

UNIVERZITET U BEOGRADU

Elektrotehnički Fakultet

Beograd

**Željko M. Pantić**

**ESTIMACIJA FLUKSA I BRZINE OBRTANJA ASINHRONOG  
MOTORA BEZ DAVAČA NA VRATILU**

*- magistarski rad -*

Mentor:

**dr Slobodan Vukosavić, redovni profesor**

Beograd, jun 2007.

<b>1. UVOD .....</b>	<b>1</b>
1.1. Uvodna razmatranja.....	1
1.2. Pregled stručne literature .....	5
1.2.1. Tema: metode i algoritmi upravljanja <i>sensorless</i> pogonima .....	5
1.2.2. Tema: estimacija prostornog vektora statorskog fluksa .....	9
1.2.3. Tema: eliminacija uticaja neidealnosti strujnog i naponskog senzora na rad <i>sensorless</i> pogona.....	13
1.3. Kratak sadržaj i organizacija rada.....	15
<b>2. MATEMATIČKO MODELOVANJE ASINHRONOG MOTORA .....</b>	<b>18</b>
2.1. Matematički model asinhronog motora u originalnom trofaznom domenu .....	19
2.2. Dvofazni model asinhronog motora .....	23
2.3. Matematički model asinhronog motora u generalizovanom koordinatnom sistemu ...	26
2.4. Raspregnuto upravljanje fluksom i momentom u pogonu sa asinhronim motorom....	30
2.4.1. Upravljanje uz orijentaciju u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora .....	31
2.4.2. Upravljanje uz orijentaciju u odnosu na prostorni vektor fluksa statora.....	38
2.4.3. Oblast stabilnog rada vektorski upravljenih pogona sa asinhronim motorom ...	41
<b>3. METODE ESTIMACIJE BRZINE ROTORA ASINHRONOG MOTORA .....</b>	<b>44</b>
3.1. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege – <i>open-loop</i> estimatori .....	45
3.1.1. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege - šema broj 1 .....	46
3.1.2. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege - šema broj 2 .....	47
3.1.3. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege - šema broj 3 .....	48
3.1.4. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege - šema broj 4 .....	50
3.1.5. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege - šema broj 5 .....	53
3.1.6. Pregled karakteristika estimatora bez povratne sprege.....	53
3.2. Estimacija brzine primenom MRAS ( <i>Model reference adaptive systems</i> ) opservera .	54
3.2.1. Estimacija brzine primenom MRAS opservera - estimaciona šema broj 1 .....	55
3.2.2. Estimacija brzine primenom MRAS opservera - estimaciona šema broj 2 .....	56
3.2.3. Estimacija brzine primenom MRAS opservera - estimaciona šema broj 3 .....	57
3.2.4. Estimacija brzine primenom MRAS opservera - estimaciona šema broj 4.....	57
3.2.5. Estimacija brzine primenom MRAS opservera i elemenata veštačke inteligencije .....	58
3.3. Estimacija brzine rotora primenom Kalmanovog filtra ili Luenbergerovog opservera .....	60
3.4. Estimacija brzine obrtanja rotora korišćenjem žlebnih harmonika rotora .....	65
3.5. Estimacija brzine obrtanja rotora kod motora sa specijalnom konstrukcijom rotora ..	67
3.6. Estimacija brzine obrtanja rotora korišćenjem elemenata veštačke inteligencije.....	70
3.7. Metode estimacije brzine obrtanja rotora – uporedni pregled karakteristika .....	70
<b>4. METODE ESTIMACIJE FLUKSA .....</b>	<b>72</b>
4.1. <i>Open-loop</i> estimatori fluksa.....	73
4.1.1. Estimacija statorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu .....	73

4.1.2. Estimacija fluksa u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu vezanom za prostorni vektor statorskog fluksa .....	74
4.2. Estimacija fluksa na osnovu trećeg harmonika statorskog napona uzrokovanih magnetskim zasićenjem.....	75
4.3. Estimacija fluksa korišćenjem anizotropije mašine koju stvara magnetsko zasićenje	77
<b>5. SENZORI ZA MERENJE STRUJE I NAPONA .....</b>	<b>79</b>
5.1. Uvod.....	79
5.2. Karakteristike senzora za merenje napona i struje.....	81
5.3. Senzori za merenje struje .....	84
5.3.1. Šant otpornici.....	84
5.3.2. Strujni transformatori .....	86
5.3.3. Senzori struje na bazi Holovog efekta.....	88
5.3.4. Strujni senzori sa povratnom spregom koji ne koriste Holov efekat.....	95
5.4. Senzori za merenje napona .....	97
5.4.1. Merenje napona primenom naponskog razdelnika.....	97
5.4.2. Naponski senzori na bazi Holovog efekta sa povratnom spregom u sekundarnom kolu.....	98
5.4.3. Naponski senzori bazirani na tehnologiji izolacionih pojačavača .....	99
5.5. Tendencije u razvoju strujnih i naponskih senzora.....	100
<b>6. ELIMINACIJA UTICAJA NEKOMPENZOVANOG OFSETA STRUJNOG I NAPONSKOG SENZORA NA RAD SENSORLESS POGONA.....</b>	<b>103</b>
6.1. Uvod.....	103
6.2. Uticaj ofseta strujnog i naponskog senzora na rad <i>sensorless</i> pogona .....	106
6.3. Pregled naprednih tehnika estimacije statorskog fluksa u prisustvu ofseta u signalu izmerene struje i/ili napona .....	113
6.3.1. Metoda niskofrekventne filtracije elektromotorne sile statora .....	113
6.3.2. Metoda niskofrekventne filtracije elektromotorne sile statora i referentne vrednosti statorskog fluksa.....	115
6.3.3. Metoda estimacije vektora fluksa statora uz istovremenu ortogonalizaciju estimiranog vektora sa estimiranim vektorom elektromotorne sile statora .....	115
6.3.4. Estimacija vektora fluksa statora primenom idealnog integratora nad korigovanom vrednošću estimirane elektromotorne sile statora.....	118
6.3.5. Estimacija vektora fluksa statora uz centriranje hodografa vektora estimiranog fluksa .....	119
6.4. Novi algoritam za procenu i kompenzaciju ofseta strujnih i naponskih senzora.....	120
6.5. Testiranje predloženog algoritma putem računarskih simulacija .....	124
6.6. Opis <i>setup-a</i> za eksperimentalnu verifikaciju .....	130
6.7. Rezultati eksperimentalne verifikacije.....	133
6.7.1. Rezultati merenja pri učestanosti osnovnog harmonika statorskog napona od 5 Hz .....	133

6.7.2. Rezultati merenja pri učestanosti osnovnog harmonika statorskog napona od 50 Hz .....	138
6.8. Kritički osvrt na karakteristike predloženog algoritma .....	142
<b>7. ELIMINACIJA UTICAJA GREŠKE SKALIRANJA NA RAD <i>SENSORLESS</i> POGONA .....</b>	<b>143</b>
7.1. Uvod.....	143
7.2. Uticaj greške skaliranja na estimaciju statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta .....	145
7.3. Novi algoritam za eliminaciju razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja .....	151
7.4. Testiranje predloženog algoritma putem računarskih simulacija .....	155
7.5. Kritički osvrt na karakteristike predloženog algoritma .....	161
<b>8. ZAKLJUČAK .....</b>	<b>162</b>
<b>9. LISTA REFERENCI.....</b>	<b>164</b>
<b>10. PRILOZI .....</b>	<b>169</b>

## SPISAK OZNAKA KORIŠĆENIH U RADU

*	referentna vrednost,
$\wedge$	oznaka za estimiranu veličinu,
x	operator vektorskog proizvoda,
d,q	$d, q$ komponenta prostornog vektora statorske veličine u rotirajućem koordinatnom sistemu,
D,Q	$D, Q$ komponenta prostornog vektora rotorske veličine u rotirajućem koordinatnom sistemu,
$\alpha, \beta$	komponente prostornog vektora u stacionarnom koordinatnom sistemu,
s	u <i>subscript</i> -u je oznaka za statorsknu veličinu, u <i>superscript</i> -u je oznaka za veličinu u sinhronorotirajućem koordinatnom sistemu sa orijentacijom u pravcu fluksa statora,
r	U <i>subscript</i> -u je oznaka za rotorsknu veličinu,
rot	u <i>superscript</i> -u je oznaka za veličinu u rotirajućem koordinatnom sistemu sa orijentacijom u pravcu rotora,
$m_e$	elektromagnetski moment,
$m_{opt}$	moment opterećenja,
$\omega$	električna ugaona brzina obrtanja rotora,
$\omega_r$	mehanička ugaona brzina obrtanja rotora,
$\omega_{kl}$	ugaona brzina klizanja,
$\omega_{dq}$	sinhrona ugaona brzina,
$\omega_1$	kružna učestanost statorskog napona,
$\omega_g$	ugaona brzina generalizovanog koordinatnog sistema,
$\theta_{dq}$	položaj sinhronorotirajućeg koordinatnog sistema, odnosno odgovarajućeg prostornog vektora fluksa,
$N_r$	broj žlebova rotora,
$P$	broj pari polova statora asinhrone mašine,
$R_s$	termogena otpornost statora,
$R_r$	termogena otpornost rotora,
$L_s$	sopstvena induktivnost statorskog namotaja,
$L_r$	sopstvena induktivnost rotorskog namotaja,
$L_m$	induktivnost magnetizacije,
$L_{\gamma s}$	induktivnost rasipanja statora,
$L_{\gamma r}$	induktivnost rasipanja rotora,
$\sigma$	koeficijent ukupnog rasipanja,
$T_r$	vremenska konstanta rotora,
$T_s$	vremenska konstanta statora,
$L'_s$	tranzijentna induktivnost statora,
$L'_r$	tranzijentna induktivnost rotora,
$T'_s$	tranzijentna vremenska konstanta statorskog kola,

$T'$	tranzijentna vremenska konstanta rotorskog kola,
$T, \tau$	vremenske konstante NF filtara,
$e$	indukovana elektromotorna sila,
$\Psi_{\alpha,\beta}$	komponente statorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu,
$\Psi_{d,q}$	komponente statorskog fluksa u $dq$ koordinatnom sistemu,
$\Psi_{D,Q}$	komponente rotorskog fluksa u $dq$ koordinatnom sistemu,
$i_{a,b,c}$	komponente vektora struje statora u originalnom domenu,
$i_{\alpha,\beta}$	komponente vektora struje statora u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu,
$i_{d,q}$	komponente vektora struje statora u $dq$ koordinatnom sistemu,
$i_{D,Q}$	komponente vektora struje rotora u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu,
$u_{a,b,c}$	komponente vektora napona statora u originalnom domenu,
$u_{\alpha,\beta}$	komponente vektora napona statora u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu,
$u_{d,q}$	komponente vektora napona statora u $dq$ koordinatnom sistemu,
$U_{a0,b0}$	komponente ofseta u signalu izmerenog statorskog faznog napona,
$I_{a0,b0}$	komponente ofseta u signalu izmerenih statorskih faznih struja,
$u_{\alpha_s,k}, \beta_{s_k}$	naponi za korekciju ofseta, izraženi u stacionarnom koordinatnom sistemu,
$i_{\alpha_s,k}, \beta_{s_k}$	struje za korekciju ofseta, izražene u stacionarnom koordinatnom sistemu,
$\alpha_{10}$	faza prostornog vektora ofseta izmerene struje,
$I_{s0}$	amplituda prostornog vektora ofseta izmerene struje,
$(U_{\alpha s,0})^*, (U_{\beta s,0})^*$	offset unet u signal izmerenog napona u toku testiranja algoritma,
$(I_{\alpha s,0})^*, (I_{\beta s,0})^*$	offset unet u signal izmerene struje u toku testiranja algoritma,
$k_a, k_b$	koeficijent skaliranja merenih struja statora,
$K_{a\_norm}, K_{b\_norm}$	normalizacioni koeficijenti,
$\Delta k_{sr}$	promena srednje vrednosti normalizovanih koeficijenata skaliranja,
$\Delta k_{dif}$	polovina razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja,
$k_p, k_i$	koeficijenti, redom, proporcionalnog i integralnog dejstva PI regulatora.

## 1. UVOD

Predmet naučne rasprave u ovom radu je razvoj novog algoritma za estimaciju fluksa i elektromagnetskog momenta asinhronog motora u uslovima postojanja nekompenzovanog offseta strujnog i/ili naponskog senzora, kao i u uslovima promenljivog statičkog pojačanja senzora za merenje statorske struje. Estimirane vrednosti, oslobođene uticaja navedenih neidealnosti senzora, mogu se upotrebiti za zatvaranje regulacionih kontura pri upravljanju pogonom bez davača brzine i pozicije na vratilu.

### 1.1. Uvodna razmatranja

Robusnost, jednostavna konstrukcija i odlične eksploatacione karakteristike učinile su asinhroni motor nezamenljivim u savremenoj industriji, u širokoj skali primene od neregulisanih pumpnih ili kompresorskih postrojenja, pa sve do sofisticiranih servo pogona sa preciznom regulacijom brzine i pozicije. Rad na razvoju elektronski kontrolisanih elektromotornih pogona uzrokovan je potrebom da se automatizuju proizvodni procesi u industriji, smanje gubici električne energije, smanji cena održavanja i poveća pouzdanost rada pogona. Međutim, iako jednostavne konstrukcije, asinhroni motor je izuzetno složen za analizu i upravljanje.

Presudan uticaj na razvoj regulisanih pogona sa mašinama naizmenične struje, izvršila je implementacija raspregnutog upravljanja fluksom i momentom motora, čije je principe izložio Blaschke 1974. godine. Osnovna ideja predložene metode se bazira na adekvatnoj orientaciji vektora magnetopobudne sile statora prema vektoru rotorskog fluksa. Osnovna ideja je vremenom razvijana i dopunjavana, tako da se savremena istraživanja algoritama raspregnutog upravljanja momentom i fluksom razvijaju u dva pravca: razvoj algoritama vektorskog upravljanja i razvoj algoritama direktnе kontrole momenta. Prema tome koje veličine motora koriste za estimaciju nemerljivog vektora fluksa, algoritmi vektorskog upravljanja asinhronim motorom se dalje klasifikuju na algoritme indirektnog i direktnog vektorskog upravljanja. Bez obzira na tip vektorskog upravljanja, osnovna ideja ostaje i dalje ista: nezavisno kontrolisati komponente prostorni vektor magnetopobudne sile statora, tako da jedna određuje fluks, a druga moment u mašini. U slučaju kada se orientacija magnetopobudne sile uspostavlja prema estimiranoj vrednosti vektoru rotorskog fluksa, amplituda tog fluksa je jednoznačno određena paralelnom komponentom, a elektromagnetski moment komponentom magnetopobudne sile koja je ortogonalna na vektor fluksa. Ako se za orientaciju koristi vektor statorskog fluksa ili fluksa magnetizacije, mora se primeniti dodatno rasprezanje, bazirano na poznавању parametara mašine.

Indirektno vektorsko upravljanje (IFOC – *Indirect Field Oriented Control*) podrazumeva postupke i algoritme u kojima se vektor fluksa dobija procesiranjem brzine i struje u strujnom modelu rotorskog kola mašine, pri čemu se kao upravljačka promenljiva koristi bilo vektor statorskog napona, bilo vektor statorske struje. Model rotorskog kola simulira pojave u rotorskome kolu samog motora te se pomoću njega izračunava pozicija rotorskog fluksa. Osnovna prednost ovog pristupa se ogleda u korišćenju podataka o

izmerenoj brzini rotora, čije je merenje skoro uvek preciznije nego estimacija iste kroz model statorskog kola, a preko izmerenih vrednosti struja i napona statora. Izmerena brzina rotora, uz tačno estimiranu brzinu klizanja, omogućuje pravilnu estimaciju vektora rotorskog fluksa u širokom opsegu brzina rotora, uključujući i režim mirovanja. Time je postignuto da tačnost određivanja orientacije i amplitude fluksa ne zavisi od vrednosti brzine rotora, što je ovaj pristup učinilo posebno atraktivnim za servo aplikacije. Međutim, odstupanje parametara u modelu rotorskog kola dovodi do narušavanja raspregnutosti upravljanja i ponovnog uspostavljanja sprege između fluksa i momenta, usled čega struja magnetizacije počinje ponovo zavisiti od momenta opterećenja. U tom smislu, posebno kritičan parametar algoritma predstavlja rotorska vremenska konstanta, čija razdešenost u odnosu na vrednost u mašini neminovno dovodi do ponovnog uspostavljanja sprege i neželjenih oscilacija momenta u prelaznim pojavama. Pored navedene, indirektno vektorsko upravljanje poseduje i druge nedostatke:

- kaskadnu strukturu regulacionih kontura koja podrazumeva postojanje strujnog regulatora u unutrašnjoj konturi i manje preciznu, posrednu, regulaciju fluksa i momenta u nadređenoj regulacionoj konturi;
- realizaciju regulatora u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, što zahteva jaču procesorsku moć primjenjenog pogonskog kontrolera;
- upotrebu senzora pozicije ili brzine.

Dok se prva dva nedostatka mogu anulirati primenom savremenih digitalnih signalnih procesora i mikrokontrolera, kao i pažljivom realizacijom konture regulacije statorske struje, pitanje rešavanja trećeg problema eliminacijom senzora pozicije i brzine je i dalje aktuelno.

Metoda direktnog vektorskog upravljanja (FOC – *direct field oriented control*) podrazumeva postupke i algoritme u kojima se estimacija vektora fluksa bazira na integraciji statorske elektromotorne sile. Statorska elektromotorna sila se izračunava procesiranjem izmerenih vrednosti terminalnih veličina motora (statorski napon i statorska struja) u modelu statorskog kola mašine. Kao što se može uočiti, značajna prednost direktnih metoda upravljanja predstavlja odsustvo senzora brzine i pozicije rotora. U praksi se za takve pogone, i pored delimične nepreciznosti, ustalio termin *"sensorless"*, kojim se želi istaći, da ti pogoni ne koriste ni jedan senzor na vratilu, uz normalno zadržavanje senzora za merenje statorske struje. Međutim, brojni problemi sa kojima se ovaj pristup susreće, čine da realizacija algoritma koji će omogućiti regulaciju brzine i/ili pozicije u širokom opsegu brzina pogona, robusnog na varijacije parametara mašine, pretvarača, strujnih i naponskih senzora, predstavlja jedan od najvećih izazova u oblasti savremenih vektorski upravljenih pogona sa asinhronim motorom.

U daljem tekstu će biti sumirani osnovni razlozi zbog kojih je poželjno izostaviti senzore na vratilu motora, ali i probleme koje će taj čin uzrokovati u realizaciji brzinski ili poziciono regulisanog pogona.

- Može se konstatovati da je razvoj tehnologije izrade senzora pozicije, bez obzira da li su oni bazirani na principu rezolverske obrtne mašine ili na principu optičkih enkodera, daleko sporiji nego što je to slučaj sa poluprovodničkim komponentama, neophodnim za realizaciju jednog pogonskog pretvarača. Stoga je primetno da se svake godine uvećava relativno učešće cene senzora pozicije u ceni jednog vektorski regulisanog pogona. To nije

slučaj sa, recimo, senzorima struje koji se skoro isključivo realizuju u formi integrisanih poluprovodničkih komponenti.

- Standardni eksplotacioni uslovi pogona sa asinhronim motorom koji se koriste u industrijskim okruženjima često podrazumevaju hemijski agresivne sredine, sa visokim nivoom vlage i velikim varijacijama radnih temperatura. Takvi uslovi fizičkog okruženja često uzrokuju otkaz ili nepravilan rad savremenih davača pozicije.
- Povezivanje senzora sa digitalnim pogonskim kontrolerom podrazumeva ugradnju odgovarajućih kablova i konektora, čiji prekid ili oštećenje kabla u toku eksplotacije dovodi do otkaza celog sistema. Time se bitno smanjuje ukupna pouzdanost sistema, a povećava prosečno vreme trajanja ispada pogona.

Iako su u razvoju *sensorless* pogona uloženi značajni napor, njegove karakteristike su još uvek lošije od karakteristika pogona sa davačem na vratilu motora. Neki od razloga za takvo stanje će biti izloženi u daljem tekstu:

- Vektorsko upravljanje bazirano na integraciji indukovane elektromotorne sile daje dobre rezultate samo pri većim brzinama, pri kojima je pad napona na termogenom otporu statora zanemariv. U teorijskim razmatranjima je granična učestanost na kojoj su još uvek prihvatljivi rezultati ovakvog upravljanja na oko 1-2 Hz, dok se u praksi ona podiže i do 15 % nazivne učestanosti napajanja.
- U tipičnom *sensorless* pogonu nije moguće dugotrajno razvijati moment na nultoj brzini, što je neophodno kod pozicionih servo sistema.
- Da bi se realizovao *sensorless* pogon neosetljiv na varijacije parametara pretvarača i mašine u toku rada, neophodno je da se u njega implementiraju estimatori nemerenih promenljivih stanja, kao i dodatni identifikacioni algoritmi čiji je zadatak da estimiraju vrednosti parametara mašine na čiju je razdešenost konkretni algoritam najosetljiviji. Zbog toga je tipičan algoritam upravljanja *sensorless* pogonom numerički daleko intenzivniji nego odgovarajući algoritam koji koristi podatke o izmerenoj brzini ili poziciji.

Dakle, može se zaključiti da je smanjenje hardverskih zahteva eliminacijom senzora pozicije postignuto po cenu složenijeg upravljačkog algoritma jer je nedostajuće podatke o brzini i/ili poziciji potrebno sada estimirati iz merenog signala statorskog napona. Teorijski posmatrano, ako bi se u *sensorless* pogonima poznavala tačna vrednost brzine rotora, tada njegove karakteristike ne bi zaostajale za karakteristikama pogona sa davačem na vratilu. Stoga ne čudi postojanje mnogobrojnih metoda za estimaciju brzine rotora, koje se tipično klasificuju u šest različitih grupa:

- Estimatori koji koriste mereni napon i struju u cilju estimacije brzine obrtanja rotora i pri tome ne poseduju povratnu spregu (*open-loop* estimatori);
- Estimatori koji koriste MRAS (*Model reference adaptive systems*) opservere strukture;
- Estimatori koji koriste Kalmanov ili Luenbergerov opserver;
- Estimatori koji koriste pojavu rotorskog žlebnih harmonika u signalima statorskog napona i struja;
- Estimatori primenljivi kod motora sa specijalnom konstrukcijom rotora;

- Estimatori koji koriste elemente veštačke inteligencije (neuralne mreže, *fuzzy* logika, *fuzzy*-neuralne mreže);

Detaljniji opis svake od navedenih metoda će biti prezentovan u 3. poglavlju ovog rada.

U oblasti *sensorless* pogoni srednjih performansi tipično se primenjuju jednostavnije tehnike estimacije: *open-loop* estimatori i MRAS estimatori brzine, te će stoga dalje izlaganje biti fokusirano na tu grupu estimatora. Svakako centralni podzadatak u okviru tih estimatora brzine predstavlja izračunavanje položaja i amplituda vektora fluksa statora, rotora ili magnetizacije. Tu se, takođe, uočavaju različiti pristupi:

- tehnike estimacije fluksa bazirane na merenim vrednostima napona i struje;
- tehnika estimacije fluksa koja koristi pojavu magnetskog zasićenja asinhronog motora da bi se na osnovu merenih vrednosti statorskog napona i nulte komponente statorskog napona estimirao prostorni vektor fluksa magnetizacije;
- tehnika estimacije koja koristi pojavu magnetskog zasićenja koje uzrokuje narušavanje izotropnosti magnetske strukture mašine.

Kako druga i treća tehnika svoje funkcionisanje baziraju ili na povišenom nivou fluksa u mašini, ili na potrebi za injektovanjem naponskog visokofrekventnog test signala, one se daleko ređe primenjuju u praksi, te se stoga neće naći na osnovnoj liniji razmatranja u ovom radu.

Iako najrasprostranjenija, primena *open-loop* estimatora brzine često ne daje zadovoljavajuće karakteristike *sensorless* pogona, posebno u oblasti niskih učestanosti primjenjenog statorskog napona. U oblasti niskih učestanosti ( $f < 1 \text{ Hz}$ ), amplituda korisnog signala elektromotorne sile je za 1-2 reda veličina manja od šuma i termogenog pada napona na statorskoj otpornosti, pa rad pogona, praktično, nije moguć.

Mnogobrojni su faktori koji mogu da utiču na rad *open-loop* estimatora brzine i fluksa, posebno na niskim učestanostima statorskog napona:

- neslaganje parametara u modelu mašine sa stvarnim parametrima pogona;
- odstupanje napona na priključcima motora od naponske reference, uzrokovano nelinearnošću funkcije prenosa naponskog invertora;
- netačnost merenja statorskog napona i struje.

Netačnost merenja statorskog napona i struje se manifestuje kroz odstupanje merenih i izmerenih vrednosti. Ovaj rad će se dominantno baviti problemima koje nekompenzovani offset merenja strujnih i naponskih senzora i temperaturni drift statičkog pojačanja strujnih senzora unosi u rad *sensorless* pogona. Iako je nekompenzovani offset merenja statorskog napona po nivou relativno mali (tipično se ne očekuje veće odstupanje od 2 % nominalne vrednosti merenog signala), njegova izrazito sporopromenljiva priroda uzrokuje da on, procesiran kroz estimator fluksa i elektromagnetskog momenta izazove drastična izobličenja i odstupanja estimirane vrednosti od vrednosti koja se ima u mašini. Takođe, temperaturni drift statičkog pojačanja strujnih senzora (takođe skromnih opsega promene, unutar +/- 2 % nominalne vrednosti merenog signala) uzrokuje da se vrednost koeficijenta skaliranja merenog signala, prisutna u pogonskom kontroleru, razlikuje od njegove stvarne vrednosti. Kao posledica, u estimiranom elektromagnetskom momentu se javlja komponenta na učestanosti drugog harmonika statorskog napona, a koja ne postoji u vrednosti momenta motora.

Ostali problemi koji se javljaju u procesu merenja statorskog napona i/ili struje (šum kvantizacije pri diskretizaciji merenog signala, visokofrekventni harmonici merenog signala koji su posledica diskretne prirode statorskog napona na izlazu invertora, fazno kašnjenje koje unosi filtriranje merene veličine i drugi) se manifestuje kao poremećaj u estimiranoj veličini koji je ili izuzetno visoke učestanosti ili pak izuzetno male amplitude, pa stoga u najvećem broju primena ne zahtevaju specifične korektivne metode.

U daljem tekstu sledi pregled literature vezan za temu kojom se bave ovaj rad.

## 1.2. Pregled stručne literature

### 1.2.1. Tema: metode i algoritmi upravljanja *sensorless* pogonima

U radu [A1] Holtz najpre sumira osnovne prednosti i ograničenja, a zatim daje i sistematičan pregled osnovnih tehnika upravljanja *sensorless* pogonima. Poređenje tehnika regulacije brzine u *sensorless* pogonu je ostvareno kroz dijagram u kome su kao kriterijumi za poređenje izabrani vreme odziva algoritma na promenu reference brzine, kao i minimalna brzina rotora pri kojoj se još uvek ima stabilan rad pogona.

U radu [A2] Lee *et al.* prezentuju naponski napajan, strujno regulisan *sensorless* pogon sa orijentacijom u pravcu fluksa statora. Brzinu rotora autori određuju kao razliku sinhrone brzine obrtnog polja i brzine klizanja, koju procenjuju na osnovu referentnog fluksa i aktivne komponente statorske struje  $i_q^s$ . Poseban kvalitet ovog rada je i analiza uticaja koje mrtvo vreme, greška kvantizacije izlaznog PWM signala i pad napona na energetskim prekidačima u provodnom stanju ima na rad *sensorless* pogona pri malim brzinama. Autori su analitički iskazali vezu napona na izlazu invertora i navedenih pojava, na osnovu čega su *feed-forward* kompenzacijom uspeli da eliminišu njihov uticaj na rad pogona. Na taj način su postigli opseg regulacije brzine od 10-3600 ob/min, što odgovara opsegu od 0,0056-2 p.u, kao i uspešan revers brzine, ali bez dugotrajnog mirovanja.

Direktno vektorsko upravljanje uz orijentaciju u pravcu fluksa statora koriste i Xu i Novotny u svom radu [A3], ali iz sasvim drugih pobuda. Naime, u cilju boljeg iskorišćenja raspoložive mašine, često se kao nominalni fluks mašine primenjuju vrednosti koje dovode do potpunog ili delimičnog zasićenja zubaca rotora. Usled toga, smanjenje nivoa fluksa u mašini, bilo da je uzrokovan radom pri brzinama većim od nominalne, bilo da je to deo strategije smanjenja gubitaka snage u slučaju podopterećene mašine [K1], praćeno je i varijacijom induktivnosti rasipanja, na šta je daleko osetljiviji algoritam direktnog vektorskog upravljanja sa orijentacijom u pravcu fluksa rotora. Zbog toga Xu i Novotny predlažu primenu direktnog vektorskog upravljanja uz orijentaciju u pravcu fluksa statora, za koju tvrde da se može, uz adekvatno dizajniran regulator fluksa i rasprežuće kolo, porediti po performansama sa IFOC pogonima, a da su mu karakteristike u oblasti slabljenja polja daleko bolje od onih koje pokazuju DFOC pogoni sa orijentacijom u pravcu fluksa rotora. Xu i Novotny u [A3] koriste naponski estimator za estimaciju vektora statorskog fluksa, dok brzinu rotora određuju preko sinhrone brzine i procenjenog klizanja.

Kvalitetno upravljanje fluksom i momentom strujno regulisanih asinhronih motora se može ostvariti jedino kada je obezbeđena visokokvalitetna regulacija statorske struje, pod

čime se podrazumeva da brzina odziva statorske struje bude bar 10 puta veća od brzine spoljne pozicione ili brzinske kontura regulacije, kao i da se ima što manje odstupanje struje u odnosu na zadatu referencu. Stoga se Khambadkone i Holtz u radu [A4] bave uporednom analizom rada linearnih i nelinearnih strujnih regulatora i njihovom mogućom primenom u realizaciji *sensorless* pogona. Autori konstatuju odlične dinamičke karakteristike nelinearnih strujnih regulatora (pri čemu najviše potenciraju najjednostavniji od njih – histerezisni regulator), ali uočavaju i njihove nedostatke vezane za neizbežnu strujnu grešku praćenja reference, visoku prekidačku učestanost na malim brzinama i drugo. Linearni strujni regulatori su skoro isključivo proporcionalno integralnog tipa i kod njih problem promenljive učestanosti prekidanja ne postoji. Međutim, Khambadkone i Holtz navode i njihove nedostatke, kao što su problemi u određivanju adekvatnog trenutka za uzorkovanje statorske struje, problem projektovanja dovoljno brze regulacione petlje u sistemu sa ograničenom učestanošću prekidanja, kao i potencijalnu nestabilnost linearног regulatora implementiranog u stacionarnom koordinatnom sistemu. Oni stoga predlažu primenu linearnih PI regulatora implementiranih u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu.

Kao veličine za poređenje unutar MRAS opservera brzine, najčešće se koriste rotorski fluks, statorski fluks, indukovana elektromotorna sila, ali i aktivna i reaktivna snaga maštine. U osnovnoj realizaciji opserverske strukture u [A5] Peng i Fukao su se opredelili za upotrebu elektromotorne sile, sa idejom da izbegnu sve probleme koje sa sobom nosi njena integracija u procesu izračunavanja fluksa. Nakon te modifikacije, postignut je znatno širi propusni opseg regulacije brzine, ali je ostao nerešen još jedan problem: u okviru referentnog (naponskog) modela figurisala je vrednost statorskog otpora, a on predstavlja parametar koji je podložan znatnim temperaturnim promenama. Zato autorи u [A5] predlažu dalju modifikaciju algoritma, koristeći za poređenje vektorski proizvod izmerene statorske struje i estimirane elektromotorne sile, a što praktično predstavlja reaktivnu snagu maštine. Takvom modifikacijom je statorski otpor eliminisan iz referentnog modela. Propusni opseg regulacije brzine je očuvan i praktično je bio ograničen samo šumom unutar regulacione petlje. Autori takođe dokazuju da i razdešenost rotorske vremenske konstante,  $T_r$ , neće uticati na orientaciju obrtnih vektora i sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema, ali da hoće na estimaciju brzine obrtanja rotora, što ostaje jedini ozbiljniji nerešeni problem.

Tohima i Hori u [A6] korektivni signal MRAS opservera realizuju kao vektorski proizvod vektora estimiranih flukseva statora izračunatih upotrebom naponskog modela i redukovanih Gopinath opservera stanja. Gopinath opserver je kombinacija estimatora fluksa sa povratnom spregom i predikcijom greške. U radu se diskutuje i o podešavanju položaja polova opservera u cilju njegovog prilagođenja promeni brzine rotora, kao i postizanju robusne realizacije u pogledu promene rotorskog otpora u maštini. Interesantno rešenje predstavlja i uvođenje visokofrekventnih filtera u oba modela, čiji je zadatak da idealne integratore u estimatorima fluksa praktično transformišu u niskofrekventne filtre.

Robusnost *sensorless* pogona prema razdešenosti parametara modela i maštine, kao i prema signalu šuma generisanom u maštini, kontroleru ili prilikom merenja terminalnih veličina se značajno može povećati estimacijom promenljivih stanja primenom opservera u zatvorenoj petlji (*closed loop observers*). U tom smislu Kubota *et al.* u radu [A7] koriste Luenbergerovog opservera sa mehanizmom estimacije brzine rotora (*speed-adaptive flux observer*) u kome sam asinhroni motor predstavlja referentni model, potpuni opserver stanja

predstavlja podesivi model, a brzina rotora predstavlja parametar u matrici stanja. Kao razliku merljivog izlaza objekta upravljanja i njegovog estimiranog ekvivalenta, autori koriste razliku statorske struje modela i mašine. Vektorski proizvod te razlike i estimiranog fluksa rotora se procesira kroz PI adaptivni mehanizam, čiji izlaz predstavlja procenjenu vrednost brzine rotora. Ispitujući uticaj razdešenosti termogenog otpora statora i rotora u modelu i mašini na rad algoritma, autori su došli do dva značajna zaključka. Pokazuje se da razdešenost statorskog termogenog otpora pogubno utiče na tačnost estimacije brzine pri niskim brzinama rotora, dok se pri većim vrednostima brzine taj uticaj drastično smanjuje. Takođe uočava se da se uticaj razdešenosti rotorskog otpora podjednako manifestuje na svim brzinama. Autor stoga predlaže primenu iste strukture i za identifikaciju i *online* modifikaciju promenljivog otpora statorskog namotaja, samo što u ovom slučaju signal greške formira kao skalarni proizvod vektora estimirane statorske struje i razlike vektor estimirane i merene vrednosti iste, koji se zatim procesira kroz integralni adaptivni mehanizam. Konstatujući da su promeni temperature, koja predstavlja glavni razlog promena termogenog otpora statorskog i rotorskog namotaja, približno podjednako izloženi i statorski i rotorski namotaj, autori istu relativnu promenu identifikovanog statorskog otpora primenjuju i na veličinu rotorskog otpora u modelu. Međutim, u radu se ne prezentuju dokazi o raspregnutosti kontura estimacije brzine i identifikacije otpora, te stoga u tom pravcu očekuju dalja istraživanja.

U radu [A8] Vukosavić i Stanković prezentuju upravljačku strukturu namenjenu za upravljanje brzinom pogona bez davača na osovini, ali i bez strujnih senzora koji bi merili struju statorskih namotaja. Umesto toga, oni koriste samo jedan senzor struje, kojim mere struju jednosmernog medukola. Na osnovu izmerene struje i prekidačke šeme invertora, vrši se estimacija vrednosti aktivne i reaktivne snage asinhronog motora, usrednjene na periodu prekidanja invertora. Estimirane snage će poslužiti za estimaciju statorske struje, ali i za sinhronizaciju obrtnog koordinatnog sistema u pravcu fluksa statora. U radu je uspešno rešen i problem funkcionisanja algoritma na niskim učestanostima, kao i revers brzine. Naime, pri brzinama koje su, okvirno, manje od  $R_s$ [p.u.], raste relativni uticaj razdešenosti statorskog otpora u modelu na tačnost estimacije kružne učestanosti vektora statorskog fluksa. Usled toga, Vukosavić i Stanković predlažu uključivanje u proračun i brzine klizanja izračunate u IFOC maniru, dakle, na osnovu komande momenta. Konačno, eksperimentalni rezultati pokazuju da je na ovaj način moguće regulisati fluks i moment 7,5 kilovatnog vučnog asinhronog motora sa vremenom odziva reda nekoliko ms, što omogućava primenu algoritma u vučnim pogonima i jeftinim pogonima opšte namene. Ozbiljne probleme u rad algoritma unosi razdešena vrednost statorskog otpora i nekompenzovano mrtvo vreme. Kako razdešenost statorskog otpora, na način da je njegova vrednost u modelu veća od vrednosti u mašini može čak dovesti i do nestabilnog rada pogona [A9], Vukosavić i Stanković predlažu postavljanje vrednosti u modelu na vrednost neznatno manju od one u mašini uz dodatnu primenu neke od *online* adaptivnih tehniki. U tom smislu oni predlažu korišćenje prostog termičkog modela prvog reda od koga se očekuje da svede grešku poznavanja ovog parametra ispod 10 %.

Tehnike estimacije ugla fluksa, pozicije i brzine rotora koje su bazirane na praćenju izobličenja izazvanog zasićenjem magnetskog kola mašine se generalno mogu podeliti u dve grupe, zavisno od toga da li koriste samo osnovnu pobudu mašine ili se, pak, primenjuje i dodatna pobuda. Metode koje ne koriste dodatnu pobudu, imaju problema sa funkcionisanjem

na malim brzinama, pre svega zbog nepostojanja dovoljnog nivoa te pobude. U slučaju korišćenja dodatne eksitacije, najbolje rezultate pokazuje tehnika u kojoj se pored osnovne pobude mašine injektuje i naponski ili strujni visokofrekventni signal. Odziv na takvu visokofrekventnu pobudu se procesira kroz algoritam koji procenjuje položaj prostornog zasićenja, a na osnovu toga i položaj fluksa i poziciju rotora. U radu [A10] Degner i Lorenz konstatuju da tačno modelovanje pojave zasićenja u mašini zahteva da se pored osnovnog sinusoidalno distribuiranog prostornog zasićenja uzmu u obzir i višestruka prostorna zasićenja, tzv. harmonici zasićenja. Kao glavne uzroke viših harmonika zasićenja, oni navode kvazisinusoidalnu raspodelu namotaja mašine, varijaciju magnetskog otpora na putanji glavnog fluksa usled postojanja žlebova i zubaca statora i rotora, ekscentričnost rotora i drugo. Ignorisanje ovih pojava pri modelovanju neće onemogućiti funkcionisanje estimacionog algoritma, ali će uticati na propusni opseg stabilnog rada, kao i na tačnost estimacije.

Problem sa prethodno opisanim tehnikama se ogleda u tome što se najveći broj njih zasniva na varijaciji rasipne induktivnosti rotora, a kao posledica promene vrednosti fluksa u mašini. To daje prihvatljive rezultate u slučaju motora sa otvorenim rotorskim žlebovima, ali u slučaju zatvorenih rotorskih žlebova, kakvi se najčešće javljaju u mašinama male ili srednje snage, algoritam ima ozbiljnih problema u funkcionisanju, posebno u uslovima značajnih opterećenja. Razlog je činjenica da se onda efekat zasićenja, sličan onom koji ostvaruje test signal, formira i usled proticanja rotorske struje, što onemogućava estimaciju položaja fluksa. Zbog toga Ha i Sul [A11] injektuju test signal u asinhroni motor, ali detekciju položaja fluksa ostvaruju na osnovu razlike impedansi u podužnoj poprečnoj osi. Interesantno je da oni visokofrekventni prostoperiodični test signal injektuju isključivo u pravcu vektora estimiranog fluksa, čime žele da izbegnu pojavu pulsacije momenta, vibraciju mašine, kao i posledični audio šum. Autori su ostvarili eksperimentalnu verifikaciju predloženog algoritma pri 150 % nominalnog momenta, čak i pri nultoj učestanosti statorskog napona.

Postojanje žlebova na statoru i rotoru uzrokuje varijabilnu permeansu zazora, što za konačnu posledicu ima pojavu tzv. žlebnih harmonika u statorskoj struji naponski napajanog asinhronog motora. Eventualne nesavršenosti u konstrukciji mašine, koje se mogu manifestovati kao ekscentritet rotora, ovalnost statora, decentriranost rotorske osovine, nejednakost termogenog otpora šipki koje čine strujno kolo kavezognog rotora, i drugo, takođe uzrokuju pojavu harmonika u spektru struje. Ovi harmonici su neosetljivi na promenu parametara motora i mogu se detektovati na bilo kojoj brzini različitoj od nule. Pri promeni relativnog klizanja, dolazi i do promene učestanosti opisanih harmonika, što može poslužiti u odgovarajućem algoritmu za detekciju brzine rotora. Jedan od algoritama koji koristi tu metodu za detekciju brzine su prezentovali Hurst i Habetler u [A12]. Tačnost predložene metode je odlična i ograničena je jedino veličinom perioda uzorkovanja statorskog struje. Međutim, osnovni problem ove, ali i ostalih algoritama koji estimaciju brzine baziraju na analizi spektra struje, je činjenica da se brzina može estimirati samo ako motor dovoljno dugo radi u stacionarnom stanju. Konkretno, Hurst i Habetler navode da je za funkcionisanje njihovog algoritma potrebno bar 10 ciklusa rada mašine, tokom kojih je brzina konstantna. Pored toga, uvećan nivo šuma koji se ima u uslovima niske osnovne učestanosti, uzrokuje probleme u spektralnoj analizi signala izmerene struje [A12]. Iz tih razloga, autori ograničavaju rad svog algoritma na režime rada u kojima je učestanost osnovnog harmonika

statorskog napona veća od 1 Hz. Takođe, uviđajući da je nemoguće takav algoritam koristiti za upravljanje pogonom u realnom vremenu, oni predlažu da se estimirana vrednost brzine koristi za korekciju parametara standardnih opservera, čiji je rad baziran na procesiranju estimirane vrednosti elektromotorne sile. Efikasnost i tačnost detekcije učestanosti prostornih harmonika je od presudnog značaja za funkcionisanje opisanog algoritma. Zato isti autori u [A13] analiziraju primenu tradicionalne FFT i više naprednih tehnika estimacije spektra i daju preporuke za izbor adekvatnog postupka, u zavisnosti od broja snimljenih odbiraka, periode odabiranja signala, prisustva harmonika uzrokovanih nesavršenom konstrukcijom rotora i drugih faktora.

### **1.2.2. Tema: estimacija prostornog vektora statorskog fluksa**

Osnovni problem pri estimaciji statorskog fluksa integracijom elektromotorne sile predstavlja postojanje nekompenzovanog sporopromenljivog ofseta u signalu integraljene veličine. U savremenoj teoriji i praksi se čine brojni pokušaji da se taj problem reši.

Hurst *et al.* u [B1] u cilju estimacije statorskog fluksa u naponskom modelu maštine predlažu upotrebu NF filtra sa adaptivnom vremenskom konstantom umesto idealnog integratora. Interesantno je istaći da su autori testirali i digitalnu i analognu realizaciju ovog estimatora. Iz prezentovanih rezultata se uočava da su autori uspeli da održe kontrolu momenta u trajanju od 30 sekundi pri učestanosti statorskog napona od 0,005 p.u. i pri negativnoj brzini rotora od 0,033 p.u. Razlog gubitka kontrole je netačna vrednost estimiranog momenta, uzrokovana pogoršanom estimacijom fluksa statora. Već pri učestanosti statorskog napona od 0,015 p.u. uspešno je ostvarena trajna kontrola momenta. Kako mnoge aplikacije, kao što su recimo kranske dizalice, ne zahtevaju dugotrajnu kontrolu malog momenta na nultoj brzini, to se ovaj algoritam ipak može primeniti.

U cilju precizne estimacije statorskog fluksa u širokom opsegu brzina, Shin *et al.* predlažu u [B2] primenu programabilnog niskopropusnog filtra sa kompenzacijom faze. Kompenzacija faze se ostvaruje u faznom kompenzatoru koji filtrirani signal dodatno fazno zakasni tako da njegovo ukupno kašnjenje u odnosu na vektor estimirane elektromotorne sile statora iznosi  $\pi/2$ . Kompenzator amplitudu predstavlja frekvencijski zavisno pojačanje, čiji je zadatak da amplitudsku karakteristiku ovakvog estimatora fluksa učini jednakom amplitudskoj karakteristici integratora. Pol niskopropusnog filtra, autori postavljaju daleko od koordinatnog početka, čime žele da smanje vremensku konstantu filtra i tako umanje uticaj drifta na rad estimatora. Pored toga, izabrani pol menja svoju vrednost direktno proporcionalno estimiranoj vrednosti kružne učestanosti statorskog fluksa, uz ograničenje maksimalne vrednosti tog pola na  $p = -1$ . Predloženi estimator je softverski realizovan i testiran u vektorski upravljanom pogonu sa asinhronim motorom i uz orientaciju obrtnog koordinatnog sistema u pravcu fluksa statora.

Hinkkanen i Luomi u [B3] takođe predlažu zamenu idealnog integratora NF filtrom uz kompenzaciju greške koju ta zamena unosi u fazu i amplitudu izlaznog signala, ali tu kompenzaciju ostvaruju modifikujući estimirani signal statotske elektromotorne sile pre njegovog uvođenja u NF filter. Cilj ove izmene redosleda u procesiranju signala je eliminacija problema u estimaciji fluksa pri reversu brzine. Vremenska konstanta NF filtra je u ovom algoritmu adaptivna veličina koja se prilagođava promeni kružne učestanosti estimiranog

vektora statorskog fluksa ( $\tau_0 = 1/(\lambda\omega_s)$ ), čime se postiže pomeranje estimatorskog pola iz koordinatnog početka u  $p = -\lambda\omega_s$ . Naravno, promenu vremenske konstante prati i odgovarajuća izmena parametara korekcionog bloka. Za izbor konstante  $\lambda$ , autori sugerisu vrednost iz opsega od 0,1 do 0,5. Prikazani eksperimentalni rezultati potvrđuju da je na ovaj način moguće ostvariti uspešan revers brzine. Jednostavnost predloženog rešenja i zadovoljavajuće performanse preporučuju ovaj algoritam za primenu u pogonima srednjih performansi i niske cene.

Bose i Patel u radu [B4] idu i dalje i predlažu zamenu integratora kaskadnom vezom više identičnih niskopropusnih filtara adaptivne vremenske konstante i pojačanja. Vremenska konstanta i pojačanje svakog od filtara je izabrano tako da funkcija prenosa te kaskadne strukture u potpunosti ekvivalentira idealni integrator. Kako je vreme odziva jednog filtra obrnuto proporcionalno njegovom propusnom opsegu, to Bose i Patel konstatuju da je poželjno imati što više NF filtara u kaskadi, jer tada svaki od njih može imati manju vremensku konstantu. Kako preveliki broj filtara može predstavljati preveliko numeričko opterećenje za pogonski kontroler, to oni predlažu kompromisno rešenje sa tri NF filtra. Na niskim učestanostima, tipično ispod 0,5 Hz, estimacija kružne učestanosti statorskog fluksa postaje neprecizna. Kako se ta vrednost koristi za *online* adaptaciju vremenskih konstanti NF filtara, algoritam će tada imati ozbiljne probleme u funkcionisanju.

Hu i Wu su u [B5] prezentovali tri nova algoritma za estimaciju fluksa motora, koji su namenjeni *sensorless* pogonima visokih performansi. U osnovi svakog od predloga se nalazi zamena idealnog integratora NF filtrom prvog reda, uz uvođenje aditivnog korektivnog signala. Osnovne razlike među predloženim algoritmima se ogledaju u načinu formiranja tog korektivnog signala, pri čemu je jedan od presudnih faktora to da li je signal izračunat u sinhrono rotirajućem  $dq$  ili stacionarnom  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu. Prvi predloženi algoritam je najjednostavnije strukture i namenjen je za primenu u pogonima koji rade sa konstantnim fluksom. U njemu se korektivni signal formira u stacionarnom koordinatnom sistemu, procesiranjem izlaza estimatora kroz odgovarajući dvostrani limiter i niskopropusni filter prvog reda. Limiterski blok ima zadatak da spreči zasićenje estimatora pri niskim vrednostima statorske učestanosti. Osnovni problem u realizaciji ovog estimatora fluksa se ogleda u izboru graničnih nivoa limitera. Naime, veći nivo od optimalnog će uzrokovati pojavu ograničenog ofseta u estimiranom fluksu, dok će manji nivo od optimalnog izazvati izobličenje estimiranog signala. U drugom predloženom algoritmu, ograničenje amplitude korektivnog signala se realizuje u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, usled čega je eliminisana mogućnost pojave izobličenja u signalu estimiranog fluksa. Međutim, problem određivanja graničnog nivoa limitera je i dalje ostao aktuelan. Treći predlog se bazira na ideji da u uslovima adekvatno estimiranog fluksa, njegov vektor mora biti ortogonalan na vektor estimirane elektromotorne sile. Stoga, autori narušenost te ortogonalnosti koriste za formiranje korektivnog signala u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Uz to, primena PI dejstva na korektivni signal obezbeđuje nultu grešku orientacije ta dva vektora u stacionarnom stanju. Zbog svog značaja i originalnosti, ovaj korektivni algoritam je detaljnije analiziran u odeljku 6.3.3.

Problem estimacije rotorskog fluksa pri malim brzinama Ohtani *et al.* u radu [B6] rešavaju modifikacijom estimatora tog fluksa. Modifikacija se ogleda u zameni idealnog integratora NF filtrom uz istovremeno uvođenje referentnog vektora rotorskog fluksa u

estimator. Estimator je koncipiran tako da se sa smanjenjem učestanosti statorskog napona vrednost estimiranog fluksa sve više približava referenci, dok se sa povećanjem učestanosti estimator pretvara u običan NF filter estimirane elektromotorne sile rotora. Uvođenje referentne vrednosti fluksa u estimator je značajno smanjilo faznu grešku estimacije na niskim učestanostima, istovremeno zanemarljivo utičući na vrednost amplitudske greške. Kako je izvesni nivo greške u amplitudi estimiranog fluksa od sekundarnog uticaja na rad *sensorless* pogona, to pogoni sa primjenjenim ovim algoritmom poseduju odlične karakteristike pri radu na niskim brzinama, mogućnost reversa, pa čak i uspešno startovanje posle dugotrajnog mirovanja. Autori u [A6] izveštavaju o primeni ovog algoritma u *sensorless* aplikacijama visokih performansi, npr. u štamparijama za pokretanje štamparskih presa, gde se zahteva istovremena regulacija brzine više motora u opsegu 1:100 sa tačnošću regulacije boljom od 0,1 %. Zbog svog značaja, ova metoda će detaljnije biti opisana u odeljku 6.3.2.

Holtz i Quan se u radu [B7] bave pronalaženjem algoritma koji bi sveobuhvatno rešio probleme rada *sensorless* pogona na nultoj učestanosti statora i pri niskim vrednostima brzine rotora. Kao osnovne probleme, oni su imenovali nekompenzovani temperaturni drift ofseta merenja statorske struje, nelinearnu karakteristiku invertora uzrokovana padom napona na provodnim prekidačima, kao i neusaglašenost vrednosti otpora statora u mašini i modelu. Integracija pomenutog ofseta će izazvati izobličenje hodografa vektora estimiranog fluksa statora, uz istovremeno pomeranje njegovog centra iz koordinatnog početka. Stoga autori predlažu da se pre integracije elektromotorne sile u estimatoru fluksa, statorski napon koriguje signalom koji predstavlja procenu ofseta u estimiranoj elektromotornoj sili, a izračunat je na osnovu vektora dislokacije centra hodografa i vremenskog intervala između dva prolaska estimiranog fluksa između dve uzastopne ekstremne vrednosti. Zbog svog značaja, ovaj postupak je detaljno objašnjen u odeljku 6.3.4.

Dalje, autori u istom radu primenjuju *feed forward* korekciju reference statorskog napona za očekivani, strujno zavisni, "gubitak" efektivne vrednosti napona na izlazu invertora, a koji je posledica pada napona na prekidačima u provodnom stanju. Korekcija razdešenosti statorskog otpora je ostvarena primenom opserverske strukture, u kojoj se razlika merene i estimirane struje u podužnoj osi koristi kao kriterijum koji treba minimizirati modifikacijom vrednosti statorskog otpora. Uticaj pojave i grešaka koje nisu apostrofirane u prethodnom tekstu, autori eliminišu forsirajući radikalnu komponentu vektora estimiranog fluksa da se po amplitudi izjednači sa referencom fluksa. Kao rezultat svih navedenih modifikacija, autori su bili u mogućnosti da koriste idealni integrator pri estimaciji fluksa statora, što je imalo za posledicu značajno proširenje propusnog opsega u regulaciji brzine. Prezentovani eksperimentalni rezultati govore o uspešnom radu pogona na brzini od 0,0003 p.u., pokretanju pogona posle dugotrajnog mirovanja, kao i o veoma brzoj korekciji razdešenosti statorskog otpora koja je trajala ispod 300 ms.

U radu [B8] Holtz i Quan dalje razraduju ideje iznete u radu [B7]. U tom smislu, oni se detaljnije bave modelovanjem pada napona na provodnom IGBT energetskom prekidaču, daju uputstva za izbor proporcionalnog dejstva koje koriguje razliku radikalne komponente estimiranog fluksa i reference, ali i prezentuju novi algoritam za *online* identifikaciju vrednosti statorskog otpora. Novopredloženi algoritam najpre estimira statorski fluks na osnovu vrednosti ulazne reaktivne snage mašine. Opisani proračun je ostvaren u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu i u njemu se ne koristi podatak o statorskom otporu. Time

je izbegnuta primena naponskog estimatora statorskog fluksa, čija tačnost estimacije presudno zavisi od poznavanja tačne vrednosti pomenutog parametra.

Posebna pažnja u naučnim radovima koji se bave upravljanjem *sensorless* pogonom je posvećena kompenzaciji efekta mrtvog vremena. Poznato je da ukoliko se ne izvrši adekvatna kompenzacija ove pojave ona može uzrokovati pulsacije u momentu maštine i brzini rotora, koje, eventualno, mogu dovesti i do nestabilnog rada pogona. U tom smislu su posebno kritični *sensorless* pogoni bez regulatora brzine, pošto se u njemu sva naponska izobličenja direktno prenose u talasni oblik brzine. Ispitivanja od strane Vasića *et al.* [B9] su pokazala da veće šanse za pojavu nestabilnosti u radu postoje kod rasterećenih pogona pri napajanju statorskim naponom male kružne učestanosti (tipično ispod polovine njene nominalne vrednosti).

U radu [B10] Hur *et al.* analiziraju razloge zbog kojih izmerena statorska struja odstupa od vrednosti struje motora, kao i razloge zbog kojih se efektivna vrednost napona na izlazu invertora razlikuje od njene referentne vrednosti. Kao jedan od dominantnih razloga, oni uočavaju probleme pri kompenzaciji mrtvog vremena invertorskih prekidača. Algoritmi kompenzacije mrtvog vremena su tipično bazirani na *feed-forward* korekciji referentnog napona, pri čemu znak korekcionog napona zavisi od polariteta svih faznih struja. U uslovima kada se polaritet statorske struje može pouzdano odrediti, ova kompenzaciona metoda daje zadovoljavajuće rezultate. Problem nastaje u režimu rada koji karakteriše mala vrednost statorske struje, usled čega se struja relativno dugo zadržava na vrednosti jednakoj ili bliskoj nuli. U tim uslovima se ne ostvaruje zadovoljavajuća kompenzacija mrtvog vremena usled problema u detektovanju polariteta struje, što uzrokuje pojavu izobličenja talasnog oblika statorske struje koji se manifestuje kroz dugotrajno zadržavanje signala na vrednosti bliskoj nuli (*current clamping effect*) [B10]. Pored toga, prekid u proticanju statorske struje čini da se na izlaznim priključcima ima potpuno nekontrolabilna vrednost napona, određena samo vrednošću elektromotorne sile statora. Dalje, neadekvatna kompenzacija mrtvog vremena narušava simetriju naponskih talasa na izlazu invertora, usled čega se pomera vremenski trenutak unutar prekidačke periode u kom se merena struja izjednačava sa svojom srednjom vrednošću na to periodi, što u sistemima u kojima se ne primenjuje *oversampling* može da uzrokuje grešku merenja statorske struje. Zbog svega toga, autori predlažu primenu Luenbergerovog opservera za estimaciju statorskog fluksa, statorske struje i brzine rotora.

Problem *current clamping effect-a* analiziraju i Choi i Sul u [B11]. Međutim, oni analiziraju i povratni efekat koji distorzija talasnog oblika struje ima na odstupanje napona na izlazu invertora od referentne vrednosti. Autori konstatuju da i pored pažljivo implementirane kompenzacije mrtvog vremena može doći do izobličenja osnovnog harmonika statorskog napona i njegovo odstupanje od naponske reference. Dva su osnovna razloga za tu pojavu. Prvi razlog je nesposobnost statorske struje konkretnе faze da promeni polaritet u toku mrtvog vremena. Naime, kako u toku mrtvog vremena struja protiče isključivo kroz diode, ako se javi potreba da u toku tog intervala struja konkretnе faze promeni smer, to se neće desiti usled napona inverzne polarizacije na drugoj diodi koja tu struju treba da prihvati. Zbog toga će struja ostati jednaka nuli tokom preostalog dela mrtvog vremena, usled čega potencijal na faznom priključku više neće biti jednak potencijalu ni pozitivne ni negativne sabirnice invertora, već naponu elektromotorne sile te faze. Time dolazi i do nepredviđene promene osnovnog harmonika statorskog napona. Drugi razlog predstavlja parazitna kapacitivnost

inverzno polarisane diode koja onemogućava trenutnu promenu potencijala konkretnе faze pri započinjanju intervala mrvog vremena. Na osnovu sprovedene analize autori računaju korektivni napon koji kao *feed-forward* korekciju dodaju na naponsku referencu.

### **1.2.3. Tema: eliminacija uticaja neidealnosti strujnog i naponskog senzora na rad *sensorless* pogona**

Chung i Sul se u [C1] bave eliminacijom uticaja koje greška merenja statorske struje ima na rad strujno regulisanog pogona sa indirektnim vektorskim upravljanjem. Konkretno, autori razmatraju način za eliminaciju pulsacija u elektromagnetskom momentu mašine, koji nastaju kao posledica postojanja nekompenzovanog ofseta i greške skaliranja pri merenju statorske struje. Pokazuje se da offset merenja statorske struje ima kao posledicu da se u estimiranoj vrednosti momenta javi prostoperiodična komponenta na učestanosti statorskog napona. Greška skaliranja nastaje kao posledica promene pojačanja merenog signala unutar mernog sistema, a koji je najčešće posledica temperaturnih promena kojima je izložen elektronski podsistem strujnog senzora. Ova greška takođe uzrokuje pojavu prostoperiodičnih pulsacija u estimiranom momentu, ali na učestanosti koja odgovara drugom harmoniku statorskog napona. Tumačeci ove pulsacije kao oscilatornu prirodu momenta opterećenja, regulator brzine reaguje modifikacijom statorske struje u cilju održavanja zadate brzine rotora. Time se prostoperiodične pulsacije prenose iz estimiranog momenta u moment mašine i, konačno, prodiru i kroz mehanički podsistem, manifestujući se kao pulsacije brzine rotora. Chung i Sul su u radu izveli analitičku zavisnost amplitude oscilacije brzine i parametara PI regulatora brzine, momenta inercije motora i učestanosti statorskog napona. Oni su dalje predložili algoritam za korekciju, koji se bazira na spektralnoj analizi signala izmerene brzine rotora i kojim se izračunava amplituda oscilacija brzina rotora na učestanosti prvog i drugog harmonika statorskog napona. Ove amplitude su procesirane kroz inverzni model pogona, na čijem su izlazu dobijena dva kompenzaciona signala, koja su zatim u *feed forward* maniru dodavana na referentnu vrednost  $q$  komponente statorske struje. Prezentovani eksperimentalni rezultati pokazuju da su se nakon ostvarene kompenzacije, pulsacije brzine rotora smanjile za 66 %. Realno je pretpostaviti da bi predloženi algoritam imao ozbiljnih problema pri niskim vrednostima statorske učestanosti, pri kojima bi i fluks rotora, na kom je bazirana orientacija sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema, došao pod uticaj pulsacija u signalu uzdužne ( $d$ ) komponente statorske struje, što može izazvati pogrešnu orientaciju i uspostavljanje sprege između upravljenih veličina momenta i fluksa.

Rešavanjem istog problema se bave Jung *et al.* u radu [C2]. Iako izlaganje svoje metode i njenu eksperimentalnu verifikaciju baziraju na sinhronom motoru sa permanentnim magnetom na rotoru, (PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Machine*), autori tvrde da se ona može primeniti na sve vektorski kontrolisane mašine naizmenične struje. Osnovna ideja predloženog algoritma se bazira na kompenzaciji nekompenzovanog ofseta i greške skaliranja korišćenjem integrala signala sa izlaza integratora PI regulatora uzdužne ( $d$ ) komponente statorske struje vektorski regulisanog pogona. Ovaj signal je izabran jer se očekuje da signal greške struje  $d$  ose na izlazu diskriminatora greške neće sadržati druge komponente osim onih koje su posledica problema u merenju struje. Drugim rečima, očekuje se da referentni signal statorske struje u  $d$  osi bude nulte vrednosti (u slučaju PMSM) ili konstantne nenulte

vrednosti (u slučaju asinhronih mašina). Ovaj uslov postavlja jasno ograničenje: algoritam nije moguće primenjivati u pogonima u kojima se očekuje intenzivnija varijacija statorskog fluksa. Nakon ostvarene identifikacije, procenjeni nivo ofseta se oduzima od merenih vrednosti struje, dok se pojačanje merenog signala koriguje procenjenom greškom skaliranja. Kao što je i očekivano, ovaj algoritam nije u stanju da koriguje istosmernu promenu koeficijenata skaliranja, već samo promenu njihove razlike. Da bi se eliminisao uticaj šestog harmonika merenog signala, koji se u njemu pojavljuje kao posledica mrvog vremena invertorskih prekidača, proces integraljenja signala sa izlaza integratora autori realizuju na specifičan sektorski način. Kako se u predloženom algoritmu ne koristi matematički model motora, autori očekuju da će predloženi algoritam posedovati izrazitu robusnost prema varijaciji parametara maštine.

U radovima [C2-C6] se kao objekat upravljanja ne primenjuje asinhroni motor, već PMSM. Međutim, univerzalnost problema uticaja nekompenzovanog ofseta i greške skaliranja u merenju statorske struje je uticala da se te teme razmatraju i u ovim redovima. Dok je u [C2] taj problem predstavljao centralnu temu, dotle je u preostala četiri rada on od sekundarnog značaja.

U radu [C3] Batzel i Lee razvijaju opserver pozicije rotora za pogon sa PMSM. Deo sprovedenih analiza je posvećen i uticaju koji nekompenzovani ofset i greška skaliranja imaju na grešku estimacije položaja rotora. Njihovi rezultati pokazuju da greška skaliranja, bilo pri merenju statorske struje, bilo pri merenju statorskog napona, uzrokuje pojavu konstantne greške u estimaciji ugla direktno proporcionalne samoj grešci skaliranja. Nekompenzovani ofset merenja napona i/ili struje uzrokuje pojavu prostoperiodične greške estimiranog ugla na učestanosti koja je jednaka drugom harmoniku statorskog napona i čija je amplituda direktno proporcionalna nivou nekompenzovanog ofseta.

Jeong *et al.* u [C4] razvijaju algoritam koji će omogućiti vučnom pogonu sa PMSM da nastavi rad i nakon otkazivanja nekog od senzora. U obzir su uzeti senzor brzine, senzor napona jednosmernog međukola i senzori struja dve statorske faze. Razmatrajući problem ofseta i greške skaliranja, autori konstatuju da njihovo postojanje, ali u manjoj meri, uzrokuje pojavu pulsacija momenta koje su sinhronizovane sa izlaznom učestanostju invertora, dok u slučaju većeg ofseta i greške skaliranja, drastično pogoršavaju uslove regulacije momenta. Konačno, ako su ofset ili greška skaliranja iznad nekog, unapred definisanog nivoa, autori predlažu da se to stanje tretira kao otkaz senzora, jer bi u protivnom, uvažavanje merenja koje ostvaruju ti senzori dovelo do pogoršanja regulacije i mogućeg otkaza pogona usled prevelike struje, posebno pri velikim brzinama i opterećenjima. Između ostalog, autori su opisali i *offline* test proceduru koja omogućuje detekciju bilo kog problema u invertorskom delu pogona, namotajima motora i senzorima struje, uključujući i problem ofseta merenja struje i greške skaliranja. Takođe, oni razvijaju opserversku upravljačku strukturu, koja bi se u slučaju otkaza jednog od senzora struje transformisala u redukovani opserver, a u slučaju otkaza oba senzora, upravljanje bi bilo bazirano na *open-loop* estimiranim vrednostima statorske struje.

Upravljanje uz pomoć samoobučavajuće strukture (*Iterative Learning Control - ILC*) je savremeni koncept digitalnog upravljanja koji ima za cilj da poboljša praćenje reference u sistemima koji rade u fiksnim vremenskim ciklusima. Posebno je podesan za primenu u nelinearnim sistemima, gde je zadatak praćenje raznolikih ulaznih referenci, u uslovima u

kojima se može očekivati razdešenost parametara modela u odnosu na njihove stvarne vrednosti. U radu [C5] Quian *et al.* primenjuju baš ovaj postupak da eliminišu pulsacije momenta u pogonu sa PMSM. Kao jedan od razloga pojave pulsacija oni navode i postojanje ofseta merenja i greške skaliranja pri merenju statorske struje. Primenom ILC postupka uočeno je smanjenje pulsacija momenta koji su postojali usled problema sa merenjem struje na nivo od 4 % (pulsacije uzrokovane ofsetom) i 25 % (pulsacije usled greške skaliranja) u odnosu na nekompenzovane vrednosti istih.

U [C6] Chen *et al.*, između ostalog, čine pokušaj da kvantifikuju uticaj greške merenja statorske struje na pojavu pulsacija momenta u pogonima sa PMSM. Autori pokazuju da će 1 % ofseta u merenim strujama, u najgorem slučaju istosmernog odstupanja merenih vrednosti obe faze, uzrokovati prostoperiodične oscilacije momenta sa amplitudom od 2 % nominalnog momenta, dok će isti nivo odstupanja koeficijenata skaliranja, u najgorem slučaju varijacije u različitim smerovima, proizvoditi pulsacije dvostruko veće učestanosti i amplitude od 2,31 % nominalne vrednosti. Autori konstatuju da dodatni problem u eliminaciji nekompenzovanog ofseta predstavlja zavisnost faze prostoperiodične pulsacije od odnosa vrednosti ofseta dva upotrebljena senzora. Kao što će biti pokazano u poglavlju šest, baš ta činjenica se može iskoristi za procenu i kompenzaciju ofseta pojedinačnih senzora struje u pogonima sa asinhronim motorom.

### 1.3. Kratak sadržaj i organizacija rada

Tema ovog rada je razvoj novog algoritma za estimaciju fluksa i elektromagnetskog momenta asinhronog motora u uslovima postojanja nekompenzovanog ofseta strujnog i/ili naponskog senzora, kao i u uslovima promenljivog statičkog pojačanja senzora za merenje statorske struje. Estimirane vrednosti, oslobođene uticaja navedenih neidealnosti senzora, mogu se upotrebiti za zatvaranje regulacionih kontura pri upravljanju pogonom bez davača brzine i pozicije na osovini. U radu su prezentovana trenutna dostignuća u vezi ove problematike, nedvosmisleno pokazan značaj eliminacije uticaja pomenutih neidealnosti senzora na rad *sensorless* pogona, navedena sva analitička razmatranja bitna za razumevanje novopredloženih algoritama i, konačno, kroz niz računarskih simulacija i eksperimenata na realnom pogonu ispitana valjanost njihovog funkcionisanja.

Rad se sastoji od osam poglavlja, spiska korišćene literature i pet priloga. U prvom poglavlju je definisana tema ovog naučnog rada i učinjen je pokušaj da se objasni njen značaj u oblasti razvoja savremenih *sensorless* pogona koji koriste Teslin asinhroni motor. Dalje je u odeljku 1.2. dat pregled literature koja se bavi razvojem tehnika *sensorless* upravljanja (odeljak 1.2.1.), problemom estimacije fluksa (odeljak 1.2.2.) kao i pitanjem eliminacije uticaja nekompenzovanog ofseta merenja statorskog napona i struje na estimaciju fluksa i elektromagnetskog momenta motora naizmenične struje (odeljak 1.2.3.).

U drugom poglavlju prikazan je matematički model pogona opšte namene sa asinhronim motorom bez davača brzine na vratilu. Matematički model asinhronog motora u originalnom faznom domenu prikazan je u 2.1. uz uobičajene idealizacije koje se uvode u opštoj teoriji električnih mašina. U 2.2. je opisana trofazno dvofazna rasprežuća transformacija, da bi u 2.3. bio prezentovan matematički model asinhronog motora u

generalizovanom koordinatnom sistemu. Osnovni principi raspregnutog upravljanja po fluksu i momentu u pogonu sa strujno ili naponski napajanim asinhronim motorom, pri orijentaciji u pravcu fluksa statora ili rotora su prikazani u odeljku 2.4. U istom odeljku se analizira opseg stabilnog rada ovako upravljenih pogona i konstatuje da jedino strujno napajani asinhroni motor sa orijentacijom u pravcu fluksa rotora ima, teorijski gledano, neograničen opseg stabilnog rada i maksimalni moment.

U trećem poglavlju su opisane najčešće primenjivane tehnike estimacije brzine obrtanja rotora asinhronog motora u *sensorless* pogonima visokih performansi: *open-loop* estimatori, MRAS estimatori, estimatori bazirani na primeni Kalmanovih ili Luenbergerovih opbserverskih struktura, estimatori koji koriste pojavu rotorskih žlebnih harmonika, estimatori brzine obrtanja rotora kod motora sa specijalnom konstrukcijom rotora i estimatori koji koriste elemente veštacke inteligencije. Posebna pažnja je posvećena *open-loop* i MRAS opbserverskim strukturama, uzimajući u obzir njihovu rasprostranjenost u praktičnoj primeni, kao i posebnu osjetljivost na tačnost merenja statorskog napona i struje. Na kraju poglavlja dato je poređenje navedenih tehnika po različitim kriterijumima.

U okviru četvrtog poglavlja će biti analizirane tipične tehnike estimacije rotorskog, statorskog ili fluksa magnećenja. U okviru odeljka 4.1. će biti analizirane tehnike estimacije fluksa bazirane na merenim vrednostima napona i struje, dok je u odeljku 4.2. opisana tehnika estimacije fluksa koja koristi pojavu magnetskog zasićenja asinhronog motora da bi se na osnovu merenih vrednosti statorske struje i nulte komponente statorskog napona estimirao prostorni vektor fluksa magnetizacije. Glavna prednost ove tehnike se ogleda u izrazitoj robusnosti na varijacije parametara motora. U odeljku 4.3 opisana je tehnika estimacije koja takođe koristi pojavu magnetskog zasićenja koji uzrokuje da se naruši izotropnost magnetske strukture mašine.

U petom poglavlju će biti analizirani osnovni principi rada, funkcionalne i konstrukcione karakteristike strujnih i naponskih senzora. Najpre se u odeljku 5.2 definišu osnovne karakteristike senzora i kriterijumi koji će omogućiti poređenje različitih senzorskih tehnika. Odeljak 5.3 govori o strujnim senzorima i u okviru njega će detaljnije biti analizirani šant otpornici u ulozi strujnih senzora, strjni transformatori i senzori struje čiji se princip rada bazira na primeni Holovog efekta. Posebna pažnja je posvećena senzorima na bazi Holovog efekta jer su oni, praktično, izborili status skoro standardnog metoda za merenje struje u regulisanim *sensorless* pogonima, u širokom opsegu merenih struja, radnih temperatura i zahtevanih tačnosti merenja. Izlaganje u odeljku 5.3.3.4. biće posvećen funkcionalnim i konstrukcionim unapređenjima senzora struje koji su usmereni ka povećanju tačnosti merenja, tj. smanjenju ofseta senzora, povećanju linearnosti njegove karakteristike i umanjenju uticaja temperturnog drifta. U odeljku 5.4. se u skromnom obimu analiziraju osnovne tehnike merenja napona u *sensorless* pogonima kao i senzori koji implementiraju opisane tehnike merenja. Odeljak 5.5. je posvećen kratkom pregledu savremenih tendencija u razvoju strujnih i naponskih senzora.

Šesto poglavlje je posvećeno prvom od dva novopredložena algoritma. Zadatak ovog algoritma je da omogući estimaciju statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta u uslovima postojanja nekompenzovanog ofseta merenja strujnog i/ili naponskog senzora. U odeljku 6.2. biće postavljene teorijske osnove za analizu uticaja koje ofset u signalu merene struje i/ili napona ima na proces estimacije vektora statorskog fluksa i elektromagnetskog

momenta. U okviru odeljka 6.3. će biti pobrojane metode koje se najčešće koriste za eliminaciju tog uticaja, dok će u odeljku 6.4. biti detaljno izložena nova metoda koja treba da omogući kvalitetnu estimaciju vektora statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta u prisustvu pomenutog ofseta. Dalje se, putem računarskih simulacija testira novopredloženi algoritam, uz istovremeno poređenje rezultata simulacije sa rezultatima koje ostvaruju drugi, prethodno opisani algoritmi korekcije. Rezultati simulacija i njihova komparativna analiza su izloženi u odeljku 6.5. U odeljku 6.6. i 6.7. opisano je testiranje novopredložene metode na realnom laboratorijskom *setup-u* i prikazani su rezultati koji su pri tome dobijeni. Konačno, u odeljku 6.8. su sumirane prednosti, ali i ograničenja koja su uočena u radu predloženog algoritma.

Drugi razvijani algoritam je namenjen eliminisanju uticaja koji neželjeno promenljivo pojačanje sistema za merenje statorske struje (u stručnoj literaturi često nazivano: greška skaliranja) ima na estimaciju statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta asinhronog motora i detaljno je opisan u sedmom poglavlju. U tom smislu se najpre u odeljku 7.2. analizira uticaj koji greška skaliranja ima na rad pogona bez davača na osovini. Između ostalog, u ovom odeljku će biti pokazano da daleko veći problem za ispravan rad regulisanih pogona predstavlja pojava razlike između koeficijenata skaliranja, nego njihovo jednakost istosmerno odstupanje od vrednosti određenih u toku *self-commissioning* procesa. Zbog toga će u odeljku 7.3. biti predložen novi algoritam za *online* detekciju i korekciju razlike između normalizovanih koeficijenata skaliranja. Statičke i dinamičke karakteristike predloženog algoritma su ispitane kroz računarske simulacije i rezultati ovih simulacija su prezentovani u odeljku 7.4. Konačno, u odeljku 7.5. su sumirane prednosti, ali i ograničenja koja su uočena u radu predloženog algoritma, kako pri stacionarnom tako i pri dinamičkom radnom režimu pogona.

Osmo poglavlje sadrži zaključak, u kom su sumirani dobijeni rezultati, ponovo istaknute vrline i mane predloženih algoritama i označeni pravci, eventualnih, daljih istraživanja.

Spisak referentne literature je prezentovan u devetom poglavlju, dok su u prilozima koji nakon toga slede navedeni podaci sa natpisne pločice asinhronog motora korišćenog u eksperimentalnoj fazi ispitivanja, kao i njegovi parametri izračunati na osnovu rezultata testiranja motora u ogledu praznog hoda i kratkog spoja. Poslednja četiri priloga predstavljaju prikaz modela koji su korišćeni u računarskim simulacijama ispitivanih algoritama.

## 2. MATEMATIČKO MODELovanje ASINHRONOG MOTORA

Matematički model asinhronog motora je skup diferencijalnih i algebarskih jednačina koji opisuje relevantna svojstva dinamičkog ponašanja asinhronog motora. Kompleksnost modela predstavlja kompromis između težnje da se što realnije opišu fizičke pojave u motoru i prihvatljivog nivoa složenosti za njegovu kasniju primenu. Postupak modelovanja asinhronog motora dat je u radovima [K3], [K4] i [K10]. Za analizu i simulaciju na računaru, diferencijalne jednačine se najčešće predstavljaju u obliku jednačina stanja. Prema prirodi promenljivih stanja, razlikuje se fluksni model (promenljive stanja su fluksni obuhvati), strujni model (promenljive stanja su struje) i kombinovani model (promenljive stanja su neke struje i neki fluksevi).

Pri modelovanju asinhronog motora standardne konstrukcije uobičajeno se usvajaju sledeće pretpostavke:

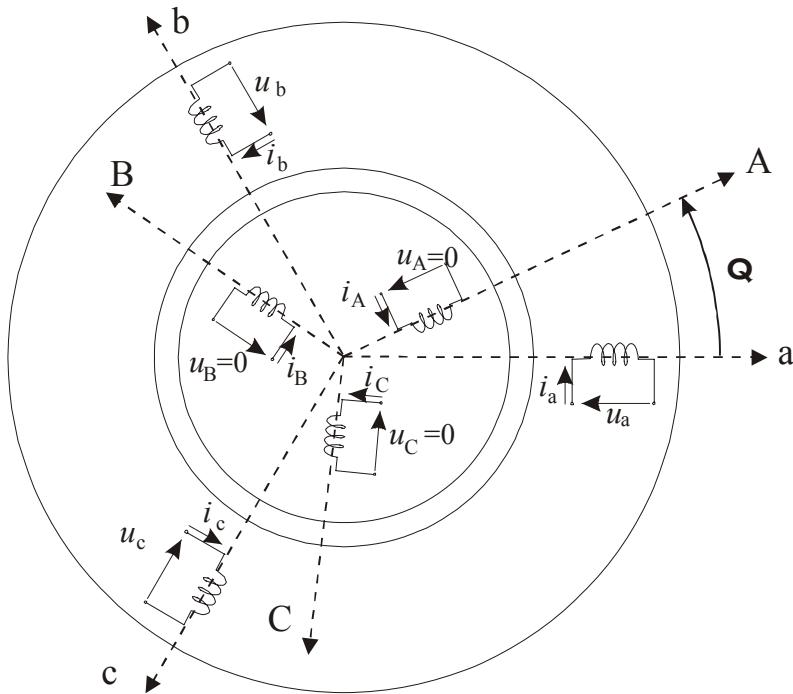
- Fazni namotaji statora su identični i međusobno pomereni po obodu mašine za  $120^0$  električnih;
- Vazdušni zazor je ravnomerni, odnosno, stator i rotor su cilindričnog oblika i uticaj zubaca se zanemaruje;
- Kavezni namotaj rotora se može ekvivalentirati trofaznim namotajem sa istim brojem polova kao i namotaj statora;
- Magnetopobudna sila namotaja je sinusoidalno raspodeljena po obimu zazora;
- Pojava vrtložnih struja i histerezisa se zanemaruje, kao i sve parazitne kapacitivnosti;
- Asinhroni motor se kao elektromehanički konvertor tretira kao mreža sa skoncentrisanim parametrima;
- Termogene otpornosti i rasipne induktivnosti namotaja statora i rotora su konstantni;
- Karakteristika magnećenja je linearna, tj. nema zasićenja magnetskog kola.

Opravdanost poslednje dve pretpostavke je posebno problematična, i one će više puta biti razmatrane u daljem tekstu.

Da bi se smanjio broj i eliminisala vremenska zavisnost elemenata u matrici induktivnosti, neophodno je primeniti izvestan broj matematičkih transformacija, kojima se vrši zamena promenljivih i/ili parametara asinhronog motora uz očuvanje informacija koje model nosi. Pod tim se podrazumevaju transformacije rasprezanja i obrtanja (biće detaljnije objašnjene u odeljcima 2.2 i 2.3) i navojna transformacija kojom se svedene rotorske veličine iz dvofaznog koordinanog sistema sinhronog sa okretanjem rotora transformišu u stacionarni dvofazni statorski koordinantni sistem (detaljnije je objašnjena u odeljku 2.3).

## 2.1. Matematički model asinhronog motora u originalnom trofaznom domenu

Na slici 2.1 je prikazan trofazni asinhroni motor u originalnom (faznom) domenu. Kavezni namotaj rotora je modelovan odgovarajućim trofaznim namotajem. Indeksi a, b, c označavaju statorske veličine, dok indeksi A, B, C veličine pridružene rotoru. Električni ugao  $\theta$  je funkcija vremena i njime je definisan trenutni položaj između magnetskih osa namotaja statora "a" i rotora "A".



Sl. 2.1. Šematski prikaz trofaznog asinhronog motora u originalnom abc domenu

Jednačine naponske ravnoteže namotaja statora i rotora u domenu faznih veličina, zapisane u matričnoj formi, će glasiti:

$$\mathbf{u} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{i} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} \quad (2.1)$$

$$\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{L}(\theta) \cdot \mathbf{i}. \quad (2.2)$$

Njutnova jednačina mehaničke ravnoteže glasi:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left( m_e - m_{opt} - \frac{k_{tr}}{P} \omega \right). \quad (2.3)$$

Izraz za elektromagnetski moment  $m_e$  glasi:

$$m_e = \frac{P}{2} \mathbf{i}^T \frac{d\mathbf{L}(\theta)}{d\theta} \mathbf{i}. \quad (2.4)$$

Veza između brzine obrtanja vratila motora i električne ugaone brzine rotora je:

$$\omega_r = \frac{\omega}{P}, \quad (2.5)$$

dok je električna ugaona brzina jednaka izvodu ugla između ose "a" statora i ose "A" rotora:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.6)$$

Električna ugaona brzina rotora predstavlja brzinu rotora zamišljenog dvočlanog asinhronog motora koji ima iste parametre matematičkog modela kao i analizirani 2P-polni asinhroni motor. Uvođenje i korišćenje pojma električne brzine je uobičajena praksa u procesima modelovanja, analize i implementacije upravljačkih algoritama u pogonima sa asinhronim motorom.

Značenje simbola korišćenih u jednačinama (2.1) - (2.6) su:

$\mathbf{u}, \mathbf{i}, \Psi$	- vektori napona, struje i fluksnih obuhvata statora i rotora,
$\mathbf{R}$	- matrica termogenih otpornosti namotaja statora i rotora,
$\mathbf{L}(\theta)$	- matrica induktivnosti,
$\theta$	- električni ugao između "a" ose namotaja statora i "A" ose namotaja rotora,
$m_e$	- elektromagnetski moment,
$m_{opt}$	- mehanički moment opterećenja,
$P$	- broj pari polova,
$J$	- moment inercije,
$\omega$	- električna ugaona brzina rotora
$k_{tr}$	- koeficijent viskoznog trenja

Matrice u izrazima (2.1), (2.2) i (2.4), ako se prikažu u razvijenom obliku, glase:

$$\mathbf{u} = [u_a \ u_b \ u_c \ u_A \ u_B \ u_C]^T, \quad (2.7a)$$

$$\mathbf{i} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_A \ i_B \ i_C]^T, \quad (2.7b)$$

$$\Psi = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c \ \Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^T, \quad (2.7c)$$

$$\mathbf{R} = diag \{R_s, R_s, R_s, R_r, R_r, R_r\}, \quad (2.7d)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix}, \quad (2.7e)$$

gde su submatrice  $\mathbf{L}_s$ ,  $\mathbf{L}_r$  i  $\mathbf{L}_{sr}$ :

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{aa} L_{ab} L_{ac} \\ L_{ba} L_{bb} L_{bc} \\ L_{ca} L_{cb} L_{cc} \end{bmatrix}, \quad (2.7f)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{AA} L_{AB} L_{AC} \\ L_{BA} L_{BB} L_{BC} \\ L_{CA} L_{CB} L_{CC} \end{bmatrix}, \quad (2.7g)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{aa} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (2.7h)$$

U izrazima (2.7) su korišćene sledeće oznake:

- $u_a, u_b, u_c$  - fazni naponi statorskih namotaja,
- $u_A, u_B, u_C$  - fazni naponi rotorskih namotaja,
- $i_a, i_b, i_c$  - fazne struje statorskih namotaja,
- $i_A, i_B, i_C$  - fazne struje rotorskih namotaja,
- $\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c$  - fluksni obuhvati statorskih namotaja,
- $\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C$  - fluksni obuhvati rotorskih namotaja,
- $R_s$  - termogeni otpor statorskog namotaja,
- $R_r$  - termogeni otpor rotorskih namotaja,
- $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  - sopstvena induktivnost statorskih namotaja,
- $L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}$  - međusobna induktivnost statorskih namotaja,
- $L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}$  - sopstvena induktivnost rotorskih namotaja,
- $L_{AB}, L_{BC}, L_{CA}$  - međusobna induktivnost rotorskih namotaja,
- $L_{aA}$  - maksimalna vrednost međusobne induktivnosti namotaja faze "a" na statoru i faze "A" na rotoru (u skladu sa slikom 2.1., odgovara međusobnoj induktivnosti ovih namotaja pri uglu  $\theta = 0$ ).

Činjenica je da su nam rotorske veličine asinhronog motora sa kaveznim rotorom dostupne merenju samo kao veličine svedene na statorskiju stranu. Stoga je u analizi i projektovanju upravljačkih struktura za asinhronne motore od daleko većeg značaj poznavati numeričke vrednosti parametara rotora svedenih na statorskiju stranu. Shodno tome, uobičajena praksa je da se prethodni model asinhronog motora transformiše tako da u njemu figurišu svedene vrednosti rotorskih napona, struja i flukseva, kao i svedene vrednosti svih parametara

koji figurišu u modelu. Od presudnog značaja u tim transformacijama je odnos broja navojaka jedne faze namotaja statora i rotora:

$$n_t = \frac{N_s}{N_r}. \quad (2.8)$$

Uz uvažavanje uobičajenih pretpostavki pri modelovanju motora, može se pokazati da se model asinhronog motora u kom figurišu veličine rotora svedene na statorskiju stranu i dalje može opisati istim izrazima (2.1) do (2.6) ali se razvijeni oblik matrica koji figurišu u tim izrazima sada menja i postaje:

$$\dot{\mathbf{u}}' = [u_a' \ u_b' \ u_c' \ u_A' \ u_B' \ u_C']^T = [u_a \ u_b \ u_c \ n_t u_A \ n_t u_B \ n_t u_C]^T, \quad (2.9a)$$

$$\dot{\mathbf{i}}' = [i_a' \ i_b' \ i_c' \ i_A' \ i_B' \ i_C']^T = [i_a \ i_b \ i_c \ \frac{i_A}{n_t} \ \frac{i_B}{n_t} \ \frac{i_C}{n_t}]^T, \quad (2.9b)$$

$$\Psi' = [\Psi_a' \ \Psi_b' \ \Psi_c' \ \Psi_A' \ \Psi_B' \ \Psi_C']^T = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c \ n_t \Psi_A \ n_t \Psi_B \ n_t \Psi_C]^T, \quad (2.9c)$$

$$\mathbf{R}' = \text{diag} \{ R_s', R_s', R_s', R_r', R_r', R_r' \} = \text{diag} \{ R_s, R_s, R_s, n_t^2 R_r, n_t^2 R_r, n_t^2 R_r \}, \quad (2.9d)$$

$$\dot{\mathbf{L}}' = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{L}}_s & \dot{\mathbf{L}}_{sr} \\ (\dot{\mathbf{L}}_{sr})^T & \dot{\mathbf{L}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & n_t \mathbf{L}_{sr} \\ n_t \mathbf{L}_{sr}^T & n_t^2 \mathbf{L}_r \end{bmatrix}. \quad (2.9e)$$

U izrazima (2.9) su korišćene sledeće oznake:

- $u_A', u_B', u_C'$  fazni naponi rotorskih namotaja svedeni na statorskiju stranu,
- $i_A', i_B', i_C'$  fazne struje rotorskih namotaja svedene na statorskiju stranu,
- $\Psi_A', \Psi_B', \Psi_C'$  fluksni obuhvati rotorskih namotaja svedeni na statorskiju stranu,
- $R_r'$  termogeni otpor rotorskih namotaja sveden na statorskiju stranu,
- $\dot{\mathbf{L}}_{sr}$  submatrica međusobne induktivnosti statorskikh namotaja i rotorskikh namotaja u slučaju kada su rotorske veličine svedene na statorskiju stranu,
- $\dot{\mathbf{L}}_r'$  submatrica sopstvene induktivnosti rotorskikh namotaja u slučaju kada su rotorske veličine svedene na statorskiju stranu.

Striktno izvođenje prethodnih relacija neće biti izlagano u okviru ovog rada ali se ono može naći u mnogobrojnoj literaturi koja obrađuje problem analize i modelovanja asinhronog motora. Takođe, u tekstu koji sledi, koristiće se isključivo rotorske veličine svedene na statorskiju stranu. Zbog toga će oznaka (' $\cdot$ ') iz *superscript-a* biti izostavljena da ne bi opterećivala tekst, i svako pojavljivanje rotorske veličine ili parametra u izrazima koji slede predstavljaće rotorskiju veličinu ili parametar sveden na stranu statora.

Model asinhronog motora u domenu faznih veličina je određen sa sedam diferencijalnih jednačina i isto toliko promenljivih. Kao posledica vremensku zavisnost elemenata matrice induktivnosti od ugla  $\theta$ , diferencijalne jednačine su nelinearne sa vremenski promenljivim koeficijentima. Iako je ovaj model najbliži fizičkoj predstavi motora,

njegova složenost onemogućava da se analiza asinhronog motora zasniva na njemu. Čak i uz primenu numeričkih metoda i dovoljne procesorske snage postoje teškoće u interpretaciji rezultata numeričkih izračunavanja, a shodno tome i u projektovanju upravljačkih i regulacionih struktura. Takođe, linearna zavisnost tri fazne struje i linearna zavisnost tri fazna napona uslovljena konstrukcijom i načinom napajanja motora ukazuje na postojanje "suvišnih" promenljivih u modelu sistema. Zbog toga je potrebno izvršiti transformaciju koja će trofazne namotaje statora ( $a, b, c$ ) i rotora ( $A, B, C$ ) ekvivalentirati odgovarajućim virtuelnim dvofaznim  $\alpha\beta$  namotajima vezanim za stator ( $\alpha_s\beta_s$ ) i rotor ( $\alpha_r\beta_r$ ), respektivno. Ova transformacija se naziva transformacija rasprezanja ili Klarkina transformacija. Pomeraj virtuelnih namotaja treba da bude  $90^\circ$ , jer se time eliminiše elektromagnetska sprega između faznih namotaja, što se manifestuje kroz dijagonalnu strukturu submatrica  $L_s, L_r$  i  $L_{sr}$ .

## 2.2. Dvofazni model asinhronog motora

Pomenuta Klarkina transformacija u svom kompleksnom obliku se može opisati relacijama:

$$\underline{f}_s = f_{as} + j f_{bs} = k \left( f_a + a f_b + a^2 f_c \right); \quad a = e^{j \frac{2\pi}{3}}, \quad (2.10a)$$

$$\underline{f}_r = f_{ar} + j f_{br} = k \left( f_A + a f_B + a^2 f_C \right) \quad (2.10b)$$

gde je  $\underline{f}$  prostorni vektor odgovarajuće veličine (napon, struja ili fluks) statora ili rotora.

Primenom Klarkine transformacije vremenski promenljive veličine (napon, struja i fluks) iz trofaznog  $abc$  domena se transformišu u dvofazni  $\alpha\beta$  domen. Prostorni položaj virtuelnih dvofaznih namotaja uzrokuje da u toku stacionarnog stanja promenljive u novom koordinatnom sistemu poseduju prostoperiodičnu prirodu. Takve veličine je najpogodnije analizirati uvođenjem predstave prostornog vektora (polifazora). Stoga se kompleksnom Klarkinom transformacijom uspostavlja relacija između vrednosti prostornog vektora u dvofaznom  $\alpha\beta$  sistemu, zapisanog u formi kompleksnog broja i vrednosti odgovarajućih faznih promenljivih iz trofaznog  $abc$  sistema. Za razliku od kompleksne Klarkine transformacije, u literaturi se susreću i realna Klarkine transformacija, koja izvođenje modela u  $\alpha\beta$  sistemu bazira na primeni matričnog računa. Kompleksna transformacija ima izvesne prednosti (jednostavnost izvođenja, konzistentnost zapisa itd.) pa će iz tog razloga ona biti primenjena u daljem izvođenju.

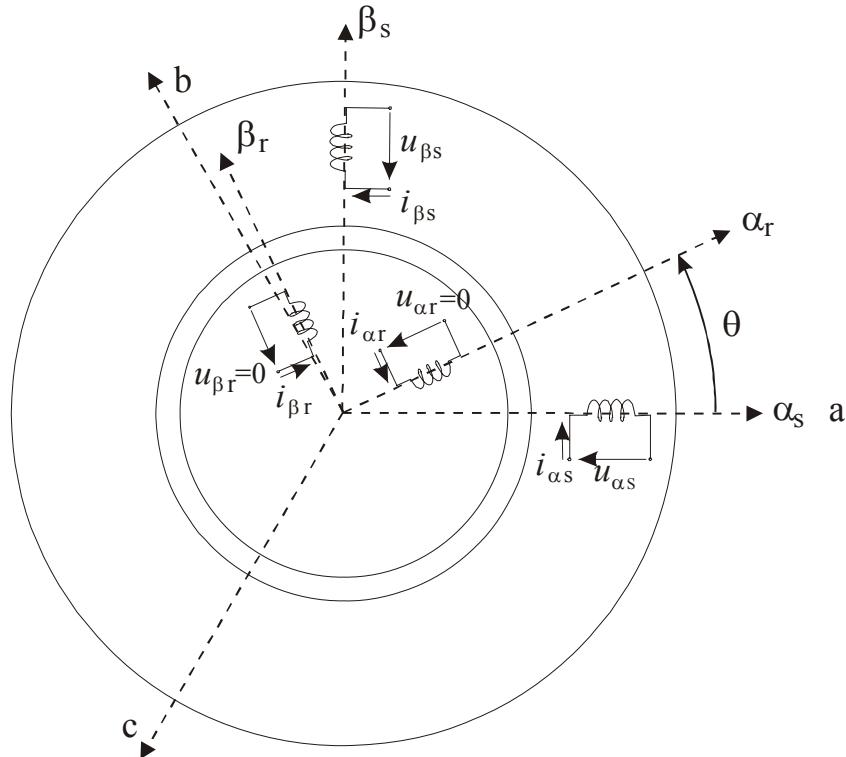
Koeficijent  $k$  koji figuriše u izrazima (2.10a) i (2.10b) definiše invarijantnost određenih veličina iz faznog i transformisanog sistema:

- $k = 1$  - postiže se invarijantnost broja navojaka po fazi dvofaznog i trofaznog motora;
- $k = 2/3$  - postiže se invarijantnost amplituda svih veličina dvofaznog i trofaznog motora;
- $k = \sqrt{2}/\sqrt{3}$  - postiže se invarijantnost po snazi dvofaznog i trofaznog modela asinhronog motora.

U ovom radu će biti usvojen koeficijent  $k=2/3$ . To će za posledicu imati da dužina prostornog vektora napona, struje ili fluksa u dvofaznom sistemu u uslovima stacionarnog

stanju bude jednaka amplitudi odgovarajuće prostoperiodične fazne veličine u originalnom  $abc$  sistemu.

Šematski prikaz trofaznog asinhronog motora u  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu je dat na slici 2.2.



Sl. 2.2. Šematski prikaz trofaznog asinhronog motora u  $\alpha\beta$  domenu, nakon primene Klarkine transformacije

Nakon primene Klarkine transformacije, kompleksna jednačina naponske ravnoteže statora u  $\alpha_s\beta_s$  sistemu će glasiti:

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\Psi_s}{dt}, \quad (2.11)$$

dok će kompleksna jednačina naponskog balansa rotora u  $\alpha_r\beta_r$  sistemu biti:

$$\underline{u}_r = R_r \underline{i}_r + \frac{d\Psi_r}{dt}. \quad (2.12)$$

Kompleksne jednačine fluksnih obuhvata, svaka u svom koordinatnom sistemu, će glasiti:

$$\Psi_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r e^{j\theta}, \quad (2.13)$$

$$\Psi_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s e^{-j\theta}. \quad (2.14)$$

Njutnova jednačina mehaničkog podsistema neće promeniti formu datu izrazom (2.3), dok će izraz za elektromagnetski moment sada glasiti:

$$\underline{m}_e = \frac{3}{2} P (\underline{\Psi}_s \times \underline{i}_s). \quad (2.15)$$

Novo uvedene oznake u jednačinama (2.13) i (2.14) su:

$L_s = 1.5 * L_{aa}$  sopstvena induktivnost virtuelnog statorskog namotaja u dvofaznom koordinatnom sistemu

$L_r = 1.5 * L_{AA}$  sopstvena induktivnost virtuelnog rotorskog namotaja u dvofaznom koordinatnom sistemu

$L_m = 1.5 * L_{aA}$  maksimalna vrednost međusobne induktivnosti virtuelnog rotorskog i statorskog namotaja u dvofaznom koordinatnom sistemu

Na osnovu jednačina (2.11) – (2.15) se može videti da je zamenom trofaznog sistema dvofaznim, iz modela eliminisana jedna od redundantnih faznih veličina, tako da sistem umesto sedam, sada opisuje pet diferencijalnih jednačina. Takođe, ortogonalnost novo uvedenih namotaja na statoru i rotoru rezultira dijagonalnim strukturama submatrica induktivnosti. Međutim nisu eliminisana još dva bitna problema:

- koeficijenti u matrici induktivnosti u stacionarnom stanju nisu konstantni,
- postoje još uvek dva referentna sistema, jedan na statoru a drugi na rotoru.

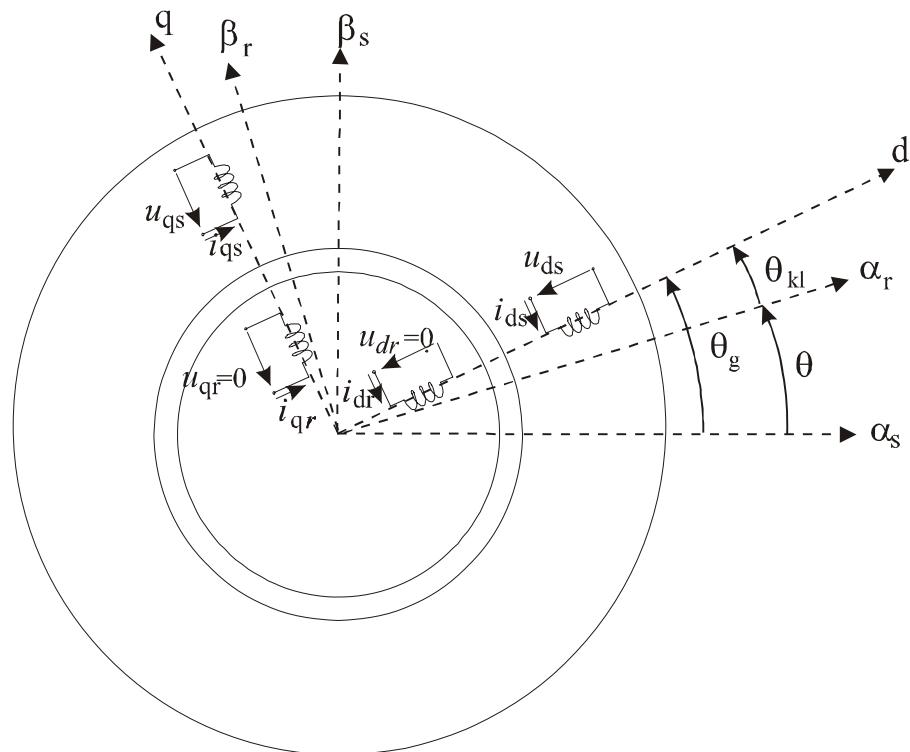
Na osnovu (2.13) i (2.14) se jasno vidi da su veličine u dvofaznom  $\alpha_s, \beta_s$  i  $\alpha_r, \beta_r$  sistemu promenljive i u tranzijentnom, ali i u stacionarnom režimu rada. Pri konstantnoj brzini i konstantnom momentu opterećenja, ove veličine su prostoperiodične sa ugaonom brzinom koja je jednak razlici ugaone brzine obrtnog polja i ugaone brzine koordinantnog sistema. Ako bi se eliminisalo relativno kretanje obrtnog polja u odnosu na virtuelne namotaje, dobijeni model bi bio jednostavniji, a u stacionarnom stanju bi vrednosti napona, struja i flukseva u mašini, a samim tim i koeficijenata u matrici induktivnosti  $L$ , bile konstantne. To se može učiniti primenom druge transformacije, transformacije obrtanja ili Parkove transformacije.

Postojanje dva koordinatna sistema, jednog na statoru, a drugog na rotoru je nepraktično jer nepotrebitno komplikuje analizu, pa se u praksi primenjuje i navojna transformacija kojom se rotorske veličine svode na stranu statora i izražavaju u jedinstvenom referentnom sistemu.

## 2.3. Matematički model asinhronog motora u generalizovanom koordinatnom sistemu

U cilju da se uprosti analiza rada ili projektovanje regulacije često se vrše transformacije promenljivih stanja sistema koji se analizira ili kojim se želi upravljati. Transformacija promenljivih stanja nekog sistema predstavlja zamenu jednih promenljivih stanja drugim na takav način da stare i nove promenljive stanja u podjednakoj meri opisuju dinamičke osobine sistema. Taj postupak se najčešće formalizuje kroz transformaciju koordinantnih sistema u kom su promenljive stanja iskazane. Kako je za obrtnе električne mašine rotacija dominantni oblik kretanja, to je za analizu ovakvih mašina od prvenstvenog značaja vršenje obrtnih transformacija, kojima se jedan, statični ili rotirajući koordinatni sistem zamenjuje drugim, statičnim ili rotirajućim koordinatnim sistemom. Taj novi koordinatni sistem se u opšem slučaju naziva generalizovan koordinatni sistem i okreće se brzinom  $\omega_g$ . Sama transformacija se u literaturi najčešće naziva Parkova ili obrtna transformacija.

Na slici 2.3 su prikazana tri koordinatna sistema; koordinatni sistem  $\alpha_s\beta_s$  vezan za stator, koordinatni sistem  $\alpha_r\beta_r$  vezan za rotor i generalizovani koordinatni sistem  $dq$ .



Sl. 2.3. Šematski prikaz trofaznog asinhronog motora u  $dq$  domenu, nakon primene Parkove i navojne transformacije

Do modela asinhronog motora u generalizovanom koordinatnom sistemu se najlakše dolazi primenom prostornih vektora u polarnoj formi. U generalizovanom koordinatnom

sistemu, koji rotira ugaonom brzinom  $\omega_g$ , transformisani vektor  $\underline{f}_g$  (napon, struja ili fluks) će iznositi:

$$\underline{f}_{sg} = \underline{f}_s e^{-j\theta_g} = |\underline{f}_s| e^{j\delta_s} e^{-j\theta_g} \text{ ili, u obrnutom smeru } \underline{f}_s = \underline{f}_{sg} e^{j\theta_g} \quad (2.16a)$$

$$\underline{f}_{rg} = \underline{f}_r e^{-j(\theta_g - \theta)} = |\underline{f}_r| e^{j\delta_r} e^{-j(\theta_g - \theta)} \text{ ili, u obrnutom smeru } \underline{f}_r = \underline{f}_{rg} e^{j(\theta_g - \theta)}, \quad (2.16b)$$

gde su  $\delta_s$  i  $\delta_r$  fazni stavovi posmatranih vektora u prvobitnim koordinatnim sistemima vezanim za stator i rotor, respektivno, dok je  $\theta_g$  ugao referentne ose  $d$  generalizovanog koordinatnog sistema u odnosu na stacionarnu  $\alpha_s$  osu statora, i pri čemu važi:

$$\omega_g = \frac{d\theta_g}{dt}. \quad (2.17)$$

Izraz  $\theta_g - \theta$  predstavlja razliku ugaonog položaja generalizovanog i koordinatnog sistema vezanog za rotor, oba posmatrana u odnosu na stacionarnu  $\alpha_s$  osu statora. Ta razlika se može tumačiti i kao ugaoni položaj rotorskog koordinatnog sistema u odnosu na generalizovani. Izraz (2.16b), stoga, objedinjuje Parkovu obrtnu transformaciju i navojnu transformaciju tako da su veličine i rotora i statora iskazane u jedinstvenom, generalizovanom koordinatnom sistemu. Oznake uglova u izrazima (2.15) i (2.16) su u skladu sa slikom 2.3. Na slici 2.3 je prikazan i ugao  $\theta_{kl}$  koji predstavlja ugao između  $d$  ose generalizovanog koordinatnog sistema i  $\alpha_r$  ose koordinatnog sistema vezanog za rotor.

Iz (2.16a) i (2.16b) se može izvesti relacija koja povezuje vremenske izvode u dva koordinatna sistema, a koja je bitna za dalju analizu:

$$\frac{df_s}{dt} = \frac{df_{sg}}{dt} e^{j\theta_g} + j\omega_g f_{sg} e^{j\theta_g}, \quad (2.18)$$

$$\frac{df_r}{dt} = \frac{df_{rg}}{dt} e^{j(\theta_g - \theta)} + j(\omega_g - \omega) f_{rg} e^{j(\theta_g - \theta)}. \quad (2.19)$$

Primenom jednakosti (2.16a), (2.16b), (2.18) i (2.19) na izraze (2.11) – (2.15) dobijaju se kompleksne jednačine naponske ravnoteže, fluksnih obuhvata i elektromagnetskog momenta u generalizovanom koordinatnom sistemu:

$$\underline{u}_{sg} = R_s \underline{i}_{sg} + \frac{d\Psi_{sg}}{dt} + j\omega_g \Psi_{sg}, \quad (2.20)$$

$$\underline{u}_{rg} = 0 = R_r \underline{i}_{rg} + \frac{d\Psi_{rg}}{dt} + j(\omega_g - \omega) \Psi_{rg}, \quad (2.21)$$

$$\Psi_{sg} = L_s \underline{i}_{sg} + L_m \underline{i}_{rg}, \quad (2.22)$$

$$\Psi_{rg} = L_r \underline{i}_{rg} + L_m \underline{i}_{sg}, \quad (2.23)$$

$$\underline{m}_e = \frac{3}{2} P (\Psi_{sg} \times \underline{i}_{sg}), \quad (2.24)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left( m_e - m_{opt} - \frac{k_{tr}}{P} \omega \right). \quad (2.25)$$

Jednačine (2.20) – (2.25) predstavljaju matematički model asinhronog motora u generalizovanom koordinatnom sistemu.

Vektor generalizovanog napona, struje ili fluksa, u oznaci  $\underline{f}_g$ , se može razdvojiti na realni i imaginarni deo, tj. izraziti preko svojih projekcija na  $d$  i  $q$  osi:

$$\underline{f}_g = f_{gd} + j f_{gq}. \quad (2.26)$$

Ako se ovako izraženi vektori uvrste u jednačine matematičkog modela asinhronog motora u kompleksnom domenu a zatim izvrši razdvajanje realnih i imaginarnih delova, dobija se model asinhronog motora, zapisan u formi skalarnih algebarskih i diferencijalnih jednačina:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = u_d - R_s i_d + \omega_g \Psi_q, \quad (2.27)$$

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = u_q - R_s i_q - \omega_g \Psi_d, \quad (2.28)$$

$$\frac{d\Psi_D}{dt} = u_D - R_r i_D - (\omega_g - \omega) \Psi_Q, \quad (2.29)$$

$$\frac{d\Psi_Q}{dt} = u_Q - R_r i_Q + (\omega_g - \omega) \Psi_D, \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} \Psi_d &= L_s i_d + L_m i_D & \Psi_q &= L_s i_q + L_m i_Q \\ \Psi_D &= L_r i_D + L_m i_d & \Psi_Q &= L_r i_Q + L_m i_q, \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left( m_e - m_{opt} - \frac{k_{tr}}{P} \omega \right), \quad (2.32)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d), \quad (2.33)$$

gde su:

$L_s$  sopstvena induktivnost dvofaznog statorskog namotaja

$L_m$  međusobna induktivnost dvofaznih namotaja statora i rotora

$L_r$  sopstvena induktivnost dvofaznog namotaja rotora svedena na statorskiju stranu

$\omega_g$  ugaona brzina generalizovanog koordinatnog sistema

$f$   $u, i, \Psi$

$f_d, f_q$  veličine vezane za virtuelne statorske namotaje  $d$  i  $q$ , respektivno

$f_D, f_Q$  veličine vezane za virtuelne rotorske namotaje  $D$  i  $Q$ , respektivno, svedene na stator

Struktura rotorskih namotaja u obliku kratkospajajućeg kaveza uzrokuje da je  $u_D = 0$  i  $u_Q = 0$ . Kod formiranju modela asinhronog motora postoji sloboda u izboru brzine obrtanja referentnog koordinatnog sistema, ali se tipično koriste tri mogućnosti:

- $\omega_g = 0$ . Dobija se model vezan za stator, tzv. model u stacionarnom  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu (stojećem sistemu osa). Ovaj model se dobija i kao rezultat primene trofazno-dvostrukne Klarkine transformacije i navojene transformacije rotor-stator. Drugim rečima, model u  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu (videti odeljak 2.2) predstavlja specijalni slučaj modela u generalizovanom koordinatnom sistemu.
- $\omega_g = \omega_l = 2\pi f_l$ , gde je  $f_l$  učestanost napona napajanja statora. Ovako se dobija tzv. sinhrono rotirajući koordinatni sistem.
- $\omega_g = \omega$  - ovako se dobija model sa referentnim osama koje rotiraju električnom ugaonom brzinom rotora (brzine obrtanja rotora svedena na jedan par polova).

Od značaja za dalje analize je još jedna forma jednačina naponskog balansa rotora. Naime, veću upotrebnu vrednost ima jednačina naponskog balansa rotora u kojoj umesto teško merljive rotorske struje figuriše lako merljiva statarska struja. Do tog izraza se dolazi kombinovanjem kompleksnih jednačina (2.21) i (2.23):

$$\underline{u}_{rg} = 0 = -\frac{L_m}{T_r} \dot{i}_{sg} + \frac{d\Psi_{rg}}{dt} + \left[ \frac{1}{T_r} + j(\omega_g - \omega) \right] \Psi_{rg}, \quad (2.34)$$

gde je  $T_r = L_r/R_r$  vremenska konstanta rotora. Prethodna jednačina se može zapisati i u formi dve skalarne jednačine:

$$\frac{1}{T_r} \Psi_D + \frac{d\Psi_D}{dt} - (\omega_g - \omega) \Psi_Q = \frac{L_m}{T_r} i_d, \quad (2.35)$$

$$\frac{1}{T_r} \Psi_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} + (\omega_g - \omega) \Psi_D = \frac{L_m}{T_r} i_q. \quad (2.36)$$

## 2.4. Raspregnuto upravljanje fluksom i momentom u pogonu sa asinhronim motorom

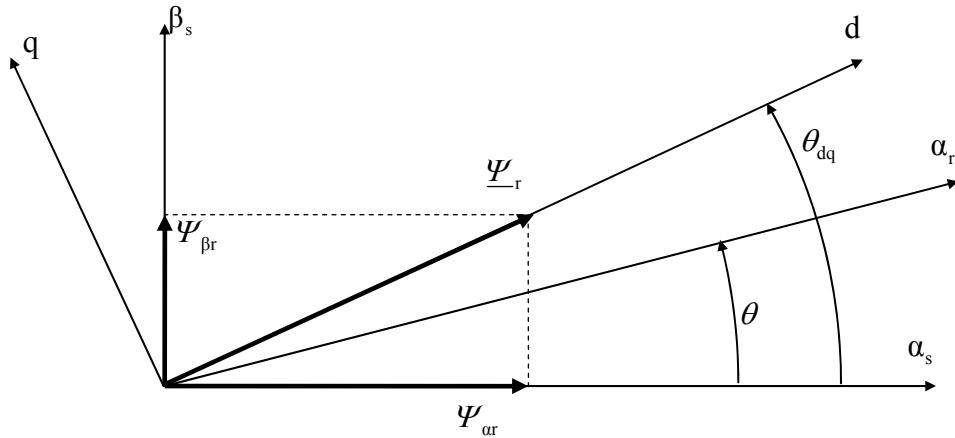
Upravljanje pogonom sa asinhronim motorom je znatno složenije u poređenju sa upravljanjem u pogonima jednosmerne struje. Razlog leži u činjenici da amplituda i učestanost statorskog napona određuju kako fluks u mašini tako i generisani elektromagnetski moment. Da bi se pogon asinhronog motora izjednačio po regulacionim karakteristikama sa jednosmernim, neophodno je obezbediti raspregnuto upravljanje momentom i fluksom mašine.

Kako magnetopobudna sila statora potiče od injektovanih statorskih struja, neophodno je ostvariti kontrolu nad amplitudom vektora statorske struje ali i prostornom orijentacijom tog vektora u odnosu na fluks u mašini. Orijentacija može biti u odnosu na fluks statora, fluks rotora ili fluks magnetizacije. Pod orijentacijom se podrazumeva postavljanje  $d$  ose sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema u pravcu i smeru jednog od navedenih vektora fluksa. Takođe, regulisani motor se može napajati iz pretvarača koji možemo modelovati kao strujni ili pak, naponski izvor. Od šest mogućih realizacija, jedino orijentacija u pravcu fluksa rotora strujno napajanog asinhronog motora inherentno omogućava raspregnuto upravljanje momentom i fluksom u mašini [K4]. U svim ostalim slučajevima je neophodno dodatno rasprežuće kolo koje bi modifikacijom komponenti ulaznog vektora (statorski napon ili statorska struja) eliminisalo uticaj veličina ose  $d$  na odziv u osi  $q$  i obrnuto. Neadekvatna realizacija rasprežućeg kola je često uzrok nestabilnosti u radu [K4], [K11]. To je razlog što se u praksi favorizuje orientacija u pravcu fluksa rotora, uz primenu strujnog napajanja.

Metode za određivanje prostornog vektora fluksa, a u skladu sa tim i tehnike vektorskog upravljanja, se mogu grubo podeliti na direktnе i indirektnе. Pod direktnim metodama se podrazumeva ili direktno merenje fluksa magnećenja u zazoru mašine ili pak njegova estimacija na osnovu merenja terminalnih veličina (statorski napon i struja). Direktno merenje fluksa primenom Holovih senzora, umetanjem dodatnih namotaja u zazor mašine ili sekcionisanjem već postojećih statorskih namotaja pripada prvim godinama primene tehnike vektorskog upravljanja. Te metode su veoma temperaturno osetljive i čine konstrukciju motora nestandardnom (pa samim tim i skupljom) te je na današnjem nivou razvoja vektorski upravljanih pogona njihova primena u potpunosti napuštena. Estimacija prostornog vektora fluksa na osnovu merenja terminalnih veličina motora (napon i struja statora) predstavlja osnovu savremenih pogona bez davača brzine na osovini i biće detaljnije analizirana u poglavljju 4. Pod indirektnim metodama određivanja prostornog vektora fluksa (indirektnim metodama vektorskog upravljanja) se podrazumeva određivanje prostornog vektora bez merenja elektromagnetskih veličina, već merenjem brzine obrtanja rotora i estimacijom ugaone učestanosti klizanja na osnovu referentnih signala fluksa i momenta.

### 2.4.1. Upravljanje uz orientaciju u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora

Orientacija u pravcu fluksa rotora podrazumeva da se  $d$  osa sinhronog koordinatnog sistema postavi u pravcu tog fluksa, kao što je prikazano na slici 2.4.



Sl. 2.4. Orientacija u pravcu prostornog vektora fluksa rotora

To za posledicu ima da je:

$$\Psi_D = |\Psi_r|, \quad \Psi_Q = 0, \quad \theta_g = \theta_{dq}, \quad \omega_g = \omega_{dq} = \frac{d\theta_{dq}}{dt} \quad (2.37)$$

gde je  $\theta_{dq}$  ugaoni položaj vektora prostornog fluksa u odnosu na osu  $\alpha_s$ , a  $\omega_{dq}$  ugaona brzina prostornog vektora rotorskog fluksa. Uvažavajući (2.37) može se doći do matematičkog modela asinhronog motora u sistemu osa vezanom za fluks rotora:

$$u_d = R_s i_d + L'_s \frac{di_d}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_{dq} L'_s i_q, \quad (2.38)$$

$$u_q = R_s i_q + L'_s \frac{di_q}{dt} + \omega_{dq} \frac{L_m}{L_r} \Psi_D + \omega_{dq} L'_s i_d, \quad (2.39)$$

$$\frac{d\Psi_D}{dt} + \frac{1}{T_r} \Psi_D = \frac{L_m}{T_r} i_d, \quad (2.40)$$

$$\omega_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_q}{\Psi_D}, \quad (2.41)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_D i_q, \quad (2.42)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left( m_e - m_{opt} - \frac{k_{tr}}{P} \omega \right), \quad (2.43)$$

gde je  $\omega_{kl} = \omega_{dq} - \omega$  ugaona brzina klizanja,  $L_s' = \sigma L_s = L_s - L_m^2/L_r$  - tranzijentna induktivnost statora, a  $\sigma = 1 - L_m^2/(L_r L_s)$  - koeficijent ukupnog rasipanja. Jednačine naponskog balansa statora (2.38) i (2.39) su napisane tako da u njima, umesto komponenti statorskog fluksa figuriše  $d$  komponenta rotorskog fluksa  $\Psi_D$ . Do te forme dolazi se jednostavnim kombinovanjem jednačina (2.27), (2.28) i (2.31). Ovako napisani izrazi imaju veću upotrebnu vrednost jer orientacija u pravcu fluksa rotora najčešće podrazumeva i estimaciju i regulaciju amplitudne baš tog fluksa.

Uporedna analiza izraza (2.36) i (2.40) dovodi do interesantnog zaključka da ako se u svakom trenutku obezbedi ugaona brzina klizanja, definisana sa (2.41), tada svaka inicijalna komponenta fluksa u  $q$  osi vremenom nestaje:

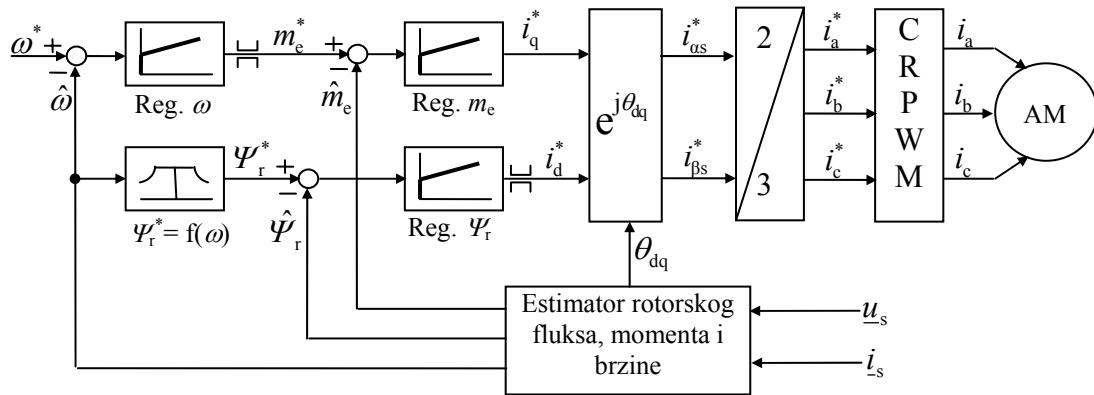
$$\frac{1}{T_r} \Psi_Q + \frac{d \Psi_Q}{dt} = 0, \quad (2.44)$$

pa je tada izraz (2.40) opravдан bez obzira na inicijalne uslove u mašini.

Kao što je već konstatovano, način napajanja asinhronog motora bitno određuje strukturu i karakteristike vektorskog upravljanja pri orientaciji u pravcu fluksa rotora. Stoga će odvojeno biti analizirano napajanje iz invertora koji se može modelovati strujnim, odnosno, naponskim izvorom.

#### 2.4.1.1. Strujno napajan vektorski upravljan asinhroni motor sa orijentacijom u pravcu fluksa rotora

Prikaz jedne moguće strukture strujno napajanog vektorskog upravljanog asinhronog motora je dat na slici 2.5. U navedenom primeru motor je brzinski regulisan. Realizovana je i mogućnost rada u oblasti slabljenja polja. Prikaz je prilagođen realizacijama bez davača brzine na osovini, tj. brzina rotora i prostorni vektor rotorskog fluksa se estimiraju na osnovu terminalnih veličina motora. U skladu sa podelom na direktnе i indirektnе metode estimacije prostornog vektora rotorskog fluksa, ovaj pogon primenjuje jednu od direktnih metoda.



Sl. 2.5. Strujno napajani vektorski upravljeni asinhroni motor sa orijentacijom u pravcu fluksa rotora.

Na slici je u formi blok dijagrama prikazana i primena inverzne Parkove i Klarkine transformacije, kojima se na osnovu referentnih vrednosti struja u d-q sinhronom koordinatnom sistemu,  $i_d^*$  i  $i_q^*$  dolazi do referentnih vrednosti faznih struja,  $i_a^*$ ,  $i_b^*$  i  $i_c^*$ . Ove struje su ulaz u blok koji je označen kao CRPWM (*Current Regulated Pulse Width Modulation inverter* - strujno regulisani invertor sa primenjenim algoritmom impulsno širinske modulacije) čiji je zadatak da generiše takve napone na statorskim priključcima motora koji će obezbediti da se u namotajima statora formira struja čija je vrednost što moguće vernija slika komandovanih struja. Visoko kvalitetna regulacija statorske struje, pored malog odstupanja stvarne struje od komandovane vrednosti zahteva da brzina odziva statorske struje bude bar 5 puta veća od brzine odziva spoljne brzinske petlje. Da bi se to postiglo, CRPWM blok podrazumeva i primenu strujnih regulatora. Strujni regulatori imaju snažan uticaj na dinamiku odziva pogona sa vektorski upravljanim asinhronim motorom, pa je stoga značajan napor istraživača usmeren u pravcu njihovog unapređenja [K12].

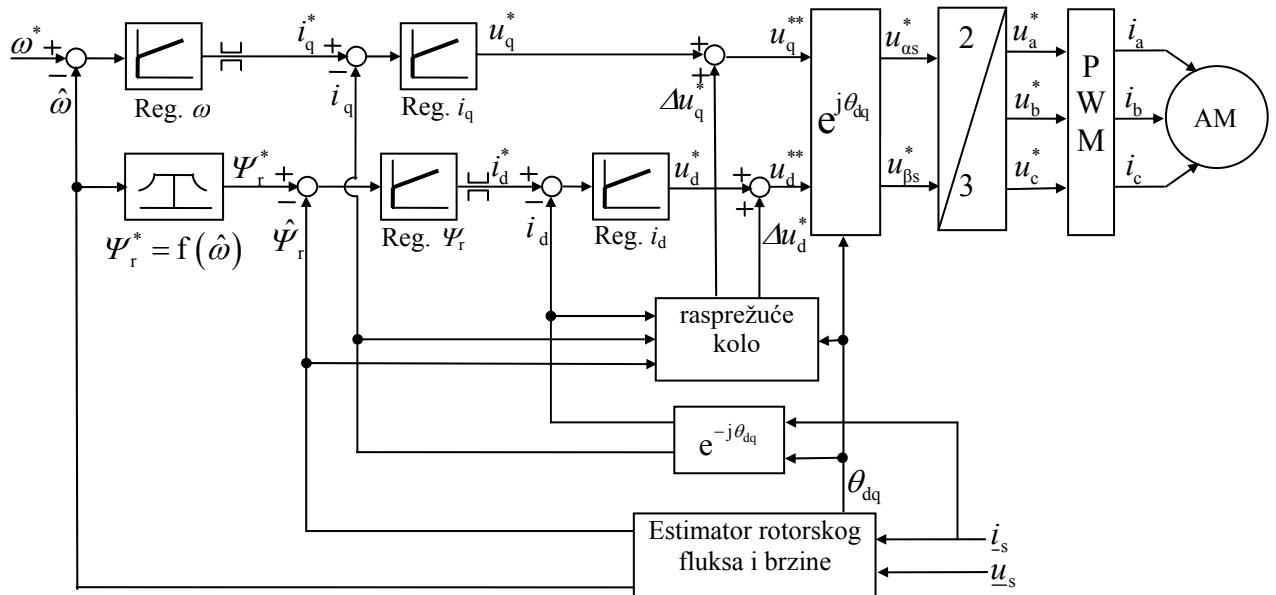
Gruba podela strujnih regulatora je na linearne i nelinearne strujne regulatore. Histerezisni regulator je nelinearni strujni regulator najjednostavnije strukture. Njega karakteriše veliki propusni opseg, tj. najbrži odziv statorske struje. Međutim, u slučaju primene histerezisnog regulatora učestanost prekidanja se menja sa vrednošću induktivnosti rasipanja statora i indeksa modulacije izlaznog napona invertora, što predstavlja i njegov glavni nedostatak. Linearni strujni regulatori podrazumevaju primenu PI regulatora u koordinatnom sistemu vezanom za stator ( $\alpha\beta$ ) ili sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu vezanom za vektor fluksa (d-q sistem). U ovom pristupu, problem promenljive učestanosti prekidanja ne postoji. Takođe, greška statorske struje u odnosu na zadatu vrednost se realizacijom linearog strujnog regulatora u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu može u potpunosti eliministi. Projektovanjem “*dead-beat*” regulatora u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu se postiže i nulta greška stacionarnog stanja, ali i vreme smirenja u toku minimalnog broja perioda odabiranja. Ovi regulatori se u savremenim pogonima skoro isključivo realizuju digitalnim putem, tako da se često označavaju i kao digitalni regulatori. Takva realizacija strujne regulacione konture nosi sa sobom probleme druge prirode, ako što su merenje struje, uticaj kašnjenja proračuna upravljačkog signala na dinamiku sistema i problem projektovanja dovoljno brze regulacione petlje u sistemima sa ograničenom mogućnošću smanjenja periode odabiranja.

Ako su performanse realizovanog strujnog regulatora takve da se strujno regulisani PWM invertor ponaša kao idealni strujni izvor, tada se model asinhronog motora znatno uprošćava. Naime, jednačine naponskog balansa statora (2.38) i (2.39) se mogu izostaviti iz razmatranja, dok se vrednosti  $i_d$  i  $i_q$  komponenti statorske struje mogu zameniti komandovanim signalima  $i_d^*$  i  $i_q^*$ , respektivno. U takvim uslovima, iz jednačina (2.41) se vidi da se putem regulacije  $d$  komponente statorske struje može postići regulacija fluksa rotora, što podrazumeva, ako je takav zahtev regulatora fluksa, i održavanje tog fluksa na konstantnoj vrednosti u stacionarnom stanju. Sa druge strane, jednačina (2.42) je istog oblika kao momentna jednačina kod jednosmernih mašina i pokazuje da ako se može održavati fluks rotora na konstantnoj vrednosti, tada je moguće upravljati momentom samo pomoću  $q$  komponente statorske struje. Na osnovu ovog razmatranja jasno je da se u slučaju strujno napajanog vektorski kontrolisanog pogona sa asinhronim motorom može ostvariti raspregnuto upravljanje momentom i fluksom

#### 2.4.1.2. Naponski napajan vektorski upravljan asinhroni motor sa orijentacijom u pravcu fluksa rotora

U pogonima velike snage često nije moguće koristiti invertorske strukture realizovane pomoću brzih energetskih prekidača (MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*, MCT - *MOS Controlled Thyristor*, BJT - *Bipolar Junction Transistor*, IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*) već se koriste tiristorske komponente. Niska prekidačka učestanost ovih komponenti, tipično ispod 1 kHz, onemogućava dovoljno brzu regulaciju statorskog strujnog vektora. U takvima pogonima će statorska struja, pored harmonika na osnovnoj učestanosti sadržati i veoma izražene više harmonike čiji se uticaj ne može zanemariti. Tada se napajanje motora ne može modelovati strujnim izvorom, tj. ne može se zanemariti uticaj jednačine naponskog balansa statora na statičke i dinamičke karakteristike rada motora. U tom slučaju se smatra da je motor naponski napajan. Međutim, cilj upravljačke strukture je i dalje ostao isti: formirati takav prostorni vektor statorskog napona koji će obezbediti odgovarajući položaj i amplitudu prostornog vektora statorskog strujnog vektora u odnosu na vektor fluksa rotora i time postići raspregnuto upravljanje momentom i fluksom motora. Dobra osobina vektorski upravljanog asinhronog motora pri korišćenju naponskog izvora je smanjena osetljivost na varijaciju rotorskog parametara u odnosu na varijantu strujnog napajanja.

Na slici 2.6 je prikazana struktura jednog brzinski regulisanog, vektorski upravljanog, naponski napajanog pogona sa asinhronim motorom uz orijentaciju u pravcu fluksa rotora. Blokom PWM je označen PWM naponski invertor. U skladu sa podelom na direktnu i indirektnu metodu estimacije prostornog vektora rotorskog fluksa, može se reći da ovaj pogon primenjuje jednu od direktnih metoda. Pored brzinskog regulatora, realizovan je i regulator rotorskog fluksa a preko specificirane funkcionalne zavisnosti referentnog fluksa od estimirane brzine, omogućen je rad pogona i u oblasti slabljenja polja.



Sl. 2.6. Naponski napajani vektorski upravljan asinhroni motor u sistemu orijentacije prema fluksu rotora

Radi lakšeg praćenja daljeg izlaganja, skalarne jednačine naponske ravnoteže statora (2.38) i (2.39) su ponovljene u neznatno izmenjenoj formi, u izrazima (2.45) i (2.46):

$$i_d + T'_s \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{R_s} u_d - \frac{1}{R_s} \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_D}{dt} + \omega_{dq} T_s' i_q, \quad (2.45)$$

$$i_q + T'_s \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{R_s} u_q - \omega_{dq} \frac{1}{R_s} \frac{L_m}{L_r} \Psi_D - \omega_{dq} T_s' i_d, \quad (2.46)$$

pri čemu je  $T'_s = L'_s/R_s$  - tranzijentna vremenska konstanta statora. Iz (2.45) i (2.46) se može videti da se u odnosu na statorske struje  $i_d$  i  $i_q$ , asinhroni motor ponaša kao niskopropusni filter prvog reda, sa vremenskom konstantom koja je jednaka tranzijentnoj vremenskoj konstanti statora i pojačanjem koje je jednako recipročnoj vrednosti statorskog otpora. Međutim, može se takođe uočiti i postojanje neželjene sprege statorskih struja u osama  $d$  i  $q$ . Ipak, statorske struje se mogu nezavisno regulisati ako se primeni rasprežuće kolo. Zadatak rasprežućeg kola je da na osnovu merenih vrednosti statorskog fluksa, izračuna naponske korekcione članove:

$$\Delta u_d^* = -\omega_{dq} L'_s i_q + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_D}{dt}, \quad (2.47)$$

$$\Delta u_q^* = \omega_{dq} \frac{L_m}{L_r} \Psi_D + \omega_{dq} L'_s i_d. \quad (2.48)$$

Ovi korekcioni članovi se dodaju na izlazne signale strujnih regulatora, kao što je to i prikazano na slici 2.6:

$$u_d^{**} = u_d^* + \Delta u_d^*, \quad (2.49)$$

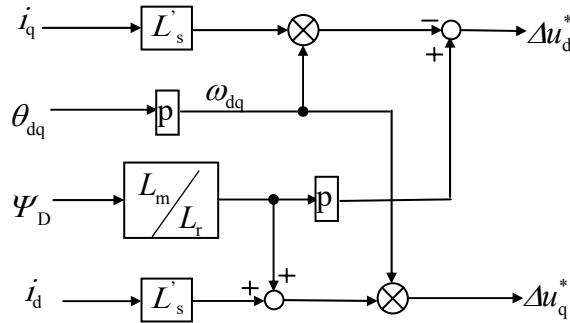
$$u_q^{**} = u_q^* + \Delta u_q^*, \quad (2.50)$$

da bi se tako dobili signali referentnog napona  $u_d^{**}$  i  $u_q^{**}$  koji će obezbiti raspregnuto upravljanje strujama  $i_d$  i  $i_q$ :

$$R_s i_d + L'_s \frac{di_d}{dt} = u_d^{**}, \quad (2.51)$$

$$R_s i_q + L'_s \frac{di_q}{dt} = u_q^{**}. \quad (2.52)$$

Na slici 2.7 je prikazana blok šema rasprežućeg kola formiranog u skladu sa jednačinama (2.47) i (2.48). Oznaka  $P$  na narednoj slici označava operator diferenciranja, i ne treba je mešati sa velikim slovom  $P$  koji označava broja pari polova asinhronog motora.



Sl. 2.7. Blok šema rasprežućeg kola prikazanog na slici 2.6 i realizovanog na osnovu jednačina (2.47) i (2.48)

Moguća je još jedna realizacija raspežućeg kola. Naime, ako se iz (2.51) i (2.52) izraze komponente statorske struje  $i_d$  i  $i_q$ , a zatim zamene u izraze (2.47) i (2.48), dobijaju se izrazi naponskih korekcionih članova koji će tada biti funkcija trenutnih vrednosti naponskih referenci  $u_d^{**}$  i  $u_q^{**}$ :

$$\Delta u_d^* = -\omega_{dq} \frac{T'_s}{1+T'_s p} u_q^{**} + \frac{L_m}{L_r} p \Psi_D, \quad (2.53)$$

$$\Delta u_q^* = \omega_{dq} \frac{L_m}{L_r} \Psi_D + \omega_{dq} \frac{T'_s}{1+T'_s p} u_d^{**}. \quad (2.54)$$

Ovakva rasprežuća struktura ima kao prednost to što ne zavisi direktno od merenih vrednosti statorske struje, već indirektno, preko referenci statorskog napona. Time je ublažen uticaj koje odstupanja u merenju statorske struje mogu imati na rad rasprežućeg kola. Sa druge strane, ovako realizovano rasprežuće kolo je zavisno od jednog parametara mašine više, od  $R_s$ . Kako je  $R_s$  parametar koji pokazuje znatne varijacije sa promenom radne temperature, to on može biti uzrok netačnog proračuna korekcionih članova  $\Delta u_d^*$  i  $\Delta u_q^*$ .

U skladu sa temom koja se obrađuje u ovom radu, neophodno je analizirati u kojoj meri neidealnosti invertora uzrokovane mrtvim vremenom, kašnjenjem prekidačkih komponenti i kašnjenjem usled obrade signala (za slučaj digitalne realizacije upravljačkog algoritma) utiču na raspregnuto upravljanje statorskim strujama, a time, indirektno i na raspregnuto upravljanje momentom i fluksom. Pokazano je [K4] da zanemarenje ovih efekata u slučajevima kada to nije opravdano može izazvati ponovno uspostavljanje sprege između osa  $d$  i  $q$ , čak i ako su primenjena ranije opisana rasprežuća kola. To može biti uzrok oscilatornom odzivu u tranzijentima pa čak i nestabilnosti u radu vektorski upravljenih pogona. Da bi se opisani fenomen i kvantitativno analizirao, tipično se relacija između prostornog vektora referentnog napona  $\underline{u}_{s,\text{ref}} = u_d^{**} + j u_q^{**}$  i prostornog vektora statorskog napona  $\underline{u}_s = u_d + j u_q$  opisuje funkcijom prenosa niskopropusnog filtra jediničnog pojačanja i vremenske konstante  $T$  koja uključuje sva pomenuta kašnjenja. Zapisano u stacionarnom koordinatnom sistemu ( $\omega_g=0$ ), ta veza se u vremenskom domenu glasi:

$$T \frac{d\underline{u}_s}{dt} + \underline{u}_s = \underline{u}_{s,\text{ref}} . \quad (2.55)$$

Primenom Parkove transformacije na način opisan u odeljku 2.3 dolazi se do odgovarajuće kompleksne jednačine u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu vezanom za vektor fluksa rotora:

$$T \frac{d\underline{u}_s}{dt} + \underline{u}_s = \underline{u}_{s,\text{ref}} - j\omega_{dq} T \underline{u}_s , \quad (2.56)$$

koja se može zapisati i u formi dve realne jednačine:

$$T \frac{du_d}{dt} + u_d = u_d^{**} + \omega_{dq} T u_q , \quad (2.57)$$

$$T \frac{du_q}{dt} + u_q = u_q^{**} - \omega_{dq} T u_d . \quad (2.58)$$

Ponovo se može uočiti sprega između napona u  $d$  i  $q$  osi preko članova  $\omega_{dq} T u_q$  u izrazu (2.57) i  $-\omega_{dq} T u_d$  u izrazu (2.58). Očigledno, ako bi kašnjenje invertora bilo zanemarivo ( $T \approx 0$ ), sprega ne bi postojala. Zavisnost sprežnih članova od  $\omega_{dq}$  uzrokuje da je sprega izraženija na većim brzinama (u oblasti slabljenja polja) i u tim uslovima se ona ne sme prenebregavati. Na manjim brzinama (tipično za brzine manje od nominalne) efekat ovog kašnjenja se u praktičnim primerima može zanemariti.

Rasprezanje izraza (2.57) i (2.58) se može ostvariti uvođenjem korekcionih članova:

$$\Delta u_d^{**} = -\omega_{dq} T u_q = -\omega_{dq} \frac{T}{1+pT} u_{q,\text{ref}} , \quad (2.59)$$

$$\Delta u_q^{**} = \omega_{dq} T u_d = \omega_{dq} \frac{T}{1+pT} u_{d,\text{ref}} , \quad (2.60)$$

kojima se koriguju referentne vrednosti:

$$u_{d,\text{ref}} = u_d^{**} + \Delta u_d^{**} , \quad (2.61)$$

$$u_{q,\text{ref}} = u_q^{**} + \Delta u_q^{**} . \quad (2.62)$$

Interesantno je konstatovati da potpuno rasprezanje i modela asinhronog motora i pretvarača nije moguće ostvariti kaskadnim vezivanjem rasprežućih kola opisanih jednačinama (2.47) i (2.48) ili (2.53) i (2.54) sa rasprežućim kolom opisanim jednačinama (2.59) i (2.60). Razlog je to što se pri rešavanju ovog problema asinhrona mašina i invertor ne mogu tretirati kao odvojeni sistemi, već kao jedna integralna celina. Kombinujući jednačine

invertora (2.56) i modela asinhronog motora, može se doći do sveobuhvatnog rasprežućeg kola, što neće biti detaljnije analizirano u ovom radu.

Kao zaključak, može se konstatovati da mogućnost izostavljanja rasprežuće mreže iz kontrolnog sistema bez vidnijeg uticaja na odziv postoji ako je učestanost rada invertora dovoljno velika (uobičajeno iznad 1 kHz). Pri ovim učestanostima će strujni regulator biti u stanju da potisne interakciju između  $d$  i  $q$  ose.

#### 2.4.2. Upravljanje uz orientaciju u odnosu na prostorni vektor fluksa statora

Ukoliko se rekonstrukcija prostornog vektora fluksa vrši na osnovu merenih vrednosti statorskog napona i struje, tada je, s obzirom na varijacije induktivnosti rasipanja statora i rotora sa nivoom fluksa, moguće tačnije odrediti fluks statora nego fluks rotor. To je naročito od interesa kod mašina sa zatvorenim ili poluzatvorenim žlebovima rotora kod kojih varijacija fluksa rasipanja rotora može biti znatna. Takođe, vektorsko upravljanje sa orientacijom u pravcu fluksa statora je superiornije kod motora sa dvokaveznim rotorima.

Model asinhronog motora u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu sa orientacijom u pravcu prostornog vektora statorskog fluksa dobija se polazeći od modela u generalizovanom koordinatnom sistemu. Orientacija  $d$  ose u pravcu prostornog vektora statorskog fluksa podrazumeva sledeće:

$$\Psi_s^s = \Psi_d^s, \quad \Psi_q^s = 0, \quad \theta_g = \theta_{dq}^s, \quad \omega_g = \omega_{dq}^s = \frac{d\theta_{dq}^s}{dt}. \quad (2.63)$$

Model se može izvesti prostom zamenom (2.63) u (2.27) - (2.33). Međutim, pogodnija forma jednačine naponskog balansa rotora se može dobiti ako se iz nje eliminišu struja rotora i komponente rotorskog fluksa. Tako nastaju jednačine u kojima figurišu statorski fluks, čija se amplituda reguliše, i statorska struja koja predstavlja upravljačku promenljivu. Konačno, željena forma modela asinhronog motora u sistemu orientacije u pravcu fluksa statora će glasiti:

$$u_d^s = R_s i_d^s + \frac{d\Psi_d^s}{dt}, \quad (2.64)$$

$$u_q^s = R_s i_q^s + \omega_{dq}^s \Psi_d^s, \quad (2.65)$$

$$\Psi_d^s + T_r \frac{d\Psi_d^s}{dt} = L_s \left( i_d^s + T_r' \frac{di_d^s}{dt} \right) - L_s T_r' \omega_{kl} i_q^s, \quad (2.66)$$

$$i_q^s + T_r' \frac{di_q^s}{dt} = \frac{T_r}{L_s} \omega_{kl} (\Psi_d^s - L_s' i_d^s), \quad (2.67)$$

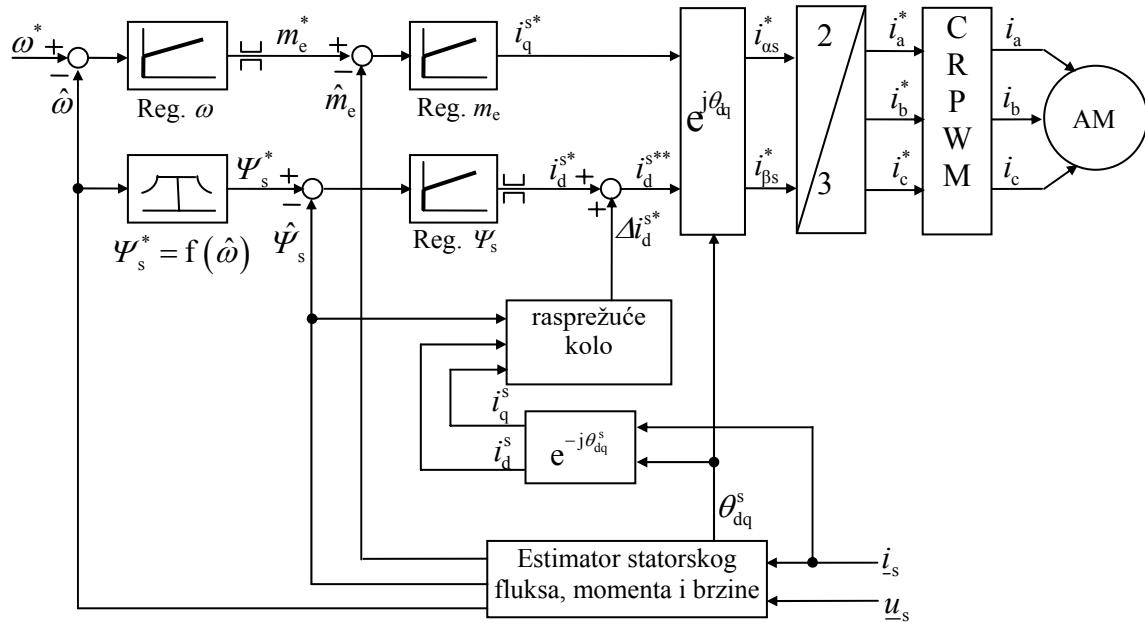
$$m_e = \frac{3}{2} P \Psi_d^s i_q^s, \quad (2.68)$$

gde je  $T_r' = L_r'/R_r$  tranzijentna vremenska konstanta rotora a  $L_r' = \sigma L_r = L_r - L_m^2/L_s$  - tranzijentna induktivnost rotora.

Kao i u slučaju orijentacije u pravcu prostornog vektora rotorskog fluksa, i sada je neophodno dalju analizu razdvojiti na slučaj kada se napajanje asinhronog motora može modelovati strujnim, odnosno, naponskim izvorom.

#### 2.4.2.1. Strujno napajan vektorski upravljan asinhroni motor sa orijentacijom u pravcu fluksa statora

Na slici 2.8 je prikazana šema pogona sa asinhronim motorom i strujno regulisanim PWM invertorom, vektorski upravljana u odnosu na prostorni vektor fluksa statora. Pogon je brzinski regulisan, a planirana je i mogućnost rada u oblasti slabljenja polja. Pri radu u oblasti slabljenja polja uobičajeno se prepostavlja promena referentne vrednosti fluksa statora obrnuto proporcionalno estimiranoj vrednosti brzine. Promenom fluksa na opisani način se postiže optimalna iskorišćenost momenta koji motor razvija samo u slučaju orijentacije u pravcu fluksa statora, a ne i u slučaju druge dve orijentacije. Prikazani pogon pripada klasi direktnе orijentacije jer se prostorni vektor statorskog fluksa estimira na osnovu merenih terminalnih veličina motora, tj. statorske struje i statorskog napona. U ovoj realizaciji se asinhroni motor napaja iz pretvarača koji formira napone na priključcima motora takve da se u namotajima motora postigne željena statorska struja, ostvarujući pri tome visoko kvalitetnu regulaciju statorske struje. Stoga se i sada, kao i u slučaju orijentacije u pravcu fluksa rotora iz odeljka 2.4.1.1., jednačine naponskog balansa statora mogu izostaviti iz daljeg razmatranja. Analizom jednačina naponskog balansa rotora uočava se postojanje sprege između aktivne i magnetizacione komponente statorske struje, respektivno,  $i_q^s$  i  $i_d^s$ . Ova neželjena sprega može biti eliminisana primenom rasprežućeg kola, koje je takođe prikazano na slici 2.8.



Sl. 2.8. Strujno napajani vektorski upravljeni asinhroni motor sa orijentacijom u pravcu fluksa statora

Magnetizaciona struja  $i_d^{s*}$  se dobija na izlazu regulatora fluksa koji njenu vrednost određuje prema zahtevu da se statorski fluks održi na zadatoj vrednosti. Komponenta magnetizacione struje  $\Delta i_d^{s*}$  se dodaje na  $i_d^{s*}$  da bi se odredila referentna vrednost statorske struje u pravcu  $d$ ose:

$$i_d^{s**} = i_d^{s*} + \Delta i_d^{s*}. \quad (2.69)$$

Zamenom (2.69) u (2.66) dobija se:

$$\Psi_d^s + T_r \frac{d\Psi_d^s}{dt} = L_s \left( i_d^{s*} + T_r \frac{di_d^{s*}}{dt} \right) + L_s \Delta i_d^{s*} + L_s T_r \frac{d\Delta i_d^{s*}}{dt} - L_s T_r \omega_{kl} i_q^{s*}. \quad (2.70)$$

Iz prethodnog izraza se vidi da se rasprezanje jednačine (2.70) postiže ako je vrednost korekcionog člana  $\Delta i_d^{s*}$  takva da je zbir poslednja tri člana na desnoj strani jednačine (2.70) identički jednaka 0, tj. ako je:

$$\Delta i_d^{s*} = \omega_{kl} \frac{T'_r}{1 + T'_r p} i_q^{s*}, \quad (2.71)$$

pri čemu je ugaona učestanost klizanja određena na osnovu (2.67):

$$\omega_{kl} = \frac{L_s}{T_r} \frac{1 + T'_r p}{\Psi_d^s - L_s i_d^{s**}} i_q^{s*}. \quad (2.72)$$

Pošto je odziv regulacije struje znatno brži od odziva regulacije brzine, to se vremenski izvod aktivne komponente statorske struje može izostaviti pri proračunu ugaone brzine klizanja:

$$\omega_{kl} = \frac{L_s}{T_r} \frac{\dot{i}_q^{s*}}{\Psi_d^s - L_s i_d^{s**}}. \quad (2.72)$$

Ispravno podešeno rasprežuće kolo obezbeđuje konstantan fluks statora pri promeni opterećenja i u toku tranzijentnih promena. U tom slučaju se postiže isti kvalitet odziva kao i pri vektorskom upravljanju u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora.

Orijentacija u pravcu fluksa statora je često sretana u pogonima opšte namene. U takvim pogonima, posebno ako je njihova prekidačka učestanost iznad, tipično 1kHz, rasprežuće kolo se izostavlja. Time se na račun lošijih dinamičkih karakteristika pogona pojednostavljuje upravljački algoritam.

#### 2.4.2.2. Naponski napajan vektorski upravljan asinhroni motor sa orijentacijom u pravcu fluksa statora

Kao što je već diskutovano u odeljku 2.4.1.2, ako strujna regulaciona petlja nije realizovana ili su njene karakteristike takve da njen odziv nije bar pet puta brži od spoljne petlje regulacije brzine, pri razmatranju dinamičkih i statičkih karakteristika asinhronog motora moraju se uzeti u obzir i jednačine naponskog balansa statora (2.64) i (2.65). Ove jednačine su daleko prostije od njihovih ekvivalenta (2.38) i (2.39) za slučaj orijentacije u pravcu fluksa rotora. Međutim, i u ovom slučaju postoji neželjena sprega varijabli u orotogonalnim osama  $d$  i  $q$ , tako da ni u ovom slučaju nije moguće bez primene rasprežućeg kola koristiti komponente statorskog napona za nezavisno upravljanje momentom i fluksom. Korekcioni naponi sada glase:

$$\Delta u_d^{s*} = -\frac{d\Psi_d^s}{dt}, \quad (2.73)$$

$$\Delta u_q^{s*} = -\omega_{dq}^s \Psi_d^s \quad (2.74)$$

i mogu se realizovati jednostavnim rasprežućim kolom. Jednostavno rasprežuće kolo, robusno na varijaciju parametara mašine je faktor koji favorizuje vektorski upravljanje, naponski napajane pogone sa orijentacijom u pravcu fluksa statora u odnosu na one koji koriste orijentaciju u pravcu fluksa rotora.

#### 2.4.3. Oblast stabilnog rada vektorski upravljenih pogona sa asinhronim motorom

U daljem tekstu će biti analiziran jedan specifičan fenomen koji se javlja kao posledica nerasprenutosti regulacionih kontura fluksa i momenta u slučaju naponski napajanog asinhronog motora i strujno napajanog asinhronog motora sa orijentacijom u pravcu fluksa statora ili fluksa magnetizacije. Naime, sprega među osama  $d$  i  $q$  u jednačinama naponskog balansa rezultira ograničenjem maksimalnog momenta koji motor može razviti na izlaznoj osovini (ne uzimajući pri tom u obzir ograničenja invertora) i ograničenom oblašću stabilnog rada u stacionarnom stanju. Analiza će biti sprovedena za slučaj strujno napajanog asinhronog motora sa orijentacijom u pravcu fluksa statora. Biće usvojene prepostavke o radu u stacionarnom stanju (izjednačavanjem svih vremenskih izvoda sa nulom u jednačinama naponskog balansa rotora (2.66) i (2.67)):

$$\Psi_d^s = L_s i_d^s - L_s T_f' \omega_{kl} i_q^s, \quad (2.75)$$

$$i_q^s = \frac{T_f}{L_s} \omega_{kl} (\Psi_d^s - L_s' i_d^s). \quad (2.76)$$

Jednačine (2.75) i (2.76) se mogu rešiti po aktivnoj komponenti statorske struje:

$$i_q^s = \frac{\Psi_d^s}{L_s} \frac{\omega_{kl} T_r (1-\sigma)}{1 + T_r'^2 \omega_{kl}^2}, \quad (2.77)$$

pa će izraz za elektromagnetski moment glasiti:

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{(\Psi_d^s)^2}{L_s} \frac{\omega_{kl} T_r (1-\sigma)}{1 + T_r'^2 \omega_{kl}^2}. \quad (2.78)$$

Diferenciranjem izraza za elektromagnetski moment u odnosu na ugaonu učestanost klizanja i izjednačavanjem izvoda sa nulom, dobija se klizanje pri kome se postiže maksimalna vrednost momenta:

$$\omega_{kl,max} = \pm \frac{1}{T_r'}. \quad (2.79)$$

Zamenom (2.79) u (2.78) dobija se izraz za prevalni moment:

$$m_{e,max} = \pm \frac{3}{4} P \frac{(\Psi_d^s)^2 (1-\sigma)}{L_s'}. \quad (2.80)$$

Iz (2.78) i (2.79) se može zaključiti da ako je apsolutna vrednost ugaone brzine klizanja veća od  $|\omega_{kl,max}|$ , javiće se statička nestabilnost u radu motora. Takođe, kao granica stabilnog rada se može se definisati i maksimalna struja:

$$i_{q,max}^s = \frac{\Psi_d^s (1-\sigma)}{2 L_s'}. \quad (2.81)$$

Za tipične vrednosti parametara motora maksimalno dozvoljena vrednost aktivne komponente statorske struje je najčešće dovoljno velika da ne predstavlja ozbiljan praktični problem.

Slična analiza se može sprovesti i za druge upravljačke strukture koje poseduju inherentnu spregu među veličinama u dve ortogonalne osa sinhronog koordinatnog sistema. Zaključci su isti kao i u sprovedenoj analizi, jedino se razlikuju funkcionalne zavisnosti  $\omega_{kl,max}$ ,  $i_{q,max}$  i  $m_{e,max}$  od parametara mašine i nivoa fluksa. Ipak, pravilnim dimenzionisanjem graničnih vrednosti reference momenta i primenom rasprežućeg kola moguće je izbeći nestabilnost uzrokovana postojanjem prevalnog momenta.

Konačno, u slučaju orijentacije u pravcu fluksa rotora aktivna komponenta statorske struje strujno napajanog asinhronog motora u stacionarnom stanju je direktno proporcionalna ugaonoj učestanosti klizanja:

$$i_q = \frac{\Psi_D}{L_m} \omega_{kl} T_r, \quad (2.82)$$

te stoga ovako upravljan asinhroni motor neće unositi ograničenja u vidu prevalnog momenta i ograničenog opsega stabilnosti.

Kvalitativno posmatrano, analiza pogona sa orijentacijom u pravcu fluksa magnetizacije je veoma slična sprovedenoj analizi za pogone sa orijentacijom u pravcu fluksa statora. Vektorsko upravljanje sa orijentacijom u pravcu fluksa magnetizacije ima određenih prednosti u regulaciji asinhronog motora sa dvostrukim kavezom na rotoru. Kako ti motori nisu predmet analize u okviru ovog rada, to će i analiza tehnike upravljanja sa orijentacijom u pravcu fluksa magnetizacije biti izostavljena.

### 3. METODE ESTIMACIJE BRZINE ROTORA ASINHRONOG MOTORA

U prvom poglavlju su navedene sve prednosti primene pogona bez davača brzine ili pozicije na vratilu motora (*shaft - sensorless* pogoni), u poređenju sa pogonima koji poseduju isti. Smanjenje hardverskih zahteva eliminacijom senzora pozicije postignuto je po cenu složenijeg upravljačkog algoritma. Naime, nedostajuće podatke o brzini i/ili poziciji je potrebno sada estimirati iz merenog signala statorske struje i merenog signala statorskog napona ili signala rekonstruisanog statorskog napona.

Prve realizacije *sensorless* pogona su za procenu brzine koristile jednačine koje opisuju asinhroni motor u stacionarnom stanju. Tim uprošćenjem ograničava se primena *sensorless* tehnika samo na pogone niskih performansi. Kako su predmet analize u ovom radu pogoni srednjih i visokih performansi, to ove tehnike neće biti razmatrane.

Pred savremene *sensorless* pogone se postavlja zahtev da tačnost estimacije brzine, za sve radne uslove, sve nivoe zasićenja, u uslovima varijacije parametara mašine i za što širi radni opseg brzina, bude bolja od 0.5 %. Poseban problem predstavlja zavisnost većine *sensorless* tehnika od parametara mašine. Varijacije parametara mašine sa promenom temperature, učestanosti ili nivoa fluksa mogu ozbiljno da ugroze tačnost, a često i stabilnost rada takvog pogona, posebno na niskim brzinama. Zbog toga, svaki *sensorless* pogon koji pretenduje da zadovolji navedenu tačnost estimacije mora da poseduje realizovan i neki od algoritama za identifikaciju i adaptaciju promenljivih parametara mašine.

U ovom odeljku će biti opisane najčešće primenjivane tehnike estimacije brzine obrtanja rotora asinhronog motora u *sensorless*. U dostupnoj literaturi se može susresti različita klasifikacija ovih tehnika. Najveći broj autora pomenute tehnike klasificuje u šest različitih grupa:

- Estimatori koji koriste mereni napon i struju u cilju estimacije brzine obrtanja rotora bez povratne sprege (*open-loop* estimatori);
- Estimacija brzine primenom MRAS (*Model reference adaptive systems*) opbserverskih struktura;
- Estimacija brzine rotora primenom opservera (Kalmanov, Luenbergerov);
- Estimatori koji koriste pojavu rotorskih žlebnih harmonika u signalima statorskih napona i struja;
- Estimacija brzine obrtanja rotora kod motora sa specijalnom konstrukcijom rotora;
- Estimatori koji koriste elemente veštačke inteligencije (neuralne mreže, *fuzzy* logika, *fuzzy-neuralne* mreže);

Glavni kriterijumi po kojima se mogu porebiti karakteristike različitih estimatora brzine su:

- tačnost estimacije u stacionarnom stanju i brzina odziva estimacionog algoritma u tranzijentnim periodima,
- karakteristike rada estimacionog algoritma na malim brzinama rotora i nultoj učestanosti statorskog napona,
- uticaj varijabilnih parametara mašine na estimaciju brzine,
- zahtev za dodatnim hardverom,

- složenost realizacije u pogledu zahteva za savremenim brzim mikroprocesorskim ili mikrokontrolerskim sistemima.

U daljem tekstu sledi opis pojedinačnih tehniku estimacije, dok se detaljnija analiza može pronaći u mnogobrojnoj literaturi koja se bavi ovom problematikom [A1]- [A13], [K4] i [K11]. Kako se ovaj rad bavi pre svega metodama za poboljšanje rada *open-loop* estimatora brzine rotora i MRAS estimatora brzine, to će pažnja biti usmerena na ove vrste estimatora brzine.

### 3.1. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege – *open-loop* estimatori

Estimatori se definišu kao dinamički sistemi čije su promenljive stanja procena promenljivih stanja nekog sistema (na primer električne mašine), tj. predstavljaju neku vrstu simulacije sistema u realnom vremenu. Jedan tip estimatora predstavljaju algoritmi koji koriste model motora i terminalne veličine, bez zatvaranja dodatnih povratnih sprega. Ova grupa estimatora se naziva *open-loop* estimatori. Uvođenjem povratnih sprega se realizuju *closed-loop* estimatori ili kako se još često nazivaju - opserveri. Opserveri predstavljaju estimatore koji pored matematičkog modela procesa uključuju i odgovarajuće povratne sprege kojim se koriguje greška estimacije.

*Open-loop* estimatori kao ulazne veličine koriste mereni signal statorske struje i mereni signal ili signal rekonstruisanog statorskog napona. Postupak estimacije se zasniva na analizi jednačina naponskog balansa rotora i kao izlazni signal estimatora se formira estimirana vrednost brzine obrtanja rotora. U specifičnim primenama se može estimirati i ugaona brzina klizanja, elektromagnenti moment, ugaoni položaj rotora, ugaoni položaj fluksa statora, rotora, magnetizacije i sl. Međutim, kako se nakon estimacije brzine obrtanja rotora, po pitanju dalje obrade ulaznih referenci i generisanja upravljačkih signala *sensorless* pogoni ne razlikuju od pogona sa senzorom pozicije ili brzine na osovini, to estimacija ovih veličina neće biti posebno analizirana, izuzev ako ne predstavlja integralni deo estimatora brzine obrtanja rotora.

Svi *open-loop* estimatori koji će na dalje biti analizirani polaze od pretpostavke da je prethodno estimirana vrednost prostornog vektora fluksa statora, rotora ili fluksa magnetizacije. Kako je estimacija fluksa specifičan problem koji će biti analiziran u posebnom poglavljju, usvojimo za sada da su poznate komponente prostornog vektora fluksa koji se u realizaciji specifičnog *open-loop* estimatora zahteva, bilo u sinhrono rotirajućem, bilo u stacionarnom koordinatnom sistemu.

Važno je napomenuti da tačnost *open-loop* estimatora brzine jako zavisi od slaganja vrednosti parametara motora sa vrednostima odgovarajućih parametara motora u njegovom modelu. Ta zavisnost je posebno izražena na malim brzinama kada odstupanje ovih parametara ima presudan uticaj na grešku stacionarnog stanja i dinamičke karakteristike *sensorless* pogona. Sličan uticaj ima i greška u merenju napona i struje statora, kao i nelinearnost invertora iz kog se napaja asinhroni motor.

Treba naglasiti da sve tehnike estimacije koje će u daljem tekstu biti opisane estimiraju električnu brzinu rotora  $\omega$ . Mehanička brzina rotora  $\omega_r = \omega/P$  se izjednačava sa električnom samo u slučaju dvolarnih mašina. Bez obzira, u daljem tekstu neće biti eksplicitno naglašavano da se radi o estimiranoj električnoj brzini rotora.

### 3.1.1. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege - šema broj 1

Do odgovarajućeg izraza za estimaciju brzine rotora se može doći polazeći od jednačine naponske ravnoteže rotora, zapisane u stacionarnom koordinatnom sistemu ( $\omega_g=0$ ). Odgovarajuća jednakost, napisana za  $\alpha$  osu, će glasiti:

$$0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d \Psi_{\alpha r}}{dt} + \omega \Psi_{\beta r}. \quad (3.1)$$

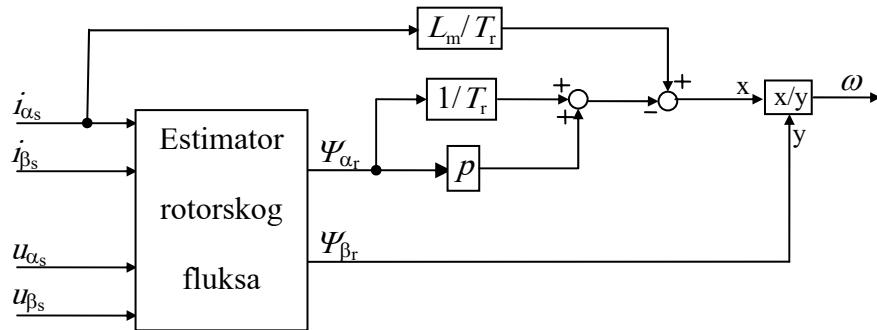
Ova jednakost sadrži  $\alpha$  komponentu rotorske struje koja nije direktno merljiva. Uvažavajući da je:

$$i_{\alpha r} = \frac{1}{L_r} \Psi_{\alpha r} - \frac{L_m}{L_r} i_{\alpha s}, \quad (3.2)$$

dolazi se do konačnog izraza za estimaciju brzine obrtanja rotora:

$$\omega = -\frac{\frac{d \Psi_{\alpha r}}{dt} - \Psi_{\alpha r}}{T_r} + \frac{L_m}{T_r} i_{\alpha s}. \quad (3.3)$$

Ekvivalentan estimacioni izraz brzine obrtanja rotora se može dobiti analizom jednačine naponskog balansa rotora napisane za  $\beta$  osu. Jedna od mogućih implementacija zasnovana na estimacionom izrazu (3.3) je data na slici 3.1.



Sl. 3.1. Blok dijagram open-loop estimatora brzine obrtanja rotora – implementacija estimacione šeme broj 1

Naprednije realizacije ove estimacione šeme uključuju dva integratora, jedan diferencijator i zavisnost od četiri parametra mašine. Glavna konstatacija može biti da ova estimaciona šema daje preciznu procenu brzine samo ako su poznate tačne vrednosti parametara motora i ako su izmerene vrednosti statorskog napona i struje verna slika stvarnih vrednosti. Tačnost estimacije je posebno "ugrožena" na malim brzinama rotora i može biti značajno unapređena korišćenjem naprednijih tehnika estimacije fluksa, o čemu će biti više reči u narednom poglavljju.

### 3.1.2. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege - šema broj 2

Karakteristika ovog izraza za estimaciju brzine je da nju iskazuje direktno preko merljivih veličina statora i estimirane vrednosti statorskog fluksa. Do novog estimacionog izraza se dolazi polazeći od relacije koja opisuje vezu između fluksih obuhvata statora i rotora:

$$\Psi_{\alpha r} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{\alpha s} - L'_s i_{\alpha s}), \quad (3.4)$$

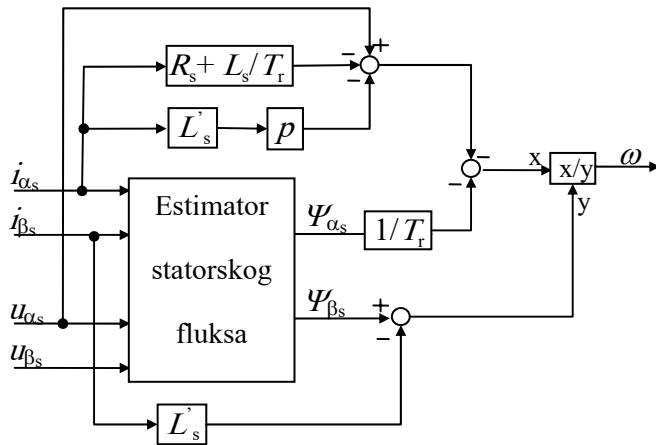
$$\Psi_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{\beta s} - L'_s i_{\beta s}), \quad (3.5)$$

kao i jednačine naponskog balansa statora u stacionarnom koordinatnom sistemu ( $\omega_g=0$ ):

$$\frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt} = u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}. \quad (3.6)$$

Zamenom (3.4) i (3.5) u (3.3), a nakon toga i (3.6) u novodobijeni izraz, dolazi se do novog izraza za estimaciju brzine obrtanja rotora:

$$\omega = \frac{- \left[ u_{\alpha s} - \left( R_s + \frac{L_s}{T_r} \right) i_{\alpha s} - L'_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \frac{\Psi_{\alpha s}}{T_r} \right]}{(\Psi_{\beta s} - L'_s i_{\beta s})}. \quad (3.7)$$



Sl. 3.2 Blok dijagram open-loop estimatora brzine obrtanja rotora – implementacija estimacione šeme broj 2

Jedna od mogućih implementacija zasnovana na estimacionom izrazu (3.7) je data u formi blok šeme na slici 3.2. Ekvivalentan estimacioni izraz brzine obrtanja rotora se može dobiti analizom jednačine naponskog balansa rotora napisane za  $\beta$  osu.

Komentari koji su navedeni za estimacionu šemu broj 1 vezani za parametarsku osetljivost i rad na malim brzinama mogu se izreći i za ovaj estimacioni algoritam. Za ove dve estimacione šeme generalno važi da se zadovoljavajući rad na malim brzinama postiže do učestanosti obrtanja rotora od 1-2 Hz.

### 3.1.3. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege - šema broj 3

Polazeći od jednačine naponske ravnoteže rotora u kompleksnom domenu napisane za stacionarni koordinatni sistem:

$$0 = R_r \underline{i}_r + \frac{d\Psi_r}{dt} - j\omega \Psi_r, \quad (3.8)$$

a zatim eliminijući iz prethodnog izraza rotorske veličine i konačno eliminujući i izvod prostornog vektora rotorskog fluksa kao:

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left( \underline{u}_s - R_s \underline{i}_s - L'_s \frac{di_s}{dt} \right), \quad (3.9)$$

dolazi se do izraza u kome figurišu merene veličine statorskog napona i struje i vrednost estimiranog fluksa statora:

$$\underline{u}_s - \left( R_s + \frac{L_s}{T_r} \right) \underline{i}_s - L'_s \frac{di_s}{dt} = -\frac{\Psi_s}{T_r} + j\omega (\Psi_s - L'_s \underline{i}_s). \quad (3.10)$$

Ovde se može konstatovati da realni i imaginarni deo prethodne jednakosti predstavljaju izraze za estimaciju brzine po estimacionoj šemi broj 2, što znači da je ta estimaciona šema samo specijalan slučaj šeme broj 3. Nedostatak takve estimacione metode se ogleda u činjenici da su u stacionarnom stanju sve promenljive koje figurišu u prethodnom izrazu ( $\underline{u}_s$ ,  $\underline{i}_s$  i  $\Psi_s$ ) prostoperiodične veličine. Nakon što bi se ova jednakost transformisala u sinhrono-rotirajući d-q koordinatni sistem kome je  $d$  osa kolinearna sa vektorom statorskog fluksa ( $\Psi = \Psi_d^s = |\Psi_s|$ ,  $\Psi_q^s = 0$ ) tri pomenute veličine bi u stacionarnom stanju poprimile konstantne vrednosti. Ako se sa  $\theta_{dq}^s$  označi ugao koji  $d$  osa sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema zaklapa sa osom  $\alpha$  stacionarnog koordinatnog sistema, realizacija ove transformacije bi zahtevala da se i leva i desna strana kompleksne jednakosti (3.10) pomnože članom  $\exp(-j\theta_{dq}^s)$  (detaljnije o ovoj transformaciji se može videti u odeljku 2.4.2.). Konačno se dobija:

$$\left[ \underline{u}_s^s - \left( R_s + \frac{L_s}{T_r} \right) \underline{i}_s^s - L'_s \frac{di_s^s}{dt} \right] e^{-j\theta_{dq}^s} = -\frac{|\Psi_s|}{T_r} + j\omega (|\Psi_s| - L'_s \underline{i}_s^s). \quad (3.11)$$

Ako označimo realni i imaginarni deo izraza sa leve strane prethodne jednakosti respektivno, sa  $u_d^*$  i  $u_q^*$ , tada se dobijaju jednakosti:

$$u_d^* = -\frac{|\underline{\Psi}_s|}{T_r} + \omega L'_s i_q^s \quad (3.12)$$

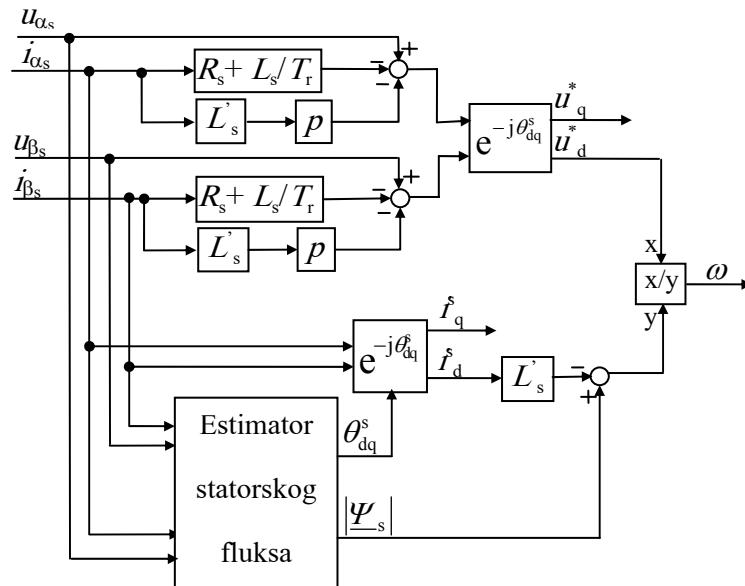
$$u_q^* = \omega (|\underline{\Psi}_s| - L'_s i_d^s). \quad (3.13)$$

Konačno, izraz (3.13) može poslužiti za estimaciju brzine obrtanja rotora:

$$\omega = \frac{u_q^*}{(|\underline{\Psi}_s| - L'_s i_d^s)}. \quad (3.14)$$

Nakon što se konstatuje sličnost estimacionih izraza (3.7) i (3.14), može se uočiti da je transformacija u sinhronorotirajući koordinatni sistem vezan za prostorni vektor fluksa statora dovela do eliminisanja uticaja ortogonalne komponente statorskog fluksa u brojiocu izraza (3.14). Takođe se može uočiti i neminovna sprega između veličina  $d$  i  $q$  osa koja je uvedena preko članova  $L'_s i_d^s$  i  $L'_s i_q^s$  u imeniocima izraza (3.12) i (3.13), a što je detaljnije objašnjeno u odeljku 2.4.2. Jednakost (3.12) takođe pokazuje zavisnost od ugaone brzine obrtanja rotora, ali se ova jednakost ne koristi za njenu estimaciju. Razlog leži u činjenici da ta jednakost sadrži kao parametar i vremensku konstantu rotora  $T_r = L_r / R_r$  koja pokazuje jaku zavisnost od radnih uslova, posebno od temperature, tako da bi upotreba ovog izraza bila povezana sa potrebom da se primeni i neka od tehnika identifikacije i adaptacije vrednosti vremenske konstante rotora. Mnogo češće se ovaj izraz koristi za identifikaciju baš parametra  $T_r$ .

Kao i prethodna, i ova estimaciona šeme se može realizovati tako da zavisi od četiri parametra mašine i u tim uslovima pokazuje zadovoljavajuće rezultate čak i na malim brzinama. Jedna od mogućih implementacija prikazanog algoritma je data na slici 3.3.



Sl. 3.3. Blok dijagram open-loop estimatora brzine obrtanja rotora – implementacija estimacione šeme broj 3

### 3.1.4. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege - šema broj 4

Estimacione tehnike koje će biti opisane u daljem tekstu estimiraju brzinu rotora kao razliku ugaone brzine prostornog vektora rotorskog ili statorskog fluksa (koja će u daljem tekstu biti označena sa  $\omega_{dq}^r$  i  $\omega_{dq}^s$ , respektivno) i relativne brzine tog vektora u odnosu na rotor. U skladu sa tim, možemo posmatrati dva slučaja:

- a) Posmatra se prostorni vektor rotorskog fluksa. Ako sa  $\theta_{dq}^r$  označimo ugao koji sa  $\alpha$  osom stacionarnog koordinatnog sistema zaklapa prostorni vektor rotorskog fluksa, tada se njegova ugaona brzina, a samim tim i brzina stacionarnog koordinatnog sistema vezanog za fluks rotora, izračunava kao:

$$\omega_{dq}^r = \frac{d\theta_{dq}^r}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \operatorname{arctg} \frac{\Psi_{\beta r}}{\Psi_{\alpha r}} \right) = \frac{\Psi_{\alpha r} \frac{d\Psi_{\beta r}}{dt} - \Psi_{\beta r} \frac{d\Psi_{\alpha r}}{dt}}{\Psi_{\alpha r}^2 + \Psi_{\beta r}^2}. \quad (3.15)$$

Ako se sada iz jednačine naponskog balansa rotora zapisanih za stacionarni koordinatni sistem izraze izvodi fluksih obuhata rotora u pravcu  $\alpha$  i  $\beta$  ose ( $d\Psi_{\alpha r}/dt$  i  $d\Psi_{\beta r}/dt$ ) i zamene u izraz (3.15), dobija se:

$$\omega_{dq}^r = \omega + \frac{R_r (i_{\alpha r} \Psi_{\beta r} - i_{\beta r} \Psi_{\alpha r})}{\Psi_{\alpha r}^2 + \Psi_{\beta r}^2}. \quad (3.16)$$

Količnik na desnoj strani prethodnog izraza se može identifikovati kao ugaona brzina klizanja prostornog vektora rotorskog fluksa u odnosu na sam rotor:

$$\omega_{kl} = \frac{R_r (i_{\alpha r} \Psi_{\beta r} - i_{\beta r} \Psi_{\alpha r})}{\Psi_{\alpha r}^2 + \Psi_{\beta r}^2}. \quad (3.17)$$

Izraz za izračunavanje ugaone brzine klizanja koji je povoljniji za direktnu primenu dobija se zamenom struja rotora merljivim, koje tipično nisu dostupne merenju, vrednostima statorske struje i estimiranim vrednostima rotorskog fluksa. To se postiže primenom izraza (3.2) i njegovog ekvivalenta za  $\beta$  osu na jednakost (3.17):

$$\omega_{kl} = \frac{L_m (i_{\beta s} \Psi_{\alpha r} - i_{\alpha s} \Psi_{\beta r})}{T_r (\Psi_{\alpha r}^2 + \Psi_{\beta r}^2)}. \quad (3.18)$$

Ako uočimo da je razvijena forma izraza za elektromagnetski moment:

$$m_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{\beta s} \Psi_{\alpha r} - i_{\alpha s} \Psi_{\beta r}), \quad (3.19)$$

dobija se i treća forma izraza za ugaonu brzinu klizanja:

$$\omega_{kl} = \frac{2}{3P} \frac{R_r m_e}{|\Psi_r|^2}. \quad (3.20)$$

Konačno, ugaona brzina rotora se može izraziti kao razlika ugaone brzine rotorskog fluksa i ugaone brzine klizanja vektora rotorskog fluksa u odnosu na sam rotor:

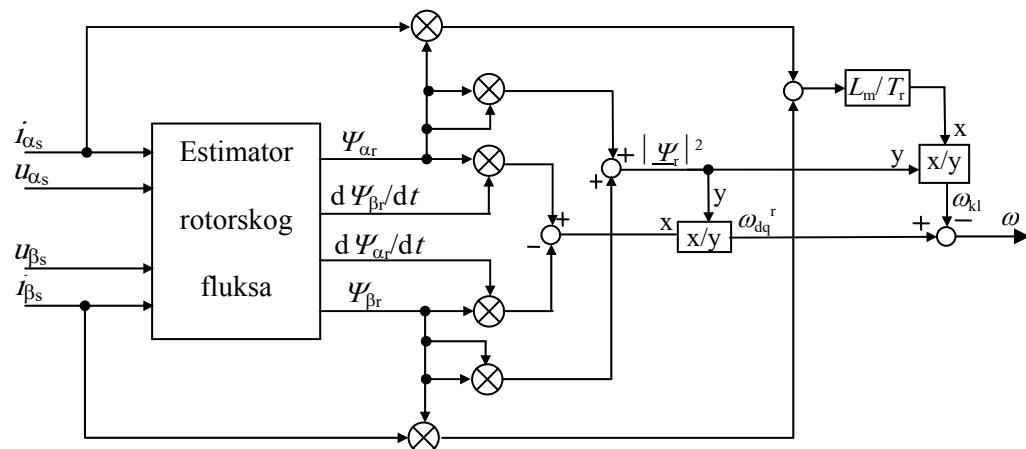
$$\omega = \omega_{dq}^r - \omega_{kl} = \frac{\Psi_{ar} \frac{d\Psi_{br}}{dt} - \Psi_{br} \frac{d\Psi_{ar}}{dt}}{\Psi_{ar}^2 + \Psi_{br}^2} - \frac{L_m (i_{bs} \Psi_{ar} - i_{as} \Psi_{br})}{T_r (\Psi_{ar}^2 + \Psi_{br}^2)} \quad (3.21)$$

ili

$$\omega = \omega_{dq}^r - \omega_{kl} = \frac{\Psi_{ar} \frac{d\Psi_{br}}{dt} - \Psi_{br} \frac{d\Psi_{ar}}{dt}}{\Psi_{ar}^2 + \Psi_{br}^2} - \frac{2}{3P} \frac{R_r m_e}{|\Psi_r|^2}. \quad (3.22)$$

Ova estimaciona šema je jedan od najčešće primenjivanih varijanti *open-loop* estimatora u savremenim komercijalno dostupnim *sensorless* pogonima visokih performansi.

U praktičnim realizacijama se veoma retko meri i statorski napon već se on rekonstruiše preko napona jednosmernog međukola i stanja prekidača u invertorskom mostu. Digitalna implementacija ovog algoritma je jednostavna i zahteva poznavanje 3 parametra mašine:  $R_s$ ,  $L_s$  i  $L_m/T_r$ . Jedna od mogućih implementacija prikazanog algoritma je data na slici 3.4.



S1.3.4. Blok dijagram open-loop estimatora brzine obrtanja rotora – implementacija estimacione šeme broj 4a

Treba napomenuti da se u vektorski kontrolisanim pogonima, posebno kod kojih se sinhrono rotirajući koordinatni sistem orijentiše u pravcu rotorskog fluksa, dovoljno tačna estimacija ugaone brzine klizanja postiže i obradom referentnih vrednosti statorske struje i referentne vrednosti amplitude rotorskog fluksa, a što praktično znači upotrebom referentne vrednosti ugaone brzine klizanja.

- b) Posmatra se prostorni vektor statorskog fluksa. Ako sa  $\theta_{dq}^s$  označimo ugao koji sa  $\alpha$  osom stacionarnog koordinatnog sistema zaklapa prostorni vektor statorskog fluksa, tada se njegova ugaona brzina, a samim tim i brzina stacionarnog koordinatnog sistema vezanog za fluks statora) izračunava kao:

$$\omega_{dq}^s = \frac{d\theta_{dq}^s}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \arctg \frac{\Psi_{\beta s}}{\Psi_{\alpha s}} \right) = \frac{\Psi_{\alpha s} \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} - \Psi_{\beta s} \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt}}{\Psi_{\alpha s}^2 + \Psi_{\beta s}^2}. \quad (3.23)$$

Ugaona brzina prostornog vektora statorskog fluksa  $\omega_{dq}^s$  se može iskazati kao zbir ugaone brzine rotoare  $\omega$ , relativne brzine okretanja prostornog vektora rotorskog fluksa u odnosu na rotor  $\omega_{kl}$  i relativne brzine prostornog vektora statorskog fluksa u odnosu na prostorni vektor rotorskog fluksa  $\omega_{sr}$ :

$$\omega_{dq}^s = \omega + \omega_{kl} + \omega_{sr}. \quad (3.24)$$

Relativna brzina prostornog vektora statorskog fluksa u odnosu na prostorni vektor rotorskog fluksa se može izračunati diferenciranjem ugla koji se ima između ova dva vektora  $\omega_{sr} = d\theta_{sr}/dt$ . Taj ugao je pogodno izraziti iz odgovarajuće formule za elektromagnetski moment:

$$m_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r L_s'} |\underline{\Psi}_s| |\underline{\Psi}_r| \sin \theta_{sr}. \quad (3.25)$$

Kombinujući izraze (3.25), (3.24), (3.23) i (3.20) dobija se konačni izraz za estimaciju brzine obrtanja rotora u obliku:

$$\omega = \frac{\Psi_{\alpha s} \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} - \Psi_{\beta s} \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt}}{\Psi_{\alpha s}^2 + \Psi_{\beta s}^2} - \frac{d}{dt} \left[ \arcsin \left( \frac{2m_e L_r L_s'}{L_m |\underline{\Psi}_s| |\underline{\Psi}_r|} \right) \right] - \frac{2}{3P} \frac{R_r m_e}{|\underline{\Psi}_r|^2}. \quad (3.26)$$

Treba konstatovati da se u stacionarnom stanju ugaona brzina prostornog vektora statorskog fluksa i prostornog vektora rotorskog fluksa izjednačavaju, a da drugi član na desnoj strani izraza (3.26) postaje identički jednak nuli. To je razlog što se ponekad u prethodnom izrazu izostavlja drugi član koji opisuje relativnu promenu položaja prostornih vektora fluksa statora i rotora. Time se unosi značajna greška u rad estimacionog algoritma, posebno u uslovima čestih promena reference ili momenta opterećenja. Izraz (3.26) u svom

osnovnom obliku je značajno složeniji nego izrazi (3.21) ili (3.22) pa se stoga daleko ređe primenjuje.

### 3.1.5. Estimator brzine obrtanja rotora bez povratne sprege - šema broj 5

Polazeći od kompleksne jednačine naponskog balansa za stacionarni koordinatni sistem i eliminisanju iz nje prostorni vektor rotorske struje, moguće je doći do još jednog alternativnog izraza za estimaciju brzine obrtanja rotora [K4], ali i do izraza za identifikaciju termogene otpornosti rotora  $R_t$ . Dobijeni estimacioni algoritmi imaju izraženo praktično ograničenje koje onemogućava njihovu primenu, te stoga neće biti detaljnije razmatrani u ovom radu. Naime, algoritmi pokazuju zadovoljavajuću tačnost samo pod uslovom:

- da se sistem ne nalazi u idealnom sinusoidalnom stacionarnom stanju i
- da amplituda rotorskog fluksa nije konstantna.

U slučaju da neki od ovih uslova nije ispunjen, greška procene brzine okretanja rotora ili rotorskog otpora može biti neprihvatljivo velika te se ovi algoritmi ne mogu primenjivati. Zbog toga oni pre svega imaju edukativni karakter.

Neki autori pokušavaju da ovaj algoritam primene u slučaju napajanja asinhronog motora nesinusoidalnim naponima i strujama, tj. u slučaju asinhronog motora napajanog iz PWM invertora. Naime tada nesinusoidalna priroda statorskog napona rezultuje valovitošcu rotorskog fluksa i to omogućava funkcionisanje algoritama u određenoj meri. Međutim, kako je amplituda harmonijske komponente u rotorskem fluksu relativno mala, za dobijanje zadovoljavajuće tačnosti estimirane brzine rotora potrebno je koristiti veoma precizne senzore za merenje napona i struje, kao i A/D konvertore visoke tačnosti i rezolucije, što dodatno usložnjava hardverske zahteve.

### 3.1.6. Pregled karakteristika estimatora bez povratne sprege

Glavne karakteristike opisanih *open-loop* tehnika estimacije brzine obrtanja rotora se mogu sažeti u sledećem:

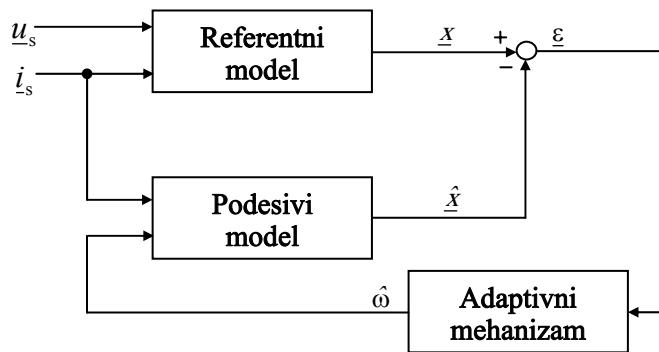
- tačnost *open-loop* estimacionih tehnika zavisi od tačnosti parametara mašine, tj. od slaganja stvarnih parametara i parametara mašine u estimacionom modelu;
- kritičan deo estimacionog algoritma je estimator fluksa. Tačnost estimacije brzine se značajno može povećati primenom naprednih tehnika estimacije fluksa. O ovoj temi će detaljnije biti govora u narednom poglavljju;
- *Open-loop* estimatori uspešno estimiraju brzinu do učestanosti od 1-2 Hz. Na nižim učestanostima je tačnost estimacije značajno narušena usled neslaganja parametara i šuma. Robusnost estimacije prema varijaciji parametara i šumu različite prirode se značajno poboljšava primenom *closed-loop* opservera za estimaciju promenljivih stanja (fluksa, brzine i sl.);
- Zahtevnost *open-loop* estimacionih algoritama po pitanju hardvera i softvera je najniža od svih tehnika za estimaciju brzine, što ih favorizuje u aplikacijama *sensorless* pogona niže cene i srednjih performansi;

- Neidealnost invertora i netačnost merenja statorskog napona i struje može znatno da ugrozi rad estimatora brzine, pa čak i da dovede do nestabilnosti u radu brzinski ili poziciono regulisanog *sensorless* pogona.

### 3.2. Estimacija brzine primenom MRAS (*Model reference adaptive systems*) opservera

Na slici 3.5 je prikazana principijelna šema MRAS opservera. Na njoj se uočavaju tri celine: referentni model, podesivi (adaptivni) model i adaptivni mehanizam. Referentni model predstavlja matematički model objekta i on treba da što vernije odslikava stanja objekta. U referentnom modelu se ne očekuje da figuriše veličina koja se estimira - u konkretnom slučaju to je brzina rotora. Podesivi model je takođe deo matematičkog modela objekta upravljanja, ali za njega je neophodno da sadrži i promenljivu koja se estimira. U MRAS sistemima se neke promenljive stanja asinhronog motora (na slici označene sa  $\underline{x}$ ) estimiraju kako u referentnom, tako i u adaptivnom modelu, a sve to preko merljivih terminalnih veličina statora. Kako podesivi model sadrži estimiranu promenljivu, a referentni model ne, to se razlika u estimaciji pomenute promenljive stanja proglašava greškom čiji uzrok leži u netačnom poznavanju vrednosti brzine obrtanja rotora u podesivom modelu. Ta razlika se, modifikovana kroz adaptivni mehanizam, uvodi u podesivi model kao estimirana brzina rotora, označena na slici sa  $\hat{\omega}$ .

Za estimaciju brzine preko MRAS-opservera neophodno je pri izboru adaptivnog mehanizma voditi računa da celokupan sistem ostane stabilan i obezbediti da estimirana veličina konvergira stvarnoj vrednosti sa zadovoljavajućom dinamikom. Odgovarajući adaptivni mehanizam se izvodi primenom kriterijuma hiperstabilnosti Popova. Sam kriterijum, izvođenje njegovog dokaza, kao i određivanje konkretnih adaptivnih mehanizama za MRAS-opserverske strukture koje slede, izlazi van okvira ovog rada, a može se pronaći u brojnoj literaturi o ovoj problematici [A5], [K4] i [K11].



Sl. 3.5. Principijelna šema za estimaciju brzine primenom MRAS - opservera

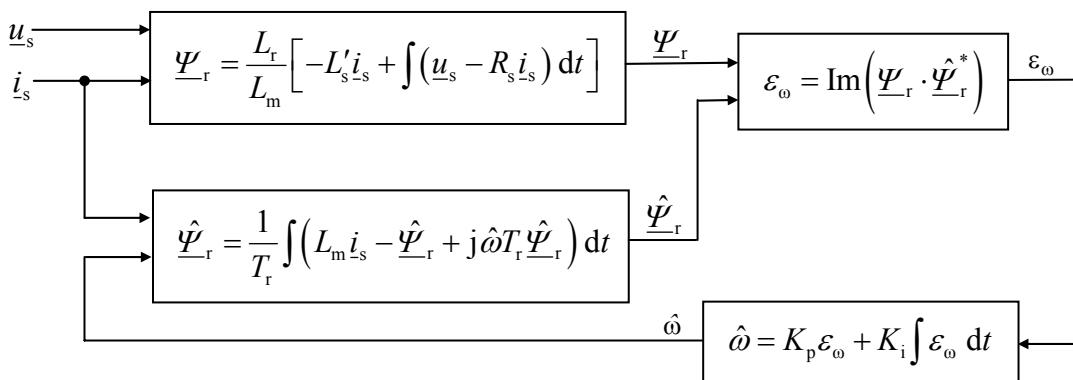
Način formiranja signala greške (signala za korekciju procenjene brzine obrtanja rotora), označenog na prethodnoj slici sa  $\underline{\varepsilon}$ , utiče na formu referentnog i podesivog modela, ali ne utiče bitnije i na njegovu strukturu. Naime, u svim slučajevima se referentni model formira na osnovu jednačina naponskog balansa statora, a posedivi model na osnovu jednačina

naponskog balansa rotora, a oba napisana u stacionarnom koordinatnom sistemu. U brojnoj literaturi se ovako formiran referentni model naziva "naponskim modelom" jer za estimaciju promenljivih stanja koristi podatke o merenoj struji i merenom (ili rekonstruisanom) naponu statora, dok se podesivi model naziva "strujnim modelom" jer za estimaciju promenljivih stanja koristi samo podatke o merenoj struji statora.

Prema načinu formiranja signala greške  $\varepsilon$  moguće je razlikovati četiri tipa šema estimatora brzine baziranih na primeni MRAS-opservera.

### 3.2.1. Estimacija brzine primenom MRAS opservera - estimaciona šema broj 1

Detaljan prikaz ove estimacione šeme je dat na slici 3.6.



Sl. 3.6. *Estimator brzine baziran na primeni MRAS-opservera; korekcioni signal brzine,  $\varepsilon_\omega$ , se formira na osnovu estimacija prostornog vektora rotorskog fluksa*

Osnovne karakteristike ovog estimacionog algoritma su:

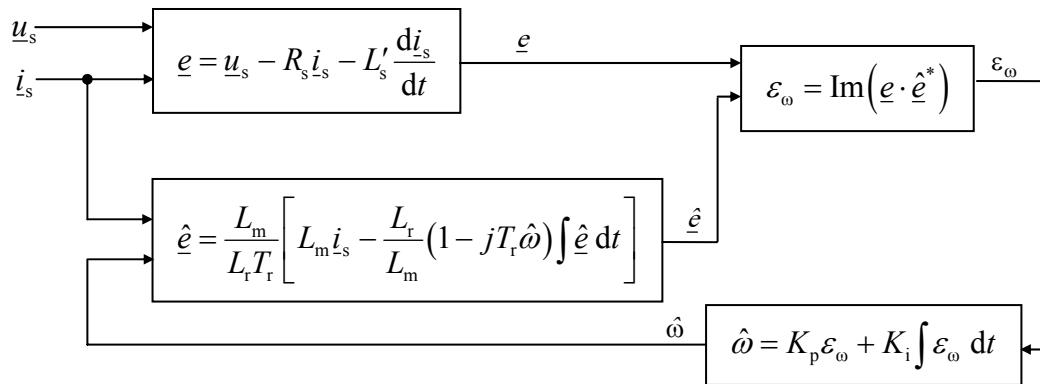
- Referentni i podesivi model estimiraju prostorni vektor rotorskog fluksa. Signal za korekciju brzine je skalarni signal koji se formira kao algebarska vrednost vektorskog proizvoda estimiranih vektora ova dva modela. (Radi lakšeg praćenja dalje izlaganja valja napomenuti da je algebarska vrednost intenziteta vektorskog proizvoda dva vektora jednaka imaginarnom delu proizvoda kompleksnog zapisa drugog vektora i konjugovanokompleksnog zapisa prvog vektora:  $\text{alg}(\underline{a} \times \underline{b}) = \text{Im}(\underline{b} \cdot \underline{a}^*)$ ).
- Kao adaptivni mehanizam, a na osnovu teoreme hiperstabilnosti Popova, moguće je usvojiti integralno dejstvo. Međutim, u praksi se u ovoj, ali i u MRAS-opserververskim strukturama koje će na dalje biti razmatrane, u cilju poboljšanja dinamičkih karakteristika, usvaja PI dejstvo po signalu greške  $\varepsilon_\omega$ . Kada se brzine obrtanja rotora  $\hat{\omega}$  u podesivom modelu menja na taj način da se razlika između izlaza referentnog modela i izlaza podesivog modela smanjuje i granično teži ka nuli, onda estimirana brzina rotora  $\hat{\omega}$  teži ka stvarnoj brzini  $\omega$ .
- Način estimacije prostornog vektora fluksa rotora u okviru referentnog modela koji je prikazan na prethodnoj slici predstavlja jednu vrstu idealizacije koja se retko primenjuje u praksi. Naime, primena idealnog integratora u okviru referentnog modela je povezana sa

problemima nepoznavanja početne vrednosti integrala, pojavom ofseta senzora za merenje struje i napona i temperaturnog drifta. Zbog toga se referentni model modifikuje tako da se uticaj navedenih faktora na tačnost estimacije prostornog vektora fluksa rotora ublaži ili u potpunosti eliminiše. O tomu će biti više reči u poglavljima 6. i 7.

- Na malim brzinama je vrednost statorskog napona mala, pa je tačno poznavanje vrednosti statorskog otpora presudno za tačnost estimacije i zadovoljavajući dinamički odziv.
- Kada se MRAS šema koja je prethodno opisana koristi u vektorski kontrolisanim pogonima sa asinhronim motorima, revers brzine tokom brzih tranzicija je moguć, ali rad pogona na nultoj učestanosti duže od nekoliko sekundi nije praktično ostvariv. Naime, netačna estimacija fluksa neminovno dovodi do netačne estimacije brzine, što uslovjava da brzinski regulator počinje sa generisanjem pogrešnih referentnih vrednosti.

### 3.2.2. Estimacija brzine primenom MRAS opservera - estimaciona šema broj 2

U cilju prevazilaženja problema vezanih za "čist" integrator, prethodna šema je unapređena na način prikazan na slici 3.7. Kao što se sa slike može videti, kao promenljiva stanja koja se procenjuje u okviru referentnog i podesivog modela koristi se elektromotorna sila rotora. Na taj način je izbegnut postupak integracije u referentnom modelu i svi problemi koje on sa sobom nosi. Tako se značajno unapređuju performanse brzinskih regulisanih vektorskih upravljaljanih *sensorless* pogona, posebno na niskim brzinama, ali samo pod uslovom da je poznata tačna vrednost statorske otpornosti. Međutim, kako statorska otpornost  $R_s$  varira sa temperaturom, to ima znatnog uticaja na performanse i stabilnost brzinskog opservera, posebno na niskim brzinama. Prisustvo statorske tranzijentne induktivnosti  $L'_s$  unutar referentnog modela je takođe nepoželjno, pošto varijacija tog parametra sa nivoom fluksa u zazoru mašine može da ima takođe nepovoljan uticaj na tačnost estimacije brzine.



Sl. 3.7. *Estimator brzine baziran na primeni MRAS-opservera; korekcioni signal za brzine  $\varepsilon_\omega$  se formira na osnovu estimacije prostornog vektora ems rotora*

U cilju eliminisanja dva prethodno opisana problema, izvršeno je dalje unapređenje strukture MRAS-opservera. Promene se ne ogledaju u promeni strukture referentnog ili podesivog modela, već su pre svega vezane za način formiranja signala greške.

### 3.2.3. Estimacija brzine primenom MRAS opservera - estimaciona šema broj 3

U cilju eliminisanja uticaja otpornosti statorskog namotaja na rad MRAS-opservera, signal greške  $\varepsilon$  je formiran kao:

$$\varepsilon_{\omega} = \text{Im}\left(\Delta\underline{e} \cdot \underline{i}_s^*\right). \quad (3.27)$$

Vektorsko množenje  $\underline{e}ms$  rotora koja se dobija na izlazu referentnog modela sa vektorom statorske struje uslovljava da iz izraza za  $\text{alg}(\underline{i}_s \times \underline{e}) = \text{Im}(\underline{e} \cdot \underline{i}_s^*)$ , a samim tim i iz izraza za  $\varepsilon_{\omega}$  nestane član  $R_s \underline{i}_s$  koji sa sobom nosi neodređenost usled netačnog poznavanja vrednosti za  $R_s$ .

Kada se tako realizovan opserver koristi u vektorski upravljanim pogonima, moguće je dobiti zadovoljavajući odziv, čak i na veoma malim brzinama i sa propusnim opsegom u praćenju brzinskih referenci koji je ograničen samo nivoom šuma. Može se čak pokazati [K4], [K11] da u vektorski upravljanim pogonima sa orientacijom u pravcu prostornog vektora rotorskog fluksa odstupanje vrednosti vremenske konstante rotora  $T_r$  u modelu MRAS-opservera neće negativno uticati na rad *sensorless* pogona, pod uslovom da se ista vrednost za  $T_r$  koristi i u upravljačkom algoritmu. Na taj način, ova estimaciona šema može biti korišćena i na vrlo niskim brzinama, čak i do brzina od 0.3 Hz, ali ne i pri nultoj učestanosti statorskog napona.

### 3.2.4. Estimacija brzine primenom MRAS opservera - estimaciona šema broj 4

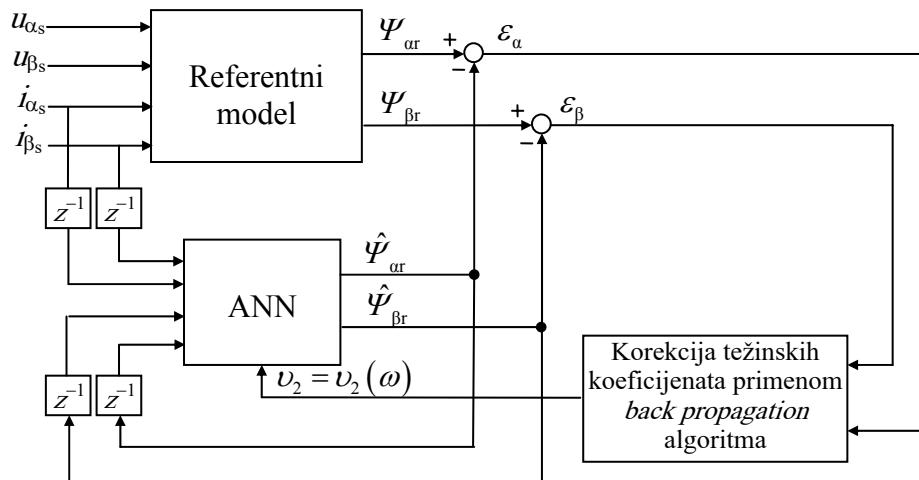
U cilju eliminacije uticaja tranzijentne induktivnosti statora na rad MRAS-opservera, moguće je modifikovati izraz za signal greške  $\varepsilon$ , tako da se on sada formira kao:

$$\varepsilon = \text{Im}\left(\Delta\underline{e} \cdot \frac{d\underline{i}_s^*}{dt}\right) = \text{Im}\left(\left(\underline{e} - \hat{\underline{e}}\right) \cdot \frac{d\underline{i}_s^*}{dt}\right), \quad (3.28)$$

uz zadržavanje identične strukture referentnog i podesivog modela iz šeme 2. Time se eliminiše uticaj koji pad napona na tranzijentnoj statorskoj induktivnosti ima na signal greške  $\varepsilon$ . Naime, uticaj član  $L_s' \frac{di}{dt}$  iz izraza za elektromotornu silu referentnog modela koji takav figuriše i u izrazu za  $\Delta\underline{e}$ , biva eliminisan u signalu greške  $\varepsilon$  usled vektorskog proizvoda dva kolinearna vektora. Međutim, to se ne dešava sa padom napona na rezistivnoj impedansi statora, niti sa uticajem koji  $R_r$ , kroz izraz za procenjenu vrednost elektromotorne sile  $\hat{\underline{e}}$ , unosi u signal greške. Stoga je preduslov za praktičnu primenu ove šeme poznavanje tačnih vrednosti rotorskog i statorskog otpora  $R_r$  i  $R_s$ , a što nije jednostavno postići, te se ovaj estimacioni algoritam retko primenjuje.

### 3.2.5. Estimacija brzine primenom MRAS opservera i elemenata veštačke inteligencije

U poslednje vreme se čine značajni pokušaji da se u strukturu MRAS-opservera uključe elementi veštačke inteligencije (AI - *artificial intelligence*). Istraživanja pokazuju da bi se primenom nelinearnog adaptivnog modela zasnovanog na nekoj od formi veštačke inteligencije (neuralne mreže, fazi-neuralne mreže i sl.) umesto klasične realizacije podesivog modela, mogla postići realizacija MRAS-opservera značajano povećane tačnosti estimacije brzine i robusnosti na varijacije parametara motora. Pored toga, moguće je eliminisati i potrebu za odvojenim PI kontrolerom, jer bi ovaj bio integrisan u adaptivni mehanizam modela na bazi veštačke inteligencije. Raznovrsnost u realizaciji nelinearnog adaptivnog modela koju nudi ovaj pristup, kao i mogućnost definisanja različitih tipova signala greške  $\varepsilon$  obećavaju da će ovim pristupom biti moguće postići tačnu i robustnu estimaciju brzine rotora pomoću MRAS-opserver, čak i na ekstremno malim brzinama.

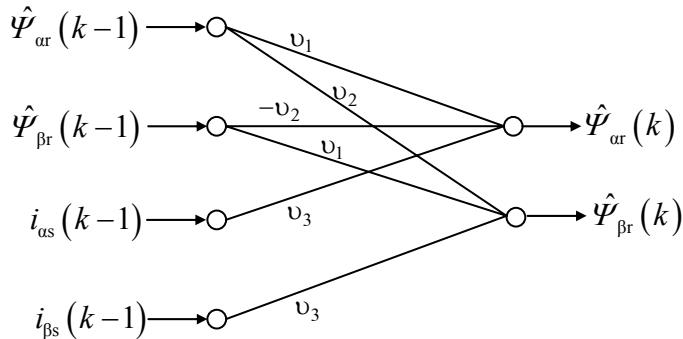


Sl. 3.8. Struktura šema MRAS estimatora brzine obrtanja rotora koji koristi ANN kao podesivi model

Kao ilustracija, na slici 3.8. je prikazana struktura šema MRAS estimatora brzine obrtanja rotora koji koristi veštačku neuralnu mrežu (ANN - *Artificial Neural Network*) kao podesivi model. Ova realizacija je detaljnije opisana u [K4]. Zadatak ANN je da ostvari estimaciju komponenti prostornog vektora rotorskog fluksa na osnovu ulaza koji su prikazani na slici. U konkretnoj realizaciji datoj u [K4], ANN je formirana kao dvoslojne mreže sa četiri ulazna čvora u prvom, ulaznom, sloju i dva čvora u drugom, izlaznom, sloju, kao što je prikazano na slici (3.9).

Detaljniji uvid u opisanu realizaciju pokazuje da su težinski koeficijenti  $v_1$  i  $v_3$  nezavisni od brzine obrtanja rotora, ali zavise od rotorske vremenske konstante  $T_r$  i međusobne induktivnosti  $L_m$ , dok je  $v_2$  direktno proporcionalan brzini rotora i ne zavisi od parametara motora. Na osnovu ovog zapažanja postaje jasno da primena ANN u MRAS estimatorima brzine zahteva i zamenu adaptivnog PI mehanizma, koji se primenjuje u konvencionalnim MRAS strukturama, *back propagation* algoritmom. Ovaj algoritam će sada

ostvarivati korekciju težinskog koeficijenta  $v_2$  u cilju eliminacije greške estimacije komponenti rotorskog fluksa, a time, posredno, i estimaciju brzine obrtanja rotora.



Sl. 3.9. Strukturalna šema ANN prikazane na slici 3.8.

Adaptivni mehanizam koriguje vrednost koeficijenta  $v_2$  u tom pravcu da se dobije minimum kvadratne greške:

$$E = 0.5 \left[ (\Psi_{\alpha r}(k) - \hat{\Psi}_{\alpha r}(k))^2 + (\Psi_{\beta r}(k) - \hat{\Psi}_{\beta r}(k))^2 \right]. \quad (3.29)$$

Nova vrednost težinskog koeficijenta,  $v_2(k)$ , se dobija kao zbir vrednosti tog koeficijenta u prethodnom trenutku odabiranja,  $v_2(k-1)$ , i korekcionog člana  $\Delta v_2(k)$ :

$$v_2(k) = v_2(k-1) + \Delta v_2(k) = v_2(k-1) + \Delta v'_2(k) + \Delta v''_2(k). \quad (3.30)$$

Da bi se u proceni podešavanja težinskih koeficijenata greška  $E$  smanjivala, jedna komponenta korekcije  $\Delta v'_2$  mora biti proporcionalna negativnom gradijentu, tj.  $-\partial E / \partial v_2$ . Koeficijent proporcionalnosti korekcije  $\Delta v'_2$  u odnosu na gradijent  $-\partial E / \partial v_2$  je pozitivna konstanta  $\eta$ , koja se naziva brzina obučavanja (*learning rate*):

$$\Delta v'_2(k) = -\eta \frac{\partial E}{\partial v_2}. \quad (3.31)$$

U izboru koeficijena  $\eta$  se mora činiti kompromis između što veće brzine približavanja optimalnoj vrednosti koeficijenta  $v_2$  (postiže se povećanjem  $\eta$ ) i sprečavanja oscilovanja izlaznih veličina ANN (postiže se smanjenjem  $\eta$ ).

Da bi se sprečilo da greška  $E$  ostane u nekom od lokalnih minimuma, već da se ona prinudi da konvergira ka globalnom minimumu, u korekciju težinskog koeficijenta se uključuje i takozvani impulsni član (*momentum term*) koji proporcionalan korekciji koeficijenta  $v_2$  u prethodnom periodu odabiranja:

$$\Delta v_2''(k) = \lambda [v_2(k-1) - v_2(k-2)]. \quad (3.32)$$

Koeficijent proporcionalnosti  $\lambda$  se naziva konstanta kretanja (*momentum constant*) i tipično se nalazi u opsegu  $\lambda \in (0.1, 0.8)$ .

Osnovna prednost ove jednostavne dvoslojne strukture ANN je što ona ne zahteva *off-line* fazu obučavanja već se obučavanje ostvaruje *on-line* u procesu estimacije brzine. Međutim, tačnost estimacije bitno zavisi od poznavanja stvarne vrednosti parametara mašine, posebno rotorskog otpora  $R_r$ . Time je znatno ugrožena tačnost rada pri malim brzinama. Sa druge stane, višeslojne *feedforward* ANN sa jednim ili više skrivenih slojeva koje koriste *back propagation* algoritam, zahtevaju fazu *off-line* obučavanja što usporava proces razvoja aplikacije ali garantuje daleko precizniju estimaciju, posebno na niskim brzinama.

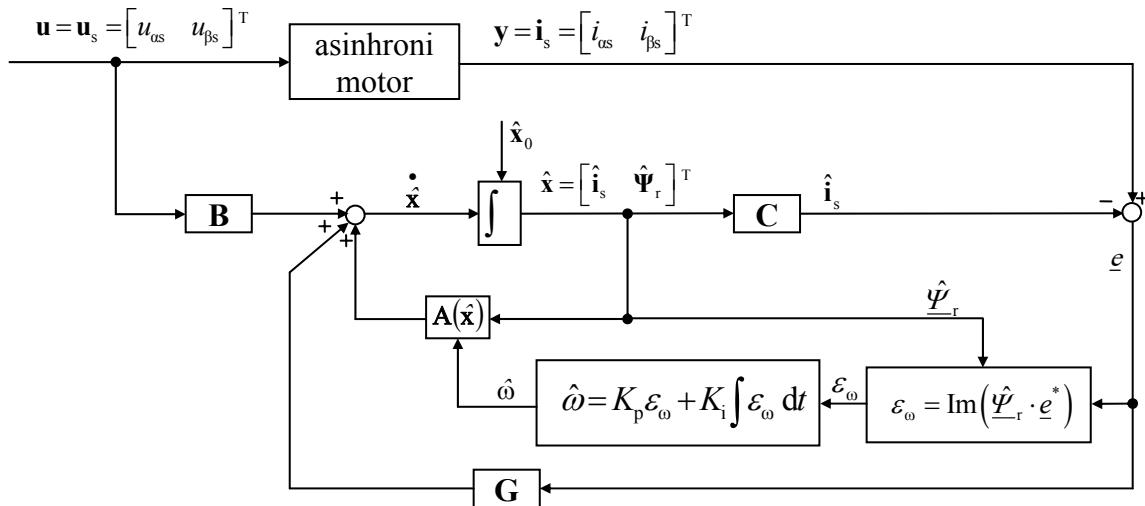
### 3.3. Estimacija brzine rotora primenom Kalmanovog filtra ili Luenbergerovog opservera

Opserveri se mogu klasifikovati prema tipu objekta upravljanja na koji se primenjuju: ako je objekat upravljanja deterministički, primeniće se deterministički opserver, a ako je objekat upravljanja stohastički, primenjuje se stohastički opserver. U okviru ovog poglavlja će biti opisana dva najčešće primenjivana tipa opservera: Luenbergerov opserver (LO - *Luenberger observer*) i Kalmanov opserver (Kalmanov filter (KF - *Kalman filter*)). Luenbergerov opserver je determinističkog tipa i primenjuje se na linearne, vremenski invarijantne sisteme, dok se prošireni Luenbergerov opserver (ELO - *extended Luenberger observer*) može primeniti na determinističke nelinearne i nestacionarne sisteme. Kalmanov filter se primenjuje na linearne stohastičke sisteme, dok se prošireni Kalmanov filter (EKF - *extended Kalman filter*) može primeniti na nelinearne stohastičke sisteme. U okviru ovog odeljka će u kratkim crtama biti analiziran rad dva tipa opservera, Luenbergerovog opservera i proširenog Kalmanovog filtra, primenjenih u funkciji estimatora brzine obrtanja rotora.

Problemi neidealnosti invertora i senzora za merenje statorske struje i napona se u ovim estimacionim strukturama rešavaju daleko lakše i uspešnije primenom inherentnih karakteristika opserverskih struktura. Stoga se navedeni problemi manifestuju u mnogo blažem obliku u sistemima u kojima je za estimaciju brzine primenjen neki od pomenutih opservera.

#### 3.3.1.1. Primena Luenbergerovog opservera za estimaciju brzine obrtanja rotora

U daljem tekstu je dat prikaz jedne od mogućih primena Luenbergerovog opservera fluksa sa mehanizmom estimacije brzine rotora (*speed-adaptive flux observer*). Osnovu algoritma, prikazanog na slici 3.8., predstavlja estimator promenljivih stanja modifikovan tako da se ostvaruje i estimacija brzine rotora, odakle potiče i naziv ove strukture. Kao promenljive stanja u navedenom primeru figurišu fluks rotora  $\Psi_r$  i struji statora  $i_s$ , mada se u literaturi i praksi mogu susresti i druge kombinacije. Ovaj opserver omogućava estimaciju promenljivih stanja i/ili parametara nelinearnog dinamičkog sistema u realnom vremenu.



Sl. 3.10. Principijelna šema adaptivnog brzinskog opservera (opservera fluksa sa estimacijom brzine rotora)

Prvi korak u formiranju opserverske strukture je analiza matematičkog modela asinhronog motora i formiranje modela u prostoru stanja. Polazeći od matematičkog modela asinhronog motora u stacionarnom koordinatnom sistemu, i usvajajući za promenljive stanja  $\alpha$  i  $\beta$  komponente prostornih vektora rotorskog fluksa  $\underline{\Psi}_r$  i struji statora  $\underline{i}_s$ , kao ulaz statorski napon  $\underline{u}_s$ , a kao izlazni vektor opet statorsku struju  $\underline{i}_s$ , dolazi se do modela u prostoru stanja:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \underline{i}_s \\ \underline{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L'_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{R_r}{L_r} & -\frac{L_m}{L'_s L_r} \left( -\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \\ \frac{L_m}{T_r} & -\frac{1}{T_r} + j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_s \\ \underline{\Psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_s} \\ 0 \end{bmatrix} \underline{u}_s \quad (3.33)$$

$$\underline{i}_s = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_s \\ \underline{\Psi}_r \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

Na osnovu standardne forme modela u prostoru stanja:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (3.35)$$

$$y = Cx + Du \quad (3.36)$$

moguće je identifikovati matricu sistema **A**, matricu ulaza **B** i matricu izlaza **C** koje će poslužiti za formiranje modela opservera. Da bi se model opservera upotpunio, potrebno je dodati korekcioni član koji sadrži razliku merljivih izlaza objekta upravljanja i njihovih estimiranih ekvivalenta:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{G}(\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s), \quad (3.37)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_s = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}, \quad (3.38)$$

pri čemu oznaka  $\hat{\cdot}$  ukazuje na estimiranu vrednost. Važno je konstatovati da je matrica stanja opservera  $\hat{\mathbf{A}}$  funkcija brzine obrtanja rotora koja se u okviru algoritma i estimira. Drugim rečima, brzina rotora predstavlja parametar u matrici stanja. To je razlog zašto matrica stanja ima oznaku estimirane vrednosti. U drugom tipu opservera koji će naknadno biti analiziran, (EKF), brzina rotora se tretira kao promenljiva stanja.

Matrica  $\mathbf{G}$  u izrazu (3.41) predstavlja pojačanje opservera. Koeficijenti u matrici pojačanja se biraju u skladu sa dva zahteva: da sistem bude stabilan i da se postigne dinamika opservera koja je dovoljno puta brža od dinamike asinhronog motora. Problematika određivanja optimalnih koeficijenata u matrici pojačanja na način koji neće previše opteretiti algoritam je predmet intenzivnih istraživanja u [A6], [K4] i [K14] i neće detaljnije biti analiziran u ovom radu.

Sa slike 3.8 se može videti da se signal greške za korekciju brzine formira na osnovu estimiranog prostornog vektora rotorskog fluksa i prostornog vektora greške estimacije statorskog struje:

$$\varepsilon_\omega = \text{Im}(\hat{\Psi}_r e^*) = \hat{\Psi}_{\beta r} e_{\alpha s} - \hat{\Psi}_{\alpha r} e_{\beta s}. \quad (3.39)$$

Estimirana brzina se dobija procesiranjem signala  $\varepsilon_\omega$  kroz adaptivni mehanizam na čijem se izlazu dobija procenjena vrednost brzine obrtanja rotora kojom se koriguju koeficijenti matrice stanja opservera. Struktura adaptivnog mehanizma je slična onoj koja je diskutovana u poglavljju 3.2., a u vezi estimatora brzine na bazi MRAS opservera. Primenom teoreme stabilnosti Ljapunova ili teoreme hiperstabilnosti Popova može se pokazati da se stabilnost opservera postiže realizacijom adaptivnog mehanizma u formi integralnog dejstva, ali se u praksi adaptivni mehanizam proširuje proporcionalnim dejstvom u cilju postizanja zadovoljavajuće dinamike procesa estimacije.

Estimator brzine koji je prethodno opisan će dati korektnu procenu brzine rotora samo pod uslovom da su parametri mašine koji figurišu u matrici stanja i matrici ulaza tačni. Među njima se posebno mogu izdvojiti otpornost rotorskog namotaja svedena na statorskou stranu,  $R_r$ , i otpornost statorskog namotaja,  $R_s$ , koji pokazuju značajnu varijaciju sa promenom radne temperature. U pogonima visokih performansi u kojima se rotorski fluks reguliše na takav način da se održava na konstantnoj vrednosti nije moguće razdvojiti grešku koja je posledica netačne vrednosti rotorskog otpora, od greške koja je posledica odstupanja estimirane vrednosti brzine rotora od stvarne [K4]. Nešto je povoljnija situacija u vezi statorskog otpora, pošto se njegove varijacije mogu identifikovati primenom dodatne strukture za estimaciju statorskog otpora. Pokazuje se [K11] da ta nova struktura signal greške formira na osnovu prostornog vektora estimirane statorskog struje i prostornog vektora greške estimacije statorskog struje:

$$e_{R_s} = \operatorname{Re}\left(\underline{e} \cdot \hat{\underline{i}}_s^*\right) = e_\alpha \hat{i}_{as} + e_\beta \hat{i}_{bs}. \quad (3.40)$$

dok adaptivni mehanizam zadržava strukturu PI regulatora.

U do sada sprovedenoj analizi smatrano je da se podatak o statorskem naponu dobija njegovim merenjem. U slučaju asinhronog motora koji se napaja iz PWM invertora, statorski napon poseduje harmonike prouzrokovane radom invertora, što pogoršava tačnost merenja, posebno na niskim brzinama. Ovaj problem može biti prevaziđen bilo korišćenjem rekonstruisanog statorskog napona (rekonstrukcija napona se obavlja na osnovu merenog napona jednosmernog međukola i poznavanja stanja prekidača u invertorskem mostu), bilo upotrebom referentnog napona. Ako se koristi neka od ovih tehnika, neophodno je u cilju dobijanja veće tačnosti estimirane brzine kompenzovati grešku između referentnog i stvarnog napona statora. Kompenzacioni napon se izračunava kao [K4]:

$$\Delta V = c_1 \int G \left( \underline{i}_s - \hat{\underline{i}}_s \right) dt, \quad (3.41)$$

i kao korektivni signal se dodaje na referentnu vrednost statorskog napona.

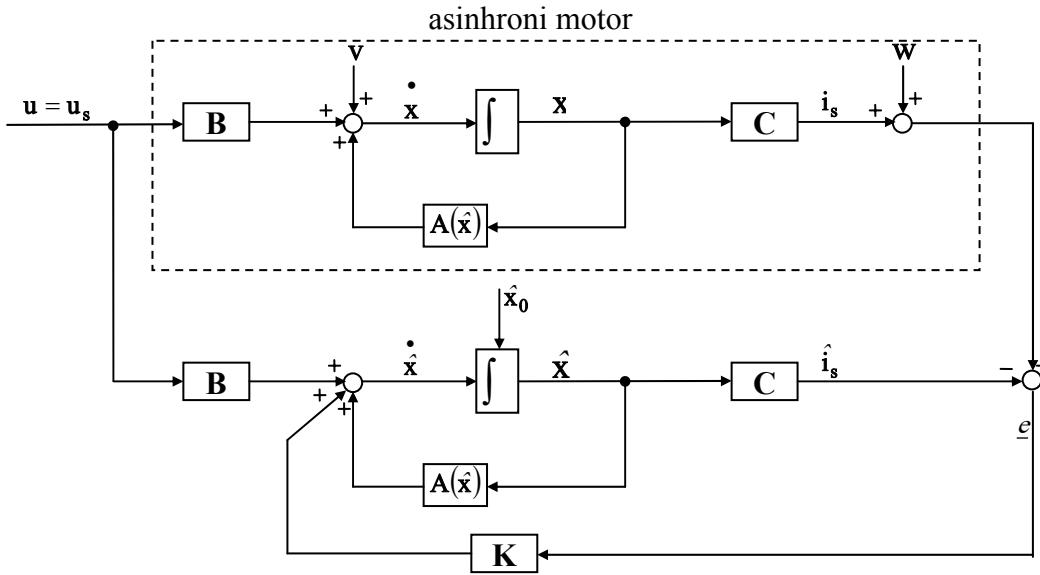
### 3.3.1.2. Primena proširenog Kalmanovog filtra za estimaciju brzine obrtanja rotora

EKF se primenjuje u pogonima visokih performansi jer je njegovom primenom moguće ostvariti tačnu estimaciju brzine u širokom opsegu brzina, uključujući i veoma male brzine. Međutim, algoritam baziran na primeni EKF je numerički daleko zahtevniji nego primena opservera stanja opisanog u prethodnom odeljku.

EKF je rekurzivni optimalni stohastički estimator stanja koji omogućava istovremenu estimaciju i promenljivih stanja i parametara nelinearne dinamičke sistema u realnom vremenu u uslovima postojanja mernog šuma i nepreciznog poznavanja modela sistema koji će u daljem tekstu biti označen kao šum sistema. Jedini uslov koji se postavlja je da šum merenja i šum sistema budu nekorelisi. Treba konstatovati da u adaptivnom opserveru fluksa koji je analiziran u prethodnom odeljku, šum u ovoj formi ni na koji način nije uziman u razmatranje. Još jedna bitna razlika između opservera fluksa sa estimacijom brzine i EKF je u tome što se kod prvog brzina obrtanja rotora posmatra kao parametar, dok se kod drugog ova analizira kao promenljiva sistema.

Struktura EKF je prikazana na slici 3.9. Sa slike se može uočiti da se umesto matrice pojačanja opservera ( $G$ ), u slučaju EKF, vrednost promenljivih stanja koriguje preko matrice Kalmanovih pojačanja.

U proračunu koji se vrši u okviru EKF algoritma, mogu se identifikovati dve faze: fazu predikcije i fazu filtriranja. U toku faze predikcije se vrši procena vrednosti promenljivih stanja na osnovu matematičkog modela i estimiranih vrednosti iz prethodne periode. U okviru faze filtracije se predikciona vrednost koriguje signalom povratne sprege. Signal povratne sprege se formira množenjem razlike merenih i estimiranih vrednosti izlaznih signala sa koeficijentima matrice Kalmanovog pojačanja. S obzirom na temu ovog rada, analiza ostalih aspekata rada EKF-a će biti izostavljena i u tom pogledu se čitalac upućuje na mnogobrojnu literaturu iz ove oblasti [K4], [K14] i [A7].



Sl. 3.11. Struktura EKF

Bitna različitost EKF-a u odnosu na Luenbergerov opserver stanja je uzimanje u analizu sistemskog šuma koji je na slici (3.9) označen sa  $v$  i šuma merenja koji je na istoj slici označen sa  $w$ . U proces estimacije brzine obrtanja rotora modelovanje ovih pojava se uvodi kroz definisanje odgovarajućih matrica kovarjansi. Matrica kovarjansi sistemskog šuma nam kazuje u kojoj meri možemo imati "poverenja" u tačnost modela asinhronog motora i validnost parametara motora u modelu. Povećanje koeficijenata ove matrice nam govori da je sistemski šum izraženiji, tj. da postoji veća verovatnoća da konkretni model sistema odstupa od tačnog. Matrica kovarjansi šuma merenja nam govori u kojoj meri možemo imati "poverenje" u signal merene struje. Povećanje koeficijenata ove matrice odgovara činjenici da su merene vrednosti statorske struje izložene izraženijem dejstvu šuma pri merenju. Vrednosti koeficijenata matrica kovarjansi imaju uticaj na koeficijente matrice pojačanja  $K$  Kalmanovog filtra, a time, posredno i na ponašanje sistema kako u stacionarnom stanju, tako i u tranzijentima.

Iz analize sprovedene u odeljku 3.3 mogu se izvući sledeći zaključci:

- od svih do sada analiziranih tehnika estimacije brzine obrtanja rotora, *closed-loop* estimatori na bazi primene Luenbergerovog opservera ili proširenog Kalmanovog filtra omogućuju estimaciju brzine u najširem opsegu brzina: od vrlo malih brzina (ali ne i od nulte brzine) pa do veoma velikih brzina u tipičnom opsegu od 1-150;
- iako ne zahtevaju ugradnju dodatnog hardvera, numerička zahtevnost ovih algoritama je izrazito velika, te se stoga oni primenjuju samo u specijalizovanim pogonima visokih performansi;
- oba analizirana estimaciona algoritma poseduju specifične, sebi svojstvene mehanizme eliminacije uticaja neidealnosti, bile one usled neidealnosti invertora, neidealnosti senzora za merenje napona i struje, neslaganja parametara i sl.

### 3.4. Estimacija brzine obrtanja rotora korišćenjem žlebnih harmonika rotora

Iako poznata od ranije, ova metoda estimacije nije primenjivana u *sensorless* pogonima visokih performansi zbog ograničenog propusnog opsega senzora za merenje napona i struje, već uglavnom za inicijalno podešavanje MRAS estimatora brzine. Estimacija učestanosti klizanja i brzine obrtanja rotora asinhronog motora analizom žlebnih harmonika statorskog napona ili struje pripada grupi savremenih estimacionih tehnika. Velika prednost ove tehnike se ogleda u tome da varijacija parametara motora, kao ni promena opterećenja na vratilu motora ne utiču na tačnost estimacije.

Ako se posmatra simetrični, trofazni asinhroni motor, napajan sistemom simetričnih trofaznih napona, fluks u zazoru će ipak sadržati prostorne harmonike. Zanemarujući efekte magnetskog zasićenja, ovi prostorni harmonici mogu imati dvojaku prirodu. Prva grupa harmonika potiče od nesinusoidalne raspodele statorskih namotaja i to su tzv. prostorni harmonici magnetopobudne sile. Drugu grupu harmonika čine oni harmonici koji su posledica varijabilne reluktanse na putanji magnetskog fluksa uzrokovane postojanjem statorskih i rotorskih žlebova i zubaca (žlebni statorski ili rotorski harmonici).

Pri okretanju rotora, postojanje rotorskih žlebnih harmonika se manifestuje kroz dodatne indukovane komponente u statorskome napunu i struci čije su amplituda i učestanosti funkcija brzine obrtanja rotora. Kako amplituda tih signala, pored brzine, na složen način zavisi i od nivoa fluksa i opterećenja, to se za ekstrakciju podatka o brzini rotora ipak koristi učestanost rotorskih žlebnih harmonika.

Merenjem napona sve tri faze, a zatim njihovim sabiranjem, dolazi se do nulte komponente statorskog napona. U opštem slučaju, u tako izmerenom signalu se mogu uočiti tri komponente:

$$u_a + u_b + u_c = u_{s0} = u_{s3} + u_{sh} + u_{shk}. \quad (3.42)$$

Napon  $u_{s3}$  je uzrokovan zasićenjem na putanji glavnog fluksa i o njemu se detaljnije govori u poglavlju 4.2. On je po amplitudi nekoliko puta manji od napona usled žlebnih harmonika rotora, ali ga egzaktna analiza mora uzeti u obzir. Napon  $u_{sh}$  predstavlja komponentu napona usled žlebnih harmonika, a koja odgovara osnovnoj komponenti magnetopobudne sile statora. Kada se asinhroni motor napaja iz trofaznog invertora, izlazni napon i struja invertora će sadržati i vremenske harmonike. Sumiranje faznih napona će za posledicu imati da se u naponu  $u_{s0}$  poništavaju svi vremenski harmonici statorskog napona čiji je red sadržatelj broja 3, ali to ipak neće sprečiti pojavu napona usled žlebnih harmonika koji je posledica magnetopobudne sile uzrokovane pomenutim vremenskim harmonicima. Ta komponenta je u izrazu (3.46) označena sa  $u_{shk}$ . Radi jasnoće, treba konstatovati da su naponi  $u_{sh}$  i  $u_{shk}$  iste prirode, pri čemu prvi potiče od fundamentalne komponente raspodele fluksa u zazoru, dok je drugi posledica vremenskih harmonika fluksa.

Učestanost žlebnih harmonika se može iskazati kao:

$$f_{\text{shk}} = \begin{cases} N_r f \pm kf_1, & k = 6m - 1, \quad m = 1, 2, \dots \\ N_r f \mp kf_1, & k = 6m + 1, \quad m = 0, 1, \dots \end{cases}, \quad (3.43)$$

pri čemu  $N_r$  predstavlja broj rotorskih žlebova po polu,  $f = \omega/2\pi$  učestanost okretanja rotora, a  $f_1$  učestanost statorskog napona.

Polazeći od asinhronog motora napajanog iz trofaznog naponskog invertora, uz pretpostavku da su statorski namotaji spregnuti u zvezdu i da je zvezdište motora neuzemljeno i da je moguće meriti napon zvezdišta, postupak estimacije brzine obrtanja rotora se može opisati kao niz sledećih koraka (u postupku koji sledi, estimacija brzine obrtanja rotora se ostvaruje na osnovu žlebnih harmonika koji odgovaraju fundamentalnoj komponenti magnetopobudne sile statora ( $k=1$ ), mada se u tom cilju mogu iskoristiti i žlebni harmonici koji odgovaraju višim vremenskim harmonicima magnetopobudne sile statora):

- 1) Izmeri se nulta komponenta statorskog napona. Merenje se može ostvariti pomoću tri naponska transformatora čiji su sekundarni namotaji vezani na red ili pak sabiranjem tri zasebno izmerena statorska napona unutar DSP-a koji se koristi za regulaciju i upravljanje celim pogonom.
- 2) Primenom digitalne ili analogne filtracije se odstranjuju naponske komponente  $u_{s3}$  i  $u_{\text{shk}}$  ( $k \neq 1$ ).
- 3) Identificuje se učestanost  $f_1$ .
- 4) Za uslove praznog hoda definiše se učestanost specifičnog žlebnog harmonika:  $f_{\text{sho}} = (N_r + 1)f_1$ .
- 5) Definiše se maksimalna širina prozora u spektru signala  $u_{\text{sh}}$  u iznosu  $\Delta f_{\text{sh}} = N_r f_{\text{kl,amx}}$ , gde je  $f_{\text{kl,max}}$  maksimalna vrednost učestanosti klizanja (ona je najčešće jednaka nominalnoj učestanosti klizanja). Za motorni režim rada se prozor pozicionira kao  $[f_{\text{sho}} - \Delta f_{\text{sh}}, f_{\text{sho}}]$ , dok se za generatorski režim prozor pozicionira u oblast  $[f_{\text{sho}}, f_{\text{sho}} + \Delta f_{\text{sh}}]$ .
- 6) Digitalnom obradom signala  $u_{\text{sh}}$ , koja obuhvata: a) modifikovanje odbiraka signala odgovarajućom prozorskom funkcijom, b) primenu brze Furijeove transformacije (FFT - *Fast Fourier Transform*) na dobijeni signal u cilju izračunavanja digitalnog spektra i konačno, c) pronalaženje učestanosti spekralne komponente koju karakteriše najveća amplituda i koja pripada prozoru definisanom u tački 5, dolazi se do učestanosti  $f_{\text{sh}}$  ciljanog žlebnog harmonika. Tačnost izračunavanja  $f_{\text{sh}}$  se znatno može popraviti primenom metode interpolacije ([K4], [A12] i [A13]). Posebnu pažnju treba obratiti pri estimaciji niskih brzina obrtanja rotora, kada se i amplituda žlebnih harmonika znatno umanjuje, pa njihova detekcija postaje problematična.
- 7) Izračunava se ugaona brzina rotora u obliku  $\omega = 2\pi(f_{\text{sh}} \pm f_1)/N_r$ .

U prethodnih 7 tačaka naveden je postupak estimacije brzine obrtanja rotora korišćenjem merenog statorskog napona. Ideničan postupak se može formirati i u slučaju merenja statorske struje. Čak šta više, u *sensorless* pogonima visokih performansi se ova druga metoda preferira jer se merenje struje u tim pogonima uvek vrši, dok se merenje napona želi izbeći u cilju smanjenja broja senzora.

Iz izloženog postupka se može uočiti da ova tehnika estimacije zahteva da se poznaje broj žlebova rotora  $N_r$ . Za pogone snage od 4-100 kW, a koji su tipični objekti upravljanja u

brzinskim *sensorless* pogonima, broj žlebova rotora je tipično 28, 40, 52 ili 64. Ako se taj podatak ne može pribaviti od proizvođača, može se odrediti specifičnim eksperimentom [K4].

Otežavajuću okolnost za primenu ove tehnike estimacije predstavlja iskošavanje rotorskih žlebova, koje predstavlja vrlo čestu praksu u uzradi asinhronog motora, a vrši se u cilju eliminacije audio šuma, kao i eliminacije valovitosti momenta i brzine prouzrokovanih baš žlebnim harmonicima. U tom slučaju amplituda žlebnih harmonika se znatno redukuje što otežava identifikaciju njihove učestanosti.

Robusnost ove tehnike prema varijaciji parametara mašine je izrazito velika. Čak ni neidealnost invertora ili offset strujnog ili naponskog senzora ne utiču značajnije na tačnost estimacije brzine. Razlog leži u činjenici da se informacija o brzini rotora dobija ne na osnovu amplitude merenih signala, već određivanjem njihovih učestanosti.

### 3.5. Estimacija brzine obrtanja rotora kod motora sa specijalnom konstrukcijom rotora

U cilju precizne estimacije rotorske pozicije u što širem opsegu brzina (uključujući i nultu brzinu) moguće je u pogonima koristiti asinhrone motore sa specijalnom konstrukcijom rotora. Asimetričnom konstrukcijom rotora deluje se na neki od parametara mašine, čime se postiže prostorna modulacija tog parametra. U praksi se najčešće primenjuje periodična varijacija geometrije rotorskih žlebova, što uzrokuje prostornu modulaciju induktivnosti rasipanja rotora. U praksi se tipično susreću dva tipična načina variranja induktivnosti rasipanja rotora: promenom ili širine ili dubine otvora rotorskih žlebova.

Prostorni vektor fluksa rasipanja rotora koji poseduje pomenutu asimetričnu konstrukciju, posmatran u koordinatnom sistemu vezanom za sam rotor može se zapisati u obliku:

$$\underline{\Psi}_{\gamma r}^{\text{rot}} = L_{\gamma D}^{\text{rot}} \underline{i}_D^{\text{rot}} + j L_{\gamma Q}^{\text{rot}} \underline{i}_Q^{\text{rot}}, \quad (3.44)$$

pri čemu su sa  $L_{\gamma D}^{\text{rot}}$  i  $L_{\gamma Q}^{\text{rot}}$  označene, redom, induktivnosti rasipanja rotora u pravcu  $d$  i  $q$  ose (u slučaju asimetrične konstrukcije rotora važi:  $L_{\gamma D}^{\text{rot}} \neq L_{\gamma Q}^{\text{rot}}$ ), dok su  $\underline{i}_D^{\text{rot}}$  i  $\underline{i}_Q^{\text{rot}}$  komponente prostornog vektora rotorske struje  $\underline{i}^{\text{rot}} = \underline{i}_D^{\text{rot}} + j \underline{i}_Q^{\text{rot}}$  napisanog u rotorskom koordinatnom sistemu. Množenjem  $\underline{\Psi}_{\gamma r}^{\text{rot}}$  sa  $\exp(j\theta)$ , ostvariće se transformacija ovog vektora u stacionarni koordinatni sistem:

$$\underline{\Psi}_{\gamma r} = \underline{\Psi}_{\gamma r}^{\text{rot}} e^{j\theta} = \frac{L_{\gamma D}^{\text{rot}} + L_{\gamma Q}^{\text{rot}}}{2} \underline{i}_r^{\text{rot}} e^{j\theta} + \frac{L_{\gamma D}^{\text{rot}} - L_{\gamma Q}^{\text{rot}}}{2} \left( \underline{i}_r^{\text{rot}} \right)^* e^{j\theta} = L_{\gamma r} \underline{i}_r + \Delta L_{\gamma r} \underline{i}_r e^{j2\theta}, \quad (3.45)$$

pri čemu je  $L_{\gamma r} = (L_{\gamma D}^{\text{rot}} + L_{\gamma Q}^{\text{rot}})/2$  i  $\Delta L_{\gamma r} = (L_{\gamma D}^{\text{rot}} - L_{\gamma Q}^{\text{rot}})/2$ , dok  $\underline{i}_r$  predstavlja vektor rotorske struje u stacionarnom koordinatnom sistemu.

Iz izraza (3.49) se može zaključiti da asimetrija rotorske konstrukcije uzrokuje pojavu unakrsne sprege namotaja  $\alpha$  i  $\beta$  ose iako su ta dva virtelna namotaja postavljena pod uglom od

90°. Ako se prostorni vektor fluksa rasipanja rotora u stacionarnom koordinatnom sistemu napiše u obliku:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\gamma\alpha} \\ \Psi_{\gamma\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\gamma r\alpha} & L_{\gamma r\alpha\beta} \\ L_{\gamma r\beta\alpha} & L_{\gamma r\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix}, \quad (3.46)$$

moguće je odrediti izraze za komponente induktivnosti rasipanja rotora u pravcu  $\alpha$  i  $\beta$  ose, kao i izraz za unakrsnu induktivnost:

$$\begin{aligned} L_{\gamma r\alpha} &= L_{\gamma r} + \Delta L_{\gamma r} \cos(2\theta), \\ L_{\gamma r\beta} &= L_{\gamma r} - \Delta L_{\gamma r} \cos(2\theta), \\ L_{\gamma r\alpha\beta} &= L_{\gamma r\beta\alpha} = \Delta L_{\gamma r} \sin(2\theta). \end{aligned} \quad (3.47)$$

Statorska tranzijentna induktivnost će takoče biti prostorno modulisana:

$$\begin{aligned} L'_{sa} &\equiv L_{\gamma s} + L_{\gamma r\alpha} = L'_s + \Delta L'_s \cos(2\theta), \\ L'_{s\beta} &\equiv L_{\gamma s} + L_{\gamma r\beta} = L'_s - \Delta L'_s \cos(2\theta), \\ L'_{sa\beta} &= L'_{s\beta\alpha} = \Delta L'_s \sin(2\theta), \end{aligned} \quad (3.48)$$

gde je  $L'_s = L_{\gamma s} + L_{\gamma r}$  a  $\Delta L'_s = \Delta L_{\gamma r}$ .

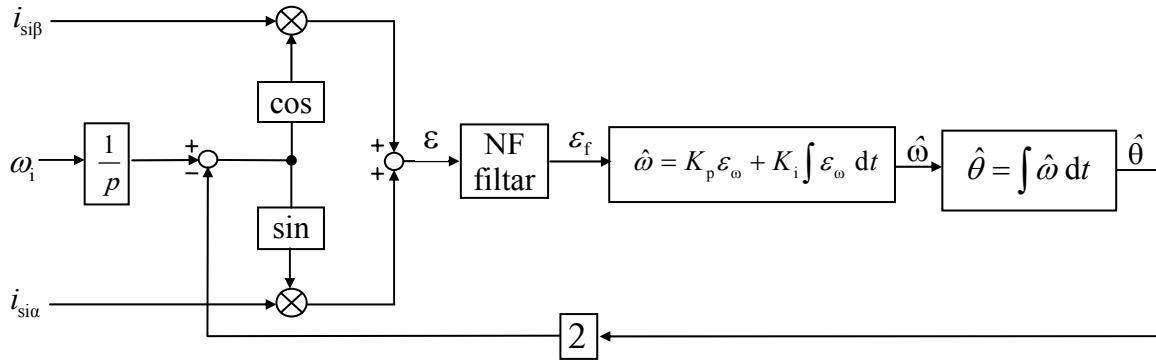
Neka se motor sa rotorom opisane rotorskog konstrukcije napaja prostoperiodičnim trofaznim sistemom statorskog napona, amplitude  $U_{mi}$  i kružne učestanosti  $\omega_i$ , i neka se na taj napon superponira sistem trofaznog visokofrekventnog napona amplitude  $U_{mi} \ll U_{mi}$  i učestanosti  $\omega_i \gg \omega_i$ . Odziv na visokofrekventnu komponentu statorskog napona je dominantno određen tranzijentnom induktivnošću statora  $L'_s$  čije su komponente opisane izrazom (3.52). Može se pokazati [K4] da se tada u statorskoj struji javlja visokofrekventna komponenta koja se u stacionarnom koordinatnom sistemu može opisati izrazom:

$$i_{si} = I_{si0} e^{j\omega_i t} + I_{si1} e^{j(2\theta - \omega_i t)} = \frac{U_{mi}}{\omega_i} \frac{L'_s}{L'^2_s - \Delta L'^2_s} e^{j\omega_i t} + \frac{U_{mi}}{\omega_i} \frac{\Delta L'_s}{L'^2_s - \Delta L'^2_s} e^{j(2\theta - \omega_i t)}. \quad (3.49)$$

Iz prethodnog izraza se uočava da drugi član strujnog odziva zavisi od položaja rotora  $\theta_r$ , te se primenom odgovarajuće demodulacione tehnike može izdvojiti podatak o položaju i brzini rotora. Različite demodulacione tehnike se predlažu u brojnim radovima koji se bave ovom problematikom. Jedna od njih ([A10], [K4]) je prikazana na slici (3.12).

Sa slike se može uočiti da je najpre potrebno na osnovu merenih vrednosti odziva statorske struje na visokofrekventnu pobudu i trenutne estimacije položaja rotora formirati signal  $\varepsilon$ :

$$\varepsilon = i_{si\beta} \cos(2\hat{\theta} - \omega_i t) - i_{si\alpha} \sin(2\hat{\theta} - \omega_i t) = I_{si0} \sin[2(\omega_i t - \hat{\theta})] + I_{si1} \sin[2(\theta - \hat{\theta})]. \quad (3.50)$$



Sl. 3.12. Demodulacija visokofrekventne komponente strujnog odziva u cilju dobijanja podatka o položaju i brzini rotora

Primenom digitalnog niskopropusnog filtra na signal opisan prethodnim izrazom eliminiše se prvi visokofrekventni član i na izlazu filtra se ima signal  $\varepsilon_f$ , koja ima oblik linearne pozicione greške:

$$\varepsilon_f = I_{si1} \sin[2(\theta - \hat{\theta})] \approx 2I_{si1}(\theta - \hat{\theta}). \quad (3.51)$$

Procesiranjem signala  $\varepsilon_f$  kroz digitalni PI kontroler dobija se estimacija trenutne vrednosti brzine obrtanja rotora, a dodatnom integracijom i estimacija trenutne pozicije rotora.

Nestandardna konstrukcija rotora, pored same činjenice da onemogućava univerzalnost ove metode ima i druge negativne posledice: varijacija rasipne induktivnosti rotora preko varijabilne širine otvora žleba izaziva i suprotnu promenu induktivnosti magnećenja što može izazvati neželjene pulsacije momenta; varijacija rasipne induktivnosti rotora preko varijabilne dubine otvora žleba, skoro da nema uticaja na induktivnost magnećenja, ali stvara dosta problema u procesu proizvodnje laminacija za takve rotore.

Izrazitu prednost ove tehnike estimacije fluksa je mogućnost funkcionisanja i na nultoj brzini. Međutim brojni nedostaci, poput:

- nestandardne konstrukcije rotora,
- potrebe za injektovanjem test signala (što u nekim pogonima nije prihvatljivo),
- zahteva za veoma širokim propusnim opsegom senzora za merenje struje, ograničavaju njenu šиру primenu.

Algoritam pokazuje i malu zavisnost od varijacije parametara mašine, kao i od neidealnosti invertora. Međutim, greška u merenju strujnih senzora može direktno uticati na tačnost estimacije kako ugla tako i amplitudu rotorskog fluksa.

### 3.6. Estimacija brzine obrtanja rotora korišćenjem elemenata veštačke inteligencije

Mada neki proizvođači (Yaskava, Hitachi,...) već uključuju elemente veštačke inteligencije (AI - *artificial intelligence*) u svoje pogone sa asinhronim motorima, od primene AI u procesu upravljanja pogonima se pravi rezultati tek očekuju. U toj oblasti se tipično primenjuju dve strukture AI: veštačke neuralne mreže (*artificial neural network* - ANN) i fazi-neuralni kontroleri (*fuzzy-neural controller* - FNC).

Jedna primena ANN u okviru MRAS estimatora brzine je već analizirana u odeljku 3.2.4. Višeslojne *feedforward* ANN sa *back-propagation* obučavanjem se primenjuju za estimaciju rotorske pozicije, brzine, elektromagnetskog momenta, fluksa itd. Glavna prednost ovakve estimacione strukture je u tome što ne zahteva poznavanje matematičkog modela mašine, jer je dobro obučena ANN sposobna da aproksimira bilo koju nelinearnu zavisnost koristeći se primerima iz faze obučavanja. Mada za to ne postoje egzaktna pravila, strukturu ovakve ANN tipično čine jedan ulazni sloj, jedan ili dva skrivena sloja i jedan izlazni sloj. Broj ulaznih čvorova je tipično 8 ili 9. Pri tome su ulazi odbirci terminalnih statorskih veličina u trenutcima  $t=kT$  i  $t=kT-T$  ( $u_{\alpha_s}(k-1)$ ,  $u_{\alpha_s}(k)$ ,  $i_{\alpha_s}(k-1)$ ,  $i_{\alpha_s}(k)$ ,  $u_{\beta_s}(k-1)$ ,  $u_{\beta_s}(k)$ ,  $i_{\beta_s}(k-1)$ ,  $i_{\beta_s}(k)$ ) i opcionalno estimirana vrednost brzine obrtanja rotora iz prethodnog perioda odabiranja  $\hat{\omega}(k-1)$ . Broj čvorova u skrivenim slojevima se ne može unapred znati i optimalna vrednost se može odrediti samo putem višestrukih pokušaja.

Problem povezivanja struktura ANN sa fizikom procesa sa može prevazići kombinovanjem ANN sa prednostima *fuzzy* logike u okviru FNC, koji predstavlja ANN sa *fuzzy* karakteristikama. Time se eliminiše problem nepoznavanja broja slojeva i broja čvorova u njima. Sa druge strane, neuralna mreža unapređuje karakteristike FNC-a jer omogućava da se procesom obučavanja precizno definiše broj pravila, sama pravila, broj funkcija članica i same funkcije, što je u sistemima baziranim samo na *fuzzy-logici* predstavljalo glavni problem. Faze obučavanja sada postaju složenije, kao i sama struktura FNC-a. Odgovarajućim dizajnom se može dobiti struktura brzinskog estimatora koja je robustna na šum i varijaciju parametara motora.

### 3.7. Metode estimacije brzine obrtanja rotora – uporedni pregled karakteristika

U prethodnom tekstu je opisano 6 glavnih estimacionih tehnika, dok se u dostupnoj literaturi može susresti još mnoštvo specifičnih realizacija. To samo ukazuje na živu istraživačku aktivnost u ovoj oblasti. Ovako veliki broj predloženih rešenja je posledica pokušaja da se ispune često kontradiktorni zahtevi koji se postavljaju u realizaciji estimatora. Izbor odgovarajuće estimacione tehnike je u svakom slučaju kompromis između više kriterijuma i dominantno je određen primenom *sensorless* pogona.

U daljem tekstu će uslediti pokušaj da se formira pregled osobina estimacionih tehnika po pitanju glavnih zahteva i ograničenja koji se tipično sreću u praksi. Pregled osobina je dat u tabeli 3.1. Po vrstama su označene estimacione tehnike analizirane u odeljcima 3.1-3.5. U kolonama su dati odgovori na sledeća pitanja:

1. Da li je nemoguć dugotrajni rad estimacionog algoritma na nultoj brzini u uslovima praznog hoda?
2. Da li je nemoguć rad estimacionog algoritma na niskim brzinama (tipično u opsegu od 0.005 p.u. do 0.05 p.u.), kao i brzi tranzijenti brzine kroz stanje mirovanja?
3. Da li tačnost rada estimacionog algoritma pokazuje izraženu zavisnost od varijacije parametara mašine u odnosu na procenjene vrednosti istih unutar estimatora?
4. Da li neidealnosti strujnih ili naponskih senzora (offset, temperaturni drift, neujednačeno pojačanje mernih kanala, itd.) imaju izražen uticaj na rad estimacionog algoritma?
5. Da li neidealnosti invertora (mrtvo vreme, odstupanje karakteristika prekidača od idealnih, itd.) imaju izražen uticaj na rad estimacionog algoritma?
6. Da li estimacioni algoritam postavlja posebne hardverske zahteve u realizaciji *sensorless* pogona (nestandardna konstrukcija motora, specifični zahtevi u merenju, multiprocesorska struktura digitalnog regulatora itd.)?
7. Da li digitalna realizacija estimacionog algoritma poseduje takvu složenost da zahteva primenu savremenih, brzih digitalnih procesora signala (DSP-eva) ili mikrokontrolera?

Neka pitanja su formirana upotrebljom i negacije u njima, a iz razloga da bi odgovor DA predstavlja uvek negativnu karakteristiku algoritma, odgovor NE uvek pozitivnu karakteristiku algoritma, dok je odgovor DA/NE neodređen, tj. različite varijante iste osnovne tehnike se različito odnose prema karakteristici navedenoj u tom pitanju.

	1	2	3	4	5	6	7
<i>open-loop</i> estimatori	DA	DA	DA	DA	DA	NE	NE
MRAS estimatori	DA	NE	DA	DA	DA	NE	NE
opserveri (LO i EKF)	DA	NE	DA/NE	DA/NE	DA/NE	DA/NE	DA
metoda žlebnih harmonika	DA	DA/NE	NE	NE	NE	DA	DA
metoda bazirana na specijalnoj konstrukciji rotora	NE	NE	NE	DA	NE	DA	NE

*Sensorless* pogoni srednjih performansi najčešće podrazumevaju primenu jednostavnijih tehnika estimacije: *open-loop* estimatora ili MRAS estimatora brzine. U cilju realizacije što jeftinijeg pogona ovde se tipično koriste jeftiniji, a samim tim manje precizni senzori struje ili napona, kao i poluprovodnički prekidači čije se karakteristike razlikuju od idealnih. Uklanjanje problema koji ove estimacione tehnike imaju kao posledica neidealnosti u uzorkovanju statorske struje i napona, kao i posledice odstupanja stvarnog statorskog napona od referentne vrednosti bi omogućilo značajno proširenje opsega estimacije brzine. Naravno, to treba učiniti tako da se očuvaju prednosti ovih estimacionih struktura: univerzalnost i jednostavnost u implementaciji.

## 4. METODE ESTIMACIJE FLUKSA

Prethodno poglavlje predstavlja pregled najznačajnijih tehnika estimacije brzine obrtanja rotora u *sensorless* pogonima sa asinhronim motorom. Dalja razmatranja će biti prevashodno usmerena na *open-loop* estimatore i estimatore zasnovane na primeni MRAS opservera iz razloga koji su objašnjeni u odeljku 3.7. U analizi ovih tipova estimatora u odeljcima 3.1 i 3.2 je radi jasnoće izlaganja usvojena pretpostavka da u okviru estimatora brzine postoji podsistem, nazivan estimator fluksa, koji na osnovu podataka o terminalnim veličinama motora (statorski napon i statorska struja) i parametrima motora u svakom trenutku na svojim izlazima generiše tačne vrednosti prostornog vektora fluksa rotora, statora ili fluksa magnetizacije, a zavisno od toga šta konkretni estimator brzine zahteva. Takođe je konstatovano da tačnost estimacije brzine dominantno zavisi od tačnosti estimacije fluksa.

U okviru ovog poglavlja će biti analizirane tipične tehnike estimacije rotorskog, statorskog ili fluksa magnećenja. U analizama se neće previše voditi računa o tome da li je izlazna veličina estimatora fluks rotora, fluks statora ili fluks magnećenja. Razlog leži u činjenici da se, poznavajući prostorni vektor statorske struje, može dosta jednostavno iz poznavanja prostornog vektora jednog fluksa doći do prostornog vektora drugog, a što je opisano relacijama (4.1) i (4.2):

$$\underline{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_m} (\underline{\Psi}_s - L'_s \underline{i}_s), \quad (4.1)$$

$$\underline{\Psi}_m = \underline{\Psi}_s - L_{\gamma_s} \underline{i}_s. \quad (4.2)$$

U okviru odeljka 4.1 će biti analizirane tipične tehnike estimacije fluksa bazirane na merenim vrednostima napona i struje. Tačnost merenja statorske struje i napona (problemi vezani sa neidealnošću strujnog i/ili naponskog senzora), neadekvatna kompenzacija mrtvog vremena, temperaturna zavisnost parametara mašine koja dovodi do neslaganja vrednosti parametara u motoru i u estimatori i druge neidealnosti značajno utiču na tačnost estimacije fluksa u opisanim slučajevima. Kako su poglavlja 6 i 7 u potpunosti posvećena rešavanju ovih problema, to se ona sada neće analizirati već će biti učinjen samo pregled glavnih tehnika koje omogućavaju estimaciju fluksa u idealizovanim uslovima.

U odeljku 4.2 opisana je tehnika estimacije fluksa koja koristi pojavu magnetskog zasićenja asinhronog motora da bi se na osnovu merenih vrednosti statorske struje i nulte komponente statorskog napona estimirao prostorni vektor fluksa magnetizacije. Glavna prednost ove tehnike se ogleda u izrazitoj robustnosti na varijacije parametara mašine.

U odeljku 4.3 opisana je tehnika estimacije koja takođe koristi pojavu magnetskog zasićenja koji uzrokuje da se naruši izotropnost magnetske strukture mašine. Ova pojava se u literaturi često naziva anizotropija uzrokovan magnetcim zasićenjem (SIS - *Saturation Induced Saliency*). Primenom visokofrekventnog naponskog test signala i analizom strujnog odziva moguće je detektovati pravac prostorne modulacije tranzijentne induktivnosti statora koja tada nastaje, a odatle i izdvojiti podatak o prostornom ugлу magnetskog zasićenja. Izrazitu prednost ove tehnike estimacije fluksa je mogućnost funkcionisanja i na nultoj brzini.

## 4.1. Open-loop estimatori fluksa

### 4.1.1. Estimacija statorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu

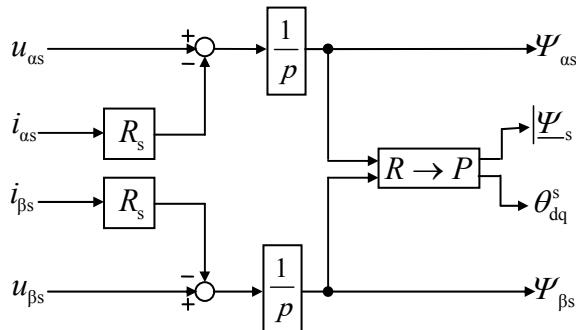
Prostorni vektor statorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu može biti određen integracijom razlike statorskog napona i napona na termogenom otporu statora:

$$\underline{\Psi}_s = \int (\underline{u}_s - R_s \underline{i}_s) dt . \quad (4.3)$$

Komponente  $\underline{\Psi}_s$  u pravcu  $\alpha$  i  $\beta$  će biti:

$$\begin{aligned} \Psi_{as} &= \int (u_{as} - R_s i_{as}) dt, \\ \Psi_{\beta s} &= \int (u_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Blok dijagram kojim se estimiraju komponente fluksa statora na osnovu izraza (4.4) je prikazan na slici 4.1.



Sl. 4.1. Estimator statorskog fluksa realizovan u stacionarnom koordinatnom sistemu

Ugao prostornog vektora statorskog fluksa u odnosu na  $\alpha$  osu stacionarnog koordinatnog sistema se može izračunati kao:

$$\theta_{dq}^s = \arctg \left( \frac{\Psi_{\beta s}}{\Psi_{as}} \right). \quad (4.5)$$

Tačnost rada prikazanog estimatora fluksa je dominantno određena tačnošću merenja statorske struje i napona, temperturnom varijacijom termogene otpornosti statorskog namotaja i problemima u realizaciji idealnog integratora. Ti problemi postaju izraženiji sa smanjenjem učestanosti statorskog napona. Zbog toga se tipično usvaja da ovako realizovan estimator daje prihvatljive rezultate estimacije fluksa do učestanosti statorskog napona od oko 5% nominalne vrednosti. Modifikovane realizacije estimatora koje omogućavaju proširenje tog opsega učestanosti će biti razmatrane u poglavljju 6.

#### 4.1.2. Estimacija fluksa u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu vezanom za prostorni vektor statorskog fluksa

Estimacionu strukturu koja će biti izložena u ovom odeljku procenjuje statorski fluks na osnovu odbiraka terminalnih veličina transformisanih u sinhrono rotirajući  $dq$  koordinatni sistem kod koga se  $d$  osa poklapa sa prostornim vektorom statorskog fluksa. Jednačina naponskog balansa statora, izražena u koordinatnom sistemu vezanom za fluks rotora ( $\underline{\Psi}_s^s = \Psi_s^s = |\underline{\Psi}_s^s|$ ,  $\Psi_q^s = 0$ ) glasi:

$$\underline{u}_s^s = R_s \underline{i}_s^s + \frac{d|\underline{\Psi}_s^s|}{dt} + j\omega_{dq}^s |\underline{\Psi}_s^s|. \quad (4.6)$$

Razdvajanjem kompleksne jednačine (4.6) na realni i imaginarni deo, dobija se izraz za brzinu promene modula statorskog fluksa:

$$\frac{d|\underline{\Psi}_s^s|}{dt} = u_d^s - R_s i_d^s, \quad (4.7)$$

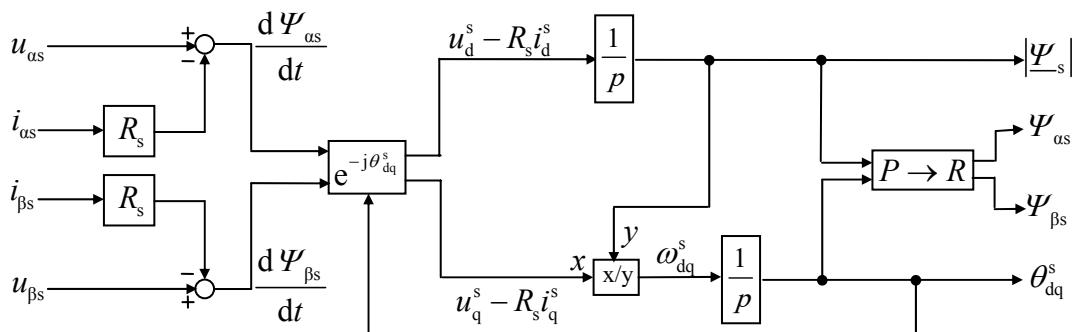
i izraz koji omogućava estimaciju ugaone brzine prostornog vektora statorskog fluksa:

$$\omega_{dq}^s = \frac{u_q^s - R_s i_q^s}{|\underline{\Psi}_s^s|}. \quad (4.8)$$

Položaj prostornog vektora statorskog fluksa se dobija kao:

$$\theta_{dq}^s = \int \omega_{dq}^s dt, \quad (4.9)$$

i potreban je radi ostvarivanja obrtne transformacije. Na slici 4.2 je prikazana realizacija estimatora statorskog fluksa zasnovana na ovoj metodi.



Sl. 4.2. *Estimator statorskog fluksa – estimacija u referentnom sistemu orijentisanom u pravcu fluksa statora*

Očigledna prednost ove realizacije estimatora statorskog fluksa u odnosu na realizaciju opisanu u odeljku 4.1.1. se ogleda u uvođenju posredne povratne sprege u proces estimacije, čime se postiže korektivo dejstvo i ublažavaju problemi pogrešne estimacije opisani u prethodnom odeljku. Posredna povratna sprega se uspostavlja kroz uticaj estimiranog ugaonog položaja vektora statorskog fluksa na transformaciju veličina iz stacionarnog u sinhroni koordinatni sistem. Korektivno dejstvo koje se ovom realizacijom postiže će biti demonstrirano na sledećem primeru. Recimo da usled zagrevanja motora dođe do porasta termogene otpornosti statorskog namotaja,  $R_s$ . To će prouzrokovati da procenjena vrednost statorskog fluksa bude veća od stvarne vrednosti, kao posledica činjenice da se vrednost parametra  $R_s$  koji figuriše u realizaciji estimatora nije promenila. To dalje uzrokuje da je procenjena vrednost brzine sinhronog koordinatnog sistema manja nego stvarna brzina vektora fluksa statora. Na taj način položaj sinhronog koordinatnog sistema fazno kasni za ugaonim položajem vektora statorskog fluksa. To uzrokuje da se estimirana vrednost  $u_d^s$  smanji, a  $u_q^s$  poveća, što uvodi korektivno dejstvo smanjujući procenjenu vrednost statorskog fluksa i ubrzavajući sinhroni koordinatni sistem. Zbog toga se ovakva realizacija estimatora fluksa često u literaturi susreće pod nazivom “estimator statorskog fluksa sa *closed-loop* integratorom”, za razliku od estimatora opisanog u odeljku 4.1.1. za koji se kaže da poseduje “*open-loop*” integrator.

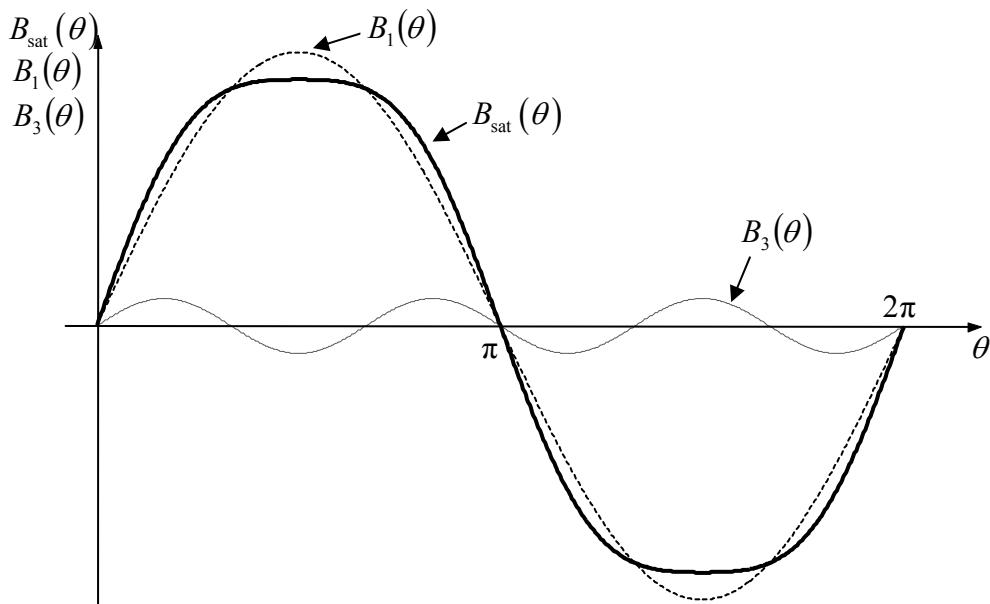
## 4.2. Estimacija fluksa na osnovu trećeg harmonika statorskog napona uzrokovanih magnetskim zasićenjem

Pored "klasičnih" tehnika estimacije prostornog vektora statorskog, rotorskog ili fluksa magnetizacije, opisanih u prethodnom odeljku, moguće su i druge, manje standardne tehnike koje se takođe baziraju na merenju samo terminalnih veličina mašine. U daljem tekstu će u kratkim crtama biti opisana jedna tehnika koja se odlikuje izrazito velikom robusnošću na varijaciju parametara mašine, a koja se bazira na pojavi magnetskog zasićenja u mašini.

Moderne mašine se u cilju boljeg iskorišćenja veoma često dizajniraju tako da rade u oblasti zasićenja magnetizacione karakteristike. Ako asinhroni motor poseduje sistem simetričnih, trofaznih sinusoidalno distribuiranih namotaja, proticanje statorske struje kroz te namotaje će u slučaju nezasićene mašine uspostaviti sinusoidalnu raspodelu magnetne indukcije u zazoru. Međutim, ako je mašina zasićena, sinusoidalna raspodela polja će biti narušena. Zasićenje može biti uzrokovano bilo zasićenjem zubaca statora i/ili rotora, bilo zasićenjem jezgra statora i/ili rotora. Zasićenje zubaca je daleko češće u praksi zbog veće magnetne indukcije koja se ima u zupcima nego u jezgru. To je razlog što se nivo magnetne indukcije održava takvim da se postigne zasićenje zubaca ali ne i jezgra.

U uslovima povišenog nivoa magnetne indukcije u gvožđu, zupci statora i/ili rotora, koji se nalaze u oblasti najjačeg polja će prvi ući u zasićenje. To će izazvati deformaciju krive magnetne indukcije u zazoru na takav način da se njena maksimalna vrednost smanjuje i ona postaje delimično zaravnjena, kao što je prikazano na slici 4.3. Razvojem prikazane krive u Furijeov red uočava se postojanje komponente na učestanosti fundamentala, ali i svih neparnih harmonika, od kojih je dominantan 3. harmonik. Na slici 4.3 su takođe prikazani i oblik fundamentala, ali i 3. harmonik raspodele magnetne indukcije u zazoru.

Treći harmonik raspodele polja u zazoru će uzrokovati pojavu trećeg harmonika napona u fazama statora, a time i u nultoj komponenti statorskog napona. Nulta komponenta statorskog napona se dobija merenjem sume sva tri fazna napona bilo primenom tri naponska transformatora sa redno vezanim sekundarnim namotajima, bilo primenom trofazne simetrične otporničke mreže i izolacionog pojačavača [K4]. Pored merenja nulte komponente statorskog napona, neophodno je meriti i struju statora, ali i posedovati snimljenu krivu koja opisuje zavisnost efektivne vrednosti komponente magnetizacionog napona na učestanosti fundamentala i efektivne vrednosti trećeg harmonika istog napona, a koja se dobija merenjem na pogonu u ogledu praznog hoda. Na osnovu navedenih podataka, postupkom koji je opisan u [K4], moguće je estimirati prostorni vektor fluksa magnetizacije, statora ili rotora, kao i vrednost elektromagnetskog momenta.



Sl. 4.3. Prostorna raspodela magnetne indukcije u zazoru u uslovima zasićenja zubaca statora i rotora

Glavna prednost navedenog algoritma je znatna robusnost na varijaciju parametara mašine u uslovima konstantnog fluksa. Međutim, ograničenja ove metode po pitanju sprege motora kao aktuatora momenta (može se primeniti samo na motor čiji su namotaji povezani u zvezdu, nemaju uzemljeno zvezdište i čiji se napon zvezdišta može meriti), zahtevi za merenjem nestandardnih veličina (merenje nulte komponente statorskog napona) i ograničena tačnost estimacije, posebno na niskim brzinama, značajno degradiraju karakteristike ovakve estimacione strukture i ograničavaju njenu primenu na mali broj specifičnih slučajeva.

### 4.3. Estimacija fluksa korišćenjem anizotropije mašine koju stvara magnetsko zasićenje

U metodi koja će biti opisana ostvaruje se estimacija pozicije prostornog vektora fluksa asinhronog motora praćenjem magnetske anizotropije uzrokovane magnetskim zasićenjem na putanji bilo glavnog, bilo fluksa rasipanja. Tehnika se veoma uspešno može primeniti i na vrlo malim učestanostima, uključujući i nultu učestanost i jedina je tehnika estimacije fluksa koja može proizvoljno dugo funkcionisati u uslovima nepokretnog rotora opterećenog konstantnim momentom na osovini ([A10], [K4]). Ovako dobre karakteristike pri radu na niskim učestanostima se postižu na račun dva specifična zahteva:

- robusno praćenje pozicije prostornog vektora fluksa zahteva rad sa nivoima fluksa koji su značajno iznad nominalne vrednosti, čime se uspostavljaju fizički uslovi u mašini za pojavu efekta unakrsnog zasićenja (*cross-saturation effect*);
- neophodno je injektovati visokofrekventnu naponsku komponentu u stator sa ciljem da se iskoriste uspostavljeni uslovi unakrsnog zasićenja i dobije odziv u obliku visokofrekventne komponente statorske struje iz koje je moguće izdvojiti podatak o poziciji magnetske anizotropije.

Da bi se ostvario prvi zahtev, rotor mora posedovati izotropnu strukturu, dok je realizacija drugog zahteva povezana sa primenom PWM VSI u svrhu generisanja visokofrekventnog naponskog test signala.

Ako se analizira asinhroni motor u stacionarnom koordinatnom sistemu, kao posledica magnetskog zasićenja pojaviće se magnetska sprega između dve međusobno ortogonalne ose  $\alpha$  i  $\beta$  ( $L_{\alpha\beta} \neq 0$ ), kao i asimetrija induktivnosti u pravcu ose  $\alpha$  i ose  $\beta$  ( $L_\alpha \neq L_\beta$ ). Takođe su te induktivnosti prostorno modulisane, tj. pokazuju zavisnost od položaja glavnog fluksa. Treba konstatovati da se pravac izobličenja ne mora poklapati sa pravcem glavnog fluksa u uslovima u kojima se javlja i lokalno zasićenje feromagnetskog materijala na putanji fluksa rasipanja.

Iz razloga koji će naknadno biti razjašnjeni, posebno je od interesa prostorna modulacija statorske tranzijentne induktivnosti. Ako se sa  $\mu$  označi ugao između pravca izobličenja (pravca magnetskog zasićenja) i  $\alpha$  ose stacionarnog koordinatnog sistema, komponente statorske tranzijentne induktivnosti će imati vrednosti:

$$\begin{aligned} L'_{sa} &= L'_s + \Delta L'_s \cos(2\mu), \\ L'_{s\beta} &= L'_s - \Delta L'_s \cos(2\mu), \\ L'_{s\alpha\beta} &= L'_{s\beta\alpha} = \Delta L'_s \sin(2\mu), \end{aligned} \quad (4.10)$$

gde su sa  $L'_s$  i  $\Delta L'$  označene redom srednja vrednost i ekscentritet kompleksne tranzijentne induktivnosti.

Neka se u opisanim uslovima magnetskog zasićenja na prostoperiodični trofazni sistem statorskog napon amplitude  $U_{ml}$  i kružne učestanosti  $\omega_l$  superponira trofazni sistem visokofrekventnog napona amplitude  $U_{mi} \ll U_{ml}$  i učestanosti  $\omega_i \gg \omega_l$ . Odziv na visokofrekventnu komponentu statorskog napona je dominantno određen tranzijentnom induktivnošću statora  $L'_s$  čije su komponente opisane izrazom (4.10). Može se pokazati da se

tada u statorskog struji javlja visokofrekventna komponenta koja se u stacionarnom koordinatnom sistemu može opisati izrazom:

$$\dot{i}_{si} = \frac{U_{mi}}{\omega_i} \frac{L'_s}{L'^2_s - \Delta L'^2_s} e^{j\omega_i t} + \frac{U_{mi}}{\omega_i} \frac{\Delta L'_s}{L'^2_s - \Delta L'^2_s} e^{j(2\mu - \omega_i t)}. \quad (4.11)$$

Iz prethodnog izraza se uočava da drugi član strujnog odziva zavisi od  $\mu$ , te se primenom odgovarajuće demodulacione tehnike može izdvojiti podatak o pravcu magnentog zasićenja. Različite demodulacione tehnike se predlažu u brojnim radovim koji se bave ovom problematikom.

Na osnovu određene pozicije izobličenja, moguće je odrediti i prostorni vektor rotorskog fluksa. Postupak kojim se to može postići se može opisati kao sledeći niz koraka:

- uoči se kompleksna jednačina naponskog balansa rotora u stacionarnom koordinatnom sistemu;
- množenjem sa  $e^{j\mu}$  izvrši se transformacija te jednačine u koordinatni sistem koji je vezan za pravac magnetskog izobličenja;
- ista transformacija se izvrši i nad merenom vrednošću statorske struje, nakon čega se transformisana vrednost iskoristi kao ulaz u fluksni model iz kog se izračunavaju komponente fluksa rotora.
- inverznom transformacijom  $e^{j\mu}$  dobijaju se komponente rotorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu.

Rotorska konstrukcija koja najviše odgovara primeni ove tehnike estimacije rotorskog fluksa je rotor koji poseduje otvorene ili polu-zatvorene žlebove. U takvim uslovima, zasićenje izazvano glavnim fluksom ima daleko veći uticaj na statorskou tranzijentnu induktivnost od lokalnog zasićenja rasipnog fluksa. Međutim, i u takvim uslovima nivo fluksa u zazoru mašine mora biti značajno veći od nominalne vrednosti. Nemogućnost funkcionisanja algoritma u uslovima slabljenja polja ograničava njegovu primenu na oblast konstantnog momenta, tj. na brzine koje su manje ili jednake od nominalne. Čak šta više, u izvesnim uslovima rada kada su povišeni gubici u gvožđu neprihvatljivi, oblast radnih brzina se još više mora ograničiti. Zbog toga se ova tehnika veoma često u praksi kombinuje sa drugim tehnikama koje su prilagođene radu na visokim učestanostima.

Izrazitu prednost ove tehnike estimacije fluksa je mogućnost funkcionisanja i na nultoj brzini. Međutim brojni nedostaci:

- potreba za injektovanjem test signala (što u nekim pogonima nije prihvatljivo),
- rad sa povišenim nivoom fluksa što uzrokuje povećane gubitke u gvožđu,
- ograničen opseg radnih brzina pri kojima se može primeniti ovaj algoritam i
- zahtevi za veoma širokim propusnim opsegom senzora za merenje struje ograničavaju njenu širu primenu.

Algoritam pokazuje i malu zavisnost od varijacije parametara mašine, kao i od neidealnosti invertora. Međutim, greška u merenju strujnih senzora može direktno uticati na tačnost estimacije kako ugla tako i amplitudu rotorskog fluksa.

## 5. SENZORI ZA MERENJE STRUJE I NAPONA

### 5.1. Uvod

Kao što je objašnjeno u poglavljima 3 i 4, jedan od preduslova za ispravan rad *sensorless* pogona je estimacija brzine obrtanja rotora, prostornog vektora fluksa statora, rotora ili magnetizacije, elektromagnetskog momenta i sl. U istim poglavljima su analizirane i metode pomoću kojih se ove veličine mogu estimirati, i konstatovano je da će dalja analiza dominantno biti usmerena na open-loop estimatorske strukture i estimatorske strukture bazirane na primeni MRAS-opservera. Proces estimacije u okviru ovih struktura jedino i isključivo zahteva kao ulazne podatke vrednosti struje i napona statora (terminalne veličine motora) u potrebnom broju prethodnih trenutaka odabiranja. Kao što je konstatovano u 3.7, potreban, ali ne i dovoljan uslov za tačnu rekonstrukciju opisanih veličina predstavlja jednakost stvarnih vrednosti struje i napona i njihovih digitalnih ekvivalenta dobijenih u procesu merenja i analogno digitalne konverzije izmerenog signala.

Podaci o vrednostima statorske struje se skoro isključivo dobijaju merenjem dve fazne struje nekim od različitih tipova strujnih senzora. Učinjeni su pokušaji u radu [K6] da se vrednosti statorskih struja ne mere, već rekonstruišu na osnovu merene struje jednosmernog međukola i trenutnog stanja prekidača u invertorskem mostu. Sa druge strane, podatak o trenutnoj vrednosti statorskog napona se može dobiti na sledeća tri načina:

- merenjem statorskog napona primenom naponskih senzora,
- rekonstrukcijom statorskog napona na osnovu merenog napona jednosmernog međukola i trenutnog stanja prekidača u invertorskem mostu,
- upotrebom referentne vrednosti statorskog napona.

Merenje statorskog napona se ne primenjuje tako često kao merenje statorske struje. Razlog je težnja da se iz pogona eliminiše što više senzora, a da se ipak dobije dovoljno tačna informacija o statorskom naponu. Iz tog razloga se merenje statorskog napona vrši samo u niskonaponskim pogonima (tipične vrednosti nominalnog napona ispod 60V), dok se u visokonaponskim pogonima češće primenjuju metode navedene pod b) i c).

Ako se asinhroni motor napaja iz naponskog invertora, moguće je rekonstruisati statorski napon na osnovu izmerenog napona jednosmernog međukola  $U_{dc}$  i korišćenjem podataka o stanju prekidača u invertorskem mostu. Ako stanja dva prekidača u granama A, B i C invertorskog mosta označimo respektivno sa  $S_A$ ,  $S_B$  i  $S_C$ , gde  $S_i$  ( $i = A, B, C$ ) = 1 označava da je uključen gornji prekidač te grane, a  $S_i$  ( $i = A, B, C$ ) = 0 označava da je uključen donji prekidač iste grane, tada se prostorni vektor statorskog napona  $\underline{u}_s$  može izraziti kao:

$$\underline{u}_s = \frac{2}{3} U_{dc} (S_A + a S_B + a^2 S_C), \quad \text{gde je} \quad a = e^{\frac{j2\pi}{3}}. \quad (5.1)$$

Shodno tome, trenutne vrednosti međufaznih napona se mogu izraziti kao:

$$\begin{aligned} u_{ab} &= U_{dc} (S_A - S_B), \\ u_{bc} &= U_{dc} (S_B - S_C), \\ u_{ca} &= U_{dc} (S_C - S_A), \end{aligned} \quad (5.2)$$

dok se trenutne vrednosti faznih napona mogu izračunati kao:

$$\begin{aligned} u_a &= \operatorname{Re}(u_s) = \frac{1}{3} U_{dc} (2S_A - S_B - S_C), \\ u_b &= \operatorname{Re}(a^2 u_s) = \frac{1}{3} U_{dc} (2S_B - S_A - S_C), \\ u_c &= \operatorname{Re}(au_s) = \frac{1}{3} U_{dc} (2S_C - S_A - S_B). \end{aligned} \quad (5.3)$$

Rekonstrukcijom statorskog napona, umesto merenja istog eliminiše se potreba za najmanje jednim naponskim senzorom. Međutim, u realnim uslovima, rekonstruisani napon neće u potpunosti odgovarati naponu koji se ima na priključcima motora. Naime, naponska greška prouzrokovana neadekvatno kompenzovanim mrtvim vremenom, nenultim padom napona na energetskim prekidačima u provodnom stanju, kao i konačna, nenulta impedansa kablova koji povezuju izlaz invertora i statorske priključke motora, usloviće da postoji razlika između ova dva napona.

Kada se za napajanje vektorski upravljanog pogona koristi VSI struktura, tada je moguće koristiti referentni napon (ovaj napon predstavlja ulaz u impulsno širinski modulator) umesto merene vrednosti statorskog napona. Ova zamena ima opravdanje u uslovima kada je prekidačka učestanost invertora daleko veća od recipročne vrednosti električne vremenske konstante motora, što je tipično ispunjeno u savremenim *sensorless* pogonima srednjih i visokih performansi. U tom slučaju se postiže da stvarni statorski napon veoma blisko sledi vrednosti naponske reference. Naravno, sve neidealnosti invertora koje su uslovljavale neslaganje rekonstruisanog statorskog napona i njegove stvarne vrednosti u ovom slučaju mogu činiti da se referentna i realizovana vrednost statorskog napona znatno razlikuju. Čak šta više, kako se sada ne prati napon jednosmernog međukola, to se i njegove fluktuacije u određenim radnim režimima mogu nepovoljno odraziti na praćenje naponske reference. Upotrebom referentnog napona statora eliminiše se u potpunosti potreba za naponskim senzorima. Takođe, kako se sada ne zahteva filtriranje merenog napona ne unosi se ni dodatno nepoželjno kašnjenje prouzrokovano mernim kolom. Jednostavnost i niska cena favorizuju ovaj pristup u odnosu na druga dva, ali se uz njegovu primenu tipično zahteva i implementacija odgovarajućih softverskih algoritama u cilju eliminacije greške usled mrtvog vremena, kompenzacije napona na prekidačima u provodnom stanju i slično, čime se postiže bolje slaganje referentnog i stvarnog napona statora.

U daljem tekstu ovog poglavlja će biti analizirani osnovni principi rada, funkcionalne i konstrukcione karakteristike strujnih i naponskih senzora. Najpre se u odeljku 5.2 definišu osnovne karakteristike senzora i kriterijumi koji će omogućiti poređenje različitih senzorskih tehnika. Odeljak 5.3 govori o strujnim senzorima i u okviru njega će detaljnije biti analizirani šant otpornici u ulozi strujnih senzora, strujni transformatori i senzori struje čiji se princip rada bazira na primeni Holovog efekta. Kako su ovi poslednji izborili status skoro

standardnog metoda za merenje struje u regulisanim *sensorless* pogonima, u širokom opsegu merenih struja, radnih temperatura i zahtevanih tačnosti merenja, to će njima biti posvećena i najveća pažnja. U skladu sa temom koja se obrađuje u ovom radu, deo izlaganja u odeljku 5.3.3.4 biće posvećen funkcionalnim i konstrukcionim unapređenjima senzora struje koji su usmereni ka povećanju tačnosti merenja, tj. smanjenju ofseta senzora, povećanju linearnosti njegove karakteristike i umanjenju uticaja temperaturnog drifta. U odeljku 5.4 se u skromnom obimu analiziraju osnovne tehnike merenja napona i *sensorless* pogonima kao i senzori koji implementiraju opisane tehnike merenja. Odeljak 5.5 je posvećen kratkom pregledu savremenih tendencija u razvoju strujnih i naponskih senzora.

## 5.2. Karakteristike senzora za merenje napona i struje

Kvalitet senzora za merenje napona i struje se ceni preko sledećih karakteristika ([S9], [K5]):

- **galvanska izolovanost,**
- **linearnost senzora,**
- **tačnost merenja senzora,**
- **opseg merenja senzora,**
- **statičko pojačanje senzora,**
- **offset senzora,**
- **temperaturni opseg senzora,**
- **otpornost na smetnje i**
- **karakteristične veličine dinamičkog odziva senzora.**

U tekstu koji sledi biće dato detaljnije objašnjenje svake od opisanih karakteristika.

- **Galvanska izolovanost**

Galvanska izolovanost je karakteristika koja se definiše kao odvojenost primarnog i sekundarnog dela mernog kola. Na taj način se postiže eliminacija zajedničkog signala, što je posebno bitno kod visokonaponskih pogona gde bi u slučaju prenapona u primarnom delu kola, postojala mogućnost da dođe do oštećenja u niskonaponskom delu mernog kola. Takođe, galvanska izolovanost omogućava da se u velikoj meri eliminišu smetnje koje se prenose preko uzemljenja i napajanja. Kvantitativna ocena galvanske izolovanosti se definiše preko maksimalne naponske razlike koja sme da postoji između priključaka primarnog i priključaka sekundarnog dela mernog kola pri nominalnoj učestanosti merene veličine u trajanju od 1 minut, a da pri tom ne dođe do naponskog probroja među njima.

- **Linearnost senzora**

Linearost je karakteristika senzora koja opisuje u kojoj meri je ostvarena linearna veza uzroka, merene veličine na ulazu senzora, i posledice, električnog signala na izlazu senzora u punom opsegu amplituda ulaznog signala. Drugim rečima, linearnost karakteristike senzora opisuje maksimalnu očekivanu devijaciju karakteristike prenosa senzora od idealne linearne karakteristike. Nelinearnost izlaza se može pripisati promeni pojačanja senzora usled varijacije temperature ili nivoa fluksa. Savremeni servo pogoni zahtevaju senzore koji imaju linearno statičko područje 2-3 puta veće od nominalne vrednosti merene veličine.

- **Tačnost merenja senzora**

Tačnost merenja opisuje sposobnost senzora da daje vrednost blisku stvarnoj vrednosti merene veličine, sa greškom koja se najčešće izražava u procentima pune skale signala na izlazu. Ova karakteristika senzora je od presudnog značaja kada se mereni napon i struja koriste za regulaciju pogona. Tačnost merenja je određena primjenom metodom merenja, vrstom upotrebljenog senzora, opsegom merene veličine i vremenom odziva i korelira sa ostalim karakteristikama senzora: linearnošću, offsetom i temperaturnim driftom. U tom smislu se može definisati maksimalna greška merenja (*maximum error*) i najverovatnija greška merenja (*probable error*). Maksimalna greška merenja je jednaka sumi apsolutnih vrednosti pojedinačnih grešaka merenja usled nelinearnosti senzora, offseta i temperaturnog drifta. Najverovatnija greška se izračunava kao kvadratni koren zbiru kvadrata pojedinačnih grešaka. Stvarna greška je skoro uvek manja od maksimalne i bliska najverovatnijoj grešci merenja.

- **Opseg merenja senzora**

Opseg merenja senzora se definiše kao područje između maksimalne i minimalne vrednosti ulaznog signala senzora koje se može izmeriti sa definisanom tačnošću i u okviru zadatog vremena odziva senzora.

- **Statičko pojačanje senzora**

Statičko pojačanje senzora (u anglosaksonskoj literaturi se za njega koriste termini *gain* ili *sensitivity*) se definiše kao nivo promene izlaznog signala senzora za jediničnu promenu merene veličine. Često je u strukturi senzora za merenje napona i struje moguće identifikovati magnetski podsistem i električni podsistem. U tom slučaju statičko pojačanje senzora predstavlja proizvod statičkog pojačanja magnetskog kola (izraženog u T/A ili T/V, zavisno od prirode merene veličine) i pojačanja električnog podsistema (izraženog u mV/T). Pojačanje električnog podsistema se tipično tako podešava od strane proizvođača da se postigne optimalna osetljivost senzora u punom opsegu merenih struja ili napona.

- **Offset senzora**

Offset senzora je brojno jednak vrednosti signala na izlazu senzora u uslovima nulte vrednosti signala na njegovom ulazu. Kako je, tipično, izlaz senzora naponski signal, to se uobičajeno govori o offset naponu (*offset voltage*). Konkretno, za senzore struje, offset napon je vrednost izlaznog napona pri nultoj vrednosti merene struje. Offset napon se često u literaturi naziva i null napon (*null voltage*). Offset merenja je pojava koja je karakteristična za tzv. aktivne senzore, tj. senzore koji koriste spoljašnji izvor napajanja. Za rad tzv. pasivnih senzora nije potrebno obezbediti spoljašnji izvor energije, pa u slučaju primene ovih senzora, kada je vrednost merene veličine nula, tada je i izlazni signal senzora nulte vrednosti.

Uzrok pojave offseta je uglavnom električne prirode, ali se u realizacijama senzora koji koriste feromagnetski materijal javlja i komponenta greške mernog offseta koja vodi poreklo od histerezisne karakteristike feromagnetskog materijala. Ova komponenta se naziva magnetski offset.

Dodatni problem koji je u vezi sa offsetom predstavlja drift. Drift predstavlja vremenski ili temperaturno zavisno pomeranje nule u odnosu na referentnu tačku mernog sistema. Vremenska komponenta drifta je u vezi sa promenom karakteristika senzora uzrokovanih starenjem, i tipično je mnogo manje izražena od temperaturne komponente. Temperaturni drift se manifestuje kroz varijaciju offset napona i statičkog pojačanja senzora pri promeni

temperature, a u odnosu na njihove vrednosti pri temperaturi ambijena od  $T_a = 25^{\circ}\text{C}$ . Drift ofseta se tipično izražava u mV/K, a drift statičkog pojačanja senzora u %/K.

O tehnikama za umanjenje ili eliminaciju ofseta senzora biće više reči u odeljku 5.3.3.4, dok će uticaj ofseta i njegove neadekvatne kompenzacije na rad *sensorless* pogona detaljnije biti analiziran u poglavlju 6.

- **Temperaturni opseg senzora**

Temperaturni opseg senzora predstavlja opseg temperatura unutar kojih senzor zadržava svoje nominalne karakteristike. Gornja temperaturna granica je kritičnija jer se iznad nje često drastično pogoršavaju karakteristike senzora (povećanje drifta) i skraćuje njegov životni vek.

- **Otpornost na smetnje**

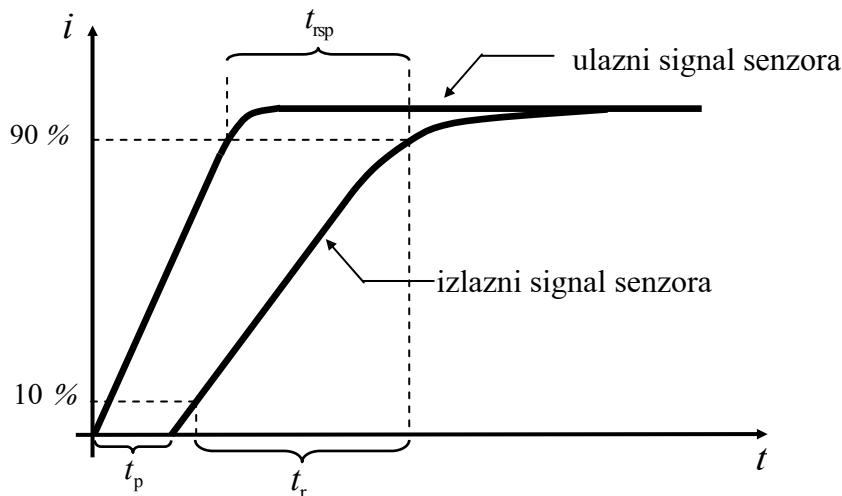
Otpornost na smetnje je značajna karakteristika senzora, budući da se oni obično nalaze okruženi energetskim komponentama, a samim tim su izloženi delovanju smetnji, što dovodi u pitanje tačnost izmerenih vrednosti. Uticaj smetnji se smanjuje izbegavanjem žičanih veza i korišćenjem štampanih magistrala, kao i fiksiranjem senzora na štampanu ploču. Kako su strujni signali manje osetljivi od naponskih, to se u slučaju kada se zahteva prenos mernih signala na daljinu koriste senzori sa strujnim izlazima.

Još jedan veoma bitan izvor smetnji javlja se kod savremenih invertorskih struktura sa brzim IGBT prekidačima snage. Naime, tokom komutacija, javljaju se naponski tranzijenti sa izuzetno velikim  $dV/dt$  ( $2 - 10 \text{ kV}/\mu\text{s}$ ) [K7]. Nagle promene napona mogu generisati parazitne struje čak i na veoma malim parazitnim kapacitivnostima između primarnog i sekundarnog dela senzora. Ovaj poremećaj može biti značajno ublažen primenom kapacitivnih filtara na primarnom delu senzora, ali taj metod neizbežno dovodi do smanjenja njegovog propusnog opsega. Takođe, u slučaju da se koriste veoma dugi kablovi za povezivanje sekundarnog dela senzora, poželjno je da su oni oklopljeni i uzemljeni na oba kraja.

Pored opisanih smetnji koje svoj uzrok imaju u senzorskom okruženju, postoji i tzv. interni šum senzora koji se generiše u komponentama sistema. Njegov nivo je tipično daleko manji od šuma indukovanih spolja (smetnji), te se veoma retko uzima u razmatranje.

- **Karakteristične veličine dinamičkog odziva senzora**

Veličine kojima se karakteriše dinamički odziv senzora su: transportno kašnjenje senzora ( $t_p$ , *propagation delay*), vreme odziva senzora ( $t_{rsp}$ , *response time*), vreme uspona ( $t_r$ , *rise time*) i propusni opseg senzora ( $f_{BW}$ , *frequency bandwidth*). Definicija pomenutih vremenskih parametara se zasniva na analizi vremenskog odziva senzora na promenu ulazne veličine. Transportno kašnjenje se definiše kao vremenski interval između trenutka započinjanja promene signala na ulazu senzora i trenutka kada se to reflektuje na izlazni signal. Ono se najčešće usvaja kao konstantan vremenski interval i može se na adekvatan način kompenzovati. Vreme odziva se definiše kao vreme između trenutka kada ulazni signal senzora dostigne 90% svoje konačne vrednosti i trenutka kada se to isto dogodi sa izlaznim signalom. Vreme uspona je vremenski interval u kom se izlaz senzora promeni sa 10% na 90% svoje konačne vrednosti. Na slici 5.1 su prikazana tri definisana vremenska intervala za tipični odziv strujnog senzora na promenu ulazne vrednosti merene struje.



Sl. 5.1. Ilustracija vremenskih intervala koji određuju karakteristike dinamičkog odziva senzora

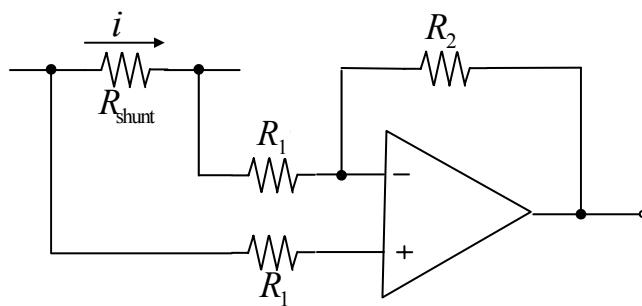
Propusni opseg senzora se definiše kao maksimalna frekvencija iznad koje statičko pojačanje senzora opada za više od 3 dB u odnosu na njenu maksimalnu vrednost. Vreme uspona izlaznog signala senzora  $t_p$  koje se ima kao odziv na step promenu ulaznog signala se koristi za određivanje propusnog opsega senzora [K2]:  $f_{BW}(-3\text{dB}) = 0.35/t_p$ . Očigledno je poželjno da navedena vremena budu što kraća, a propusni opseg senzora što širi, kako bi kašnjenje koje senzor unosi u petlju regulacije bilo minimalno, a time omogućila bolja regulacija ili brža zaštita motora.

## 5.3. Senzori za merenje struje

U savremenim *sensorless* pogonima se koriste različiti tipovi senzora za merenje struje, ali su tri, koja će biti opisana u ovom odeljku, svakako najrasprostranjenija. To su: otporni šantovi ([K5] i [K8]), strujni transformatori [K8] i senzori na bazi Holovog efekta ([S8] - [S13]).

### 5.3.1. Šant otpornici

Šant otpornik (*shunt resistor*, *sense resistor*) je veoma precizan otpornik male vrednosti termogenog otpora. Tipično se realizuje kao element sa 4 priključka i vezuje se redno sa linijom u kojoj je merena struja. U skladu sa Omovim zakonom, na šantu se uspostavlja napon koji je direktno proporcionalan struci koja se ima u mernoj grani kola. Detekcijom tog napona moguće je odrediti vrednost struje koja protiče kroz šant. Struktura koja omogućava merenje struje tipično koristi i operacioni pojačavač i prikazana je na slici 5.2. Uloga operacionog pojačavača na prethodnoj slici je višestruka: omogućava dobijanje željenog nivoa izlaznog napona uz minimalne gubitke snage na šant otporniku, ali i svojim *slew rate*-om obezbeđuje dobro filtriranje visokofrekventnog šuma merene struje.



Sl. 5.2. Merenje struje primenom šant otpornika i operacionog pojačavača

Kvalitetna realizacija šant otpornika podrazumeva da on ispunjava dva uslova:

- šant otpornik treba da ima dovoljno mali termogeni otpor,
- šant otpornik treba da ima veoma malu (u idealnom slučaju nultu) vrednost sopstvene induktivnosti.

Prvi uslov je rezultat težnje da proces merenja struje ne remeti pravilan rad pogona usled prevelikog pada napona na šant otporniku, kao i da se svedu na minimum gubici snage na šantu. Ispunjene ovog uslova je posebno problematično u aplikacijama sa velikom merenom strujom kada otpor šanta treba da bude što manji, što kao negativnu posledicu ima lošiji odnos signal/šum. U praksi je, zavisno od aplikacije, prihvatljiv pad napona na šantu od 50-500 mV [K8].

Da bi napon na šant otporniku zavisio samo od vrednosti struje kroz otpornik, a ne i od brzine njene promene, potrebno je da bude ispunjen i uslov naveden pod b). Međutim, svi provodnici, pa čak i prave žice, iskazuju neki induktivni efekat i to treba uzeti u obzir kada se meri struja u visokofrekventnom kolu. Induktivna komponenta u impedansi šanta se može značajno redukovati nekom od sledećih metoda:

- rezistivni element, tipično, izolovana otporna žica niskog temperaturnog koeficijenta može biti upredena u duplu zavojnicu tako da se magnetsko polje u njoj poništava. Ovako formirana zavojnica može biti dalje spiralizovana.
- U primenama gde se očekuju velike merene struje, tipično se koristi šant otpornik realizovan od manganina ili sličnih materijala u formi sendvič strukture sa izolacijom između, koja se u cilju daljeg smanjenja samoinduktivnosti može upresti u spiralnu strukturu.
- Ovakve realizacije šant otpornika omogućavaju merenje visokofrekventne struje, tipično do 500 kHz.
- Glavne prednosti primene šant otpornika su:
  - niska cena,
  - maksimalna pouzdanost,
  - nulti offset i
  - to što šant otpornici ne zahtevaju sopstveno eksterno napajanje.

Glavni nedostaci su:

- nedostatak galvanske izolovanosti što samim tim podrazumeva i veliku osetljivost na smetnje pri merenju i rizik od naponskog probaja između visokonaponskog dela mernog kola i niskonaponskog upravljačkog kola,
- povećani gubici u kolu merene struje,
- ograničena tačnost merenja uzrokovana samoinduktivnošću šanta i temperaturnom zavisnošću njegovog termogenog otpora,
- veliki gabarit senzora koji zavisi od nivoa merene struje.
- Ozbiljnost navedenih nedostataka ograničava primenu ovog senzora u elektromotornim pogonima na pogone malih i srednjih struja (tipično do 10A) i niskih performansi.

### 5.3.2. Strujni transformatori

Strujni transformatori [K8] su kratko spojeni transformatori koji smanjuju merenu struju primara u praktično stalnom odnosu i gotovo bez fazne razlike na vrednost sekundarne struje koja se dalje može lako meriti. Primarni ovog transformatora se najčešće sastoji od namotaja sa jednim navojkom kroz koji protiče merena struja, dok se sekundarni namotaj sastoji od velikog broja navojaka, tipično oko 100. Za razliku od naponskih transformatora, kod kojih je na primarni namotaj priključen napredni izvor, pa struja transformatora zavisi od priključenog opterećenja na sekundarni namotaj, kod strujnih transformatora se primarni napajaju merenom strujom dok je sekundarni namotaj praktično kratko spojen malom impedansom niskonaponskog dela mernog kola.

Struja magnetizacije strujnog transformatora se pri merenju efektivno oduzima od idealno izmerene struje unoseći na taj način grešku u postupak merenja. Da bi se ovaj problem ublažio, mora se postići velika vrednost magnetizacione induktivnosti i tako smanjiti ova struja na prihvatljiv nivo. Tipični dizajnerski limit predstavlja struju magnetizacije od 10% nominalne struje za transformatore male snage, sa tendencijom smanjenja za transformatore veće snage. Povećanje induktivnosti magnetizacije se može postići upotrebom jezgra većeg gabarita ili pak upotrebom jezgara visoke relativne permeabilnosti. Uticaj struje magnetizacije na tačnost merenja se može umanjiti i povećanjem broja navojaka sekundarnog namotaja. Tipično se korisiti jezgro najveće moguće relativne permeabilnosti dok se dalje povećanje tačnosti merenja postiže preko broja sekundarnih navojaka i veličine jezgra. Međutim, i taj izbor nije potpuno proizvoljan: veliki broj sekundarnih navojaka (recimo preko 200) i motanje u više slojeva koje je tada neophodno povećava parazitnu kapacitivnost sekundarnog namotaja što značajno utiče na degradaciju visokofrekventnih karakteristika ovog senzora. Pored toga, bitan faktor je sekundarni napon. On treba da je što manji kako bi se tako imao manji pad napona na senzoru, a i postigla što manja struja magnetizacije.

U praksi se mogu susresti strujni transformatori sa brojem sekundarnih navojaka od 1 do 600 za struje primara u opsegu od 1 do 3000 A. Dobar kompromis je da se izabere jezgro koje će zahtevati tipično 100 navojaka na sekundaru koji su namotani u jednom sloju. Strujna greška merenja je tipično u opsegu od  $\pm 0.5\%$  -  $\pm 2\%$ , dok je fazni pomeraj manji od jednog stepena. Ukoliko se vodi računa o uticaju vrtložnih struja na zagrevanje transformatora i parazitnih kapacitivnosti na višim učestanostima, moguće je ostvariti merenje struje sa opisanim karakteristikama i do nekoliko MHz.

Strujni transformatori se prema nameni mogu podeliti u četiri kategorije:

- a) Unidirekcionni strujni transformatori: koriste se za merenje jednosmernih strujnih impulsa (struje usmeračkih dioda, prekidačkih regulatora struje, struje primara ili sekundara *forward* pretvarača i sl.).
- b) Strujni transformatori naizmenične struje: koriste se za merenje naizmenične struje, ali tamo gde nije potrebna informacija o jednosmenom nivou struje (struje primarnog namotaja poluosnog *push-pull* pretvarača i sl.).
- c) Vršni (često nazivan i *Flyback*) strujni transformator: meri vršnu vrednost struje. On ne poseduje klasični transformski princip rada, već primarni i sekundarni namotaji naizmenično provode struju puneći i prazneći energijom magnetizacionu induktivnost. Kako ovaj efekat podseća na rad *Flyback* pretvarača, odатle potiče i ime ovog strujnog transformatora i nije vezano ni na koji način za oblast njegove primene.
- d) Strujni transformator jednosmerne struje: koriste se za merenje velikih vrednosti jednosmerne struje (preko 1000A) uz veoma male gubitke pri merenju. Komplikovano kolo za polarizaciju i kontrolu je glavni razlog izostanka njegove šire primene u merenju jednosmerne struje.

Na osnovu prethodno rečenog o konstrukcionim i funkcionalnim karakteristikama strujnih transformatora, može se rezimirati da su njihove glavne prednosti:

- galvanska izolacija između visokonaponskog i niskonaponskog dela mernog kola,
- prihvatljiv nivo gubitaka u aplikacijama velike primarne struje,
- pouzdan rad,
- ne zahtevaju dodatni izvor napajanja,
- dobar odnos signal/šum.
- dok su njihovi glavni nedostaci:
- nemogućnost istovremenog merenja jednosmerne i naizmenične struje (složenih talasnih oblika),
- ograničena tačnost merenja,
- veliki gabarit i
- osetljivost na smetnje izazvane eksternim magnetnim poljem.

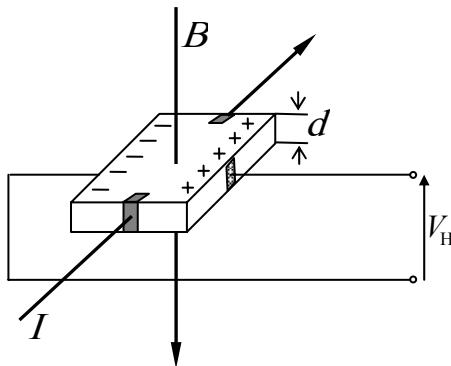
Ozbiljnost navedenih nedostataka u potpunosti diskredituje strujne transformatore za primenu u *shaft-sensorless* pogonima opisanim u poglavlju 3. Naime, kao što će biti pokazano u poglavlju 6, pojava jednosmerne komponente u struci statora je nepoželjna, ali se u svakom slučaju mora detektovati ako je ima, u cilju njene eliminacije. Ta činjenica onemogućava upotrebu i strujnih transformatora naizmenične struje. Stoga se strujni transformatori ne koriste za merenje trenutne vrednosti struje statora u *sensorless* pogonima, već eventualno trenda njene promene ili vršne vrednosti i to pre svega u pogonima niskih performansi gde se ta informacija pre koristi u cilju zaštite nego upravljanja.

### 5.3.3. Senzori struje na bazi Holovog efekta

Senzori struje na bazi Holovog efekta, koji će biti analizirani u daljem tekstu, su u stanju da mere jednosmernu struju, naizmeničnu struju ili pak struju složenih talasnih oblika uz ostvarivanje galvanske izolacije između visokonaponskog primarnog i niskonaponskog sekundarnog kola.

#### 5.3.3.1. Osnovni princip rada

Senzori struje na bazi Holovog efekta rade na principu merenja magnetskog polja koje se stvara u okolini provodnika u kom postoji struja koja se meri. Najvažniji deo ovog senzora je Holov generator. Uprošćena struktura Holovog generatora je prikazana na slici 5.3.



Sl. 5.3. Uprošćena struktura Holovog generatora sa prikazom Holovog efekta

Holov generator predstavlja tanku pločicu od poluprovodničkog materijala kroz koji protiče jednosmerna struja  $I$ . Kada se ta pločica nađe u magnetskom polju indukcije  $B$ , javiće se Lorencova sila koja deluje ortogonalno na smer kretanja nanelektrisanja. Ta sila uzrokuje razdvajanje pozitivno i negativno nanelektrisanih čestica na bočne strane pločice, stvarajući na taj način potencijalnu razliku između njih. Ova potencijalna razlika se naziva Holov napon i definisana je relacijom:

$$V_H = k \frac{IB}{d}, \quad (5.4)$$

gde je  $k$  [ $\text{m}^3/\text{C}$ ] - Holova konstanta koja zavisi od vrste upotrebljenog materijala, dok je  $d$  - debljina pločice. Polaritet napona Holovog generatora zavisi od smera struje  $I$  i smera primjenjenog magnetskog polja indukcije  $B$ . U cilju praktične primene Holov generator treba da zadovoljava dva uslova:

- Holova konstanta treba da ima veliku vrednost zbog čega se skoro isključivo koriste poluprovodnici velike pokretljivosti pozitivnih i negativnih nosilaca nanelektrisanja.
- Holova konstanta treba da bude što manje temperaturno zavisna.

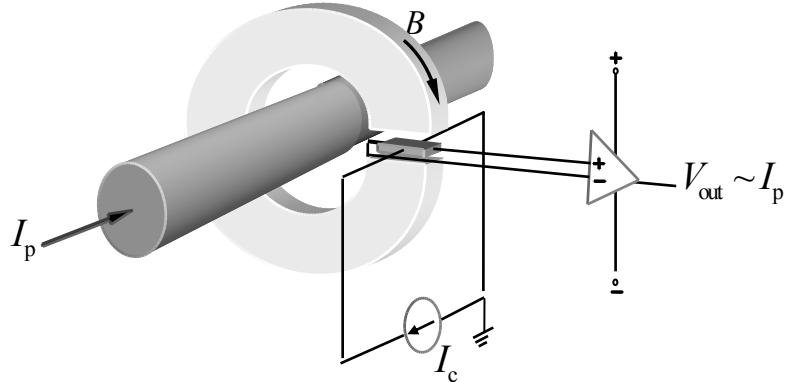
Materijali koji ispunjavaju navedene uslove i koriste se za izradu Holovog generatora su: indijum arsenid (InAs), indijum arsenid fosfid (InAsP), indijum antimонид (InSb), galijum arsenid (GaAs), silicijum i drugi.

Obavezni element Holovih senzora visokih performansi je torusno feromagnetsko jezgro koje obuhvata provodnik merene struje. Jezgro poseduje vazdušni zazor u koji se umeće Holov generator. Zadatak jezgra je da ostvari koncentrisano i ravnomerno magnetsko polje u oblasti mernog elementa (Holov generator) kao i da učini nezavisnim međusobni položaj provodnika sa strujom i Holovog generatora i na taj način olakša montažu senzora.

### 5.3.3.2. Tipovi strujnih senzora na bazi Holovog efekta

#### a) Senzori struje bez povratne sprege (*Hall effect open loop current transducer*)

Principska šema senzora struje na bazi Holovog efekta bez povratne sprege je data na slici 5.4.



Sl. 5.4. Principska šema senzora struje na bazi Holovog efekta bez povratne sprege po merenoj struci

Na slici se mogu uočiti četiri osnovna dela ovog senzora: Holov generator, torusno feromagnetsko jezgro, operacioni pojačavač i izvor konstantne struje  $I_c$ . Tipično, ovi senzori sadrže i interno kompenzaciono kolo čiji je zadatak da kompenzuje offset napon senzora i temperaturni drift tog napona, koje zbog preglednosti nije prikazano na slici 5.4. Magnetska indukcija  $B$  se stvara usled proticanja merene struje  $I_p$  (struje primara) čija se vrednost želi odrediti. Unutar linearног dela histerezisne petlje, magnetska indukcija je direktno proporcionalna merenoj struci, pa se stoga u uslovima konstantne vrednosti kontrolne struje  $I_c$  može zaključiti da je:

$$V_H = \text{const} \cdot I_p . \quad (5.5)$$

Holov generator predstavlja naponski izvor male snage, pa se mora pojačati upotrebom operacionog pojačavača. Pored senzora sa izlazom koji je naponskog tipa, postoje i strujni senzori sa strujnim izlazima.

Ovaj tip senzora omogućava merenje struje čija je nominalna vrednost u opsegu od nekoliko ampera do nekoliko desetina hiljada ampera sa ukupnom tačnošću boljom od nekoliko procenata. Merni opseg struje  $I_p$  je definisan širinom linearne oblasti magnetizacione karakteristike feromagnetskog jezgra. Tipično, ovaj opseg dostiže i do trostrukе vrednosti nominalne struje senzora. Tačnost merenja zavisi od različitih faktora. Neki od njih su električne prirode, a neki su povezani sa uslovima ambijenta (temperatura i sl.).

Dinamičke karakteristike ovih senzora se mogu analizirati iz dva ugla:

- analizom frekvencijskog odziva, tj. propusnog opsega senzora,
- preko vremena odziva  $t_{\text{sp}}$  i  $di/dt$  karakteristike senzora.
- Faktori koji određuju propusni opseg senzora su:
- propusni opseg električnog kola koji zavisi od karakteristika operacionog pojačavača i karakteristika internog kompenzacionog kola,
- gubici u jezgru magnetskog kola uzrokovani pojmom vrtložnih struja i histerezisnom karakteristikom jezgra,
- temperatura ambijenta u kom se senzor koristi.

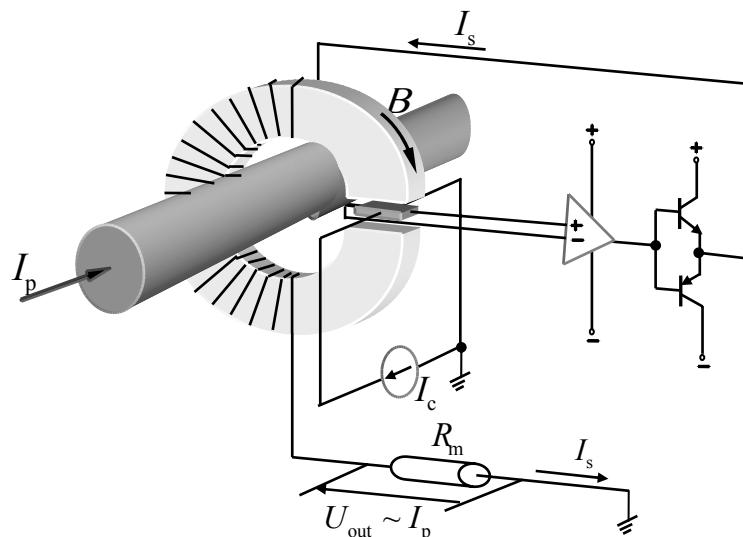
Vreme odziva se definiše kao vremensko kašnjenje između trenutka kada merena struja dostigne 90% vrednosti u stacionarnom stanju i trenutka kada izlazni napon koji odgovara toj merenoj struci dostigne 90% svoje vrednosti stacionarnog stanja. Tipična vrednost ovog parametra pri nominalnoj struci manja je od  $7\mu\text{s}$ .

### b) Senzori struje sa zatvorenom petljom (*Hall effect closed loop current transducer*)

Senzori sa zatvorenom petljom se često nazivaju i kompenzacioni ili senzori nultog fluksa (*zero flux transducers*). Kod ovih senzora magnetsko polje generisano proticanjem merene struje kroz primarni namotaj se kompenzuje magnetnim poljem suprotnog smera koji stvara struju u sekundarnom (kompenzacionom) namotaju. Jednakost fluksnih obuhvata primara i sekundara se može interpretirati i kao jednakost njihovih magnetopobudnih sila:

$$N_p I_p = N_s I_s \quad (5.6)$$

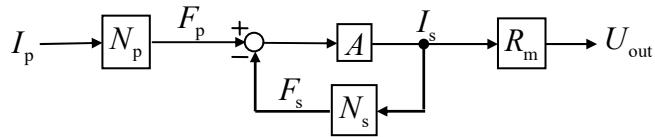
U tom slučaju je sekundarna struja  $I_s$  slika primarne struje  $I_p$  pomnožene odnosom broja primarnih i sekundarnih namotaja  $N_p/N_s$ . Odnos  $N_p/N_s$  zavisi od vrste senzora, strujnog opsega, karakteristike feromagnetskog materijala, ali je u svakom slučaju relativno mali (tipično  $N_p/N_s = 1/100$ ) tako da je sekundarna struja mnogo manja od merene struje primarnog namotaja. Principska šema senzora sa zatvorenom povratnom spregom je data na slici 5.5.



Sl. 5.5. Principska šema senzora struje na bazi Holovog efekta sa zatvorenom strujnom petljom

Signal sa Holovog generatora upravlja strujom kompenzacionog namotaja preko izlaznog pojačavačkog stepena sa komplementarnim tranzistorima (*push-pull driver-a*).

Funkcija prenosa ovog tipa senzora može se prikazati i u formi blok dijagrama, kao što je to učinjeno na slici 5.6. Izlazni signal senzora može biti strujni (struja  $I_s$ ) ili naponski (napon  $U_{out}$  - kao što je učinjeno u primeru prikazanom na slici 5.5.). Strujni izlaz je poželjnija varijanta kada se podatak o merenoj struci mora preneti na veliku daljinu u uslovima jakih elektromagnetskih smetnji u okolini provodnika. Oznake na slici su u skladu sa oznakama korišćenim na slici 5.5. Pored toga, na slici 5.6. je sa  $A$  označeno pojačanje operacionog pojačavača, dok  $F_p$  i  $F_s$ , označavaju, redom, magnetopobudne sile primarnog i sekundarnog namotaja.



Sl. 5.6. Blok dijagram senzora struje na bazi Holovog efekta sa zatvorenom strujnom petljom

Rad magnetskog jezgra sa približno nultim fluksom (ako se zanemari mali rasipni fluks) uspešno eliminiše nedostatke senzora bez povratne sprege. To se prvenstveno odnosi na:

- postizanje odlične linearnosti senzora u širokom mernom opsegu. Merni opseg je određen kapacitetom naponskog izvora za napajanje sekundarnog kola.
- velika tačnost merenja,
- mali temperaturni drift,
- širok propisni opseg senzora (brži vremenski odziv),
- eliminacija zavisnosti linearnosti senzora od karakteristika jezgra i Holovog generatora.
- Ipak, ovaj tip senzora ima i izvesne nedostatke:
- sekundarno kolo zahteva dodatni izvor za napajanje. Međutim, i pored toga se održava pozitivna osobina senzora na bazi Holovog efekta da se u kolo merene struje ne unose dodatni gubici (ili je njihov nivo toliko mali da se i u najstrožim proračunima mogu zanemariti).
- povećana osetljivost na spoljne elektromagnetske smetnje.
- struje sekundarnog kola nije konstantna. Naime, kako struju sekundara obezbeđuje jednosmerni izvor napajanja, a ova prati tendenciju promene primarne struje, to u uslovima promenljive struje primara potrošena (disipirana) energija u sekundarnom kolu takođe varira. To postavlja kao zahtev da se proračun sekundarnog kola vrši ne samo uzimajući u obzir vršnu vrednost primarne struje (strujnih pikova) već i vreme njenog trajanja. Sa druge strane, potrošnja sekundarnog kola *open-loop* senzora je približno konstantna sa promenom primarne struje. To mu omogućava da meri struje i 3 puta veće od nominalnih bez opasnosti od oštećenja senzora, dok je kod *closed-loop* senzora ona ograničena na 1.5 nominalne vrednosti.

- Senzor sa zatvorenom povratnom spregom je složenije konstrukcije, te je stoga skuplji, većeg gabarita i mase od senzora bez povratne sprege.

Senzore sa zatvorenom petljom karakteriše odličan frekvencijski odziv. U pojedinim realizacijama se ovaj propusni opseg proširuje i do učestanosti od 300 kHz. Ovako veliki propusni opseg je posledica kombinovanja dva fenomena. Naime, za niske učestanosti primarne struje frekvencijski odziv je dominantno određen frekvencijskim karakteristikama električnog pod sistema unutar Holovog senzora. U oblasti visokih učestanosti, kada pojačanje električnog pod sistema značajno opada, senzor počinje da radi kao strujni transformator, dodatno proširujući propusni opseg.

Vreme odziva kod ovih senzora je još bolje nego vreme odziva senzora bez povratne sprege (tipično je manje od 1  $\mu$ s). Pored toga, pažljivom izradom unutrašnje konstrukcije svakog pojedinačnog elementa senzora ostvarena je brzina praćenja primarne struje i do nekoliko hiljada A/ $\mu$ s. To omogućava da se oni koriste i radi zaštite poluprovodničkih prekidača od kratkog spoja.

Specifična situacija nastupa kada struja primara  $I_p$  premaši svoju nominalnu vrednost. Amper-zavojci sekundarnog namotaja nisu više u stanju da ostvare potpunu kompenzaciju magnetne indukcije u zazoru, jezgro se magnetiše i započinje histerezisni ciklus. Posledica histerezisnog ciklusa je pojava takozvanog magnetskog ofseta, tj. pojava Holovog napona na izlaznim priključcima senzora ( $V_H \neq 0$ ) u uslovima nulte struje primara ( $I_p = 0$ ). Znak ovog napona je određen smerom promene primarne struje. Ovaj efekat je nepoželjan i čine se različiti napor da se on eliminiše. Treba napomenuti da je magnetni offset uvek prisutan kod *open-loop* senzora (bez obzira na nivo primarne struje), ali je i kod njih najizraženiji kada je struja primara znatno veća od nominalne vrednosti.

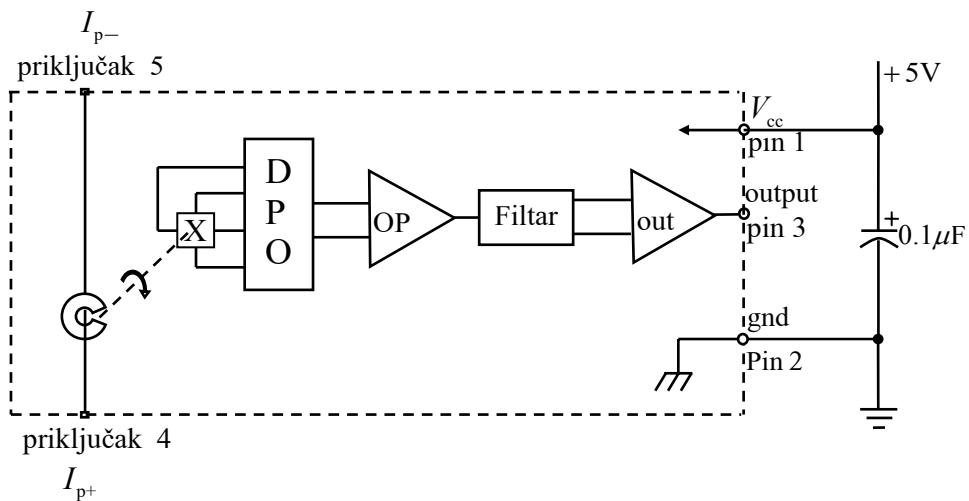
### 5.3.3.3. Nove generacije integrisanih strujnih senzora na bazi Holovog efekta

Očekivan korak u razvoju strujnih senzora na bazi Holovog efekta predstavlja težnja mnogih proizvođača da realizuju ove senzore u formi integrisanih kola. Prednosti ove realizacije su očigledne: manji gabarit i masovna proizvodnja bi rezultirale izuzetno niskom cenom, dok bi standardna forma integrisanog kola olakšala primenu senzora i značajno smanjila gabarit pogona u koji se senzor ugrađuje. Pored toga, posebnu prednost predstavlja kompatibilnost izlaza senzora sa ulazima A/D konvertora DSP-a ili mikrokontrolera. Naravno, potrebno je očuvati sve dobre osobine ove metode merenja: galvansku izolovanost, širok propusni opseg, malu potrošnju, mogućnost merenja i jednosmerne i naizmenične struje i druge.

U cilju uvida u funkcionalne karakteristike i specifičnosti izrade integrisanih varijanti strujnih senzora, u daljem tekstu će biti analizirani osnovni principi jednog *open-loop* integrisanog Holovog senzora struje firme "Allegro". Funkcionalni blok dijagram petopinskog integrisanog strujnog senzora ACS750 [S9] je dat na slici 5.6.

Integracija ovog tipa strujnog senzora podrazumeva izradu kompaktnog monolitnog integrisanog kola koje uključuje Holov generator, feromagnetsko jezgro koje služi za kanalisanje fluksa (*flux concentrator*) i primarnog provodnika. Holov generator je na slici 5.6 prikazan blokom sa oznakom X u sredini, dok blok DPO (Dinamičko Poništavanje Ofseta - *dynamic offset cancellation*) predstavlja električni podsistem čiji je zadatak da eliminiše

merni offset, kao i uticaj mehaničkog i temperaturnog drifta na offset i o njemu će biti više reči u odeljku 5.3.3.4.



Sl. 5.6. Funkcionalni blok dijagram strujnog senzora ACS750 firme "Allegro" [S9]

Praksa pokazuje da je uvođenje primarnog provodnika u integrisano kolo moguće za struje tipično ispod 100 A. Za struje veće od ove vrednosti i najmanji diskontinuitet na spoju provodnika i integrisanog kola može predstavljati veliku opasnost za pouzdan rad kola. Zbog toga se za struje veće od 100 A u cilju veće pouzdanosti preferira realizacija gde se merni element montira oko provodnika.

Realizacija senzora u formi integrisanog kola je donela sa sobom dizajnerske i konstrukcione probleme koji se nisu susretali kod "klasičnih" realizacija. U daljem tekstu će biti analizirani neki od njih i specifična rešenja koja se u tom slučaju primenjuju:

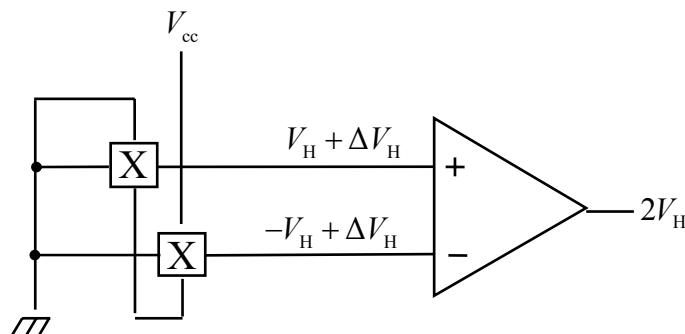
- Kako je deo provodnika sa primarnom strujom sada integriran u unutrašnjost senzora, to će disipirana energija na tom delu provodnika, zbog blizine Holovog generatora, imati mnogo veći uticaj na njegovu temperaturu. To postavlja dodatne zahteve po pitanju termičkog dizajna celog kola.
- Očuvanje linearnosti magnetskog kola kojim se kanališe fluks zahteva njegovo precizno dimenzionisanje. Kako se opseg merene struje povećava, tako se u cilju održanja linearnosti izlaznog signala povećava i veličina vazdušnog zazora. Takođe se postavlja zahtev da feromagnetski materijal poseduje meku magnetizacionu karakteristiku (karakteristiku sa malom vrednošću remanentne indukcije  $B_r$  i malom vrednošću koercitivnog polja  $H_c$ ) čime se postiže bolja tačnost merenja malih vrednosti struje. Zbog toga se kao feromagnetski materijal koristi presovano sprašeno gvožđe (*powdered iron*) relativne permeabilnosti između 2000 i 5000.
- Kao što je već rečeno u odeljku 5.3.3.2, jedan od faktora koji određuje širinu propusnog opsega su i gubici u feromagnetskom materijalu uzrokovani vrtložnim strujama. Neki feromagnetski materijali, kao što su recimo feriti, poseduju relativno veliki termogeni otpor. Stoga je efektivna vrednost vrtložnih struja u njima relativno mala pa one i ne predstavljaju značajan problem. Međutim, neki drugi feromagnetski materijali, kao što su legure čelika, imaju mnogo manji termogeni otpor. Ako se ovaj materijal koristi, on se mora realizovati u formi više tankih, međusobno izolovanih slojeva, tako da se postigne

što je moguće veće smanjivanje najmanje dimenzije feromagnetskog jezgra koja je ortogonalna na putanju fluksa. Kako su gubici snage usled vrtložnih struja proporcionalni kvadratu veličine baš ove dimenzije, to se oni značajno redukuju, a posledično, propusni opseg senzora biva znatno širi.

#### 5.3.3.4. Tehnološka unapređenja senzora za merenje struje na bazi Holovog efekta

Bez obzira na oblast primene senzora za merenje struje, zahtev za što većom tačnošću merenja je uvek prisutan. Kao što je već konstatovano, tačnost merenja strujnih senzora na bazi Holovog efekta je dominantno određena preko tri njegove inherentne osobine: offset naponom, nelinearnošću karakteristike senzora i temperaturnim driftom.

Prve strujni senzori ovog tipa su realizovani upotrebom samo jednog Holovog generatora i ispunjavali su osnovni zahtev za beskontaktnim merenjem struje. Međutim problem je bila njihova izrazita osetljivost na varijacije temperature i mehanička naprezanja. U cilju poboljšanja tačnosti merenja što šireg opsega struje i u što širem opsegu temperature, dalji razvoj ove vrste senzora je išao u dva pravca. Prvi pristup [S7], [S8] je podrazumevao realizaciju Holovog senzora koji koristi četiri Holova generatora postavljena u kvadratnu strukturu i povezana tako da čine neku vrstu otporne matrice slične Vitstonovom (*Wheatstone*) mostu. Na taj način je ostvareno "mehaničko usrednjavanje" Holovog napona što je rezultiralo umanjenjem greške usled ofseta i mehaničkog naprezanja i do deset puta [S7]. Drugi pristup [S7], [S8] je podrazumevao upotrebu dva Holova generatora na način prikazan na slici 5.7. I na ovaj način se postiže značajno poboljšanje po pitanju tačnosti merenja i imunosti na temperaturne varijacije i mehaničko naprezanje. Očigledno da je u oba slučaja povećana tačnost merenja postignuta uz složeniju i skuplju realizaciju senzora.

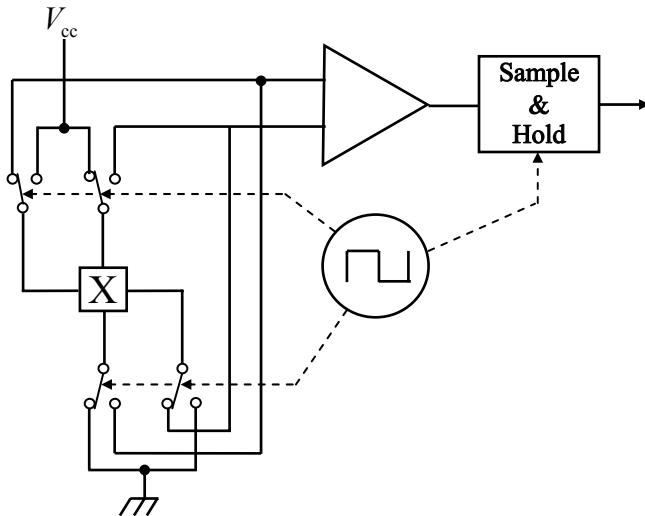


Sl. 5.7. Upotreba dva Holova generatora u cilju eliminacije osetljivosti senzora na temperaturne promene i mehanička opterećenja

Savremeni pristup realizaciji senzora na bazi Holovog efekta podrazumeva upotrebu samo jednog Holovog generatora, uz primenu tehnike takozvanog dinamičkog poništavanja ofseta (*dynamic offset cancellation*) [S7], [S8]. Ova tehnika podrazumeva električnu rotaciju priključaka Holovog generatora tako da se oni naizmenično povezuju na izvor jednosmerne struje ili pak predstavljaju priključke na kojima se ima Holov napon. Na slici 5.8 je prikazan Holov generator sa pratećim elektronskim kolima koji omogućavaju realizaciju ove tehnike.

Električna rotacija se vrši sa veoma visokoj učestanošću rotacije od 100 kHz do 500 kHz (što zavisi od proizvođača i namene senzora), a kontrolisana je visokofrekventnim satom koji daje interni oscilator. Ovom tehnikom se postiže značajno umanjenje offset napona,

znatno se povećava otpornost na naprezanja mehaničke i termičke prirode, a postiže se izrazita stabilnost izlaznog napona senzora u uslovima nulte merene struje. Fabričkim podešavanjem internih otpornika moguće je ostvariti precizno slaganje oblasti linearног pojačanja elektronskog podsistema i oblasti linearног rada magnetskog kola. Time se značajno utiče i na sveukupnu linearnost senzora.



Sl. 5.8. Električna rotacija priključaka Holovog generatora u cilju eliminacije offseta merenja i drifta

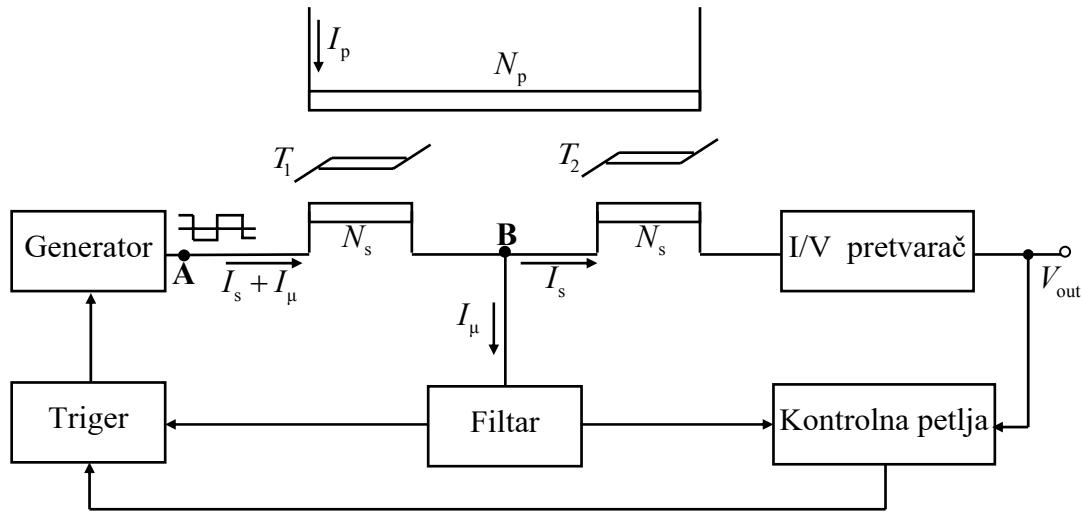
Maksimalna greška merenja strujnog senzora se izražava u procentima njegove nominalne struje i definiše se kako za temperaturu ambijenta od  $T_a = 25^{\circ}\text{C}$ , tako i za ukupni temperaturni opseg posmatranog senzora. Prethodna razmatranja će biti potkrepljena konkretnim numeričkim vrednostima za tipični senzor struje srednjih performansi. Radi se o senzoru HAL 200-S namenjenom za merenje struje do 200A i proizvedenom od strane firme "LEM". Maksimalna greška ovog senzora pri temperaturi od  $T_a = 25^{\circ}\text{C}$  iznosi  $\pm 1\%$ , a posledica je offset napona i nelinearnosti karakteristike senzora. Drift offseta u iznosu od  $1\text{mV/K}$  i drift pojačanja u iznosu od  $(0.05\% \text{ merene vrednosti})/\text{K}$  rezultiraju porastom maksimalne greške merenja za temperaturu ambijenta  $T_a = 70^{\circ}\text{C}$  (što je i gornja granica temperaturnog opsega ovog senzora) na vrednost od  $4.38\%$ .

### 5.3.4. Strujni senzori sa povratnom spregom koji ne koriste Holov efekat

Da bi se pojasnilo da visokokvalitetni senzori struje koji su u stanju da mere jednosmernu, naizmeničnu ili struju složenog talasnog oblika sa velikom tačnošću i u vrlo širokom propusnom opsegu ne moraju koristiti Holov efekat u procesu merenja, u daljem tekstu je opisan primer strujnog senzora nazvanog od strane proizvođača, firme "LEM": "C - tip strujnog senzora sa zatvorenom petljom" [S13]. Na slici 5.9 je prikazana blok šema koja detaljnije opisuje njegov način rada.

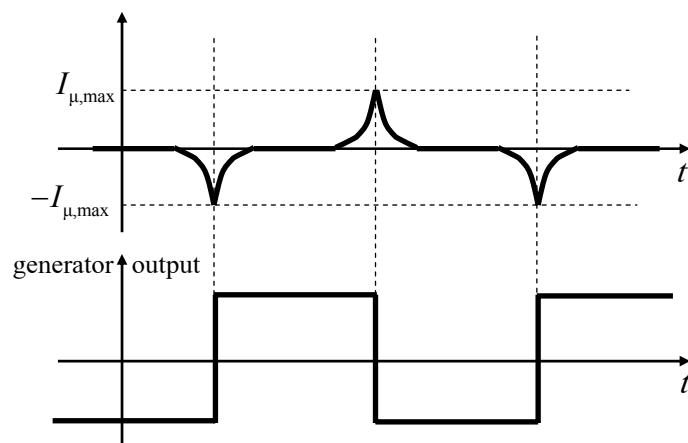
Kao što se može videti, ovaj senzor ne koristi Holov generator za detekciju intenziteta magnetskog polja, već radi na principu kompenzacije amper-zavojaka primara putem kompenzacione struje iz internog generatora. Fizička realizacija uključuje primenu dva jezgra, označena sa  $T_1$  i  $T_2$ , koja su napravljena od feromagnetskog materijala meke histerezisne

karakteristike. Broj navojaka sekundarnog namotaja oba jezgra je isti,  $N_s$ , dok je namotaj primara kroz koji protiče merena struja zajednički za oba jezgra i ima  $N_p$  navojaka.



Sl. 5.9. Blok dijagram strujnog senzora "C" tipa sa zatvorenom povratnom petljom

Sekundarni namotaji su povezani na red. Generator pravougaonih naponskih impulsa kontrolisane učestanosti napaja kompenzacioni namotaj prvog jezgra kompenzacionom strujom  $I_s$ , ali i magnetizacionom strujom  $I_\mu$  (tačka A na blok dijagramu). Na izlazu iz prvog sekundarnog namotaja se aktivnim filtrom izdvaja magnetizaciona komponenta statorske struje, tako da kroz drugi sekundarni namotaj protiče samo kompenzaciona struja  $I_s = I_p * N_p / N_s$ . Detektovana magnetizaciona struja se koristi za određivanje trenutka promene polariteta na izlazu generatora pravougaonih impulsa. Naime, kada magnetizaciona struja u svojoj promeni dostigne vrednost koja odgovara granici nezasićenog rada feromagnetskog jezgra, dolazi do inverzije polariteta napona na izlazu generatora, što odgovara započinjanju novog histerezisnog ciklusa. Zavisnost polariteta izlaznog napona generatora pravougaonih impulsa od magnetizacione struje je prikazana na slici 5.10.



Sl. 5.10. Talasni oblik magnetizacione struje i signala na izlazu generatora

Električno kolo je dizajnirano tako da se automatski kompenzuje offset i temperaturni drift pojačavača, čime se eliminiše potreba za eksternim kompenzacionim kolom.

Eliminacijom Holovog generatora, efikasnom kompenzacijom magnetizacione struje i internim kolom za eliminaciju ofseta i temperaturnog drifta postiže se:

- odlična tačnost merenja u celom opsegu radnih temperatura (tačnost je tipično bolja od 0.1% na temperaturi ambijenta od  $T_a = 25^{\circ}\text{C}$ ),
- širok propusni opseg merenja struje i do 500 kHz,
- odlična otpornost na okolne elektromagnetske smetnje,
- izuzetno kratko vreme odziva (tipično manje od 0.4  $\mu\text{s}$ ),

Naravno, to je postignuto po cenu daleko složenije, skuplje realizacije. Pored toga, realizacija sekundarnog kola uzrokuje pojavu pravougaonog naponskog ripla na primaru. Ovaj napon uzrokuje pojavu struje u primarnom kolu koja se superponira na merenu struju. U slučaju niske impedanse primarnog kola ova struja može imati značajnu vrednost i u velikoj meri degradirati tačnost merenja.

Odlične karakteristike, ali i relativno visoka cena ovih senzora određuje oblast njihove primene. To su tipično instrumenti i oprema velike tačnosti: laboratorijski merni instrumenti, kalibraciona oprema i sl.

## 5.4. Senzori za merenje napona

Metode za merenje napona u *sensorless* pogonima sa mogu grubo klasifikovati u 3 kategorije:

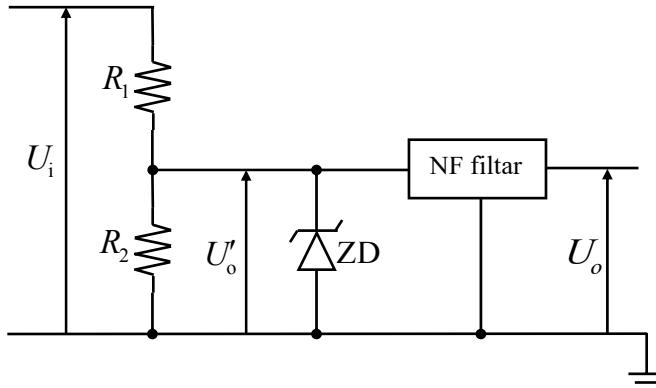
- a) merenje napona primenom naponskog razdelnika,
- b) merenje napona naponskim senzorima koji koriste Holov efekat u merenju i poseduju zatvorenu povratnu petlju u sekundarnom kolu (*Hall effect closed loop voltage transducer*)
- c) merenje napona naponskim senzorima koji koriste tehnologiju izolacionih pojačavača.

Svaka od pomenutih tehnika omogućava merenje DC, AC, pulsacionog napona ili napona složenog talasnog oblika. U daljem tekstu će biti pojedinačno analizirana svaka od pomenutih tehnika merenja napona.

### 5.4.1. Merenje napona primenom naponskog razdelnika

Ova metoda merenja napona svoju primenu skoro isključivo nalazi u niskonaponskim pogonima, tj. pogonima kod kojih nominalna vrednost statorskog napona tipično ne prelazi 60V. Način merenja napona primenom naponskog razdelnika je ilustrovan na slici 5.11. Na njoj je sa  $U_i$  označen napon koji se želi izmeriti. Naponski razdelnik formiraju otpornici  $R_1$  i  $R_2$ . Napon  $U'_o$  koji se formira na otporniku  $R_2$  je proporcionalan merenom naponu:

$$U'_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i. \quad (5.7)$$



Sl. 5.11. Merenje napona pomoću naponskog razdelnika

Napon  $U'_o$  se filtrira da bi se iz njega eliminisale visokofrekventne komponente koje nisu od interesa. Filtrirani napon  $U'_o$  se dalje vodi na A/D konvertor da bi se digitalni ekvivalent izmerenog napona koristio u algoritmu digitalnog upravljanja. Pomenuti A/D konvertor nije prikazan na slici 5.11 s obzirom da skoro svi savremeni DSP-evi koji se koriste za realizaciju upravljačkog algoritma imaju integriran jedan ili više modula za A/D konverziju. Na slici je prikazana i zener dioda ZD čija je uloga da spreči da se pojava prenapona merenog napona propagira do digitalnog podsistema i izazove njegovo oštećenje.

Očigledno, najveća prednost opisane metode merenja statorskog napona je jednostavnost realizacije, pri čemu je tačnost merenja određena tačnošću realizacije primjenjenih otpornika  $R_1$  i  $R_2$ . Kako je naponsko pojačanje ovog senzora određeno odnosom  $R_2/(R_1+R_2)$ , to se može očekivati da ova merna struktura ima i mali temperaturni drift. Glavni nedostatak predstavlja nepostojanje galvanske izolacije između mernog energetskog dela kola i digitalnog kola u kom se podatak o izmerenom naponu koristi.

#### 5.4.2. Naponski senzori na bazi Holovog efekta sa povratnom spregom u sekundarnom kolu

Senzori napona na bazi Holovog efekta rade na istom principu kao i njihovi strujni ekvivalenti. Čak šta više, oni su i konstrukciono veoma slični [S12], [S13]. Sekundarno kolo naponskih senzora je u potpunosti identično sekundarnom kolu strujnih ekvivalenta, dok se jedina razlika javlja u izradi primarnog kola, gde se može uočiti sledeće:

- Broj navojaka primarnog namotaja je daleko veći od broja navojaka primara odgovarajućeg strujnog senzora (primarno kolo sadrži sada i do 10000 navojaka), što ima za posledicu daleko veću induktivnost magnećenja, a samim tim i induktivnost primarnog namotaja. Time je postignuto da se potrebna struja sekundarnog kola postigne uz veoma malu vrednost primarne struje, čime se minimizira potrošnja energije u primarnom kolu.
- U primarno kolo se dodaje šant otpornik. Ovaj otpornik se vezuje redno sa namotajem primara, a zadatku mu je da zajedno sa termogenim otporom primarnog namotaja svede struju primara u opseg ograničen njenom nominalnom vrednošću. Vrednost njegovog termogenog otpora se izračunava na osnovu podatka o nominalnoj vrednosti merene struje, nominalnoj vrednosti struje primarnog kola senzora kao i termogenog otpora primarnog namotaja. Ovaj dodatni otpornik se često realizuje internu, integriran u

konstrukciju senzora, a ako to nije učinjeno, mora se dodati eksterno. Prednost interne realizacije ovog otpornika je pre svega u njegovoj preciznoj izradi. Nedostatak se ogleda u ograničenom dinamičkom opsegu merenja napona od tipično 1.5 nominalne vrednosti. U slučaju eksternog dodavanja otpornika postoji određena fleksibilnost u formiranju pomenutog dinamičkog opsega, ali po cenu manje preciznosti merenja.

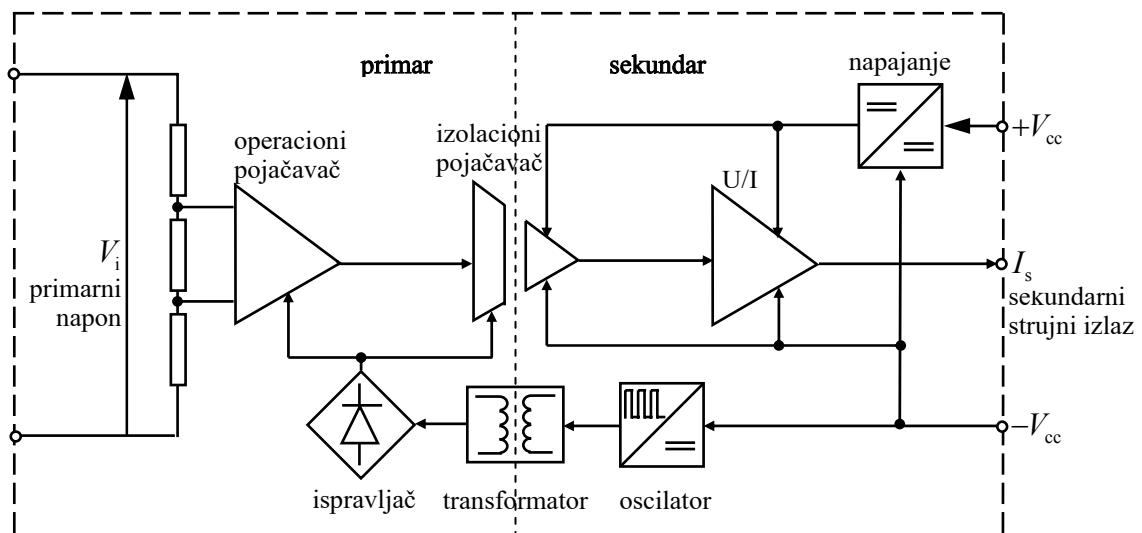
### 5.4.3. Naponski senzori bazirani na tehnologiji izolacionih pojačavača

Kao prirodna posledica smanjenja dimenzija digitalno regulisanih *sensorless* pogona, javlja se zahtev za realizacijom sve manjih i jeftinijih naponskih senzora. Kao odgovor na te zahteve pojavljuju se senzori koji uključuju u svoju strukturu izolacione pojačavače. Blok šema tipičnog naponskog senzora ove vrste je data na slici 5.12.

Kao što se iz šeme može videti, mereni napon se dovodi direktno na primarne priključke senzora. Interna otpornička mreža i prateće elektronske komponente omogućavaju da se napon proporcionalan merenom signalu doveđe na ulaz izolacionog pojačavača. Napon sa njegovog izlaza se zatim konvertuje u strujni signal koji je tipični izlaz ovih senzora.

Glavne prednosti ovakvog pristupa merenju napona su:

- ostvarena je galvanska izolacija između primarnog (visokonaponskog) i sekundarnog (elektronskog) dela kola,
- brz dinamički odziv i vrlo dobar propusni opseg,
- mali gabarit senzora (značajno manji od senzora na bazi Holovog efekta namenjenih za merenje istih naponskih nivoa)



Sl. 5.12. Naponski senzor sa izolacionim pojačavačem

Radi sticanja potpunijeg uvida u karakteristike analiziranih senzora napona, u tabeli 5.1 su date uporedne karakteristike dva naponska senzora proizvedena od strane firme "LEM" [S13]. Prvi senzor je LV 100-1500 i baziran je na tehnologiji koja koristi Holov efekat sa povratnom spregom u sekundarnom kolu. Drugi senzor je AV 100-1500 i baziran je na primeni

izolacionog pojačavača. Oba senzora su namenjena za merenje istog naponskog opsega,  $\pm 1500V$ , sa mogućnošću proširenja mernog opsega u dinamičkom režimu rada za 50%.

Naponski senzor	LV 100-1500	AV 100-1500
Maksimalna greška merenja ( $-40^{\circ}C - +85^{\circ}C$ )	$\pm 3.5\%$	$\pm 1.7\%$
Vreme odziva za 90% konačne vrednosti	$55\mu s$	$33\mu s$
Propusni opseg	7.8 kHz	13 kHz
Nivo izolacionog napona	9 kV/50 Hz/1 min	6.5 kV/50 Hz/1 min
Nivo šuma	<0.2%	<1.5%

Tabela 5.1. *Uporedne karakteristike naponskih senzora LV 100-1500 i AV 100-1500*

## 5.5. Tendencije u razvoju strujnih i naponskih senzora

I pored odličnih karakteristika savremenih strujnih i naponskih senzora, istraživački rad u toj oblasti se nastavlja nesmanjenim intenzitetom, pri čemu se grubo govoreći mogu uočiti tri pravca razvoja strujnih i naponskih senzora:

- a) unapređenje konvencionalnih tehnika merenja napona i struje,
- b) istraživanje alternativnih postupaka merenja i tehnologija za izradu senzora,
- c) integraciju senzora struje unutar energetskih prekidača (*smart power integration*).

Unapređenje postojećih senzorskih tehnika podrazumeva realizaciju postojećih senzora u formi ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*) kola, razvoj što izdržljivijih kućišta, uključivanje samotestirajućih svojstava u senzore i sl. Posebno je značajan razvoj senzora koji omogućavaju razdvajanje jezgra na dva dela, što omogućava lakšu montažu i servisiranje [S10].

Istraživanje alternativnih postupaka merenja i tehnologija za izradu senzora je rezultiralo pojavom novih tipova strujnih i naponskih senzora:

- **optički senzori (*optical transducers*)** [S2]- [S5]. Ovi senzori koriste Faradejev efekat za merenje napona i struje. Faradejev efekat se ogleda u pojavi da se ravan polarizacije linearno polarizovane svetlosti rotira za određeni ugao pri njenom prolasku kroz magnetsko aktivni materijal izložen dejstvu eksternog magnetskog polja. Ugao rotacije je funkcija primjenjenog magnetskog polja, a time, indirektno, i napona ili struje koji to polje formiraju. Ugao rotacije iskazuje i složenu zavisnost od temperature senzora, kao i od talasne dužine primenjene svetlosti. Detekcijom ugla rotacije ravni polarizacije može se doći do podataka o intenzitetu struje koja stvara pomenuto magnetsko polje unutar magnetski aktivnog materijala. Opisani senzori omogućavaju galvansku izolaciju pri merenju i u uslovima ekstremno velikih razlika potencijala primarnog i sekundarnog dela mernog kola, kao i merenje izuzetno velikih struja (u radu [S2] se izveštava o merenju struje od 32 kA uz galvansku izolaciju ostvarenu pri naponskom nivou od 400 kV). Te osobine ih jasno preporučuju za merenja u oblasti elektroenergetskih sistema. Međutim, visoka cena ovih senzora, u poređenju sa, recimo, senzorima na bazi Holovog efekta

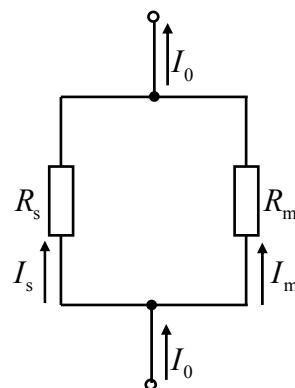
diskredituje ih za merenje napona i struja u elektromotornim pogonima, gde se oni, stoga, izuzetno retko primjenjuju.

- **magnetsko-otporni senzori (*magnetoresistive sensors*)** [S6]. Princip rada ovih senzora se zasniva na pojavi da izvesne magnetne legure (tipično se u tu svrhu koristi legura nikla i gvožđa Ni<sub>81</sub>Fe<sub>19</sub>) menjaju svoje karakteristike kada se nalaze u eksternom magnetskom polju. Pri tome je pre svega od interesa termogeni otpor legure. Promena njegove vrednosti zavisi od primjenjenog eksternog polja i kreće se u uskom opsegu (2% - 3%) oko vrednosti otpora koji se ima pri nultoj vrednosti eksternog polja. Detekcijom relativne promene termogenog otpora moguće je odrediti intenzitet eksternog polja, a time, indirektno, i vrednost napona ili struje koji to polje uzrokuju. Male dimenzije, brz odziv, odlična linearnost i niska cena nagoveštavaju da bi ovi senzori mogli da budu daleko više korišćeni za merenje struje, posebno u pogonima male snage (tipično do 50 W).
- **magnetostrikcioni senzori.** Kod ove vrste senzora se koristi pojava magnetostrikcije, tj. pojava da izvesni materijali kada se nađu u eksternom magnetskom polju menjaju svoje dimenzije.

Za primenu u pogonima visokih performansi, eksterna senzorska kola su često složena, glomazna i spora. Iz tog razloga se u poslednje vreme vrše istraživanja u pravcu integracije strujnih senzora u strukturu energetskih prekidača (tipično se radi o IGBT prekidačkim strukturama), tako da se merenje struje u tom slučaju vrši direktno i bez neželjenog kašnjenja.

Osnovni princip u dizajniranju integrisanih strujnih senzora je prost: zahteva se postojanje dodatne paralelne rezistivne putanje za struju senzora na način kako je to ilustrovano na slici 5.13. Naravno, integrirani senzor ne sme da ima uticaj na normalan rad energetskog kola. Drugim rečima, struja senzora, obeležena na slici 5.13 sa  $I_s$ , mora biti veoma mala u poređenju sa vrednošću merene struje  $I_0$ . Takođe, njihov međusobni odnos treba da bude konstantan za različite radne uslove, tj. različite napone gejta, vrednosti merene struje i temperature kola. Koristeći princip strujnog razdelnika, može se doći do mernog odnosa, tj. odnosa struje senzora i merene struje:

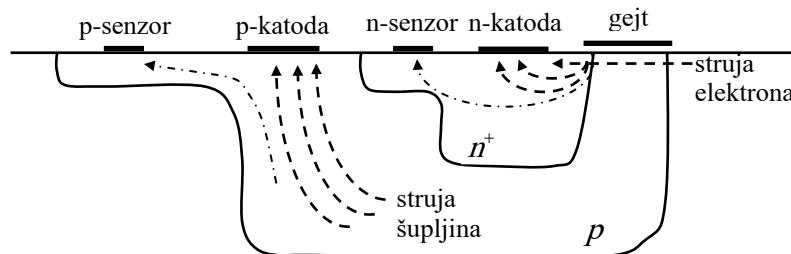
$$\frac{I_s}{I_0} = \frac{R_m}{R_m + R_s}. \quad (5.8)$$



Sl. 5.13. Paralelna otpornička mreža koja ilustruje princip merenja struje senzora integrisanih u energetske prekidače

Ako se postigne da je  $R_m \ll R_s$ , biće ispunjen i uslov da prisustvo strujnog senzora praktično nema uticaja na normalan rad energetskog kola. Međutim, javlja se ozbiljan problem da se merni odnos održi konstantnim za različite radne uslove. Naime, otpornost dopiranih slojeva poluprovodničkih struktura nije konstantna, već zavisi na neuniforman način (tipično po Gausovoj raspodeli) od koncentracije dopanata. Kako različiti radni uslovi podrazumevaju različitu koncentraciju dopanata, to će prirodno podrazumevati promenljivu otpornost strukture i varijabilni merni odnos senzora.

U radu [S1] je predložen dizajn integrisanog strujnog senzora u lateralni IGBT prekidač. Realizacija podrazumeva nezavisno merenje struje elektrona i struje šupljina. Da bi se to postiglo, potrebno je razdvijiti katodne kontakte na dva dela i napraviti dva dodatna priključka senzora (p-senzor i n-senzor priključci) za merenje struje šupljina i struje elektrona na način kao što je to prikazano na slici 5.14. Priključci senzora se, naravno, moraju međusobno povezati. Na slici 5.14 nije prikazana anodna oblast ni anodni kontakti jer se na tom delu energetskog prekidača ne vrše nikakve izmene u odnosu na standardnu lateralnu IGBT strukturu.



Sl. 5.14. Deo unutrašnje strukture lateralnog IGBT-a sa integrisanim strujnim senzorom

Kako su kontakti senzora postavljeni na površinu katode, to je onda moguće meriti samo bočni strujni tok. To i nije neki veliki problem, s obzirom da kod modernih lateralnih prekidačkih struktura sa valjanom izolacijom supstrata, najveći deo struje, ako ne i sva struja teče kroz katodni kontakt.

Naravno, opisano rešenje je samo jedno od mogućih, a navedeno je da bi se ilustrovalo osnovni princip integracije strujnog senzora u energetske prekidačke strukture.

## 6. ELIMINACIJA UTICAJA OFSETA STRUJNOG I NAPONSKOG DAVAČA NA RAD SENSORLESS POGONA

### 6.1. Uvod

U trećem poglavlju je konstatovano da postoji ozbiljan problem funkcionisanja algoritama *sensorless* upravljanja pri nultim ili vrlo niskim vrednostima statorske učestanosti. Može se pokazati ([A1] i [K4]), da se u idealnom stacionarnom stanju koje se ima pri nultoj statorskoj učestanosti, gubi zavisnost statorske struje od brzine rotora, što onemogućava estimaciju brzine rotora. Pošto se vektor fluksa u pogonima bez davača na osovini najčešće estimira korišćenjem vektora statorske struje i napona, to će pri radu pogona na nultoj statorskoj učestanosti duže od nekoliko sekundi najveći broj algoritama za estimaciju fluksa "zalutati", estimirajući pogrešnu amplitudu i položaj fluksa. Netačna estimacija fluksa će uzrokovati pogrešnu estimaciju brzine i momenta, degradaciju kvaliteta rada pogona u stacionarnom stanju i dinamičkom režimu, pa čak i nestabilan rad na malim brzinama. Stoga je vrlo mali broj onih algoritama *sensorless* upravljava koji su u stanju da očuvaju orientaciju fluksa posle dugotrajnog rada rasterećenog pogona na nultoj brzini. Opisani problem je strukturne prirode, tj. ne predstavlja problem nekog pojedinačnog algoritma, već je u osnovi samog procesa *sensorless* upravljanja pogonom sa asinhronim motorom.

Međutim, i na učestanostima statorskog napona koje se razlikuju od nule, ali su još uvek dovoljno male (tipično ispod 5Hz), postoje brojni razlozi koji mogu da utiču na netačnu estimaciju vektora statorskog fluksa, a samim tim i na degradaciju kvaliteta statičkog i dinamičkog odziva pogona. Među glavne razloge se ubrajaju:

- **neslaganje parametara u modelu mašine sa stvarnim parametrima pogona**

Neslaganje vrednosti parametara u modelu sa stvarnim vrednostima istih parametara u pogonu je ozbiljan problem koji znatno umanjuje kvalitet rada pogona bez davača na osovini. Zbog toga je u takvim pogonima srednjih performansi poželjno, a u pogonima visokih performansi i obavezno implementirati neki od algoritama za *on-line* identifikaciju parametara modela. Uzrok varijacije parametara mašine su prevashodno termičke prirode i kao takvi neće biti analizirani u okviru ovog rada.

- **nelinearna karakteristika PWM invertora**

Nelinearna karakteristika invertora uzrokuje da se statorski napon razlikuje od njegove referentne vrednosti, što je posebno izraženo pri niskim vrednostima statorske učestanosti, kada i statorski napon ima malu vrednost. Problemi vezani za nelinearnost invertora će biti detaljnije analizirani u poglavlju 8.

- **netačnost merenja statorskog napona i struje**

Dok se statorska struja obavezno meri, merenje statorskog napona se primenjuje relativno retko i to uglavnom u niskonaponskim pogonima.

Argument koji ide u prilog merenju statorskog napona je sledeći:

- merenje statorskog napona na priključcima motora daje precizne podatke o naponu koji se ima na motoru. Tada se kroz razliku referentnog i merenog napona lako mogu detektovati izobličenja koja nastaju u izlaznom naponu kao posledica nelinearne prirode

invertora. U tom slučaju se *feed-forward* korekcijom referentnog napona može ostvariti kompenzacija pomenutih izobličenja.

Argumenata protiv merenja statorskog napona ima više, i to su:

- merenjem statorskog napona rastu hardverski zahtevi kao i cena celog pogona;
- tipično se postavlja zahtev za realizacijom galvanske izolacije između energetskog kola i upravljačke elektronike. U tom slučaju se za merenje napona ne može koristiti jednostavni naponski razdelnik;
- merenje statorskog napona zahteva filtriranje signala sa izlaza senzora. Fazno kašnjenje koje unosi taj filter je krajnje nepoželjno.

Savremeni *sensorless* pogoni koriste prekidačke učestanosti PWM invertora koje daleko prevazilaze recipročnu vrednost električne vremenske konstante motora. Time je stvoren preduslov da se umesto merenog napona u regulacionom algoritmu koristi zadata vrednost napona. Ovakva opcija ima prednost u redukovavanju broja senzora, a time i cene pogona. Dalje, eliminisani su svi problemi koji prate merenje napona. Eliminisan je i filter u kolu merenog napona, kao i fazno kašnjenje koje bi on unosio. Referentni napon je dostupan u upravljačkom modulu i ne sadrži neželjene harmonike.

Merenje napona se u praksi tipično primenjuje samo u niskonaponskim pogonima (napon jednosmernog međukola ispod 100V). Ovakve pogone tipično prati i baterijsko napajanje, kao i relativno velike vrednosti statorskih struja. U takvim uslovima (velike struje i mali naponi), neliniarni odnos između ostvarenog napona na izlazu pretvarača i naponske reference je daleko izraženiji. Kako su tada ublaženi i izvesni problemi koji prate merenje napona (problem galvanske izolacije) to se merenje napona češće primenjuje.

Pri merenju statorskog napona i struje, mogu se identifikovati sledeći problemi:

- **ofset u signalu merene veličine koji potiče od ofseta senzora**

Svaka pojava dc ofseta je nepoželjna te se stoga preduzimaju različite mere za njihovu eliminaciju. Jedna od uobičajenih tehnika je kalibracija senzora pri svakom startovanju pogona. Ona se realizuje tako što se pre startovanja pogona, startuje tzv. samopodešavajući (*self-commissioning*) režim rada u kom se napravi više hiljada odbiraka merenih veličina (napon i/ili struja) u režimu rada u kome nisu prisutni signali na ulazima senzora koji se kalibrišu. Dobijena merenja se usrednjavaju, usrednjena vrednost se skladišti u memoriju, a zatim pri svakom očitavanju senzora u toku rada pogona, očitana vrednost koriguje vrednošću procenjenog ofseta. Ako bi temperatura senzora bila nepromenljiva, zanemarujući veoma malu magnetsku komponentu ofseta, moglo bi se konstatovati da bi ovaj način *feed-forward* korekcije ofseta bio dovoljno dobar, čak i za pogone veoma visokih performansi. Međutim, zagrevanje senzora usled zagrevanja ambijenta ili usled proticanja struje kroz elektronske komponente samog senzora dovodi do pojave već pominjanog termičkog drifta (odeljak 5.2), koji uspostavlja ofset senzora različit od vrednosti zapamćene u memoriji digitalnog pogonskog kontrolera.

- **neujednačenost statičkog pojačanja senzora struje**

Iako se tome teži u procesu proizvodnje, statičko pojačanje elektronskog podsistema dva različita senzora često nije jednaka. Statičko pojačanje elektronskog podsistema je takođe podložno temperaturnim promenama, ali se konstrukcijom senzora postiže da je ta promena mnogo manja nego što je to slučaj kod termičkog drifta ofseta.

- šum kvantizacije pri diskretizaciji merenog signala

U slučaju savremenih brzih 12-bitnih ili 14-bitnih A/D konvertora, greška usled šuma kvantizacije je relativno mala, te stoga neće biti predmet razmatranja u ovom radu.

- visokofrekventni harmonici merenog signala koji su posledica diskretne prirode statorskog napona na izlazu PWM invertora

Impulsna priroda statorskog napona na izlazu PWM invertora uzrokuje da se u statorskem naponu i struje javlja mnoštvo viših harmonika. Dešava se da se ti harmonici, iako daleko van propusnog opsega senzora, "probiju" na sekundarnu stranu senzora struje i/ili napona preko parazitnih kapacitivnosti koje su neminovno prisutne u senzoru. Ako su ti harmonici iste ili bliske učestanosti, participiraće u estimiranoj vrednosti snage i momenta motora.

- fazno kašnjenje koje unosi filtriranje merene veličine

Merni sistem i napona i struje se može opisati funkcijom prenosa niskopropusnog filtra. U takvom slučaju propusni opseg treba da bude pažljivo odabran: ne sme biti preširok kako se ne bi uključila neželjena dinamika merenih signala, a opet, ne sme biti nedovoljno širok, jer bi to na većim statorskim učestanostima moglo da unese neprihvatljivo fazno kašnjenje u mereni signal. To bi uzrokovalo kašnjenje merenog vektora statorske struje i napona, a time i nepodesno pozicioniranje generalizovanog koordinatnog sistema. Taj problem je posebno izražen kod visokobrzinskih pogona, kao što su pogoni za pokretanje vretena koji se okreću i brzinama do 60000 rpm i u kojima i malo fazno kašnjenje može da znači veliku grešku u realizaciji obrtnih transformacija i pozicioniranju obrtnog koordinatnog sistema.

U odeljcima koja slede analiziraće se problemi u merenju struje i napona i uticaj koji greška u merenju ovih veličina ima na estimaciju vektora statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta. Konkretno, u preostalim odeljcima ovog poglavlja analiziraće se uticaj dc ofseta senzora napona i/ili struje, a celo sedmo poglavlje će biti posvećeno uticaju koje neujednačenost statičkog pojačanja senzora struje ima na estimaciju vektora fluksa statora i elektromagnetskog momenta. U odeljku 6.2 biće postavljene teorijske osnove za analizu uticaja koje ofset u signalu merene struje i/ili napona ima na proces estimacije vektora statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta. U okviru odeljka 6.3. će biti pobrojane metode koje se najčešće koriste za eliminaciju tog uticaja, dok će u odeljku 6.4. biti detaljno izložena nova metoda koja treba da omogući kvalitetnu estimaciju vektora statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta u prisustvu pomenutog ofseta. Dalje se, putem računarskih simulacija testira novopredloženi algoritam, uz istovremeno poređenje rezultata simulacije sa rezultatima koje osvaruju drugi, prethodno opisani algoritmi korekcije. Rezultati simulacija i njihova komparativna analiza su izloženi u odeljku 6.5. U odeljku 6.6. i 6.7. opisano je testiranje novopredložene metode na realnom laboratorijskom *setup-u* i prikazani su rezultati koji su pri tome dobijeni. Konačno, u odeljku 6.8. su sumirane prednosti, ali i ograničenja koja su uočena u radu predloženog algoritma.

Uticaj ostalih pobrojanih neidealnosti u procesu merenja se manifestuje kao poremećaj u estimiranoj veličini koji je ili izuzetno visoke učestanosti ili pak izuzetno male amplitude, pa stoga u najvećem broju primena ne zahteva specifične korektivne metode.

## 6.2. Uticaj ofseta strujnog i naponskog senzora na rad *sensorless* pogona

Na osnovu analize ostvarene u poglavlju 4.1., može se konstatovati da je tačna estimacija mehaničke brzine i elektromagnetskog momenta uslovljena poznavanjem amplitude i ugla statorskog fluksa. Da nema negativnih sekundarnih pojava, metod određivanja vektora statorskog fluksa koji je opisanu u poglavlju 4.1.1 predstavljao bi svakako najbolje rešenje i verovatno bi sve dalje analize i druge tehnike bile izlišne. Taj postupak, koji se sastoji u integraciji elektromotorne sile stator, prikazan je radi preglednosti ponovo jednačinom (6.1). U navedenom izrazu, "^^" označava da se radi o estimiranoj vrednosti konkretnе promenljive. Kao što se vidi, ista dodatna oznaka se koristi i za vektor statorske struje i napona. Naravno, u njihovom slučaju veličina sa tom oznakom ima značenje merene vrednosti:

$$\hat{\Psi}_s = \hat{\Psi}_{s0} + \int_0^t (\hat{u}_s - R_s \hat{i}_s) dt. \quad (6.1)$$

Komponente estimiranog fluksa u pravcu  $\alpha$  i  $\beta$  osa će biti:

$$\begin{aligned} \hat{\Psi}_{as} &= \hat{\Psi}_{as0} + \int_0^t (\hat{u}_{as} - R_s \hat{i}_{as}) dt, \\ \hat{\Psi}_{\beta s} &= \hat{\Psi}_{\beta s0} + \int_0^t (\hat{u}_{\beta s} - R_s \hat{i}_{\beta s}) dt. \end{aligned} \quad (6.2)$$

U izrazima 6.1. i 6.2., sa

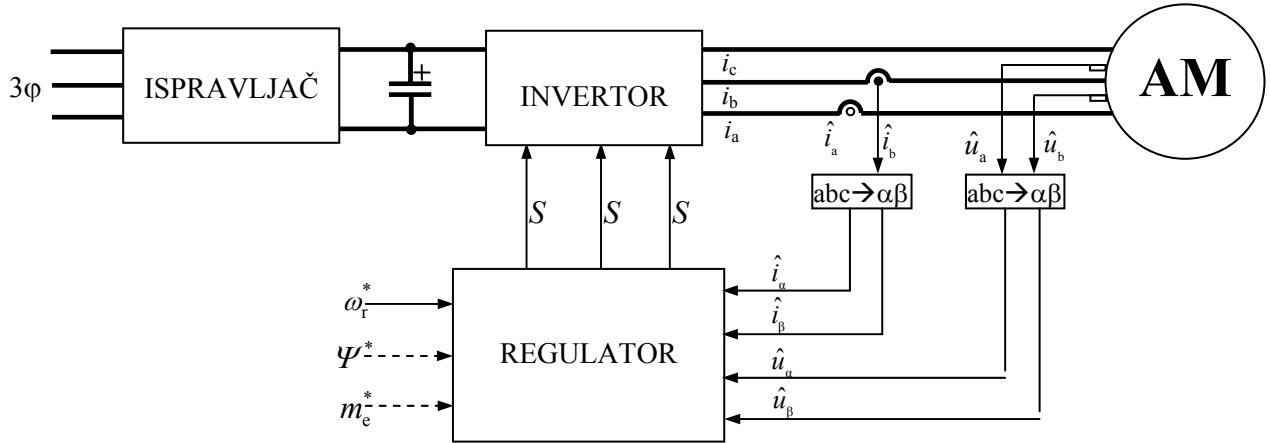
$$\hat{\Psi}_{s0} = \hat{\Psi}_s(t=0) = \hat{\Psi}_{as0} + j \hat{\Psi}_{\beta s0} \quad (6.3)$$

je označena procena vrednosti vektora fluksa statora u trenutku  $t = 0$ , u kom započinje da funkcioniše estimacioni algoritam.

Prednost ove metode estimacije statorskog fluksa, pored jednostavnosti izraza je pre svega najširi propusni opseg. Teorijski posmatrano, ovaj algoritam se može primenjivati na svim učestanostima statorskog napona i struje. Međutim, i pored tih prednosti, pri estimaciji vektora statorskog fluksa u praksi se ovaj, tzv. idealni integrator skoro nikada ne primenjuje. Razlozi su pomenuti sekundarni efekti: neizbežni ofset koji se javlja pri merenju terminalnih veličina čini da se trajektorija fluksa izobliči. Isti efekat na estimaciju fluksa ima i nepoznavanje tačne vrednosti fluksa u mašini u trenutku započinjanja estimacionog procesa. Naime, veoma često se *sensorless* pogoni startuju *open-loop*, tj. sa isključenim regulacionim petljama po estimiranim vrednostima brzine, momenta ili fluksa, da bi se tek nakon izvesnog vremena aktivirali estimacioni algoritmi, a zatim i regulacija pomenutih veličina. U takvom režimu rada, u trenutku započinjanja rada algoritma, ne poseduje se podatak o ugaonom

položaju fluksa statora, dok se početna amplituda vektora statorskog fluksa procenjuje na osnovu poznate kružne učestanosti i amplitude statorskog napona.

Na slici 6.1. je prikazan uprošćen dijagram mikroprocesorski upravljanog pogona sa asinhronim motorom, sa posebnim naglaskom na proces merenja napona i struje.



Sl. 6.1. Merenje struje i napona u mikroprocesorski upravljenom pogonu sa asinhronim motorom

Na prethodnoj slici su sa  $i_a$ ,  $i_b$ , i  $i_c$  označene struje koje se imaju u statorskim namotajima motora, dok su sa  $u_a$  i  $u_b$  označena dva od tri fazna napona. Iste te veličine, ali sa "̂" na sebi predstavljaju mereni ekvivalent navedene veličine, koji se dobija na izlazu senzora struje ili napona. Kao što je prikazano na šemi, izmereni signali se procesiraju kroz blok koji realizuje Klarkinu trofazno-dvofaznu transformaciju, tako da regulator na svojim ulazima dobija  $\alpha$  i  $\beta$  komponente merenih napona i struja. U uslovima u kojima senzori struje i/ili napona unose offset u izmerenu vrednost, veza između izmerenih i merenih (stvarnih) vrednosti napona i struja je sledeća:

$$\left. \begin{array}{l} \hat{i}_a = i_a + I_{a0}, \\ \hat{i}_b = i_b + I_{b0}, \\ \hat{i}_c = -(\hat{i}_a + \hat{i}_b) = i_c - (I_{a0} + I_{b0}) \end{array} \right\} \begin{array}{l} \hat{i}_a = i_a + I_{a0} = i_a + I_{a0} \\ \hat{i}_b = i_b + I_{b0} = i_b + \frac{\sqrt{3}}{3}(2I_{b0} + I_{a0}) \end{array}$$

$$\left. \begin{array}{l} \hat{u}_a = u_a + U_{a0}, \\ \hat{u}_b = u_b + U_{b0}, \\ \hat{u}_c = -(\hat{u}_a + \hat{u}_b) = u_c - (U_{a0} + U_{b0}) \end{array} \right\} \begin{array}{l} \hat{u}_a = u_a + U_{a0} = u_a + U_{a0} \\ \hat{u}_b = u_b + U_{b0} = u_b + \frac{\sqrt{3}}{3}(2U_{b0} + U_{a0}) \end{array} \quad (6.4)$$

U uslovima u kojima zvezdište motora nije uzemljeno, suma tri fazne struje, odnosno tri linijska napona, mora biti nula. Tada je dovoljno meriti samo dve struje i dva napona, kao što je u prethodnom primeru i učinjeno.

Treba uočiti da je sa stanovišta estimacije vektora fluksa, efekat koji unosi offset merenog napona  $U_{x0}$  ( $x=a,b,c$ ) identičan efektu koji čini offset merene struje u iznosu  $i_{x0} = -U_{x0}/R_s$ . Zbog toga će u onim razmatranjima u kojima se analizira samo estimacija vektora

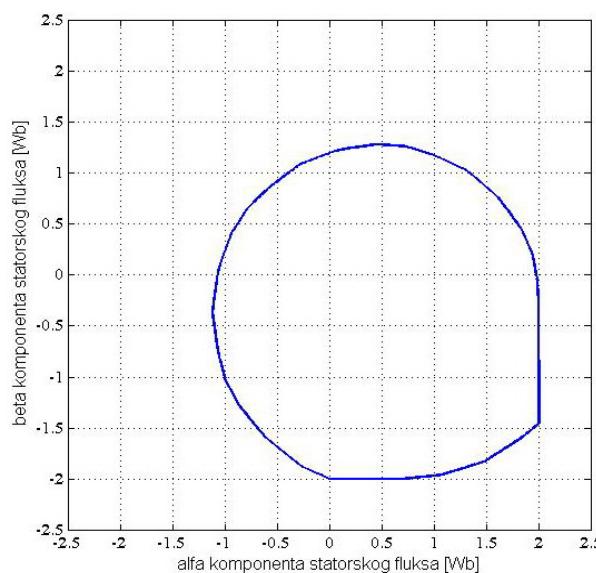
statorskog fluksa, ofset merenja statorskog napona biti zanemaren, jer se isti efekat postiže kroz pojavu ofseta pri merenju struje. Međutim, pri estimaciji elektromagnetskog momenta pomoću izraza (2.15) ne može se uticaj ofseta merenog napona ekvivalentirati prostom promenom ofseta merene struje i o tom problemu da se ta dva ofseta tada moraju tretirati odvojeno, biće više reči na kraju ovog odeljka.

Analizirajući izraz (6.2) uočava se da, usled procesa integracije, postojanje čak i vrlo male komponente ofseta u izmerenom naponu i struji uzrokuje grešku u estimiranom fluksu statora. Konkretno, postojanje ofseta izmerene struje od  $I_{a0}$  u fazi  $a$  statorskog namotaja, uzrokovavaće da se u svakoj periodi statorskog napona  $T$ , srednja vrednost estimiranog fluksa u fazi  $\alpha$  uveća za:

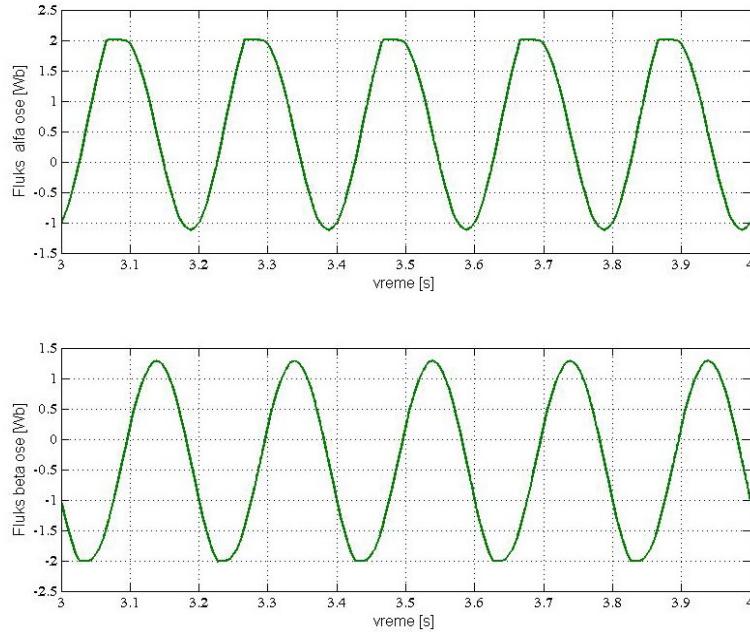
$$\Delta \Psi_{as} = R_s I_{a0} T. \quad (6.5)$$

Uvećanje srednje vrednosti estimiranog fluksa će izazvati izobličenje njegove trajektorije, koja počinje da odstupa od kružne putanje koju ima u stacionarnom stanju i u uslovima nultog ofseta izmerenog napona i struje. Naravno, porastom srednje vrednosti fluksa, karakteristika magnetizacije više nije linearna. U takvim uslovima se uspostavlja nova trajektorija fluksa koja je pomerena iz koordinatnog početka i izrazito izobličena.

Opisana pojava je ilustrovana na slikama 6.2. i 6.3. Slika 6.2. prikazuje trajektoriju statorskog fluksa koja je dobijena simulacijom pogona u kom se pri merenju struje javlja ofset obe merene fazne struje u iznosu od 2,5% nominalne vrednosti. Slika 6.3. prikazuje vremensku zavisnost  $\alpha$  i  $\beta$  komponenti statorskog fluksa u istim uslovima. Simulacioni model pogona je prikazan u Prilogu 4, dok su parametri maštine korišćeni pri simulaciji navedeni u Prilogu 1. Nelinearnost karakteristike magnećenja je u model uvedena kroz trosegmentnu aproksimaciju krive magnetizacije sa nivoom zasićenja od  $1,1 \Psi_{s,nom}$ .



Sl. 6.2. Prikaz fazora estimiranog fluksa statora u uslovima postojanja ofseta u signalu izmerene struje



Sl. 6.3. Prikaz  $\alpha$  i  $\beta$  komponente estimiranog fluksa statora u uslovima postojanja ofseta u signalu izmerene struje

Kako su vremenske konstante kojima se opisuje promena ofseta usled temperaturnog drifta vezane za vremenske konstante zagrevanja i hlađenja senzora, to su one za nekoliko redova veličine veće od električnih vremenskih konstanti mašine. Zbog toga se vektor ofseta merene statorske stuje može tretirati kao konstantan vektor koji kružnu putanju vektora statorskog fluksa pomera iz koordinatnog početka. Konačni izgled hodografa vektora fluksa nastaje kao interakcija pomerene putanje i nelinearnosti koju unosi karakteristika praznog hoda.

Od interesa za dalju analizu je da se utvrdi kakav uticaj na generisani elektromagnetski moment ima pojava ofseta u signalu izmerene struje statora. Taj uticaj će biti analiziran na primeru strujno napajanog, vektorski upravljanog asinhronog motora sa orijentacijom generalizovanog koordinatnog sistema u pravcu fluksa rotora, koji je opisan u odeljku 2.4.1.1. Usvojiće se prepostavka da je propusni opseg regulacije struje dovoljno širok, tako da se može smatrati da je signal greške  $\Delta i_d$  i  $\Delta i_q$  na ulazu u strujni regulator jednak nuli:

$$\begin{aligned}\Delta i_d &= i_d^* - \hat{i}_d = 0 \Rightarrow i_d^* = \hat{i}_d, \\ \Delta i_q &= i_q^* - \hat{i}_q = 0 \Rightarrow i_q^* = \hat{i}_q.\end{aligned}\tag{6.6}$$

To takođe znači da vektor merene statorske struje po amplitudi i faznom stavu verno prati vektor reference statorske struje. Kako je pri merenju statorske struje prisutan ofset, to se  $d$  i  $q$  komponentne statorske struje koje se imaju u namotajima mašine razlikuju od odgovarajućih referentnih vrednosti za vrednost ofseta merenja:

$$\begin{aligned}i_d &= i_d^* - I_{d0}, \\ i_q &= i_q^* - I_{q0},\end{aligned}\tag{6.7}$$

gde su sa  $I_{d0}$  i  $I_{q0}$  označene vrednosti ofseta merenja statorske struje transformisane u sinhrono rotirajući koordinatni sistem kolinearan sa vektorom rotorskog fluksa:

$$I_{d0} + jI_{q0} = (I_{a0} + jI_{\beta0}) e^{-j\theta_g} = \sqrt{I_{a0}^2 + I_{\beta0}^2} \exp\left(j\left(-\theta_g + \arctg \frac{I_{\beta0}}{I_{a0}}\right)\right). \quad (6.8)$$

Kombinovanjem jednakosti (6.4) i (6.8) dobijaju se vrednosti pojedinačnih komponenata vektora ofseta struje:

$$\begin{aligned} I_{d0} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{I_{a0}^2 + I_{b0}^2 + I_{a0}I_{b0}} \cos\left(-\theta_g + \arctg \frac{I_{a0} + 2I_{b0}}{\sqrt{3}I_{a0}}\right), \\ I_{q0} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{I_{a0}^2 + I_{b0}^2 + I_{a0}I_{b0}} \sin\left(-\theta_g + \arctg \frac{I_{a0} + 2I_{b0}}{\sqrt{3}I_{a0}}\right). \end{aligned} \quad (6.9)$$

Uočava se da, u uslovima kada postoji ofset,  $d$  i  $q$  komponenta statorske struje u stacionarnom stanju dobijaju prostoperiodične komponente. Učestanost tih prostoperiodičnih komponenti je jednak kružnoj učestanosti napajanja statora ( $\omega_g = \omega_l$ ). Amplituda tih prostoperiodičnih komponenti je relativno mala i određena je nivoom ofseta izmerenih struja.

Pri orijentaciji u pravcu fluksa rotora, elektromagnetski moment se može izraziti kao u (2.42). U cilju lakšeg praćenja izlaganja, ovaj izraz je ponovljen u (6.10):

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_D i_q. \quad (6.10)$$

Prostoperiodične varijacije  $d$  komponente statorske struje će, u skladu sa izrazom (2.40), uzrokovati i promenu rotorskog fluksa u mašini i to sa odzivom koji je opisan vremenskom konstantom rotora  $T_r$ . Sve dokle kružna učestanost statorskog napona nije suviše niska (tipično iznad 5Hz) može se smatrati da je fluks rotora "inertan" prema promeni  $d$  komponente statorske struje i jednak svojoj referentnoj vrednosti. U takvim uslovima se prostoperiodična komponenta iz  $q$  komponente statorske struje direktno preslikava u izraz za moment, čineći da moment pored svoje konstantne vrednosti dobije i prostoperiodičnu komponentu na učestanosti osnovnog harmonika statorskog napona:

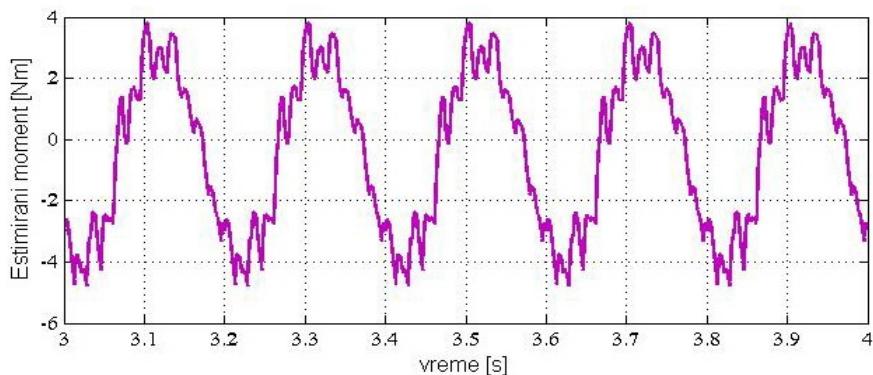
$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_D i_q = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_D^* (i_q^* - I_{q0}) = m_e^* + \Delta m_e, \quad (6.11)$$

gde je

$$\Delta m_e = \sqrt{3}P \frac{L_m}{L_r} \Psi^*_{\text{D}} \sqrt{I_{a0}^2 + I_{b0}^2 + I_{a0}I_{b0}} \sin\left(\theta_g - \arctg \frac{I_{a0} + 2I_{b0}}{\sqrt{3}I_{a0}}\right). \quad (6.12)$$

Efekat člana  $\Delta m_e$  na regulator struje je ekvivalentan pojavi koja bi se imala u uslovima promenljivog opterećenja pogona. Zbog toga se često ovaj član, malo neprecizno, naziva "poremećaj opterećenja". Ako je analizirani pogon deo petlje brzinske regulacije, ovaj poremećaj opterećenja će različito da se odrazi na pojavu oscilacija brzine rotora, a sve zavisno od učestanosti osnovnog harmonika statorskog napona [C1]. Za niske učestanosti osnovnog harmonika, brzinski regulator ima dovoljno širok propusni opseg da svojim korektivnim dejstvom potisne poremećaj opterećenja. Pri visokim učestanostima osnovnog harmonika, niskopropusna priroda mehaničkog podsistema je u stanju da dovoljno oslabi dejstvo poremećaja opterećenja  $\Delta m_e$ , tako da se ono ne manifestuje kroz izražene oscilacije u brzini rotora. Najviše problema se javlja u opsegu srednjih učestanosti. Opseg i položaj "osetljivih" učestanosti je određen vrednostima integralnog pojačanja regulatora i momentom inercije sistema [C1].

Kao potvrda prethodne analize, na slici 6.4. je prikazan izgled estimirane vrednosti elektromagnetskog momenta skalarno upravljanog pogona sa rasterećenim asinhronim motorom. Dijagram je rezultat simulacije na modelu koji je dat u Prilogu 4, dok su parametri mašine korišćeni pri simulaciji navedeni u Prilogu 1. U simulaciji je unet ofset merenja obe statorske struje u iznosu od 2,5% nominalne vrednosti, dok je primenjena učestanost statorskog napona od  $f_i=5$  Hz. Sa prikazanog dijagrama se jasno uočava izražen prvi harmonik u estimiranom elektromagnetskom momentu mašine, a kao posledica ofseta.



Sl. 6.4. Estimirana vrednost elektromagnetskog momenta u prisustvu ofseta statorske struje.

Pri učestanostima statorskog napona koje su poredive sa recipročnom vrednošću vremenske konstante rotora, dolazi do odstupanja rotorskog fluksa od njegove referentne vrednosti, a kao posledica prostoperiodične varijacije  $d$  komponente statorske struje. Na tim učestanostima, u slučaju naponski napajanih pogona, ne može se zanemariti ni uticaj ofseta merenja napona na vrednost estimiranog momenta. Sveobuhvatno posmatrano, izraz za estimaciju elektromagnetskog momenta bi se tada mogao zapisati na sledeći način:

$$\hat{m}_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \hat{\Psi}_{\text{D}} (\hat{i}_d, \hat{u}_d, \hat{u}_q) \hat{i}_q. \quad (6.13)$$

Linearizacijom izraza za moment u okolini mirne radne tačke i uz prepostavku da je nivo poremećaja nastao kao posledica ofseta u merenju napona i struje daleko manji od vrednosti koje se imaju u odsustvu istog, dolazi se do veoma kompleksnog izraza koji egzaktno opisuje vremensku zavisnost estimiranog momenta. Suštinski taj izraz ne donosi previše novih informacija. Izuzimajući neznatnu promenu srednje vrednosti estimiranog momenta i pojavu zanemarivo malog harmonika estimiranog momenta na dvostrukoj učestanosti statorskog napona, i dalje je glavna posledica ofseta pri merenju napona i struje ostala ista: relativno izražen harmonik estimiranog momenta na učestanosti statorskog napona. To je zapisano u (6.14):

$$\hat{m}_e = \hat{M}_e + \hat{m}_{el}(I_{a0}, I_{b0}, U_{a0}, U_{b0}). \quad (6.14)$$

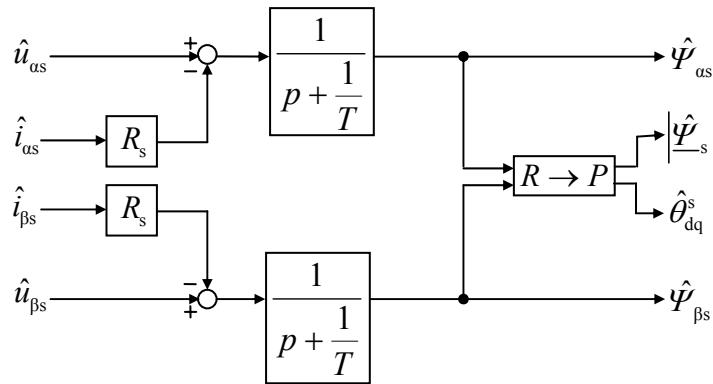
Na osnovu do sada sprovedene analize, može se izvući sledeći zaključak: u uslovima u kojima postoji ofset merenja statorskog napona i/ili struje, algoritam za estimaciju statorskog fluksa, opisan izrazom (6.1), ne daje zadovoljavajuće rezultate. U uslovima stacionarnog stanja u mašini, algoritam kao rezultat estimacije daje hodograf estimiranog vektora statorskog fluksa koji je izrazito izobličen. Takođe, postojanje ofseta merenja statorskog napona i struje neminovno dovodi do pogrešne estimacije elektromagnetskog momenta. Ta netačnost se manifestuje kroz postojanje prostoperiodične komponente u estimiranom momentu, a koja nije posledica stvarne promene momenta opterećenja, već je posledica ofseta u merenju terminalnih veličina mašine. Zbog svega navedenog, primetni su značajni istraživački napor da se problem estimacije momenta i fluksa u prisustvu ofseta merenja terminalnih veličina reši, ili, barem da se njegov efekat ublaži. U tom smislu se mogu uočiti dva pristupa. U prvom se modifikuju algoritmi estimacije statorskog fluksa u smislu da se problem estimacije vektora statorskog fluksa ublaži, bez namere da se detektuje nivo greške u merenju terminalnih veličina. Drugim rečima deluje se na eliminisanje posledica, a bez otklanjanja uzroka koji su do tih posledica doveli. Drugi pristup karakteriše pokušaj da se otkrije nivo i mesto pojave ofseta pri merenju i feed-forward kompenzacijom otkloni uzrok pogrešnog rada estimatora.

U odeljku koji sledi je dat skraćeni prikaz algoritama za estimaciju statorskog fluksa u prisustvu ofseta izmerenih terminalnih veličina, koji su nastali kao rezultat skorijih naučnih istraživanja u toj oblasti.

### 6.3. Pregled naprednih tehnika estimacije statorskog fluksa u prisustvu ofseta u signalu izmerene struje i/ili napona

#### 6.3.1. Metoda niskofrekventne filtracije elektromotorne sile statora

Ova tehnika estimacije podrazumeva da se vektor statorskog fluksa  $\underline{\Psi}_s$ , umesto integracijom, izračuna niskofrekventnom filtracijom elektromotorne sile statora  $\underline{e}_s$ . U tom slučaju član  $1/p$  koji na slici 4.1. opisuje ranije pomenuti idealni integrator treba zameniti izrazom  $1/(p+1/T)$ , gde je  $T$  pogodna vremenska konstanta, kao što je prikazano blok dijagramom na slici 6.5.



Sl. 6.5. *Estimator statorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu realizivan primenom niskofrekventnog filtriranja*

Da bi se razumelo kako niskofrekventna filtracija može ublažiti probleme estimacije statorskog fluksa, izraz (6.1) je modifikovan i ponovo prikazan u (6.15):

$$\hat{\underline{\Psi}}_s = \hat{\underline{\Psi}}_{s0} + \int_0^t (\underline{U}_{s0} - R_s \underline{I}_{s0}) dt + \int_0^t (\hat{\underline{u}}_s - R_s \hat{\underline{I}}_s) dt. \quad (6.15)$$

U prethodnom izrazu, prvi član sa desne strane jednakosti predstavlja vektor fluksa koji se u estimator uvodi kao vrednost fluksa u trenutku započinjanja estimacionog procesa. Drugi član sa desne strane jednakosti predstavlja vremenski integral konstantnog vektora elektromotorne sile statora koji je posledica ofseta i drifta u signalu izmerene struje i/ili napona. Treći član predstavlja integral elektromotorne sile statora koja bi se imala u odsustvu bilo kakvih neidealnosti u procesu meranja napona i struje. Naravno, navedeni izraz (6.15) je u važenju samo kratki vremenski period dok, usled postojanja ofseta pri merenju, ne nastupi zasićenje estimiranog fluksa. Ako se sada funkcija prenosa niskopropusnog filtra zapiše na sledeći način:

$$\frac{1}{p + \frac{1}{T}} = \frac{1}{p} \frac{p}{p + \frac{1}{T}}, \quad (6.16)$$

može se zaključiti da se niskofrekventna filtracija elektromotorne sile statora može posmatrati i kao proces u kome bi se primenom idealnog integratora izvršila estimacija fluksa, da bi se nakon toga estimirana vrednost propustila kroz visokofrekventni filter čija je funkcija prenosa  $p/(p+1/T)$ . Opisanom visokofrekventnom filtracijom, postiže se dva važna poboljšanja:

- greška usled nepoznavanja početnih uslova integracije će biti eliminisana iz estimiranog fluksa za vremenski interval koji je određen izabranom vremenskom konstantom:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p \frac{p}{p + \frac{1}{T}} \hat{\underline{\Psi}}_{s0} \frac{1}{p} = 0; \quad (6.17)$$

- eliminiraće se nagomilavajući efekat koji konstantni vektor u elektromotornoj sili statora ima na estimirani fluks:

$$\lim_{p \rightarrow 0} p \frac{p}{p + \frac{1}{T}} \left[ (\underline{U}_{s0} - R_s \underline{I}_{s0}) \frac{1}{p} \right] \frac{1}{p} = T (\underline{U}_{s0} - R_s \underline{I}_{s0}). \quad (6.18)$$

Iz izraza (6.18) se vidi da je problem ofseta merenja samo ublažen, ali ne i u potpunosti eliminisan.

Posebno osetljivo mesto u opisanoj metodi je izbor vremenske konstante  $T$ . Za razliku od idealnog integratora koji je u procesu estimacije unosio konstantni fazni pomak od  $\Delta\varphi=\pi/2$ , fazni pomak niskofrekventnog filtra nije konstantan i povećava se sa porastom vremenske konstante  $T$ . To znači da se povećanjem  $T$  postiže idealna integracija u širem opsegu učestanosti a to znači i tačnija estimacija na niskim učestanostima. Sa druge strane, na taj način se uticaj ofseta merenja povećava, što se može videti iz izraza (6.18). Tipično se u pogonima visokih performansi vrednost vremenske konstante postavlja na vrednost  $T=50\text{ms}$ , što odgovara graničnoj učestanosti filtracije od  $f_{gr}=1/(2\pi T) = 3,2\text{Hz}$ .

Primenjuju se i algoritmi estimacije statorskog fluksa koji rade sa varijabilnom vremenskom konstantom  $T$  [B2]. Naime, za visoke vrednosti statorske učestanosti (tipično iznad 10Hz) granična učestanost  $f_{gr}$  je konstantna, dok se na nižim učestanostima smanjuje proporcionalno smanjenju statorskog učestanosti. Na taj način se teži dobijanju što šireg propusnog opsega u oblasti niskih vrednosti statorskog učestanosti i malih brzina rotora.

### 6.3.2. Metoda niskofrekventne filtracije elektromotorne sile statora i referentne vrednosti statorskog fluksa

Čak i kada se primeni varijabilna granična učestanost  $f_{gr}$ , njeno smanjenje je ograničeno potrebom da se eliminiše uticaj ofseta. Zbog toga su neminovno degradirane performanse estimatora na i ispod granične učestanosti. Degradacija performansi se ogleda u netačnoj estimiranoj amplitudi statorskog fluksa (razlog je konstantno pojačanje niskopropusnog filtra na niskim učestanostima) i što je još značajnije, u faznoj grešci od približno  $\pi/2$  koju filter unosi na niskim učestanostima u estimirani fluks. Da bi se ti problemi ublažili, predloženo je dalje unapređenje prethodno opisanog algoritma. U [B6] je predloženo da se na visokim statorskim učestanostima fluks estimira na način kako je opisano u 6.3.1., dok bi se na niskoj učestanosti statorskog napona estimirani fluks izjednačio sa referentnom vrednošću fluksa statora, uvek prisutnom kao podatak u pogonskom kontroleru. Estimacioni algoritam koji omogućava da se pri promeni statorske učestanosti ostvari glatka tranzicija sa jednog na drugi proces estimacije je dat izrazom (6.19):

$$\hat{\underline{\Psi}}_s = \frac{\hat{u}_s - R_s \hat{i}_s}{p + \frac{1}{T}} + \frac{\underline{\Psi}_s^*}{p + \frac{1}{T}}. \quad (6.19)$$

Iz (6.19) se vidi da smanjivanjem statorske učestanosti uticaj elektromotorne sile statora na estimiranu vrednost fluksa opada. Tada do punog izražaja dolazi novouvedeni član u estimacionom algoritmu:

$$\lim_{p \rightarrow 0} \hat{\underline{\Psi}}_s(p) = T(U_{s0} - R_s I_{s0}) + \underline{\Psi}_s^* \equiv \underline{\Psi}_s^*. \quad (6.20)$$

### 6.3.3. Metoda estimacije vektora fluksa statora uz istovremenu ortogonalizaciju estimiranog vektora sa estimiranim vektorom elektromotorne sile statora

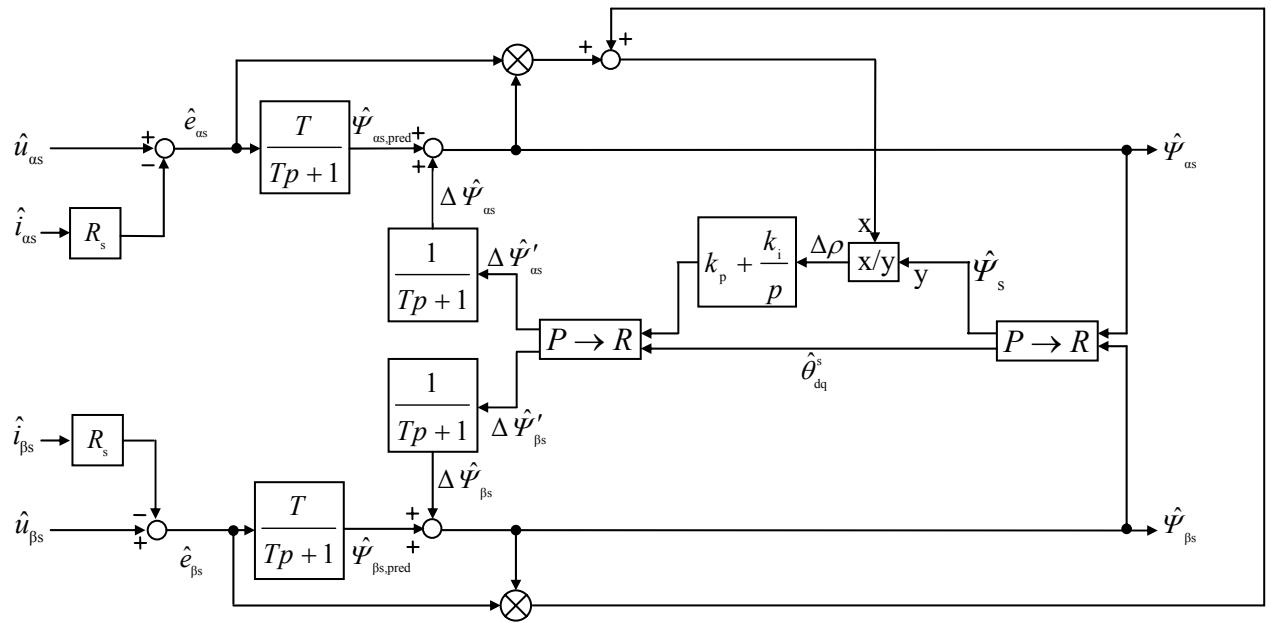
Uočavajući da je:

- tačno poznavanje prostorne orijentacije vektora statorskog fluksa daleko značajnije od tačnog poznavanja njegove amplitude,
- zamena idealnog integratora niskopropusnim filtrom veoma efikasan način da se ublaži uticaj dc ofseta i termičkog drifta izmerenih napona i struja, kao i nepoznavanja početnih uslova u procesu estimacije statorskog fluksa,

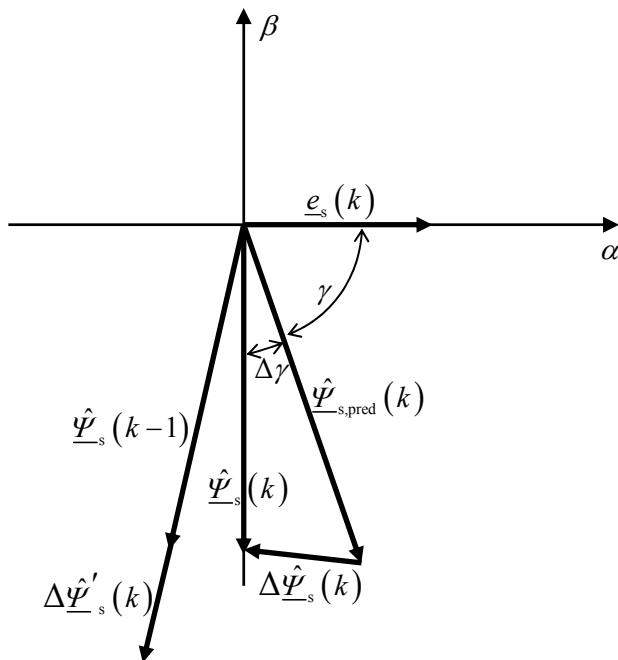
Hu i Wu su u radu [B5] predložili algoritam koji niskopropusnim filtrom estimira predikcionu vrednost vektora statorskog fluksa, a zatim tu vrednost koriguje tako što je sabira sa korekcionim vektorom, formirajući na taj način estimirani vektor statorskog fluksa koji je u stacionarnom stanju ortogonalan na vektor estimirane elektromotorne sile statora:

$$\hat{\underline{\Psi}}_s = \hat{\underline{\Psi}}_{s,\text{pred}} + \Delta\hat{\underline{\Psi}}_s. \quad (6.21)$$

Blok dijagram predloženog algoritma je dat na slici 6.6., dok je princip njegovog funkcionisanja ilustrovan na slici (6.7).



Sl. 6.6. Estimator vektora statorskog fluksa predložen u radu [B5]



Sl. 6.7. Ilustracija procesa estimacije vektora statorskog fluksa u skladu sa metodom predloženom u radu [B5]

Predikciona vrednost vektora statorskog fluksa se dobija uobičajenom NF filtracijom estimiranog vektora statorske elektromotorne sile:

$$\hat{\underline{\Psi}}_{s,\text{pred}} = \frac{\hat{\underline{u}}_s - R_s \hat{\underline{i}}_s}{p + \frac{1}{T}}. \quad (6.22)$$

Da bi se došlo do korekcionog vektora  $\Delta\hat{\underline{\Psi}}_s$  najpre se formira greška orijentacije statorskog fluksa:

$$\Delta\rho = \frac{\hat{\underline{\Psi}}_s \circ \hat{\underline{e}}_s}{\hat{\underline{\Psi}}_s} = \frac{\hat{\underline{\Psi}}_{as} \hat{e}_{as} + \hat{\underline{\Psi}}_{\beta s} \hat{e}_{\beta s}}{\hat{\underline{\Psi}}_s} = \hat{e}_s \cos \gamma = \hat{e}_s \sin \Delta\gamma, \quad (6.23)$$

koja se zatim dovodi na ulaz PI regulator. Tako se dobija amplituda korekcije statorskog fluksa. Vektor korekcije statorskog fluksa se u prvom trenutku formira tako da mu je fazni stav jednak faznom stavu koji je u prethodnom trenutku odabiranja imao vektor estimiranog fluksa, dok mu je amplituda data izrazom (6.23). Taj vektor je na blok dijagramu prikazan sa svoje dve komponente,  $\Delta\hat{\underline{\Psi}}'_{as}$  i  $\Delta\hat{\underline{\Psi}}'_{\beta s}$ . Dalje, obradom  $\Delta\hat{\underline{\Psi}}'_s$ , dobija se konačni vektor korekcije estimirane vrednosti statorskog fluksa:

$$\Delta\hat{\underline{\Psi}}_s = \frac{1}{Tp+1} \Delta\hat{\underline{\Psi}}'_s. \quad (6.24)$$

Za učestanosti statorskog napona koje su dovoljno veće od granične učestanosti niskopropusnog filtra, fazni pomak filtra je blizak uglu  $\pi/2$ . Pri maloj periodi odabiranja i ugao  $\Delta\gamma$  prikazan na slici (6.7.), je veoma mali. Takvi odnosi uglova govore da će korekcija faznog stava estimiranog vektora statorskog fluksa biti ostvarena uz malo izobličenje amplitude tog vektora.

Uvođenje PI regulatora u internu povratnu spregu garantuje nultu grešku pozicioniranja vektora u stacionarnom stanju. Međutim, iako ovaj algoritam deluje koncepcijски ispravno, on poseduje ozbiljan problem na niskim brzinama. Naime na niskim brzinama vektor ofseta izmerene struje i napona postaje samerljiv, pa čak i veći od indukovane elektromotorne sile u statorskom namotaju. Usled toga, kalkulator greške, dat izrazom (6.23), počinje da greši. Drugi, možda još značajniji problem je fazno kašnjenje kome je uzrok postojanje povratne sprege u estimatoru vektora korekcije statorskog fluksa,  $\Delta\hat{\underline{\Psi}}_s$ . Ovo fazno kašnjenje u tranzijentnim režimima generiše dinamičku grešku estimacije, koja, čak, može da izazove nestabilnost estimacionog algoritma ([A1], [B7]). Zbog toga neki autori predlažu da se ovaj algoritam primenjuje samo za monitoring statorskog fluksa, a ne i za vektorsko upravljanje sa orijentacijom polja u pravcu estimiranog vektora.

### 6.3.4. Estimacija vektora fluksa statora primenom idealnog integratora nad korigovanom vrednošću estimirane elektromotorne sile statora

Izlažući ovaj algoritam u svom radu [B8], Quan i Holtz polaze od prepostavke da u stacionarnom stanju, nakon eliminacije uticaja nelinarne karakteristike invertora, jedini razlog zbog koga hodograf vektora statorskog fluksa može odstupati od kružne trajektorije predstavlja neidealnost u procesu akvizicije statorske struje. Zbog toga oni predlažu algoritam koji estimira vektor statorskog fluksa primenom idealnog integratora:

$$\hat{\Psi}_s = \int_0^t \left( \hat{u}_s - R_s \hat{i}_s + \hat{u}_k \right) dt \quad (6.25)$$

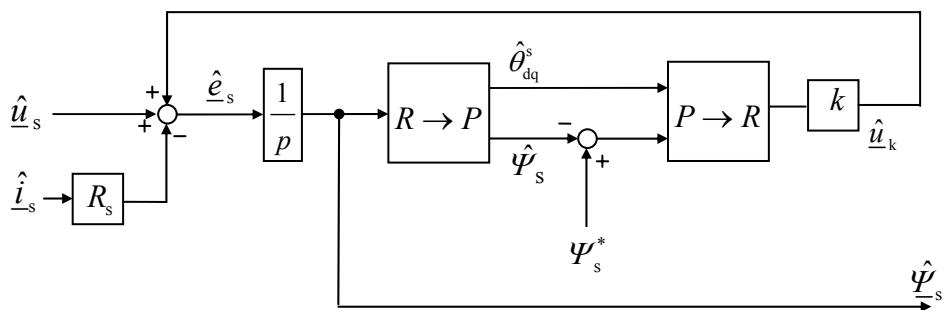
ali i uvodi korekciju statorske elektromotorne sile kroz član  $\hat{u}_k$ . Ovaj korekcioni član će postojati uvek kada amplituda estimiranog fluksa odstupa od referentne vrednosti:

$$\hat{u}_k = k \left( \Psi_s^* - \hat{\Psi}_s \right) e^{j\hat{\theta}_{dq}^s}. \quad (6.26)$$

U prethodnom izrazu,  $\hat{\theta}_{dq}^s$  predstavlja fazni stav estimiranog vektora statorskog fluksa:

$$\hat{\theta}_{dq}^s = \arctg \frac{\Psi_{\beta s}}{\Psi_{\alpha s}}. \quad (6.27)$$

Kako prema izrazu (6.26) korekcioni napon ima identičan fazni stav kao i estimirani vektor  $\hat{\Psi}_s$ , to će dejstvo korekcionog član na estimirani vektor fluksa da se dominantno ogleda u korekciji njegovog faznog stava, a mnogo manje u korekciji njegove amplitude. Opisani algoritam je prikazan blok dijagramom na slici (6.8.).



Sl. 6.8. *Estimator vektora statorskog fluksa predložen u radu [B8]*

U članku je data i preporuka za izbor koeficijenta  $k$ . Autori tvrde, ne dajući analitičke dokaze za to, da koeficijenti iz opsega od 0.4 do 0.8 omogućavaju da poremećaji usled ofseta izmerenih struja i neujednačenosti statičkih pojačanja senzora budu u dovoljnoj meri potisnuti. U radu se izveštava i o eksperimentalnoj verifikaciji estimacionog algoritma u kojoj je ostvarena uspešna tranzicija brzine sa 10 r/min na -10 r/min.

### 6.3.5. Estimacija vektora fluksa statora uz centriranje hodografa vektora estimiranog fluksa

U svom radu [B7] Quan i Holtz najpre uočavaju da je vektor ofseta u signalu izmerenog napona i/ili struje relativno mali, jednosmeran i sporopromenljiv, ali da proces integracije akumuliše taj signal, čineći da se kružni hodograf vektora statorskog fluksa pomri iz koordinatnog početka i značajno izobliči. To izobličenje trajektorije se može jasno videti na slici 6.2. Decentriranost hodografa vektora statorskog fluksa će se manifestovati i kroz nejednakost amplituda komponenti estimiranog vektora izraženih u stacionarnom kordinatnom sistemu, a što se takođe može videti na slici 6.3.

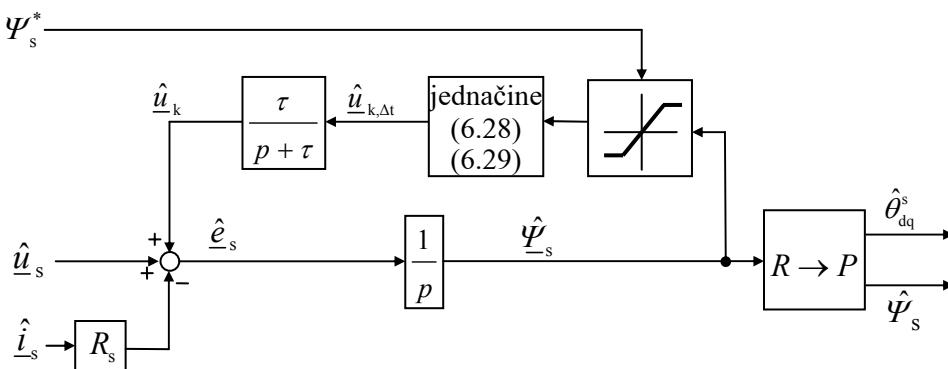
Zbog toga Quan i Holtz predlažu da se u toku svake periode osnovnog harmonika statorskog napona detektuje maksimalna i minimalna vrednost komponenti  $\Psi_{\alpha s}$  i  $\Psi_{\beta s}$  statorskog fluksa i da se na osnovu tih vrednosti formira vektor  $\Delta \hat{\Psi}_{\text{off}}$  koji opisuje dislokaciju centra trajektorije:

$$\Delta \hat{\Psi}_{\text{off}} = \frac{\Psi_{\alpha s, \text{max}} + \Psi_{\alpha s, \text{min}}}{2} + j \frac{\Psi_{\beta s, \text{max}} + \Psi_{\beta s, \text{min}}}{2}. \quad (6.28)$$

Kako je taj vektor posledica integracije vektora ofseta merenja u toku jedne periode fundamentala, to se korekcioni vektor statorske elektromotorne sile može formirati kao:

$$\hat{u}_{k, \Delta t} = \frac{\Delta \hat{\Psi}_{\text{off}}}{\Delta t}, \quad (6.29)$$

gde je  $\Delta t$  vremenski interval između dve uzastopne tranzicije estimiranih signala  $\Psi_{\alpha s}$  i  $\Psi_{\beta s}$  kroz maksimalnu ili minimalnu vrednost. Kako su termički procesi koji dominantno utiču na nivo ofseta u mernim signalima veoma spori, svaka nagla promena  $\hat{u}_{k, \Delta t}$  ne vodi poreklo od promene ofseta već je posledica tranzientnih radnih režima u mašini. Zbog toga autori konačni korekcioni signal  $\hat{u}_k$  formiraju niskofrekventnom filtracijom signala  $\hat{u}_{k, \Delta t}$ . Vremenska konstanta filtracije treba da bude dovoljno velika da u potpunosti raspregne proces estimacije fluksa i proces estimacije vektora ofseta.



Sl. 6.9. Estimator vektora statorskog fluksa predložen u radu [B7]

Blok šema koja odgovara opisanom algoritmu je prikazana na slici 6.9. Sa šeme se vidi da autori, nakon eliminacije ofseta iz estimirane elektromotorne sile, koriste idealni integrator za estimaciju vektora statorskog fluksa čime se postiže najširi opseg učestanosti na kojem se estimator može koristiti.

## 6.4. Novi algoritam za procenu i kompenzaciju ofseta strujnih i naponskih senzora

Sa ciljem da se prevaziđu nedostaci uočeni u prethodno opisanim metodama, razvijen je novi algoritam eliminacije ofseta merenih napona i/ili struja i on će biti prezentovan u daljem tekstu. Zahtevi koje taj algoritam treba da ispunji su sledeći:

- U pogonu u kom se mere napon i/ili struja, i u kom naponski i/ili strujni senzori poseduju ofset i termički drift merenja, potrebno je ostvariti estimaciju fluksa statora i elektromagnetskog momenta sa tačnošću boljom od 1% nominalne vrednosti.
- Od algoritma se zahteva da funkcioniše i u manjem broju opštijih slučajeva kada se u pogonu mere i napon i struja statora.

Analiza sprovedena u odeljku 6.2. je pokazala da:

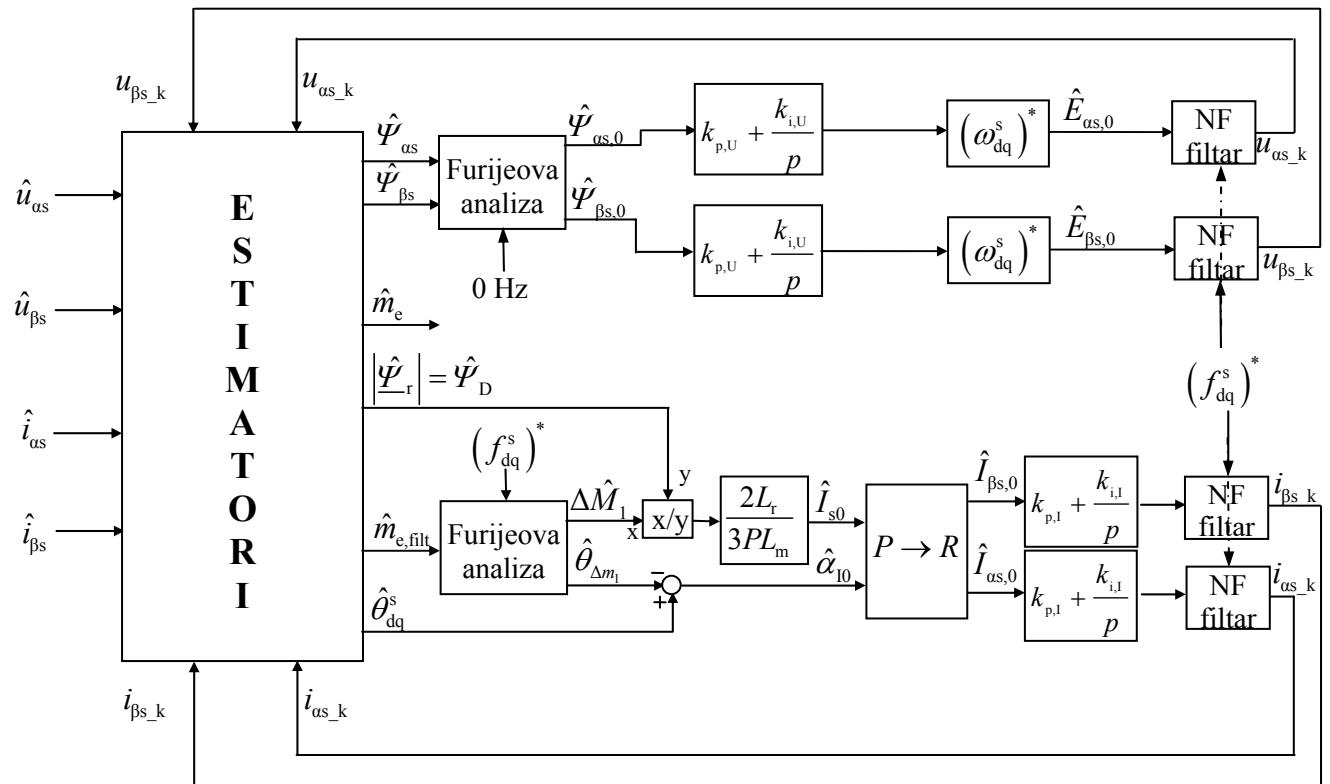
- Postojanje ofseta u merenim signalima kako napona tako i struje neminovno dovodi do pojave jednosmerne komponente u estimiranim  $\alpha$  i  $\beta$  komponentama statorskog fluksa.
- Ofset u merenoj struci statora uzrokuje da se u estimiranom momentu javi prostoperiodična komponenta na učestanosti osnovnog harmonika. Izraz (6.12) ukazuje da će amplituda te prostoperiodične komponente biti direktno proporcionalna dužini fazora strujnog ofseta, a da će njena trenutna faza biti pomerena u odnosu na vektor rotorskog fluksa za ugao koji je jednak fazi vektora strujnog ofseta:

$$\Delta m_1 = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} I_{s0} \Psi_D \sin\left(\theta_g - \arctg \frac{I_{\beta 0}}{I_{\alpha 0}}\right) = \Delta M_1 \sin(\theta_g - \alpha_{10}), \quad (6.30)$$

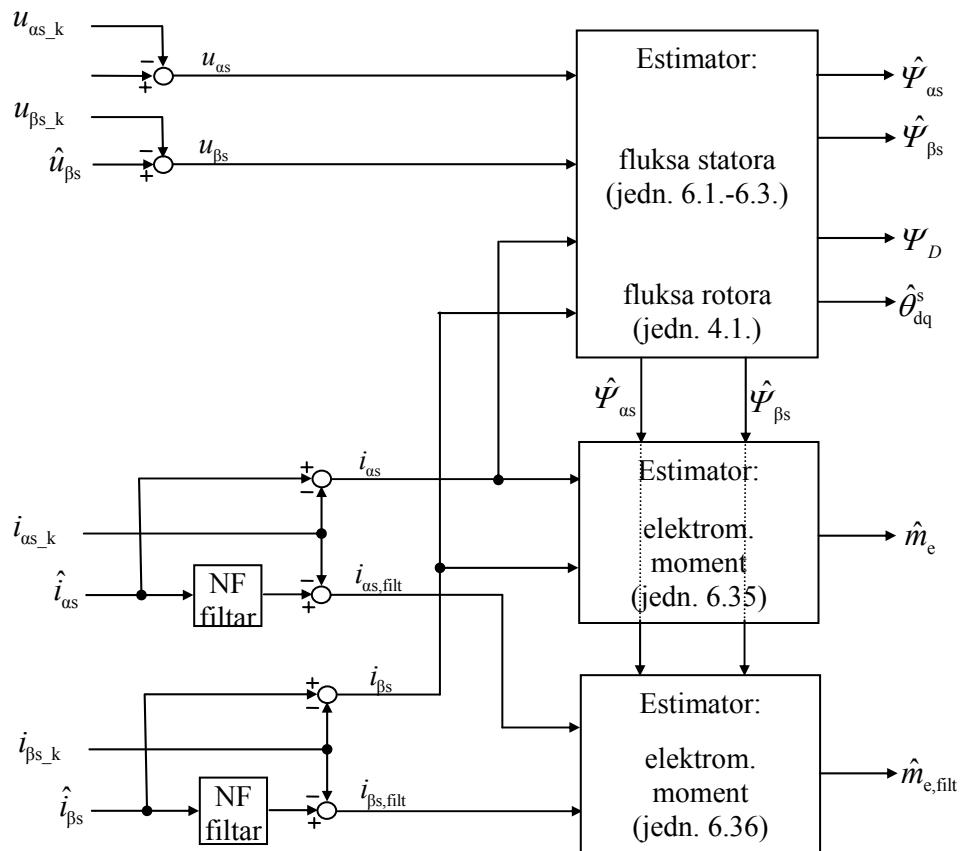
$$\Delta M_1 = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} I_{s0} \Psi_D, \quad \alpha_{10} = \arctg \frac{I_{\beta 0}}{I_{\alpha 0}}. \quad (6.31)$$

- Ofset u merenom naponu i struji utiče zajednički, kroz ofset estimirane elektromotorne sile statora, na pojavu jednosmerne komponente u vektoru estimiranog fluksa.
- Ofset u merenom naponu utiče posredno (preko ofseta u estimiranom fluksu statora i rotora), a ofset u merenoj struci direktno, na pojavu prostoperiodične komponente  $\Delta m_1$  u signalu estimiranog momenta.

Iz navedenih razloga, predlaže se algoritam koji će da koriguje estimaciju fluksa i momenta, "prepoznavajući" strujne i/ili naponske senzore koji uzrokuje pojavu ofseta, istovremeno procenjujući i vrednosti ofseta tih senzora. Blok šema predloženog algoritma je prikazana na slici 6.10., dok je detaljnija struktura unutrašnjeg bloka "ESTIMATORI" prikazana na slici 6.11.



Sl. 6.10. Identifikacija ofseta merenih napona i struja i unapređena estimacija statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta



Sl. 6.11. Struktura unutrašnjeg bloka "ESTIMATORI" sa slike 6.10.

Osnovna ideja se ogleda u zadržavanju idealnog integratora u estimatoru statorskog fluksa:

$$\begin{aligned}\hat{\Psi}_{as} &= \hat{\Psi}_{as0} + \int_0^t (u_{as} - R_s i_{as}) dt, \\ \hat{\Psi}_{\beta s} &= \hat{\Psi}_{\beta s0} + \int_0^t (u_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt,\end{aligned}\quad (6.32)$$

uz uvođenje korekcionih signala  $u_{as\_k}$ ,  $u_{\beta s\_k}$ ,  $i_{as\_k}$  i  $i_{\beta s\_k}$ , kojima se koriguju odgovarajući izmereni signali napona i struje:

$$\begin{aligned}u_{as} &= \hat{u}_{as} - u_{as\_k}, \\ u_{\beta s} &= \hat{u}_{\beta s} - u_{\beta s\_k}, \\ i_{as} &= \hat{i}_{as} - i_{as\_k}, \\ i_{\beta s} &= \hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s\_k}. \\ i_{as,filt} &= \hat{i}_{as,filt} - i_{as\_k}, \\ i_{\beta s,filt} &= \hat{i}_{\beta s,filt} - i_{\beta s\_k}.\end{aligned}\quad (6.33)$$

Kao što se sa slike 6.11. može videti, u algoritmu se pored signala merenih struja koriste i veličine  $\hat{i}_{as,filt}$  i  $\hat{i}_{\beta s,filt}$ , dobijene niskofrekventnom filtracijom signala merenih struja. O značaju ove niskofrekventne filtracije će biti više reči kasnije.

Korekcioni signali za napon  $u_{as\_k}$  i  $u_{\beta s\_k}$  se izračunavaju na osnovu procenjenog nivoa ofseta u estimiranom fluksu, koji se procesira kroz PI regulator i naknadno kroz niskopropusni filter.

$$\begin{aligned}\hat{E}_{s,0}(p) &= \hat{\Psi}_{s,0}(p) (\omega_{dq}^s)^* \left( k_{p,U} + \frac{k_{i,U}}{p} \right), \\ U_{s\_corr}(p) &= \hat{E}_{s,0}(p) \frac{\tau}{p + \tau}.\end{aligned}\quad (6.34)$$

Time je u procesu estimacije statorskog fluksa izbegнута niskofrekventna filtracija на путањи мерених терминалних величин, чиме је сачувана могућност за постизање максималног пропусног опсега управљачког алгоритма *sensorless* погон. Међутим, у циљу распрења процеса estimacije fluksa i ofseta мерених величин, коначне вредности korekcionih signala напона и struje se formiraju niskofrekventnom filtracijom signala sa izlaza PI regulatora. На основу искуства стеченог у процесу тестирања алгоритма може се рећи да је сваким довољно да гранична уестаност поменутих нископропусних филтара буде 10 пута мања од вредности статорске уестаности ( $f_{dq}^s$ )<sup>\*</sup>.

Kao što se sa slike 6.11. može uočiti, u algoritmu se dva puta estimira elektromagnetski moment. Prvi put se to čini na osnovu merene statorske struje i estimirane vrednosti statorskog fluksa, i to direktnom primenom obrasca (2.15), koji je ponovljen u (6.35):

$$\hat{m}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\Psi}_{as} i_{\beta s} - \hat{\Psi}_{\beta s} i_{as}) \quad (6.35)$$

Drugi put se to čini na sličan način, ali se umesto merene statorske struje koristi vrednost dobijena njenom niskofrekventnom filtracijom:

$$\hat{m}_{e,\text{filt}} = \frac{3}{2} p (\hat{\Psi}_{as} i_{\beta s,\text{filt}} - \hat{\Psi}_{\beta s} i_{as,\text{filt}}). \quad (6.36)$$

Moment  $\hat{m}_e$  je estimirana vrednost elektromagnetskog momenta. On se ne koristi u korekcionom algoritmu, već je ovde naveden samo radi potpunosti sprovedene analize. Međutim, on se može koristiti za zatvaranje regulacionih struktura momenta ili brzine kao estimirana vrednost momenta koji se ima u mašini i u čijoj estimaciji je eliminisan uticaj ofseta merenih napona i/ili struja. Sa druge strane, iako je označena sa  $\hat{m}_{e,\text{filt}}$ , vrednost ove veličine ne predstavlja estimirani moment mašine, već samo jednu njegovu komponentu značajnu za korekcioni algoritam, te ga zbog toga nema smisla koristiti van estimacionog algoritma. Estimirani signal  $\hat{m}_{e,\text{filt}}$  će poslužiti da se iz njega izdvoji prostoperiodična komponenta estimiranog momenta kojoj bi se zatim izračunali amplituda  $\Delta\hat{M}_1$  i faza  $\hat{\theta}_{\Delta m_1}$ .

Da bi se odredili korekcioni signali za merenu struju statora  $i_{as\_k}$  i  $i_{\beta s\_k}$ , najpre se izračunavaju amplitude i faze vektora ofseta merene struje:

$$\begin{aligned} \hat{I}_{s0} &= \frac{2L_r}{3PL_m} \frac{\Delta\hat{M}_1}{\hat{\Psi}_D}, \\ \hat{\alpha}_{10} &= \hat{\theta}_{\Delta m_1} + \hat{\theta}_{dq}^s. \end{aligned} \quad (6.37)$$

Zatim se transformacijom u stacionarni koordinatni sistem izračunavaju  $\alpha$  i  $\beta$  komponente vektora estimiranog ofseta statorskog fluksa, koje se dalje procesiraju kroz PI regulator i već pominjani niskofrekventni filter:

$$\begin{aligned} \hat{I}_{as,0} &= \hat{I}_{s,0} \cos \hat{\alpha}_{10}, \\ \hat{I}_{\beta s,0} &= \hat{I}_{s,0} \sin \hat{\alpha}_{10}, \\ I_{s\_corr}(p) &= \hat{I}_{s,0}(p) \left( k_{p,I} + \frac{k_{i,I}}{p} \right) \frac{\tau}{p + \tau}. \end{aligned} \quad (6.38)$$

Važno je uočiti da se na ulazima PI regulatora nalaze signali srednje vrednosti  $\alpha$  i  $\beta$  komponenti statorskog fluksa i  $\alpha$  i  $\beta$  komponente estimiranog ofseta struje statora, koji formalno predstavljaju signale greške unutar estimacionog algoritma. Usled postojanja integrirajućeg člana unutar PI regulatora, očekuje se da adekvatno podešen korektivni algoritam u uslovima stacionarnog stanja pronađe takve vrednosti korekcionih signala  $u_{\alpha s\_k}$ ,  $u_{\beta s\_k}$ ,  $i_{\alpha s\_k}$  i  $i_{\beta s\_k}$ , koje će navedene greške na ulazu PI regulatora svesti na nulu, a što istovremeno znači i da se eliminiše offset iz estimiranog fluksa statora, kao i prostoperiodična komponenta iz signala estimiranog momenta.

Na kraju, potrebno je objasniti zašto se u algoritmu estimacije ofseta senzora koristi estimirana vrednost  $\hat{m}_{e,\text{filt}}$ , a ne  $\hat{m}_e$ , tj. zašto je uveden niskofrekventni filter na putanji merene struje. Da bi se to razumelo, najpre treba primetiti da, u skladu sa definicijom elektromagnetskog momenta kao vektorskog proizvoda struje i fluksa, prostoperiodičnu komponentu u signalu estimiranog momenta mogu da formiraju kako prostoperiodična komponenta statorskog fluksa i jednosmerni signal u merenoj struji statora, tako i prostoperiodična komponenta struje statora i jednosmerna komponenta u signalu estimiranog fluksa statora. Na osnovu izraza (6.11) i (6.12), može se zaključiti da je za funkcionisanje korektivnog algoritma od značaja samo komponenta nastala kao proizvod jednosmerne komponente u merenoj struji statora i prostoperiodične komponente estimiranog fluksa, a da bi druga pomenuta komponenta štetno delovala na funkcionisanje algoritma, unoseći dodatnu unakrsnu spregu estimacionih putanja i narušavajući uslove za primenu obrasca (6.37). Predložena niskofrekventna filtracija, ako ne eliminiše u potpunosti, onda bar dovoljno umanji prostoperiodičnu komponentu u signalu merene struje statora, čineći tako da estimirana veličina  $\hat{m}_{e,\text{filt}}$  bude dominantno određena vektorskim proizvodom ofseta u merenoj struji i estimiranog fluksa statora. Kako nas u tom procesu interesuje samo jednosmerna komponenta u signalu merene struje, to ni fazni pomak koji unosi niskofrekventna filtracija ne predstavlja smetnju u funkcionisanju algoritma.

## 6.5. Testiranje predloženog algoritma putem računarskih simulacija

Dalja analiza algoritma za eliminaciju uticaja ofseta merenih napona i/ili struja, predloženog u odeljku 6.4. je ostvarena kroz njegovu računarsku simulaciju, a uz pomoć programskog paketa *Matlab* i njegovog specijalizovanog modula *Simulink*. Da bi se mogla steći realna slika o uspešnosti novopredloženog algoritma, realizovani su modeli i dva najčešće korišćena algoritma za eliminaciju ofseta u estimiranom fluksu statora: algoritam baziran na niskofrekventnoj filtraciji elektromotorne sile statora i referentne vrednosti statorskog fluksa (koji će u daljem tekstu skraćeno biti nazivan 'algoritam filtracije'), koji je opisan u odeljku 6.3.2. i algoritam estimacija vektora fluksa statora uz centriranje hodografa vektora estimiranog fluksa (koji će u daljem tekstu skraćeno biti nazivan 'algoritam centriranja hodografa'), koji je opisan u odeljku 6.3.5.

Modeli pomenutih algoritama su dati u okviru priloga:

- *simulink* model za algoritam filtracije je dat u Prilogu 2;
- *simulink* model za algoritam centriranja hodografa je dat u Prilogu 3;
- *simulink* model za algoritam istovremene estimacije ofseta naponskih i strujnih senzora je dat u Prilogu 4.

Radi objektivnog poređenja estimacionih algoritama, u svim *simulink* modelima je okruženje estimacionih algoritama realizovano na identičan način:

- korišćenjem blokova iz biblioteke *Power System Toolbox*, realizovan je skalarno upravljeni pogon sa AM, napajan impulsno-širinski modulisanim signalima iz naponskog invertora;
- modelovan je motor čiji su parametri navedeni u Prilogu 1, a koji postoji u Laboratoriji za mikroprocesorsko upravljanje elektromotornim pogonima i koji je kasnije korišćen u praktičnoj realizaciji novopredloženog algoritma;
- motor je napajan statorskim naponom čija je učestanost osnovnog harmonika  $(f_{dq}^s)^* = 5 \text{ Hz}$ , a amplituda takva da rezultira nominalnom vrednošću fluksa statora, u iznosu  $\Psi_{s,nom} = 1,18 \text{ Wb}$ ; Izabrana je relativno niska učestanost statorskog napona jer je prevashodni cilj predloženog algoritma da omogući estimaciju ofseta merenja napona i struje u oblasti niskih brzina i niskih učestanosti statorskog napona, na kojima drugi algoritmi nisu imali dovoljno uspeha;
- motor je rasterećen;
- unet je ofset u merene statorske napone u iznosu  $(U_{\alpha s,0})^* = 1 \text{ V}$ ,  $(U_{\beta s,0})^* = 0 \text{ V}$  i u merene statorske struje u iznosu  $(I_{\alpha s,0})^* = -100 \text{ mA}$ ,  $(I_{\beta s,0})^* = +100 \text{ mA}$ ;
- uzorkovane statorske struje i naponi se usrednjavaju na intervalu od 1ms, što odgovara uslovima u praktičnoj realizaciji novopredloženog algoritma, koja će naknadno biti opisana;
- estimacioni algoritam se u svim slučajevima aktivira istovremeno sa pokretanjem celog pogona;

Specifičnosti pojedinih modela, bitne za tumačenje dobijenih rezultata su:

- Novopredloženi algoritam sa istovremenom estimacijom nivoa ofseta u merenom naponu i struji i algoritam sa centriranjem hodografa vektora estimiranog fluksa statora estimiraju statorski fluks primenom idealnog integratora sa realizovanim *antiwind-up* mehanizmom i trosegmentnom aproksimacijom krive magnećenja, uz nivo zasićenja estimiranog fluksa statora za 20 % većim od nivoa nominalnog fluksa statora. Granična učestanost svih korišćenih niskofrekventnih filtera je ista i iznosi 0,5 Hz.
- Granična učestanost niskofrekventnog filtra u algoritmu filtracije iznosi  $f_{gr} = 5 \text{ Hz}$ .
- Pri realizaciji simulacionog modela za algoritam baziran na centriranju hodografa estimiranog vektora fluksa, javila su se dva problema koji su uspešno rešeni. Prvi problem je pojava podržanih sporopromenljivih oscilacija u signalima estimiranog fluksa i korekcionih napona. Da bi se ovaj problem prevazišao, uveden je dodatni član u izraz za korekcioni napon  $\hat{u}_{corr\Delta t}$ :

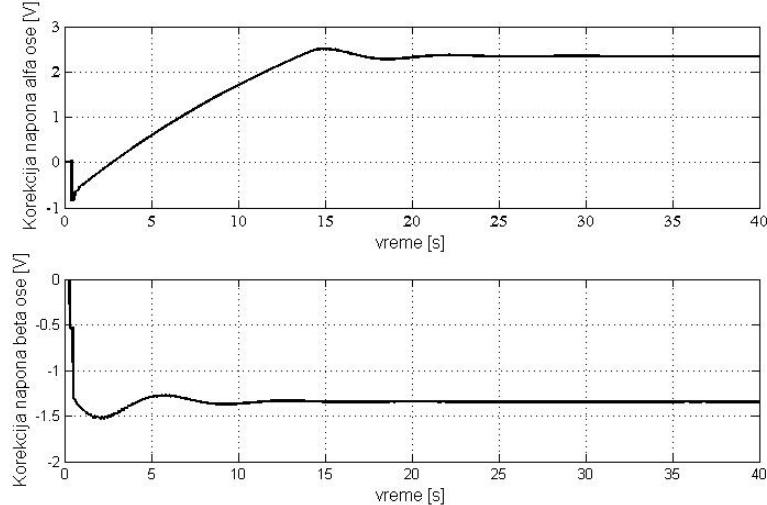
$$\hat{u}_{\text{corr}\Delta t} = \frac{\Delta \hat{\Psi}_{\text{off}}}{\Delta t} + 10 \frac{d \hat{\Psi}_{s,\min}}{dt}, \quad (6.39)$$

što je i prikazano u Prilogu 3. Uvođenje navedenog diferencijalnog dejstva po estimiranoj vrednosti statorskog fluksa je uspelo da priguši podržane oscilacije pomenutih signala, što se može videti i iz rezultata simulacije. Drugi problem predstavlja činjenica da relativno velike vrednosti izabranih nivoa ofseta merenih signala uzrokuju da, u uslovima aktiviranog korekcionog algoritma, srednja vrednost estimiranog fluksa statora ostane i dalje relativno velika. Zbog toga je niskofrekventni filter jediničnog pojačanja jednosmernog signala, koji je prikazan na slici 6.9., a koji je predložen u radu ([B7] i [B8]), zamjenjen filterom čije je pojačanje veće od 1:

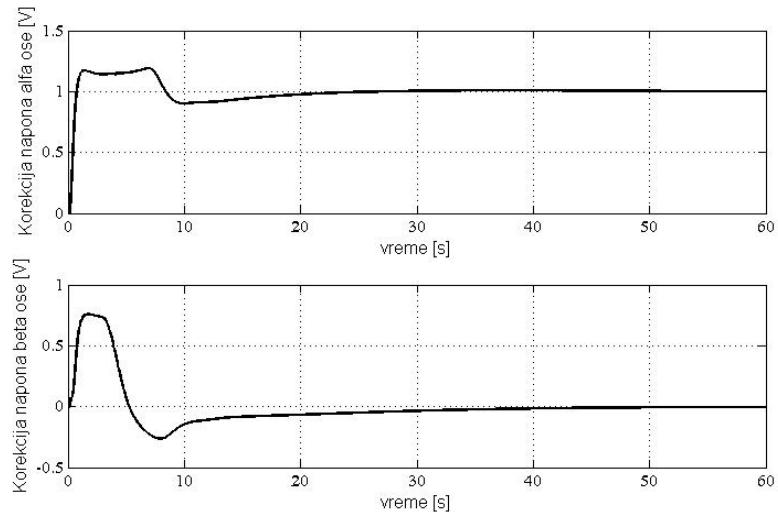
$$\frac{\tau}{p+\tau} \rightarrow \frac{\tau_1}{p+\tau} \quad (\tau_1 > \tau), \quad (6.40)$$

čime je ofset u signalu estimiranog fluksa dobio prihvatljivu vrednost, uz očuvanje stabilnog rada estimacionog algoritma.

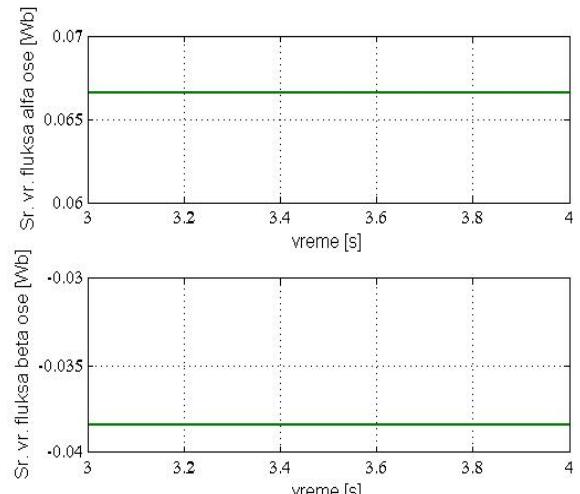
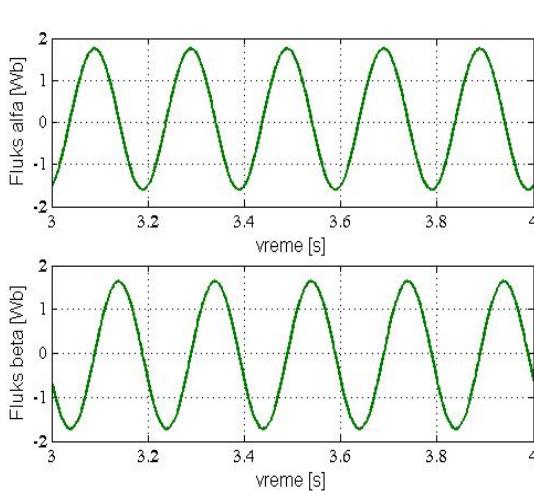
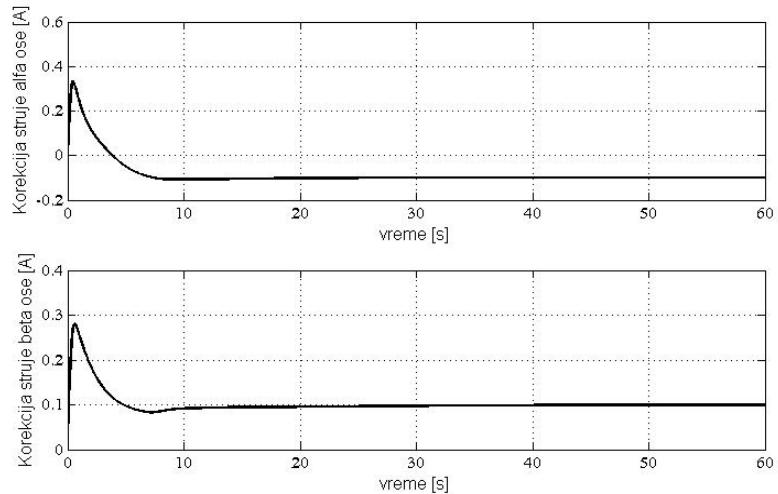
Konačno, rezultati dobijeni računarskim simulacijama su prikazani na slikama 6.12 do 6.27.

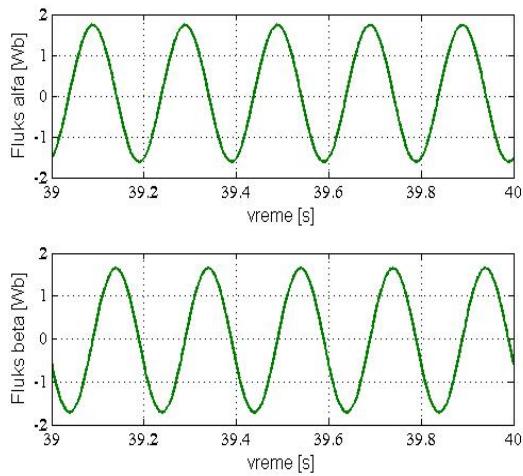


Sl. 6.12. Korekcioni napon (korekcija estimirane vrednosti statorske elektromotorne sile) – primenjen algoritam centriranja hodografa fluksa

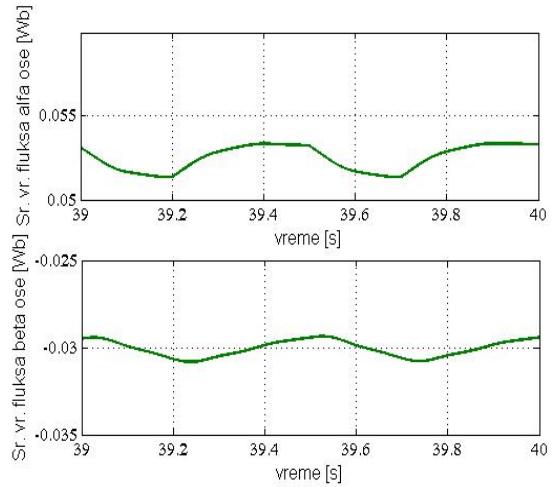


Sl. 6.13. Korekcija merenog napona statora – primjenjen algoritam istovremene estimacije ofseta naponskog i strujnog senzora

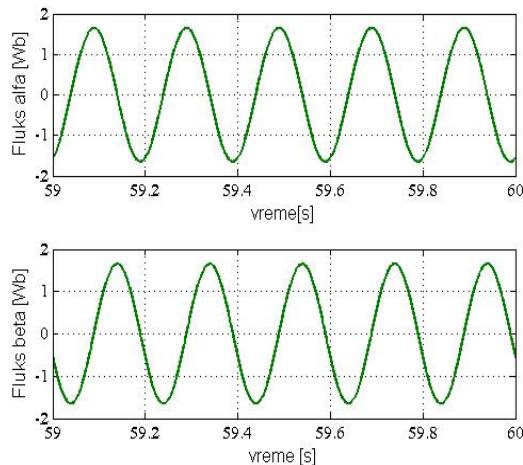




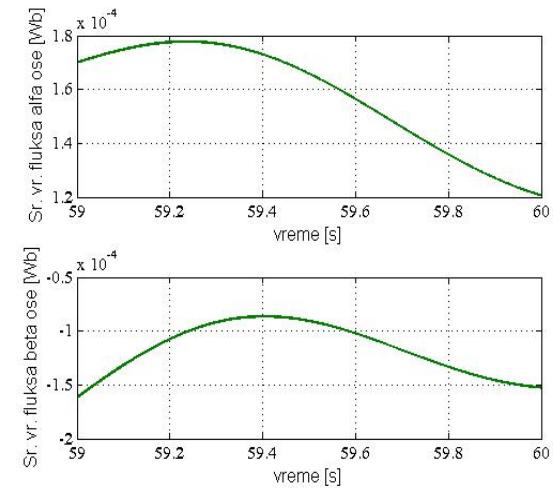
Sl. 6.17. *Estimirani fluks statora – primenjen algoritam centriranja hodografa fluksa*



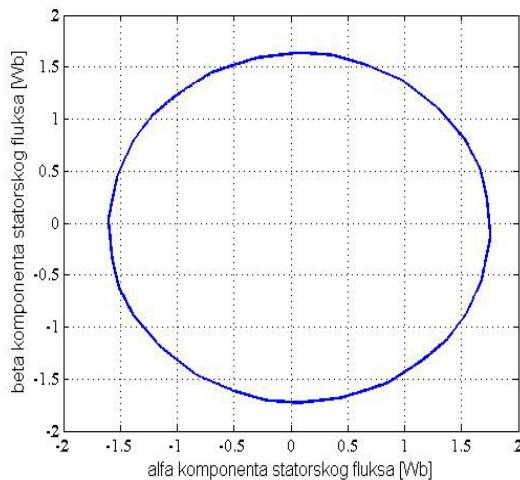
Sl. 6.18. *Srednja vrednost estimiranog fluks statora – primenjen algoritam centriranja hodografa fluksa*



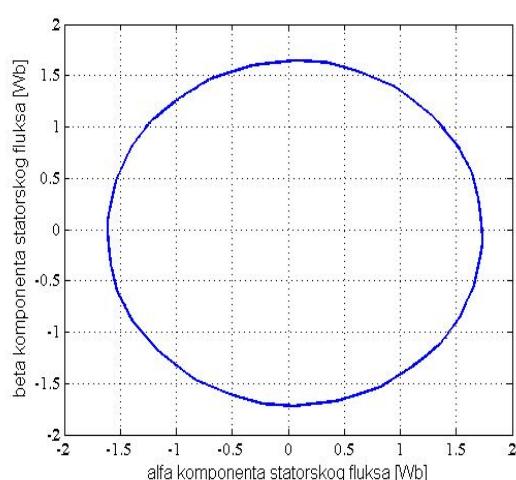
Sl. 6.19. *Estimirani fluks statora – primenjen algoritam istovremene estimacije ofseta naponskog i strujnog senzora*



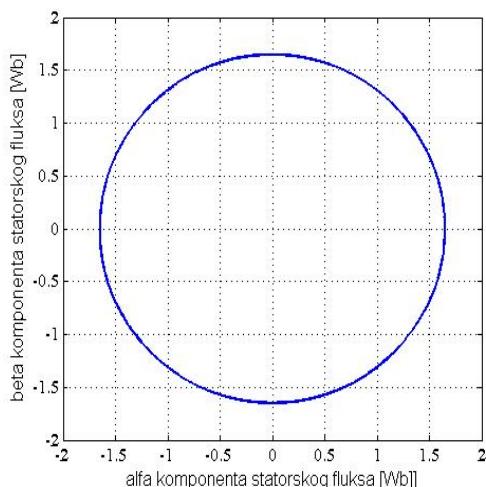
Sl. 6.20. *Srednja vrednost estimiranog fluks statora – primenjen algoritam istovremene estimacije ofseta naponskog i strujnog senzora*



Sl. 6.21. *Hodograf estimiranog vektora fluksa statora – primenjen algoritam filtracije*



Sl. 6.22. *Hodograf estimiranog vektora fluksa statora - primenjen algoritam centriranja hodografa*

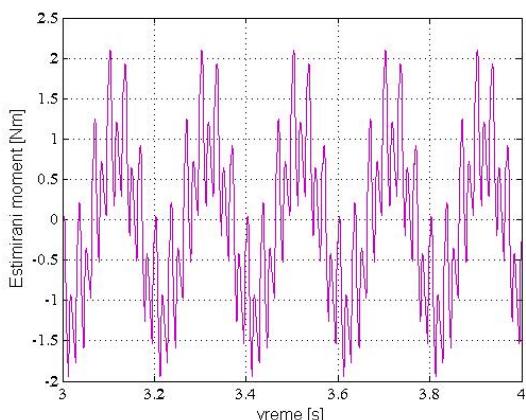


Sl. 6.23. Hodograf estimiranog vektora fluksa – primjenjen algoritam istovremene estimacije ofseta naponskog i strujnog senzora

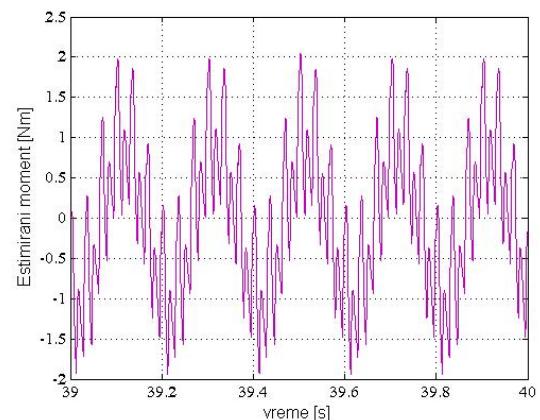
Na osnovu prikazanih rezultata, mogu se izvući sledeći zaključci:

- Algoritam korekcije statorskog fluksa koji je baziran na centriranju hodografa estimiranog vektora statorskog fluksa relativno uspešno procenjuje vrednost ofseta u estimiranoj elektromotornoj sili statora, čineći to sa greškom manjom od 0.1%. Međutim, nepostojanje integralnog dejstva u korektivnom delu algoritma uzrokuje relativno veliki offset u estimiranom fluksu, koji je neznatno manji od onog koji se ima pri primeni algoritma filtracije.

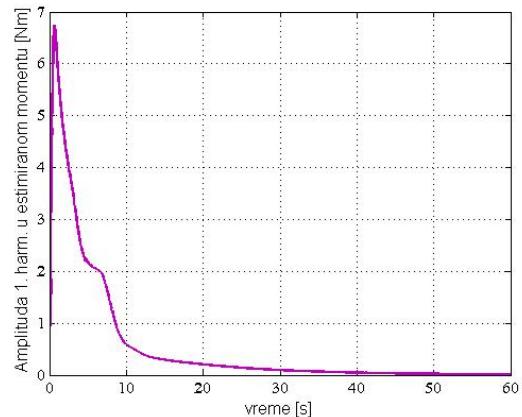
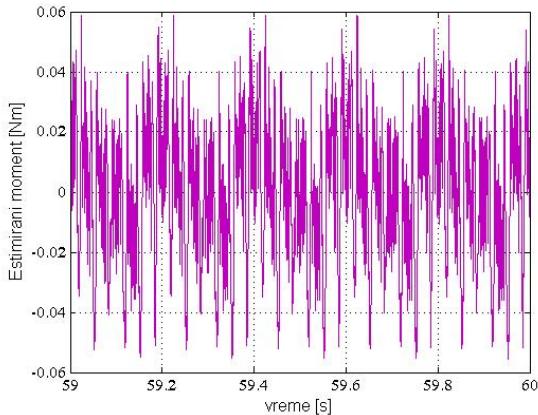
- Predloženi algoritam istovremene estimacije ofseta senzora napona i struje veoma uspešno procenjuje offset merenja svakog od senzora, čineći to sa relativnom greškom manjom od 0.5% za naponske senzore i 0.4% za strujne senzore.
- Sva tri algoritma obezbeđuju relativno dobру estimaciju fluksa statora, sa približno centriranim hodografima vektora estimiranog fluksa. Međutim, ističe se novopredloženi algoritam koji uspeva da svede offset u estimiranom fluksu na nivo ispod 0.05% nominalne vrednosti, što je oko 90 puta bolje nego kod algoritma sa centriranjem hodografa, i oko 100 puta bolje nego što to čini algoritam sa filtracijom reference statorskog fluksa.



Sl. 6.24. Estimirani moment – primjenjen algoritam filtracije



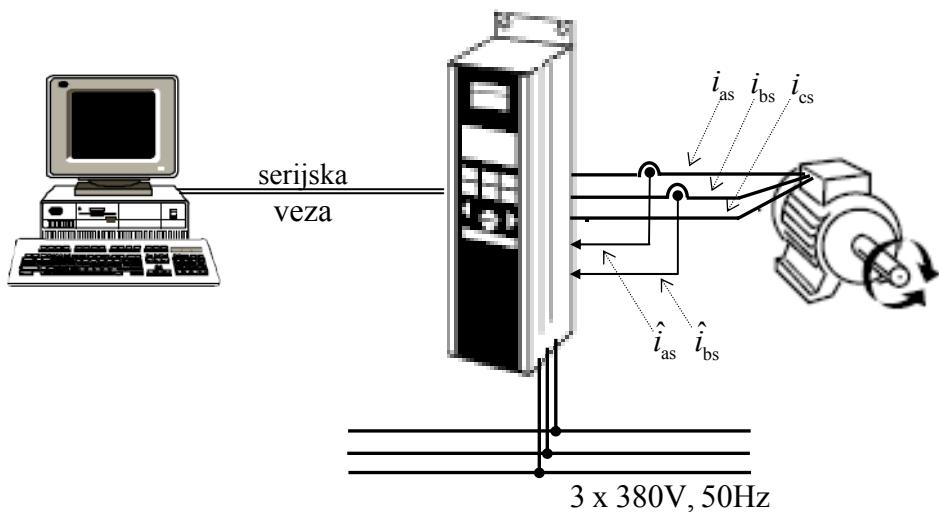
Sl. 6.25. Estimirani moment – primjenjen algoritam centriranja hodografa



- Sa slika 6.24 – 6.26 se uočava da je samo novopredloženi algoritam u stanju da eliminiše negativni uticaj koji ofset merenja napona i/ili struje ima na estimaciju momenta. Naime, jedino u njemu se „prepoznaće“ senzor koji unosi ofset merenja i procenjuje nivo ofseta u njemu. To je preduslov da se ofset merenja eliminiše i iz merene struje i iz estimiranog fluksa, što će dalje rezultovati eliminacijom prostoperiodične komponente na učestanosti osnovnog harmonika u signalu estimiranog momenta. Sa slika 6.24. i 6.25. se uočava da algoritam filtracije i algoritam centriranja hodografa ne uspevaju da eliminišu komponentu estimiranog momenta na učestanosti od 5 Hz, smanjujući je za oko 50%, i pored čega ona ostaje daleko veća od srednje vrednosti estimiranog momenta. Sa druge strane, algoritam istovremene identifikacije ofseta naponskih i strujnih senzora, to izuzetno uspešno čini, svodeći prostoperiodičnu komponentu estimiranog momenta na nivo od oko 0,25% od njene vrednosti koja se ima kada korekcioni algoritam nije aktivan.

## 6.6. Opis postavke za eksperimentalnu verifikaciju

Uprošćena struktura postavke na kom su ostvarena eksperimentalna ispitivanja predloženog algoritma za identifikaciju ofseta senzora za merenje napona i/ili struje i eliminaciju njihovog uticaja na estimaciju momenta i fluksa, prikazana je na slici 6.28. Kao što se sa slike može videti, merenja su vršena na trofaznom asinhronom motoru. Parametri tog motora su dati u Prilogu 1. Asinhroni motor je napajan iz digitalnog pogonskog pretvarača  $\mu$ DS, realizovanog od strane firme „MOOG“, o kome se više podataka može naći na internet stranici proizvodača [K15]. Unutar pogonskog pretvarača realizovan je invertor sa IGBT-ovima kao prekidačima snage, povezanim u trofazni tranzistorski most. Jednosmerni napon međukola se dobija pomoću trofaznog diodnog ispravljača. Prekidačka učestanost IGBT-ova je konstantna i iznosi 10 kHz. Detekcija struje motora se vrši pomoću dva senzora struje na bazi Hall-ovog efekta, tipa CSNE151, sa prenosnim odnosom 1:1000.



6.28. Struktura eksperimentalnog setup-a

Svi upravljački i estimacioni algoritmi su realizovani pomoću DSP-a (*Digital Signal Processor*) TMS320F240, proizvedenog od strane firme *Texas Instruments*. Radi se o 16-bitnom *fixed-point* procesoru, sa maksimalnim taktom centralne procesorske jedinice od 20 MHz, pri čemu se skoro svaka instrukcija mogu izvršiti unutar jednog ciklusa trajanja 50 ns. Ovaj procesor raspolaže sa 32-bitnom CPU, 32-bitnim akumulatorom i sa osam 16-bitnih pomoćnih registara. Što se memorijskih resursa tiče, na raspolaganju je 544 reči dvopristupnog RAM-a, 16 K reči *flash* EEPROM memorije, i adresabilni prostor od 224 K reči podeljen u tri celine: programski prostor, prostor za podatke, I/O i globalni prostor. DSP poseduje i dva 10-bitna analogno-digitalna konvertora, koji su u stanju da odrade dve simultane konverzije unutar vremenskog intervala od 10  $\mu$ s. Komunikaciju sa okruženjem ovaj DSP realizuje kroz asinhronu i sinhronu serijsku razmenu podataka. Više detalja o ovom procesoru se može naći na *site-u* proizvođača [K16].

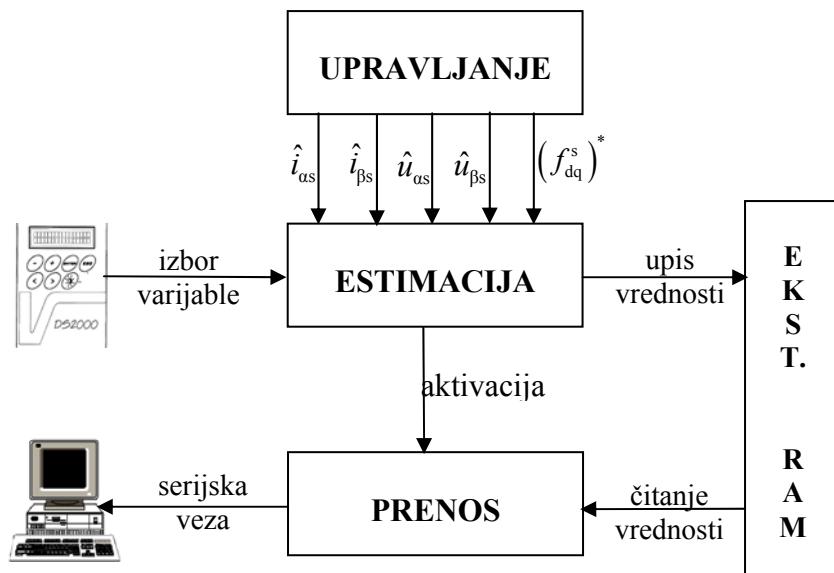
U toku eksperimenata je za prenos programskog koda i rezultata merenja između pogona i personalnog računara korišćena serijska veza bazirana na protokolima RS232 (na strani računara) i RS485 (na strani pogona). Prijem i prikaz podataka na strani računara je ostvaren pomoću programske pakete *Matlab*, dok je upis koda u *flash* memoriju pogonskog procesora ostvarivena specijalizovana *boot* programska rutina.

Programski kod, realizovan u okviru eksperimenta, može se grubo podeliti na tri celine, kao što je to prikazano na slici 6.29.

Prva celina (blok označen sa "UPRAVLJANJE") predstavlja kod koji, formirajući PWM impulse realizuje skalarno upravljanje asinhronim motorom, vrši merenje i ulaznu obradu izmerene statorske struje, prati stanja senzora koji se u pogonu koriste u cilju zaštite, vrši obradu stanja tastera na tastaturi i prikaz određenih informacija na pogonskom displeju. Ovaj deo koda se izvršava na svakih 100  $\mu$ s (merenje struje i realizacija PWM upravljanja) ili na svakih 200  $\mu$ s (obrada stanja tastera i ispis na displej).

Druga celina u kodu (blok označen sa "ESTIMACIJA") realizuje predloženi algoritam estimacije ofseta merenih napona i struja. Estimacioni algoritam se izvršava u

okviru softverske interaptne rutine najnižeg prioriteta, sa periodom ponavljanja od 1 ms. Ovaj algoritam preuzima od prethodne celine podatke o merenim strujama statora, referentnim vrednostima statorskog napona i podatak o učestanosti statorskog napona. Kako je učestanost aktivacije estimacionog algoritma 10 puta manja od učestanosti merenja statorske struje i zadavanja statorskog napona, to se informacija o naponima i strujama prenosi u estimacioni algoritam usrednjena na intervalu od 1 ms. Kod estimatora je realizovan u skladu sa osnovama algoritma koji je opisan u odeljku 6.4. i *simulink* modelom koji je naveden u Prilogu 4.



**6.29. Struktura programa i njegova veza sa okruženjem**

Između ostalog, unutar estimacionog algoritma vrednosti jedne ili više odabralih varijabli se skladište u posebno rezervisan prostor u eksternoj RAM memoriji. To se čini periodično, na svakih 1 ms, a o kojoj se promenljivoj radi, određuje se na osnovu komande zadate preko tastature  $\mu$ DS pogona. Broj uskladištenih vrednosti se broji i kada on dostigne veličinu rezervisanog prostora (3 K reči), aktivira se treći deo koda, označen na prethodnoj slici kao "PRENOS". Ovaj deo koda realizuje prenos podataka serijskom vezom iz predefinisanog memoriskog prostora do računara.

Važno je uočiti sledeće: procenjene korekcione vrednosti napona i struja se ne vraćaju nazad u algoritam za upravljanje, merenje i zaštitu, već se koriste interna, unutar estimacionog algoritma. Pri takvoj realizaciji, estimacioni algoritam, praktično funkcioniše kao izdvojena programska celina koja samo prima podatke, ali ne vraća izračunate vrednosti, osim u svrhu prikaza na personalnom računaru. Ovaj pristup u organizaciji koda i eksperimenta je prihvaćen jer je prvenstvena namera bila da se ispitaju mogućnosti estimacione metode u uslovima koje nameće struktura realnog pogonskog kontrolera, a to podrazumeva: ograničenu tačnost zapisa varijabli i koeficijenata, rad algoritma u *multitasking* okruženju, ograničeno vreme izvršavanja koda i slično. Naravno, dalji razvoj predloženog algoritma podrazumeva i njegovo testiranje unutar regulatora momenta, brzine ili fluksa, gde bi se estimirane vrednosti fluksa i momenta aktivno koristile kao ulazi regulatora.

Za razumevanje narednog poglavlja, važno je znati da je softverska realizacija takva da je rezolucija zadavanja amplitude referentne vrednosti statorskog napona jednaka 1 V, da je rezolucija merenja statorske struje 10 mA, da je rezolucija softverski unetog i korigovanog naponskog offseta približno 9 mV, dok je rezolucija softverski unetog i korigovanog strujnog offseta jednaka 10 mA.

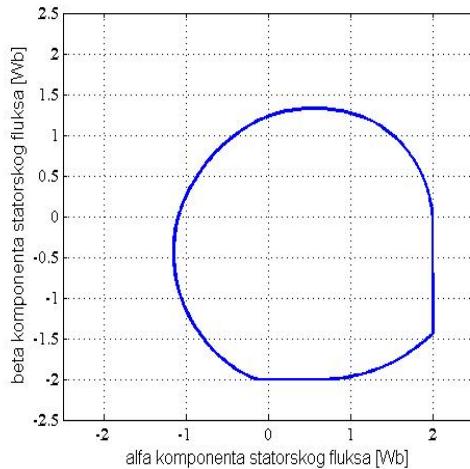
## 6.7. Rezultati eksperimentalne verifikacije

### 6.7.1. Rezultati merenja pri učestanosti osnovnog harmonika statorskog napona od 5 Hz

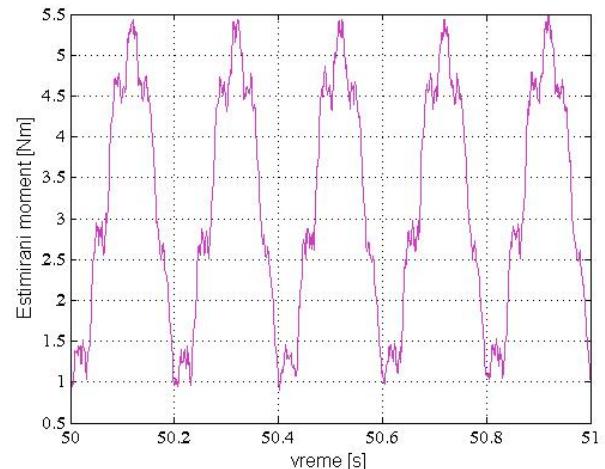
Sva tri eksperimenta čiji će rezultati biti prezentovani u ovom odeljku, realizovani su pri učestanosti statorskog napona od 5 Hz i pri takvoj amplitudi osnovnog harmonika tog napona koja je rezultovala nominalnim vrednošću fluksa statora. To je učinjeno sa namerom da se algoritam identifikacije i korekcije offseta mernih senzora testira na relativno niskim učestanostima statorskog napona, na kojima je, kao što je objašnjeno u poglavlju 3.1, uticaj offseta mernih senzora na estimaciju fluksa, elektromagnetskog momenta i brzine izraženiji i na kojima još nema sveobuhvatnog i opšteprihvaćenog rešenja tog problema.

Prvo ostvareno merenje je imalo za cilj da pokaže da estimirani fluks statora i estimirani elektromagnetski moment imaju neprihvatljivo veliko izobličenje u uslovima u kojima se ne vrši korekcija offseta merenja napona i/ili struje, a offset tih veličina postoji. Stoga je ostvaren eksperiment u kom je startovan pogon, aktivirana estimacija fluksa i elektromagnetskog momenta, ali ne i algoritam identifikacije nivoa offseta merene struje statora i referentnog signala statorskog napona. Eksperiment je dao očekivane rezultate: postojanje offset u estimiranoj statorskoj elektromotornoj sili je uzrokovalo drastičnu decentriranost hodografa vektora estimiranog fluksa statora (videti sliku 6.30.), dok se u estimiranom momentu javlja prostoperiodična komponenta čak i veća od srednje vrednosti estimiranog momenta (videti sliku 6.31.).

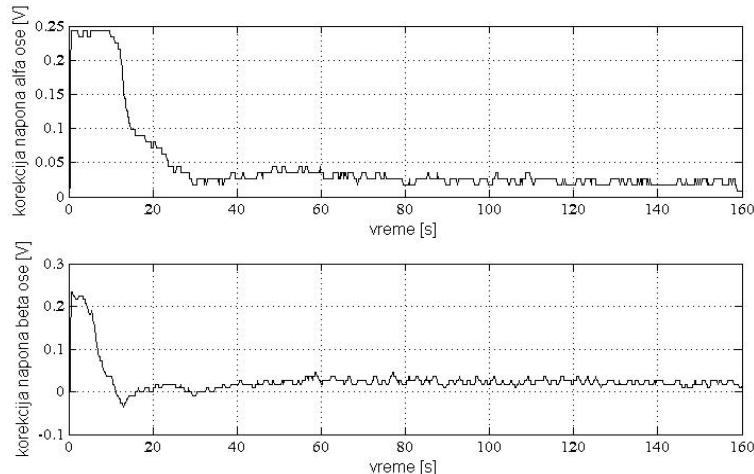
U narednom merenju su zadržani identični uslovi napajanja i opterećenja motora, ali je sada aktiviran i algoritam identifikacije i korekcije offseta signala merene struje i referentnog napona. Algoritam je posle nešto više od 160 sekundi rada, identifikovao offset merene struje u  $\alpha$  osi u iznosu od  $i_{\alpha s,k,0} = -50$  mA, offset merene struje u  $\beta$  osi u iznosu od  $i_{\beta s,k,0} = -40$  mA, offset referentnog napona statora u  $\alpha$  osi  $u_{\alpha s,k,0} = 18$  mV i offset referentnog napona statora u  $\beta$  osi  $u_{\beta s,k,0} = 18$  mV, što se može videti na slikama 6.32. i 6.33. Da su vrednosti offseta ispravno identifikovane i korigovane, može se videti na osnovu centriranog hodografa vektora estimiranog fluksa statora (slika 6.34.) kao i  $\alpha$  i  $\beta$  komponenti estimiranog fluksa statora (slika 6.35.) koje sada poseduju srednju vrednost fluksa manju od 0,02 Wb (slika 6.36).



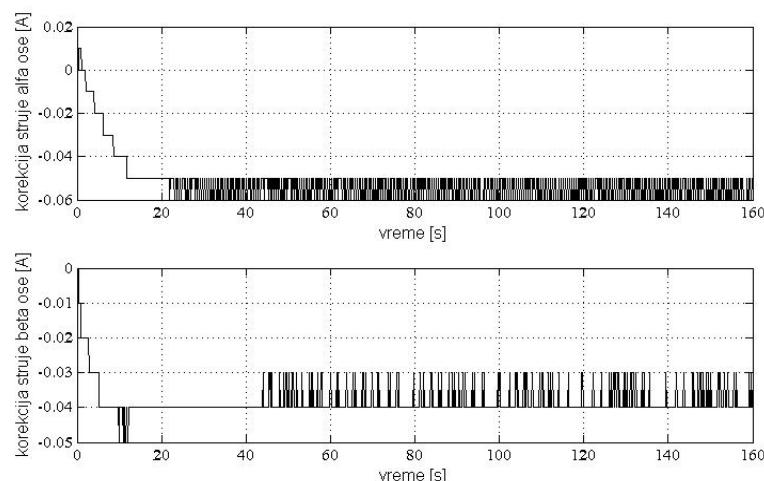
Sl. 6.30. Hodograf estimiranog vektora fluksa statora (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset NE; korekcionii algoritam: ISKLJUČEN)



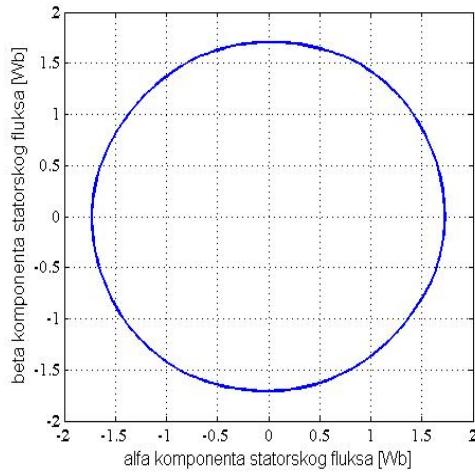
Sl. 6.31. Estimirani moment (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset:NE; korekcionii algoritam: ISKLJUČEN)



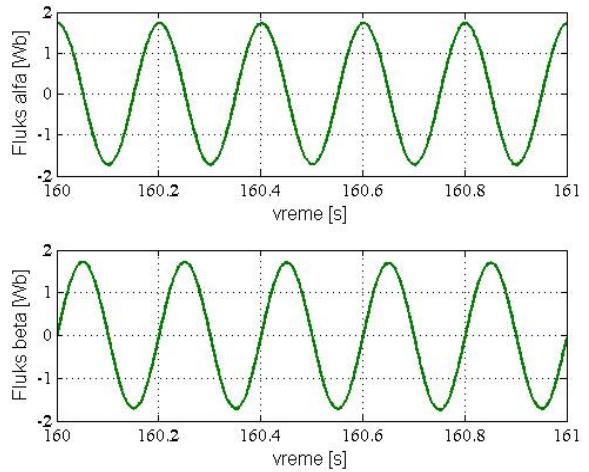
Sl. 6.32. Korekcija napona statora (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset:NE; korekcionii algoritam: AKTIVIRAN)



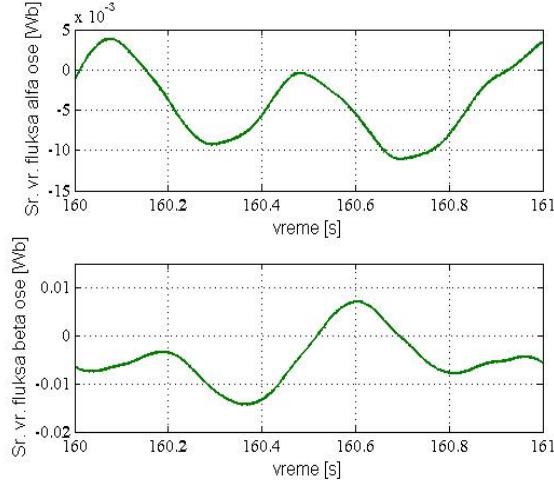
Sl. 6.33. Korekcija merene struje statora (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset:NE; korekcionii algoritam: AKTIVIRAN)



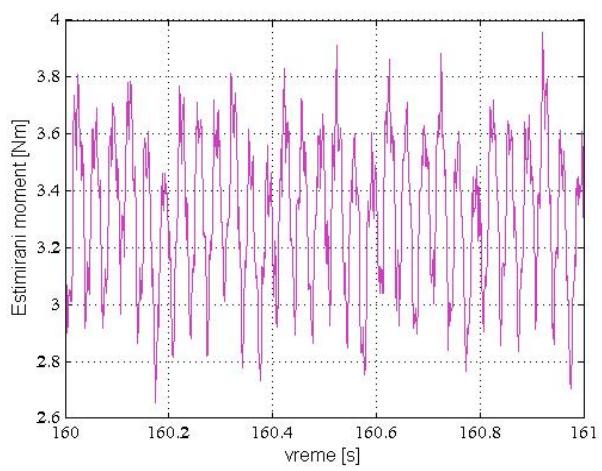
Sl. 6.34. Hodograf estimiranog vektora fluksa statora (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset NE; korekcionii algoritam: AKTIVIRAN)



Sl. 6.35. Estimirani fluks statora (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset NE; korekcionii algoritam: AKTIVIRAN)



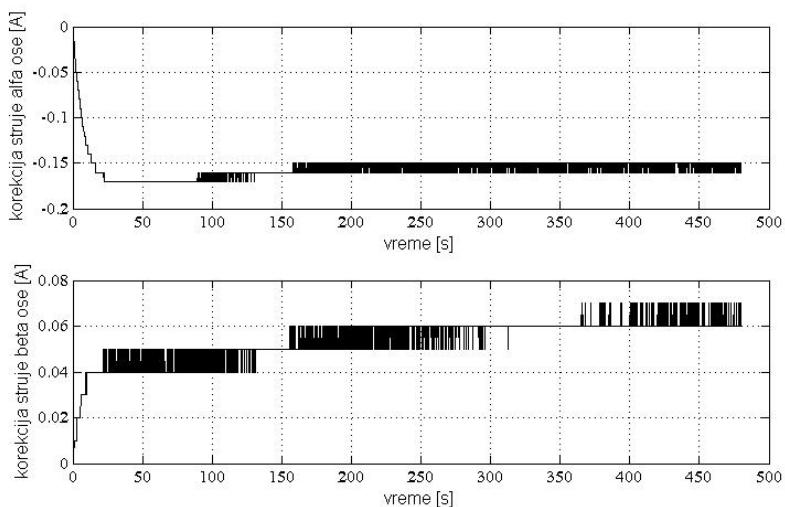
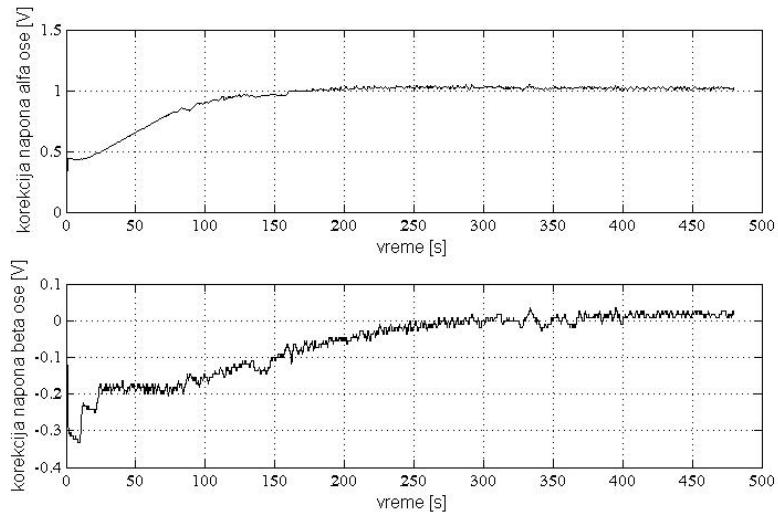
Sl. 6.36. Srednja vrednost estimiranog fluksa statora (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset NE; korekcionii algoritam: AKTIVIRAN)



Sl. 6.37. Estimirani moment (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset: NE; korekcionii algoritam: AKTIVIRAN)

Takođe, iz signala estimiranog elektromagnetskog momenta (slika 6.37.) skoro u potpunosti je eliminisana prostoperiodična komponenta na učestanosti osnovnog harmonika, koja sada poseduje amplitudu manju od 0,1 Nm, što je više od 20 puta manje nego što se ima u nekompenzovanom sistemu. Da bi se potvrdila i tačnost vrednosti koje se dobiju u procesu detekcije nivoa ofseta u četiri posmatrana signala, bilo je neophodno uneti unapred poznate vrednosti ofseta koje bi identifikacioni algoritam trebalo da pronađe i koriguje. To je učinjeno softverskim putem, dodavanjem odgovarajućih konstanti na signal merene struje i signal referentnog napona statora. Konstante koje su korišćene su takve da je postignut nivo ofseta koji se imao i pri računarskim simulacijama. Unet je ofset u signal statorskog napona u iznosu  $(U_{as,0})^* = 1 \text{ V}$ ,  $(U_{\beta s,0})^* = 0 \text{ V}$  i u merene statorske struje u iznosu  $(I_{as,0})^* = -100 \text{ mA}$ ,  $(I_{\beta s,0})^* = +100 \text{ mA}$ . Naravno, kako sami signali poseduju određeni ofset, to će ukupni ofset biti različit od softverski unetog, ali se, uzimajući u obzir nivo postojećeg i nivo veštački

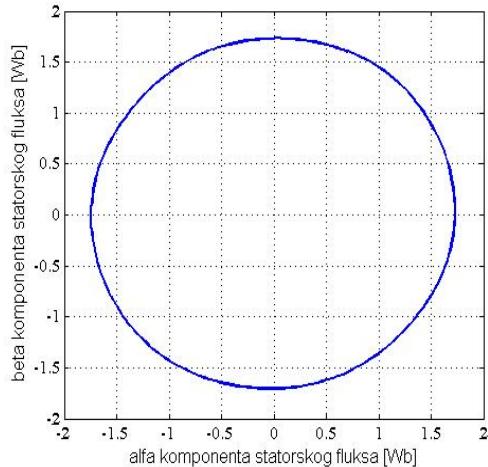
unetog ofseta, može smatrati da su eksperimentalni uslovi, po tom pitanju, približni onima koji su postojali u računarskoj simulaciji.



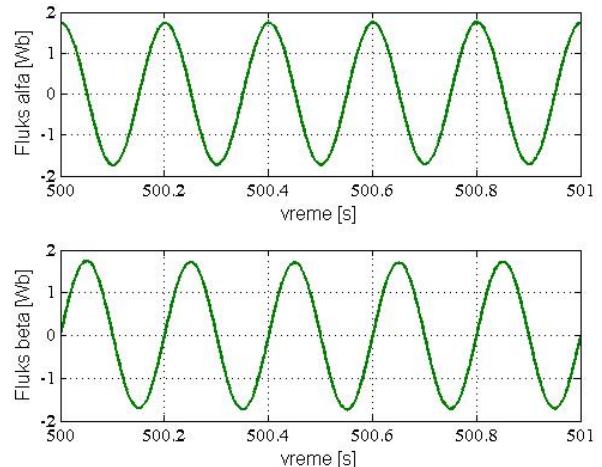
U ponovljenom eksperimentu predloženi algoritam je pokazao zadovoljavajuću tačnost. Kao što se sa slika 6.38. i 6.39. može videti, identifikovani su nivoi ofseta od  $i_{as\_k,1} = -150 \text{ mA}$ ,  $i_{bs\_k,1} = 60 \text{ mA}$ ,  $u_{as\_k,1} = 1,025 \text{ V}$ ,  $u_{bs\_k,1} = 18 \text{ mV}$ , što približno odgovara zbiru softverski unetog ofseta i onog koji je identifikovan u drugom eksperimentu, kada nije bilo softverski unetog ofseta:

$$\begin{aligned}
 u_{as\_corr,1} &\equiv u_{as\_k,0} + (U_{as,0})^* \\
 u_{\beta s\_corr,1} &\equiv u_{\beta s\_k,0} + (U_{\beta s,0})^* \\
 i_{as\_corr,1} &\equiv i_{as\_k,0} + (I_{as,0})^* \\
 i_{\beta s\_corr,1} &\equiv i_{\beta s\_k,0} + (I_{\beta s,0})^*
 \end{aligned} \tag{6.40}$$

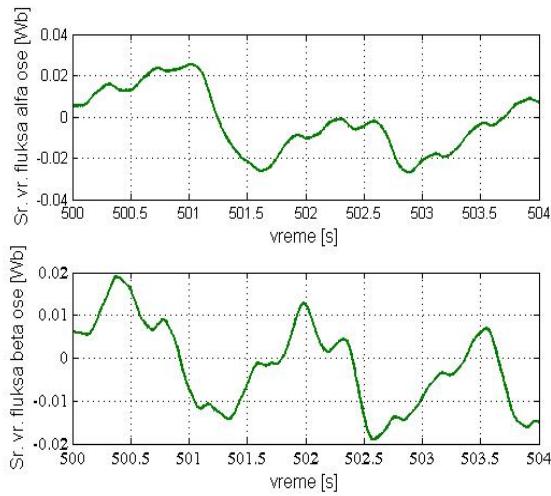
Eliminacija estimiranog ofseta ponovo je popravila rezultate estimacije statorskog fluksa i momenta, a što se može videti sa grafika prikazanih na slikama 6.40. do 6.43.



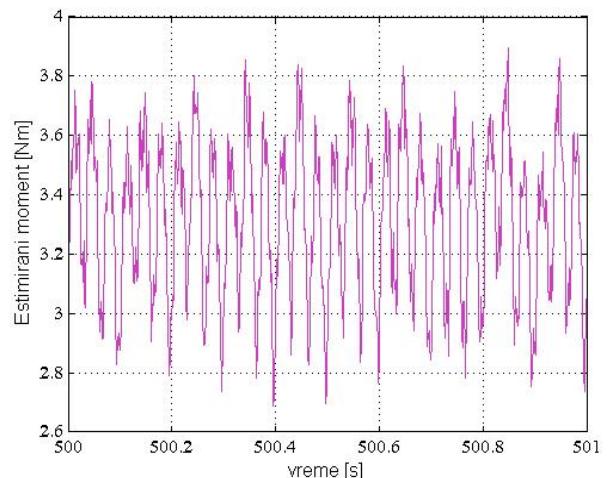
Sl. 6.40. Hodograf estimiranog vektora fluksa statora (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset DA; korekcionii algoritam: AKTIVIRAN)



Sl. 6.41. Estimirani fluks statora (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset: DA; korekcionii algoritam: AKTIVIRAN)



Sl. 6.42. Srednja vrednost estimiranog fluksa statora (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset DA; korekcionii algoritam: AKTIVIRAN)

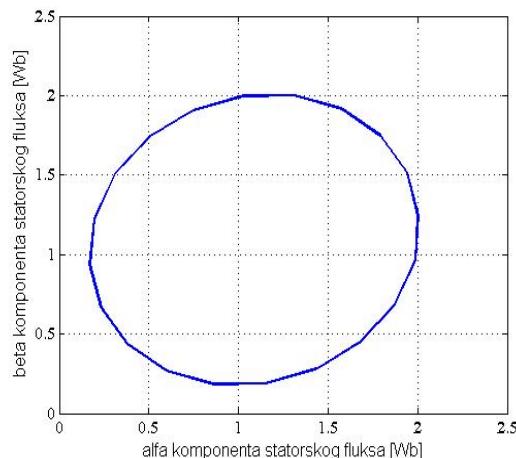


Sl. 6.43. Estimirani moment (Uslovi:  $f_s=5\text{Hz}$ ; unet softverski offset:DA; korekcionii algoritam: AKTIVIRAN)

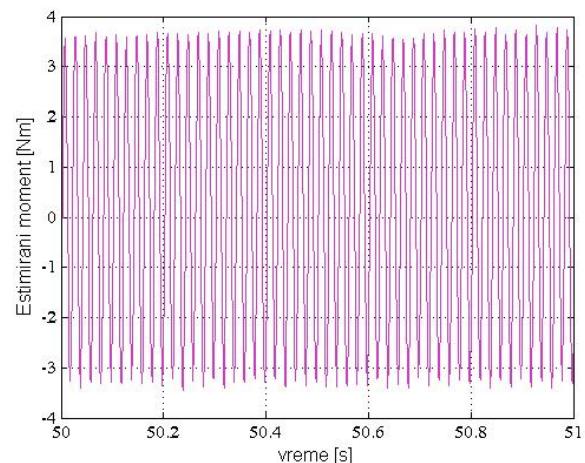
### 6.7.2. Rezultati merenja pri učestanosti osnovnog harmonika statorskog napona od 50 Hz

Radi potpune slike o mogućnostima predloženog algoritma, izvršeno je njegovo ispitivanje i pri učestanosti osnovnog harmonika statorskog napona od 50 Hz. Da bi radni uslovi u ovom ispitivanju bilo potpuno drugačiji od onih koji su se imali pri učestanosti od 5 Hz, na statorske priključke nije primenjen nominalni napon, već napon čija je vrednost 54,4 % nominalnog. Usled toga se imao statorski fluks u iznosu od  $\Psi_s^* = 0,65 \text{ Wb}$ .

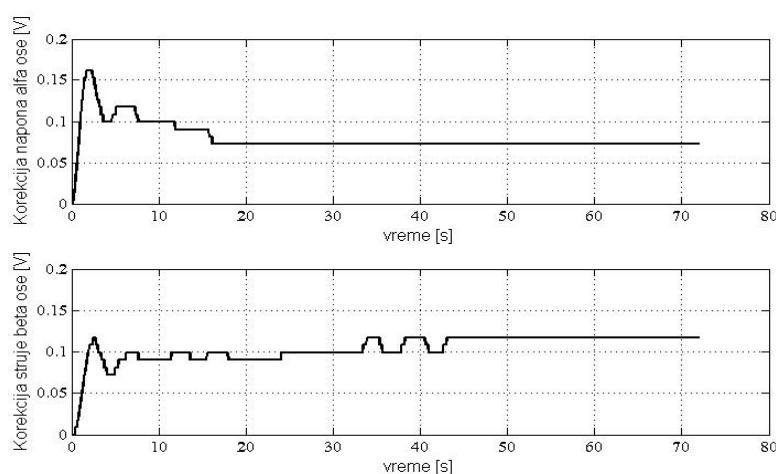
Ponovo je postojanje ofseta u merenoj struji i referentnoj vrednosti statorskog napona proizvelo izobličenje signala estimiranog fluksa (slika 6.44.) i estimiranog momenta (slika 6.45.). Aktivirani korekcionim algoritam je uspeo da posle nešto više od 70 sekundi rada identificuje offset merene struje  $\alpha$  ose u iznosu od  $i_{\alpha s, k, 0} = -40 \text{ mA}$ , offset merene struje  $\beta$  ose u iznosu od  $i_{\beta s, k, 0} = -20 \text{ mA}$ , offset referentnog napona  $\alpha$  ose statora  $u_{\alpha s, k, 0} = 72 \text{ mV}$  i offset referentnog napona  $\beta$  ose statora  $u_{\beta s, k, 0} = 117 \text{ mV}$ ,



Sl. 6.44. Hodograf estimiranog vektora fluksa statora (Uslovi:  $f_s=50\text{Hz}$ ; unet softverski offset NE; korekcionim algoritam: ISKLJUČEN)

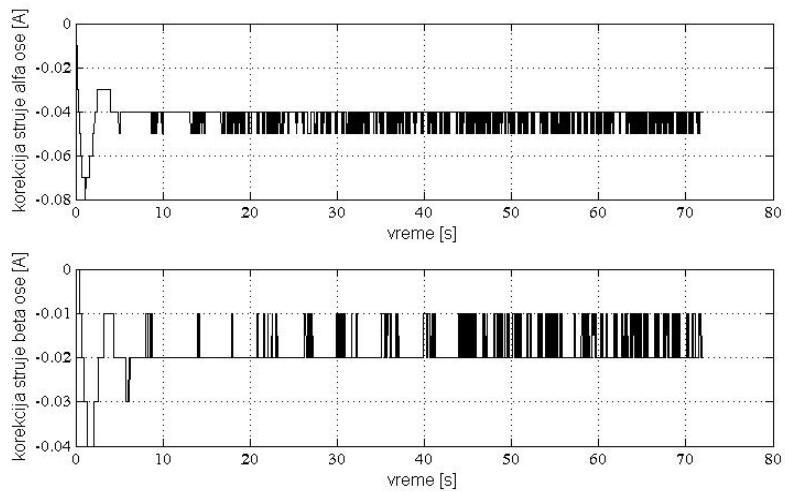


Sl. 6.45. Estimirani moment (Uslovi:  $f_s=50\text{Hz}$ ; unet softverski offset:NE; korekcionim algoritam: ISKLJUČEN)



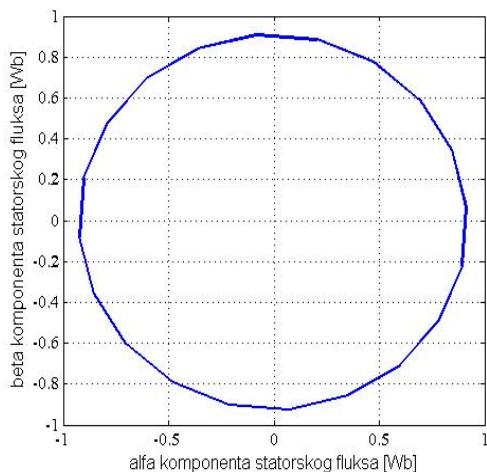
Sl. 6.46. Korekcija napona statora (Uslovi:  $f_s=50\text{Hz}$ ;

(unet softverski offset:NE; korekcioni algoritam: AKTIVIRAN)

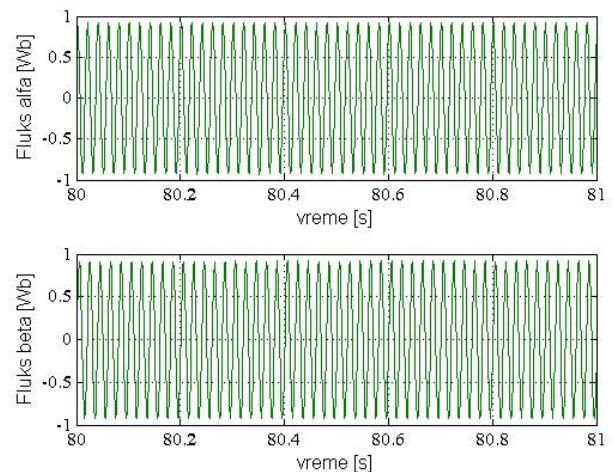


Sl. 6.47. Korekcija merene struje statora (Uslovi:  $f_s=50Hz$ ; unet softverski offset:NE; korekcioni algoritam: AKTIVIRAN)

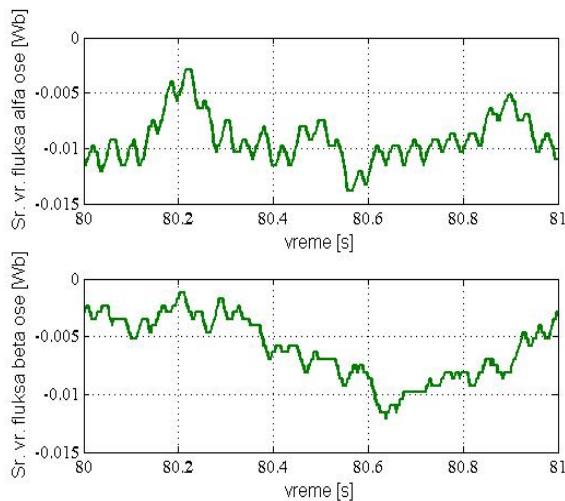
što se može videti na slikama 6.46. i 6.47., čime je eliminisano izobličenje iz signala estimiranog fluksa i momenta (videti slike 6.48., 6.49., 6.50. i 6.51). Sa slike 6.50. se vidi da je srednja vrednost fluksa statora svedena na ispod 2,5 % od vrednosti fluksa koja se ima u namotajima statora, tj. na oko 1,2 % vrednosti nominalnog fluksa, dok spektralna analiza signala estimiranog momenta pokazuje da je u njemu komponenta na učestanosti od 50 Hz manja od 0,05 Nm.



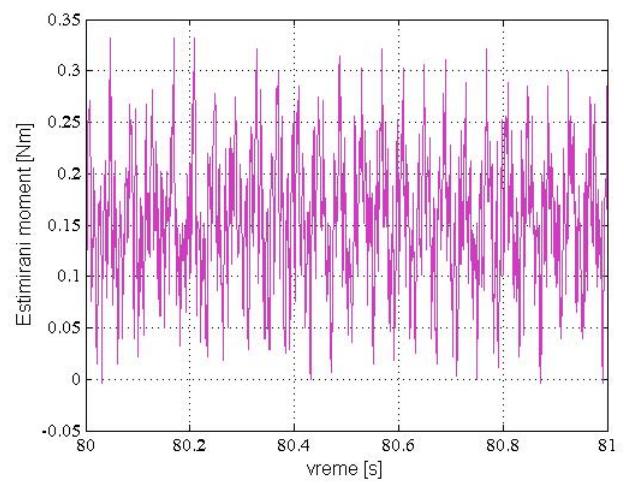
Sl. 6.48. Hodograf estimiranog vektora fluksa statora (Uslovi:  $f_s=50Hz$ ; unet softverski offset: NE; korekcioni algoritam: AKTIVIRAN)



Sl. 6.49. Estimirani fluks statora (Uslovi:  $f_s=50Hz$ ; unet softverski offset: NE; korekcioni algoritam: AKTIVIRAN)

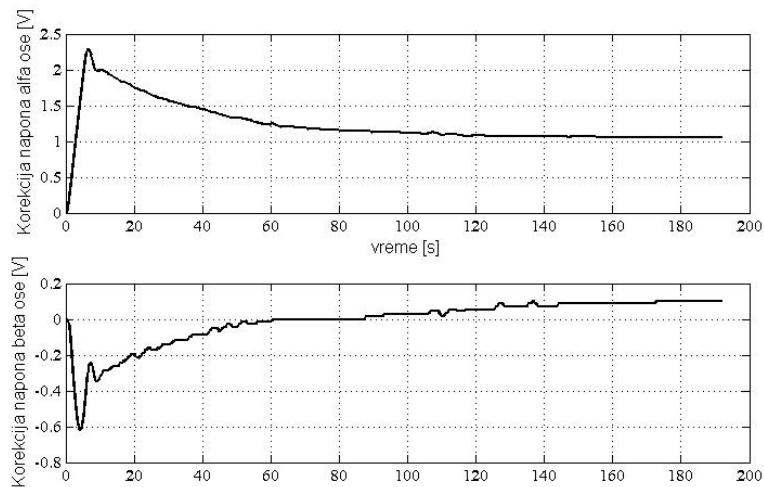


Sl. 6.50. Srednja vrednost estimiranog fluksa statora (Uslovi:  $f_s=50\text{Hz}$ ; unet softverski offset: NE; korekcioni algoritam: AKTIVIRAN)

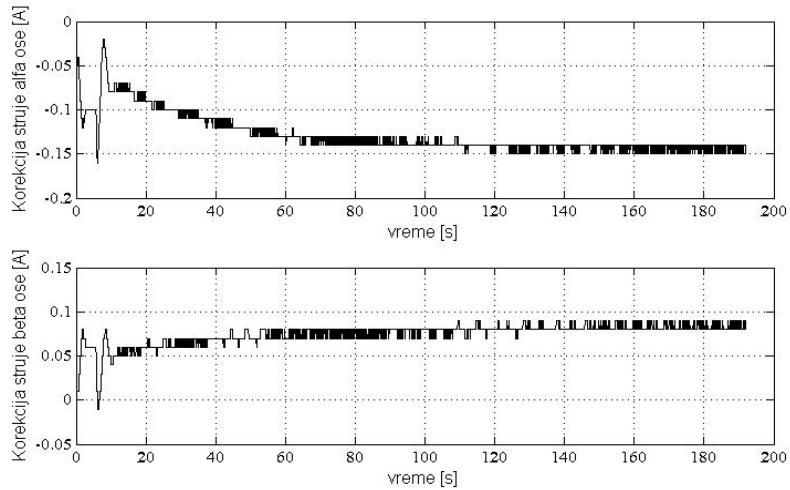


Sl. 6.51. Estimirani moment (Uslovi:  $f_s=50\text{Hz}$ ; unet softverski offset: NE; korekcioni algoritam: AKTIVIRAN)

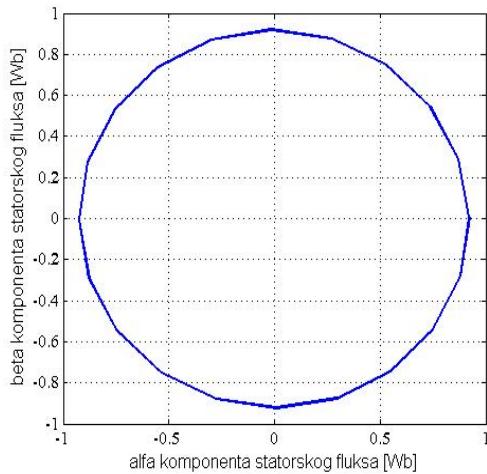
U daljem testiranju je softverskim putem unet offset u signal merene struje i signal referentnog napona. Vrednosti unetih offseta su identični onima koji su primenjeni pri ispitivanjima na učestanosti statorskog napona od 5 Hz:  $(U_{\alpha s,0})^*=1\text{ V}$ ,  $(U_{\beta s,0})^*=0\text{ V}$ ,  $(I_{\alpha s,0})^*=-100\text{ mA}$ ,  $(I_{\beta s,0})^*=+100\text{ mA}$ . Rezultati dobijeni u ovom eksperimentu su prikazani na slikama 6.52. do 6.55. Sa tih slika se vidi da predloženi algoritam uspešno procenjuje nivoe offseta ( $i_{\alpha s,k,1}=-140\text{ mA}$ ,  $i_{\beta s,k,1}=80\text{ mA}$ ,  $u_{\alpha s,k,1}=1,053\text{ V}$ ,  $u_{\beta s,k,1}=99\text{ mV}$ ) i na taj način koriguje estimaciju fluksa statora i momenta.



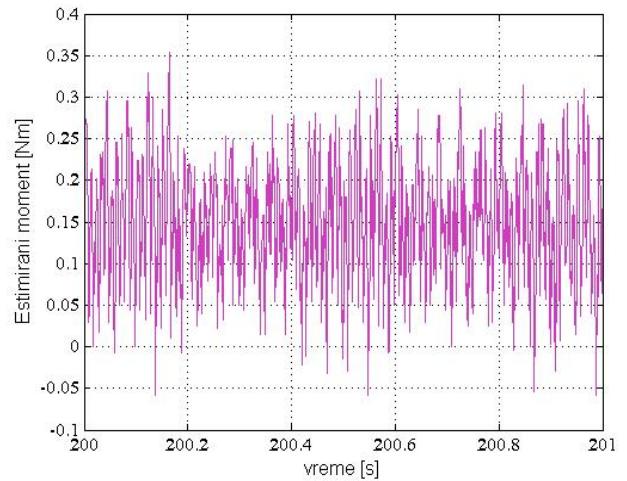
Sl. 6.52. Korekcija napona statora (Uslovi:  $f_s=50\text{Hz}$ ; unet softverski offset: DA; korekcioni algoritam: AKTIVIRAN)



Sl. 6.53. Korekcija merene struje statora (Uslovi:  $f_s=50\text{Hz}$ ; unet softverski offset:DA; korekcioni algoritam: AKTIVIRAN)



Sl. 6.54. Hodograf estimiranog vektora fluksa statora (Uslovi:  $f_s=50\text{Hz}$ ; unet softverski offset: DA; korekcioni algoritam: AKTIVIRAN)



Sl. 6.55. Estimirani moment (Uslovi:  $f_s=50\text{Hz}$ ; unet softverski offset:DA; korekcioni algoritam: AKTIVIRAN)

## 6.8. Kritički osvrt na karakteristike predloženog algoritma

Važno je na kraju istaći koje karakteristike favorizuju, a koje, pak, diskredituju predloženi algoritam za primenu u realnom *sensorless* pogonu.

Glavne prednosti ovog algoritma su:

- Algoritam je koncipiran tako da teži da otkloni uticaj ofseta izmerenih napona i struja na mestu gde sam problem nastaje: u signalima izmerenih veličina. Drugim rečima, ne ''leće'' se posledice postojanja ofseta (problemi u estimaciji fluksa, elektromagnetskog momenta i brzine rotora) već se deluje na samo eliminisanje uzroka. Na taj način se neutrališe uticaj postojanja ofseta i na ostale segmente algoritma implementiranog u pogonskom kontroleru koji bi, eventualno, koristili vrednosti izmerenih napona i struja.
- Pokazano je kroz računarske simulacije i praktičnu implementaciju da algoritam poseduje pouzdanost u detekciji onog senzora koji unosi nekompenzovani offset u mereni signal, kao odličnu tačnost u proceni nivoa tog ofseta.
- Očigledni nedostatak svih estimacionih algoritama koji su bazirani na spektralnoj analizi i detekciji amplitude i faze prvog harmonika estimiranog momenta je mogućnost da i moment opterećenja pogona poseduje sopstvene oscilacije baš na toj učestanosti. Tada estimacioni algoritam postojanje oscilacija u estimiranom momentu pogrešno pripisuju neadekvatno kompenzovanom ofsetu senzora. Da bi se to, ako ne potpuno izbeglo, a ono bar dovoljno ublažilo, predloženi algoritam u svom radu, umesto estimiranog momenta, koristi ranije opisani signal  $\hat{m}_{e,\text{filt}}$ .
- Koncepcija algoritma je takva da se on, u osnovi, bazira na integraciji sporopromenljivih grešaka u estimiranom fluksu statora ili izmerenoj struci čime se eliminiše potreba za velikom učestanošću izvršavanja algoritma. To je potvrđila i praktična realizacija u kojoj se algoritam izvršavao sa učestanošću od 1kHz, tj. deset puta ređe nego što se čini sa delom koda koji realizuje impulsno-širinsku modulaciju izlaznog naponskog signala.
- Iako znatne složenosti, algoritam se može realizovati kao odvojena programska celina koja sa ostatkom dela koda razmenjuje jedan ustaljen set informacija. Time se postiže univerzalnost primene jednom napisanog programskog koda u različitim pogonima, uz neznatnu izmenu inicijalizacione rutine.

Glavni nedostaci predloženog algoritma su:

- Složenost algoritma može predstavljati ozbiljno ograničenje u slučaju pogonskih kontrolera srednjih i niskih performansi.
- U okviru ovog naučnog rada nisu vršena ispitivanja funkcionalnosti algoritma u uslovima dinamičkog rada pogona. Takođe je neophodno uspostaviti analitičku zavisnost između uslova stabilnog rada pogona sa implementiranim algoritmom i vrednosti koeficijenata u PI regulatorima i NF filtrima unutar algoritma (videti sliku 6.10.), vrednosti parametara mašine, kao i nivoa estimiranog ofseta. Time bi se omogućilo optimalno podešavanje pomenutih parametara algoritma i definisanje granica njegovog stabilnog rada.

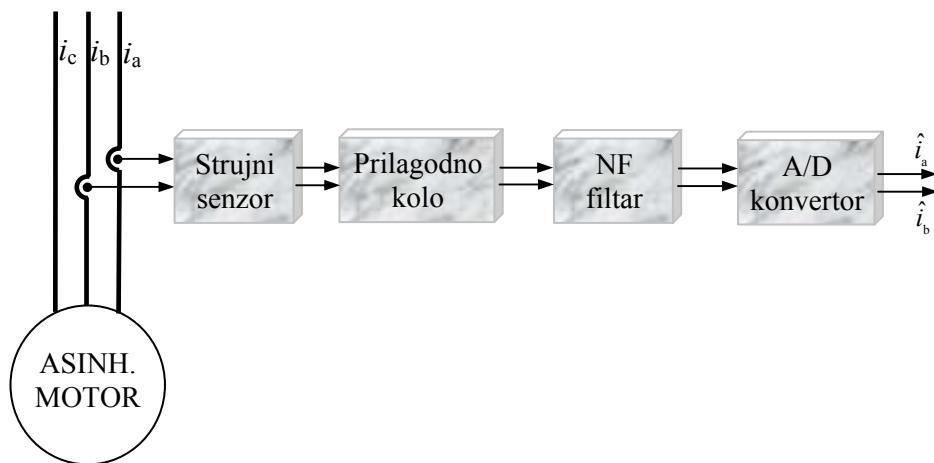
## 7. ELIMINACIJA UTICAJA GREŠKE SKALIRANJA NA RAD SENSORLESS POGONA

### 7.1. Uvod

Merenje struje u regulisanim električnim pogonima predstavlja složen proces koji tipično obuhvata sledeće aktivnosti:

- merenje signala struje u užem smislu, koje se realizuje pomoću strujnog senzora;
- pojačanje i prilagođenje merenog signala;
- niskofrekventnu filtraciju merenog signala u cilju otklanjanja visokofrekventnog šuma uzrokovanih radom invertorskih prekidača;
- A/D konverzija merenog signala;

Opisani proces merenja struje je prikazan blok dijagramom na slici 7.1.



Sl. 7.1. Merenje struje statora u mikroprocesorski upravljanom pogonu sa asinhronim motorom

U tipičnom pogonu sa trofaznim motorom čiji su statorski namotaji vezani u trougao ili u zvezdu ali sa neuzemljenim zvezdištem, neophodno je meriti samo dve struje, kao što je i učinjeno sa strujama faza  $a$  i  $b$  na slici 7.1. Zanemarujući grešku kvantizacije, rezultat merenja statorske struje predstavlja njen digitalni ekvivalent, koji pokazuje linearnu zavisnost od merene vrednosti:

$$\begin{aligned}\hat{i}_a &= k_a(t)i_a, \\ \hat{i}_b &= k_b(t)i_b,\end{aligned}\tag{7.1}$$

pri čemu su sa  $i_a$  i  $i_b$  označene merene struje, a sa  $\hat{i}_a$  i  $\hat{i}_b$  izmerene digitalne vrednosti, prisutne u memoriji pogonskog kontrolera. Koeficijenti  $k_a(t)$  i  $k_b(t)$  predstavljaju tzv. koeficijente

skaliranja i opisuju linearnu vezu između merene i izmerene vrednosti. Naravno, izraz (7.1) važi samo u slučaju kada su amplituda i učestanost merenog signala takvi da se fazno kašnjenje i nelinearnost mernog sistema mogu zanemariti. Slučajevi kod kojih relacija (7.1), iz bilo kojih razloga, ne važi, izlaze iz okvira ovog rada i neće biti predmet razmatranja koja slijede.

Dalje se u pogonskom kontroleru digitalne vrednosti  $\hat{i}_a$  i  $\hat{i}_b$  dele normalizacionim koeficijentima  $k_{a\_norm}$  i  $k_{b\_norm}$  sa ciljem da se dobiju vrednosti koje predstavljaju digitalni ekvivalent numerički jednak vrednosti merene struje:

$$\begin{aligned}\hat{i}_{a\_norm} &= \frac{\hat{i}_a}{k_{a\_norm}} = \frac{k_a(t)}{k_{a\_norm}} i_a \quad \xrightarrow{k_{a\_norm}=k_a(t)} \quad \hat{i}_{a\_norm} = i_a, \\ \hat{i}_{b\_norm} &= \frac{\hat{i}_b}{k_{b\_norm}} = \frac{k_b(t)}{k_{b\_norm}} i_b \quad \xrightarrow{k_{b\_norm}=k_b(t)} \quad \hat{i}_{b\_norm} = i_b.\end{aligned}\tag{7.2}$$

Često se količnici  $k_a(t)/k_{a\_norm}$  i  $k_b(t)/k_{b\_norm}$  u stručnoj literaturi nazivaju normalizovani koeficijenti skaliranja. Vrednost normalizacionih koeficijenata  $k_{a\_norm}$  i  $k_{b\_norm}$  se određuje u *self-commissioning* režimu rada koji je detaljno objašnjen u odeljku 6.1. Shodno tome, sa velikom pouzdanošću se može tvrditi da u trenutku startovanja pogona, a nakon obavljenog *self-commissioning* procesa, u pogonskom kontroleru posedujemo digitalni ekvivalent merene struje koji je numerički jednak merenoj vrednosti.

Problemi nastupaju u toku rada pogona, najčešće zbog termičkih promena kojima su izloženi elementi u sistemu za merenje struje. Naime, promena temperature uzrokuje pojavu temperaturnog drifta, kojem su u najvećoj meri izloženi strujni senzori. Kao jedna od posledica drifta javlja se varijacija statičkog pojačanja senzora. Na primer, strujni senzor, HAL 200-S, proizveden od strane firme LEM, pri varijaciji temperature u opsegu od 25 °C do 75 °C poseduje promenu statičkog pojačanja od 2,5 %, čak oko dva puta više nego što je termički drift ofseta merenja. To za posledicu ima da relacija (7.2) više ne važi, tj. da digitalni ekvivalent statorske struje, prisutan u pogonskom kontroleru ne odgovara njenoj merenoj vrednosti. Iako se u praksi teži da senzori budu od istog proizvođača, istog tipa i iz iste serije, kao i da budu montirani na relativno bliskom rastojanju, usled nemogućnosti ispunjenja nekog od uslova, ili usled zamene jednog od ovih senzora, ne može se očekivati čak ni da promene normalizovanih koeficijenata skaliranja  $k_a(t)/k_{a\_norm}$  i  $k_b(t)/k_{b\_norm}$  budu jednake:

$$\frac{\Delta k_a(t)}{k_{a\_norm}} \neq \frac{\Delta k_b(t)}{k_{b\_norm}}.\tag{7.3}$$

Dakle, može se konstatovati da se u procesu merenja struje, usled termičkog drifta, neizbežno javlja greška koja se u literaturi naziva "greška skaliranja", a manifestuje se kroz neslaganje merene i izmerene vrednosti statorske struje.

U tekstu koji sledi će najpre u odeljku 7.2. biti analiziran uticaj koji greška skaliranja ima na rad pogona bez davača na osovini. Između ostalog, u ovom odeljku će biti pokazano

da daleko veći problem za ispravan rad regulisanih pogona predstavlja pojava razlike između koeficijenata skaliranja, nego njihovo jednakost istosmerno odstupanje od vrednosti određenih u toku samopodešavajućeg (*self-commissioning*) procesa. Zbog toga će u odeljku 7.3. biti predložen novi algoritam za *online* detekciju i korekciju razlike između normalizovanih koeficijenata skaliranja,  $k_a(t)/k_{a\_norm}$  i  $k_b(t)/k_{b\_norm}$ . Statičke i dinamičke karakteristike predloženog algoritma su ispitane kroz računarske simulacije i rezultati ovih simulacija su prezentovani u odeljku 7.4. Konačno, u odeljku 7.5. su sumirane prednosti, ali i ograničenja koja su uočena u radu predloženog algoritma, kako pri stacionarnom tako i pri dinamičkom radnom režimu pogona.

## 7.2. Uticaj greške skaliranja na estimaciju statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta

Uticaj greške skaliranja na estimiranu vrednost statorskog fluksa i elektromagnetskog momena se najbolje može sagledati nakon transformacije izmerene struje statora u sinhrono rotirajući koordinatni sistem kolinearan sa vektorom rotorskog fluksa. Međutim, najpre će izmerena statorska struja:

$$\begin{aligned}\hat{i}_{a\_norm} &= \frac{k_a(t)}{k_{a\_norm}} i_a, \\ \hat{i}_{b\_norm} &= \frac{k_b(t)}{k_{b\_norm}} i_b, \\ \hat{i}_{c\_norm} &= -\frac{k_a(t)}{k_{a\_norm}} i_a - \frac{k_b(t)}{k_{b\_norm}} i_b,\end{aligned}\tag{7.4}$$

biti zapisana u formi koja je pogodnija za dalju analizu:

$$\begin{aligned}\hat{i}_{a\_norm} &= [1 + \Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] i_a, \\ \hat{i}_{b\_norm} &= [1 + \Delta k_{sr}(t) - \Delta k_{dif}(t)] i_b, \\ \hat{i}_{c\_norm} &= -[1 + \Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] i_a - [1 + \Delta k_{sr}(t) - \Delta k_{dif}(t)] i_b,\end{aligned}\tag{7.5}$$

gde je sa  $\Delta k_{sr}(t)$  označena promena srednje vrednosti normalizovanih koeficijenata skaliranja merenih struja u fazi  $a$  i  $b$  statora:

$$\Delta k_{sr}(t) = 0,5 \left[ \frac{k_a(t)}{k_{a\_norm}} + \frac{k_b(t)}{k_{b\_norm}} \right] - 1,\tag{7.6}$$

dok je sa  $\Delta k_{\text{dif}}(t)$  označena polovina razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja, tj. odstupanje pojedinačnih koeficijenata od srednje vrednosti:

$$\Delta k_{\text{dif}}(t) = 0,5 \left[ \frac{k_a(t)}{k_{a\_norm}} - \frac{k_b(t)}{k_{b\_norm}} \right]. \quad (7.7)$$

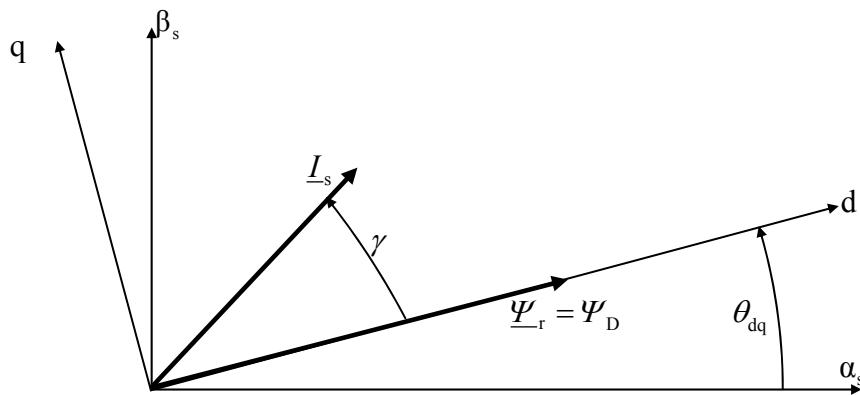
Dakle, kao posledica greške skaliranja u merenoj struji se javlja vremenski promenljivi vektor greške merene struje, čije komponente u originalnom *abc* domenu imaju vrednosti:

$$\begin{aligned} \hat{\Delta i}_a &= \hat{i}_{a\_norm} - i_a = [\Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] i_a, \\ \hat{\Delta i}_b &= \hat{i}_{b\_norm} - i_b = [\Delta k_{sr}(t) - \Delta k_{dif}(t)] i_b, \\ \hat{\Delta i}_c &= \hat{i}_{c\_norm} - i_c = -[\Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] i_a - [\Delta k_{sr}(t) - \Delta k_{dif}(t)] i_b. \end{aligned} \quad (7.8)$$

Analiza koja sledi podrazumeva slučaj stacionarnog stanja svih veličina mašine. U tim uslovima se vrednosti statorskih struja  $i_a$  i  $i_b$  mogu zapisati na sledeći način:

$$\begin{aligned} i_a &= I_s \cos(\theta_{dq} + \gamma), \\ i_b &= I_s \cos\left(\theta_{dq} + \gamma - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (7.9)$$

gde je sa  $\theta_{dq}$  označen ugao koji generalizovani koordinatni sistem, kolinearan sa vektorom statorskog fluksa formira sa  $\alpha$  osom stacionarnog  $\alpha\beta$  koordinatnog sistema, dok je sa  $\gamma$  označen ugao između fazora statorske struje i rotorskog fluksa. Fazorski dijagram, koji odgovara izrazu 7.9, prikazan je na slici 7.2.



Sl. 7.2. Fazori rotorskog fluksa i statorske struje u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu

Transformacijom vektora greške merene struje u stacionarni,  $\alpha\beta$  koordinatni sistem, dobija se:

$$\begin{aligned}\Delta \hat{i}_{as} &= \Delta \hat{i}_a = [\Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] i_a = [\Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] i_{as}, \\ \Delta \hat{i}_{bs} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (\Delta \hat{i}_a + 2 \Delta \hat{i}_b) = [\Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] i_{bs} - \frac{4}{\sqrt{3}} \Delta k_{dif}(t) i_b.\end{aligned}\quad (7.10)$$

Primenom Parkove transformacije, izračunava se vektor greške merenja statorske struje zapisan u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu:

$$\begin{aligned}\Delta \hat{i}_d &= \Delta \hat{i}_{as} \cos \theta_{dq} + \Delta \hat{i}_{bs} \sin \theta_{dq} = [\Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] i_d - \frac{4}{\sqrt{3}} \Delta k_{dif}(t) i_b \sin \theta_{dq}, \\ \Delta \hat{i}_q &= -\Delta \hat{i}_{as} \sin \theta_{dq} + \Delta \hat{i}_{bs} \cos \theta_{dq} = [\Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] i_q - \frac{4}{\sqrt{3}} \Delta k_{dif}(t) i_b \cos \theta_{dq}.\end{aligned}\quad (7.11)$$

Kombinujući (7.9) i (7.11)  $d$  i  $q$  komponente statorske greške se mogu zapisati i na sledeći način:

$$\begin{aligned}\Delta \hat{i}_d &= \Delta k_{sr}(t) i_d - \frac{\sqrt{3}}{3} \Delta k_{dif}(t) i_q - \frac{2\sqrt{3}}{3} \Delta k_{dif}(t) I_s \sin\left(2\theta_{dq} + \gamma - \frac{2\pi}{3}\right), \\ \Delta \hat{i}_q &= \frac{\sqrt{3}}{3} \Delta k_{dif}(t) i_d + \Delta k_{sr}(t) i_q - \frac{2\sqrt{3}}{3} \Delta k_{dif}(t) I_s \cos\left(2\theta_{dq} + \gamma - \frac{2\pi}{3}\right).\end{aligned}\quad (7.12)$$

Konačno, može se zaključiti da se kao posledica greške skaliranja javlja odstupanje vrednosti  $d$  i  $q$  komponenti statorske struje,  $\hat{i}_{d\_norm}$  i  $\hat{i}_{q\_norm}$  od konstantnih vrednosti koje se imaju pri stacionarnom stanju u mašini,  $i_d$  i  $i_q$ :

$$\begin{aligned}\Delta \hat{i}_d &= \hat{i}_{d\_norm} - i_d = \Delta I_{d0} + \Delta I_{d2} \sin\left(2\theta_{dq} + \gamma + \frac{\pi}{3}\right), \\ \Delta \hat{i}_q &= \hat{i}_{q\_norm} - i_q = \Delta I_{q0} + \Delta I_{q2} \cos\left(2\theta_{dq} + \gamma + \frac{\pi}{3}\right).\end{aligned}\quad (7.13)$$

To odstupanje poseduje konstantnu komponentu koja je funkcija komponenti strujnog vektora,  $i_d$  i  $i_q$ , ali i varijacije srednje vrednosti,  $\Delta k_{sr}$  i razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja,  $\Delta k_{dif}$ .

$$\begin{aligned}\Delta I_{d0} &= \Delta I_{d0}(i_d, i_q, \Delta k_{sr}(t), \Delta k_{dif}(t)) = \Delta k_{sr}(t) i_d - \frac{\sqrt{3}}{3} \Delta k_{dif}(t) i_q, \\ \Delta I_{q0} &= \Delta I_{q0}(i_d, i_q, \Delta k_{sr}(t), \Delta k_{dif}(t)) = \frac{\sqrt{3}}{3} \Delta k_{dif}(t) i_d + \Delta k_{sr}(t) i_q.\end{aligned}\quad (7.14)$$

Kako su varijacije koeficijenata skaliranja relativno male (unutar 2 % za pun opseg promene radne temperature), to vrednost jednosmernih komponenti  $\Delta I_{d0}$  i  $\Delta I_{q0}$ , tipično, ne prelazi 2-3% nominalne struje statora.

Pored jednosmerne komponente, greška estimacije statorske struje poseduje i prostoperiodičnu komponentu na dvostrukoj učestanosti statorskog napona čija je amplituda direktno proporcionalna razlici dva normalizovana koeficijenata skaliranja,  $\Delta k_{\text{dif}}$ :

$$\Delta I_{d2} = \Delta I_{q2} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \Delta k_{\text{dif}}(t) I_s. \quad (7.15)$$

Važno je sada ispitati kakav je uticaj opisane greške transformisane statorske struje na estimiranu vrednost statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta. Primenjujući teoremu linearnosti na izraz (2.31), lako se zaključuje da se greška u estimiranim vrednostima struje propagira kroz estimator fluksa, uzrokujući pogrešnu procenu statorskog fluksa u iznosu:

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\Psi}_d &= L_d \Delta I_{d0} + L_d \Delta I_{d2} \sin\left(2\theta_{dq} + \gamma + \frac{\pi}{3}\right), \\ \Delta \hat{\Psi}_q &= L_q \Delta I_{q0} + L_q \Delta I_{q2} \cos\left(2\theta_{dq} + \gamma + \frac{\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (7.16)$$

U slučaju estimacije elektromagnetskog momenta, zaključak nije tako jednostavan, jer moment predstavlja vektorski proizvod vektora statorske struje i estimiranog vektora statorskog fluksa koji je i sam pod uticajem greške estimacije statorske struje. U analiziranom slučaju orientacije u pravcu fluksa rotora, izraz za estimaciju elektromagnetskog momenta glasi:

$$\hat{m}_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \hat{\Psi}_D \hat{i}_{q\_norm} \quad (7.17)$$

Uvažavajući delimičnu sporost estimacije rotorskog fluksa,  $\hat{\Psi}_D$ , u odnosu na prostoperiodičnu grešku estimacije  $d$  komponente statorske struje, što je detaljno obrazloženo u odeljku 6.2., može se zanemariti prostoperiodični član u grešci estimacije rotorskog fluksa:

$$\Delta \hat{\Psi}_D = L_m \Delta \hat{i}_d \cong L_m \Delta I_{d0}. \quad (7.18)$$

Kombinujući izraze (7.14), (7.17) i (7.18), dolazi se do greške estimacije elektromagnetskog momenta mašine:

$$\begin{aligned}
\Delta \hat{m}_e &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_D + L_m \Delta I_{d0}) \left( i_q + \Delta I_{q0} + \Delta I_{q2} \cos\left(2\theta_{dq} + \gamma + \frac{\pi}{3}\right)\right) - \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_D \dot{i}_q = \\
&= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_D \Delta I_{q0} + L_m \Delta I_{d0} i_q) + \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_D \Delta I_{q2} \cos\left(2\theta_{dq} + \gamma + \frac{\pi}{3}\right) + O(\Delta^2) = \\
&\approx \Delta M_0 + \Delta m_{e,2} = \Delta M_0 + \Delta M_2 \cos\left(2\theta_{dq} + \gamma + \frac{\pi}{3}\right).
\end{aligned} \tag{7.19}$$

Iz izraza (7.19) se uočava da će u stacionarnom režimu rada, usled greške skaliranja, doći do odstupanja srednje vrednosti estimiranog momenta od tačne vrednosti:

$$\Delta M_0 = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_D \Delta I_{q0} + L_m \Delta I_{d0} i_q), \tag{7.20}$$

ali i do pojave prostoperiodične komponente estimiranog signala čija je kružna učestanost jednaka dvostrukoj vrednosti kružne učestanosti naponske reference i čija je amplituda direktno proporcionalna razlici normalizovanih koeficijenata skaliranja merenih statorskih struja:

$$\Delta m_{e,2} = \Delta M_2 \cos\left(2\theta_{dq} + \gamma + \frac{\pi}{3}\right) = \sqrt{3} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_D \Delta k_{dif}(t) I_s \cos\left(2\theta_{dq} + \gamma + \frac{\pi}{3}\right). \tag{7.21}$$

Ako je u regulisanom pogonu primjenjen strujni regulator dovoljno širokog propusnog opsega, može se konstatovati da će signal greške na ulazu strujnog regulatora biti jednak nuli:

$$\begin{aligned}
\Delta i_d &= i_d^* - \hat{i}_{d\_norm} = 0 \quad \Rightarrow \quad i_d^* = \hat{i}_{d\_norm}, \\
\Delta i_q &= i_q^* - \hat{i}_{q\_norm} = 0 \quad \Rightarrow \quad i_q^* = \hat{i}_{q\_norm}.
\end{aligned} \tag{7.22}$$

To znači da će strujni regulator "prinuditi" pogrešno estimiranu vrednost statorske struje da prati strujnu referencu, istovremeno čineći da struja u statorskim namotajima odstupa od referentne vrednosti za iznos jednak grešci estimacije:

$$\begin{aligned}
i_d &= i_d^* - \Delta \hat{i}_d, \\
i_q &= i_q^* - \Delta \hat{i}_q.
\end{aligned} \tag{7.23}$$

U tom slučaju se greška estimacije momenta može interpretirati i kao poremećaj momenta opterećenja koji tada, pored promene srednje vrednosti, dobija i značajnu prostoperiodičnu komponentu.

Postavlja se pitanje u kojoj su meri efekti uzrokovani greškom skaliranja kritični za rad pogona bez davača brzine i pozicije na vratilu:

- Najpre treba konstatovati da su posledice koje greška skaliranja ima na proces estimacije fluksa statora i elektromagnetskog momenta daleko blaže nego što je to slučaj sa neadekvatno kompenzovanim offsetom strujnog i naponskog senzora. Razlog je odsustvo efekta integracije, koji u slučaju ofseta drastično deformiše hodograf vektora estimiranog fluksa i unosi znatnu prostoperiodičnu komponentu u estimirani moment;
- Izrazi (7.16) i (7.18) nam kazuju da usled greške skaliranja dolazi do promene i srednje vrednosti estimiranih flukseva statora i rotora. Međutim, u savremenim istraživanjima se tom problemu skoro i ne posvećuje pažnja, tj. nije publikovan ni jedan algoritam koji ima za cilj da eliminiše samo tu komponentu greške estimacije fluksa. Razlog je krajnje praktične prirode. Ako se analizira struktura tipičnog estimatora statorskog fluksa (izraz (6.2)), koji se bazira na integraciji statorske elektromotorne sile, može se uočiti da u njemu merena vrednost statorske struje ne figuriše samostalno, već kao proizvod  $R_s \hat{I}_s$ . Usled promene temperature u pogonskom pretvaraču i motoru, dolazi do termičkog drifta statičkog pojačanja strujnih senzora, ali i do promene termogenog otpora statorskog namotaja. Pri tome je relativna promena statičkog pojačanja senzora za pun opseg promene temperature pogonskog pretvarača u granicama od -2 % do +2 % [S11], dok je relativna promena statorskog otpora daleko veća i kreće se od -25 % do čak +70 % [A9] u odnosu na vrednost koja se ima pri nominalnoj temperaturi ambijenta. Stoga skoro svi regulisani pogoni visokih performansi imaju implementiran neki od algoritama *online* identifikacije vrednosti statorskog otpora kojim neprekidno koriguju vrednost tog parametra u modelu. Praksa je pokazala da se dobrom usaglašenošću vrednosti parametara u modelu i odgovarajućih parametara mašine može smatrati slučaj u kom je njihovo relativno odstupanje unutar 10 % za pogone srednjih performansi, odnosno unutar 2,5 % za pogone visokih performansi. Takvi odnosi veličina čine bespredmetnim pokušaje da se konstantni član u estimiranom fluksu statora, nastao kao posledica greške skaliranja, identificuje i kompenzuje;
- Jednosmerna komponenta greške estimacije elektromagnetskog momenta,  $\Delta M_0$ , takođe ne predstavlja ozbiljnu smetnju u radu brzinskih i pozicionih servomehanizama koji svoje povratne sprege zatvaraju preko estimiranih vrednosti fluksa, momenta, brzine i/ili pozicije. Naime, proporcionalno integralna struktura regulatora brzine ili pozicije jednostavno eliminiše grešku zadate brzine ili pozicije, bez obzira da li član  $\Delta M_0$  postoji ili ne.
- Svakako najozbiljnija posledica greške estimacije je postojanje prostoperiodične komponente u estimiranom momentu,  $\Delta m_{e,2}$ , koji se kod pogona sa kvalitetnim regulatorima struje manifestuje kao prostoperiodična pulsacija elektromagnetskog momenta mašine na učestanosti koja odgovara dvostrukoj učestanosti naponske reference. Zavisno od karakteristika regulatora brzine, te oscilacije će se u manjoj ili većoj meri manifestovati i kao oscilacije brzine rotorske osovine. Usled toga dolazi do dodatnog zamora i ubrzanog starenja materijala od kog su napravljeni ležajevi, osovina rotora i prenosni mehanizam pogona. Posebno je kritična situacija u pogonima sa dugačkom rotorskom osovinom ne preterano velike krutosti, koji se zbog toga odlikuju niskom rezonantnom učestanošću mehaničkog podsistema. U takvim pogonima postoji mogućnost

uspostavljanja podržanih oscilacija mehaničkog podsistema koje mogu prouzrokovati čak i lom osovine ili prenosnog mehanizma.

### 7.3. Novi algoritam za eliminaciju razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja

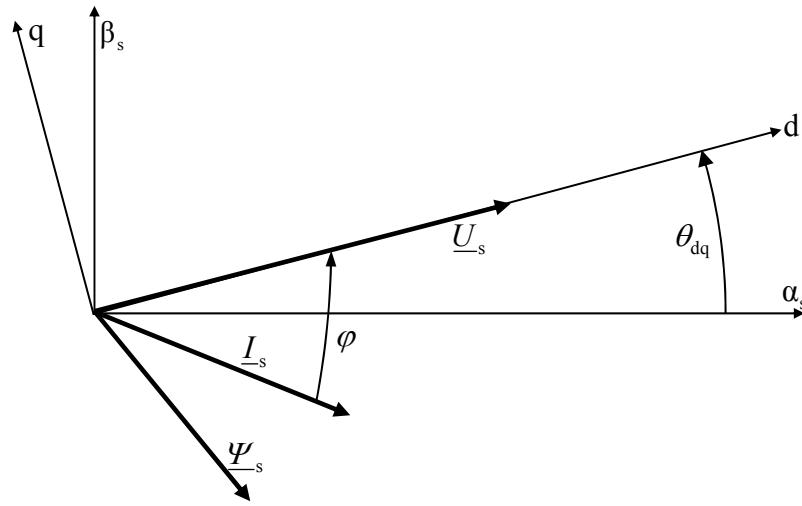
Iz svega izloženog u odeljku 7.2. uočava se da je od prevashodnog značaja da se eliminiše razlika između normalizovanih vrednosti koeficijenata skaliranja, tj. da se anulira parametar  $\Delta k_{\text{dif}}$ , i na taj način poništi prostoperiodična greška u estimiranom fluksu statora i estimiranom momentu. Pri tome je od daleko manjeg značaja da se detektuje eventualna promena srednje vrednosti normalizovanih koeficijenata skaliranja,  $\Delta k_{\text{sr}}$ . U tom pravcu su u skorije vreme učinjeni značajni istraživački napor, a kratak pregled prezentovanih ideja i rezultata se može pronaći u odeljku 1.2.3. Međutim, predložene metode ili ne poseduju opštost u tretiraju problemu [C3], ili se mogu primeniti samo u pogonima kod kojih se meri brzina i/ili pozicija [C1], ili problem rešavaju na neprihvatljivo komplikovan način [C4]. Zbog toga će u daljem tekstu biti prezentovana metoda za eliminaciju razlike između normalizovanih vrednosti greške skaliranja koji se bazira na uvođenju vremenski promenljivih normalizacionih koeficijenata  $k_{a\_norm}(t)$  i  $k_{b\_norm}(t)$ .

U izlaganju teorijskih osnova bitnih za razumevanje predloženog algoritma, polazi se od stacionarnog radnog režima pogona. U tim radnim uslovima se statorska struja i napon mogu izraziti u originalnom  $abc$  i stacionarnom  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu na sledeći način:

$$\begin{aligned} u_{as} &= U_s \cos \theta_{dq}, \\ u_{\beta s} &= U_s \sin \theta_{dq}, \\ i_a &= I_s \cos(\theta_{dq} - \varphi), \\ i_b &= I_s \cos\left(\theta_{dq} - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right), \\ i_{as} &= I_s \cos(\theta_{dq} - \varphi), \\ i_{\beta s} &= I_s \sin(\theta_{dq} - \varphi). \end{aligned} \tag{7.24}$$

U prethodnim izrazima, sa  $\theta_{dq}$  je označena faza vektora statorskog napona, dok je sa  $\varphi$  označena razlika faznih stavova vektora statorskog napona i struje. Slika 7.3. pruža fazorski prikaz vektora napona, struje i fluksa statora, dat u cilju lakšeg praćenja izlaganja. Kombinujući izraze (7.10) i (7.24), mogu se izraziti izmerene vrednosti statorske struje prisutne u pogonskom kontroleru, ali izražene u stacionarnom  $\alpha\beta$  koordinatnom sistemu:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{as\_norm} &= [1 + \Delta k_{\text{sr}}(t) + \Delta k_{\text{dif}}(t)] I_s \cos(\theta_{dq} - \varphi), \\ \hat{i}_{\beta s\_norm} &= [1 + \Delta k_{\text{sr}}(t) + \Delta k_{\text{dif}}(t)] I_s \sin(\theta_{dq} - \varphi) - \frac{4}{\sqrt{3}} \Delta k_{\text{dif}}(t) I_s \cos\left(\theta_{dq} - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \tag{7.25}$$



Sl. 7.3. Fazori statorskog napona, struje i fluksa u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu

Primjenjujući estimator statorskog fluksa dat izrazom (4.4) i zamenjujući u njega izraze iz (7.24) i (7.25), izračunavaju se  $\alpha$  i  $\beta$  komponente estimiranog fluksa u uslovima postojanja greške skaliranja:

$$\begin{aligned}\hat{\Psi}_{\alpha s} &= \frac{U_s}{\omega_{dq}} \sin \theta_{dq} - \frac{R_s I_s}{\omega_{dq}} [1 + \Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] \sin(\theta_{dq} - \varphi), \\ \hat{\Psi}_{\beta s} &= -\frac{U_s}{\omega_{dq}} \cos \theta_{dq} + \frac{R_s I_s}{\omega_{dq}} [1 + \Delta k_{sr}(t) + \Delta k_{dif}(t)] \cos(\theta_{dq} - \varphi) + \frac{4}{\sqrt{3}} \frac{\Delta k_{dif}(t) I_s}{\omega_{dq}} \sin\left(\theta_{dq} - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right).\end{aligned}\quad (7.26)$$

U izrazu (7.26) sa  $\omega_{dq}$  je označena kružna učestanost statorskog napona. Takođe je u istom izrazu zanemarena jednosmerna komponenta estimiranog fluksa koja je posledica nepoznavanja početnih uslova u procesu integracije.

Predložena metoda dalje zahteva da se estimirani fluks transformiše u sinhrono rotirajući koordinatni sistem kod koga je  $d$  osa kolinearna sa vektorom statorskog napona. Taj koordinatni sistem je takođe prikazan na slici 7.3. Za nas je od interesa samo  $d$  komponenta transformisanog fluksa:

$$\begin{aligned}\hat{\Psi}_d &= \hat{\Psi}_{\alpha s} \cos \theta_{dq} + \hat{\Psi}_{\beta s} \sin \theta_{dq} = \\ &= \frac{R_s I_s}{\omega_{dq}} [1 + \Delta k_{sr}(t)] \sin \varphi - \frac{R_s I_s}{\omega_{dq}} \frac{\Delta k_{dif}(t)}{\sqrt{3}} \cos \varphi + \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{R_s I_s \Delta k_{dif}(t)}{\omega_{dq}} \cos\left(2\theta_{dq} - \varphi + \frac{\pi}{3}\right).\end{aligned}\quad (7.27)$$

Analizirajući izraz (7.27) uočava se da se estimirani fluks  $\hat{\Psi}_d$  sastoji od dve komponente:

- jedne komponente koja u stacionarnom stanju poseduje konstantnu vrednost:

$$\hat{\Psi}_{d0} = \frac{R_s I_s}{\omega_{dq}} [1 + \Delta k_{sr}(t)] \sin \varphi - \frac{R_s I_s}{\omega_{dq}} \frac{\Delta k_{dif}(t)}{\sqrt{3}} \cos \varphi , \quad (7.28)$$

- i prostoperiodičnog signala čija kružna učestanost odgovara drugom harmoniku statorskog napona, a amplituda je direktno proporcionalna razlici normalizovanih koeficijenata skaliranja,  $\Delta k_{dif}(t)$ :

$$\hat{\Psi}_{d2} = \hat{\Psi}_{d2,m} \cos \left( 2\theta_{dq} - \varphi + \frac{\pi}{3} \right) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{R_s I_s \Delta k_{dif}(t)}{\omega_{dq}} \cos \left( 2\theta_{dq} - \varphi + \frac{\pi}{3} \right). \quad (7.29)$$

Ako se formira količnik amplitude prostoperiodične komponente,  $\hat{\Psi}_{d2,m}$  i konstantnog signala,  $\hat{\Psi}_{d0}$ , i pri tome usvoji opravdana pretpostavka da je  $\Delta k_{sr}(t) \ll 1$ , dobija se izraz:

$$\frac{\hat{\Psi}_{d2,m}}{\hat{\Psi}_{d0}} = \frac{2 \Delta k_{dif}(t)}{\sqrt{3} \sin \varphi - \Delta k_{dif}(t) \cos \varphi}, \quad (7.30)$$

iz kog se može izdvojiti podatak o razlici normalizovanih koeficijenata skaliranja:

$$\Delta k_{dif}(t) = \frac{\sqrt{3} \frac{\hat{\Psi}_{d2,m}}{\hat{\Psi}_{d0}} \sin \varphi}{2 + \cos \varphi}. \quad (7.31)$$

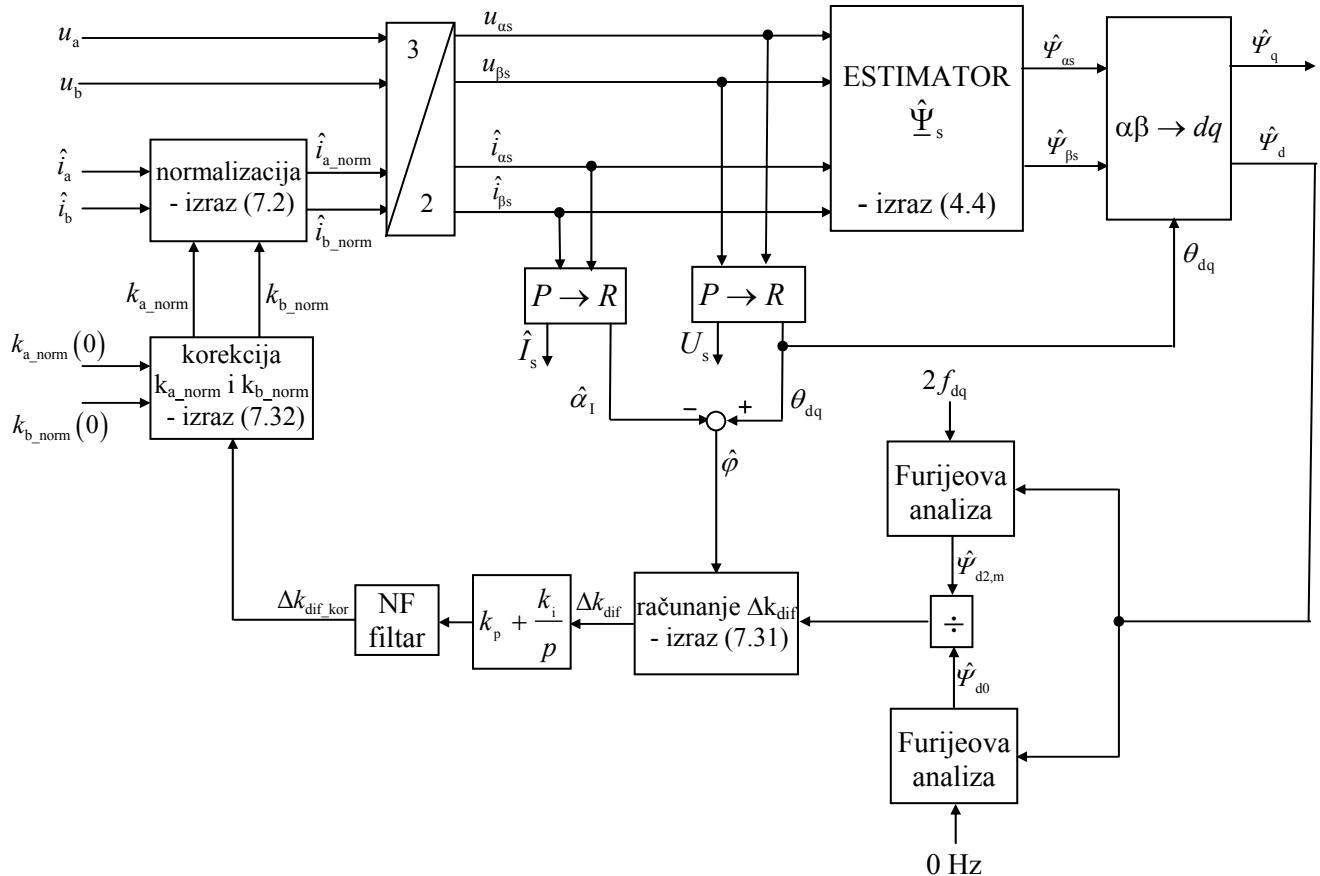
Uvažavajući teorijska razmatranja izložena u ovom odeljku, predlaže se algoritam za korekciju razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja koji bi obuhvatao sledeće korake:

- i) Estimaciju statorskog fluksa primenom obrasca (4.4);
- ii) Transformaciju estimiranog fluksa u sinhrono rotirajući koordinatni sistem čija je  $d$  osa kolinearna sa vektorom statorskog napona;
- iii) Izračunavanje srednje vrednosti  $d$  komponente estimiranog fluksa,  $\hat{\Psi}_{d0}$ , na periodu jednakom periodi signala statorskog napona;
- iv) Određivanje  $\hat{\Psi}_{d2,m}$ , tj. amplitude prostoperiodičnog signala u  $d$  komponenti estimiranog fluksa;
- v) Određivanje ugla  $\varphi$  za koji signal statorske struje fazno kasni za signalom statorskog napona;
- vi) Izračunavanje  $\Delta k_{dif}(t)$  primenom obrasca (7.31);
- vii) Formiranje konačne, korekcione vrednosti  $\Delta k_{dif\_kor}(t)$ , procesiranjem izračunate vrednosti  $\Delta k_{dif}(t)$  kroz PI regulator i niskopropusni filter;

- viii) Izračunavanje korigovane vrednosti normalizacionih koeficijenata u skladu sa obrascem:

$$\begin{aligned} k_{a\_norm}(t) &= k_{a\_norm}(0) \left[ 1 + \Delta k_{dif\_kor}(t) \right], \\ k_{b\_norm}(t) &= k_{b\_norm}(0) \left[ 1 - \Delta k_{dif\_kor}(t) \right]. \end{aligned} \quad (7.32)$$

Na slici 7.4. je predloženi algoritam prikazan i u formi blok dijagrama.



Sl. 7.4. Blok dijagram predloženog algoritma za eliminaciju razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja

## 7.4. Testiranje predloženog algoritma putem računarskih simulacija

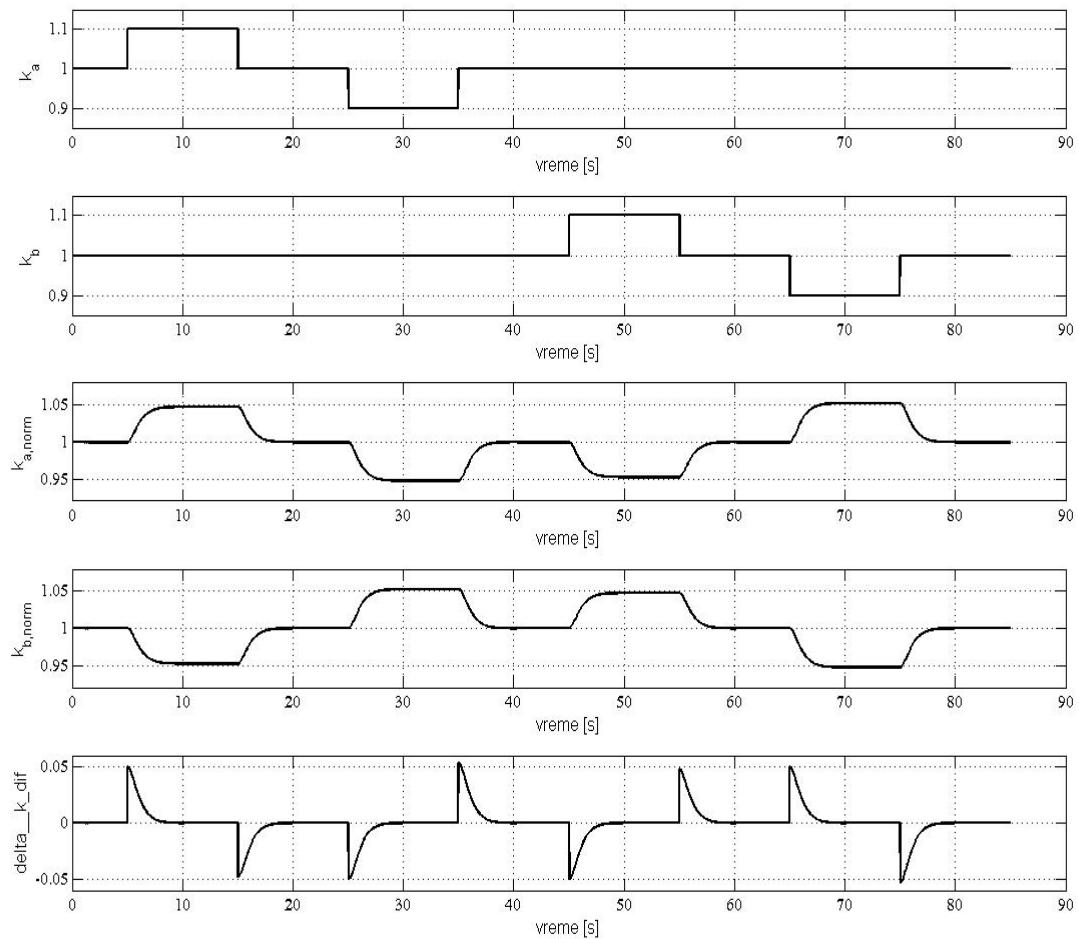
Karakteristike i mogućnosti predloženog algoritma su ispitane kroz niz računarskih simulacija, čiji će rezultati biti prezentovani u ovom odeljku. Opet je u tu svrhu upotrebljen programski paket *Matlab* i njegov specijalizovani modul *Simulink*. Model pogona i predloženog algoritma su prezentovani na kraju ovog rada u okviru dela teksta pod nazivom "Prilog 5", dok su parametri modelovanog asinhronog motora, korišćeni u toku računarskih simulacija, navedeni u "Prilogu 1". Asinhroni motor, naponski invertor koji napaja motor impulsno-širinski modulisanim signalima i skalarno upravljanje celog pogona, realizovani su korišćenjem blokova iz *Power System Toolbox* biblioteke.

U okviru ovog testiranja, realizovane su četiri računarske simulacije. U prve dve, cilj je bio ispitati u kojoj meri algoritam može da identificuje *step* promenu koeficijenta skaliranja i eliminiše razliku između normalizovanih koeficijenata skaliranja koja se tada javi. Ta ispitivanja su obavljena pri stacionarnom radnom režimu mašine, i pri različitim učestanostima statorskog napona od 5 Hz i 50 Hz. U toku ispitivanja, moment opterećenja motora je bio konstantan i iznosio je  $M_{opt} = 5\text{Nm}$ , dok je fluks u mašini održavan na nominalnoj vrednosti od  $\Psi_{s,nom} = 1,18 \text{ Wb}$ .

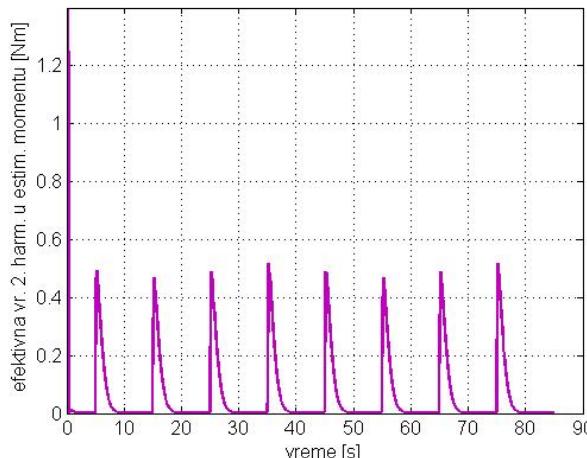
Rezultati prve simulacije, realizovane pri učestanosti statorskog napona od 5 Hz, prikazane su na slikama 7.5. i 7.6. Kao što se sa slike 7.5. može videti, počev od pete sekunde, vršena je promena po jednog koeficijenta skaliranja u iznosu od 10% njegove nominalne vrednosti, pri čemu je svaka od promena trajala po 10 sekundi. Sa vremenskih dijagrama se vidi da korekcioni algoritam uspešno detektuje znak i amplitudu greške  $\Delta k_{dif}$  i menja normalizacione koeficijente skaliranja,  $k_a_{norm}$  i  $k_b_{norm}$  u odgovarajućem smeru, tako da se ta greška anulira. Interesantno je konstatovati da je u stacionarnom stanju koje se uspostavi nakon svake od promena koeficijenata skaliranja, vrednost  $\Delta k_{dif}$  svedena na 0,01 % od vrednosti koju bi ta greška imala da korekcioni algoritam nije aktiviran. Sa slike 7.6. se vidi kako korekcija razlike normalizovanih koeficijenata uspešno eliminiše 2. harmonik u signalu estimiranog momenta, svodeći ga na vrednost od samo 0,2 % vrednosti koja se ima kada korekcioni algoritam nije aktivan, a postoje razlike koeficijenata skaliranja u istom iznosu.

Slične rezultate algoritam pokazuje i pri učestanosti statorskog napona od 50 Hz, što se može videti sa slike 7.7. i 7.8.

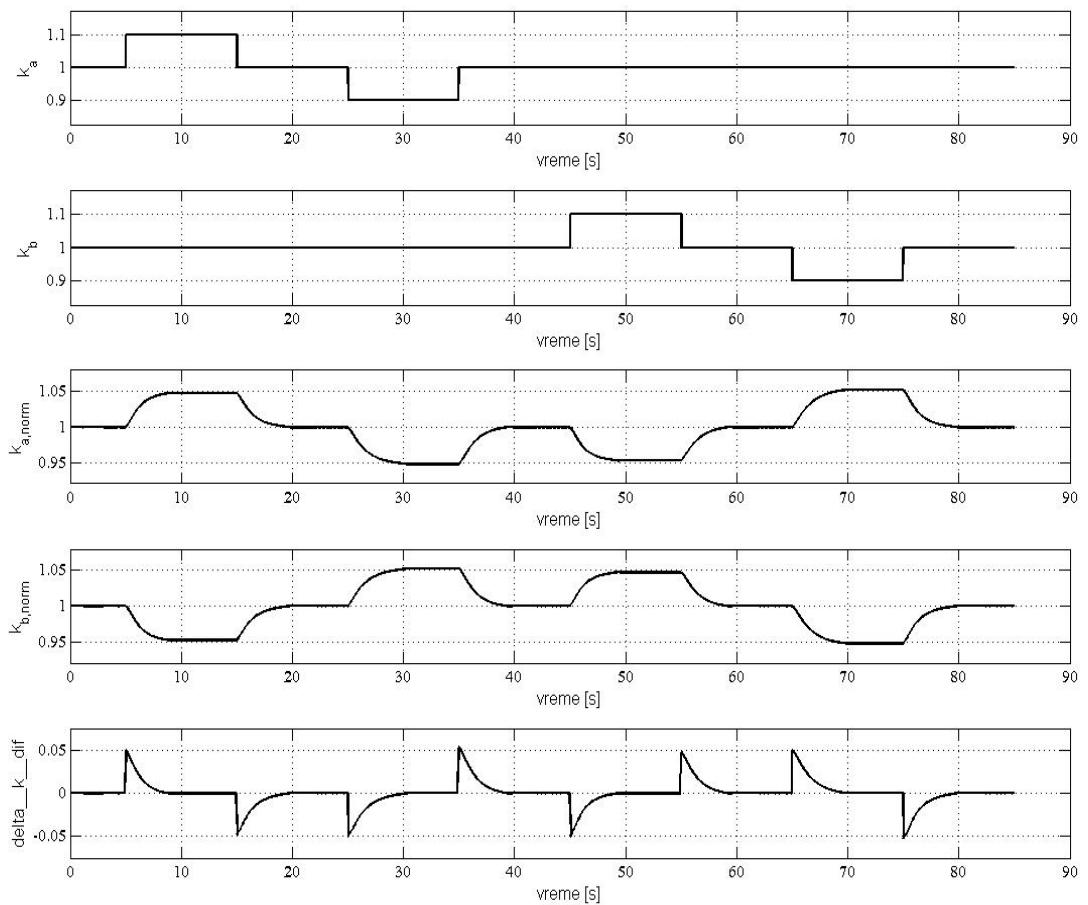
Druge dve simulacije predstavljaju pokušaj da se ispita sposobnost funkcionisanja algoritma u uslovima promenljivog radnog režima uz nepromenjene parametre mašine, kao i nepromenjene vrednosti koeficijenata skaliranja. U tom cilju je ostvarena simulacija u kojoj se



Sl. 7.5. Vremenski dijagrami, redom: koeficijenta skaliranja faze a,  $k_a$ , koeficijenta skaliranja faze b,  $k_b$ , normalizacionog koeficijenta faze a,  $k_{a,norm}$ , normalizacionog koeficijenta faze b,  $k_{b,norm}$ , razlike normalizovanih koefficijenata,  $\Delta k_{dif}$ . Uslovi simulacije: stacionarno stanje,  $M_{opt}=5\text{Nm}$ ,  $\Psi_s=\Psi_{s,nom}=1,18\text{Wb}$ ,  $(f_s)^*=5\text{Hz}$

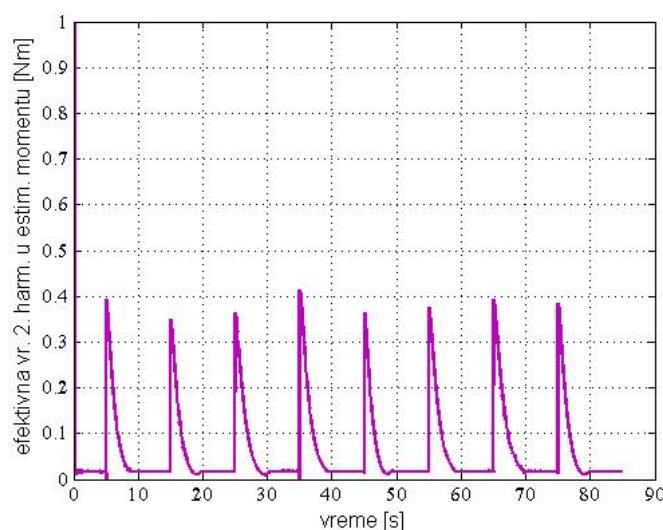


Sl. 7.6. Efektivna vrednost 2. harmonika u signalu estimiranog elektromagnetskog momenta. Uslovi simulacije: stacionarno stanje,  $M_{opt}=5\text{Nm}$ ,  $\Psi_s=\Psi_{s,nom}=1,18\text{Wb}$ ,  $(f_s)^*=5\text{Hz}$



Sl. 7.7. Vremenski dijagrami, redom: koeficijenta skaliranja faze a,  $k_a$ , koeficijenta skaliranja faze b,  $k_b$ , normalizacionog koeficijenta faze a,  $k_{a,norm}$ , normalizacionog koeficijenta faze b,  $k_{b,norm}$ , razlike normalizovanih koeficijenata,  $\Delta k_{dif}$ . Uslovi simulacije: stacionarno stanje,

$$M_{opt} = 5 \text{ Nm}, \Psi_s = \Psi_{s,nom} = 1,18 \text{ Wb}, (f_s)^* = 50 \text{ Hz}$$

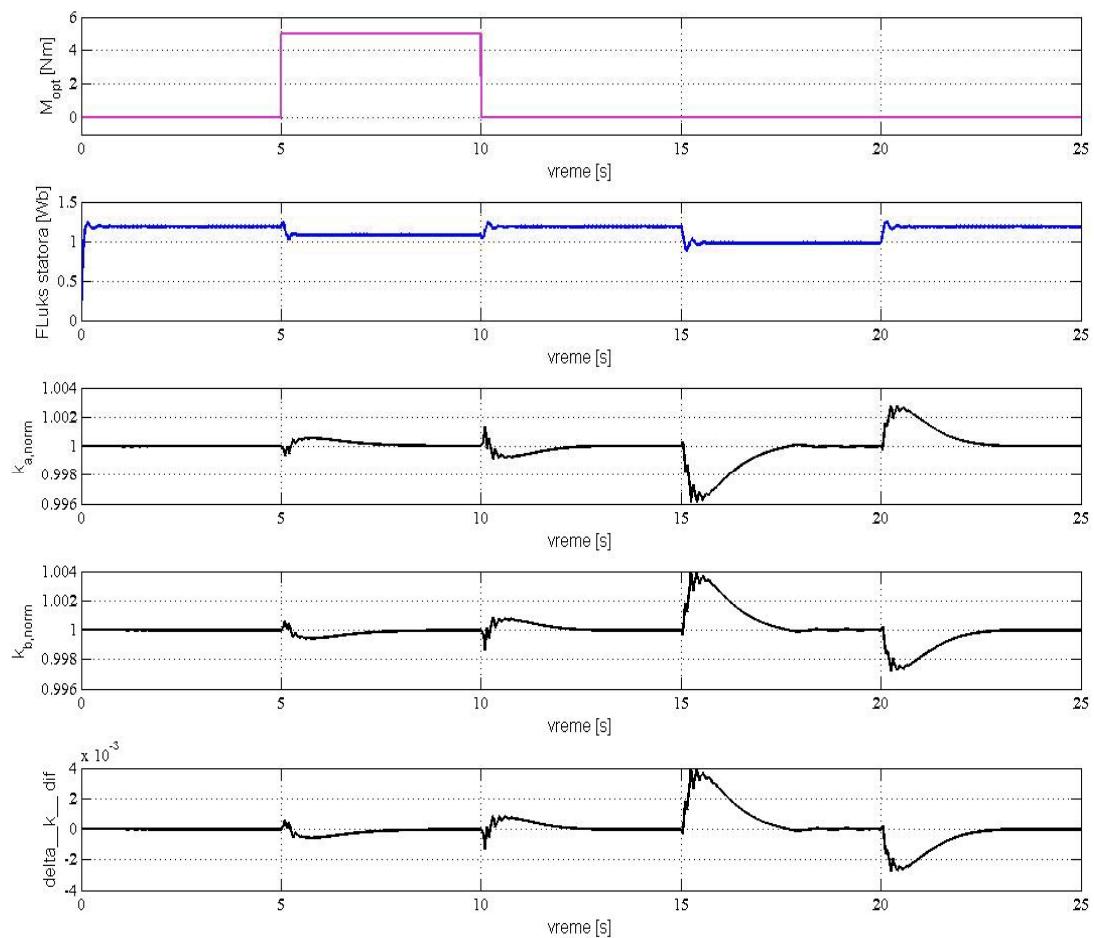


Sl. 7.8. Efektivna vrednost 2. harmonika u signalu estimiranog elektromagnetskog momenta.

Uslovi simulacije: stacionarno stanje,  $M_{opt} = 5 \text{ Nm}$ ,  $\Psi_s = \Psi_{s,nom} = 1,18 \text{ Wb}$ ,  $(f_s)^* = 50 \text{ Hz}$

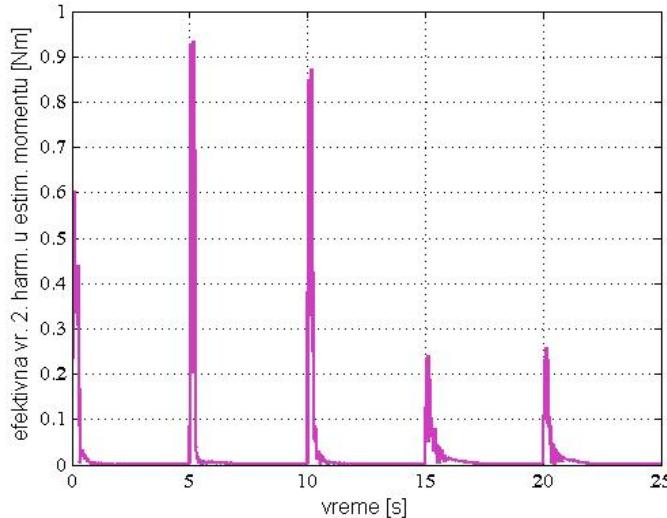
moment opterećenja u petoj sekundi simulacije menja sa vrednosti  $M_{opt} = 0 \text{ Nm}$  na vrednost  $M_{opt} = 5 \text{ Nm}$ , da bi se nakon pet sekundi ponovo vratio na prethodnu vrednost, koju će zadržati do kraja simulacije. Pored toga u jednom periodu eksperimenta, između 15 i 20 sekunde, vrši se smanjenje indeksa modulacije u procesu impulsno širinske modulacije za iznos od 20 %, i to sa ciljem da se svesno izazove smanjenje fluksa u mašini. Treba napomenuti da se fluks ne reguliše, te će se stoga fluks delimično promeniti i kada dođe do promene momenta opterećenja, a što se može videti i na vremenskim dijagramima fluksa. Cilj ovih ispitivanja je da se proveri da li će korekcioni algoritam zadržati tačnost i stabilnost rada u uslovima kada se menja amplituda merene statorskog napona ili nivo fluksa u mašini. Ponovo su simulacije izvršene i pri učestanosti statorskog napona od 5 Hz i pri učestanosti od 50 Hz.

Rezultati simulacije izvršene na učestanosti od 5 Hz su dati na slikama 7.9. i 7.10, dok su rezultati ponovljenog eksperimenta, izvedenog pri učestanosti od 50 Hz dati pomoću dijagrama vremenske promene na slikama 7.11. i 7.12.



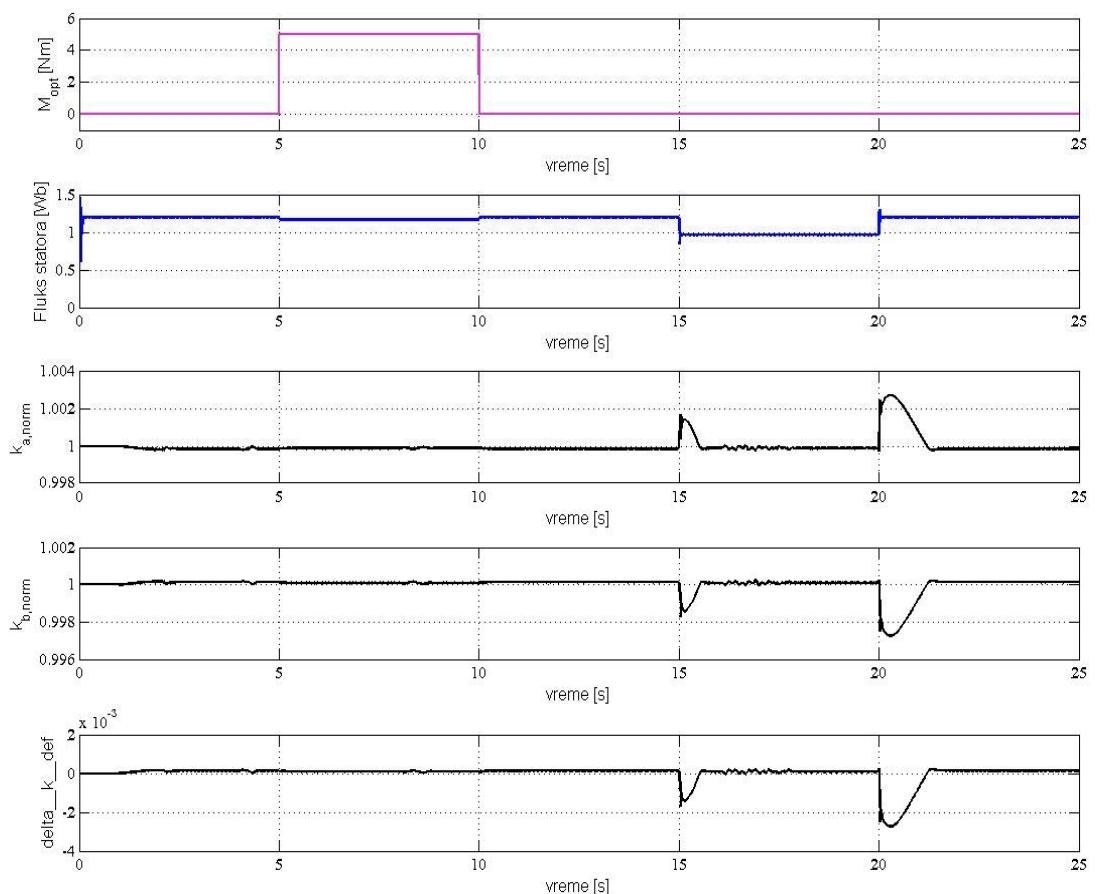
Sl. 7.9. Vremenski dijagrami, redom: momenta opterećenja,  $M_{opt}$ , statorskog fluksa,  $\Psi_s$ , normalizacionog koeficijenta faze a,  $k_{a\_norm}$ , normalizacionog koeficijenta faze b,  $k_{b\_norm}$ , razlike normalizovanih koeficijenata,  $\Delta k_{dif}$ .

Uslovi simulacije: dinamički režim,  $(f_s)^* = 5 \text{ Hz}$



Sl. 7.10. Efektivna vrednost 2. harmonika u signalu estimiranog elektromagnetskog momenta.

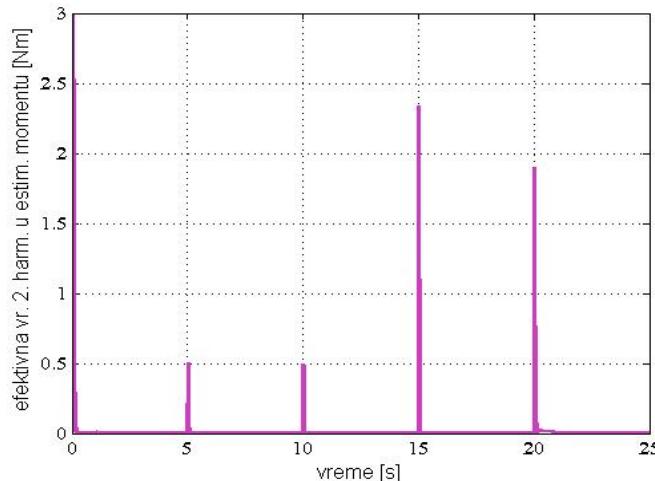
Uslovi simulacije: dinamički režim,  $(f_s)^* = 5\text{Hz}$



Sl. 7.11. Vremenski dijagrami, redom: momenta opterećenja,  $M_{opt}$ , statorskog fluksa,  $\Psi_s$ , normalizacionog koeficijenta faze a,  $k_{a,norm}$ , normalizacionog koeficijenta faze b,  $k_{b,norm}$ ,

razlike normalizovanih koeficijenata,  $\Delta k_{dif}$ .

Uslovi simulacije: dinamički režim,  $(f_s)^* = 50\text{Hz}$



Sl. 7.12. Efektivna vrednost 2. harmonika u signalu estimiranog elektromagnetskog momenta.

Uslovi simulacije: dinamički režim,  $(f_s)^* = 50\text{Hz}$

Analizom prikazanih rezultata, ali i na osnovu dodatnih simulacija, čiji rezultati nisu prikazani u okviru ovog rad, može se doći do sledećih zaključaka:

- nakon svake promene fluksa mašine ili momenta opterećenja na njenoj osovini i uspostavljanja novog stacionarnog stanja, estimaciono-korekcioni algoritam ulazi u proces dinamičkih promena. Te promene se uvek završavaju stacionarnim stanjem u kom su ponovo tačno procenjene vrednosti koeficijenata skaliranja i eliminisana razlika normalizovanih koeficijenata  $\Delta k_{\text{dif}}$ .
- dinamički režim koji nastupi u radu predloženog algoritma u uslovima promenljivog momenta opterećenja, ali pri nepromenjenom fluksu u mašini, ne karakterišu značajnije varijacije estimiranih koeficijenata skaliranja od njihovih tačnih vrednosti. Drugim rečima, u takvom dinamičkom režimu, algoritam pokazuje ne samo stabilnost, već i tačnost u radu. To se dobro može videti na slici 7.11. na kojoj se mogu uporediti varijacije  $\Delta k_{\text{dif}}$  u uslovima kada se promeni moment opterećenja a fluks ostane približno konstantan (5. i 10. sekunda na posmatranim dijagramima) i kada nastupe značajnije promene fluksa, uz nepromenjen moment opterećenja (15. i 20. sekunda na posmatranim dijagramima).
- Najveći problem za tačan rad algoritma predstavlja promena nivoa fluksa u mašini. Ako se analiziraju vremenski dijagrami prikazani na slici 7.9, uočava se da promena fluksa od oko 20% uzrokuje da procena vrednosti  $\Delta k_{\text{dif}}$  odstupi od tačne vrednosti za oko 0.4%, što predstavlja čak 20% njene maksimalne očekivane promene za pun opseg promene radne temperature. Međutim, mora se konstatovati da je takvo ponašanje algoritma i očekivano jer se najveći deo izračunavanja bazira na transformaciji i spektralnoj analizi estimiranog fluksa, pa se svako odstupanje estimirane vrednosti fluksa može tumačiti kao varijacija koeficijenata skaliranja  $k_a$  i  $k_b$ .

Na osnovu prethodno iznetog, može se zaključiti sledeće:

- Primena estimaciono-korekcionog algoritma se može proširiti i na uslove dinamičkog radnog režima mašine, ali pod pretpostavkom da se fluks u mašini reguliše i održava na konstantnoj vrednosti.

- Ako se fluks u mašini reguliše tako da povremeno nastupaju značajnije promene njegove referentne vrednosti (veće od nekoliko procenata nominalne vrednosti fluksa) nakon kojih nastupaju duži periodi rada pogona pri konstantnom fluksu, rad korekcionog dela algoritma se može zaustaviti u periodu od nekoliko sekundi, u toku kojih se menja vrednost fluksa u mašini. Zaustavljanje korekcionog dela algoritma podrazumeva da algoritam estimacije ostane aktivan, ali da se estimirana vrednost u toku pomenutog perioda ne koristi za korekciju normalizacionih koeficijenata.

## 7.5. Kritički osvrt na karakteristike predloženog algoritma

Važno je na kraju istaći koje karakteristike favorizuju, a koje, pak, diskredituju ovaj algoritam za primenu u realnom *sensorless* pogonu.

Glavne prednosti predloženog algoritma su:

- algoritam se bazira na Parkovoj transformaciji estimiranih vrednosti statorskog fluksa, tj. na dodatnoj obradi veličina koje se, skoro bez izuzetka, već računaju u realnom *sensorless* pogonu. Drugim rečima, ne unosi se dodatno numeričko opterećenje pogonskog kontrolera za njihovo izračunavanje.
- za realizaciju Parkove transformacije, neophodno je posedovati podatak o fazi vektora statorskog napona. Taj podatak predstavlja jednu od upravljačkih varijabli, te je uvek prisutan u digitalnom obliku u pogonskom kontroleru. Pored toga, tačnost njegovog izračunavanja ni na koji način nije zavisna od greške skaliranja koja se želi eliminisati.
- posmatrajući izraz (7.30), može se uočiti da količnik  $\hat{\psi}_{d2,m}/\hat{\psi}_{d0}$  zavisi isključivo od  $\Delta k_{dif}$  i  $\varphi$ , tj. ne zavisi direktno ni od i jednog parametra modela asinhronne mašine ( $R_s, R_r, L_m, \dots$ ) niti od i jednog parametra radnog režima ( $I_s, U_s, \dots$ ). Kako taj odnos predstavlja polaznu tačku za izračunavanje razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja, to onda izračunavanje  $\Delta k_{dif}$  ne zahteva izrazito precizno poznavanje bilo kog od parametara mašine ili radnog režima (izuzimajući potrebu da se precizno poznaje podatak o trenutnoj vrednosti faktora snage  $\cos\varphi$ ). Time se postiže znatna robusnost algoritma, kako prema varijaciji parametara mašine, tako i prema promeni radnog režima.
- tačnost izračunavanja i korekcije razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja,  $\Delta k_{dif}$ , ne zavisi od promene srednje vrednosti istih,  $\Delta k_{sr}$ , što daje dodatnu fleksibilnost u funkcionisanju algoritma.

Glavni nedostaci predloženog algoritma su:

- algoritam nije u stanju da u potpunosti eliminiše grešku skaliranja, već samo da poništi razliku između normalizovanih koeficijenata skaliranja,  $k_a/k_{a\_norm}$  i  $k_b/k_{b\_norm}$ .
- numerička zahtevnost algoritma može biti neprihvatljiva u pogonima koji poseduju kontrolere skromnijih performansi.
- kao što je na kraju odeljka 7.4. pokazano, algoritam ima probleme u funkcionisanju pri dinamičkim režimima rada i tek bi dodatna ispitivanja trebala da pokažu u kojoj je meri on u stanju da održi stabilnost i tačnost rada u uslovima intenzivnih promena momenta i fluksa.

## 8. ZAKLJUČAK

U ovom radu su predložena dva nova algoritma za estimaciju fluksa i elektromagnetskog momenta asinhronog motora u prisustvu neidealnosti senzora za merenje struje i napona. Potreba za tačnom estimacijom dve navedene veličine je posebno izražena kod pogona bez davača brzine ili pozicije, te je prevashodna namena predloženih algoritama unutar regulacionih struktura takvih pogona.

Prvi deo ove teze je imao za cilj da pokaže u kojoj meri je tačna estimacija fluksa bitna za pravilan rad regulisanih *sensorless* pogona. U tom delu su na sistematičan način navedene i ukratko opisane sve glavne tehnike estimacije brzine rotora, dok je posebna pažnja posvećena *open-loop* tehnikama i tehnikama baziranim na MRAS opserverskim strukturama, zbog njihove rasprostranjenosti, relativno jednostavne implementacije i obećavajućih karakteristika. Dalje su analizirane metode estimacije fluksa i konstatovano je da se od estimatora fluksa zahteva tačan rad u što širem propusnom opsegu, ako je moguće i u slovima neopterećenog motora u stanju mirovanja. Za to najbolje predispozicije ima *open-loop* estimatorska tehnika bazirana na idealnoj integraciji elektromotorne sile statora. Međutim, primena idealnog integratora je povezana sa nizom problema, od kojih su problemi koji se javljaju u sistemu za merenje struje i napona jedni od najznačajnijih.

Nekompenzovani offset u signalima izmerenih napona i/ili struja neminovno dovodi do pojave jednosmerne komponente u estimiranom fluksu i prostoperiodične komponente na učestanosti osnovnog harmonika statorskog napona u estimiranom momentu. Destruktivno dejstvo ofseta na estimaciju ove dve veličine je demonstrirano u šestom poglavlju, odakle se nedvosmisleno uočava potreba da se postojanje, ili bar uticaj, nekompenzovanog ofseta eliminiše. U tom smislu su uočena dva pristupa. U prvom se menja struktura estimatora fluksa i momenta u cilju eliminacije ili umanjenja uticaja, dok se u drugom teži eliminaciji (kompenzaciji) samog ofseta, uz zadržavanje najjednostavnijih *open-loop* estimatorskih struktura. Kako su sve predložene izmene strukture estimatora dovele do smanjenja propusnog opsega i degradiranja njegovih performansi, posebno na niskim učestanostima statorskog napona, u ovom radu je predložen algoritam unutar kog se identificuju senzori napona ili struje koji unoše nekompenzovani offset, određuje njihov nivo i na *feed-forward* način eliminiše iz izmerenog signala. Zadržavajući idealni integrator i eliminujući offset iz izmerenog signala, ne samo da se popravlja estimaciju fluksa, što je bio tipičan rezultat do sada predloženih algoritama, već se rešava i problem uticaja ofseta na estimator momenta i druge delove upravljačkog algoritma u kome se signal merene struje i/ili napona koristi.

Predloženi algoritam svoj rad bazira na spektralnoj analizi estimiranog momenta i fluksa, u čijim signalima se želi utvrditi postojanje, redom, prostoperiodične i jednosmerne komponente, što treba da posluži za određivanje izvora i nivoa ofseta. Algoritam je testiran putem računarskih simulacija i kroz praktičnu implementaciju na realnom pogonu, pri čemu je testiran samo stacionarni radni režim. Rezultati su pokazali pouzdanost u detekciji onog senzora koji unosi offset i odličnu tačnost u proceni nivoa tog ofseta. To je za posledicu imalo eliminaciju izobličenja iz estimiranih signala, što se može videti na osnovu rezultata prikazanih u odeljku 6.7.

Kako je predloženi metod baziran na analizi sporopromenljivih pojava u signalu estimiranog fluksa i izmerene struje, to ni relativno velika složenost programskog koda ne mora predstavljati značajno numeričko opterećenje za pogonski kontroler, jer se njegovo izvršavanje može podeliti u više programskih celina niskog prioriteta, koje bi se izvršavale sa relativno niskom učestanostu. Takođe, u estimatoru momenta je na putanji signala izmerene struje implementiran i predfiltrar niske granične učestanosti. Time je postignuto da se prostoperiodične pulsacije momenta opterećenja na učestanosti osnovnog harmonika ne mogu manifestovati u signalu estimiranog momenta koji se koristi za identifikaciju offseta, čime se postiže značajna robusnost rada algoritma u odnosu na varijacije momenta opterećenja.

Takođe je neophodno razviti dinamički model estimatora fluksa i momenta sa uključenim identifikacionim algoritmom, što bi omogućilo uspostavljanje analitičke veze između oblasti stabilnog rada i promenljivih parametara identifikacionog algoritma, pre svega koeficijenata četiri PI regulatora. Dalji rad na razvoju ovog algoritma podrazumevao bi testiranje njegovog koda u uslovima intenzivnih varijacija fluksa i momenta, kao i razdešenosti parametara modela i mašine. Ako bi ti testovi pokazali dobre rezultate, sledila bi realizacija univerzalnog programskog koda, precizno definisanih ulaznih i izlaznih varijabli, koji bi bio tako organizovan da se može jednostavno uključiti u bilo koji upravljački algoritam.

Termički drift statičkog pojačanja strujnih senzora predstavlja drugu pojavu koja može da naruši estimacioni proces. Naime, termički drift statičkog pojačanja strujnih senzora čini da odnos između izmerenog signala statorske struje i njegove merene vrednosti nije konstanta u toku rada pogona, što dovodi do pojave greške koja se u stručnoj literaturi naziva greška skaliranja. Iako je uticaj ove pojave na estimirane vrednosti statorskog fluksa i elektromagnetskog momenta, usled odsustva akumulirajućeg efekta, daleko blaži nego što je to slučaj sa offsetom merenja, on ipak može da značajno naruši kvalitet i propusni opseg regulacije brzine pogona. Iz tih razloga je predložen algoritam koji ima za cilj da detektuje pojavu greške skaliranja i da je koriguje. Algoritam se bazira na spektralnoj analizi projekcije estimiranog fazora statorskog fluksa na pravac fazora statorskog napona. Količnik spektralnih komponenti koje odgovaraju drugom harmoniku i jednosmernog signalu predstavlja izraz iz kog se jednoznačno može odrediti razlika normalizovanih koeficijenata skaliranja. Dinamičke i statičke karakteristike algoritma su testirane putem računarskih simulacija. Dobijeni rezultati pokazuju odlične karakteristike u statičkom radu i izvesne probleme u periodima značajnijih promena nivoa fluksa u mašini. Stoga se predlaže primena ovog algoritma ili samo u pogonima koji rade sa konstantnim fluksom, ili, pak, zaustavljanje rada korekcionog dela algoritma u periodima intenzivne promene reference fluksa.

Predloženi identifikacioni i korekcioni algoritam nije u stanju da u potpunosti eliminiše grešku skaliranja, već samo da poništi razliku normalizovanih koeficijenata. Međutim, iz razloga koji su detaljno objašnjeni u odeljku 7.2., to se ne treba smatrati ozbiljnim nedostatkom. Dalji rad na razvoju ovog algoritma bi podrazumevao njegovo eksperimentalno testiranje, u toku kojeg treba ispitati njegovu stabilnost i tačnost u identifikaciji razlike normalizovanih koeficijenata u uslovima intenzivnih promena fluksa u mašini. Takođe treba utvrditi nivo numeričkog opterećenja koje bi ovakav algoritam nametao pogonskom kontroleru, kao i mogućnost njegovog programskog zapisa u formi koja bi zahtevala minimalna prilagođenja različitim hardverskim platformama.

## 9. LISTA REFERENCI

- [A1] Joachim Holtz, "Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives", Published in K. Rajashekara (Editor) "Sensorless Control of AC Motors". IEEE Press Book, 1996.
- [A2] J. S. Lee, T. Takeshita and N. Matsui, "Stator Flux Oriented Sensorless Induction Motor Drive for Optimum Low-Speed Performance", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 1170-1176, Sept./Oct. 1997.
- [A3] X. Xu, D. W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Oriented Control on a Versatile DSP Based System", *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. 29, No. 2, 1991, pp. 694-700.
- [A4] J. Holtz, A. Khambadkone, "Vector Controlled Induction Motor Drive with a Self-Commissioning Scheme", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, 1991, pp. 322-327.
- [A5] F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, Sept./Oct. 1994
- [A6] H. Tajima, Y. Hori, „Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine”, *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. 29, No. 1, 1993, pp. 175-180.
- [A7] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano, „DSP Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor”, *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. 29, No. 2, 1993, pp. 344-348.
- [A8] S. N. Vukosavić and A. M. Stanković, "Induction Motor Torque Controller Based on the DC-Link Current Derived Active and Reactive Instantaneous Power", *IEEE Trans. Ind. Electronics.*, vol. 48, no. 1, pp. 195-204, February. 2001
- [A9] B. S. Lee and R. Krishnan, "Adaptive Stator Resistance Compensator for High Performance Direct Torque Controlled Inductionn Motor Drives", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1998.
- [A10] M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1097-1104, Sept./Oct., 1998.
- [A11] J. Ha, S. Sul " Sensorless field-orientation control of an induction machine by high frequency signal injection" *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 35, no. 1, pp.45-51, January/February 1999.

- [A12] T. G. Habetler and K. D. Hurst, "Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, vol. 11, no. 1, pp. 66-73, January, 1996.
- [A13] K. D. Hurst and T. G. Habetler, "A Comparison of Spectrum Estimation Techniques for Sensorless Speed Detection in Induction Machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 33, no. 4, pp. 898-905, July/Aug., 1997.
- [B1] Kevin D. Hurst, Thomas G. Habetler, Giovanni Griva and Francesco Profumo, "Zero-Speed Tacholess IM Torque Control: Simply a Matter of Stator Voltage Integration", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 4 pp. 46-51, July/August 1998.
- [B2] Myoung H. Shin, Dong S. Hyun, Soon B. Cho, Song Y. Choe "An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors", *IEEE Transactions on PowerElectr.*, vol. 15, no. 2, pp. 312 -318, March 2000
- [B3] M. Hinkkanen and J. Luomi, "Modified Integrator for Voltage Model Flux Estimation of Induction Motors", *IEEE Transactions on Ind. Electr.*, vol. 50, no. 4, pp. 818-820, August 2003
- [B4] B.K.Bose and N.R.Patel, "A Programmable Cascaded Low-Pass Filter-Based Flux Synthesis for a Stator Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 44, pp. 140-143, February 1997
- [B5] J. Hu and B. Wu, "New Integration Algorithm for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range", *IEEE Trans. on Power Electron*, vol. 13, pp. 969-977, September 1998
- [B6] T. Ohtani, N. Takada, and K. Tanaka, „Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder”, *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. 28, No. 1, 1992, pp. 157-165.
- [B7] J. Holtz, J. Quan, "Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors" in *Proc. IEEE-IAS 2002, 37th Annual IAS Meeting*, vol. 3, pp. 687-1694
- [B8] J. Holtz, J. Quan, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, pp.340-345, July/August 2002.

- [B9] Veran Vasić, Milorad Zubić, Vladan Vučković, Slobodan Vukosavić, " Uticaj mrvog vremena frekvencijskog pretvarača na stabilnost asinhronog motora", Zbornik XL Konf. ETRAN-a, Budva, Juni, 4-7, Sveska 1, str. 651-654, 1996. god.
- [B10] N. Hur, K. Hong and K. Nam, "Sensorless Vector Control in the Presence of Voltage and Current Measurement Errors by Dead-Time", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- [B11] Jong-Woo Choi, Seung-Ki Sul, "A New Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, no. 5 pp.1001-1008, Septembet/October 1995.
- [C1] Dae-Woong Chung and Seung-Ki Sul, "Analysis and Compensation of Current Measurement Error in Vector-Controlled AC Motor Drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 2 pp.1087-1095, March/April 1998.
- [C2] Han-Su Jung, Seon-Hwan Hwang, Jang-Mok Kim, Cheul-U Kim, and Cheol Choi "Diminution of Current-Measurement Error for Vector-Controlled AC Motor Drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 42, no.5 pp.1249-1256, September/October 2006.
- [C3] Todd D. Batzel and Kwang Y. Lee, "Electric Propulsion With the Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor: Model and Approach", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 20, no. 41 pp. 818-825, December 2005.
- [C4] Yu-seok Jeong, Seung-Ki Sul, Steven E. Schulz and Nitin R. Patel, Fault "Detection and Fault-Tolerant Control of Interior Permanent-Magnet Motor Drive System for Electric Vehicle", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 1 pp. 46-51, January/February 2006.
- [C5] Weizhe Qian, S. K. Panda and J. X. Xu "Speed Ripple Minimization in PM Synchronous Motor Using Iterative Learning Control", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 20, no. 1 pp.53-61, March 2005.
- [C6] Shaotang Chen, Chandra Namuduri and Sayeed Mir, "Controller-Induced Parasitic Torque Ripples in a PM Synchronous Motor", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, no. 5 pp.1273-1281, September/October 2002.
- [S1] Yung C. Liang, Ganesh S. Samudra, Andrew J. D. Lim and Pick Hong Ong, "Accurate Current Sensor for Lateral IGBT Smart Power Integration", *IEEE Transactions on PowerElectr.*, vol. 18, no. 5, pp. 1238 -1243, September 2003

- [S2] Emerging Technologies Working Group and Fiber Optic Working Group, “Optical current transducer for power system: a review“, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 5, pp. 1778 -1788, October 1994
- [S3] Edward A. Ulmer, “A high-accuracy optical current transducer for electric power system“, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 5, no. 4, pp. 891 -898, October 1990
- [S4] Josemir C. Santos, Cengiz M. Taplamacioglu and Kunihiko Hidaka, “Pockels High-Voltage Measurement System“, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, no. 1, pp. 8-13, January 2000
- [S5] Nicolas A.F. Jaeger, Farnoosh Rahmatian, “Integrated Optical Pockels Cell High-Voltage Sensor“, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 1, pp. 127-134, January 1995
- [S6] Howard Mason, “Basic Introduction to the use of Magnetoresistive Sensors“, *Zetex Semiconductors*, September, 2003
- [S7] Joe Gilbert, “Technical Advances in Hall-Effect Sensing“, Allegro, *Product description - Technical paper STP 00-1*
- [S8] Joe Gilbert and Ray Dewey, “Linear Hall-Effect Sensors“ Allegro, *Application Note 27702A*
- [S9] “Current Sensor: ACS750”, Allegro, *Product description*, October, 2003
- [S10] “Current Sensor Catalog“, F.W.Bell, *Application Note*
- [S11] ”Isolated Current and Voltage Transducers: Characteristics – Applications – Calculations“, *Application Note*, LEM, Geneva, 2002
- [S12] [www.allegromicro.com](http://www.allegromicro.com)
- [S13] [www.lem.com](http://www.lem.com)
- [K1] Slobodan N. Vukosavić, “Digitalno upravljanje električnim pogonima”, Akademska misao, Beograd, 2003.
- [K2] M. Matijević, G. Jakupović, J. Car, “Računarski podržano merenje i upravljanje”, Mašinski fakultet u Kragujevcu, Kragujevac, Septembar, 2005.

[K3] Jožef Varga, "Električne mašine – uz primenu teorije prostornih vektora", Korporacija SEVER, Subotica, 2004.

[K4] Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control (Monographs in Electrical and Electronic Engineering)", Oxford University Press, 2003,

[K5] Ivan Bagarić, "Metrologija električnih veličina", Nauka, Beograd, 1996.

[K6] Mile Božić, "Projektovanje strujnog regulatora trofaznog motora zasnovano na rekonstrukciji faznih struja iz detektovane struje jednosmernog međukola frekventnog pretvarača", magistarski rad, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet, Beograd 1997

[K7] N. Mohan, "Power electronics", John Wiley & Sons, New York, 1989.

[K8] Keith H. Billings, "Handbook of Switchmode Power Supplies", McGraw-Hill Publishing Company, 1989

[K9] Filip K. Petrović, "Električna merenja – II deo", Naučna knjiga, Beograd, 1989

[K10] Vladan Vučković, "Opšta teorija električnih mašina", Nauka, Beograd, 1992

[K11] Veran Vasić, "Upravljanje asinhronim motorom bez davača brzine", doktorski rad, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet, Beograd, septembar 2002

[K12] Đorđe Stojić, "Projektovanje digitalnog regulatora statorske struje u naizmeničnim pogonima", magistarski rad, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet, Beograd, septembar, 1996

[K13] S. N. Vukosavić, "Projektovanje adaptivnog mikroprocesorskog upravljanja brzinom i pozicijom asinhronog motora", Doktorska disertacija, Beograd, 1989.

[K14] Milić R. Stojić, "Digitalni sistemi automatskog upravljanja", Akademска misao, Beograd, 2004

[K15] [www.ti.com](http://www.ti.com)

[K16] [www.moog.com](http://www.moog.com)

## 10. PRILOZI

**Prilog 1:** Podaci o asihronom motoru korišćenom u eksperimentu

**Prilog 2:** *Simulink* model - metoda niskofrekventne filtracije elektromotorne sile statora i referentne vrednosti statorskog fluksa

**Prilog 3:** *Simulink* model - estimacija vektora fluksa statora uz centriranje hodografa vektora estimiranog fluksa

**Prilog 4:** *Simulink* model - algoritam za procenu i eliminaciju ofseta merenih statorskih napona i struja baziran na istovremenoj analizi estimiranog elektromagnetskog momenta i statorskog fluksa

**Prilog 5:** *Simulink* model - algoritam za eliminaciju razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja (model osnovne verzije algoritma koji je korišćen za testiranje rada algoritma u uslovima stacionarnog stanja, na učestanosti statorskog napona od 5 Hz)

**Prilog 1:** Podaci o asihronom motoru korišćenom u eksperimentu

- Natpisna pločica

TYP ZK-100L4      Nr. 953907/78

3 MOT                   $\Delta 380 \text{ V}$

5,1 A                  2,2kW

$\cos \varphi = 0,83$       1400 ob/min

50 Hz                  IP44/B3

- Parametri motora (dobijeni u ogledu kratkog spoja i praznog hoda)

$$R_s = 13,44 \Omega$$

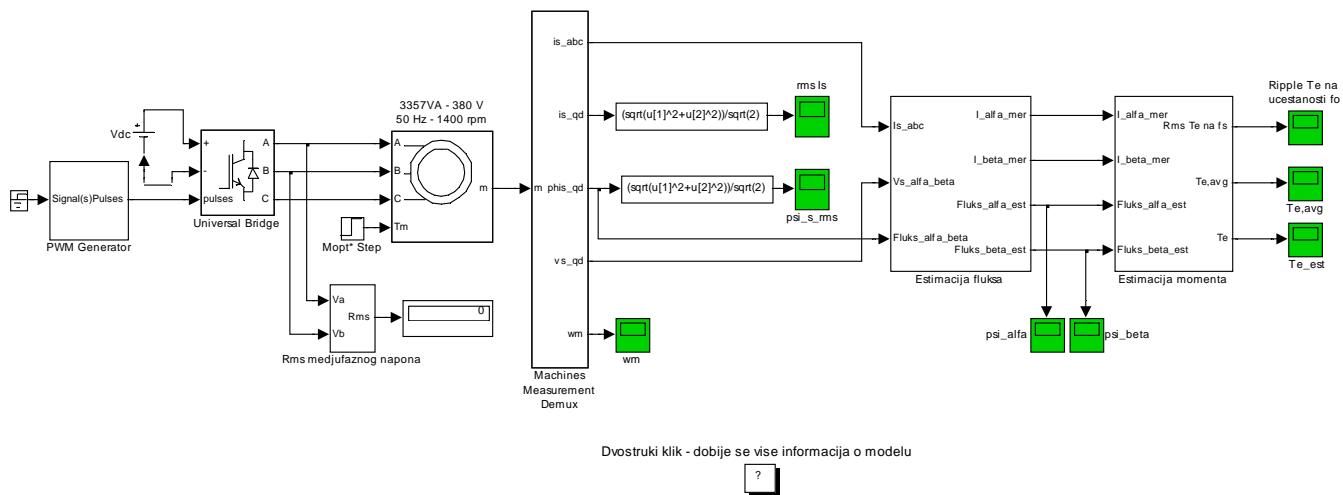
$$R_r = 12,55 \Omega$$

$$L_{\gamma s} = 41,8 \text{ mH}$$

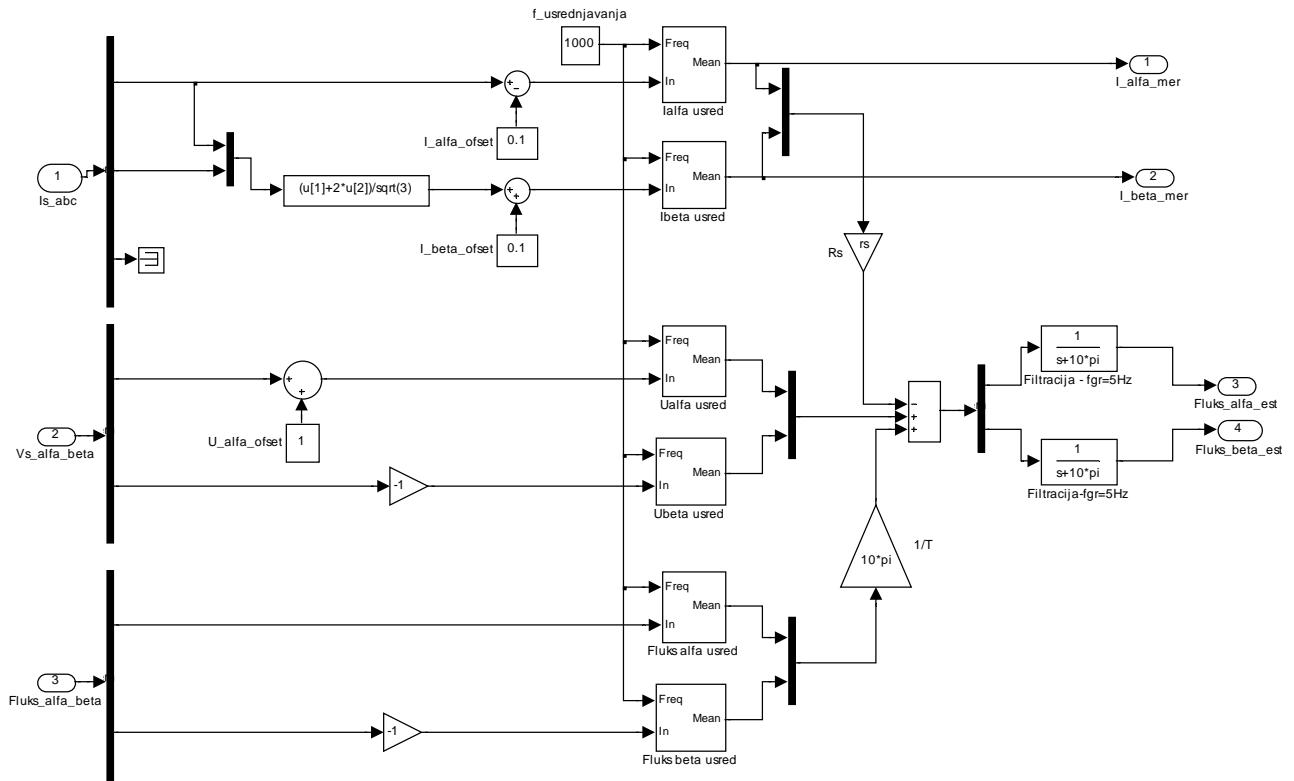
$$L_{\gamma r} = 24 \text{ mH}$$

$$L_m = 1,1085 \text{ H}$$

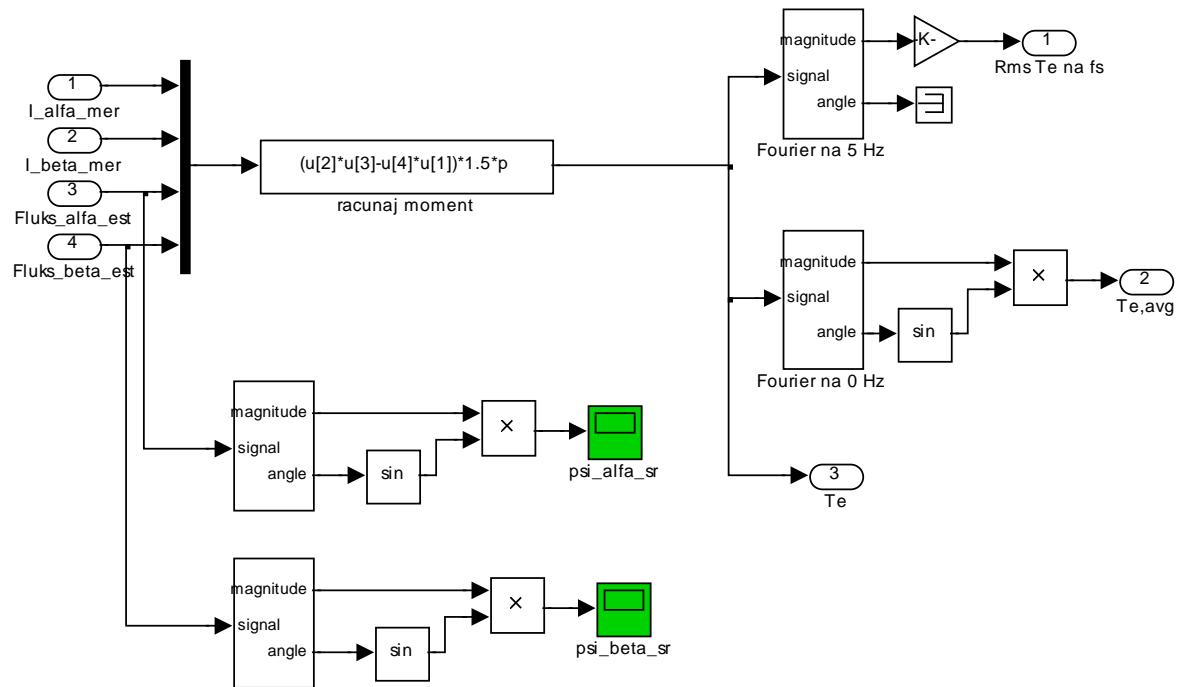
**Prilog 2:** Simulink model - metoda niskofrekventne filtracije elektromotorne sile statora i referentne vrednosti statorskog fluksa



Sl. P2.1. Osnovna struktura modela

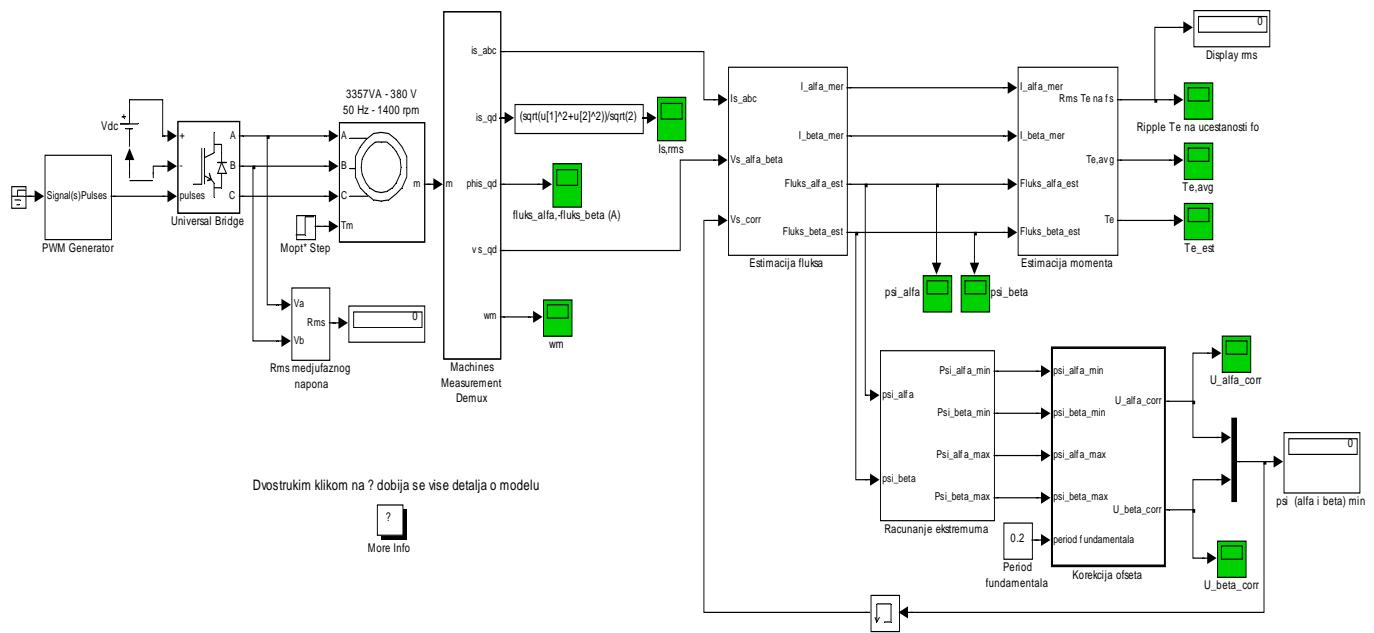


Sl. P2.2. Podsistem ''Estimacija fluksa''

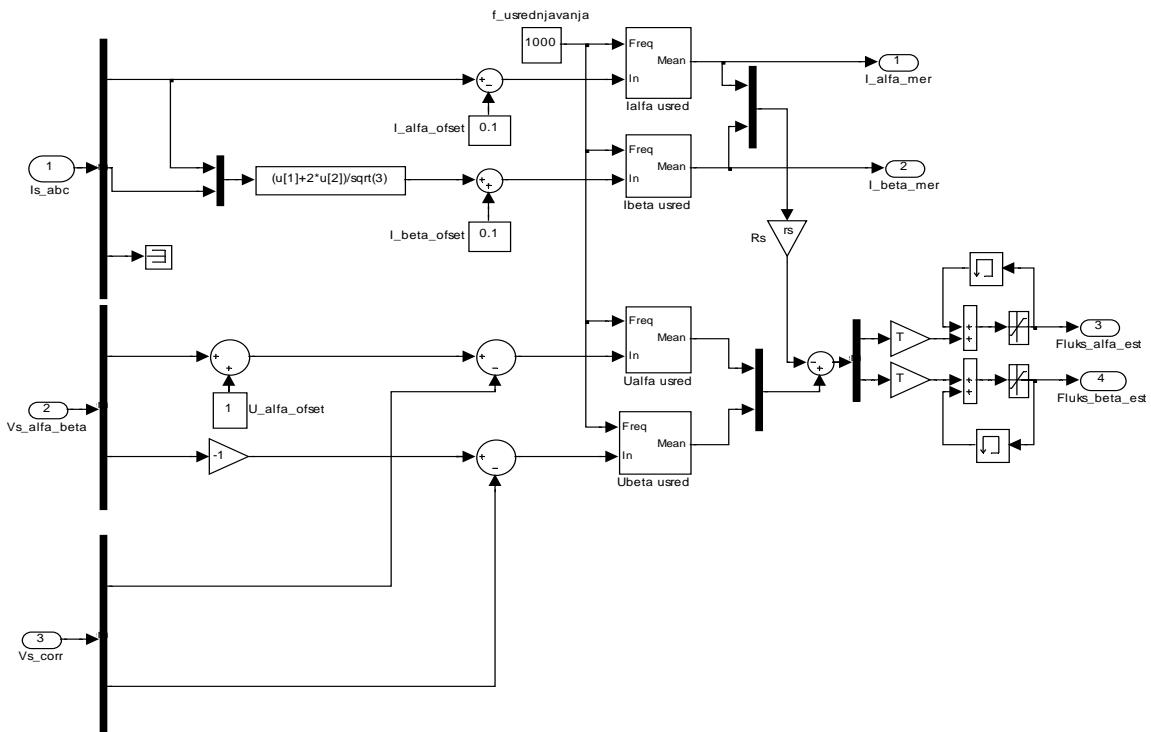


Sl. P2.3. Podsistem ''Estimacija momenta''

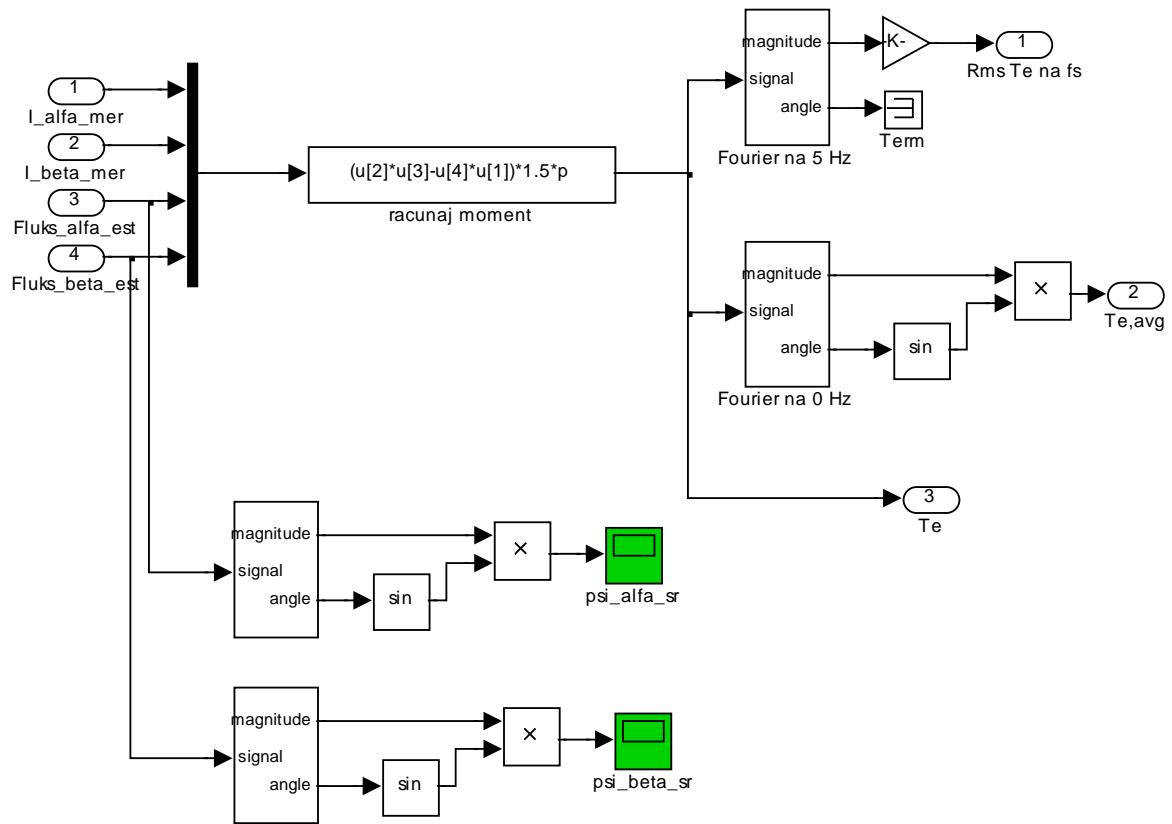
**Prilog 3: Simulink model - estimacija vektora fluksa statora uz centriranje hodografa vektora estimiranog fluksa**



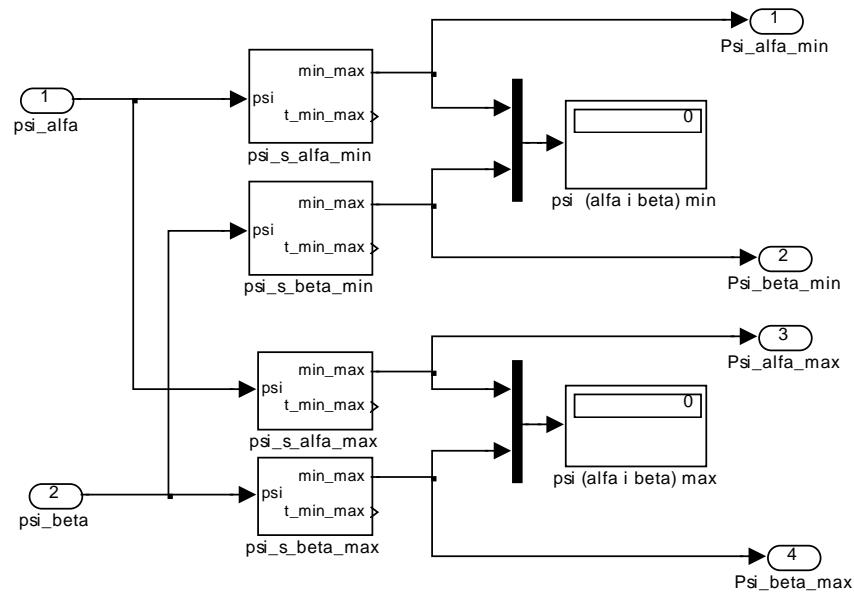
Sl. P3.1. Osnovna struktura modela



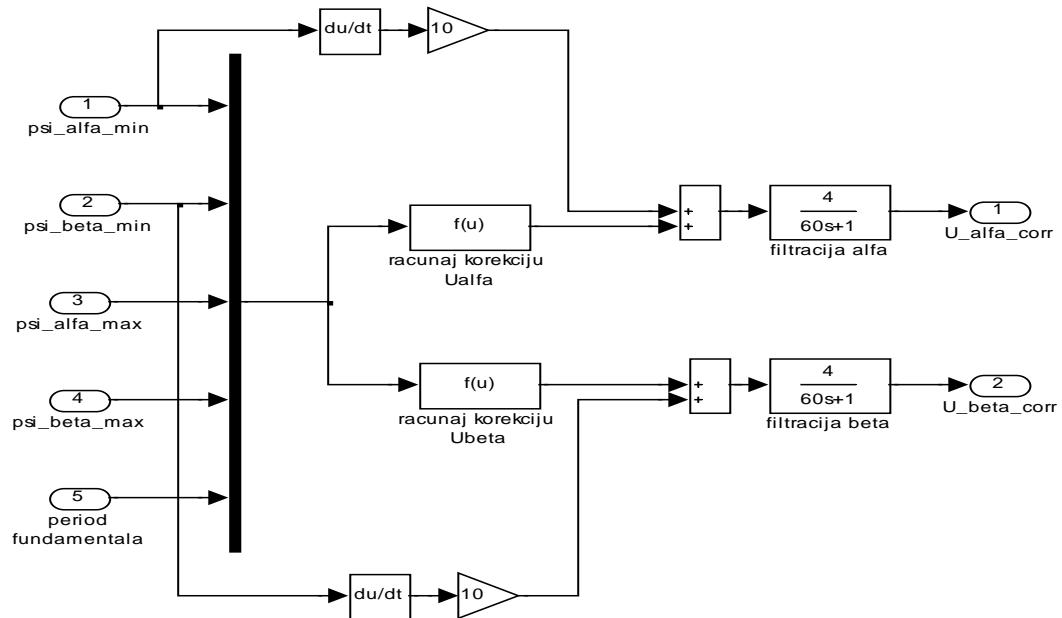
Sl. P3.2. Podsistem "Estimacija fluksa"



Sl. P3.3. Podsistem ''Estimacija momenta''

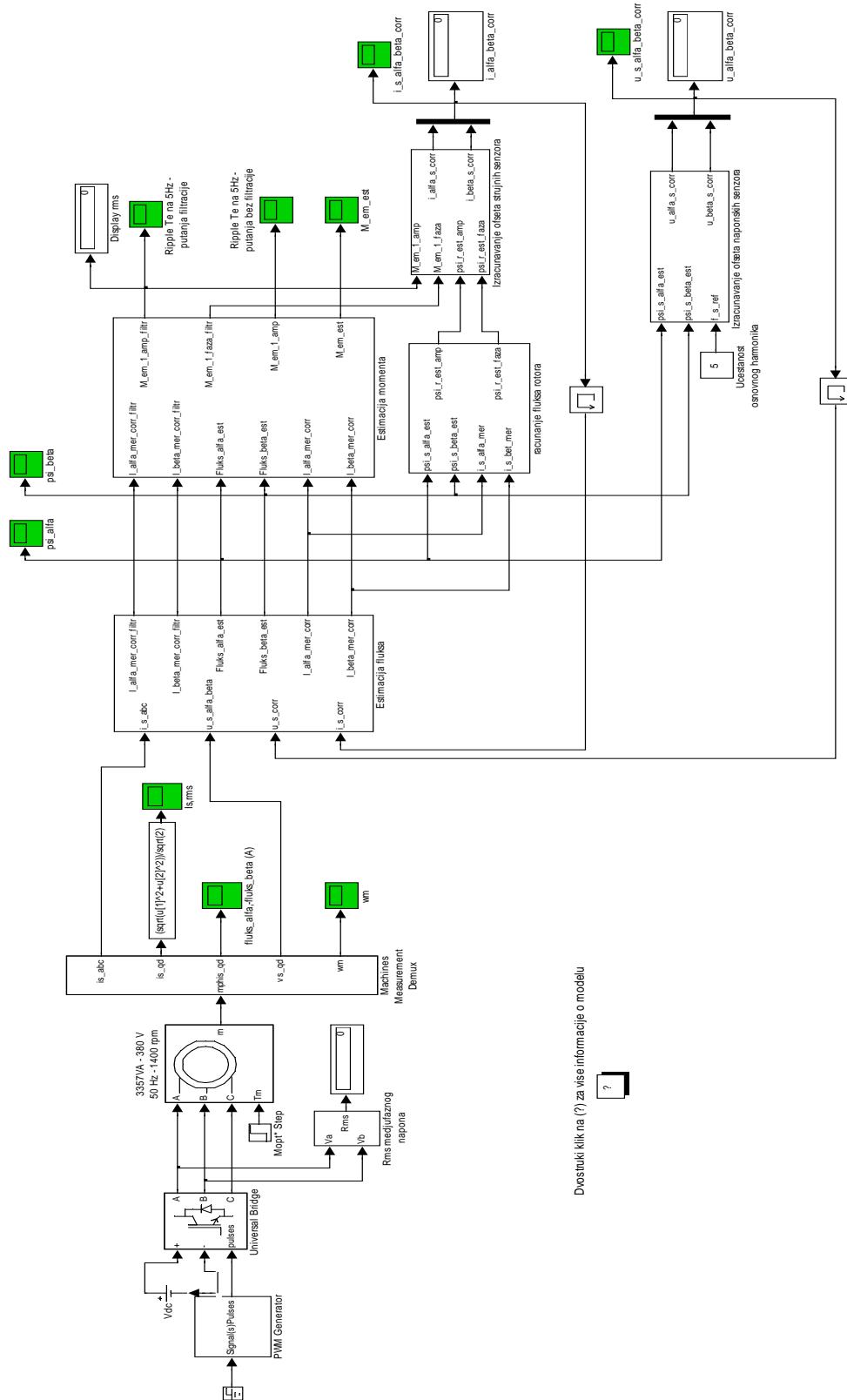


Sl. P3.4. Podsistem ''Racunanje ekstremuma''

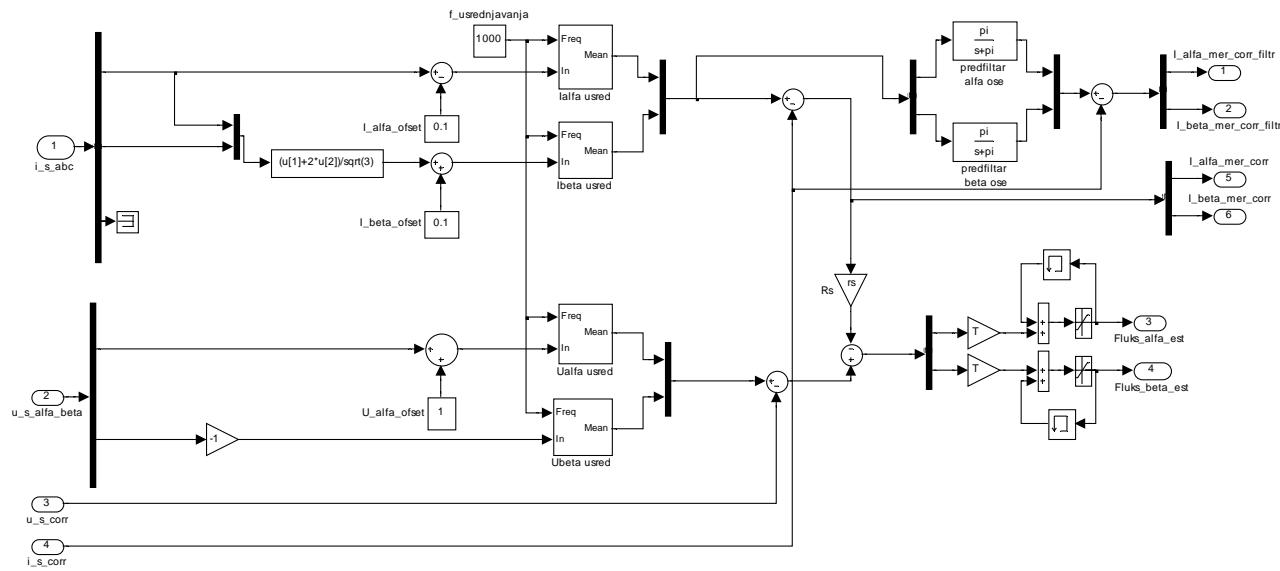


Sl. P3.5. Podsistem ''Korekcija ofseta''

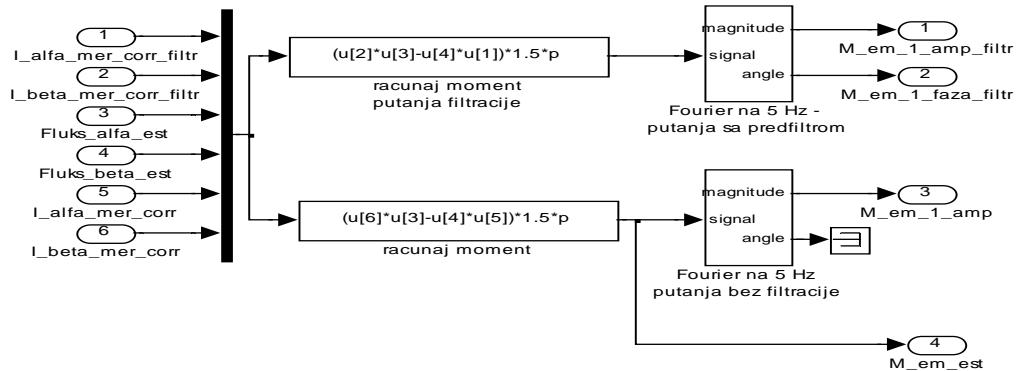
**Prilog 4:** Simulink model - algoritam za procenu i eliminaciju ofseta merenih statorskih napona i struja baziran na istovremenoj analizi estimiranog elektromagnetskog momenta i statorskog fluksa



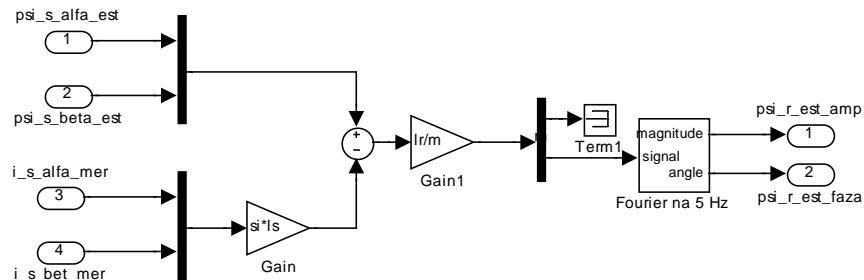
Sl. P4.1. Osnovna struktura modela



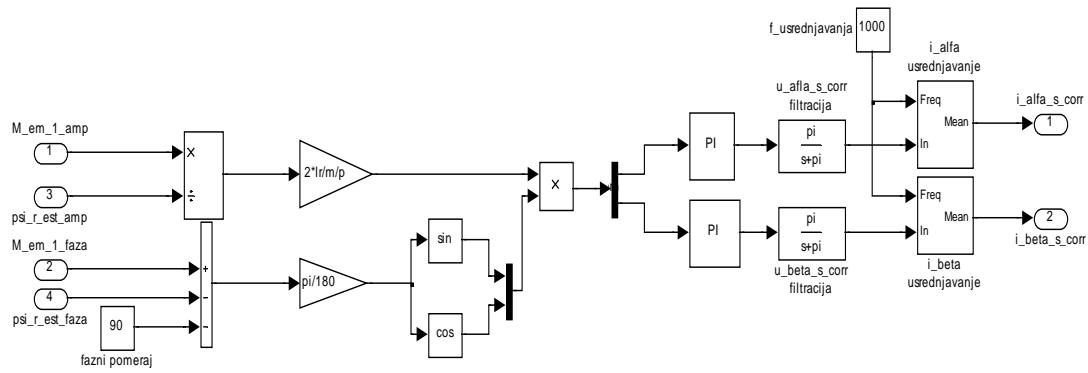
Sl. P4.2. Podsistem "Estimacija fluksa"



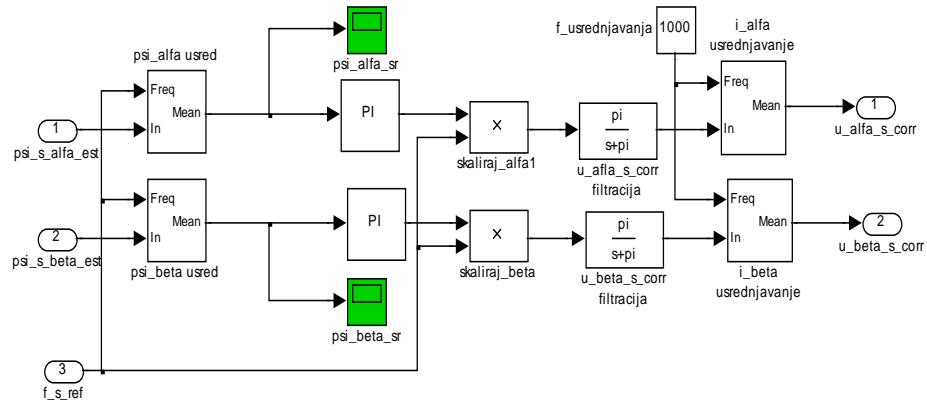
Sl. P4.3. Podsistem "Estimacija momenta"



Sl. P4.4. Podsistem "racunanje fluksa rotora"

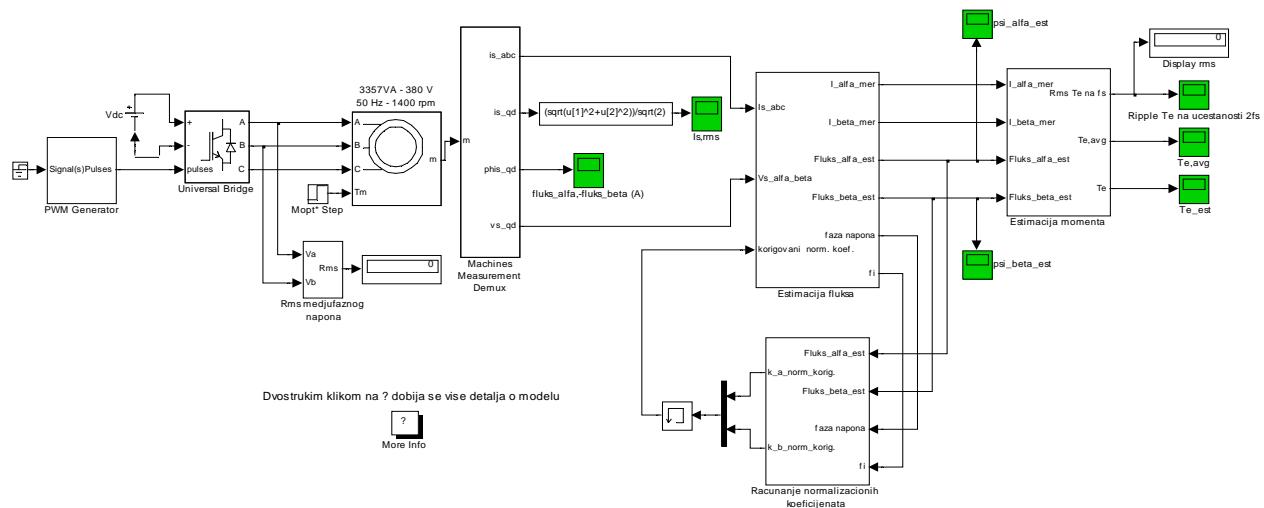


Sl. P4.5. Podsistem ''Izracunavanje ofseta strujnih senzora''

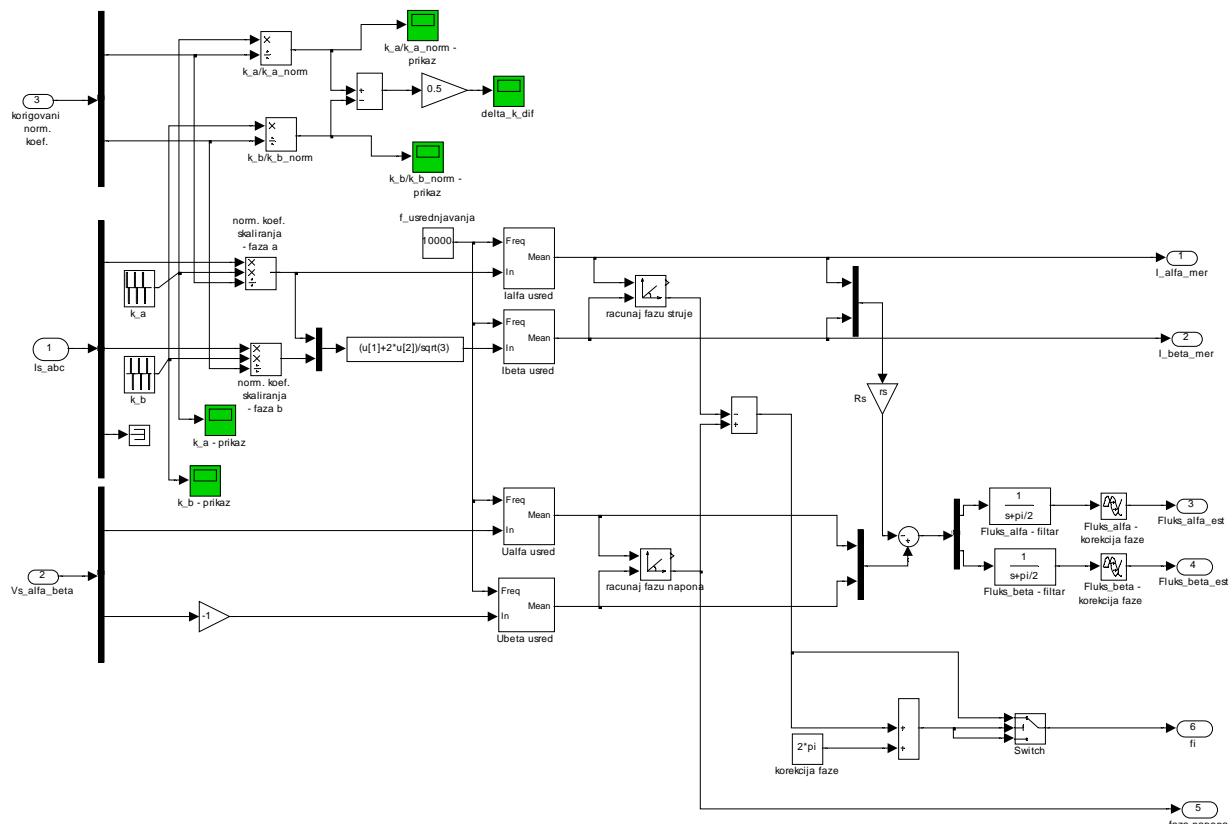


Sl. P4.6. Podsistem ''Izracunavanje ofseta naponskih senzora''

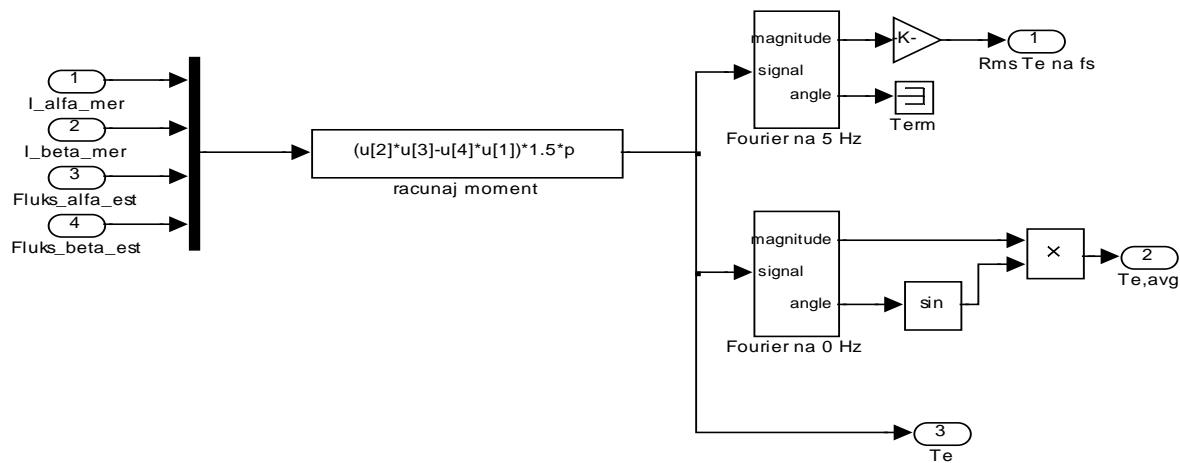
**Prilog 5:** Simulink model - algoritam za eliminaciju razlike normalizovanih koeficijenata skaliranja (model osnovne verzije algoritma koji je korišćen za testiranje rada algoritma u uslovima stacionarnog stanja, na učestanosti statorskog napona od 5 Hz)



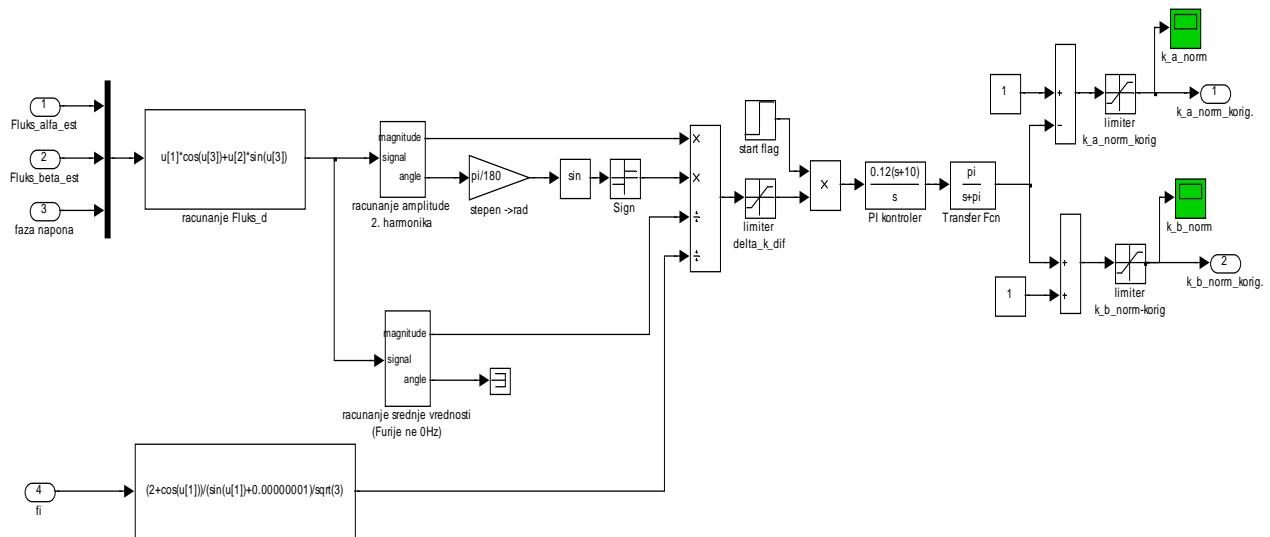
Sl. P5.1. Osnovna struktura modela



Sl. P5.2. Podsistem 'Estimacija fluksa'



Sl. P5.3. Podsistem ''Estimacija momenta''



Sl. P5.4. Podsistem ''Racunanje normalizacionih koeficijenata''