientaciji polja trajnega magneta, kjer je tokovna regulacija izvedena na faznih tokovih. V četrtem poglavju smo določili kompleksna Fouriereva koeficienta statorskih tokov (glej 4.5) za tvorjenje sinhronskega navora, katerega srednja vrednost je enaka 100 mNm. V tem primeru je referenčni tok prve faze enak:

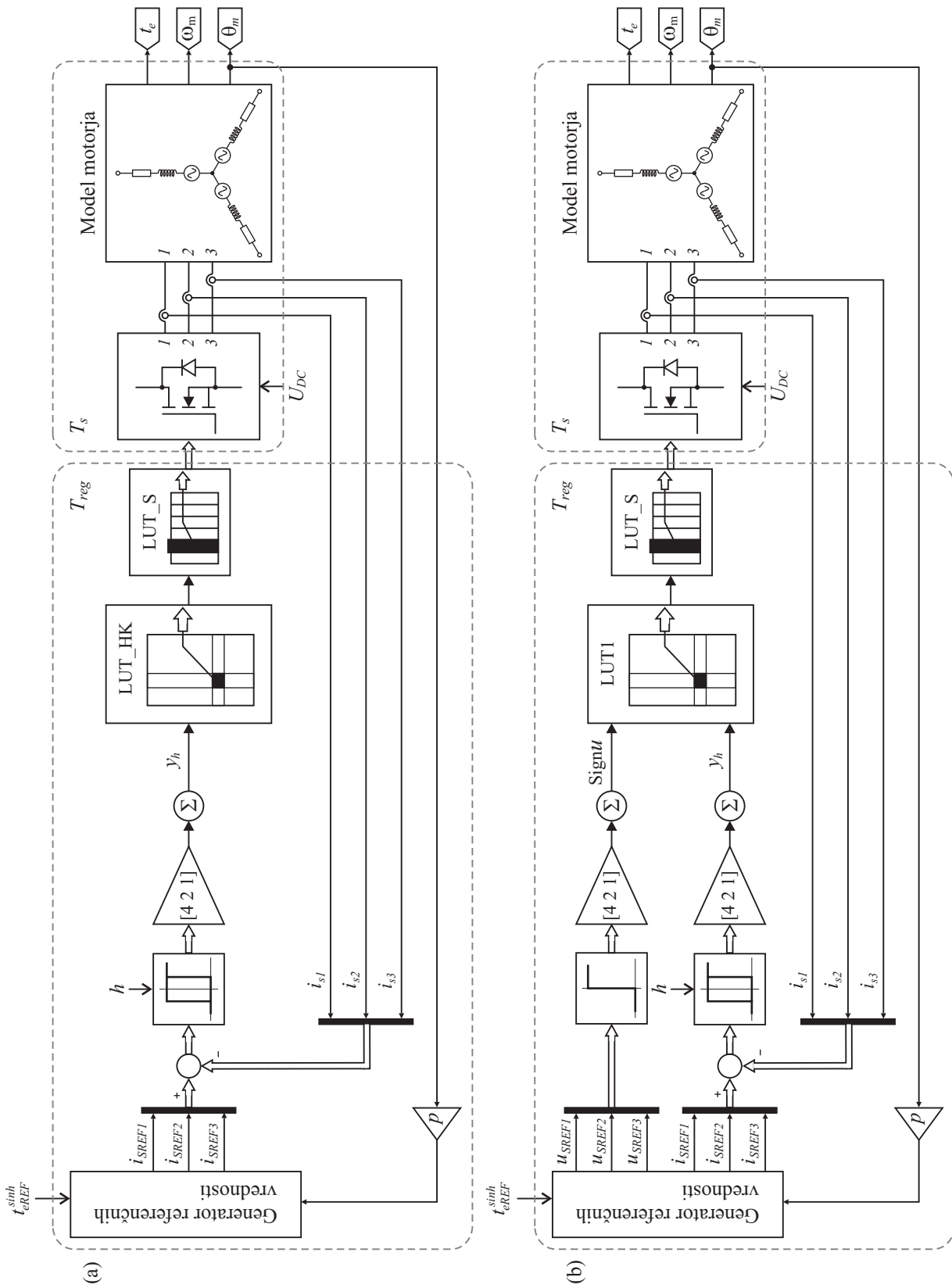
$$i_{sREF1} = -j 0,957 e^{-jp\theta_m} + j 0,957 e^{jp\theta_m} = -1,914 \sin(p\theta_m) \quad (6.5)$$

Za tvorjenje sinhronskega navora z referenčno srednjo vrednostjo sinhronskega navora T_{eREF}^{sinh} je potrebno amplitude referenčnih statorskih tokov ustrezno skalirati z navorno konstanto k_m . Referenčni statorski tokovi so podani z naborom enačb (6.6).

$$\begin{aligned} i_{sREF1} &= -T_{eREF}^{sinh} \frac{1,914}{0,1} \sin(p\theta_m) = -\frac{T_{eREF}^{sinh}}{k_m} \sin(p\theta_m) = -A_{ref} \sin(p\theta_m) \\ i_{sREF2} &= -A_{ref} \sin\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sREF3} &= -(i_{sREF1} + i_{sREF2}) \end{aligned} \quad (6.6)$$

Referenčne statorske fazne napetosti, ki jih potrebujemo za določitev napetostnih sektorjev pri dogodkovnem vodenju izračunamo z naborom enačb (6.7).

$$\begin{aligned} u_{sREF1} &= -R_s A_{ref} \sin(p\theta_m) - p\omega_m L_s A_{ref} \cos(p\theta_m) - p\omega_m i_r L_{1ra1} \sin(p\theta_m) \\ u_{sREF2} &= -R_s A_{ref} \sin\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) - p\omega_m L_s A_{ref} \cos\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &\quad - p\omega_m i_r L_{1ra1} \sin\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{sREF3} &= -(u_{sREF1} + u_{sREF2}) \end{aligned} \quad (6.7)$$



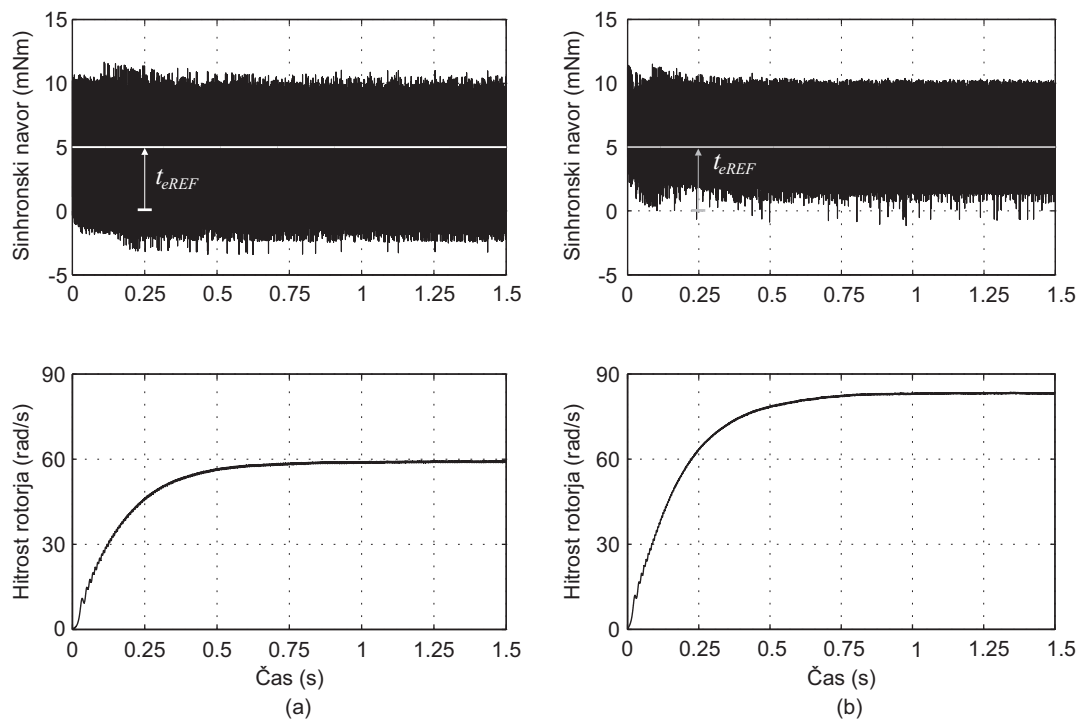
Slika 6.15: Simulacijska shema - motor

Glede na to, da pri simulacijah z RL bremenom pri dogodkovnem vodenju nismo ugotovili bistvene razlike med preklopnima strategijama bomo v nadaljevanju pri vseh izvedbah dogodkovnega vodenja uporabljali preklopno strategijo - različica 1.

Predstavimo najprej rezultate konvencionalnega in dogodkovnega tokovnega vodenja neobremenjenega motorja. Rezultati so dobljeni pri sledečih parametrih simulacije:

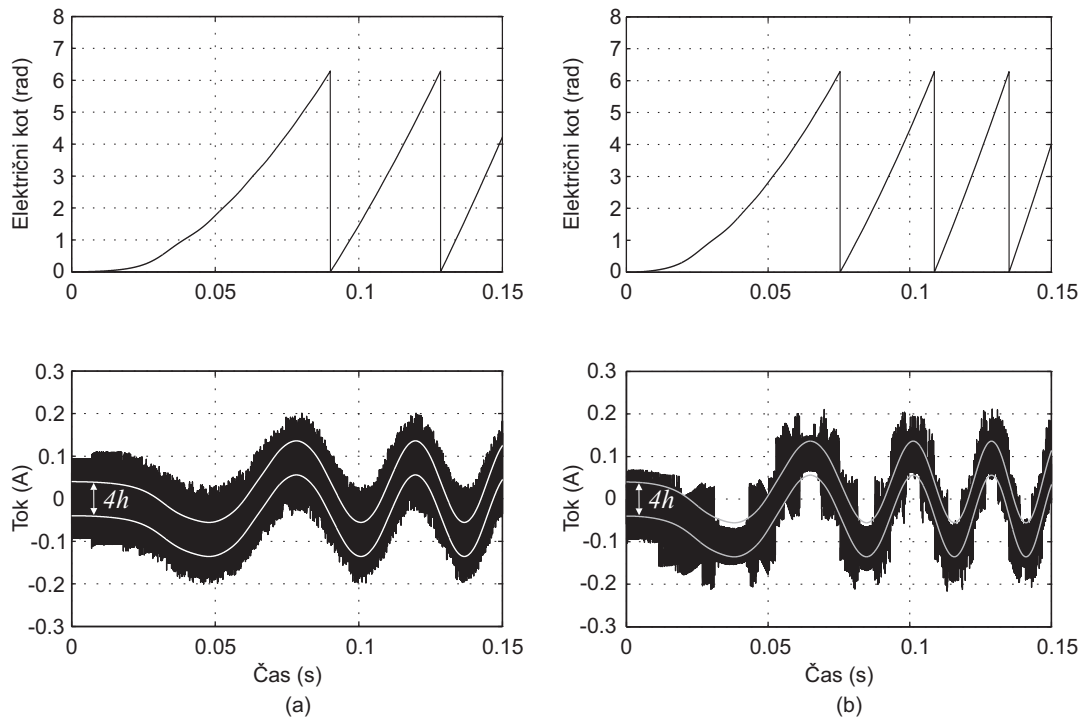
- osnovni korak časa izvajanja simulacij $T_s = 1 \mu s$,
- korak izvajanja algoritma vodenja $T_{reg} = 4 \mu s$,
- napetost enosmerne zbiralke pretvornika $U_{DC} = 24 V$,
- referenčni sinhronski navor $T_{eREF}^{sinh} = 5 \text{ mNm}$,
- histereza $h = 20 \text{ mA}$.

Na sliki 6.16 sta prikazana sinhronski navor in potek rotorske hitrosti. Stopnja valovitosti navora je višja v primeru konvencionalnega histereznega vodenja. Pri tem vodenju je povprečni sinhronski navor nižji od referenčnega navora, medtem ko je v primeru dogodkovnega vodenja povprečni sinhronski navor višji od referenčnega navora. Posledici tega sta različni končni hitrosti rotorja. Končna hitrost pri referenčnem navoru je teoretično enaka

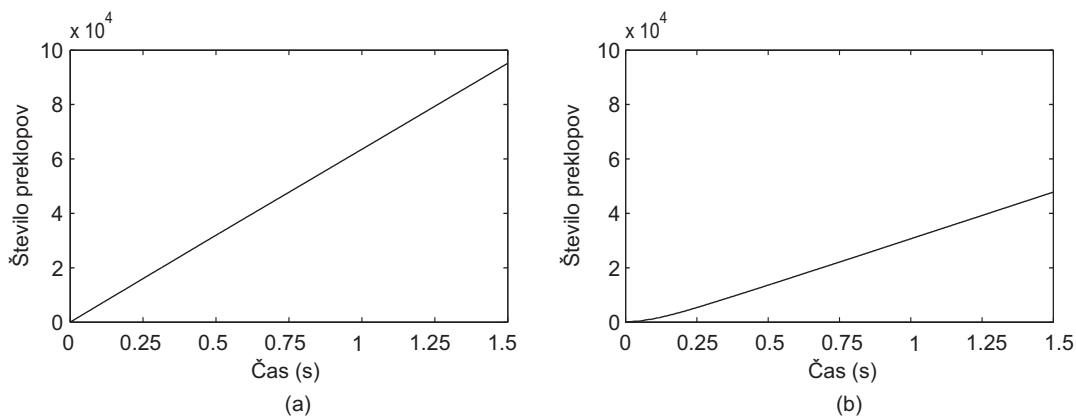


Slika 6.16: Sinhronski navor in hitrost rotorja pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)

$\omega_{ref} = (T_{eRef}^{sinh} - t_c)/B \approx 76$ rad/s. Iz faznih tokov prve faze, prikazanih na sliki 6.17 je razvidno, da je pri obeh postopkih vodenja pogrešek toka bistveno višji od teoretično največjega pogreška, ki znaša $\pm 2h$. Razlog je v času vzorčenja, katerega vpliv je bil predstavljen v prejšnjem podpoglavju. V obliki toka pri dogodkovnem vodenju se pojavlja vzorec, ki sovpada z napetostnimi sektorji, slika 6.17b. Iz slike 6.18 je razvidno, da z dogodkovnim vodenjem zmanjšamo število preklpov za približno 50 %.



Slika 6.17: Fazni tok prve faze pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)

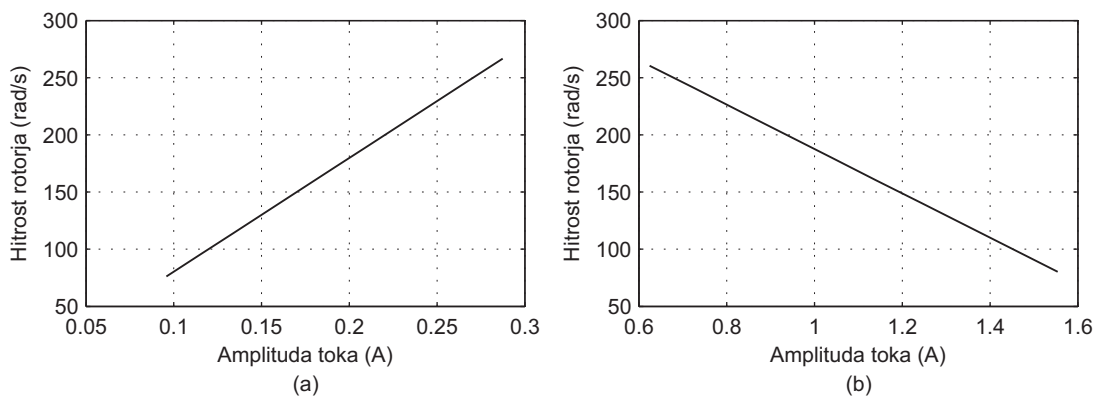


Slika 6.18: Število preklpov v prvi fazi pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)

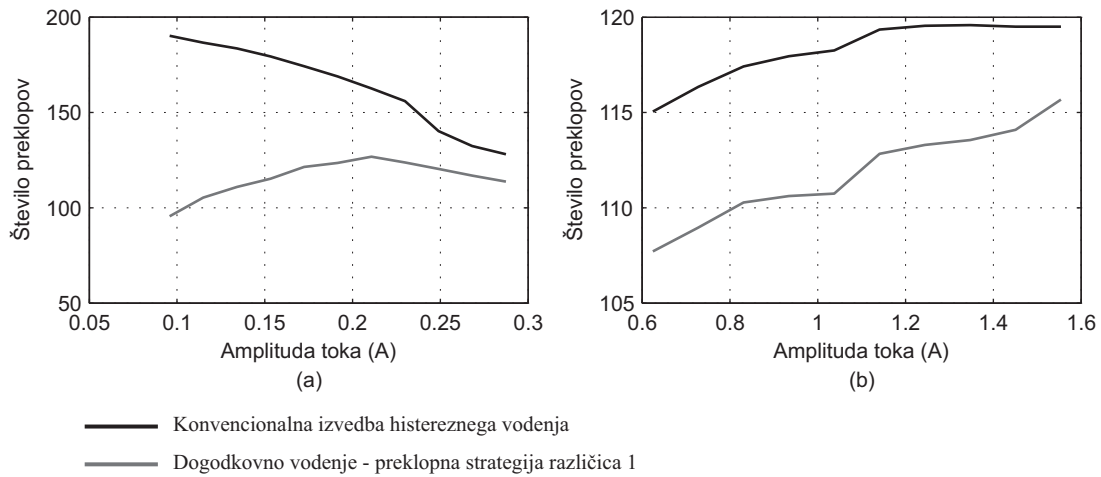
V nadaljevanju so predstavljeni rezultati primerjave med konvencionalnim histereznim tokovnim vodenjem in dogodkovnim tokovnim vodenjem motorja. Primerjava je izvedena pri histerezi 20 mA pri različnih delovnih točkah za neobremenjen kako tudi obremenjen motor. Referenčni karakteristiki navor-hitrost oziroma tok-hitrost za neobremenjen in obremenjen motor sta prikazani na sliki 6.19. Vsako karakteristiko sestavlja deset delovnih točk, ki so enakomerno razdeljene glede na amplitudo referenčnega toka. Osnovni čas izvajanja simulacij T_s je $1 \mu\text{s}$, medtem ko je perioda izvajanja algoritmov vodenja T_{reg} enaka $4 \mu\text{s}$. Zmožnosti postopkov vodenja smo primerjali po sledečih kriterijih:

- število preklopov,
- srednje kvadratični pogrešek navora,
- odstopanje od referenčne karakteristike tok-hitrost.

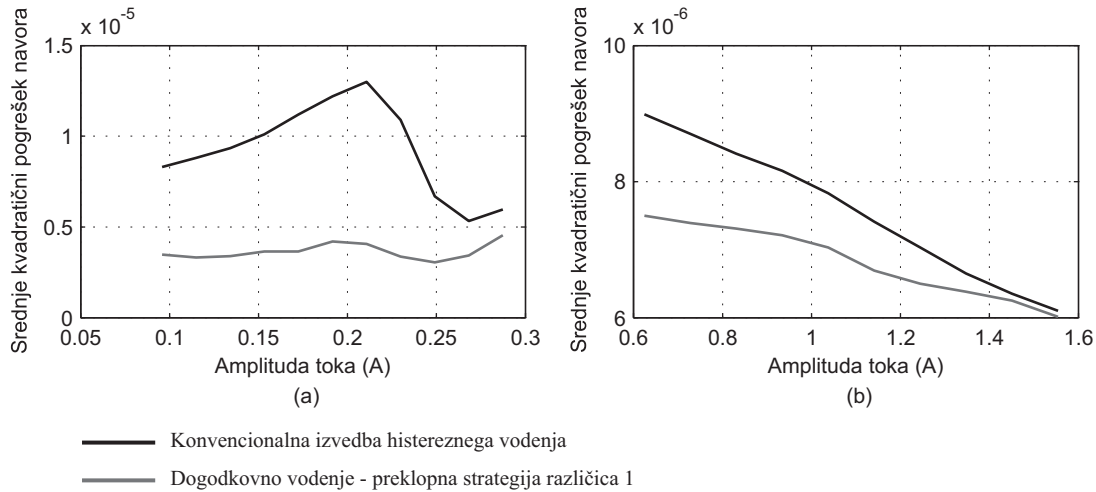
Na sliki 6.20 so prikazani rezultati skupnega števila preklopov na enoto časa 1 ms. Iz rezultatov je razvidno, da dogodkovno vodenje bistveno zmanjša število preklopov le v primeru neobremenjenega motorja. Na sliki 6.21 so prikazani rezultati srednje kvadratičnega pogreška navora. O razliki med postopkoma vodenja lahko govorimo le pri neobremenjenem motorju, kjer z dogodkovnim vodenjem dosežemo bistveno nižji srednje kvadratični pogrešek navora. Zadnjo ugotovitev potrjujejo tudi rezultati primerjave med dejanskimi karakteristikami in referenčnima karakteristikama, slika 6.22.



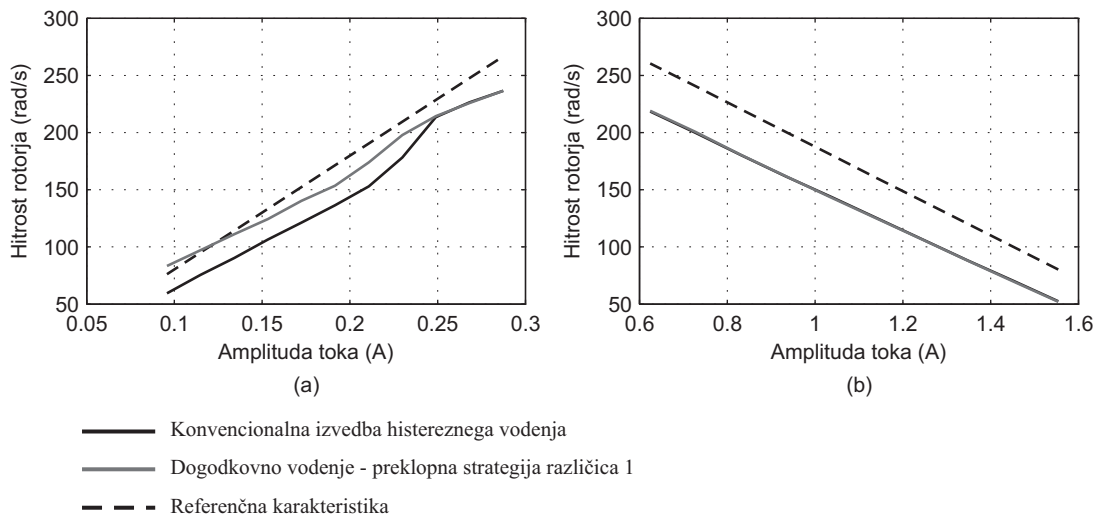
Slika 6.19: Referenčna karakteristika tok-hitrost za: neobremenjen motor (a) in obremenjen motor (b)



Slika 6.20: Skupno število preklpov na 1 ms za: neobremenjen motor (a) in obremenjen motor (b)



Slika 6.21: Srednji kvadratični pogrešek navora za: neobremenjen motor (a) in obremenjen motor (b)

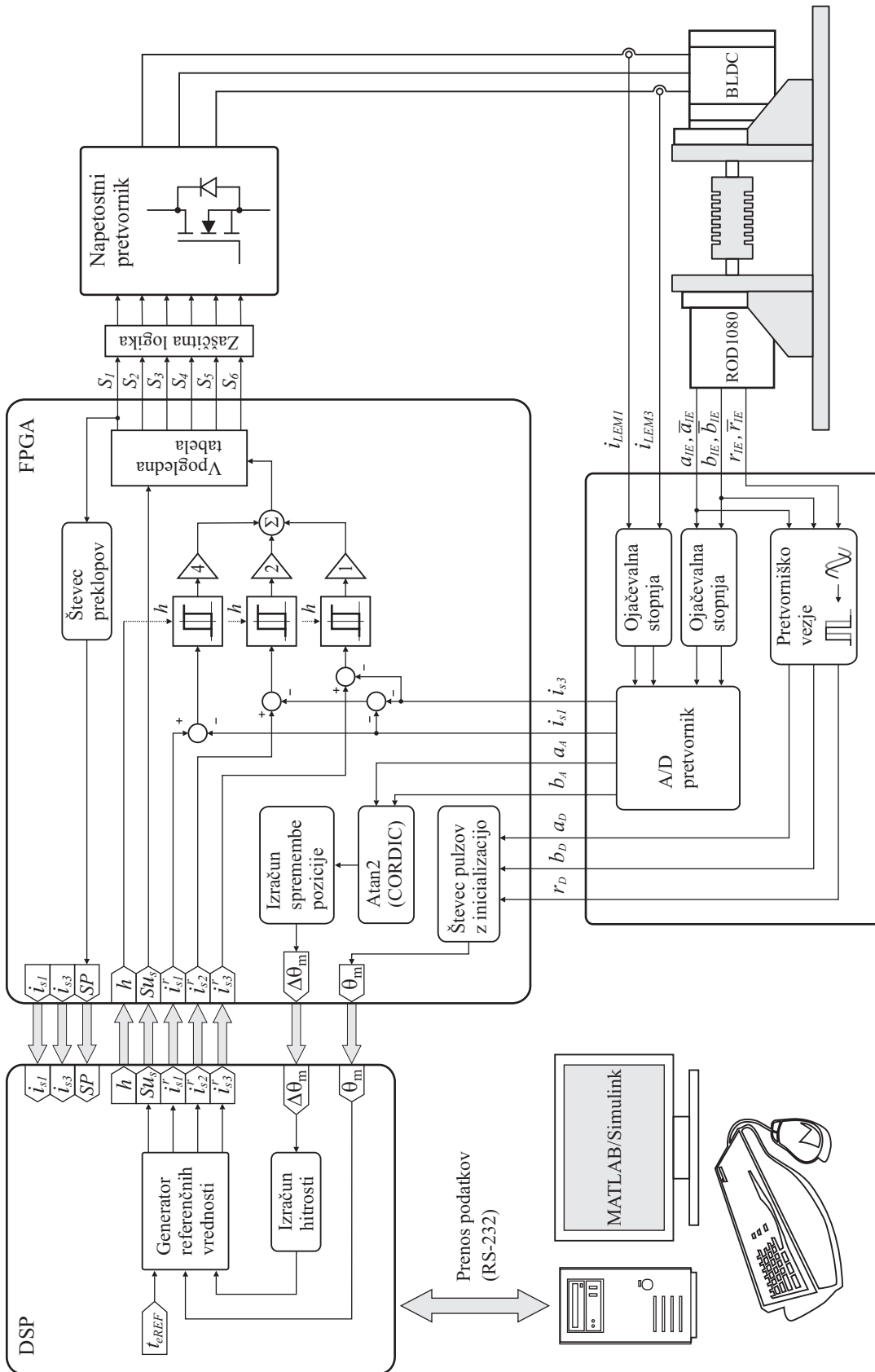


Slika 6.22: Karakteristike tok-hitrost za: neobremenjen motor (a) in obremenjen motor (b)

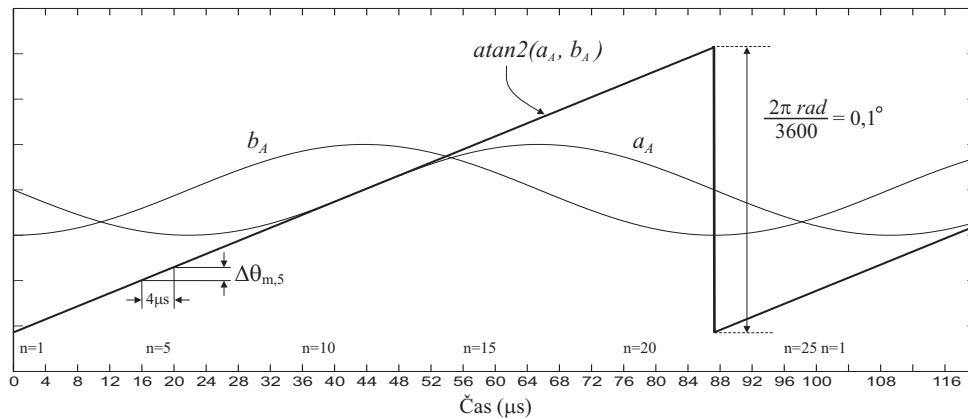
Eksperimentalni rezultati

7.1 Opis eksperimentalnega sistema

Eksperimentalni sistem na katerem so bili pridobljeni rezultati konvencionalnega histereznega in dogodkovnega vodenja je prikazan na sliki 7.1. Algoritem vodenja je implementiran z uporabo digitalnega signalnega procesorja (DSP) in polja programabilnih logičnih vrat (FPGA). Dvosmerna paralelna komunikacija med DSP in FPGA platformo omogoča prenos osmih 16-bitnih spremenljivk v posamezni smeri. Za povezavo med DSP-jem in osebnim računalnikom je uporabljena serijska povezava. Na DSP-ju se s časom izvajanja $T_{dsp} = 100 \mu s$ izvaja algoritem generiranja referenčnih tokov in v primeru dogodkovnega vodenja tudi napetostnega sektorja. Konvencionalno histerežno vodenje oziroma dogodkovno vodenje je izvedeno v FPGA vezju. Za A/D pretvorbo je uporabljena komponenta AD7367 proizvajalca Analog Devices v kateri sta dva 14-bitna A/D pretvornika vsak z dvema multipleksiranimi bipolarinima vhodoma, kar omogoča sočasen zajem dveh signalov. Na prva vhoda A/D pretvornikov sta povezana izhoda tokovnih senzorjev, medtem ko sta na drugi par vhodov povezana sinusna izhoda inkrementalnega dajalnika s 3600 črticami, ROD1080 proizvajalca Heidenhain. Frekvenca ure za A/D pretvorbo je 500 kHz, torej zaradi multipleksiranih vhodov vzorčimo izhoda tokovnih senzorjev in izhoda inkrementalnega dajalnika s frekvenco 250 kHz. Na vmesniški kartici se poleg A/D komponente nahajata še ojačevalni stopnji, ki služita za prilagoditev napetostnih nivojev na vhode A/D pretvornikov in enota za pretvorbo dveh izhodov inkrementalnega dajalnika (signala a_{IE} in b_{IE}) v pravokotne pulze (signala a_D in b_D). Z štetjem tako pozitivnih (prehod iz logičnega nivoja "0" na logični nivo "1")



Slika 7.1: Blokovna shema eksperimentalnega sistema

Slika 7.2: Prikaz postopka meritve hitrosti za $\omega_m = 20$ rad/s

kakor tudi negativnih (prehod iz logičnega nivoja "1" na logični nivo "0") sprememb nivoja signalov a_D in b_D merimo pozicijo rotorja z ločljivostjo $\frac{360^\circ}{4 \cdot 3600} = 0,025^\circ$. Za meritev hitrosti so uporabljeni analogni izhodi inkrementalnega dajalnika (a_{IE}, \bar{a}_{IE} in b_{IE}, \bar{b}_{IE}) oziroma natančneje njim ekvivalentna digitalna signala a_A in b_A , ki imata sinusno obliko in sta med seboj premaknjena za 90° . Glede na to, da ima inkrementalni dajalnik 3600 črtic ena perioda signala ustreza mehanskemu kotu $0,1^\circ$. Iz signalov a_A in b_A z uporabo ciklotrične funkcije atan2 , ki je implementirana z CORDIC algoritmom vsake $4 \mu\text{s}$ izračunamo spremembo mehanskega kota $\Delta\theta_{m,n}$, kot je prikazano na sliki 7.2. Spremembo mehanskega kota znotraj časa tipanja $T_{dsp} = 100 \mu\text{s}$ izračunamo z vsoto $\Delta\theta_m = \sum_{n=1}^{n=25} \theta_{m,n}$ iz katere z ustreznim skaliranjem na DSP-ju izračunamo povprečno hitrost rotorja θ_m na časovnem intervalu T_{dsp} . Za pogon BLDC motorja je uporabljen v četrtem poglavju predstavljen napetostni pretvornik z napetostjo enosmernega vodila $U_{DC} = 12$ V.

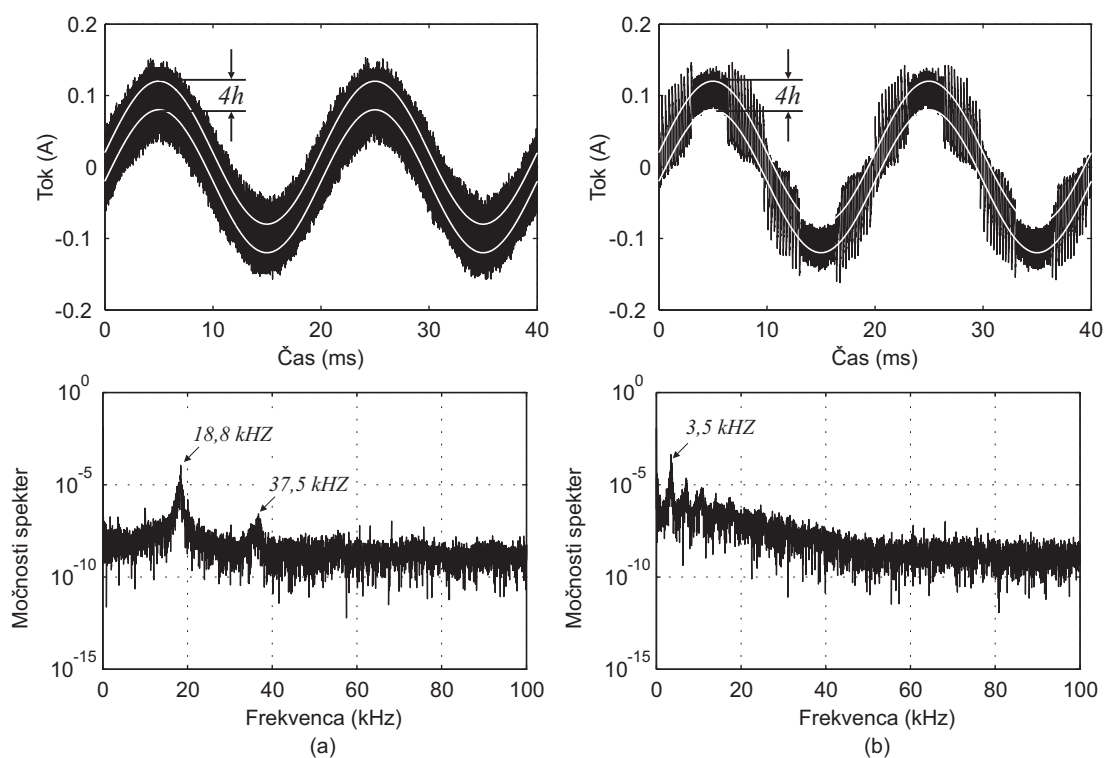
7.2 Rezultati

V nadaljevanju so predstavljeni rezultati primerjave med konvencionalnim histereznim tokovnim vodenjem in dogodkovnim tokovnim vodenjem RL bremena in motorja s trajnimi magneti. Glavna kriterija sta število preklonov in močnostni spekter faznih tokov, ki daje informacijo o povprečni stikalni frekvenci.

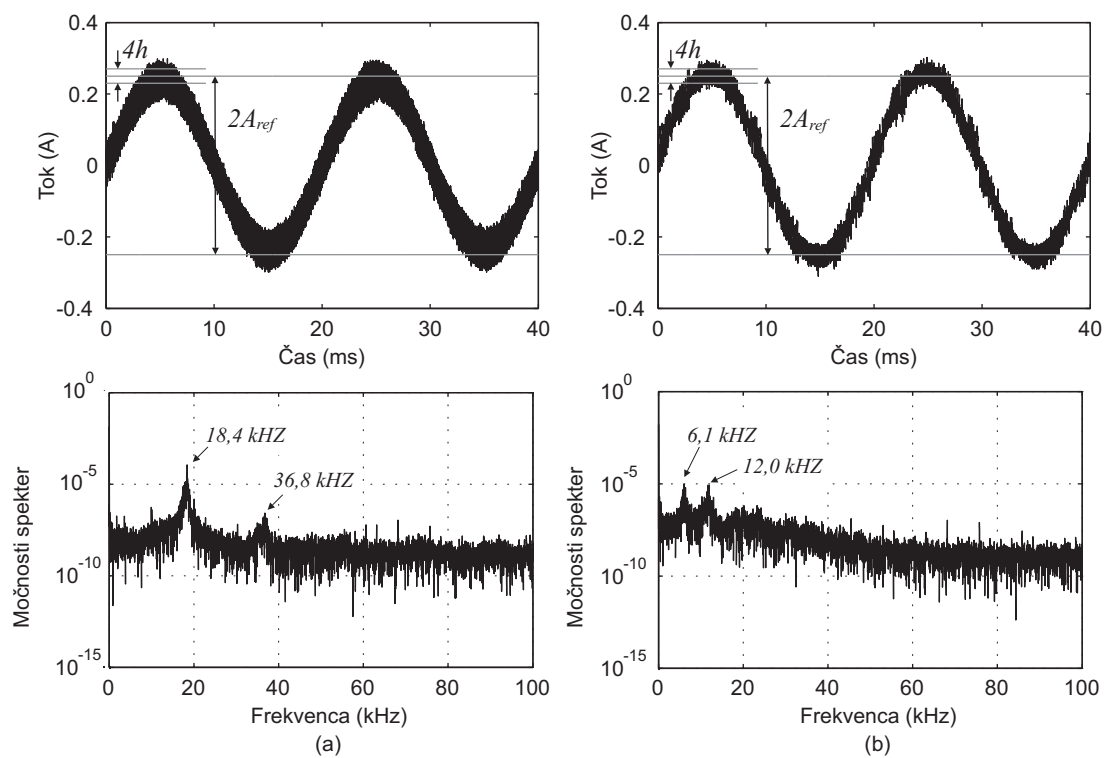
7.2.1 RL breme

Na slikah 7.3-7.6 so predstavljeni rezultati konvencionalnega histereznega in dogodkovnega vodenja na primeru toke prve fazi pri referenčni frekvenci $f_{ref} = 50$ Hz in referenčnih amplitudah 100 mA, 250 mA, 500 mA in 750 mA. Histereza je pri obeh postopkih vodenja nastavl-

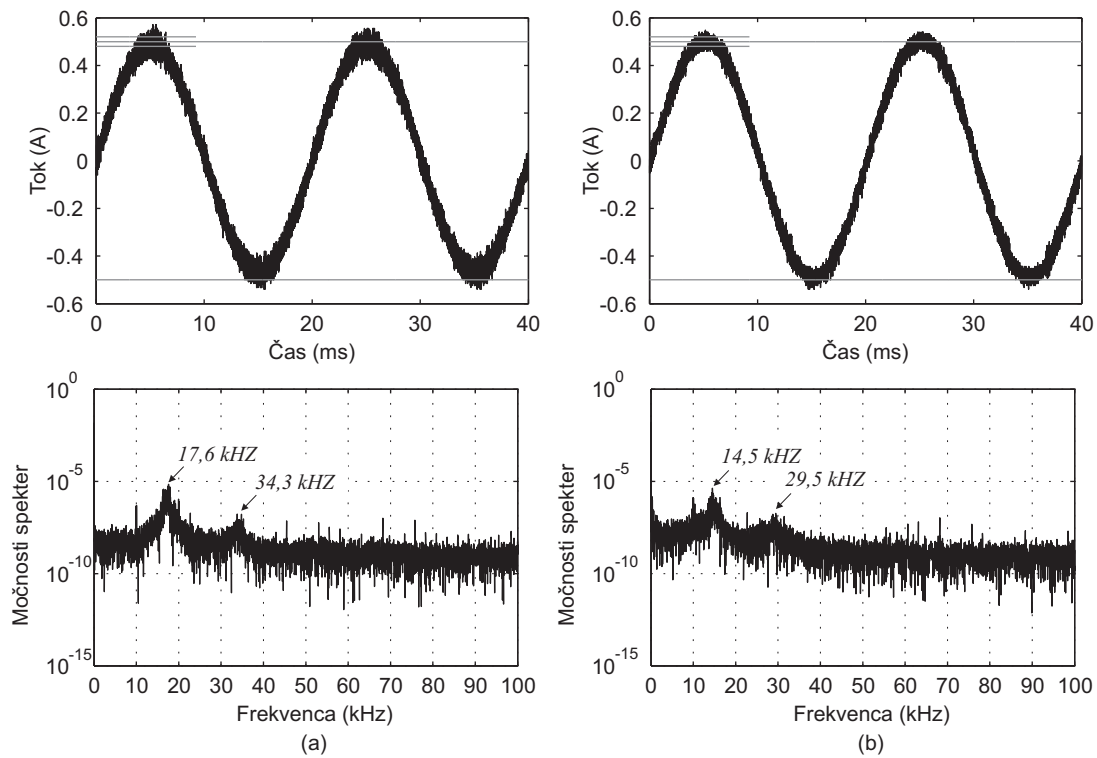
jena na 10 mA. Iz časovnih potekov tok je razvidno, da je tokovni pogrešek v vseh delovnih točkah bistveno večji od teoretično maksimalnega pogreška, ki znaša $\pm 2h$. Razlog za povišan pogrešek so zakasnitve sistema, ki jih lahko razdelimo na zakasnitev zaradi vzorčenja tokov z A/D pretvorniki in zakasnitve, ki so vezane na stikalni pretvornik. Poglavitne zakasnitve stikalnega pretvornika so: zakasnitev vklopa močnostnega tranzistorja ($t_{d(on)}$), zakasnitev izklopa močnostnega tranzistorja ($t_{d(off)}$) ter zakasnitev pri komutaciji med tranzistorjema v isti veji (t_{dt} - mrtvi čas) s katero preprečimo kratek stik na enosmernem vodilu [25]. Posledico vseh teh zakasnitev je mogoče predstaviti kot navidezno razširjen histerezni pas. Glede na to, da je mrtvi čas enak $1 \mu s$ in da sta časa $t_{d(on)}$ in $t_{d(off)}$ v razredu 100-200 ns, je mogoče največji delež skupnim zakasnitvam pripisati času vzorčenja, ki znaša $4 \mu s$. Na sliki 7.7 so prikazani rezultati preklonov v prvi faza za oba obravnavano postopka vodenja pri treh različnih referenčnih frekvencah pri katerih spreminjamo referenčno amplitudo od 0,1 A do 1,0 A s korakom 0,05 A. Iz rezultatov je razvidno, da z dogodkovnim vodenem bistveno zmanjšamo število preklonov pri nižjih referenčnih amplitudah. Zmanjšanje števila preklonov se neposredno odraža v povprečni stikalni frekvenci, ki jo določimo iz močnostnega spektra tokov. Tako je na primer povprečna stikalna frekvenca za delovno točko $f_{ref} = 50$ Hz in $A_{ref} = 250$ mA pri konvencionalnem histereznem vodenju 17.6 kHz medtem ko je povprečna stikalna frekvenca pri dogodkovnem vodenju enaka 6.1 kHz, slika 7.4.



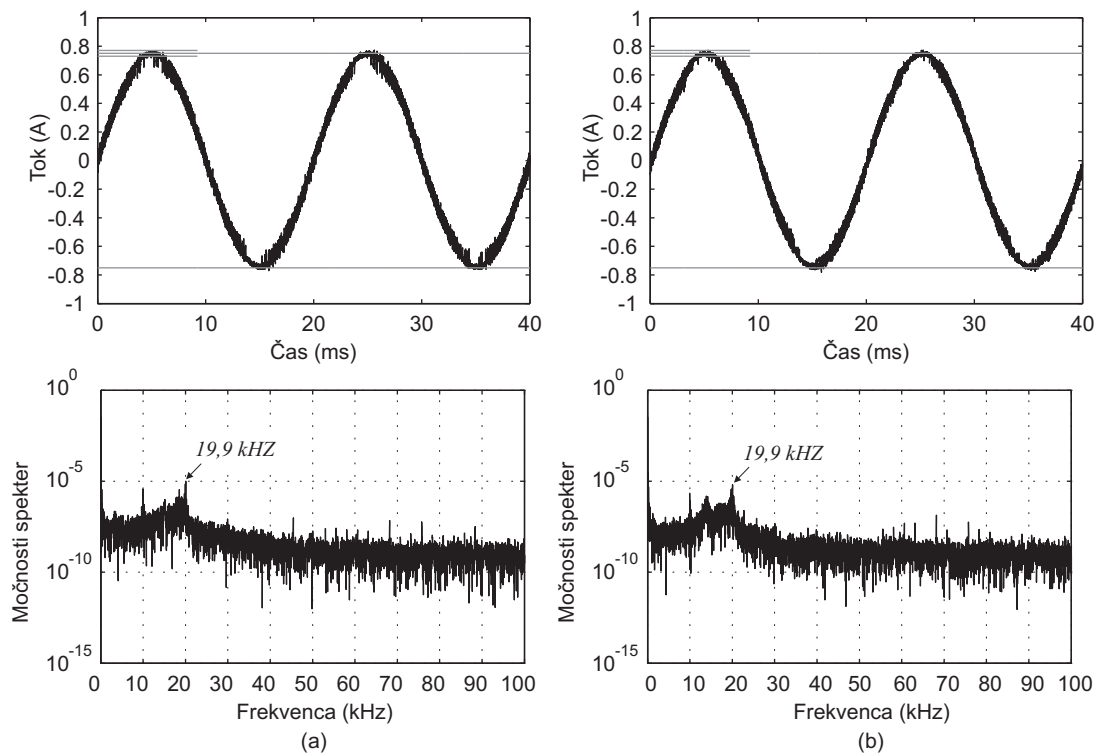
Slika 7.3: Tok prve faze za $A_{ref} = 100 \text{ mA}$ pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)



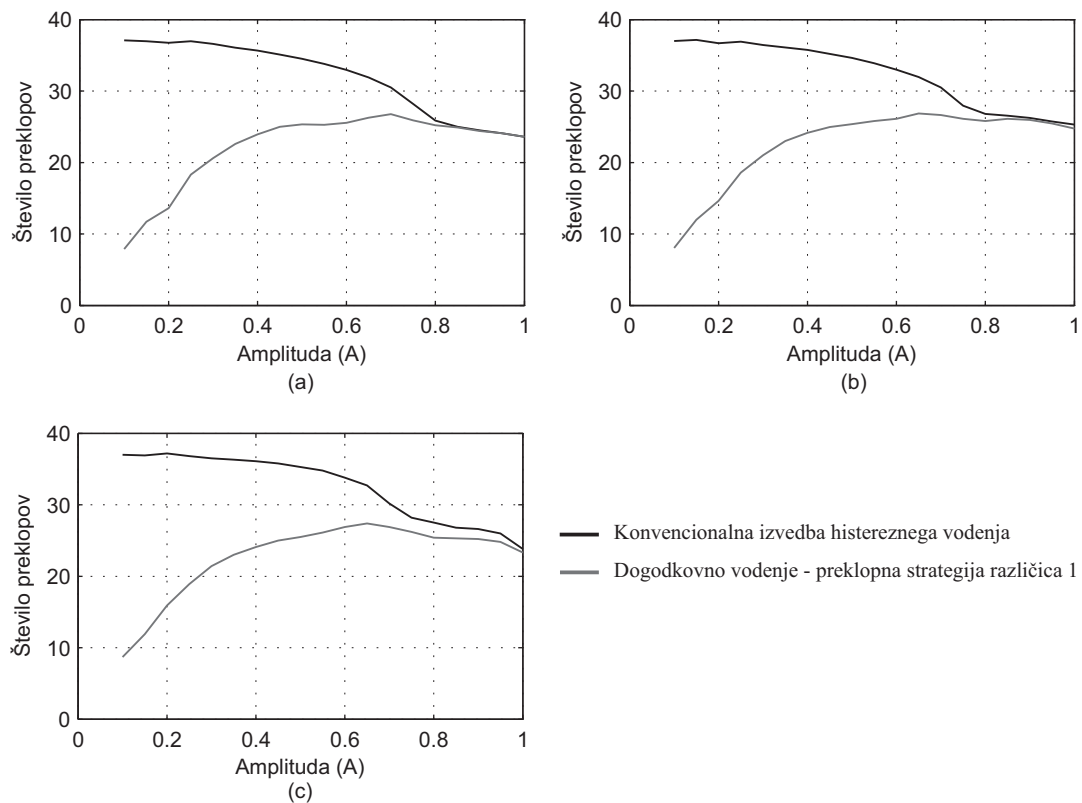
Slika 7.4: Tok prve faze za $A_{ref} = 250 \text{ mA}$ pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)



Slika 7.5: Tok prve faze za $A_{ref} = 500$ mA pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)



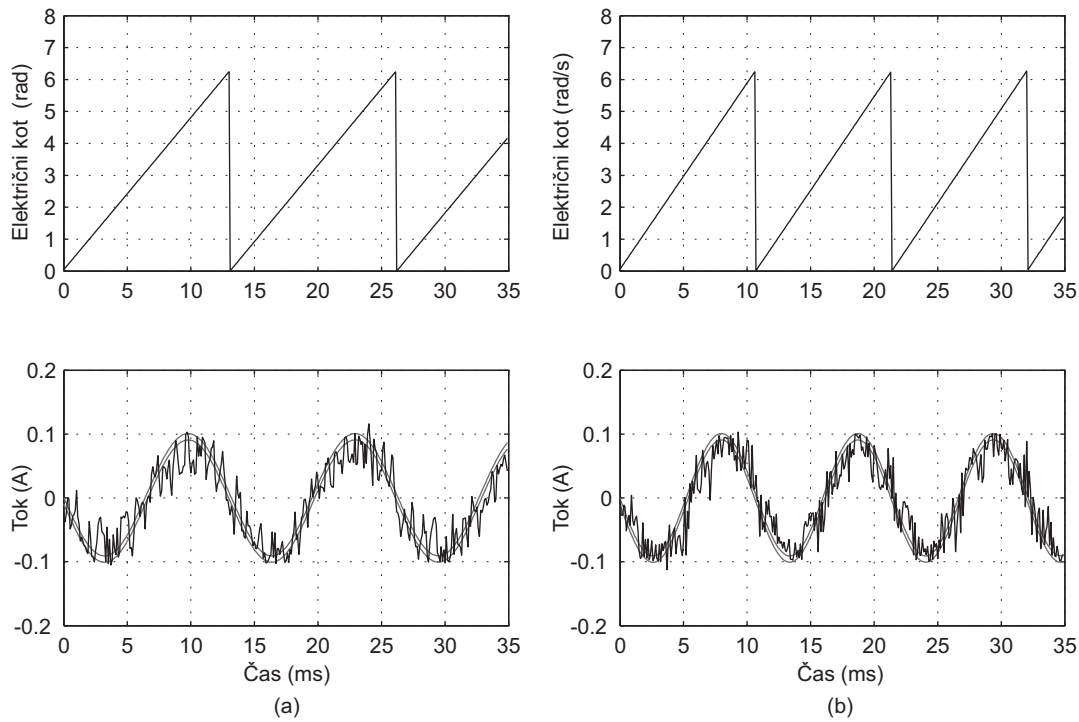
Slika 7.6: Tok prve faze za $A_{ref} = 750$ mA pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)



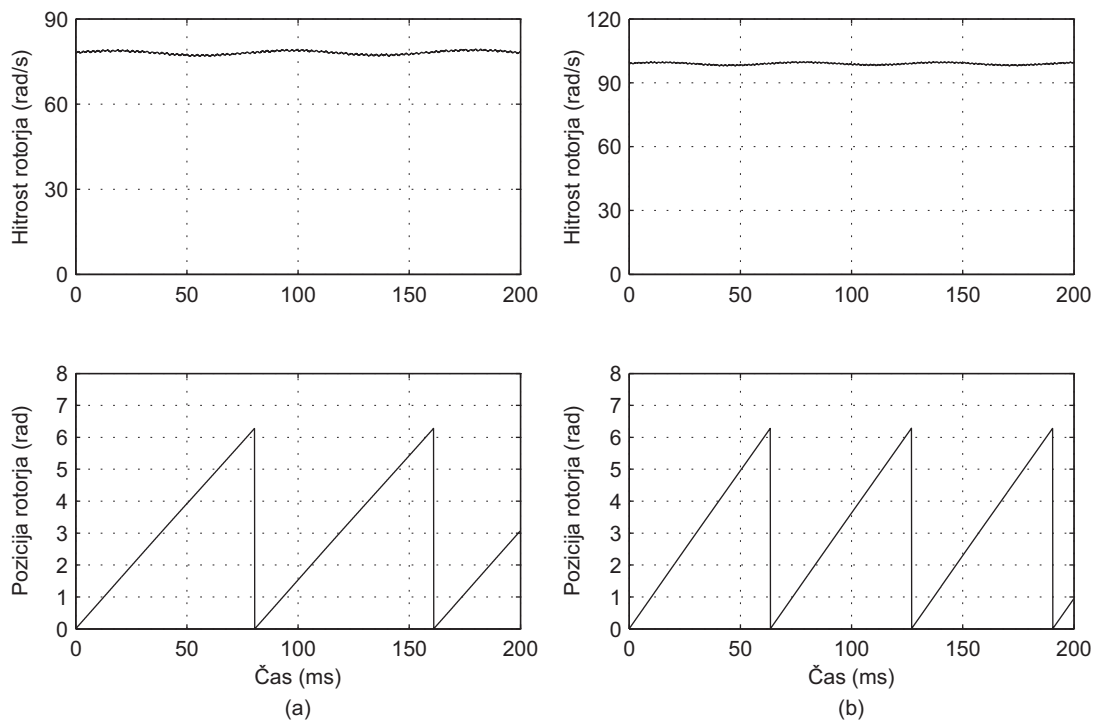
Slika 7.7: Število preklpov prve faze na 1 ms pri: $f_{ref} = 20$ Hz (a), $f_{ref} = 50$ Hz (b) in $f_{ref} = 100$ Hz (c)

7.2.2 Vodenje motorja

Z obravnavanima postopkoma vodenja je bilo izvedeno optimalno tokovno oziroma navorno vodenje motorja s trajnimi magneti, kjer je generiranje faznih tokovnih referenc sinhronizirano glede na pozicijo rotorja, slika 7.8. Na sliki 7.9 sta prikazani hitrosti rotorja za obravnavana postopka vodenja pri referenčnem sinhronskem navoru 5 mNm in nastavljeni histerezi $h = 5$ mA. Motor pri konvencionalnem histereznem vodenju doseže nižjo končno hitrost kot pri dogodkovnem vodenju, kar sovpada z simulacijskimi rezultati, kjer je bilo ugotovljeno, da je povprečna vrednost sinhronskega navora pri konvencionalnem histereznem vodenju nižja. Oscilacije v hitrosti s frekvenco 1 na obrat so posledica mehanske neuravnoteženosti rotorja in/ali celotnega merilnega sistema. Na DSP-ju pri dogodkovnem vodenju poleg referenčnih faznih tokov generiramo tudi referenčne statorske napetosti, katerih predznaki služijo za določitev napetostnega sektorja. Če analizirano enačbo za referenčne statorske napetosti (6.2) lahko ugotovimo, da so v primeru optimalnega tokovnega vodenja referenčne statorske napetosti praktično v fazi z referenčnimi statorskimi tokovi. To pomeni, da bi lahko namesto računanja napetostnega sektorja le-tega na enostaven način določili iz

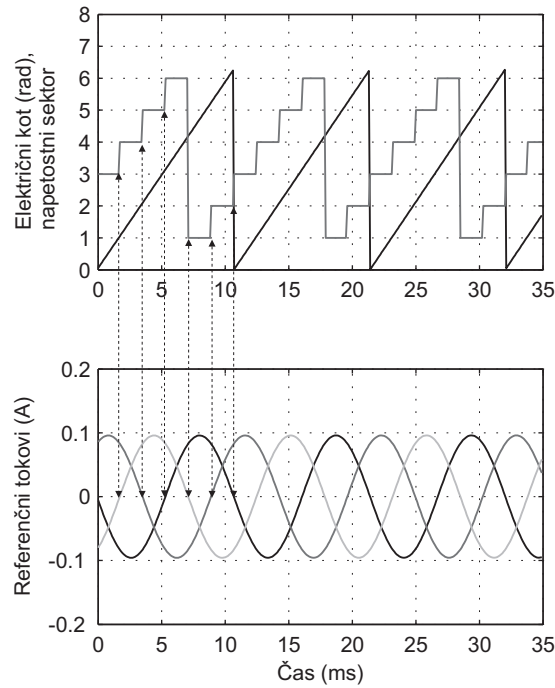


Slika 7.8: Tok prve faze pri referenci navora 5 mNm pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)

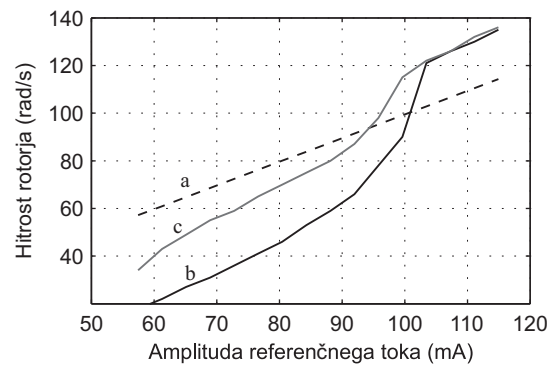


Slika 7.9: Hitrost rotorja pri referenci navora 5 mNm pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)

predznakov referenčnih statorskih tokov. Sovpadanje izračunanega napetostnega sektorja z točkami prehodov referenčnih tokovi skozi vrednost nič je prikazano na sliki 7.10. Na sliki 7.11 je prikazana primerjava med referenčno karakteristiko tok-hitrost in dejanskima karakteristikama za neobremenjen motor. Referenčne vrednosti amplitud faznih tokov ustrezajo referenčnemu navoru 3 mNm do 6 mNm.

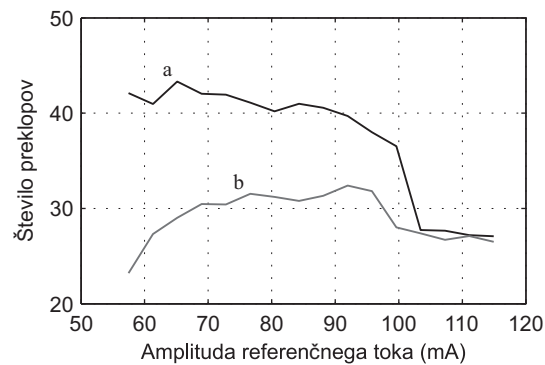


Slika 7.10: Napetostni sektor pri dogodkovnem vodenju

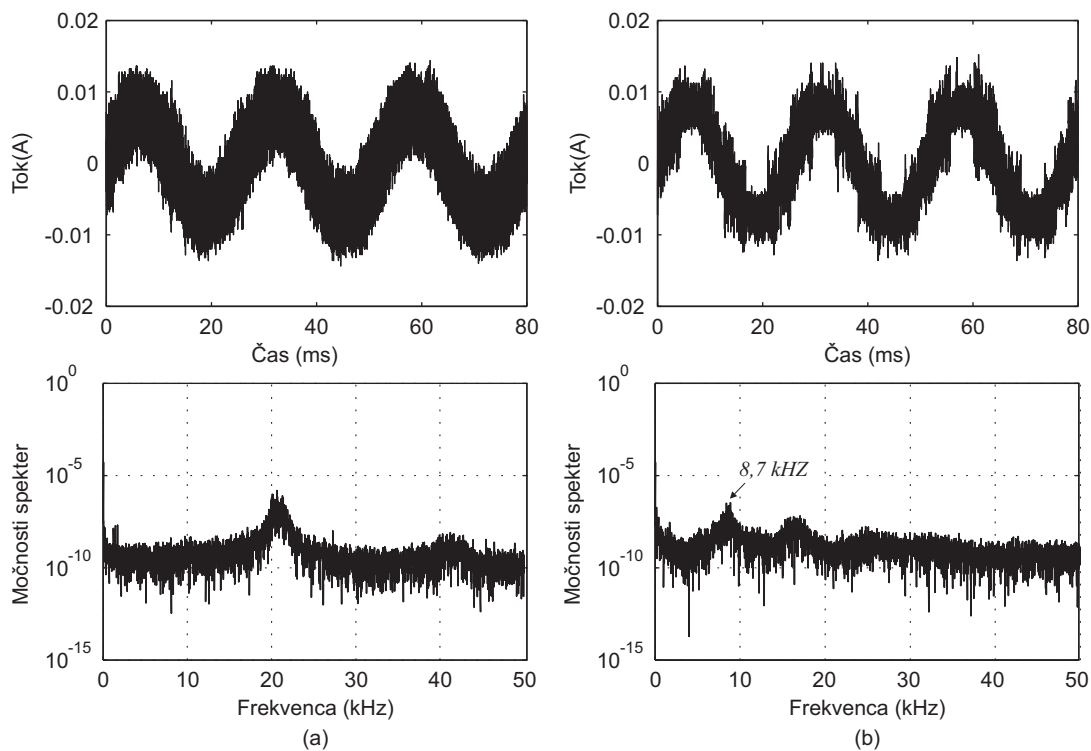


Slika 7.11: Karakteristike tok-hitrost za neobremenjen motor

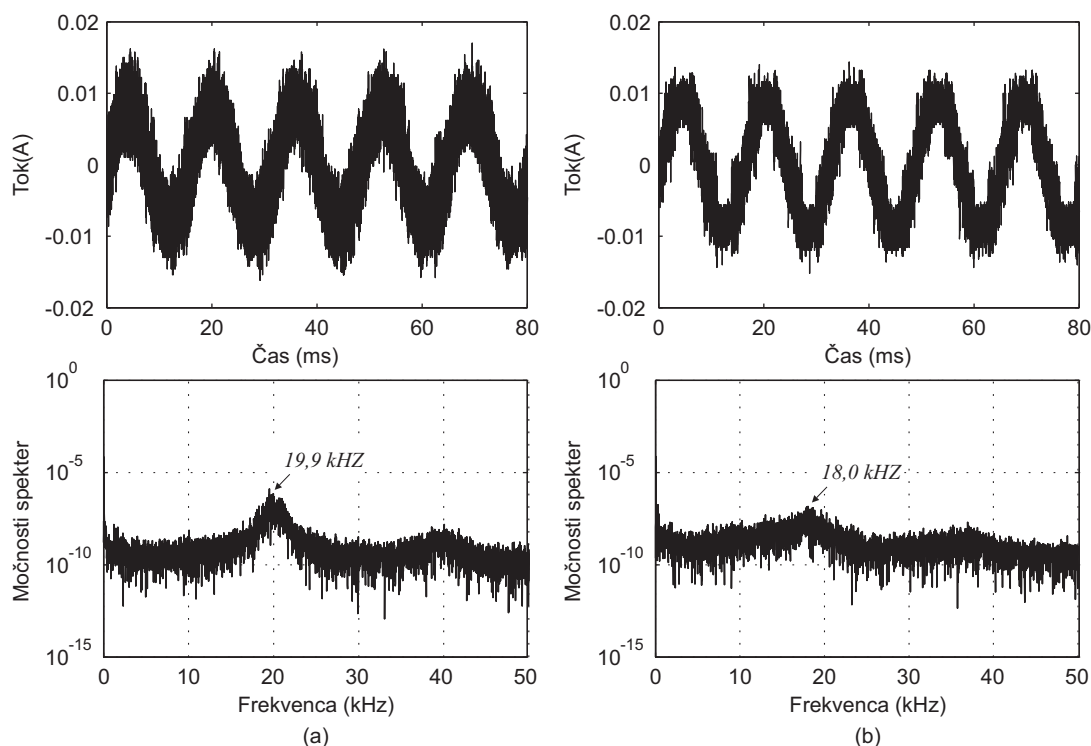
Na sliki 7.12 so prikazani rezultati števila prekopov v prvi fazi na enoto časa 1ms pri različnih vrednostih amplitud faznih tokov za neobremenjen motor. Iz rezultatov je razvidno, da z dogodkovnim vodenjem bistveno zmanjšamo število prekopov pri najnižjih amplitudah faznih tokov. Redukcija števila prekopov se odraža v povprečni stikalni frekvenci, kot je prikazano na sliki 7.13 in sliki 7.14.



Slika 7.12: Število prekopov pri različnih referenčnih amplitudah statorskih tokov za neobremenjen motor pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)



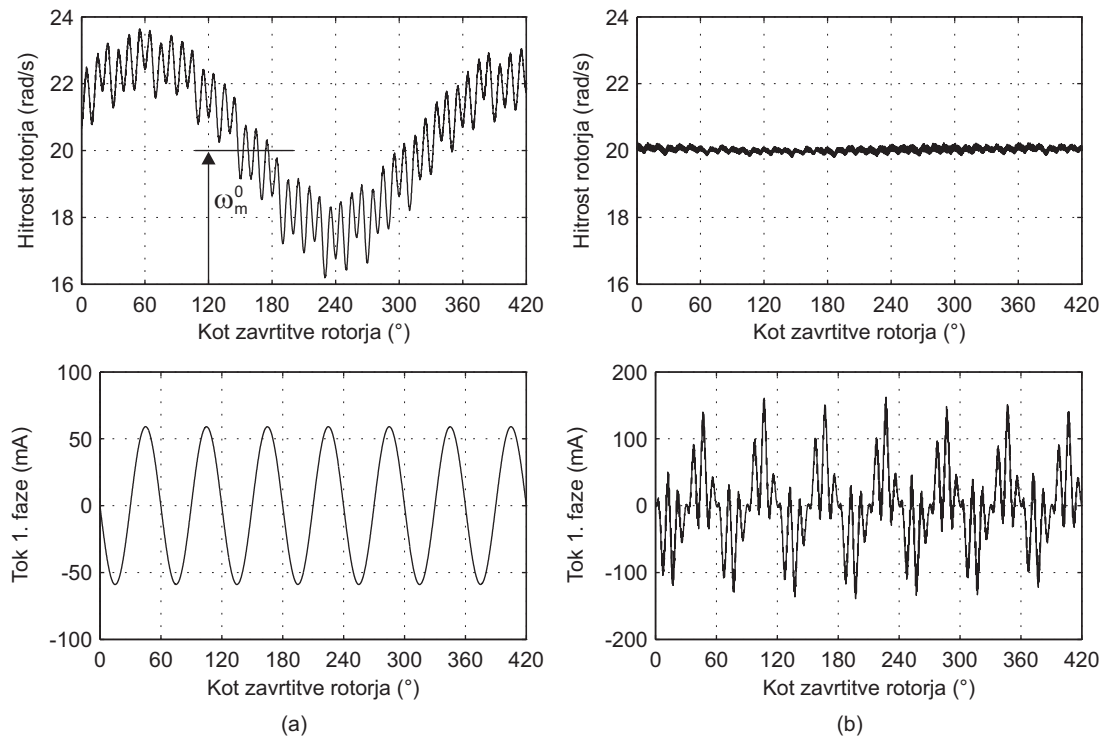
Slika 7.13: Tok prve faze in njegov močnostni spekter za $\omega_m = 40$ rad/s pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)



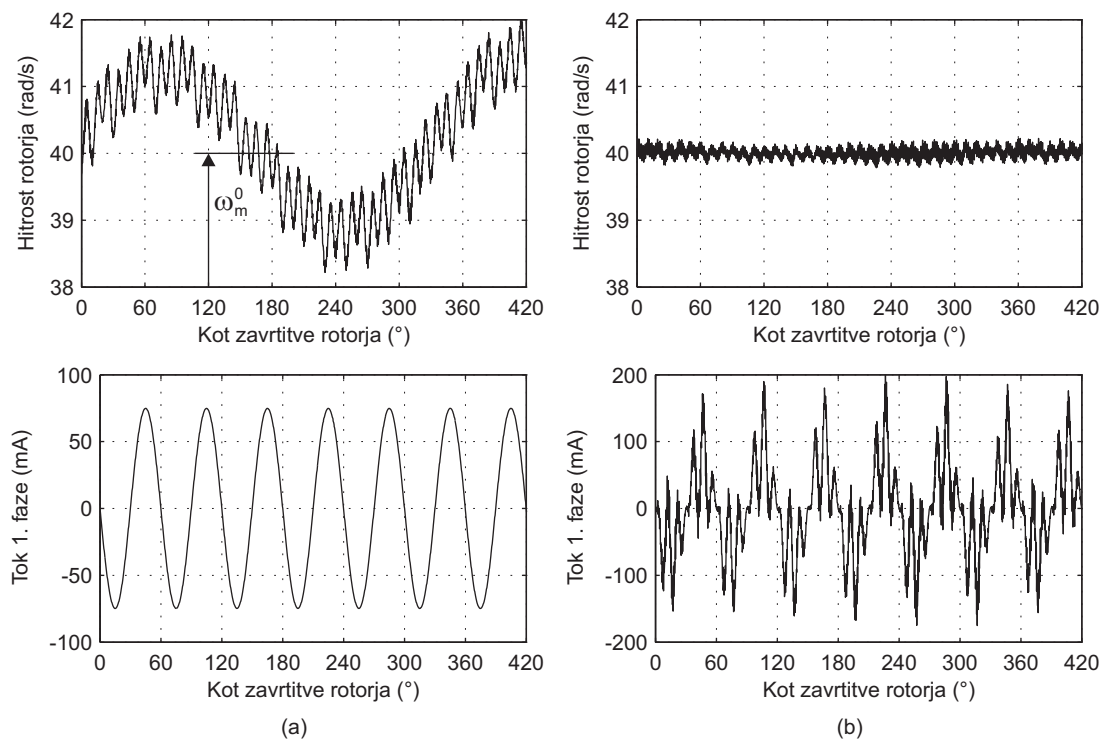
Slika 7.14: Tok prve faze in njegov močnostni spekter za $\omega_m = 60$ rad/s pri: konvencionalnem histereznem vodenju (a) in dogodkovnem vodenju (b)

7.2.3 Primer minimizacije valovitosti navora

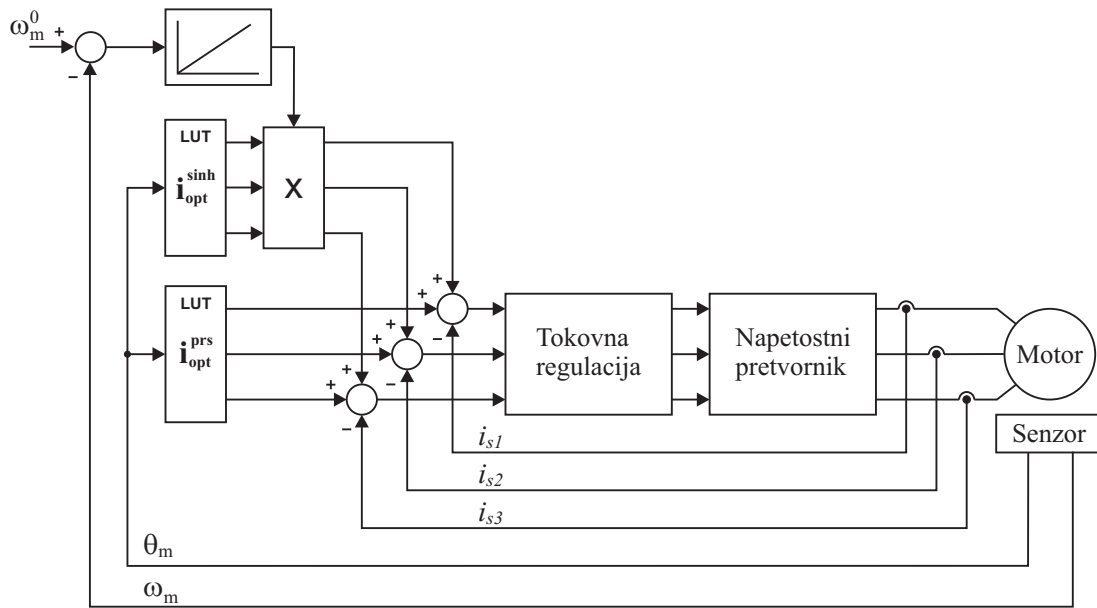
Visoka dinamika zaprte tokovne regulacijske zanke in odsotnost sledilnega pogreška sta poglavitna razloga za uporabo histereznega oziroma dogodkovnega tokovnega vodenja v aplikacijah, kjer želimo minimizirati valovitosti navora. V nadaljevanju so prikazani rezultati minimizacije valovitosti navora pri dveh različnih delovnih točkah in sicer pri hitrosti $\omega_m^0 = 20$ rad/s in $\omega_m^0 = 40$ rad/s. Na slikah 7.15a in 7.16a sta prikazani izmerjeni hitrosti v posameznih delovnih točkah za primer vzbujanja motorja s tokovi sinusnih oblik, s čimer dosežemo minimalno valovitost sinhronskega navora. V hitrosti sta razločno razvidna vpliva navora zunanje motnje in samodržnega navora. Navor zunanje motnje, ki povzroča osciliranje hitrosti s frekvenco 1 na obrat rotorja je posledica mehanske neuravnoteženosti rotorja in mehanske povezave med motorjem in inkrmentalnim dajalnikom. Kot je bilo ugotovljeno v poglavju 4.2.4 samodržni navor sestavljata izmenični komponenti tretjega in šestega harmonika, pri čemer je amplituda šestega harmoniko bistveno višja. Šesti harmonik (glede na električni kot zavrtitve rotorja) samodržnega navora povzroča v hitrosti oscilacije s frekvenco $6p = 36$ na obrat rotorja. Za minimizacijo valovitosti navora zunanje motnje in samodržnega navora je uporabljen PI hitrosti regulator v kombinaciji s predkrmiljenjem,



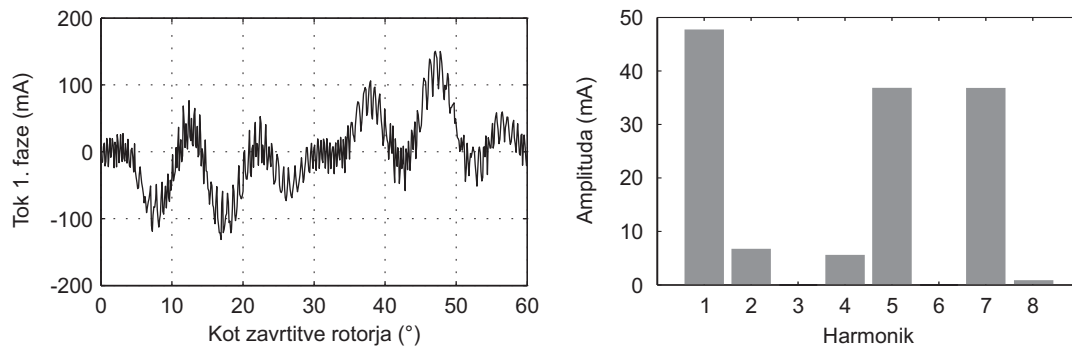
Slika 7.15: Hitrost rotorja in referenčni tok prve faze pri $\omega_m^0 = 20$ rad/s: brez kompenzacije valovitost navora (a) in s kompenzacijo valovitosti navora (b)



Slika 7.16: Hitrost rotorja in referenčni tok prve faze pri $\omega_m^0 = 40$ rad/s: brez kompenzacije valovitost navora (a) in s kompenzacijo valovitosti navora (b)



Slika 7.17: Shema minimizacije valovitosti navora

Slika 7.18: Tok i_{s1} za primer minimizacije navora pri ω_m^0 in njegova nizkofrekvenčna harmonska vsebina

kot je prikazano na sliki 7.17. Parametri hitrostnega regulatorja so nastavljeni tako, da hitrostni regulator kompenzira predvsem vpliv navora zunanje motnje. Vpliv samodržnega navora kompenzira predkrmljenje z vnaprej programiranimi harmonskimi vsebinami (3. in 6. harmonik) referenčnega sinhronskega navora. Rezultata minimizacije valovitosti navora za posamezni delovni točki sta predstavljena na sliki 7.15b in sliki 7.16b, ki prikazujeta izmerjeni hitrosti in referenčna tokova prve faze. Perioda izmerjenega toka prve faze in njegova harmonska vsebina za delovno točko ω_m^0 sta prikazani na sliki 7.18. Iz harmonske vsebine je razvidno, da je za kompenzacijo tretjega harmonika samodržnega navora potrebno generirati tokove drugega in četrtega harmonika, medtem ko je za kompenzacijo šestega harmonika samodržnega navora potrebno generirati tokove petega in sedmega harmonika. Tako mora tokovni regulator za minimizacijo valovitosti šestega harmonika samodržnega navora zagotavljati tokove, katerih najvišja frekvenca znaša $f_e = \frac{7p\omega_m^0}{2\pi}$. V primeru hitrosti

$\omega_m^0 = 20$ rad/s je to približno 134 Hz v primeri $\omega_m^0 = 40$ rad/s pa 268 Hz.

Zaključek

Simulacijski in eksperimentalni rezultati potrjujejo, da v primerjavi s konvencionalnim histereznim tokovnim vodenjem predlagano dogodkovno tokovno vodenje zmanjšuje število preklopov in odpravlja pojav limitnih ciklov. Omenjena postopka vodenja sta izvedena v digitalni tehniki z uporabo FPGA vezja. Čeprav digitalna implementacija omogoča visoko stopnjo fleksibilnosti in zanesljivosti, so se v primeru vodenja obravnavanega BLDC motorja pokazale njene omejitve, ki izhajajo predvsem iz zakasnitve zaradi časa vzorčenja tokov. S časom vzorčenja $4 \mu\text{s}$, s katerim je določen tudi čas izvajanja algoritmov vodenja praktično ni mogoče zagotoviti višje povprečne stikalne frekvence od 20 kHz. Stikalna frekvenca 20 kHz je odločno prenizka za vodenja motorja, katerega električna časovna konstanta znaša $200 \mu\text{s}$. Zaradi zunanje izvedbe rotorja je vztrajnostni moment rotorja relativno visok, zato valovitost v hitrosti zaradi stikalne frekvence ni opaziti. Posledica prenizke povprečne stikalne frekvence je tako predvsem zelo moteč akustični šum. Z eksperimentalnimi rezultati je tudi potrjeno, da je predlagano vodenje primerno v shemah vodenja s katerimi želimo minimizirati vpliv samodržnega navora.

Če povzamemo, predlagano dogodkovno vodenja zagotovo predstavlja izboljšavo konvencionalnega histerezne vodenja pri čemer zgrajen eksperimentalni sistem s trenutno vgrajenim A/D pretvornikom ni najbolj primeren za vodenje obravnavanega BLDC motorja.

Delo vsebuje naslednje prispevke k znanosti:

- izvedba postopka za določitev višje harmonskih komponent v statorskem magnetnem sklepu brez uporabe Fourierjeve analize, pri čemer so rezultati neodvisni od načina gibanja rotorja,

- izvedba postopka za ovrednotenje preskočno reluktančnega samodržnega navora brez uporabe senzorja navora,
- zasnova in izvedba dogodkovnega vodenja s kontroliranim preklapljanjem med napetostnimi vektorji, s čimer v primerjavi s konvencionalno izvedbo histereznega regulatorja zagotovimo nižje število preklopov stikalnih elementov in odpravimo pojav limitnih ciklov.

Literatura

- [1] J. Chiasson A. J. Blauch, M. Bodson. High-speed Parameter Estimation of Stepper Motors. *IEEE Trans. Control System Technology*, pages 270–279, 1993.
- [2] A. W. Burton. Innovation Drivers for Power-Assisted Steering. *IEE Control System Magazine*, pages 30–39, December 2003.
- [3] A. Cristofolini M. Fabbri G. Serra C. A. Borghi, D. Casadei. Minimizing Torque Ripple in Permanent Magnet Synchronous Motors With Polymer-Bonded Magnets. *IEEE Trans. Magnetics*, 38(2):1371–1377, March 2002.
- [4] J. A. Benito G. Tassinario I. Flotats C. W. Lu B. J. Chalmers C. Breton, J. Bartolome. Influence of Machine Symmetry on Reduction of Cogging Torque in Permanent-Magnet Brushless Motors. *IEEE Trans. Magnetics*, 36(5):3819–3823, September 2000.
- [5] A. Tonielli C. Rossi. Robust Current Controller for Three-Phase Inverter Using Finite-State Automaton. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 42(2):169–178, April 1995.
- [6] G. Štumberger D. Dolinar. *Modeliranje in Vodenje Elektromehanskih Sistemov*. Založniška dejavnost FERi, Maribor, 1. izdaja edition, Januar 2003.
- [7] K. Jezernik D. Hercog. Rapid Control Prototyping using MATLAB/Simulink and a DSP-based Motor Controller. *Int. J. Engng En.*, 21(4):596–605, 2005.
- [8] D. W. Novotny D. M. Brod. Current Control of VSI-PWM Inverters. *IEEE Trans. Industry Applications*, 1A-21(4):562–570, May/June 1985.
- [9] P. Jereb D. Miljavec. *Električni Stroji - Temeljna Znanja*. Ljubljana, 1. izdaja edition, 2005.

- [10] T. A. Lipo D. W. Novotny. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford University Press Inc., New York, 1996.
- [11] H. Melkote F. Khorrami, P. Krishnamurthy. *Modeling and Adaptive Nonlinear Control of Electric Motors*. Springer-Verlag, 2003.
- [12] J. F. Gieras. Analytical Approach to Cogging Torque Calculation of PM Brushless Motors. *IEEE Trans. Industry Applications*, 40(5):1310–1316, September/October 2004.
- [13] J. Y. Hung. Design of the Most Efficient Excitation for a Class of Electric Motor. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, 41(4):341–344, April 1994.
- [14] G. Musiol H. Muhling I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew. *Matematični Priročnik*. Tehniška založba Slovenije, Ljubljana, 2. izdaja edition, 1997.
- [15] H. G. Sung J. H. Choi, S. H. You. The design and fabrication of bldc motor and drive for 42 v automotive applications. In *ISIE'07 IEEE International Symposium on Industrial electronics*, pages 1086–1091, July 2007.
- [16] L. Springob J. Holtz. Identification and Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 43(2):309–320, April 1996.
- [17] C. A. Silva P. Correa P. Lezana P. Cortes U. Ammann J. Rodriguez, J. Pontt. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 54(1):495–503, February 2007.
- [18] M. Teissier D. Swanson J. Shao, D. Nolan. A Novel Microcontroller Based Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drive for Automotive Fuel Pumps. *IEEE Trans. Ind. Application*, 39(6), November/December 2003.
- [19] D. Howe J. X. Shen, Z. Q. Zhu. Practical issues in sensorless control of pm brushless machines using third-harmonic back-emf. In *sdsa*, volume ds, page sds, sds, sd.
- [20] S. Iwasaki J. X. Shen. Sensorless Control of Ultrahigh-Speed PM Brushless Motor Using PLL and Third Harmonic Back EMF. *IEEE Trans. Ind. Applications*, 53(2), April 2006.
- [21] Z. Ding J. Y. Hung. Minimization of torque ripple in permanent magnet motors: A closed form solution. In *Proc. 18.th IEEE Industrial Electronics Conf.*, pages 459–463, 1992.

- [22] Z. Ding J. Y. Hung. Design of current to reduce torque ripple in brushless permanent magnet motors. In *IEE Proc.*, volume 140, pages 260–266, July 1993.
- [23] S. M. Kay. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimaion Theory*. Prentice Hall International Inc., 1993.
- [24] D. Kos. 3-Phase Bridge. *Technical documentation*, 2005.
- [25] D. Kos. Vodenje in Elektromagnetna skladnost sistemov z Močnostnimi Stikalnimi Pretvorniki. *Doktorska disertacija*, December 2007.
- [26] R. Fišer L. Gašparin. Detekcija in analiza dodatnih harmonskih komponent samoderžnega vrtilnega momenta sinhrosnekega motorja s trajnimi. *Elektrotehniški vestnik*, 75(3):129–135, 2008.
- [27] J. Holtz L. Springob. High-Bandwidth Current Control for Torque-Ripple Compensation in PM Synchronous Machines. *IEEE Trans. Industry Electronics*, 45(5):713–721, October 1998.
- [28] A. M. Osheiba A. E. Lashine M. A. Rahman, T. S. Radwan. Analysis of Current Controllers for Voltage-Source Inverter. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 44(4):477–485, August 1997.
- [29] L. Malesani M. P. Kazmierkowski. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 45(5):691–703, October 1998.
- [30] T. Sebastian M. S. Islam, S. Mir. Issues in Reducing the Cogging Torque of Mass-Produced Permanent-Magnet Brushless DC Motor. *IEEE Trans. Industry Applications*, 40(3):813–820, May/June 2004.
- [31] T. Sebastian S. Underwood M. S. Islam, S. Mir. Design Considerations of Sinusoidally Excited Permanent-Magnet Machines for Low-Torque-Ripple Applications. *IEEE Trans. Industry Applications*, 41(4):955–962, July/August 2005.
- [32] S. Bolognani N. Bianchi. Design Techniques for Reduction the Cogging Torque in Surface-Mounted PM Motors. *IEEE Trans. Industry Applications*, 38(5):1259–1265, September/October 2002.
- [33] P. Pillay P. Freere. Design and evaluation of current controllers for pmsm drives.

- [34] J. F. Watson P. P. Acarnley. Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines. *IEEE Trans. Ind. Electronics*, 53(2), April 2006.
- [35] J. Han J. Wang Z. Yao R. Liu P. Zheng, J. Zhao. Optimization of the Magnetic Pole Shape of a Permanent-Magnet Synchronous Motor. *IEEE Trans. Magnetics*, 43(6):2531–2533, June 2007.
- [36] R. Campa R. Kelly, J. Llamas. A measurement Procedure for Viscous and Coulomb Friction. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 49(4):857–861, August 2000.
- [37] Namuduri S. Mir S. Chen, C. Controller-Induced Parasitic Torque Ripples in a PM Synchronous Motor. *IEEE Trans. Industry Applications*, 38(5):1273–1281, September/October 2002.
- [38] C. Y. Won S. J. Lee, Y. H. Yoon. Precise speed control of the pm brushless dc motor for sensorless drives. pages 290–295.
- [39] M. Ehsani T. H. Kim, H. W. Lee. State of the art and future trends in position sensorless brushless dc motor/generators drives. pages 1718–1725.
- [40] W. L. Soong T. M. Jahns. Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives - A Review. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 43(2):321–330, April 1996.
- [41] M. Islam T. Sebastian, S. Mir. Electric Motors for Automotive Applications. *EPE Journal*, 14(1), Februar 2004.
- [42] A. M. Stankovic G. Tadmor V. Petrovic, R. Ortega. Design and Implementation of an Adaptive Controller for Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motors. *IEEE Trans. Power Electronics*, 15(5):871–880, September 2000.
- [43] P. Vas. *Sensorless Vector Control and Direct Torque Control*. Oxford Universitx Press, New York, 1. st editon edition, 1998.
- [44] J. X. Xu W. Qian, S.K. Panda. Speed Ripple Minimization in PM Synchronous Motor Using Iterative Learning Control. *IEEE Trans. Energy Conversion*, 20(1):53–61, March 2005.
- [45] E. F. El-Saadany Y. A.-R. I. Mohamed. A Current Control Scheme With an Adaptive Internal Model for Torque Ripple Minimization and Robust Current Regulation in PMSM Drive Systems. *IEEE Trans. Energy Conversion*, 23(1):92–100, March 2008.

-
- [46] D. Howe Y. Liu, Z. Q. Zhu. Direct Torque Control of Brushless DC Drives With Reduced Torque Ripple. *IEEE Trans. Industry Applications*, 41(2):599–608, March/April 2005.
- [47] D. Howe Z. Q. Zhu. Influence of Design Parameters on Cogging Torque in Permanent Magnet Machines. *IEEE Trans. Energy Conversion*, 15(4):407–412, December 2000.

Življenjepis

Ime: Aljaž Kapun
Rojstni datum: 5. oktober 1979
Rojstni kraj: Celje
Starši: Jelka Kapun (roj. Tuš), dipl. vzgojiteljica
Franc Kapun, univ. dipl. org. dela
Narodnost: Slovenec
Stalni naslov: Ulica XIV. divizije 7, 3272 Rimske Toplice

Šolanje:

1986 - 1994 Osnovna šola Antona Aškerca, Rimske Toplice
1994 - 1998 Srednja tehniška šola Celje

Študij:

1998 - 2004 Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko (FERI) Maribor

Zaposlitev:

April 2004 UM - FERi, Inštitut za robotiko, tehniški sodelavec
Oktober 2004 UM - FERi, Inštitut za robotiko, mladi raziskovalec