

UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNI-KI FAKULTET

Veran V. Vasi}

**UPRAVLJANJE ASINHRONIM MOTOROM BEZ
DAVA~A BRZINE**

-doktorska teza-

Mentor

v. prof. Dr Slobodan N. Vukosavi}

Beograd, Septembar 2000.

SADRŽAJ

1. UVOD	1
1.1 UVODNA RAZMATRANJA	1
1.2. PREGLED LITERATURE	3
<i>1.2.1. Pregled literature iz oblasti estimacije brzine i parametara asinhronog motora</i>	3
<i>1.2.2. Pregled literature iz oblasti estimacije fluksa asinhronog motora</i>	8
1.3. KRATAK SADRŽAJ I ORGANIZACIJA RADA	13
2. MATEMATI-KA REPREZENTACIJA VEKTORSKI UPRAVLJANOG ASINHRONOG MOTORA	15
2.1. MATEMATI^KI MODEL ASINHRONOG MOTORA U SINHRONO ROTIRAJU]EM KOORDINATNOM SISTEMU	15
2.2. RASPREGNUTO UPRAVLJANJE FLUKSOM I MOMENTOM U POGONU SA ASINHRONIM MOTOROM	21
<i>2.2.1. Upravljanje orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora</i>	22
<i>2.2.2. Upravljanje orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa statora</i>	26
2.3. ODRE IVANJE PROSTORNOG VEKTORA FLUKSA	28
3. SINHRONIZACIJA	33
3.1. SINHRONIZACIJA PO GRE [CI Q- KOMPONENTE FLUKSA	33
<i>3.1.1. Sinhronizacija primenom fazno spregnute petlje</i>	33
<i>3.1.2. Sinhronizacija primenom MRAS observera</i>	41
4. MATEMATI-KI MODEL ZA STACIONARNO STANJE POGONA OP [TE NAMENE BEZ DAVA ^A BRZINE	47
5. ADAPTIVNI MEHANIZMI ZA PARALELNU ESTIMACIJU BRZINE OBR TANJA ROTORA I OTPORA STATORA	61
5.1. PRETPOSTAVKE ZA PARALELNU ESTIMACIJU OTPORNOSTI STATORA I BRZINE OBR TANJA ROTORA	62
5.2. UTICAJ NEPOZNAVANJA PARAMETARA MOTORA NA PARALELNU ESTIMACIJU OTPORA STATORA I BRZINE ROTORA	71

6. OPIS PROTOTIPA I EKSPERIMENTALNI REZULTATI	79
7. ZAKLJU^AK	91
8. LITERATURA	95
9. PRILOG	106

SPISAK OZNAKA KORI[] ENIH U RADU

- Δ - odstupanje relevantne veličine od njene stacionarne vrednosti,
 0 - u indeksu, stacionarna vrednost relevantne veličine,
 $*$ - referentna vrednosti,
 $\hat{}$ - oznaka za estimiranu veličinu,
 Δ - razlika između stvarne vrednosti odgovarajuće veličine i estimirane vrednosti,
 \times - operator vektorskog proizvoda,
 d, q - d, q komponente veličina statora u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu,
 D, Q - D, Q komponente veličina rotora u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu,
 α, β - komponente prostornog vektora u stojećem koordinatnom sistemu,
 V, I - u indeksu oznaka za veličinu estimiranu naponskim odnosno strujnim estimatorom,
 s - u indeksu veličina statora,
 r - u indeksu veličina rotora,
 $\underline{i}_s^s = i_{\alpha s} + j i_{\beta s}$ - prostorni vektor (polifazor) struje statora ,
 $\underline{u}_s^s = u_{\alpha s} + j u_{\beta s}$ - prostorni vektor (polifazor) napona statora,
 $\underline{\hat{\psi}}_{rV}^s = \psi_{\alpha rV} + j \psi_{\beta rV}; \left(\underline{\hat{\psi}}_{rI}^s \right)$ - prostorni vektor (polifazor) fluksa rotora estimiran naponskim (strujnim) estimatorom u stojećem koordinatnom sistemu sa odgovarajućim komponentama,
 m_e - elektromagnetni moment,
 m_m - moment opterećenja,
 ω - brzina obrtanja rotora,
 W - stacionarna vrednost estimirane brzine,
 ω_{kl} - brzina klizanja,
 ω_{dq} - sinhrona brzina,
 W_{dq} - stacionarna vrednost estimirane sinhronne brzine,
 ϑ_{dq} - položaj sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema odnosno odgovarajućeg prostornog vektora fluksa,
 p - broj pari polova,
 R_s - otpornost statorskog namota,
 R_{sm} - otpornost statorskog namota u modelu motora,
 R_r - otpornost rotorskog namota,
 R_{rm} - otpornost rotorskog namota u modelu motora,
 L_s - sopstvena induktivnost statorskog namota,
 L_r - sopstvena induktivnost rotorskog namota,

L_m - induktivnost magne}enja,

$L_{\gamma s}$ - induktivnost rasipanja statora,

$L_{\gamma r}$ - induktivnost rasipanja rotora,

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ - koeficijent ukupnog rasipanja,

T_r - rotorska vremenska konstanta,

K_p - proporcionalno poja-anje odgovaraju}eg regulatora (adaptivnog mehanizma),

K_I - integralno poja-anje odgovaraju}eg regulatora (adaptivnog mehanizma).

1. UVOD

1.1 UVODNA RAZMATRANJA

Upotreba savremenih digitalnih kontrolera u električnim pogonima sa asinhronim motorom omogućuje da se u rešavanju problema upravljanja, ugradnja dodatnih davača zameni softverskom implementacijom. Postojeći pogoni sa asinhronim motorom su pouzdani, efikasni, fleksibilni, brzog su odziva i za okolinu prihvatljivi po pitanju elektromagnetnog, akustičnog i toplotnog zagađenja. Pored navedenih prednosti postoji značajan broj problema koji zahtevaju adekvatno rešenje, pa zato električni pogoni sa asinhronim motorom predstavljaju izazov za veliki broj istraživača. Svakako, trenutno najznačajniji problem predstavlja određivanje brzine i položaja rotora na osnovu informacije o statorskim strujama i naponima, čime bi se obezbedio rad pogona bez davača na vratilu motora (*sensorless*).

Električni pogoni koriste davače struje, temperature, brzine, položaja, napona kao i davače (senzore) za merenje potrebnih pogonskih veličina. Veliki broj ugrađenih senzora se negativno odražava na pouzdanost, složenost instalacije, održavanje i cenu električnog pogona. Ugradnja davača na vratilo asinhronog motora čini motor nestandardnim. Povezivanje senzora sa digitalnim kontrolerom podrazumeva ugradnju odgovarajućih kablova i konektora. Prekid ili oštećenje kablova ili senzora u toku eksploatacije dovodi do otkaza sistema, čime se bitno smanjuje ukupna pouzdanost sistema, a povećava prosečno vreme trajanja ispada pogona.

Navedeni problemi su doveli do toga da u poslednje dve decenije veliki broj stručnjaka intenzivno radi na razvoju upravljačkih struktura koje obezbeđuju ispravan rad pogona sa asinhronim motorom bez davača na vratilu motora. Neka od rešenja ovakvog pogona našla su primenu u industriji, ali su performanse *sensorless* pogona još uvek lošije od pogona sa davačem na vratilu motora. Najveći broj instalisanih pogona koristi se u uslovima gde upotreba davača brzine na vratilu motora nije prihvatljiva iz tehničkih i/ili ekonomskih razloga. U ovakvim pogonima izražena je potreba za kontrolom momenta koji motor razvija, odnosno za preciznim upravljanjem brzinom obrtanja rotora.

U oblasti malih brzina *sensorless* pogon nema zadovoljavajuću kontrolu brzine i momenta. Praktično za učestanosti statora koje su veće od 10 % nazivne vrednosti moguće je uspešno izvršiti procenu brzine uz integraciju terminalnih veličina asinhronog motora sa zadovoljavajućom kontrolom momenta i brzine motora. Kako bi se omogućila zadovoljavajuća preciznost u oceni brzine rotora sa adekvatnom dinamikom i neosetljivošću na varijaciju parametara pogona u toku njegovog rada, potrebno je usavršiti algoritme za ocenu stanja pogona bez davača na vratilu motora.

Već su prve realizacije pogona bez davača na vratilu pokazale da postavljeni zadatak zahteva relativno veliki obim izračunavanja koje digitalni kontroler mora obaviti u kratkom vremenskom roku i sa velikom dužinom reči (24 - 32 bita). Numerički intenzivni algoritmi mogu se primeniti zahvaljujući razvoju digitalnih signalnih procesora velike brzine rada, čijim su uvođenjem stvorene pretpostavke za realizaciju pouzdanih električnih pogona bez davača na vratilu.

Jednu grupu algoritama za estimaciju brzine motora bez davača, čine algoritmi koji za procenu brzine koriste matematički model asinhronog motora i informaciju o naponu i struji. Ovi algoritmi osetljivi su na varijaciju parametara motora i grešku merenja struje odnosno napona. Pri maloj učestanosti statorskog napona odnos korisnog signala i šuma merenog napona je krajnje nepovoljan uz dominantan udeo pada napona na statorskom otporu u merenom naponu. Na nultoj učestanosti statorskog napona ni teoretski nije moguće detektovati dinamiku rotora u statorskim veličinama (struja, napon, fluks). Dakle, ovaj koncept *sensorless* pogona ne može se koristiti u oblasti niskih učestanosti.

Drugu grupu algoritama predstavljaju algoritmi koji koriste nesavršenosti rotora asinhronog motora (nesimetričnost rotora, žlebne harmonike) da bi estimirali brzinu. Estimacija brzine ovim algoritmima zahteva primenu brzih FFT algoritama. Ovi algoritmi nisu zaživeli u pogonima u industrijskoj primeni, jer su zahtevni u pogledu računarskog vremena potrebnom za njihovu realizaciju. Za primenu prve grupe algoritama nije potrebno poznavanje nikakvih konstrukcionih podataka asinhronog motora (broj žljebova statora i rotora), koji su neophodni u primeni druge grupe algoritama.

Treća grupa algoritama za estimaciju brzine koristi injektovani test signal i analizira odziv pogona na poremećaj. Potreba za injektovanim test signalom uslovljava pojavu oscilacija momenta motora. Ova grupa metoda za estimaciju brzine ima zadovoljavajući odziv kada su žljebovi rotora otvoreni, jer je parametarski osetljiva na induktivnost rasipanja rotora. Međutim, kada su žljebovi rotora zatvoreni što se često sreće kod motora male i srednje snage, estimacija brzine nema zadovoljavajuću tačnost pogotovu pri opterećenju, jer tada dolazi do izražaja magnetno zasićenje na putu rasutog fluksa.

Savremeni pristupi, određivanja brzine rotora asinhronog motora u *sensorless* pogonu, zasnovani na detekciji indukovane statorske elektromotorne sile, ne pružaju zadovoljavajuće karakteristike u oblasti statorskih učestanosti manjih od 1 Hz. U oblasti niskih učestanosti ($f < 1$ Hz), amplituda korisnog signala (elektromotorne sile) je za 1 - 2 reda veličina manja od šuma i termogenog pada napona na R_s , pa rad pogona u praksi nije moguć.

Osetljivost motora, pogona i procesa na varijaciju parametara u toku rada zahteva razvoj i primenu algoritama za identifikaciju parametara motora i procesa pre i u toku rada pogona, što je naročito izraženo kod pogona bez direktnog merenja brzine obrtanja.

1.2. PREGLED LITERATURE

U ovom delu dat je pregled literature koja se bavi problemom procene brzine rotora i problemom estimacije prostornog vektora fluksa, u pogonu sa asinhronim motorom bez davača brzine na vratilu motora. Takođe su citirani i radovi koji se bave identifikacijom potrebnih parametara asinhronog motora u cilju unapređenja algoritama za procenu brzine.

1.2.1. Pregled literature iz oblasti estimacije brzine i parametara asinhronog motora

Kontrola brzine u pogonu opšte namene, bez davača brzine na vratilu, obrađivana je u većem broju radova [A - G]. Pri tome su ravnopravno zastupljena oba pristupa u upravljanju orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora i fluksa statora. Prvi pokušaji procene brzine stacionarnog stanja na osnovu merenja napona i struje statora datiraju od 1975. g. kako navode autori u [A29, A30]. Brzina je estimirana kao razlika između sinhronne ugaone učestanosti i estimirane učestanosti klizanja.

Potreba za estimacijom brzine, postoji i u pogonu sa davačem brzine na vratilu motora ako je upotrebljen enkoder sa malim brojem zarezna [D10] ili se želi smanjiti efekat kvantizacije na informaciju o ω , a time i redukovati moguće pulsacije momenta [A22]. Da bi se izbegli mogući problemi sa stabilnošću pri malim brzinama potrebno je pribеći njenoj estimaciji. Kim u [D10] i Lorenz u [A22] predlažu primenu observera stanja u cilju poboljšanja tačne vrednosti brzine u slučaju upotrebe enkodera sa lošom rezolucijom. Povećanje robusnosti predloženog rešenja na moguće varijacije parametara, postignuto je istovremenom procenom momenta inercije.

Estimacija brzine obrtanja rotora i sinhronne brzine u [A7, A10] realizovana je primenom dva nezavisna estimatora rotorskog fluksa. Jedan estimator rotorskog fluksa dobijen je iz matematičkog modela statora (naponski estimator), a drugi estimator iz modela rotorskog kola (strujni estimator). Tačnost estimacije brzine poboljšana je nakon zatvaranja povratne petlje u strukturi za estimaciju brzine. Schauder je u [A7] prikazao strukture dva observera brzine interpretirajućih kao fazno spregnute petlje. Primenjujući teoriju hiperstabilnosti Popova i zaključke razvijene u radovima Landaua [L1 - L7], u [A7] Schauder je dao praktičnu preporuku za izbor adaptivnog mehanizma MRAS- observera brzine. Kao grešku na osnovu koje se generiše estimirana brzina obrtanja, odnosno sinhrona brzina u jednom observeru koristio je vrednost q- komponente fluksa rotora, a u drugom observeru sinus ugla koji grade vektori fluksa estimiranih primenom nezavisnih estimatora fluksa.

Primenom teorije MRAS- moguće je realizovati i sam regulator brzine čime se povećava njegova robusnost [A17] a smanjuje broj iteracija u podešavanju parametara regulatora čak i u slučaju kada su svi parametri pogona poznati.

U [A34] autor je prikazao jedinstven adaptivni mehanizam bilo da se brzina estimira primenom MRAS- observera bilo primenom proširenog Luenbergovog observera (PLO).

Primenom PLO, asinhroni motor se koristi kao referentni model, a PLO kao podesivi model. Autor daje prednost estimaciji brzine primenom PLO u odnosu na MRAS- observer. Estimacija brzine PLO- om je zapravo estimacija sa zatvorenom povratnom spregom (estimirana struja se poredi sa merenom) dok MRAS- observer koristi estimatore u otvorenoj povratnoj sprezi. Yang u [A8] predlaže upotrebu MRAS- observera brzine gde je sam asinhroni motor referentni model, kao u [A34], a potpuni observer stanja je podesivi model. Postignuta je istovremena estimacija brzine i otpornosti statora. Estimacija brzine rotora postignuta je upotrebom vektora estimiranog fluksa i vektora greške između stvarne struje motora i estimirane vrednosti. Pri estimaciji otpornosti statora, umesto vektora estimiranog fluksa koristi se vektor estimirane struje. Sličan pristup koristi Kubota u radovima [A12 - A14].

Analiza greške estimirane brzine usled nepodešenosti parametara estimatora rotorskog fluksa i njihove varijacije tokom rada pogona, analizirana je u [A4]. Brzina, u pogonu sa indirektnim vektorskim upravljanjem, se estimira primenom MRAS- observera. Analizirana je varijacija otpornosti statora i rotora, induktivnosti magnećenja i induktivnosti rasipanja. Pokazano je dobro slaganje rezultata dobijenih primenom matematičkog modela pogona za stacionarno stanje i simulacija dobijenih pomoću kompletnog matematičkog modela.

Xu u [A21] koristi naponski estimator za estimaciju vektora statorskog fluksa, dok ω procenjuje pomoću sinhronne brzine i procenjenog klizanja. Takođe navodi da estimacija vektora fluksa statora poseduje bolje performanse u odnosu na estimaciju vektora fluksa rotora, jer ne zahteva poznavanja statorske tranzijentne induktivnosti, međutim, ima lošu osobinu jer zahteva postojanje raspoređujućeg kola.

U [A12 - A14] je predložen adaptivni observer koji se koristi za istovremenu procenu vektora fluksa rotora i ω bez upotrebe "čiste" integracije merenih veličina. Još je u radu [A7] pokazano da nepoznavanje tačne vrednosti T_r u pogonu bez davača na vratilu ima uticaja isključivo na estimiranu brzinu, ali ne i na orijentaciju vektora fluksa. Zato Kubota u radu [A13] predlaže istovremenu estimaciju ω , R_s i R_r u cilju ispravnog funkcionisanja pogona. Da bi se realizovala istovremena estimacija ω i R_r predloženo je injektovanje naizmeničnog strujnog test signala zajedno sa i_d^* . Bez test signala nije moguće u struji statora razdvojiti informaciju o brzini rotora i o eventualnoj pogrešnoj vrednosti T_r . Procena R_s i R_r , kako je predloženo u [A13], moguća je samo pri postojanju opterećenja na vratilu motora.

Da bi se oslobodili uticaja nepoznavanja R_r na estimiranu brzinu u [A25, A26] Kanmachi predlaže način za procenu brzine bez potrebe za poznavanjem R_r . Predložena procena brzine moguća je jedino u uslovima napajanja iz PWM invertora. Takođe je predložen i estimator za procenu R_r . Prikazani estimatori zahtevaju poznavanje isključivo napona i struje statora, a oba estimatora su osetljiva na varijaciju R_s .

Mrtvo vreme PWM invertora pogoršava karakteristike pogona bez davača brzine na vratilu motora. Uticaj mrtvog vremena naročito dolazi do izražaja u oblasti malih brzina za učestanost napona od 1 Hz. Greška usled izobličenja napona zbog mrtvog vremena iznosi i do 50% u odnosu na napon kada mrtvo vreme ne bi bilo uvaženo ili kada bi mrtvo vreme bilo kompenzovano [A5]. Struja statora nije simetrična zbog postojanja mrtvog vremena invertora

koje izobličuje napon na statoru. Autor u radu ističe da je detekcija brzine u oblasti malih brzina praćena jednim strukturnim problemom. Naime, struja statora pri nultoj brzini ne nosi informaciju o brzini.

U nameri da dobije stabilan odziv i pri malim brzinama, modifikovan je PWM algoritam [B13, B14] kako bi se eliminisao uticaj greške usled kvantizacije digitalnog kontrolera, pad napona na prekidaćkim komponentama i uticaj mrtvog vremena invertora. U radu je primenjena sinhronizacija po grešci q- komponente struje statora. Kompenzacijom mrtvog vremena GTO invertora, u pogonu sa vektorski upravljanim asinhronim motorom bavio se i Jung u [B15]. Mrtvo vreme je iznosilo 50 μ s dok je snaga motora 110 kW.

Algoritmi koji koriste integraciju merenih veličina su osetljivi na grešku usled DC-drifta i grešku usled početnih uslova. Da bi se izbegao problem saturacije integratora predlaže se zamena integratora sa filtrom koji ima nulto pojaćanje za jednosmernu komponentu. Ovakav naćin integracije nepogodan je u oblasti malih brzina, jer mođe usloviti nestabilnost pogona [A5, A10]. Hu u [B3, B4] predlaže tri poboljšana algoritma za integraciju u cilju eliminacije problema vezanih za drift i početne uslove. Algoritmi su provereni na primeru naponskog estimatora fluksa sinhronog motora sa permanentnim magnetima. Na ovaj naćin predloženom integracijom mođe se uspešno odrediti poloćaj rotora i pri ućestanosti statora od svega 0,5 Hz.

Peng se u [A10] opredelio za upotrebu elektromotorne sile u adaptivnom mehanizmu za procenu ω , umesto fluksa. Na taj naćin je ućinio ovaj MRAS- observer neosetljivim na sve probleme koji se mogu javiti pri integraciji merenih veličina, uz znatno povećanje propusnog opsega regulacione konture za brzinu.

MRAS- observer brzine zbog upotrebe naponskog estimatora rotorskog fluksa osetljiv je na varijacije R_s [A6, A10]. Modifikacijom MRAS- observera koju je Peng predloćio u [A10], izlazna velićina referentnog modela ne zavisi od vrednosti otpora statora. Kao referentna velićina u MRAS- observeru korišćena je trenutna vrednost reaktivne snage.

Marwali je u [A42] pokušao da napravi poređenje izmeću MRAS- observera koji koriste rotorski fluks [A7] odnosno elektromotornu silu [A10]. U oblasti malih brzina bolje osobine je pokazao MRAS- observer elektromotorne sile, u odnosu na MRAS- observer sa rotorskim fluksom. Podešavanje parametara u MRAS- observeru sa elektromotornom silom donelo je znatno više poteškoća, zbog kako autor navodi veće nelinearnosti izmeću parametara adaptivnog mehanizma (*due to the non-linear effect of adaptation gain constants*).

U [B10] je predloćen originalan naćin za realizaciju vektorskog upravljanja asinhronog motora napajanog iz naponskog PWM invertora. Poloćaj sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema se odrećuje tako što se na PI regulator dovodi razlika izmeću i_q^* i stvarne q- komponente struje u motoru. Procenom klizanja mođe se jednostavno proceniti ω . Predloćena struktura funkcioniše slićno fazno spregnutoj petlji, pri ćemu odstupanje Δi_q ima slićnu ulogu kao i izlaz faznog detektora u okviru PLL. U [B13, B14] je primenjena sinhronizacija vektorskog kontrolera na isti naćin kao u [B10], a klizanje je procenjeno na osnovu merene struje motora i reference fluksa. Kompenzacijom mrtvog vremena poboljšan je rad pogona pri malim brzinama.

Bose u [A19] za korekciju termički izazvanih varijacija R_s koristi termistore, postavljene u namotaje statora asinhronog motora namenjenog za električnu vuču. U pogonu postoji povratna sprema po fluksu statora i po strujama, u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, a moment se zadaje u otvorenoj sprezi što je uobičajeno u električnoj vuči. Za estimaciju vektora fluksa statora koristi se naponski estimator osetljiv na varijaciju R_s . Da bi se smanjile oscilacije momenta pri startu motora pogon startuje sa indirektnom vektorskom kontrolom bez informacije o brzini rotora, a integral klizanja daje položaj fluksa statora. Naravno, greška se čini čim brzina postane različita od nule. Nakon dostizanja određene vrednosti struje i_q prelazi se sa indirektno vektorske kontrole na direktnu gde se informacija o položaju prostornog vektora fluksa dobija iz estimatora. Pri zaustavljanju pogona primenjuje se obrnuta procedura. U [A21] u cilju povećanja efikasnosti pogona uvodi se neuro fazi kontroler fluksa, a primenom *quasi fuzzy* estimatora se procenjuje R_s .

Doncker je u [A31] kod univerzalnog vektorskog kontrolera, takođe predvideo mogućnost *on-line* promene orijentacije vektorskog kontrolera (u odnosu na vektor fluksa rotora, statora ili vektor fluksa magnećenja) i mogućnost izbora direktne ili indirektno vektorske orijentacije u cilju smanjenja osetljivosti na varijacije parametara motora.

Dobre performanse pogona, nezavisno da li je primenjeno skalarno ili vektorsko upravljanje, zahtevaju tačno poznavanje parametara asinhronog motora [D6]. Da bi se održao zadovoljavajući kvalitet odziva u stacionarnom stanju ili tokom prelaznog procesa, primenjuje se identifikacija parametara motora. Tehničku literaturu koja se bavi identifikacijom parametara moguće je svrstati u dve grupe [D2]. Prvu grupu čine tehnike koje koriste prošireni Klamanov estimator za identifikaciju parametara i procenu stanja [D3]. Druga grupa tehnika koristi MRAS- strukturu za procenu parametara motora [B11, B12, B18, B20, B32].

U [B18] je razmatrana estimacija rotorske vremenske konstante u pogonu sa indirektnim vektorskim upravljanjem i davačem brzine na vratilu. Predložena kriterijumska funkcija ne zahteva poznavanje otpornosti statora i neosetljiva je na mrtvo vreme invertora. U pogonu bez davača brzine ova funkcija je neosetljiva na razdešenost T_r u motoru i modelu observera, međutim, kriterijumska funkcija iz [B18] bi se mogla iskoristiti kao referentni model tokom estimacije R_s .

Primenom MRAS- strukture Rowan u [B11] procenjuje T_r u pogonu sa indirektnim vektorskim upravljanjem i sa davačem na vratilu asinhronog motora. Referentnim modelom se dobija vrednost generalizovane referentne veličine koja je zavisna od i_d^* , i_q^* , induktivnosti motora i radne učestanosti. Pomoću adekvatnog matematičkog modela i terminalnih veličina motora (napona i struja) određuje se stvarna vrednost generalizovane veličine u motoru. Razlika referentne vrednosti i procenjene vrednosti dovodi se na PI regulator koji procenjuje T_r . Kao generalizovana referentna veličina u [B11, B12] korišćen je: elektromagnetni moment, reaktivna snaga ili napon. Kerkman u [D1] navodi da je u literaturi dato znatno više mehanizama za adaptaciju R_r nego što je predloženo mehanizama za adaptaciju R_s . U radu [D1] je predložen postupak za smanjenje uticaja promene kako R_r tako i R_s . Vrednost R_r (T_r), procenjuje MRAS- om iz [B11, B12], a za R_s smatra da se menjalo proporcionalno sa R_r , odnosno da postoji isti porast temperature u namotaju statora i u namotaju rotora.

Nezavisno od algoritma koji se koristi za *on-line* identifikaciju parametara motora, potrebno je poznavati početno “pogađanje” za vrednost parametra. Kerkman u [D2] navodi da se sve *commissioning* procedure (za početno pogađanje vrednosti parametra motora) mogu svrstati u dve grupe: statističke i determinističke. Statističke procedure koriste teoriju estimacije kako bi se minimizovala funkcija greške u cilju identifikacije vrednosti parametra [D5, D7, D8, D9]. Determinističke koriste test (eksperiment) da bi došle do početne vrednosti odgovarajućeg parametra [D4].

Prisustvo harmonika u spektru struje statora usled ožljebljenosti ili nesavršenosti (*excentricity*) rotora takođe se koristi za detekciju brzine rotora [F9]. Ovi harmonici su neosetljivi na varijaciju parametara motora i mogu se detektovati pri bilo kojoj brzini različitoj od nule. Razvijeno je više algoritama (tradicionalni sa brzom Fourier- ovom transformacijom i napredne tehnike parametarske estimacije spektra) za procesiranje signala struje statora, koji treba da efikasno izdvoje, uz minimalne zahteve u vremenu i hardveru, komponente spektra koje nose informaciju o brzini. Da bi se odredila učestanost žljebnog harmonika, a iz nje brzina, motor mora raditi u stacionarnom stanju. Kada je određena brzina rotora primenom neke od tehnika za estimaciju spektra, može se izvršiti prepodešavanje parametara u algoritmu koji brzinu estimira *on-line* (detekcija veličina asinhronog motora zavisnih od brzine) [F9]. Hurst i Habetler u [F7, F9] navode da za učestanosti ispod 1 Hz, nivo šuma onemogućava da se uspešno detektuje učestanost žljebnog harmonika i da je vreme odabiranja obrnuto srazmerno sa učestanošću fundamentalne komponente.

Primenom adaptivnog filtra propusnika opsega Holtz u [F11] određuju učestanost žljebnog harmonika napona odnosno aktuelnu učestanost klizanja. Zatim tu vrednost koriste kao referencu od koje oduzimaju učestanost klizanja procenjenu pomoću parametara motora. Dobijena razlika se dovodi na PI regulator kako bi se korigovalo pojačanje u bloku za procenu klizanja (*slip gain*). Navedena adaptacija je aktivna samo tokom stacionarnog stanja.

Brzinu i parametre asinhronog motora moguće je proceniti i primenom Kalmanovog filtra [A35, D3]. Za nelinearan sistem kakav je asinhroni motor mora se izvršiti linearizacija modela da bi se primenio Kalmanov filter za estimaciju parametara i stanja pogona, što se uobičajeno označava kao prošireni Kalmanov filter. Kim u [D3] navodi da su u devedesetim godinama mikroprocesori omogućili estimaciju brzine i identifikaciju parametara asinhronog ili sinhronog motora Kalmanovim estimatorom (*extended Kalman filter*). U [D3] za promenljive stanja uzete su struje motora i fluksevi rotora, a brzina rotora je posmatrana kao parametar. Ulazne veličine su struje statora i napon jednosmernog međukola. Estimirana brzina se koristi kako za zatvaranje povratne petlje po brzini tako i za orijentaciju vektorskog kontrolera.

Problem procene parametara može se formulisati kao problem nelinearnog programiranja gde se parametri određuju na osnovu minimizacije greške, između vrednosti procenjene veličine u modelu i vrednosti dobijene pomoću merenih podataka [D7]. Velez-Reyes u [D5, D7, D8, D8A] predlaže upotrebu rekurzivnih algoritama za istovremenu *on-line* estimaciju brzine rotora i identifikaciju parametara asinhronog motora. Algoritam koristi dva regresiona linearna modela izvedena iz matematičkog modela asinhronog motora. Pri ovom konceptu estimacije, zahteva se postojanje vremenske separabilnosti između dva podsistema

(električnog i mehaničkog). Bržim estimatorom se procenjuje brzina, uz zadržavanje vrednosti prethodno procenjenih parametara motora, dok se sporiji estimator koristi za procenu parametara. Kako se parametri asinhronog motora identifikuju istovremeno sa estimacijom brzine, to je estimirana brzina neosetljiva na varijacije parametra motora. U [D7] je pokazano da brzina konvergencije estimacije zavisi od načina grupisanja parametara tokom estimacije. Naime, dok se procenjuju parametri iz jedne skupine, parametri drugih skupina zadržavaju prethodno procenjene vrednosti. Istovremena estimacija R_s zajedno sa drugim parametrima motora uz estimaciju brzine, primenom rekurzivnih algoritama, donosi izvesne poteškoće u osetljivosti i konvergenciji estimacije [D7, D9]. Odustajanjem od istovremene procene R_s i brzine postiže se brža konvergencija estimiranih vrednosti i veći propusni opseg [D9].

Estimacija brzine rotora asinhronog motora bez davača brzine na vratilu, može se realizovati primenom neuralnih mreža [D20, D21]. Algoritam *backpropagation* je iskorišćen u radovima [D20, D21], tako da izlaz iz neuralnog modela prati željenu trajektoriju brzine. U predloženom algoritmu nije neophodan korak obučavanja mreže. Obučavanje mreže se javlja na početku same estimacije, što predstavlja *on-line* obuku. Estimacija brzine na ovaj način koristi sličan koncept kao u MRAS- observeru. Koriste se dva estimatora rotorskog fluksa naponski i strujni koji predstavlja neuralni model. Umesto uobičajeno sretanog adaptivnog mehanizma (PI regulator) iskorišćen je *backpropagation* algoritma za procenu brzine zajedno sa neuralnim modelom. Ovaj koncept procene brzine ranjiv je isto kao i MRAS- observer.

Nasuprot mnogim nastojanjima koja su prisutna, rad pogona bez davača brzine u oblasti malih brzina ostaje i dalje nerešen problem [B13, B14].

1.2.2. Pregled literature iz oblasti estimacije fluksa asinhronog motora

Za realizaciju pogona vektorski upravljano asinhronog motora neophodno je izvršiti rekonstrukciju prostornog vektora fluksa mašine. Postoji čitav niz različitih šema koje se bave rekonstrukcijom prostornog vektora fluksa. Pionirske realizacije vektorskog upravljanja, prostorni vektor fluksa određivale su implementacijom senzora na bazi Hall- ovog efekta u samu asinhronu mašinu. Ovaj način rekonstrukcije nije naišao na širu primenu zbog problema koji su se javili u primeni ovih senzora. Primenom Hall- ovog senzora dobija se lokalna informacija o fluksu u mašini. Sam senzor je termički osetljiv, a javljaju se i određeni mehanički problemi u primeni senzora. Asinhrona mašina sa ovim senzorom postaje nestandardna što dodatno smanjuje upotrebu ove metode. Probni namotaj na statoru Doncker je iskoristio za detektovanje prostornog vektora fluksa za potrebe univerzalnog vektorskog kontrolera [B34].

Estimacija, odnosno observiranje prostornog vektora fluksa je daleko popularniji način od prethodnog postupka, ali je prisutan problem parametarske osetljivosti. U radu [A11] se navodi da je 1988. godine prvi put realizovano vektorsko upravljanje, gde je procena položaja vektora fluksa rotora realizovana pomoću observera (*flux observer field orientation*). Observerom fluksa procenjena je kako amplituda tako i njegov položaj u odnosu na stator. Položaj fluksa se koristi u potrebnim transformacijama koordinata.

Jednu grupu algoritama čine estimatori fluksa koji koriste model asinhronne mašine i terminalne veličine, bez zatvaranja dodatnih povratnih petlji. Uvođenjem povratnih petlji realizuju se observeri fluksa. Observer predstavlja estimator koji pored matematičkog modela procesa, uključuje i odgovarajuće povratne petlje kojima se koriguje greška estimacije. Estimacija fluksa u suštini predstavlja simulaciju u realnom vremenu. Estimatori fluksa su znatno osetljiviji na varijacije parametara u odnosu na observere [B25]. Da bi se smanjila osetljivost na varijaciju parametara, Elbuluk u [B23, B24] predlaže da se preko pojačanja promenljivog sa brzinom, kombinuju rezultati estimacije fluksa dobijeni naponskim i strujnim estimatorom fluksa. Njegov cilj je bio da eliminiše uticaj promene T_r pri izračunavanju prostornog vektora fluksa motora koji poseduje davač na vratilu. Kada ω postane dovoljno velika za procenjeni fluks se uzima rezultat estimacije naponskim estimatorom. Jansen u [B25] pokušava da uspostavi attribute tačnosti nelinearnog observera rotorskog fluksa u slučaju direktne vektorske orijentacije. Formirao je frekventnu funkciju prenosa za $u_s - i_s$ i $i_s - \omega$ estimatore, ali i za neke observere. Funkcija prenosa mu omogućava da izučava uticaj varijacije parametara estimatora na amplitudnu i faznu frekventnu karakteristiku. Slično kao u [B23, B24] Jansen u [B25], a Bonanno u [B28] predlaže kombinovanje rezultata dobijenih naponskim i strujnim estimatorom fluksa, u cilju smanjenja osetljivosti varijacije parametara ili eliminacije problema čiste integracije.

U radu [A11] po prvi put je primenjen Gopinath observer fluksa u $\alpha - \beta$ koordinatama za procenu vektora fluksa rotora. Za promenljive stanja korišćene su struje statora i fluksevi rotora, a ulazna veličina je napon statora, jedina merena veličina je struja statora. Gopinath observer je kombinacija estimatora fluksa sa povratnom spregom i predikcijom greške (*predictive error correction feedback*).

U [B33] primenjena je teorija observera linearnih sistema na asinhronu mašinu u cilju estimacije rotorskog fluksa. Primena Gopinath redukovanih i potpunih observera predstavlja jedan od načina za određivanje prostornog vektora fluksa. Upotrebom linearnog PI Gopinath regulatora unose se još tri kompleksne sopstvene vrednosti, promenljive sa brzinom. U [B25] se predlažu i načini za eliminaciju ove promenljive dinamike observera.

Tajima u [A9] za procenu brzine koristi MRAS- observer u modifikovanom obliku koji je predložio Schauder u [A7], dok je procena položaja vektora fluksa realizovana je pomoću redukovanog Gopinath- ovog observera stanja.

U [B6] autor se bavi vektorskom orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa statora i fluksa magnećenja. Kao prednost orijentacije u odnosu na prostorni vektor fluksa magnećenja, ističe mogućnost direktnog merenja samog fluksa i minimalan broj potrebnih parametara asinhronne mašine. Za orijentaciju u odnosu na fluks statora, u [B6] se ističe da je ovaj fluks neposredno određen terminalnim veličinama asinhronog motora za razliku od fluksa rotora. Za primenu vektorskog upravljanja u pogonu bez davača brzine na vratilu, u [B5] se daje prednost upravljanja orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa statora. Za poboljšanje kvaliteta odziva predlaže se i estimacija rotorskog otpora.

U [B7, B9] autori su prikazali poređenje između direktne vektorske orijentacije u odnosu na fluks statora i fluks rotora. Analiza za režim rada u oblasti slabljenja polja prikazana je u [B7]. Autori su pokazali da je preopteretivost po momentu kod orijentacije u odnosu na fluks statora nezavisna od neodređenosti parametara. Za orijentaciju u odnosu na fluks rotora ustanovili su da preopteretivost, kao i moment po jedinici struje, zavisi od neodređenosti induktivnosti rasipanja i induktivnosti magnećenja. U oblasti slabljenja polja indukovana elektromotorna sila motora dostiže naponski limit invertora ostavljajući manju marginu za strujni regulator. Asinhroni motor radi u blizini granice svojih mogućnosti pri sniženom nivou fluksa, tako da osetljivost na varijacije parametara dodatno dobija na značaju. U [B7] u ovoj oblasti prednost su dali orijentaciji u odnosu na prostorni vektor fluksa statora, kao orijentaciji koja je robusnija i poseduje veći moment po jedinici struje.

Kada je regulacioni sistem podešen, parametri asinhronog motora u vektorskom kontroleru imaju iste vrednosti kao što su i stvarni parametri asinhronog motora. Tada se estimirani i stvarni prostorni vektor fluksa poklapaju. Ako su ovi parametri razdešeni, estimirani i prostorni vektor fluksa se razlikuje od stvarnog vektora usled čega je izgubljena raspregnutost između fluksa i momenta, kao i trenutni odziv momenta. U [B9] Xu je pokazao postojanje prevalnog momenta pri orijentaciji u odnosu na fluks rotora zbog nepoznavanja tačne vrednosti induktivnosti rasipanja rotora. Što je veća neodređenost induktivnosti rasipanja rotora, to je manja vrednost prevalnog momenta. Prevalni moment određuje granicu statičke stabilnosti pogona i ako je referentna vrednost momenta veća od prevalnog momenta pogon je statički nestabilan. Uobičajeno se vrednost limita momenta podešava nezavisno od prevalnog momenta, tako da se može zaći u oblast statičke nestabilnosti [B9]. Ako se primenjuje orijentacija u odnosu na prostorni vektor fluksa statora, prevalni moment postoji nezavisno od razdešenosti parametara u kontroleru. Prevalni moment ne zavisi od neodređenosti induktivnosti rasipanja.

Unapređenjem karakteristika skalarnog V/f pogona sa otvorenom povratnom spregom i njegovom modifikacijom u cilju dobijanja što boljih performansi, bavio se veći broj autora. U [B27] predlaže se regulaciona struktura koja pored brzinskog PI regulatora poseduje i regulatore momenta i fluksa. Izlazi regulatora fluksa i momenta su referentni naponi u_d i u_q respektivno, u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu vezanom za fluks statora. Rekonstrukcija fluksa, momenta i brzine realizovana je pomoću struje i napona jednosmernog međukola, kao i stanja prekidača invertora.

Vektorsko upravljanje ima u suštini geometrijski princip. Kompleksni vektori za struje napone i flukseve se koriste za geometrijsku predstavu u kompleksnoj ravni. Ovi vektori se ne smeju poistovećivati sa kompleksnim vektorima koji se koriste kao kompleksni predstavnici naizmeničnih veličina.

Prve realizacije vektorskog upravljanja koristile su dvodimenziono merenje fluksa u asinhronom motoru. Ovim merenjem određivan je položaj prostornog vektora fluksa, odnosno položaj sinhronog koordinatnog sistema. Za potrebe realizacije algoritma vektorskog kontrolera, rezultat merenja je pomoću inverznog vektorskog "rotatora" transformisan u sinhrono rotirajući koordinatni sistem. Poznavanje položaja sinhronog koordinatnog sistema

omogućuje da se generiše upravljački vektor koji se zatim pomoću vektorskog rotatora transformiše u koordinatni sistem vezan za stator. Ragnar u patentu [A36] i u radu [A37] predlaže umesto merenja fluksa u mašini, da sam regulacioni sistem generiše optimalnu sinhronu učestanost, pomoću koje bi se u vektorskom rotatoru realizovala potrebna transformacija koordinata. Optimalna sinhrona učestanost je proporcionalna sa procenjenom indukovanom elektromotornom silom u grani magnećenja motora. Ragnar je pokazao da je ovo za motor optimalan radni režim i ovakvo vektorsko upravljanje nazvao *Natural Field Orientation* (NFO). Predložena *sensorless* struktura omogućuje regulaciju momenta i pri nultoj brzini, ali zahteva poznavanje R_s i osetljiva je na mrtvo vreme invertora.

Estimacija prostornog vektora fluksa može se realizovati i praćenjem (detekcijom) veličina asinhronog motora zavisnih od brzine ili detekcijom magnetnih isturenosti rotora koje prostorno modulišu lako pristupačne veličine statora (tranzijentnu induktivnost statora ili unose razliku u poprečnim i podužnim ulaznim impedansama statora). Autori [F1, F2, F4, A15] daju prednost metodama zasnovanim na detekciji magnetnih isturenosti jer su neosetljive na varijaciju parametara asinhronog motora, kao što su otpornosti statora ili rotora. Metode zasnovane na detekciji magnetnih isturenosti mogu se podeliti u dve skupine u zavisnosti da li koriste test signal ili ne [F6]. Metode koje ne koriste test signal imaju poteškoća u funkcionisanju pri malim brzinama. Primenom test signala kao što predlaže Lorenz u radovima [F1, F2, F3, F4] izbegnuti su problemi oko vrednosti i učestanosti fundamentalne komponente napona, poboljšana je tačnost i širina propusnog opsega (estimacije).

Jung u [A15] injektuje test signal u asinhroni motor koji stvara pulsirajuće a ne obrtno polje. Zahvaljujući injektovanom test signalu moguće je detektovati razliku impedansi u podužnoj i poprečnoj osi. Ova razlika impedansi nosi informaciju o položaju fluksa rotora. Eksperimentalnim putem je verifikovano funkcionisanje pogona pri 150 % nominalnog momenta i pri nultoj učestanosti statorskog napona.

Asimetrija spoljašnjeg kaveza dvokaveznog asinhronog motora postignuta upotrebom šipki različitih otpornosti, iskorišćena je u radu [F10] za detekciju položaja rotora i za primenu u brzinskom pogonu pri malim brzinama. Test signal se injektuje tokom 10° (električnih) od periode napona. Autori navode da se predloženi mehanizam za estimaciju položaja može koristiti za: pozicioniranje rotora na željenoj poziciji, pri radu sa nultom brzinom i punim opterećenjem. Primena ovog algoritma kod jednokaveznih kao i kod dvokaveznih motora podrazumeva izvesnu intervenciju na rotoru, dakle nestandardan rotor.

Indukovani treći harmonik napona usled magnetnog zasićenja materijala, može se takođe uspešno iskoristiti za estimaciju prostornog vektora fluksa [B1,B2].

Magnetna isturenost rotora (kao posledica neravnomerne dužine međugvožđa odnosno prostorne raspodele magnetnog otpora) može se uspešno detektovati primenom simetričnog test napona (učestanosti 500 Hz do 2 kHz), uz upotrebu odgovarajućeg observera. Na ovaj način može se precizno detektovati brzina ili pozicija rotora. Detekcija brzine nije parametarski osetljiva i nezavisna je od radne tačke (brzine rotora, opterećenje). Magnetna isturenost je svojstvena za reluktantne i sinhronne motore, ali ne i za asinhronne. Kod asinhronih motora

malom intervencijom na rotoru može se postići prostorna modulacija induktivnosti rasipanja rotora uz minimalno pogoršanje performansi pogona. Intervencija se sastoji u periodičnom variranju širine otvora žljebova rotora. Žljebovi sa većim otvorom formiraju put fluksa sa većim magnetnim otporom, odnosno manjom induktivnošću rasipanja rotora. Na ovaj način postignuta je varijacija širine magnetnog zazora. Potpuno zatvoreni žljebovi rotora su nepoželjni zbog magnetnog zasićenja na putu rasutog fluksa. Rasipne induktivnosti rotora i statora na višim učestanostima dominiraju u ulaznoj tranzijentnoj impedansi statora. Ove rasipne induktivnosti određuju struju statora na učestanosti test signala. Ako se postigne da je prostorna raspodela induktivnosti rasipanja rotora, kao vid magnetne isturenosti rotora, nepomična u odnosu na rotor, može se dosta jednostavno detektovati pozicija rotora [F1]. Jansen u [F2] istražuje detekciju prostornog vektora fluksa (položaj i amplitudu) pomoću magnetnih isturenosti, indukovanih usled magnetnog zasićenja u pogonu sa vektorski upravljanim asinhronim motorom. Za detekciju se koristi injektovani visokofrekventni naponski ili strujni test signal. Kod asinhronog motora može se govoriti o magnetnom zasićenju na putu glavnog fluksa i na putu rasutog fluksa. Magnetno zasićenje na putu glavnog fluksa izazvano je strujom magnećenja i ima globalni karakter u mašini dok zasićenje na putu rasutog fluksa ima lokalni karakter i pripisuje se žljebnim komponentama fluksa. Magnetna isturenost rotora prostorno moduliše tranzijentnu induktivnost statora. Oba oblika zasićenja mogu prostorno modulisati statorsku tranzijentnu induktivnost [F2]. Merenjem zavisnosti rasipne induktivnosti od ugla može se utvrditi pravac u kome je ona minimalna. Prema Jansen- u, u detektovanom pravcu nalazi se prostorni vektor fluksa statora. Predložena detekcija položaja prostornog vektora fluksa može se uspešno koristiti u pogonu sa momentnim ili brzinskim modom rada i pri nultoj brzini rotora.

Lorenz je u [F3, F4] razvio observere i algoritam za detekciju prostornog vektora fluksa rotora koji koristi višestruku magnetnu isturenost kod asinhronog motora. Magnetna isturenost je uzrokovana varijacijom veličine otvora žljebova rotora i usled samog ožljebljenja rotora. Robusnost i tačnost estimacije ove tehnike uslovljena je sa poznavanjem prirode i oblika magnetne isturenosti. Spektralnom analizom indukovane elektromotorne sile statora na osnovu nesavršenosti rotora (magnetna isturenost, neuravnoteženost namotaja rotora) moguće je detektovati položaj prostornog vektora fluksa [F5]. Sinusna raspodela fluksa u vazдушnom zazoru pretpostavlja sinusnu raspodelu magnetnopobudne sile i pretpostavlja se da je namotaj raspoređen kontinualno, a ne u žljebovima kako zapravo jeste. Usled ožljebljenosti statora i rotora kao i usled varijacije magnetne otpornosti javljaju se harmonici fluksa u vazдушnom zazoru. Prostorna modulacija fluksa usled ožljebljenosti rotora nosi informaciju o brzini koja se može detektovati pomoću amplitude, što je nepraktičnije, ili pomoću učestanosti odgovarajućeg harmonika indukovanog napona u probnom namotaju na statoru [F6]. Zingr je u [F6] razvio analogni filter koji omogućava da se detektuje brzina obrtanja rotora iz napona detektovanog u probnom namotaju statora.

1.3. KRATAK SADRŽAJ I ORGANIZACIJA RADA

Predmet naučne rasprave u ovom radu je dalje unapređenje karakteristika pogona sa asinhronim motorom bez davača brzine. Procena brzine je realizovana pomoću MRAS-observera. U radu je predloženo kao originalno rešenje paralelna (istovremena) estimacija brzine rotora i identifikacija otpornosti statora, u cilju proširenja opsega radnih brzina u kojem se sa zadovoljavajućom tačnošću može koristiti estimacija brzine sa MRAS- observerom. Za realizaciju paralelne estimacije predloženo je da referentni i podesivi model MRAS- observera, naizmenično menjaju svoje uloge. Pri estimaciji brzine naponski estimator fluksa je referentni model, dok je strujni estimator podesivi model. Za identifikaciju otpornosti statora ova dva estimatora promene svoje uloge.

Pokazaće se da on- line identifikacija otpornosti statora ne isključuje estimaciju brzine rotora. Ova dva adaptivna procesa estimacije su prirodno raspregnuta usled sporosti termičkih procesa. Predloženi MRAS- observer omogućiće uspešnu estimaciju brzine rotora i identifikaciju otpornosti statora i pri malim brzinama.

Pokazaće se da za ispravno funkcionisanje oba adaptivna procesa nije potrebno stacionarno stanje odnosno da oba procesa mogu biti u funkciji, kako tokom stacionarnog stanja, tako i tokom prelazne pojave. Pulsirajući karakter opterećenja ne utiče na proces estimacije, a za samu realizaciju nije potrebna dogradnja dodatnog hardvera ili upotreba test signala.

Uspostavljen je matematički model za stacionarno stanje pogona opšte namene koji će omogućiti da se istraži uticaj nepoznavanja i razdešenosti parametara motora (induktivnosti motora i otpornosti statora i rotora) na stacionarno stanje pogona, bilo da je isključena ili da je aktivirana estimacija otpornosti statora. Sprovedena analitička izračunavanja, računarske simulacije kao i eksperimentalni rezultati usredsređeni su na najkritičniji radni režim, rad pri malim brzinama i pri opterećenju motora. Pomoću opsežnih simulacija na računaru i intenzivnih eksperimenata na prototipu, pokazaće se da je moguće realizovati istovremenu estimaciju brzine rotora i identifikaciju otpornosti statora. Računarske simulacije kao i eksperimentalni rezultati pokazuju efikasnost paralelnog MRAS- observera. Predloženi adaptivni mehanizam se može jednostavno implementirati u pogonu sa vektorski upravljanim asinhronim motorom bez davača brzine.

Rad se sastoji od sedam poglavlja, spiska literature i priloga. U drugom poglavlju prikazan je matematički model pogona opšte namene sa asinhronim motorom bez davača brzine na vratilu motora. Matematički model asinhronog motora prikazan je u 2.1. uz uobičajene idealizacije koje se uvode u opštoj teoriji električnih mašina. U 2.2. izloženi su osnovni principi raspregnutog upravljanja po fluksu i momentu u pogonu sa asinhronim motorom. U ovom delu objašnjena su dva moguća upravljanja orijentacijom vektora struje statora. Upravljanje orijentacijom vektora struje statora u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora objašnjeno je u 2.2.1, dok je u 2.2.2 prikazano upravljanje u odnosu na prostorni vektor fluksa statora. U delu 2.2.1. prikazane su i regulacione strukture za pogon opšte namene za

dva slučaja kada je regulacija struja realizovana u stojećem koordinatnom sistemu i kada je regulacija realizovana u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. U delu 2.3. prikazana su dva estimatora rotorskog fluksa koja se uobičajeno koriste u MRAS- observeru brzine. Prikazana je i jedna varijanta napredne integracije kojom je moguće izbeći probleme vezane za drift i početne vrednosti integracije.

U trećem poglavlju razmatraju se načini za sinhronizaciju (određivanje položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema) u pogonu sa vektorski upravljanim asinhronim motorom. Prikazana su dva načina za određivanje položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema: primenom fazno spregnute petlje i primenom MRAS- observera. Fazno spregnuta petlja zajedno sa naponskim estimatorom fluksa simulira promenu brzine obrtnog polja. Integracijom ove brzine dobija se ocenjeni položaj prostornog vektora fluksa. Fazni detektor utvrđuje grešku i deluje na simuliranu brzinu obrtnog polja, tako da se greška umanja i u stacionarnom stanju svede na nulu. Adaptivni mehanizam u MRAS- observeru prema zadatoj funkciji uspostavlja estimiranu vrednost brzine na osnovu razlike u vrednostima izabrane veličine u referentnom i podesivom modelu i deluje tako da otkloni postojanje razlike između referentnog i podesivog modela.

U četvrtom poglavlju je uspostavljen matematički model za stacionarno stanje pogona opšte namene sa asinhronim motorom bez davača na vratilu motora. Adaptivni mehanizam za procenu otpornosti statora nije uvažen u ovom modelu. Uspostavljeni matematički model predstavlja skup nelinearnih algebarskih jednačina čije se rešenje može prikazati isključivo u grafičkom obliku. U ovom poglavlju istraživana je uticaj razdešenosti otpornosti statora i rotora, induktivnosti magnećenja i induktivnosti rasipanja na stacionarno stanje pogona. Pokazano je da razdešenost otpornosti rotora ima isključivo uticaja na procenjenju brzinu, ali ne i na orijentaciju prostornog vektora fluksa. Razdešenost otpornosti statora i induktivnosti motora uzrokuje kako grešku u procenjenoj brzini tako i grešku u orijentaciji prostornog vektora fluksa.

U petom poglavlju prikazan je modifikovani MRAS- observer brzine koji omogućuje pored estimacije brzine rotora i paralelnu identifikaciju otpornosti statora. Primenom teorije hiperstabilnosti uspostavljen je i adaptivni mehanizam koji omogućuje ovu estimaciju otpornosti statora. Rezultati simulacija vremenskog odziva pogona koji pokazuju efikasnost predloženog paralelnog MRAS- observera prikazani su u 5.1. Da bi se istražio uticaj razdešenosti ostalih parametara motora (otpornosti rotora i induktivnosti motora) u delu 5.2. uspostavljen je matematički model pogona opšte namene kod koga je primenjen paralelni MRAS- observer.

U šestom poglavlju prikazan je opis eksperimentalnog prototipa i rezultati eksperimenata u vidu osciloskopskih snimaka.

Sedmo poglavlje sumira postignute rezultate.

Osmo poglavlje sadrži spisak referentne literature.

U prilogu su dati parametri motora korišćenog za istraživanja prezentirana u ovom radu.

2. MATEMATIČKA REPREZENTACIJA VEKTORSKI UPRAVLJANOG ASINHRONOG MOTORA

Problem i postupak modelovanja asinhronog motora dat je u radovima [K1 - K5]. Matematički model asinhronne mašine u domenu fizičkih veličina je prilično složen, jer sadrži nelinearne diferencijalne jednačine sa promenljivim koeficijentima, što otežava analizu. Da bi se smanjio broj i eliminisala vremenska zavisnost elemenata u matrici induktivnosti, neophodno je primeniti transformaciju raspredanja i transformaciju obrtanja. Transformacijama se vrši zamena promenljivih i parametara matematičkog modela, prilikom čega ne dolazi do gubitka informacija [K1]. Transformisani model je podesniji za analizu i matematičko modelovanje. Pored već pomenutih transformacija, primenjuje se i navojna transformacija, kojom se rotorske veličine svode na stator. Svedene vrednosti parametara rotorskog kola mogu se dobiti merenjem statorskih veličina, što opravdava primenu navojne transformacije.

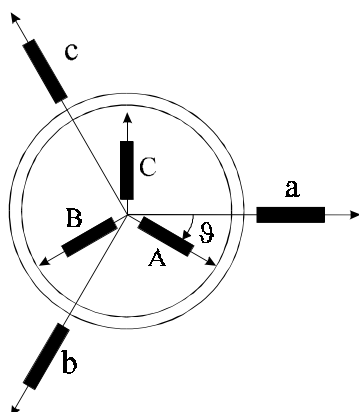
2.1. MATEMATIČKI MODEL ASINHRONOG MOTORA U SINHRONO ROTIRAJUĆEM KOORDINATNOM SISTEMU

Matematički model je skup matematičkih relacija (diferencijalnih i algebarskih jednačina) koje opisuju relevantne aspekte dinamičkog ponašanja asinhronog motora. Za simulaciju na računaru i analizu, diferencijalne jednačine se najčešće predstavljaju u obliku jednačina stanja. Promenljive stanja mogu biti fluksevi i brzina, čime se dobija fluksni model, ili struje i brzina (strujni model), ili neke struje i neki fluksevi (kombinovani modeli) [K3].

Posmatra se asinhroni motor sa tri identična fazna navoja na statoru (i na rotoru) prostorno pomenena za 120° električnih. Pri izvođenju matematičkog modela asinhronne mašine standardne konstrukcije, u opštoj teoriji električnih mašina, usvajaju se sledeće pretpostavke [K1]:

1. Pojave u električnoj mašini, dovoljno se tačno opisuju primenom koncentrisanih parametara.
2. Zanimaraju se kapacitivne pojave u mašini.
3. Gubici u magnetnom kolu mašine mogu se zanemariti.
4. Zavisnost struje i fluksa je linearna.
5. Raspodela magnetopobudne sile po obodu zazora je sinusna.
6. Omske otpornosti se usvajaju kao konstante.

7. Zanimajuće je uticaj zubaca statora i rotora.



Sl. 2.1. Šematski prikaz trofazne asinhronoj mašine

Na sl. 2.1. prikazana je šematski trofazna asinhrona mašina, pri čemu je kavezni namotaj rotora ekvivalentiran odgovarajućim trofaznim namotajem faze A, B i C. Električni ugao ϑ je funkcija vremena i njime je definisan trenutni položaj između magnetskih osa navoja “a” statora i navoja “A” rotora.

Uz navedene pretpostavke moguće je napisati jednačine naponske ravnoteže namotaja statora i rotora u matičnom obliku u domenu faznih veličina:

$$\mathbf{U} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d\mathbf{\Psi}}{dt}; \quad (2.1)$$

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{L}(\vartheta)\mathbf{i}. \quad (2.2)$$

Jednačina mehaničke ravnoteže:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J}(m_e - m_m). \quad (2.3)$$

Elektromagnetni moment:

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

gde su:

- $\mathbf{U}, \mathbf{i}, \mathbf{\Psi}$ - vektor napona, struja i flukseva statora i rotora,
- \mathbf{R} - matrica otpornosti namotaja statora i rotora,
- $\mathbf{L}(\vartheta)$ - matrica induktivnosti,
- ϑ - ugao između ose navoja “a” (statora) i ose navoja “A” (rotora),
- m_e - elektromagnetni moment,
- m_m - mehanički moment opterećenja,
- P - broj pari polova,

- J - moment inercije,
 ω - električna ugaona brzina rotora.

Matrice u izrazima (2.1) - (2.4), mogu se prikazati u razvijenom obliku:

$$\mathbf{U} = [u_a \ u_b \ u_c \ u_A \ u_B \ u_C]^T; \quad \mathbf{i} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_A \ i_B \ i_C]^T; \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{\Psi} = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c \ \psi_A \ \psi_B \ \psi_C]^T \quad \mathbf{R} = \text{diag}\{R_s \ R_s \ R_s \ R_r \ R_r \ R_r\} \quad (2.5-2.9)$$

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

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos\vartheta & \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\vartheta & \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\vartheta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

gde su:

- f - u, i, ψ ,
 f_a, f_b, f_c - veličine navoja na statoru,
 f_A, f_B, f_C - veličine navoja na rotoru svedene na stator,
 $R_s (R_r)$ - omski otpor navoja statora (rotora),
 L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} - sopstvene induktivnosti navoja statora,
 L_{ab}, L_{bc}, L_{ca} - međusobne induktivnosti navoja statora,
 L_{AA}, L_{BB}, L_{CC} - sopstvene induktivnosti navoja rotora,
 L_{AB}, L_{BC}, L_{CA} - međusobne induktivnosti navoja rotora,
 L_{aA} - međusobna induktivnost navoja "a" na statoru i navoja "A" na rotoru.

Jednačine (2.1)-(2.2) predstavljaju matematički model trofazne asinhronne mašine u domenu faznih veličina. Matrica induktivnosti je kvadratna, dimenzije 6 x 6, funkcija je vremena i trenutnog položaja rotora. Diferencijalne jednačine su nelinearne sa vremenski promenljivim koeficijentima, jer su neki od elemenata matrice induktivnosti funkcija ugla ϑ , odnosno vremena. S toga je matematički model u domenu faznih veličina nepogodan za analizu

i mora se transformisati. Primenom odgovarajućih transformacija moguće je eliminisati vremensku zavisnost koeficijenata, tako što se originalni trofazni namotaji statora (a, b, c) i rotora (A, B, C) ekvivalentiraju fiktivnim dvofaznim namotajima. Zahvaljujući pomeraju fiktivnih navoja od 90° , nestaju sprege između navoja. Ova grupa transformacija predstavlja transformaciju raspreszanja. Elementi transformisane matrice induktivnosti su funkcije ugla ϑ . Primenom transformacije obrtanja eliminiše se relativno kretanje između fiktivnog namotaja statora (d,q) i fiktivnog namotaja rotora (D,Q). Transformacije raspreszanja i obrtanja su uzastopne, pa se mogu spojiti u jednu kojom se postižu oba efekta [K1, K5].

Matrične transformacije koje obezbeđuju efekat raspreszanja i oslobađanje vremenske zavisnosti matrice induktivnosti poznate su iz literature [K1, K5] i mogu se podeliti na realne i kompleksne transformacije raspreszanja i obrtanja. Prednosti kompleksne transformacije u odnosu na realne su [K1]:

1. Kompleksna transformacija raspreszanja jedina sprovi potpunu dijagonalizaciju sve četiri submatrice induktivnosti.
2. Posle primene kompleksne transformacije obrtanja, u slučajevima kada ne postoje nulte komponente, dobija se jedna kompleksna diferencijalna jednačina za naponsku ravnotežu statora i jedna kompleksna diferencijalna jednačina naponske ravnoteže rotora, umesto odgovarajućih polaznih matričnih diferencijalnih jednačina. Druga dobijena jednačina za stator i za rotor je konjugovano kompleksna sa prvom i može se izostaviti iz razmatranja jer ne nosi nikakvu novu informaciju. Kompleksne promenljive (struje, fluksevi i naponi) koje se dobijaju nakon primene kompleksne transformacije raspreszanja i obrtanja, predstavljaju vektore (prostorne vektore, polifazore, *space vectors*) koji su funkcije vremena.
3. U slučaju potrebe može se jednostavno preći u najbliži realni domen primenom odgovarajuće inverzne transformacione matrice.
4. Holtz u [K7] koristi kompleksnu transformaciju za jednostavnu vizuelizaciju matematičkog modela asinhronog motora, pomoću kompleksnog grafa toka signala (*complex signal flow graphs*).

Za simulaciju pogona korišćen je model asinhronne mašine u realnom području, a za odgovarajuća matematička izvođenja korišćen je model asinhronne mašine u kompleksnom području. Ako se primeni kompleksna transformacija [K1, K5] na veličine trofazne asinhronne mašine dobija se:

$$\underline{f}_s = \frac{2}{3} [f_a + af_b + a^2 f_c]; \quad \underline{f}_r = \frac{2}{3} [f_A + af_B + a^2 f_C]; \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \quad (2.11, 2.12)$$

gde su:

$$f = i, \psi, u,$$

\underline{f} - vektor odgovarajuće veličine statora ili rotora.

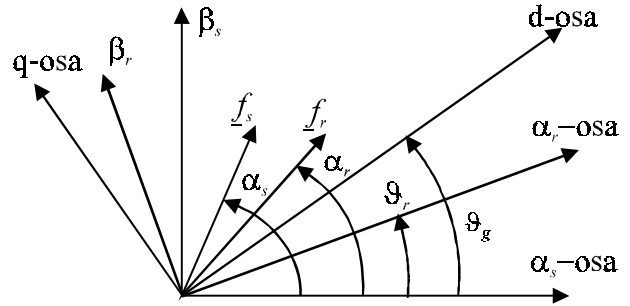
Svaki vektor se može izraziti u polarnoj formi [K1]:

$$\underline{f}_s = |\underline{f}_s| e^{j\alpha_s}; \quad \underline{f}_r = |\underline{f}_r| e^{j\alpha_r}; \quad (2.13,2.14)$$

i grafički predstaviti u kompleksnoj ravni u vidu potega koji polazi iz koordinatnog početka i zaklapa ugao α_s odnosno α_r sa pozitivnim delom odgovarajuće realne referentne ose, a ima dužinu proporcionalnu njegovom modulu, što je ilustrovano na sl. 2.2.

Na sl. 2.2. prikazana su tri koordinatna sistema pri čemu je koordinatni sistem $\alpha_s - \beta_s$ vezan za stator, koordinatni sistem $\alpha_r - \beta_r$ je vezan za rotor, dok se koordinatni sistem d - q obrće sa brzinom ω_g , tzv. generalizovani koordinatni sistem:

$$\omega_g = \frac{d\vartheta_g}{dt}. \quad (2.15)$$



Sl. 2.2. Ilustracija prostornih vektora u različitim koordinatnim sistemima

Transformacija kretanja je zamena jedne referentne ose drugom. Izbor transformacije kretanja svodi se na izbor referentne ose koordinatnog sistema. Vektor statorskih (rotorskih) veličina \underline{f}_s (\underline{f}_r) u generalizovanom koordinatnom sistemu glasi:

$$\underline{f}_{sg} = \underline{f}_s e^{-j\vartheta_g} = |\underline{f}_s| e^{j(\alpha_s - \vartheta_g)}; \quad (2.16)$$

$$\underline{f}_{rg} = \underline{f}_r e^{-j(\vartheta_g - \vartheta_r)} = |\underline{f}_r| e^{j\alpha_r} e^{-j(\vartheta_g - \vartheta_r)}. \quad (2.17)$$

Primenom jednačina (2.11), (2.12), (2.16) i (2.17) na jednačine (2.1), (2.2) i primenom navojne transformacije, dobijaju se jednačine naponske ravnoteže u kompleksnom domenu:

$$\underline{u}_{sg} = R_s \underline{i}_{sg} + \frac{d\underline{\psi}_{sg}}{dt} + j\omega_g \underline{\psi}_{sg}; \quad \underline{u}_{rg} = R_r \underline{i}_{rg} + \frac{d\underline{\psi}_{rg}}{dt} + j(\omega_g - \omega) \underline{\psi}_{rg}; \quad (2.18,2.19)$$

$$\underline{\psi}_{sg} = L_s \underline{i}_{sg} + L_m \underline{i}_{rg}; \quad \underline{\psi}_{rg} = L_r \underline{i}_{rg} + L_m \underline{i}_{sg}. \quad (2.20,2.21)$$

Elektromagnetni moment u terminima prostornih vektora [K1, K5] glasi:

$$m_e = \frac{3}{2} P(\underline{\psi}_s \times \underline{i}_s). \quad (2.22)$$

Jednačine (2.3), (2.18) - (2.22) predstavljaju matematički model asinhronne mašine u kompleksnom domenu. Vektor \underline{f}_g se može predstaviti kao svaki kompleksan broj preko njegovog realnog i imaginarnog dela:

$$\underline{f}_g = f_d + jf_q. \quad (2.23)$$

gde su:

- \underline{f}_g - vektor fluksa, struje i napona u generalizovanom koordinatnom sistemu,
- f_d, f_q - projekcije vektora na d- i q- osu,
- j - imaginarna jedinica.

Ako se odgovarajući vektori predstave pomoću jednačine (2.23) i uvrste u jednačine (2.18) - (2.22), a zatim izvrši razdvajanje realnih i imaginarnih delova, dobija se model asinhronne mašine u $B_g T_s$ domenu prikazan sa jednačinama stanja (2.3), (2.24) - (2.26):

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_d}{dt} &= u_d - R_s i_d + \omega_g \psi_q; & \frac{d\psi_q}{dt} &= u_q - R_s i_q - \omega_g \psi_d; \\ \frac{d\psi_D}{dt} &= u_D - R_r i_D + (\omega_g - \omega) \psi_Q; & \frac{d\psi_Q}{dt} &= u_Q - R_r i_Q - (\omega_g - \omega) \psi_D; \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_s i_d + L_m i_D; & \psi_D &= L_r i_D + L_m i_d; \\ \psi_q &= L_s i_q + L_m i_Q; & \psi_Q &= L_r i_Q + L_m i_q \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (m_e - m_m); \quad m_e = \frac{3}{2} P(\psi_d i_q - \psi_q i_d). \quad (2.3, 2.26)$$

gde su:

- L_s - sopstvena induktivnost navoja statora,
- L_m - međusobna induktivnost navoja statora i navoja rotora,
- L_r - sopstvena induktivnost navoja rotora svedena na stator,
- f - u, i, ψ ,
- f_d, f_q - veličine d- navoja, q- navoja na statoru,
- f_D, f_Q - veličine D- navoja, Q- navoja na rotoru svedene na stator,

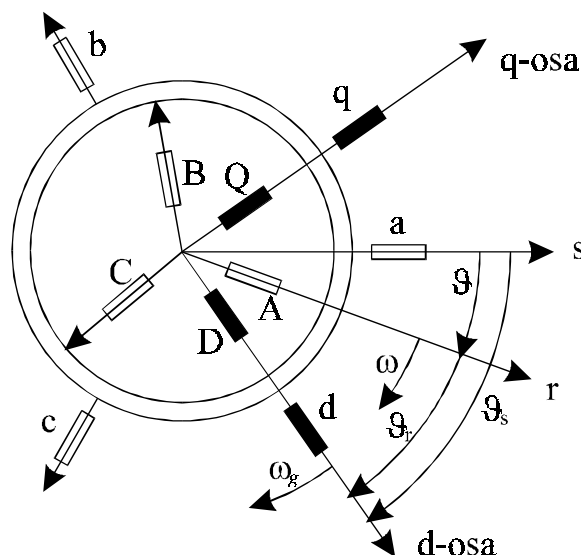
ω_g - brzina obrtanja koordinatnog sistema.

Ilustracija transformacije originalnih faznih navoja na ekvivalentne navoje u rotacionom d, q području data je na sl. 2.3, gde se vidi i međusobni odnos pojedinih uglova.

Kod asinhronne mašine postoji sloboda u izboru brzine obrtanja referentnog koordinatnog sistema [K1 - K3]. Postoje tri varijante koje se najčešće koriste:

- $\omega_g = \omega_1 = 2\pi f_1$, gde je f_1 učestanost napona napajanja statora, što odgovara sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu osa,
- $\omega_g = \omega$, čime se dobija model sa referentnim osama koje rotiraju brzinom rotora,
- $\omega_g = 0$, čime se dobija model u stojećem sistemu osa.

Za razmatranja u ovom radu izabran je koordinatni sistem koji rotira sinhronom brzinom. Rotorski namotaj je kavezni pa stoga treba uvažiti da je $u_D = 0$, $u_Q = 0$.



Sl. 2.3. Prikaz transformacije namotaja asinhronne mašine na obrtni sistem zajedničkih osa

2.2. RASPREGNUTO UPRAVLJANJE FLUKSOM I MOMENTOM U POGONU SA ASINHRONIM MOTOROM

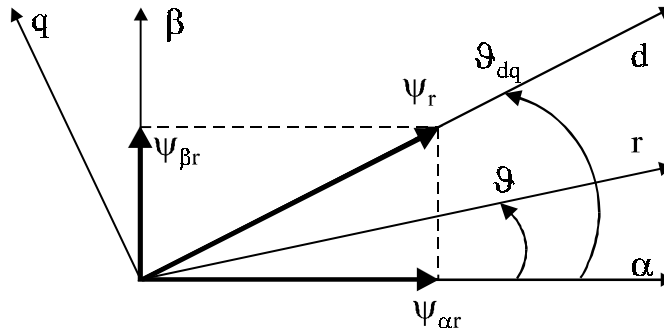
Motor jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom poseduje mogućnost nezavisnog upravljanja fluksom i momentom. Indukt i induktor su fizički odvojeni, upravljanje strujom pobude omogućuje upravljanje fluksom u mašini, a strujom indukta upravlja se momentom koji motor razvija. Asinhroni motor ne poseduje ovo svojstvo kao jednosmerni motor. Učestanost i napon na motoru određuju kako fluks u motoru tako i moment koji motor razvija, tako da nije moguće jednostavno postići nezavisno upravljanje fluksom i momentom asinhronog motora.

Nezavisno upravljanje fluksom i momentom asinhronog motora može se ostvariti kontrolom amplitude vektora statorske struje i njegove orijentacije u odnosu na prostorni vektor fluksa mašine. Orijehtacija može biti u odnosu na fluks rotora, fluks statora i fluks magnećenja, pri čemu se motor može napajati iz naponskog ili iz strujnog izvora. U ova tri slučaja orijentacije, d- osa sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema postavljena je u pravac odgovarajućeg fluksa. Uporedne analize različitih tipova orijentacije pokazuju osnovni razlog pretežne primene orijentacije u odnosu na fluks rotora sa napajanjem iz strujnog izvora. Metode upravljanja sa orijentacijom vektora struje prema fluksu statora ili fluksu magnećenja zahtevaju postojanje raspregnutog kola radi postizanja raspregnutog upravljanja po fluksu i momentu asinhronne mašine, nezavisno da li se mašina napaja iz strujnog ili naponskog izvora. Slično važi i za naponski napajan asinhroni motor sa orijentacijom prema fluksu rotora. Retko se sreću realizacije vektorskog upravljanja u odnosu na vektor fluksa magnećenja zbog izvesnih problema sa stabilnošću [K3].

Prema načinu određivanja prostornog vektora fluksa sve metode možemo svrstati u direktne ili indirektno metode vektorskog upravljanja. U literaturi se sreću različiti načini klasifikacije na direktne i indirektno metode. Manja grupa autora pod direktnim metodama vektorskog upravljanja podrazumevaju isključivo metod određivanja položaja prostornog vektora fluksa na osnovu merenja fluksa u zazoru, dok sve ostale metode svrstava u indirektno metode orijentacije. Prema drugoj uobičajenoj kategorizaciji direktna orijentacija podrazumeva određivanje položaja prostornog vektora fluksa na osnovu merenja odgovarajućih varijabli asinhronne mašine (fluksa magnećenja, terminalnih napona i struja, brzine i pozicije rotora) i obuhvata čitav niz različitih šema. Pod indirektnom orijentacijom podrazumeva se određivanje prostornog vektora fluksa bez merenja elektromagnetnih veličina, izračunavanjem ugaone učestanosti klizanja uz korišćenje komandnih signala i merenjem brzine rotora. Indirektno vektorsko upravljanje često se označava engleskim terminom *feedforward*, a direktno terminom *feedback*.

2.2.1. Upravljanje orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora

U delu 2.1. detaljno je izveden matematički model asinhronog motora. Jednačine (2.3) i (2.18 - 2.19) predstavljaju matematički model asinhronog motora u kompleksnom domenu. Neka je sistem referentnih osa čvrsto vezan za prostorni vektor fluksa rotora i to tako da je d-osa (realna osa) zajedničkog koordinatnog sistema kolinearna sa prostornim vektorom fluksa rotora. Tada je $\underline{\psi}_r = \psi_D$ a $\psi_Q \equiv 0$, $\vartheta_g = \vartheta_{dq}$ i $\omega_g = \omega_{dq}$. Položaj prostornih vektora u sistemu osa vezanom za vektor rotorskog fluksa ilustrovan je sa sl. 2.4.



Sl. 2.4. Položaj prostornih vektora

Uvažavajući navedeni položaj sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema, matematički model asinhronog motora u sistemu osa vezanih za fluks rotora glasi:

$$u_d = R_s i_d + \sigma L_s \frac{di_d}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_D}{dt} - \omega_{dq} \sigma L_s i_q; \quad (2.27)$$

$$u_q = R_s i_q + \sigma L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_{dq} \frac{L_m}{L_r} \psi_D + \omega_{dq} \sigma L_s i_d; \quad (2.28)$$

$$L_m i_d = \psi_D + T_r \frac{d\psi_D}{dt}; \quad (2.29)$$

$$L_m i_q = (\omega_{dq} - \omega) \psi_D; \quad (2.30)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \psi_D i_q. \quad (2.31)$$

gde su: $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ - koeficijent ukupnog rasipanja,

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{- rotorska vremenska konstanta.}$$

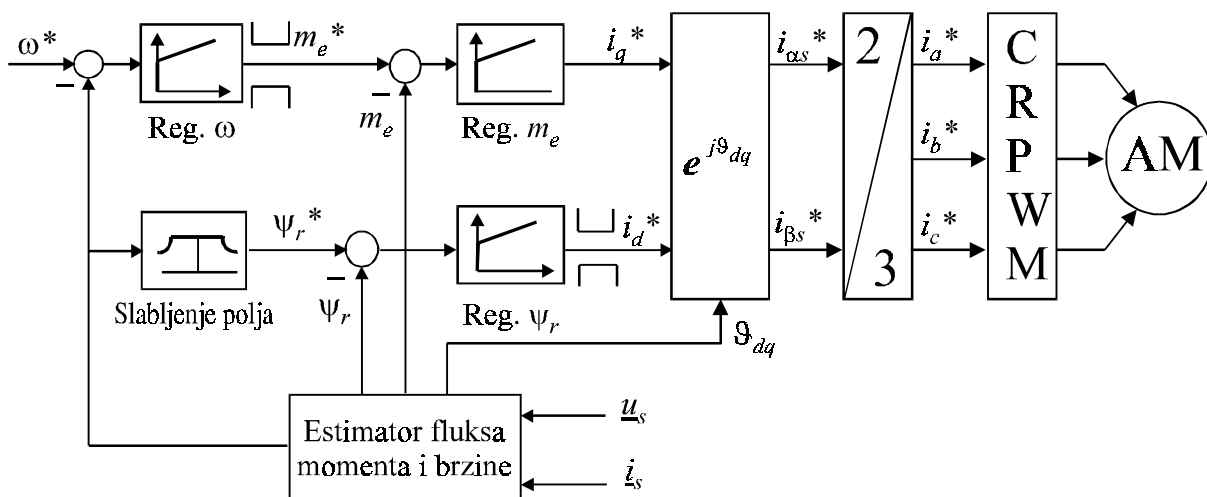
Jednačina (2.3) nije promenjena ovim izborom koordinatnog sistema. Ako je napajanje asinhronog motora iz strujnog izvora, statorske jednačine (2.27, 2.28) se mogu izostaviti iz daljeg razmatranja. Jednačina (2.31) je istog oblika kao i momentna jednačina kod jednosmernih mašina i pokazuje da ako se može održavati fluks rotora na konstantnoj vrednosti, tada se može ostvariti trenutna kontrola momenta pomoću q- komponente struje statora.

Jednačina (2.29) pokazuje da se u koordinatnom sistemu vezanom za vektor fluksa rotora nivo rotorskog fluksa može kontrolisati d- komponentom struje statora i da je rotorski fluks u mašini konstantan ako je i_d konstantno. Prema (2.30) ugaona učestanost klizanja $\omega_{kl} = \omega_{dq} - \omega$ je pri konstantnom fluksu rotora linearno srazmerna sa q- komponentom struje

statora, tako da je i moment (2.31) linearno srazmeran sa učestanošću klizanja. Moment je moguće trenutno promeniti, ako se može realizovati trenutna promena q- komponente struje statora, odnosno pri idealnom strujnom napajanju moguće je raspregnuto upravljanje po fluksu i momentu asinhronog motora.

Matematički model strujno napajano i vektorski upravljano asinhronog motora predstavljaju jednačine (2.3), (2.29 - 2.31). Šematski prikaz strujno napajane asinhronne mašine upravljane orijentacijom prema vektoru fluksa rotora prikazan je na sl. 2.5. [K3]. Za regulacionu strukturu pogona bez davača na vratilu motora (sa sl. 2.5.), pored brzine obrtanja rotora potrebno je raspolagati i podacima o amplitudi fluksa i njegovoj prostornoj orijentaciji u vazдушnom zazoru i veličini elektromagnetnog momenta. Potrebna stanja motora se mogu proceniti na osnovu terminalnih veličina: napona i struja motora. Podatak o fluksu je u terminalnim veličinama sadržan u obliku elektromotorne sile, proporcionalne sa amplitudom fluksa i brzinom obrtanja. Varijacija parametara motora, kao i relativno mala vrednost elektromotorne sile indukovane u statorskim namotajima u oblasti malih brzina, otežavaju zadatak ocene stanja motora.

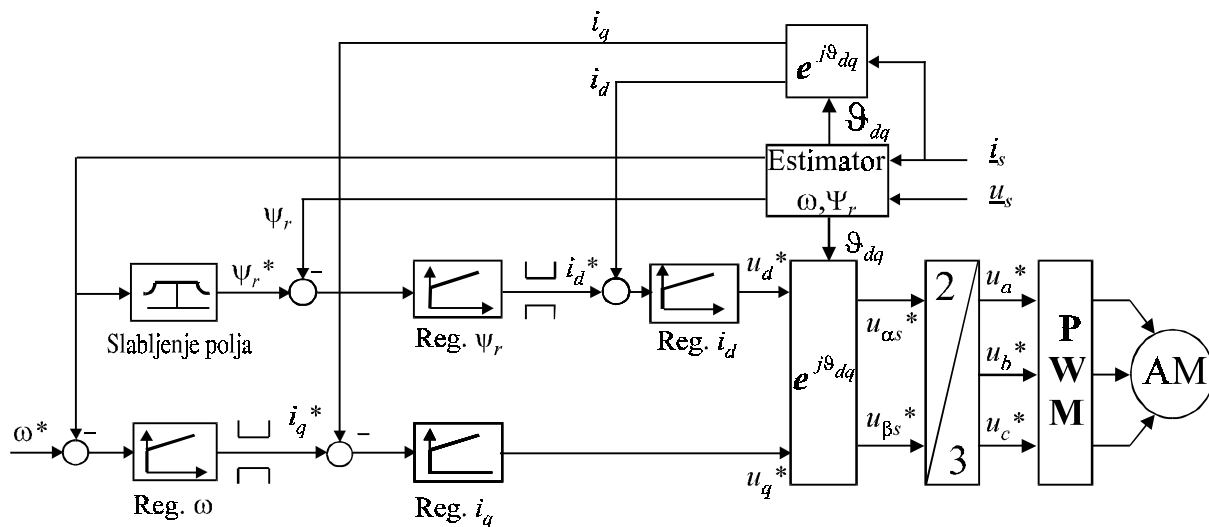
Blok CRPWM označava strujno regulisani PWM inverter; prikazan je brzinski pogon i uključen je blok za rad u oblasti slabljenja polja. Za realizaciju rada u oblasti slabljenja polja uobičajeno se pretpostavlja promena referentne vrednosti fluksa obrnuto proporcionalno sa brzinom. Promenom fluksa na ovaj način postiže se optimalna iskorišćenost momenta koji motor razvija pri orijentaciji u odnosu na vektor fluksa statora, ali ne i pri orijentaciji u odnosu na vektor fluksa rotora [B16]. Prikazani pogon pripada kategoriji direktne orijentacije. Struktura estimatora vektora fluksa rotora kao i načini za određivanje brzine detaljnije se analiziraju u narednim poglavljima.



Sl. 2.5. Strujno napajani vektorski upravljani asinhroni motor

Strujni regulatori imaju snažan uticaj na dinamiku odziva pogona sa vektorski upravljanim asinhronim motorom [D13]. Moguće je strujne regulatore orijentaciono podeliti u

dve skupine: nelinearne i linearne [D11]. Najjednostavniji strujni regulator je histerezisni, i on poseduje veliki propusni opseg [D16]. Regulaciona struktura sa sl. 2.5. podrazumeva analognu implementaciju strujne petlje sa faznim ili α -, β - veličinama. Linearni strujni regulatori realizuju se sa PI regulatorima u koordinatnom sistemu vezanom za stator ili u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu vezanom za prostorni vektor fluksa. Strujna regulacija pomoću PI regulatora u koordinatnom sistemu vezanom za stator, može imati problema sa stabilnošću. Problemi sa stabilnošću se javljaju usled sprege faza [D12, D15]. Stalan napredak mikrokontrolera i pojava digitalnih signalnih procesora omogućila je realizaciju digitalne strujne petlje u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Za regulaciju struje koriste se dva PI regulatora koja su procesirana jednosmernim veličinama. Regulacija struje u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu je praktičnija od regulacije u α - β koordinatnom sistemu zbog mogućnosti da se regulišu naizmenične veličine u širokom frekventnom opsegu bez greške stacionarnog stanja [D14]. Za razliku od nelinearnih strujnih regulatora gde je stanje prekidača invertora direktno kontrolisano, kod linearnih strujnih regulatora referenca napona zajedno sa PWM modulatorom određuje stanje prekidača. Principijska šema pogona asinhronog motora sa sl. 2.5. uz regulaciju struje u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu prikazana je na sl. 2.6. Na sl. 2.6. izostavljena je regulaciona petlja po momentu, a izlaz regulatora brzine predstavlja referentnu vrednost struje po q- osi.



Sl. 2.6. Naponski napajani asinhroni motor u sistemu orijentacije prema vektoru fluksa rotora

Na sl. 2.6. prikazana je struktura brzinskog pogona sa blokom za rad u oblasti slabljenja polja; sa blokom PWM označen je PWM naponski invertor. Prikazani pogon pripada kategoriji direktne orijentacije. Struktura estimatora vektora fluksa rotora, kao i načini za određivanje brzine, detaljnije se analiziraju u narednim poglavljima.

Ukoliko se asinhroni motor ne može posmatrati kao strujno napajan, tada se ima napajanje iz naponskog izvora i jednačine naponske ravnoteže statora (2.27, 2.28) takođe moraju uzeti u razmatranje. Pri tome je cilj i dalje dobijanje takvog vektora napona statora koji obezbeđuje odgovarajući položaj i amplitudu vektora struje statora u odnosu na vektor fluksa rotora, radi postizanja raspregnutog upravljanja po fluksu i momentu motora. Na taj način se indirektno kontrolišu struje, kontrolom napona statora.

Jednačine (2.27, 2.28) se mogu svesti na oblik:

$$i_d + T_s' \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{R_s} u_d - \frac{1}{R_s} \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_D}{dt} + \omega_{dq} i_q T_s' ; \quad (2.32)$$

$$i_q + T_s' \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{R_s} u_q - \omega_{dq} \frac{1}{R_s} \frac{L_m}{L_r} \psi_D - \omega_{dq} i_d T_s' . \quad (2.33)$$

gde je: $T_s' = \sigma T_s = \sigma \frac{L_s}{R_s}$ - statorska tranzijentna vremenska konstanta.

Jednačine (2.32, 2.33) pokazuju da nema raspregnutosti između d- i q- komponenti napona i struje statora. Da bi se omogućila nezavisna kontrola d- i q- komponente struje statora potrebno je uvesti odgovarajuće raspregnuće mreže. Mogućnost izostavljanja raspregnuće mreže iz kontrolnog sistema bez vidnijeg uticaja na odziv, postoji ukoliko je učestanost rada invertora dovoljno velika, uobičajeno iznad 1 kHz [K3]. Pri ovim učestanostima strujni regulatori su u stanju da potisnu interakciju između d- i q- ose. Dobra osobina vektorski upravljano asinhronog motora pri korišćenju naponskog izvora napajanja je smanjenje osetljivosti na varijacije rotorskih parametara u odnosu na varijantu strujnog napajanja [K3].

2.2.2. Upravljanje orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa statora

Ukoliko se rekonstrukcija prostornog vektora fluksa vrši na osnovu merenja napona i struje asinhronog motora, tada je s obzirom na neminovnost varijacije parametara u mašini moguće tačnije odrediti fluks statora nego fluks rotora. Ovo je naročito od interesa kod mašina se zatvorenim žljebovima rotora kod kojih varijacija rasipanja rotora može biti znatna. Kod asinhronih motora sa dva kaveza ili pri postojanju varijacije parametara, metod orijentacije prema fluksu statora postaje superioran.

Postavljanjem sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema tako da je d- osa kolinearna sa prostornim vektorom fluksa statora postiže se upravljanje orijentacijom u odnosu na vektor fluksa statora. Tada je $\underline{\psi}_s = \psi_d$ a $\psi_q \equiv 0$, $\vartheta_g = \vartheta_{dq}$ i $\omega_g = \omega_{dq}$.

Uvažavajući navedeni položaj sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema matematički model asinhronog motora u sistemu osa vezanih za prostorni vektor fluksa statora glasi:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt}; \quad (2.34)$$

$$u_q = R_s i_q + \omega_{dq} \psi_d; \quad (2.35)$$

$$\psi_d + T_r \frac{d\psi_d}{dt} = L_s \left(i_d + \sigma T_r \frac{di_d}{dt} \right) - \sigma L_s T_r \omega_{kl} i_q; \quad (2.36)$$

$$i_q + \sigma T_r \frac{di_q}{dt} = \frac{T_r}{L_s} \omega_{kl} (\psi_d - \sigma L_s i_d); \quad (2.37)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P \psi_d i_q. \quad (2.38)$$

Ukoliko se asinhroni motor napaja iz naponskog izvora neophodno je uzeti u obzir i jednačine (2.34) i (2.35), dok je pri strujnom napajanju opravdano izostaviti te iste jednačine. U ovom radu izučavaće se varijanta strujnog napajanja. Jednačina (2.36) pokazuje da bez uvođenja rasprežućeg kola nije moguće realizovati raspregnuto upravljanje po fluksu i momentu. Pri konstantnoj d- komponenti struje statora promena q- komponente struje statora izaziva promenu fluksa statora zbog čega je onemogućena trenutna kontrola momenta, ukoliko se rasprežućim kolom ne eliminiše neželjeni član u jednačini (2.36). U jednačini (2.37) postoji neželjeni član sa vremenskim izvodom komponente struje statora po q- osi.

Inherentna raspregnutost između fluksa i momenta postoji isključivo kod orijentacije u odnosu na fluks rotora. Postojanje prevalnog momenta, posledica je postojanja neraspregnutosti između fluksa i momenta kod orijentacije u odnosu na prostorni vektor fluksa statora i fluksa magnećenja [B9]. Ispravnim dimenzionisanjem ograničenja referentne vrednosti momenta i primenom rasprežućeg kola moguće je izbeći statičku nestabilnost izazvanu prevalnim momentom. Za nezavisno upravljanje fluksom i momentom, na referentnu vrednost struje po d- osi i_d^* , neophodno je dodati komponentu koja glasi:

$$i_{dq} = -\sigma T_r \frac{di_d}{dt} + \sigma T_r \omega_{kl} i_q. \quad (2.39)$$

Tada jednačina (2.36) poprima oblik:

$$\psi_d + T_r \frac{d\psi_d}{dt} = L_s i_d^{**}; \quad (2.40)$$

gde je: $i_d^{**} = i_d^* + i_{dq}$.

U jednačini (2.39) potrebno je izračunati izvod struje i_d po vremenu i poznavati znatan broj parametara asinhronog motora. Izostavljanjem rasprežuće komponente struje i_{dq} u (2.40), regulator fluksa preuzima delimično ulogu rasprežućeg kola. Spregnutost osa se sada

pojavljuje kao poremećaj za regulator, čijim se dizajniranjem nastoji minimizirati uticaj spregnutosti osa [B6].

Jednačina (2.37) omogućava izračunavanje učestanosti klizanja. Vektorski upravljani pogon sa asinhronim motorom ima upravljačku konturu po brzini i po struji. Regulaciona kontura po struji je znatno brža od regulacione konture po brzini. Prema tome, vremenski izvod q- komponente struje u (2.37) se može izostaviti pri proračunu klizanja bez značajnije greške. Učestanost klizanja se može računati prema sledećoj relaciji:

$$\omega_{kl} = \frac{L_s}{T_r} \frac{i_q}{\psi_d - \sigma L_s i_d}. \quad (2.41)$$

Ispravno podešeno rasprežuće kolo opisano sa (2.39) i (2.41) [B9, A31], obezbeđuje konstantan fluks statora pri promeni opterećenja i tokom prelazne pojave. Uvažavanjem rasprežućeg kola, moguće je pri strujnom napajanju i vektorskom upravljanju u odnosu na vektor fluksa statora postići isti kvalitet odziva kao i pri vektorskom upravljanju u odnosu na vektor fluksa rotora. U razmatranoj literaturi za pogone opšte namene predlaže se izostavljanje rasprežućeg kola. Predložena orijentacija u odnosu na vektor fluksa statora često je sretana u pogonima opšte namene [B13].

U [A31, B6] je pokazano da modeli sa orijentacijom u odnosu na prostorni vektor fluksa magnećenja odnosno statora, imaju identičnu strukturu, ali se parametarski razlikuju.

2.3. ODREĐIVANJE PROSTORNOG VEKTORA FLUKSA

Za realizaciju raspregnutog upravljanja po fluksu i momentu asinhronog motora neophodno je raspolagati informacijama o trenutnoj vrednosti amplitude i prostornog položaja vektora fluksa rotora. Procena prostornog vektora fluksa vrši se na osnovu merenja odgovarajućih veličina, uz upotrebu adekvatnih matematičkih modela asinhronog motora koji se baziraju na klasičnoj opštoj teoriji električnih mašina.

Glavni problem u realizaciji *sensorless* pogona sa asinhronim motorom, je određivanje elektromotorne sile indukovane u statorskim namotajima i njena integracija u cilju estimacije prostornog vektora fluksa. Na osnovu merenja odgovarajućih varijabli asinhronne mašine (terminalnih napona i struja, brzine, fluksa magnećenja i pozicije rotora) ili na osnovu referentnih vrednosti, estimator prostornog vektora fluksa treba da proceni amplitudu i njegov položaj, odnosno položaj sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema ϑ_{dq} . Estimirani fluks (statora ili rotora), uz poznavanje struje motora, omogućuje da se proceni moment, kako bi se zatvorila odgovarajuća povratna sprega po momentu.

U zavisnosti od izbora, koji matematički model motora i koje terminalne varijable asinhronog motora su iskorišćene za estimaciju, postoji više različitih estimatora fluksa. U [K3] su dati matematički modeli $\psi_m - i_s$, $u_s - i_s$ i $i_s - \omega$ estimatora rotorskog fluksa, kako bez uvažavanja zasićenja tako i sa uvažavanjem magnetne nelinearnosti. Autori Emil i Sokola [K4] su razvili $i_s - \omega$ estimator rotorskog fluksa uz uvažavanje gubitaka u gvožđu asinhronog motora.

U ovom radu korišćena su dva estimatora fluksa u mašini $u_s - i_s$ (naponski) i $i_s - \omega$ (strujni) estimator. Naponski ($u_s - i_s$) estimator koristi napon na asinhronom motoru i struju statora, ali ne i brzinu za procenu fluksa statora odnosno rotora. Ova vrsta estimatora fluksa se često koristi u implementaciji direktnog vektorskog upravljanja, za pogone opšte namene kod kojih se želi ostvariti što bolji kvalitet regulacije bez davanja na vratilu motora. Za implementaciju pogona sa direktnim vektorskim upravljanjem i za potrebe estimacije fluksa, najjednostavnije je koristiti koordinatni sistem vezan za stator. Tada jednačina (2.18) uz uvažavanje da je $\omega_g = 0$ omogućuje da se estimira fluks statora:

$$\hat{E}_{rV}^s = \frac{d\hat{\psi}_{rV}^s}{dt} = \underline{u}_s^s - R_s \underline{i}_s^s. \quad (2.42)$$

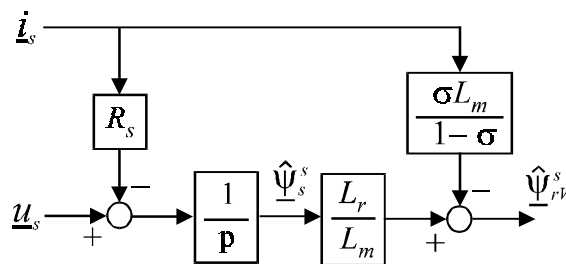
Fluks rotora se može izračunati kao:

$$\hat{\psi}_{rV}^s = \frac{L_r}{L_m} \hat{\psi}_{sV}^s - \frac{\sigma}{1-\sigma} L_m \underline{i}_s^s; \quad (2.43)$$

odnosno kao:

$$\frac{d\hat{\psi}_{rV}^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[\underline{u}_s^s - \left(R_s \underline{i}_s^s + \sigma L_s \frac{d\underline{i}_s^s}{dt} \right) \right]. \quad (2.43a)$$

U jednačinama (2.43) i (2.43a) indeks “V” označava da je fluks estimiran naponskim estimatorom. Donji indeksi “s”, odnosno “r”, označavaju statorsku odnosno, rotorsku odgovarajuću veličinu. Gornji indeksi “s” označava da je koordinatni sistem vezan za stator. ^ označava estimiranu veličinu. Blok dijagram naponskog ($u_s - i_s$) estimatora rotorskog fluksa prikazan je na sl. 2.7.

Sl. 2.7. $u_s - i_s$ estimator fluksa

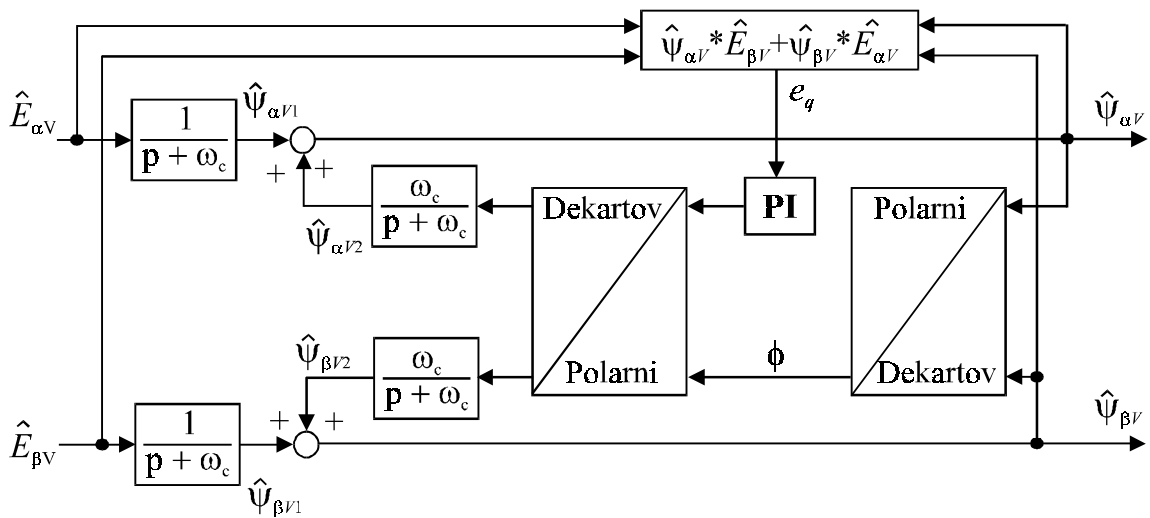
Statorski napon se gotovo nikada ne meri. Ugradnja dodatnih davača napona i obrada ovih signala (zahteva se brza AD konverzija [B18]) dodatno bi poskupeli pogon. Statorski napon se generiše na osnovu povorke širinski moduliranih impulsa koje sam digitalni kontroler generiše u svrhu upravljanja prekidačima snage i upravljanja napona. Pad napona na poluprovodničkim prekidačima, konačno vreme promene stanja i neophodno mrtvo vreme prouzrokuju razlike između aktuelne i procenjene vrednosti statorskog napona. Odstupanja su naročito velika u oblasti malih brzina.

Problem predstavlja i određivanje fluksa iz procenjene elektromotorne sile. Nedostatak $u_s - i_s$ estimatora prema (2.42) je potreba za direktnom integracijom merenih veličina, zbog čega se $u_s - i_s$ estimator ne koristi u pogonima koji zahtevaju rad sa nultom brzinom. Naponski model estimatora fluksa sadrži čistu integraciju bez inherentne povratne petlje te je osetljiv na grešku usled dc- drifta i početnih vrednosti [B3, B4, B25]. Prisustvo i najmanje vrednosti dc-drifta u estimiranoj elektromotornoj sili (koju može uneti merenje struje) dovešće čiste integratore u zasićenje. Problem oko početnih vrednosti manifestuje se na sledeći način. Kada se na integrator dovodi sinusni signal (elektromotorna sila) tada se očekuje da je rezultat integracije kosinusni signal (fluks). Ovo će biti tačno samo ako se postigne da na integrator dovedeni signal u početnom trenutku ima maksimalnu ili minimalnu vrednost. Dok će u svim ostalim slučajevima postojati neka jednosmerna komponenta (*offset*) fluksa u iznosu početne vrednosti, koja zapravo ne postoji u motoru. Pri nagloj promeni ulaznog signala može se takođe javiti *offset*. Ovi problemi su prisutni nezavisno od aktuelne brzine motora. Da bi se izbegli navedeni problemi uobičajeno se čist integrator $1/p$ zamenjuje sa filtrom prvog reda $1/(\omega_c + p)$, unoseći pri tome grešku u amplitudu i fazu fluksa. Za učestanosti napajanja koje su manje od presečne (ω) ovaj način integracije se ne može koristiti.

U radovima [A19, A20] Bose predlaže da se digitalna integracija zameni sa filtracijom pomoću dva redno vezana niskopropusna filtra prvog reda sa promenljivim parametrima. Presečnu učestanost je potrebno menjati u funkciji radnog režima, tako da ukupan fazni pomak bude 90° .

U radu [B3, B4] su prikazana tri različita estimatora rotorskog fluksa kojima se uspešno rešava problem čiste integracije u širokom dijapazonu brzina (1:100), kako pri radu u oblasti konstantnog fluksa, tako i uslovima rada sa promenljivim fluksom.

U ovom radu je korišćena napredna integracija iz [B3, B4] prikazana na sl. 2.8. kojom se uspešno eliminišu navedeni problemi pri čistoj integraciji. Za estimaciju fluksa pomoću šeme sa sl. 2.8, iskorišćena je činjenica da su elektromotorna sila i estimirani fluks upravni. Na ulaz PI regulatora dovodi se signal greške koji predstavlja skalarni proizvod između elektromotorne sile i estimiranog fluksa. Usled postojanja dc- drifta ili usled početnih uslova biće narušena ortogonalnost fluksa i elektromotorne sile. Izlaz PI regulatora predstavlja amplitudu komponente $\hat{\psi}_{V2}$ kojom se realizuje korekcija i obezbeđuje dovođenje fluksa i elektromotorne sile u međusobno upravani položaj. Autori u [B3, B4] pri učestanosti napajanja od 0,5 Hz, uspešno estimiraju položaj rotora sinhronog motora sa permanentnim magnetima, koristeći se algoritmom prikazanim na sl. 2.8, a za presečnu učestanost koriste $\omega_c = 20$ rad/s.



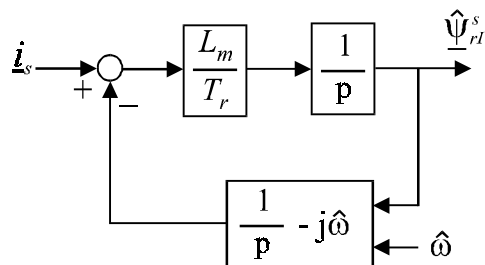
Sl. 2.8. Napredna integracija fluksa rotora

Naponski estimator fluksa neosetljiv je na varijaciju otpora rotora, ali je osetljiv na varijaciju otpora statora. Ova osetljivost naročito dolazi do izražaja pri malim brzinama kada omski pad napona na otporu statora predstavlja znatan udeo ukupnog napona statora. Naponski estimator se ne može uspešno koristiti za estimaciju pri učestanostima manjim od 3 Hz. Za realizaciju $u_s - i_s$ estimatora nije neophodno meriti napon statora, već je pri upotrebi invertora moguće rekonstruisati napon na osnovu upravljačkih signala prekidačkih elemenata invertora.

Fluks rotora moguće je estimirati znajući struju statora i brzinu rotora bez poznavanja napona na motoru. Ako se struja rotora u (2.19) izrazi preko struja statora i fluksa rotora i uvaži da je $\omega_g = 0$, dobija se model $i_s - \omega$ estimatora:

$$\frac{d\hat{\psi}_{-rI}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right) \hat{\psi}_{-rI}^s. \quad (2.44)$$

Oznake u (2.44) su iste kao u (2.42), uz napomenu da je indeksom “r” označeno da se fluks rotora estimira strujnim estimatorom. Blok dijagram strujnog estimatora prikazan je na sl. 2.9.



Sl. 2.9. $i_s - \omega$ estimator fluksa

Prema sl. 2.9. i jednačini (2.44) $i_s - \omega$ estimator poseduje inherentnu povratnu spregu po estimiranoj veličini (rotorskom fluksu), tako da nema problema koji su prisutni kod $u_s - i_s$ estimatora. Za realizaciju estimacije fluksa potrebno je poznavati brzinu obrtanja rotora. U pogonu bez davača brzine to je estimirana brzina.

Procena fluksa u motoru naponskim ili strujnim estimatorom, uz poznavanje struje statora, omogućuje da se estimira moment koji motor razvija. Jednačina koja omogućuje da se estimira moment, u cilju zatvaranja povratne sprege po momentu u upravljačkoj strukturi prikazanoj na sl. 2.5, glasi:

$$m_e = \frac{3}{2} P(\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}). \quad (2.45)$$

3. SINHRONIZACIJA

U ovom delu razmatraće se načini za sinhronizaciju (određivanje položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema) u pogonu sa vektorski upravljanim asinhronim motorom.

Procena položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema, kao i prostornog vektora fluksa, vrši se na osnovu merenja odgovarajućih veličina, uz upotrebu adekvatnih matematičkih modela asinhronog motora koji baziraju na klasičnoj opštoj teoriji električnih mašina. Jedna od osnovnih pretpostavki opšte teorije je konstantnost svih električnih parametara što u realnosti nije zadovoljeno. Nepoznavanje parametara pogona (otpornosti statora i rotora i induktivnosti motora) i njihova varijacija usled promene temperature ili zasićenja, uslovljavaju pogrešno određivanje položaja koordinatnog sistema u kome se realizuje upravljački algoritam.

3.1. SINHRONIZACIJA PO GREŠCI Q- KOMPONENTE FLUKSA

3.1.1. Sinhronizacija primenom fazno spregnute petlje

Jednačine (2.3) i (2.24 - 2.26) omogućavaju da se odredi brzina obrtanja uz poznavanje parametara asinhronog motora, kao i napona i struje motora. Položaj sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema ϑ_{dq} (sl. 2.4.) definisan je kao:

$$\vartheta_{dq} = \arctg \frac{\psi_{\beta r}}{\psi_{\alpha r}}. \quad (3.1)$$

Sinhrona brzina obrtanja referentnog koordinatnog sistema dobija se diferenciranjem gornje jednačine:

$$\omega_{dq} = \frac{d\vartheta_{dq}}{dt} = \frac{\psi_{\alpha r} \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \psi_{\beta r} \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt}}{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2}. \quad (3.2)$$

Fluks rotora je potrebno izraziti preko fluksa statora, koji se može relativno jednostavno dobiti ako se poznaju struja i napon statora.

$$\underline{\psi}_{-r}^s = \frac{L_r}{L_m} \underline{\psi}_{-s}^s - \sigma \frac{L_s L_r}{L_m} \dot{i}_{-s}^s = \psi_{\alpha r} + j \psi_{\beta r}; \quad (3.3)$$

$$\underline{\psi}_{-s}^s = \int (\underline{u}_{-s}^s - R_s \dot{i}_{-s}^s) dt = \psi_{\alpha s} + j \psi_{\beta s}. \quad (3.4)$$

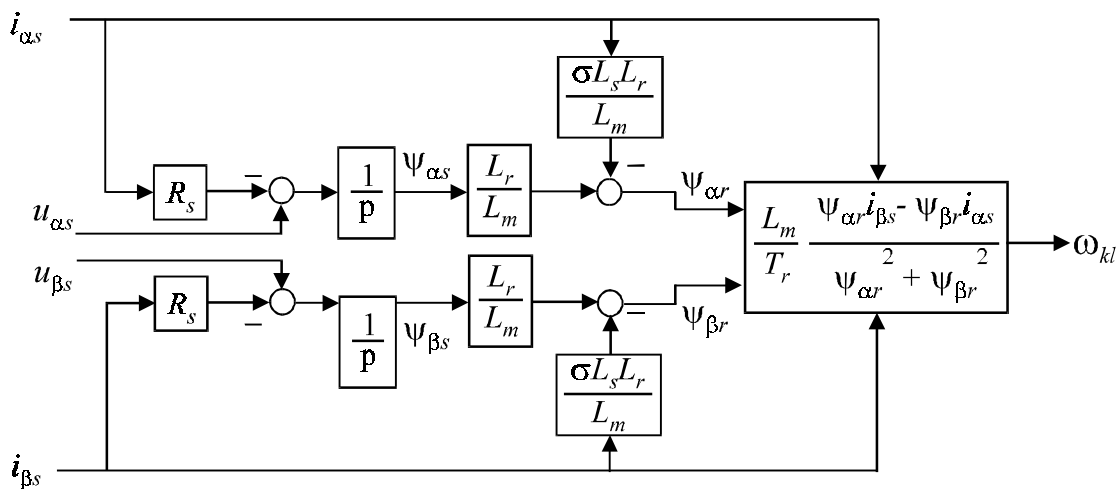
Brzina sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema kao i brzina klizanja, uvažavajući (2.44):

$$\frac{d\underline{\psi}_{-r}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \dot{i}_{-s}^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \underline{\psi}_{-r}^s; \quad (2.44)$$

i (3.2) može se estimirati kao:

$$\omega_{dq} = \frac{d\vartheta_{dq}}{dt} = \omega + \omega_{kl} \quad ; \quad \omega_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{\psi_{\alpha r} \dot{i}_{\beta s} - \psi_{\beta r} \dot{i}_{\alpha s}}{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2}. \quad (3.5)$$

Na sl. 3.1. prikazana je estimacija klizanja u stojećem koordinatnom sistemu pomoću u jednačina (3.3) - (3.5).



Sl. 3.1. Estimacija klizanja u stojećem koordinatnom sistemu

Estimacija klizanja i brzine sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema pomoću jednačina (3.1) - (3.5) realizovana je u koordinatnom sistemu vezanom za stator. Za ovako predložen način estimacije neophodno je poznavanje sledećih parametara asinhronog motora: otpornosti namota statora i rotora, induktivnosti magnećenja, kao i induktivnosti rasipanja rotora. Promena otpornosti statora sa promenom temperature onemogućava primenu estimacije klizanja na ovaj način.

Učestanost klizanja moguće je estimirati i u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Jednačinu za procenu klizanja (3.5) moguće je napisati u sledećem obliku:

$$\omega_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{\underline{\Psi}_r^T \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_s}{\underline{\Psi}_r^T \cdot \underline{\Psi}_r} \quad ; \quad \underline{\Psi}_r^T = [\psi_{\alpha r} \quad \psi_{\beta r}] \quad ; \quad \mathbf{i}_s^T = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s}] \quad ; \quad (3.6)$$

gde je:

$$\underline{\Psi}_r^T \cdot \underline{\Psi}_r = [\psi_D \quad \psi_Q] \cdot \mathbf{D}^T \cdot \mathbf{D} \cdot \begin{bmatrix} \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \psi_D^2 + \psi_Q^2 \quad ; \quad (3.7)$$

$$\underline{\Psi}_r^T \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_s = [\psi_D \quad \psi_Q] \cdot \mathbf{D}^T \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{D} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \psi_D i_q - \psi_Q i_d \quad . \quad (3.8)$$

Matrica transformacije obrtanja označena je sa \mathbf{D} i glasi:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_{dq} & -\sin \vartheta_{dq} \\ \sin \vartheta_{dq} & \cos \vartheta_{dq} \end{bmatrix} \quad . \quad (3.9)$$

Uvažavajući jednačine (3.6) - (3.9), učestanost klizanja je moguće proceniti u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu kao:

$$\omega_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{\psi_D i_q - \psi_Q i_d}{\psi_D^2 + \psi_Q^2} \quad . \quad (3.10)$$

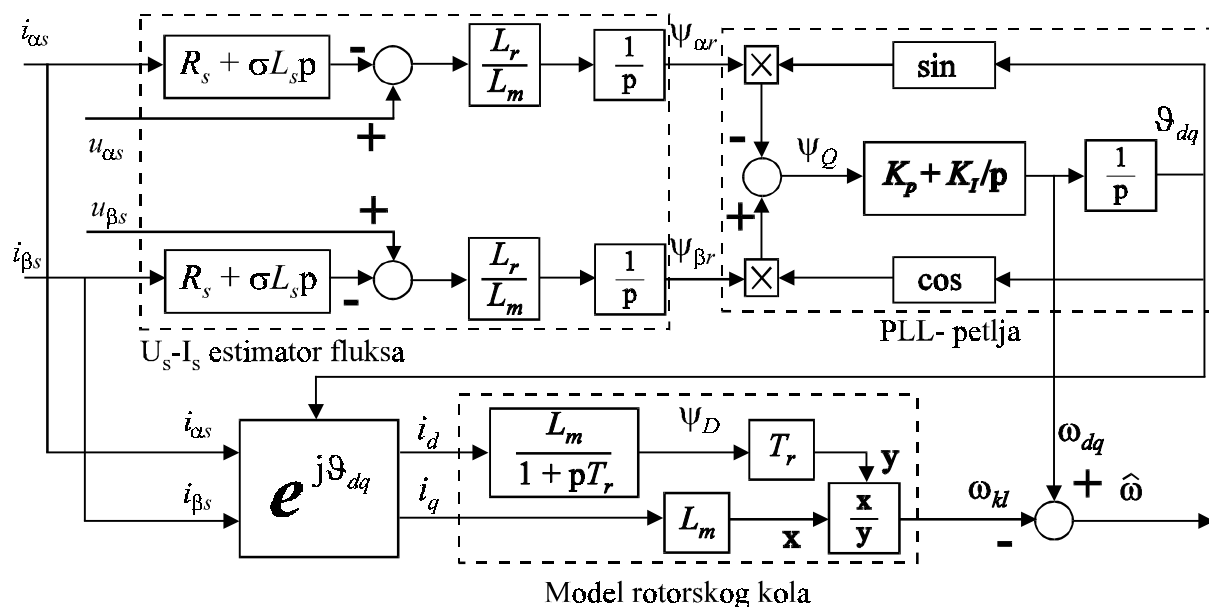
Postavljanjem d- ose sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema u pravac fluksa rotora tj. obezbeđujući da je $\psi_Q \equiv 0$ učestanost klizanja je moguće proceniti kao:

$$\omega_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_q}{\psi_D} \quad . \quad (3.11)$$

Procena klizanja primenom jednačina (3.5) i (3.10) daje isti rezultat. Rezultati simulacija pri estimaciji klizanja primenom jednačine (3.11) u pogonu sa realizovanim vektorskim upravljanjem u odnosu na vektor fluksa rotora, pokazuju potpuno slaganje sa rezultatima dobijenim primenom jednačine (3.5) ili (3.10). Praktično zanemarljiva odstupanja postoje samo tokom prelaznih pojava u fluksu ψ_Q . Brzina obrtanja rotora može se estimirati kao razlika između sinhrono brzine obrtanja i procenjenog klizanja. Na ovaj način, prema

sl. 3.1, realizovana je estimacija brzine u otvorenoj povratnoj petlji tj. ne uvažava se nikakva mogućnost korekcije estimirane brzine odnosno klizanja.

Sad će biti prikazan jedan način za estimaciju brzine obrtanja sa zatvorenom povratnom petljom po veličini koja je izabrana za grešku. Postojanje fluksa ψ_Q koristi se za korekciju estimiranog položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema ϑ_{dq} odnosno sinhronu brzinu.



Sl. 3.2. Sinhronizacija po grešci q -komponente fluksa rotora primenom fazno spregnute petlje

Slika 3.2. ilustruje određivanje položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema na osnovu fluksa ψ_Q . Pozicija sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema ϑ_{dq} određena je primenom fazno spregnute petlje PLL (Phase Locked Loop), pri čemu se fluks rotora estimira iz statorske naponske jednačine uz poznavanje napona i struja statora.

$$p\underline{\psi}_r^s = \frac{L_r}{L_m} \left[\underline{u}_s^s - (R_s + \sigma L_s p) \underline{i}_s^s \right]. \quad (3.12)$$

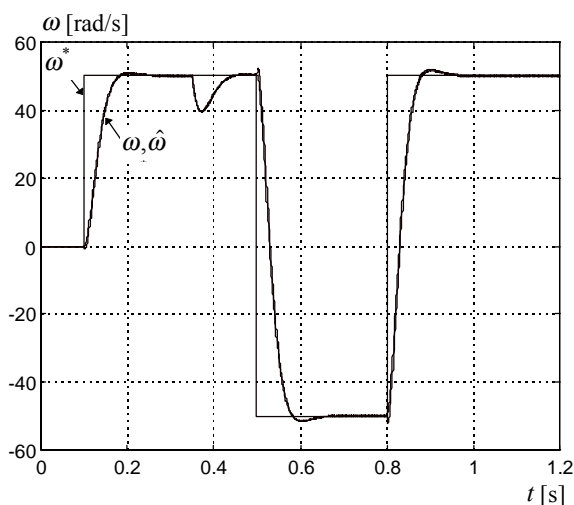
Postojanje q -komponente fluksa rotora uslovljava promenu stanja PI regulatora čiji izlaz predstavlja brzinu ω_{dq} . Integracijom brzine ω_{dq} dobija se položaj vektora fluksa rotora ϑ_{dq} . Kada se koordinatni sistem postavi u pravac vektora fluksa rotora, tada više ne postoji q -komponenta fluksa rotora i obavljena je samosinhronizacija tj. određen je položaj vektora fluksa rotora, odnosno položaj sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema. Kod ovog načina sinhronizacije koordinatni sistem u kome se realizuje upravljački algoritam vektorskog kontrolera, postavlja se u pravac vektora fluksa rotora.

Brzina obrtanja rotora, kada je poznata sinhrona brzina može se estimirati pomoću jednačine (3.13):

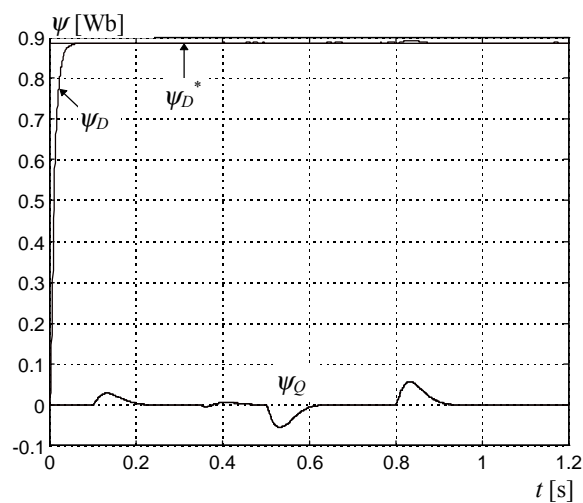
$$\hat{\omega} = \omega_{dq} - \omega_{kl}; \quad (3.13)$$

dok se klizanje estimira pomoću jednačine (3.11).

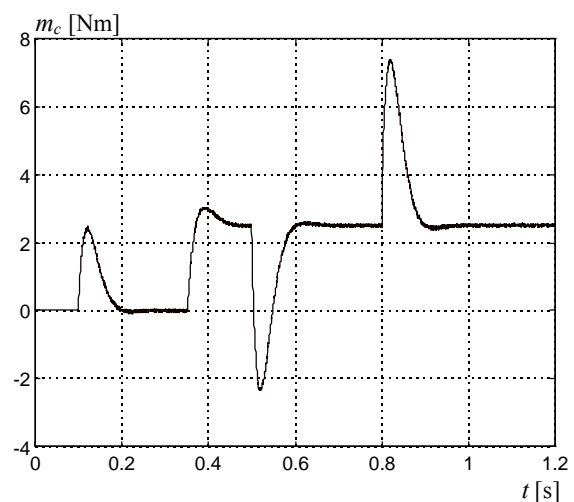
Na narednim dijagramima prikazani su rezultati simulacija za pogon sa regulacionom strukturom prikazanom na sl. 2.5. i sa primenjenom sinhronizacijom sa sl. 3.2.



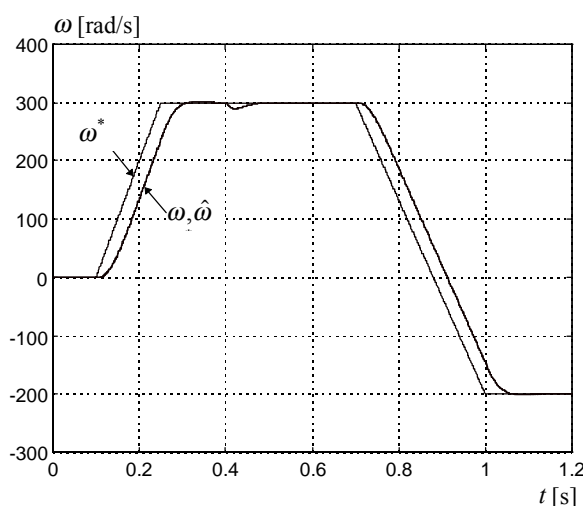
Sl. 3.3a. Brzine



Sl. 3.3b. Fluksevi



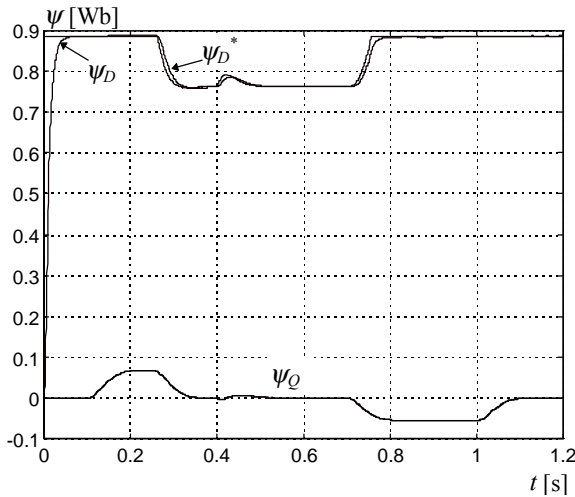
Sl. 3.3c. Estimirani moment



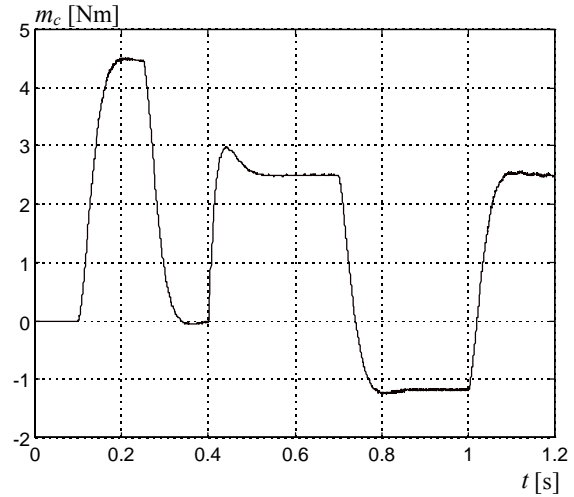
Sl. 3.4a. Brzine

Na sl. 3.3a - c. prikazani su rezultati simulacije prelazne pojave gde se asinhronom motoru zadaje referentna brzina od 50 rad/s u trenutku 0,1 s. U 0,35 s motor se opterećuje sa momentom od 2,5 Nm. Revers se dešava u trenutku 0,5 s. Ponovni revers na 50 rad/s dešava se u 0,8 s.

Na sl. 3.4a - c. prikazan je zalet asinhronog motora gde se referenca brzine linearno menja u vremenu od 0 do 300 rad/s počev od 0,1 s do 0,25 s. Za brzine veće od 260 rad/s pogon radi sa oslabljenim fluksom kao što se vidi na sl. 3.4b. U trenutku 0,4 s motor se opterećuje sa momentom od 2,5 Nm. U vremenu od 0,7 s do 1 s pogon reversira do brzine od -200 rad/s.



Sl. 3.4b. Fluksevi



Sl. 3.4c. Estimirani moment

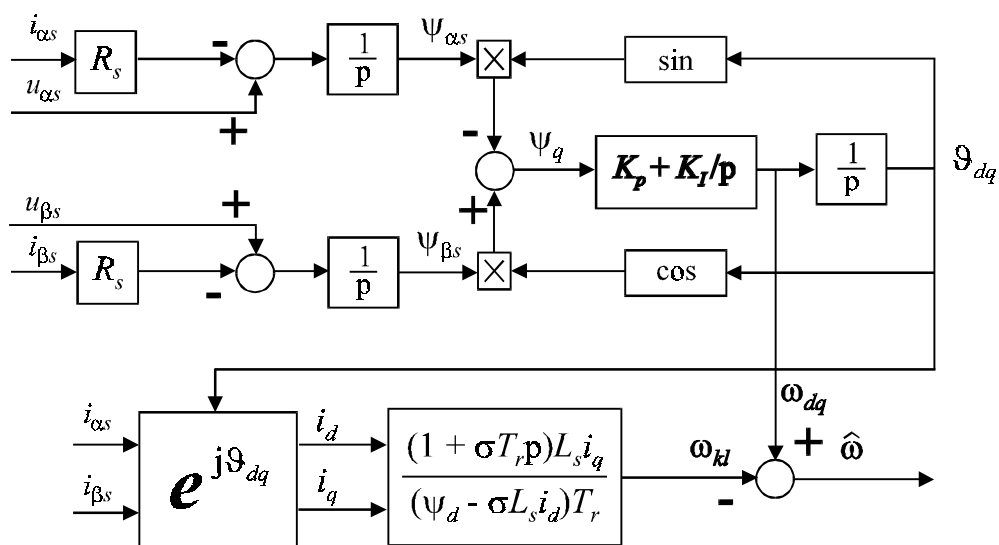
Samosinhronizacija vektorskog kontrolera prema vektoru fluksa statora može se realizovati na sličan način. Fluks statora moguće je estimirati iz statorske naponske jednačine kada su poznati napon i struja statora kao:

$$p\underline{\psi}_s^s = \underline{u}_s^s - R_s \underline{i}_s^s \quad (3.14)$$

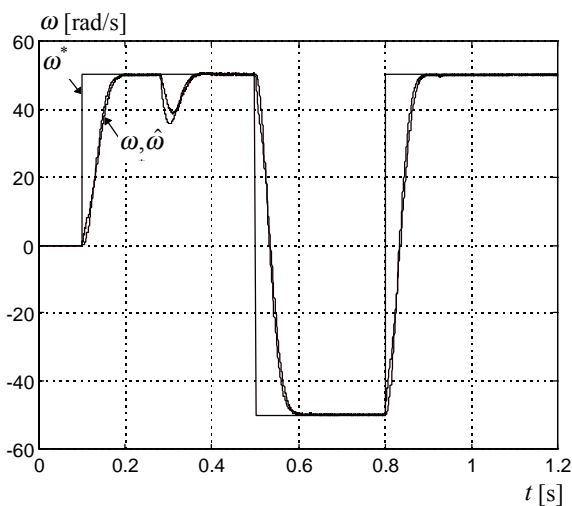
Na sl. 3.5. prikazana je samosinhronizacija vektorskog kontrolera prema vektoru fluksa statora. Učestanost klizanja se izračunava pomoću jednačine (3.15).

$$\omega_{kl} = \frac{(1 + \sigma T_r p) L_s i_q}{(\psi_d - L_s \sigma i_d) T_r} \quad (3.15)$$

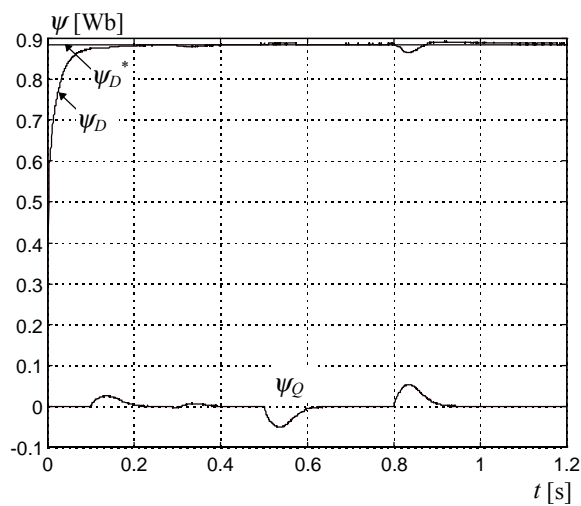
Na sl. 3.6. i 3.7. prikazane su identične prelazne pojave kao i na sl. 3.3. i 3.4, s tim da je primenjena orijentacija u odnosu na prostorni vektor fluksa statora. Primenjena je upravljačka struktura prikazana na sl. 2.5. i realizovana samosinhronizacija prema sl. 3.5.



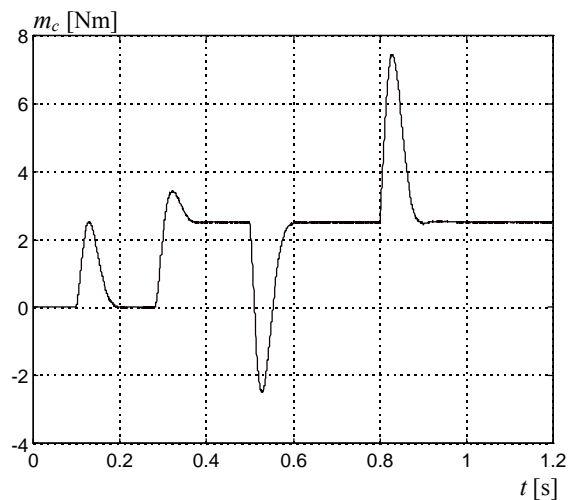
Sl. 3.5. Samosinhronizacija vektorskog kontrolera u odnosu na vektor fluksa statora primenom fazno spregnute petlje



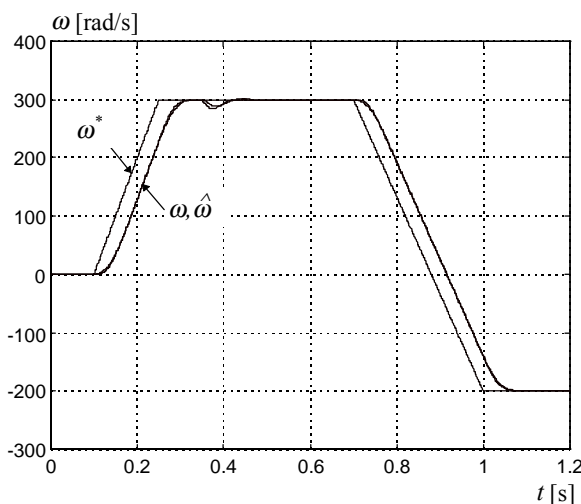
Sl. 3.6a. Brzine



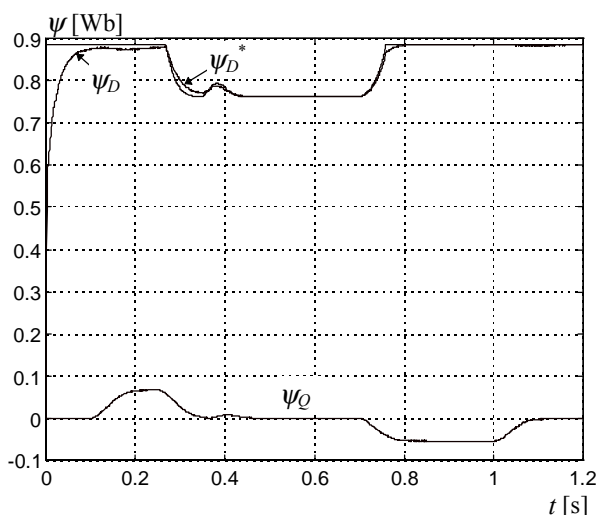
Sl. 3.6b. Fluksevi



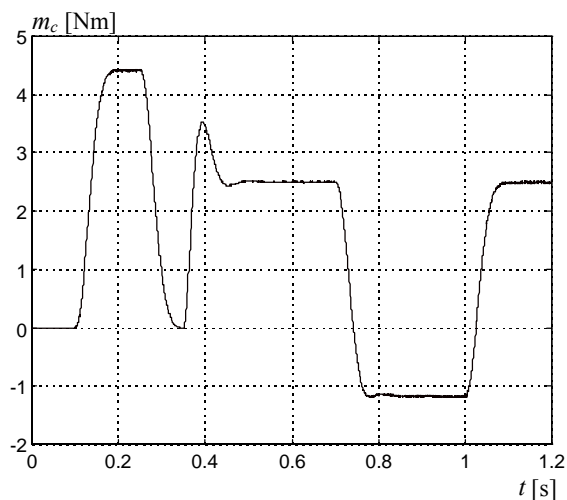
Sl. 3.6c. Estimirani moment



Sl. 3.7a. Brzine

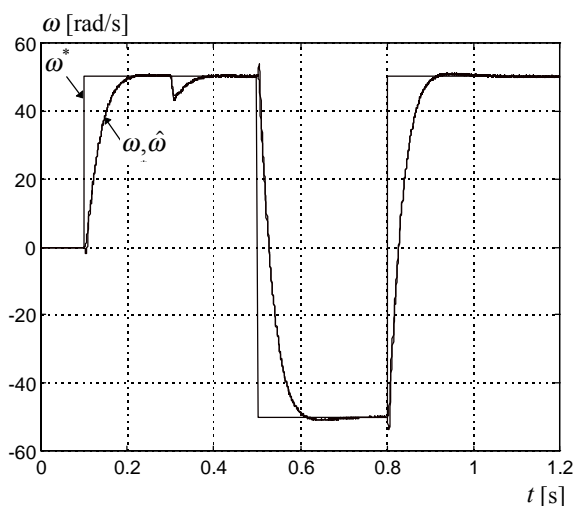


Sl. 3.7b. Fluksevi

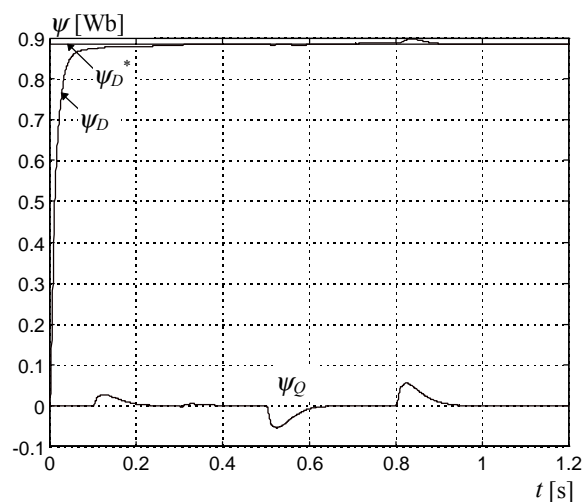


Sl. 3.7c. Estimirani moment

Pri simulacijama prikazanim na sl. 3.6. i sl. 3.7. nije primenjeno rasprežuće kolo opisano sa (2.39), a i klizanje se estimira prema izrazu koji važi u stacionarnom stanju (2.41). Iz upravo prikazanih rezultata može se zaključiti da učinjena pojednostavljenja nisu bitnije uticala na odziv pogona. U odnosu na orijentaciju prema vektoru fluksa rotora ne zapaža se da je odziv inferiorniji.

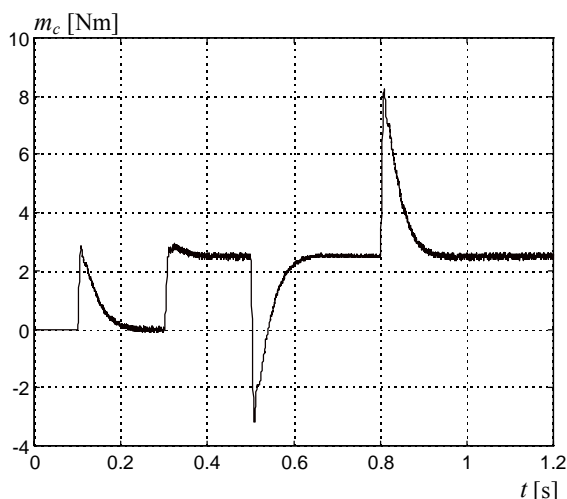


Sl. 3. 8a. Brzine

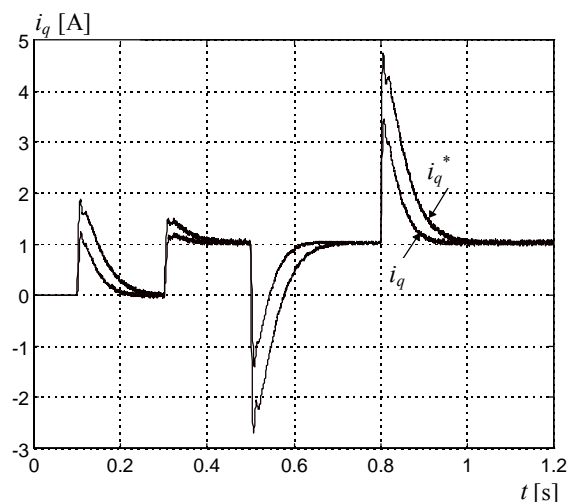


Sl. 3.8b. Fluksevi

Na sl. 3.8. prikazani su rezultati simulacije za regulacionu strukturu sa sl. 2.6, sa primenjenom sinhronizacijom prema sl. 3.2. i orijentacijom prema vektoru fluksa rotora. Prikazane su identične prelazne pojave kao i na sl. 3.6. Strujna regulaciona petlja realizovana je u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu.

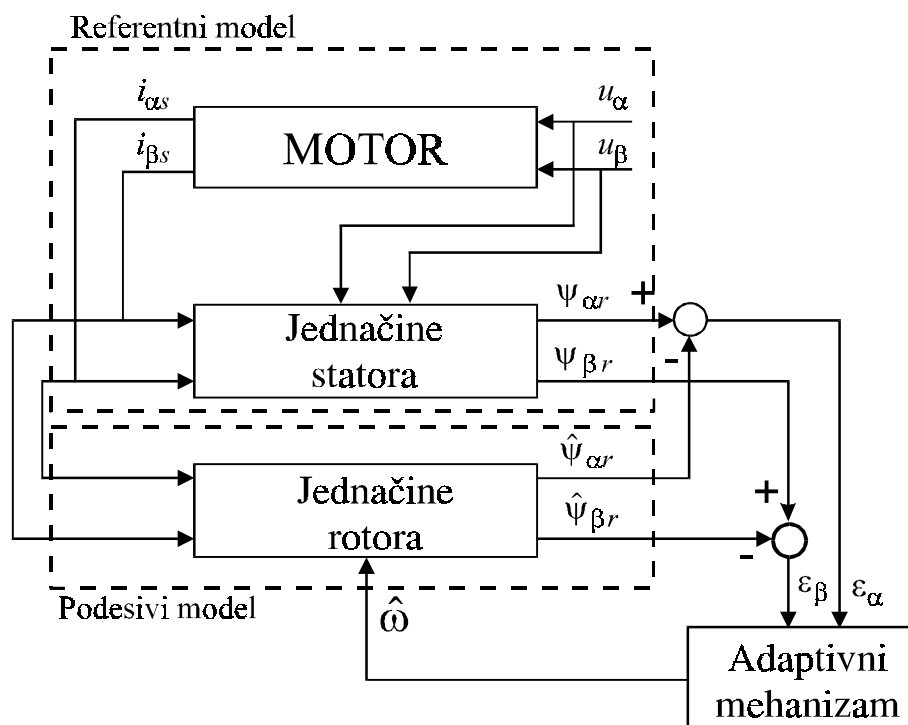


Sl. 3.8c. Estimirani moment

Sl. 3.8d. Referentna i stvarna struja i_q

3.1.2. Sinhronizacija primenom MRAS- observera

U ovom delu biće prikazana primena MRAS- (Model Reference Adaptive System) observera za estimaciju brzine obrtanja rotora asinhronog motora odnosno brzine obrtanja sinhronog koordinatnog sistema, na osnovu merenja struje i napona statora. Estimirana brzina se koristi kao informacija o stvarnoj brzini, za zatvaranje neophodnih povratnih petlji u regulacionoj strukturi vektorski upravljanoj elektromotornog pogona. Razvijen je veći broj različitih metoda za estimaciju brzine obrtanja rotora primenom navedenog observera. Na sl. 3.9. prikazana je principijelna šema koja omogućava estimaciju brzine primenom MRAS-observera.



Sl. 3.9. Principijelna šema za estimaciju brzine primenom MRAS- observera

Za primenu MRAS- observera prema principskoj šemi na sl. 3.9. uočavaju se tri celine: referentni model, podesivi model i adaptivni mehanizam. Referentni model predstavlja matematički model objekta u ovom slučaju to je asinhroni motor. Referentni model treba što vernije da odslikava stanje objekta. U matematičkom modelu koji predstavlja referentni model ne očekuje se da figuriše veličina koja se estimira MRAS- observerom tj. brzina obrtanja rotora. Podesivi model predstavlja celinu koja daje mogućnost uvida u valjanost estimirane veličine. U matematičkom modelu podesivog modela očekuje se da figuriše estimirana veličina MRAS- observera. Adaptivni mehanizam prema zadatoj funkciji uspostavlja estimiranu vrednost brzine na osnovu razlike u vrednostima izabrane veličine u referentnom i podesivom modelu. Estimacija brzine primenom MRAS- observera razlikuje se prema tome koja je veličina u referentnom i podesivom modelu izabrana za poređenje. Najčešće se kao veličina za poređenje koristi rotorski fluks, statorski fluks, indukovana elektromotorna sila, aktivna i reaktivna snaga [A4, A10].

Za realizaciju estimacije brzine na sl. 3.9. koriste se dva nezavisna estimatora rotorskog fluksa asinhronog motora označenog blokom “MOTOR”. Estimatori rotorskog fluksa koriste statorsku i rotorsku naponsku jednačinu i na sl. 3.9. prikazani su blokovima “Jednačine statora” i “Jednačine rotora”, respektivno.

Matematički model naponskog estimatora “Jednačine statora” glasi:

$$p\hat{\psi}_{rV}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[\underline{u}_s^s - (R_s + \sigma L_s p) \underline{i}_s^s \right]. \quad (3.16)$$

U estimatoru rotorskog fluksa prema jednačini (3.16) ne figuriše brzina obrtanja rotora, a ni sinhrona brzina, tako da se ovaj estimator može iskoristiti kao referentni model asinhronog motora. Estimirani rotorski fluks pomoću ove jednačine poseduje dodatni indeks “V”. Ovaj estimator se često označava i kao naponski estimator.

Matematički model strujnog estimatora “Jednačine rotora” glasi:

$$p\hat{\psi}_{rI}^s = \frac{L_m}{T_r} \underline{i}_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right) \hat{\psi}_{rI}^s. \quad (3.17)$$

U estimatoru rotorskog fluksa prema jednačini (3.17) figuriše brzina obrtanja rotora ω . Ovaj estimator se može iskoristiti kao podesivi model. U ovom modelu ne figuriše napon statora već isključivo struja. Zbog toga se u indeksu rotorskog fluksa estimiranog prema (3.17) pojavljuje oznaka “I”. Ovaj estimator se često označava i kao strujni estimator. Greška između stanja ova dva estimatora pogoni odgovarajući adaptivni mehanizam koji generiše estimiranu brzinu $\hat{\omega}$ u podesivom modelu.

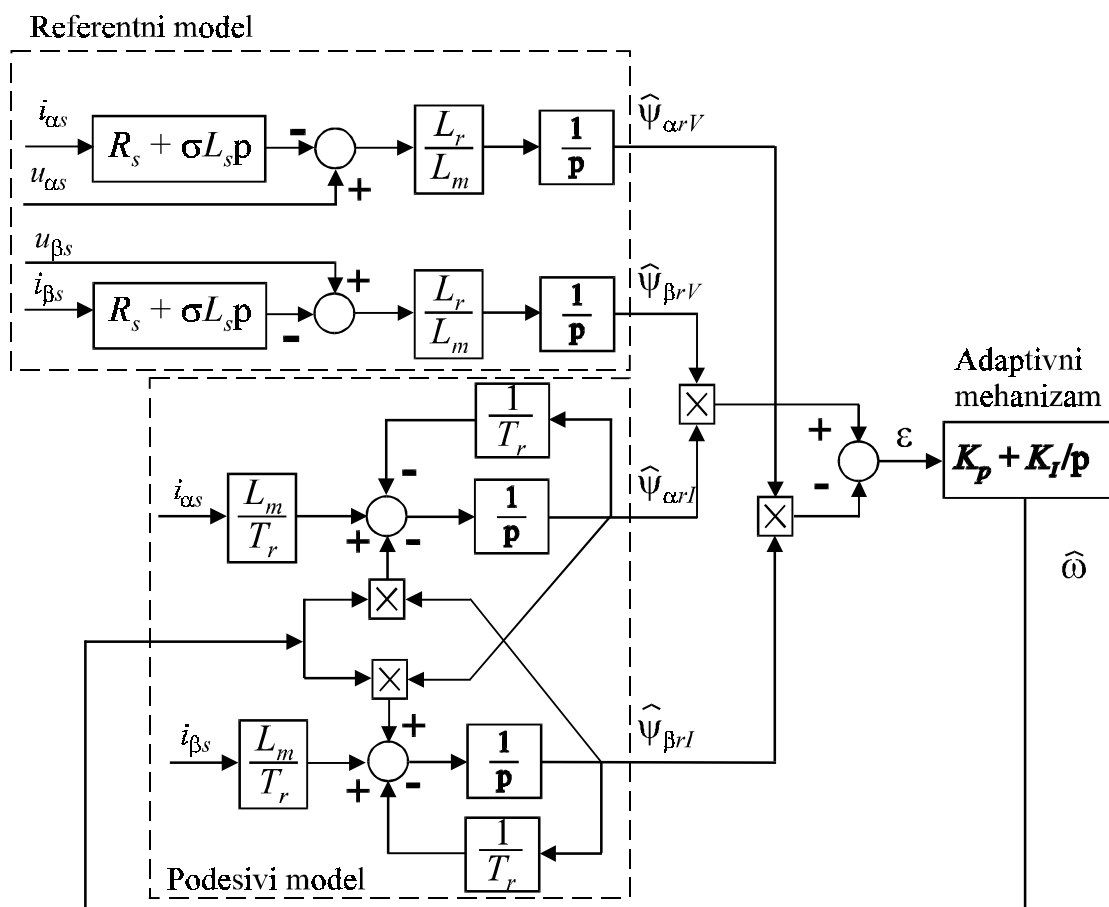
Procena brzine obrtanja rotora se može izvršiti prema jednostavnom PI mehanizmu koji glasi:

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_I}{p} \right) \varepsilon; \quad (3.18)$$

$$\varepsilon = \underline{\hat{\psi}}_{-rI}^s \times \underline{\hat{\psi}}_{-rV}^s = \hat{\psi}_{\alpha r I} \hat{\psi}_{\beta r V} - \hat{\psi}_{\beta r I} \hat{\psi}_{\alpha r V}; \quad (3.19)$$

$$\underline{\hat{\psi}}_{-rV}^s = \hat{\psi}_{\alpha r V} + j \hat{\psi}_{\beta r V}; \quad \underline{\hat{\psi}}_{-rI}^s = \hat{\psi}_{\alpha r I} + j \hat{\psi}_{\beta r I}. \quad (3.20)$$

Postojanje integralnog dejstva u PI mehanizmu estimacije brzine, jednačina (3.18) obezbeđuje da je stacionarna vrednost veličine ε jednaka nuli. Ovaj uslov obezbeđuje da su vektori estimiranog rotorskog fluksa naponskim i strujnim estimatorom kolinearni, odnosno da je $\vartheta_{dqI} = \vartheta_{dqV}$. Međutim, estimator brzine prema (3.18) ne zahteva da su amplitude ova dva vektora fluksa rotora iste. Na narednoj slici prikazan je blok dijagram za estimaciju brzine primenom MRAS- observera.



Sl. 3.10. Estimacija brzine obrtanja rotora primenom MRAS- observera

Sinhronizacija vektorskog kontrolera u odnosu na prostorni vektor fluksa rotora može se jednostavno realizovati prema sledećoj jednačini:

$$\omega_{dq} = \hat{\omega} + \omega_{kl}; \quad (3.21)$$

gde je sa $\hat{\omega}$ označena estimirana brzina prema sl. 3.10.

Adaptivni mehanizam i kompletan MRAS- observer na sl. 3.10. može se posmatrati i kao fazno spregnuta petlja u kojoj je izlazni vektor referentnog modela referentni vektor, a podesivi model sa ponaša kao *phase shifter*, kontrolisan estimiranom brzinom. Greška ε prema jednačini (3.19) proporcionalna je sa sinusom ugla koji grade izlazni vektori referentnog modela i podesivog modela, što je u skladu sa prirodom PLL.

Za realizaciju vektorski upravljano pogona sa primenjenom estimacijom brzine pomoću MRAS- observera neophodno je pri izboru adaptivnog mehanizma voditi računa da celokupan sistem ostane stabilan i obezbediti da estimirana veličina konvergira stvarnoj vrednosti sa zadovoljavajućom dinamikom. Landau [A7, L1 - L7] je dao jedan praktičan pristup u izboru adaptivnog mehanizma pri estimaciji brzine primenom MRAS- observera, a koji se zasniva na konceptu hiperstabilnosti (*hyperstability*). Kada se adaptivni mehanizam izabere prema ovom pristupu, jednačina greške stanja MRAS- observera je globalno asimptotski stabilna (*the state error equations of the MRAS are guaranteed to be globally asymptotically stable*). Landauov metod sinteze adaptivnog mehanizma kandiduje strukturu adaptivnog mehanizma, ali ništa ne govori o dinamici konvergencije procesa estimacije.

Za izučavanje dinamičkog odziva jednog MRAS- observera neophodno je pribeći analizi jednačine stanja linearizovane u okolini izabrane radne tačke. Brzina obrtanja rotora je u opštem slučaju promenljiva tako da je i matematički model celokupnog pogona nelinearan i vremenski promenljiv. Za potrebe izučavanja adaptivnog mehanizma opravdano je pretpostaviti da je ω približno konstantno. Ako se greška definiše kao razlika između stvarne vrednosti fluksa rotora $\underline{\psi}_r^s$ i estimirane vrednosti $\underline{\hat{\psi}}_{rI}^s$

$$\underline{\varepsilon} = \underline{\psi}_r^s - \underline{\hat{\psi}}_{rI}^s; \quad (3.22)$$

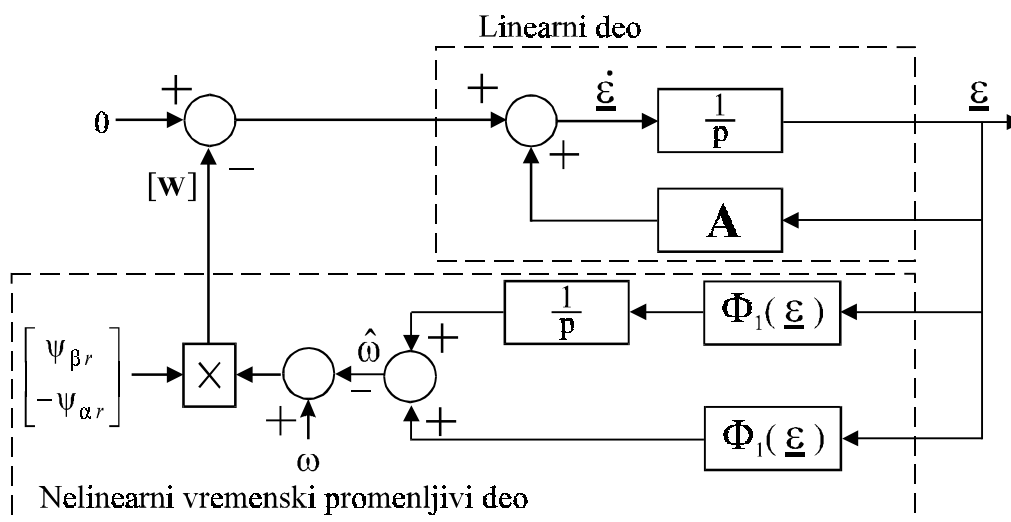
tada se jednačina greške stanja dobija oduzimanjem jednačine (3.17) za estimiranu vrednost brzine i te iste jednačine, ali za stvarnu vrednost brzine i ona glasi:

$$p\underline{\varepsilon} = \left(j\omega - \frac{1}{T_r} \right) \underline{\varepsilon} + j(\omega - \hat{\omega}) \underline{\hat{\psi}}_{rI}^s. \quad (3.23)$$

U razvijenom obliku jednačina stanja dinamike MRAS- observera glasi:

$$p \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} - (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \psi_{\beta r l} \\ -\psi_{\alpha r l} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \cdot \underline{\varepsilon} - \mathbf{W}. \quad (3.24)$$

Estimirana brzina $\hat{\omega}$ je funkcija greške i jednačina (3.24) opisuje nelinearan sistem sa povratnom petljom koji je prikazan na sl. 3.11.



Sl. 3.11. Prikaz MRAS- observera kao nelinearnog vremenski promenljivog sistema

Da bi se obezbedila stabilnost MRAS- observera prikazanog na sl. 3.11. potrebno je brzinu estimirati pomoću jednačine (3.25) koja zadovoljava integral Popova [A7] uz jednačine (3.26) i (3.27):

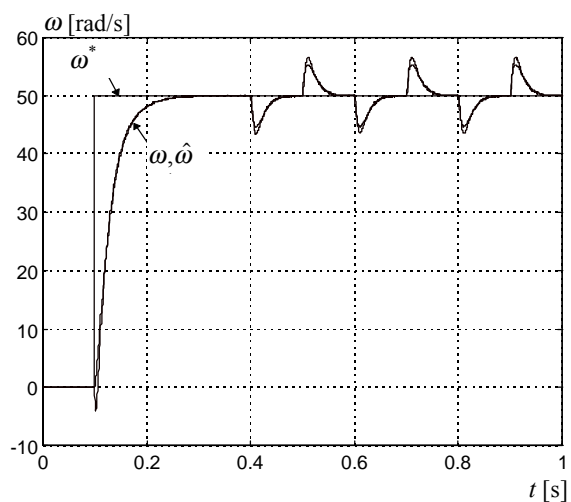
$$\hat{\omega} = \Phi_1(\mathbf{e}) + \int \Phi_2(\mathbf{e}) dt; \quad (3.25)$$

$$\Phi_1(\mathbf{e}) = K_I (e_\beta \hat{\psi}_{\alpha r} - e_\alpha \hat{\psi}_{\beta r}) = K_I (\psi_{\beta r} \hat{\psi}_{\alpha r l} - \psi_{\alpha r} \hat{\psi}_{\beta r l}) = K_I (\hat{\psi}_{-r l}^s \times \underline{\psi}_{-r}^s); \quad (3.26)$$

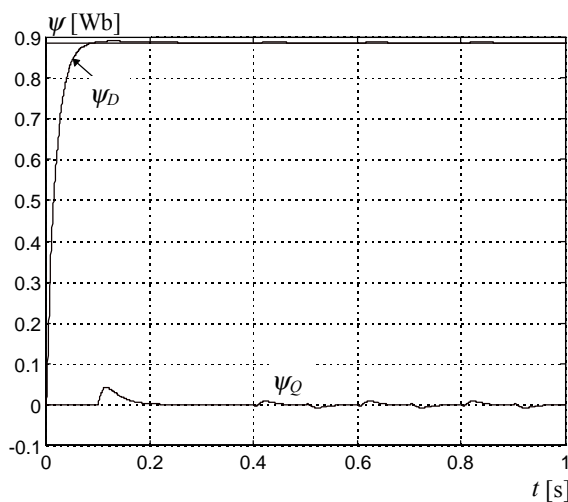
$$\Phi_2(\mathbf{e}) = K_P (\hat{\psi}_{-r l}^s \times \underline{\psi}_{-r}^s). \quad (3.27)$$

Stvarna vrednost fluksa u jednačinama (3.22) - (3.27) (za estimiranu brzinu koja se poklapa sa stvarnom brzinom) jednaka je vrednosti fluksa $\underline{\psi}_{-rV}^s$ koja je estimirana u referentnom modelu MRAS- observera. Izbor PI regulatora za adaptivni mehanizam u MRAS- observeru, uz jednačine (3.18) - (3.20) zadovoljava kriterijume stabilnosti koji za adaptivni mehanizam prema jednačinama (3.25) do (3.27) predlažu PI zakon adaptivne promene estimirane brzine.

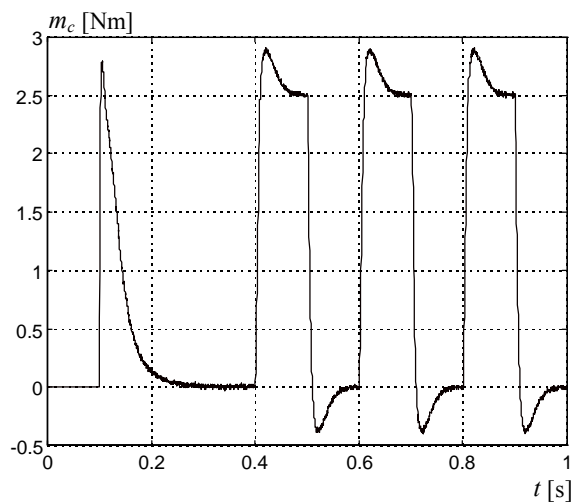
Na narednim dijagramima (sl. 3.12.) prikazani su odzivi pogona dobijeni primenom MRAS- observera za estimaciju brzine obrtanja rotora. Primenjena je regulaciona struktura prikazana na sl. 2.5. Parametri motora u modelu motora i u modelu MRAS-observera jednaki su nazivnim vrednostima tj. posmatran je slučaj nerazdešenih parametara observera i pogona. Pogon se naizmenično opterećuje i rasterećuje momentom od $2,5 \text{ Nm}$ ($0,5M_n$), počev od $0,4 \text{ s}$ svakih $0,1 \text{ s}$.



Sl. 3.12a. Brzine u pogonu



Sl. 3.12b. Fluksevi rotora



Sl. 3.12c. Moment konverzije

4. MATEMATIČKI MODEL ZA STACIONARNO STANJE POGONA OPŠTE NAMENE BEZ DAVAČA BRZINE

Stacionarno stanje strujno napajanog asinhronog motora sa primenjenom indirektnom vektorskom orijentacijom i davačem brzine (pozicije) izučavano je od strane većeg broja autora. U navedenom pogonu, na tačnu orijentaciju vektorskog kontrolera i na ispravan rad pogona znatan uticaj ima poznavanje rotorske vremenske konstante (otpornosti rotorskog namotaja). Rezultati kojima se izražava razdešenost rotorske vremenske konstante u modelu motora i u modelu vektorskog kontrolera (model rotorskog kola), mogu se prikazati u zatvorenom analitičkom obliku [K3,K4].

Stacionarno stanje i uticaj razdešenosti parametara asinhronog motora i parametara u modelu observera pogona opšte namene bez davača brzine izučavano je u znatno manjem obimu. Uticaj razdešenosti parametara, u modelu asinhronog motora i parametara u observeru brzine i odgovarajućim estimatorima, na funkcionisanje pogona bez davača brzine se u nekoliko razlikuje od uticaja razdešenosti parametara u pogonu sa davačem brzine. Razdešenost rotorske vremenske konstante u pogonu bez davača brzine praktično je bez uticaja na orijentaciju prostornog vektora fluksa dok njena razdešenost utiče na tačnost estimacije brzine. Znatno veći uticaj na funkcionisanje pogona bez davača brzine ima razdešenost otpornosti statorskog namotaja, dok je ova razdešenost bila od sekundarnog značaja na rad pogona sa davačem brzine. Rezultati kojima se kvantifikuje uticaj razdešenosti parametara pogona bez davača brzine mogu se samo grafički interpretirati zbog složenih nelinearnih analitičkih relacija koje se dobijaju.

U ovom delu uspostavljen je matematički model za stacionarno stanje pogona bez davača brzine. Uspostavljeni matematički modeli predstavljaju efikasne alate za ispitivanje uticaja razdešenosti parametara motora i parametara kontrolera.

U trećem poglavlju objašnjena je sinhronizacija po grešci q- komponente fluksa, odnosno, sinhronizacija primenom fazno spregnute petlje i sinhronizacija primenom MRAS-observera. Navedeni postupci za određivanja položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema, odnosno brzine obrtanja rotora su parametarski osetljivi. Da bi se kvantifikovalo nepoznavanje parametara motora na tačnost estimacije stanja pogona, uspostavljen je za stacionarno stanje adekvatan matematički model.

Regulaciona struktura pogona opšte namene bez davača brzine prikazan je na sl. 2.5. Povratne sprege po fluksu, momentu i po brzini zatvaraju se po estimiranim veličinama. Estimacija fluksa realizovana je pomoću $u_s - i_s$ estimatora čija je struktura prikazana na sl. 2.7. uz primenu napredne integracije sa sl. 2.8, a estimacija momenta se realizuje pomoću jednačine (2.45). Stacionarno stanje pogona na sl. 2.5. je nezavisno od toga da li je primenjen

PLL- observer sa sl. 3.2. ili MRAS- observer brzine sa sl. 3.9, u cilju određivanja položaja prostornog vektora fluksa, odnosno sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema.

Uvažavajući regulacionu strukturu prikazanu na sl.2.5. i matematičke modele odgovarajućih estimatora moguće je ispisati skup jednačina koje opisuju dati pogon i predstavljaju matematički model pogona za stacionarno stanje. Jednačine stacionarnog stanja asinhronog motora mogu se jednostavno dobiti iz jednačina dinamičkog matematičkog modela uvažavajući da su izvodi flukseva u jednačini (2.24) identički jednaki nuli, tako da jednačine stacionarnog stanja asinhronog motora glase:

$$u_d = R_{sm}i_d - \omega_{dq} \left((L_{\gamma_s} + M)i_q + Mi_Q \right); \quad (4.1)$$

$$u_q = R_{sm}i_q + \omega_{dq} \left((L_{\gamma_s} + M)i_d + Mi_D \right); \quad (4.2)$$

$$0 = R_{rm}i_D - \omega_{kl} \left((L_{\gamma_r} + M)i_Q + Mi_q \right); \quad (4.3)$$

$$0 = R_{rm}i_Q + \omega_{kl} \left((L_{\gamma_r} + M)i_D + Mi_d \right); \quad (4.4)$$

$$m_e = \frac{3}{2} PM (i_q i_D - i_d i_Q); \quad (4.5)$$

gde su: - L_{γ_s} , L_{γ_r} induktivnosti rasipanja statora i rotora,

- M induktivnost magnećenja u modelu motora odnosno, u motoru.

U jednačinama (4.1) - (4.5) nepoznate su sledeće veličine: naponi statora u_d i u_q , struje motora i_d , i_q , i_D i i_Q , sinhrona učestanost ω_{dq} i klizanje ω_{kl} (odnosno brzina). Ima ukupno osam nepoznatih u pet jednačina, ako se pretpostavi da je moment opterećenja poznat i jednak momentu koji motor razvija. Sad je potrebno napisati dodatne jednačine kako bi sistem postao rešiv. Dodatne jednačine se mogu napisati uvažavajući na adekvatan način postojanje odgovarajućih povratnih sprega i estimatora.

Dodatnu jednačinu je moguće napisati iz uslova da je stacionarna vrednost fluksa ψ_{QV0} estimirana $u_s - i_s$ estimatorom identički jednaka nuli, nezavisno da li je primenjen MRAS- ili PLL- observer brzine. Kada se pogleda sl. 3.2. jasno je ovo tvrđenje za PLL- observer, jer se na ulaz PI regulatora dovodi upravo informacija o fluksu ψ_{QV0} . Za MRAS- observer brzine, regulaciona struktura sa sl. 3.9. menja ugaonu brzinu u podesivom modelu sve dok se estimirani vektori fluksa rotora (estimirani $u_s - i_s$ i $i_s - \omega$ estimatorima) ne poklope i ne postave u pravac d- ose. Fluks ψ_{QV0} estimiran naponskim estimatorom je:

$$\psi_{QV0} = \frac{L_r}{\omega_{dq} L_m} \left[-u_d + R_s i_d - \omega_{dq} \sigma L_s i_q \right] \equiv 0. \quad (4.6)$$

Iz jednačine (4.6) sledi da je napon motora u_d “uslovno poznat” i da iznosi:

$$u_d = R_s i_d - \omega_{dq} \sigma L_s i_q. \quad (4.7)$$

Dodatna jednačina se može napisati iz jednačine za estimirani moment. Estimacija momenta je realizovana na osnovu merenja napona i struja motora. Na osnovu ovih merenja estimira se fluks motora u $u_s - i_s$ estimatoru, a zatim se izračunava moment motora (ovo izračunavanje je u stojećem koordinatnom sistemu). Estimacija momenta realizuje se prema sledećoj jednačini:

$$\hat{m}_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} [i_{\beta s} \psi_{\alpha r} - i_{\alpha s} \psi_{\beta r}]. \quad (4.8)$$

Navedena estimacija momenta prema (4.8) se može realizovati i u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu kao:

$$\hat{m}_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} [i_q \psi_{DV0} - i_d \psi_{QV0}] = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} i_q \psi_{DV0} = m_e^*. \quad (4.9)$$

U jednačini (4.9) uvažena je jednačina (4.6). Sa \hat{m}_e označen je estimirani moment, dok je sa m_e^* označena referentna vrednost momenta, a sa ψ_{DV0} stacionarna vrednost fluksa estimirana $u_s - i_s$ estimatorom i ona iznosi:

$$\psi_{DV0} = \frac{L_r}{\omega_{dq} L_m} [u_q - R_s i_q - \omega_{dq} \sigma L_s i_d]. \quad (4.10)$$

Za svaku vrednost momenta opterećenja na vratilu asinhronog motora, postoji jedna konkretna vrednost referentnog momenta tako da se m_e^* može posmatrati kao nezavisna ulazna veličina u matematičkom modelu za stacionarno stanje.

Još jedna dodatna jednačina se može napisati uvažavajući estimaciju fluksa. Estimacija fluksa se realizuje $u_s - i_s$ estimatorom i stacionarna vrednost fluksa ovog estimatora mora biti jednaka sa referentnom vrednošću ψ_r^* , jer se po ovoj estimiranoj veličini zatvara povratna sprega po fluksu:

$$\psi_{DV0} = \frac{L_r}{\omega_{dq} L_m} [u_q - R_s i_q - \omega_{dq} \sigma L_s i_d] \equiv \psi_r^*. \quad (4.11)$$

Poslednja nedostajuća jednačina može se napisati iz uslova za sinhronu brzinu:

$$\omega_{dq} = \omega^* + \omega_{kl}^*; \quad (4.12)$$

gde je ω^* referentna brzina, ali je klizanje još uvek nepoznato. Sinhrona brzina se može dosta jednostavno odrediti iz jednačina stacionarnog stanja $i_s - \omega$ estimatora. U stacionarnom stanju vrednost fluksa ψ_{QI0} estimirana $i_s - \omega$ estimatorom takođe mora biti identički jednaka nuli iz istih razloga kao i ψ_{QV0} . Stacionarna vrednost fluksa ψ_{QI0} je:

$$\psi_{QI0} = L_m \frac{i_q - (\omega_{dq} - W)T_r i_d}{1 + [(\omega_{dq} - W)T_r]^2} \equiv 0; \quad (4.13)$$

odakle se dobija da je sinhrona brzina:

$$\omega_{dq} = W + \frac{i_q}{T_r i_d}. \quad (4.14)$$

Sa W je označena stacionarna vrednost estimirane brzine, koja je jednaka sa referentnom (zadatim brzinom). Uvažavajući (3.11) i (3.13) jednačina (4.14) važi i za PLL observer.

Sada je napisan dovoljan broj jednačina da bi sistem bio rešiv. Rešavanje sistema se svodi na sledeće. Uvažavajući (4.7) i (4.1) dobija se:

$$0 = (R_{sm} - R_s)i_d - \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} \right) \left((L_{\gamma s} + M) - \sigma L_s \right) i_q + M i_Q. \quad (4.15)$$

Kada se jednačina (4.11) smeni u jednačinu (4.9) moguće je sračunati struju i_q kao:

$$i_q = \frac{2m_e^* L_r}{3PL_m \psi_r^*}. \quad (4.16)$$

Kada se jednačina (4.2) smeni u (4.11), (4.14) u (4.3), (4.4) i (4.11) dobija se:

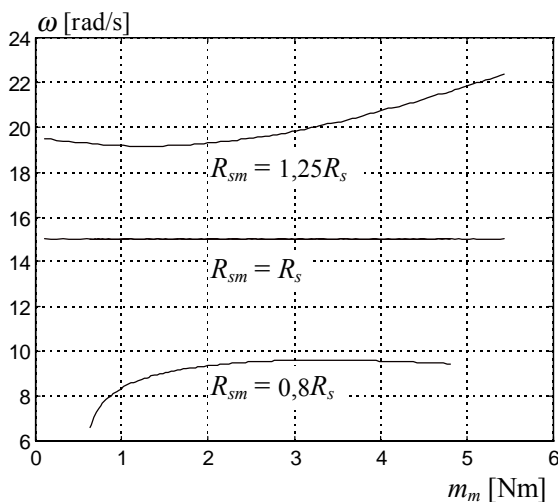
$$\frac{\omega_{dq} L_m \Psi_r^*}{L_r} = (R_{sm} - R_s) i_q + \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} \right) \left((L_{\gamma s} + M) - \sigma L_s \right) i_D + M i_d; \quad (4.17)$$

$$0 = R_{rm} i_D - \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} - \omega \right) \left((L_{\gamma r} + M) i_Q + M i_q \right); \quad (4.18)$$

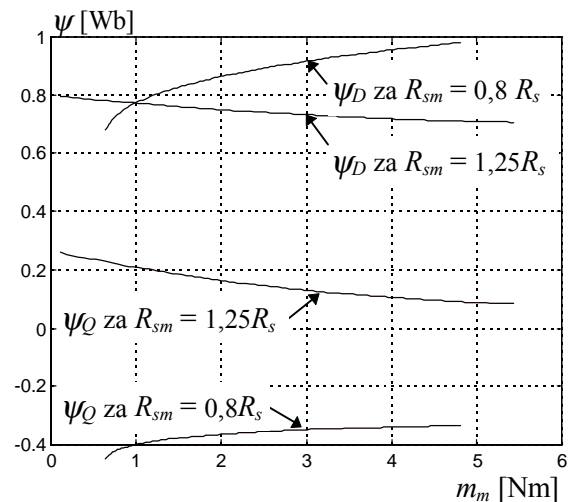
$$0 = R_{rm} i_Q + \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} - \omega \right) \left((L_{\gamma r} + M) i_D + M i_d \right). \quad (4.19)$$

Jednačine (4.5), (4.15) - (4.19) predstavljaju dovoljan skup jednačina koje opisuju pogon sa asinhronim motorom bez davača na vratilu, sa estimacijom sinhronne brzine pomoću PLL- ili MRAS- observera brzine. U jednačinama (4.5), (4.15) - (4.19) ulazne veličine su m_e^* , Ψ_r^* i zadata brzina ω^* (W). Sistem jednačina treba rešiti po sledećim promenljivim i_d , i_q , i_D , i_Q i brzini motora ω . Kada se zanemari zasićenje magnetnog kola asinhronog motora, induktivnost magnećenja u modelu motora poprima jednu konkretnu vrednost, jednaku nazivnoj vrednosti i jednaku sa vrednošću u odgovarajućim estimatorima tj. $M = L_m = L_{mn}$. Na narednim dijagramima prikazani su rezultati dobijeni pomoću matematičkog modela za stacionarno stanje opisanog jednačinama (4.5), (4.15) - (4.19), kada se zanemari uticaj zasićenja i uz uslov da je $M = L_m = L_{mn}$. Uspostavljeni matematički model omogućio je da se posmatra uticaj varijacije otpornosti statora na karakteristične veličine pogona vektorski upravljano asinhronog motora bez davača brzine.

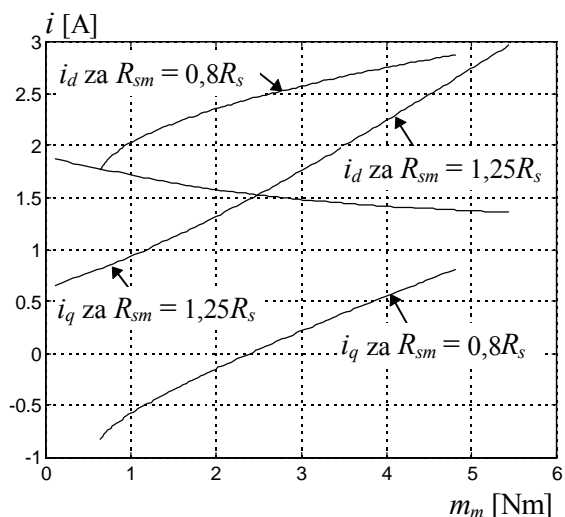
Rezultati prikazani na sl. 4.1a. - 4.1e. pokazuju znatan uticaj razdešenosti statorskog otpora u modelu observera R_s i asinhronog motora R_{sm} . Greška u orijentaciji vektora fluksa rotora uslovljava pojavu znatnih vrednosti q- komponente fluksa rotora i opadanje d- komponente fluksa rotora. Ovo može biti uzrok nepovratnog kolapsa fluksa i momenta [C4] koji motor razvija.



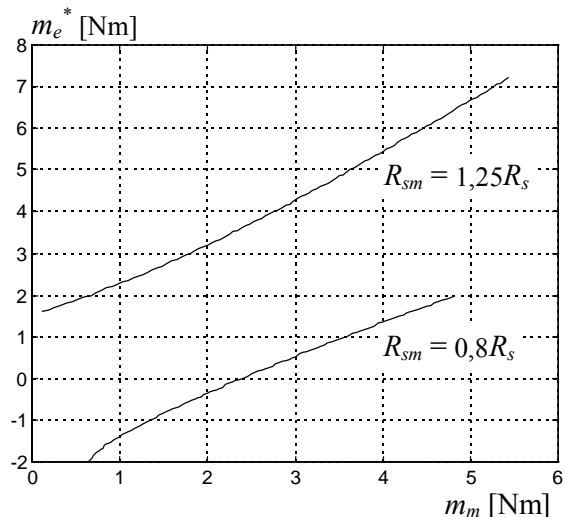
Sl. 4.1a. Brzina pogona



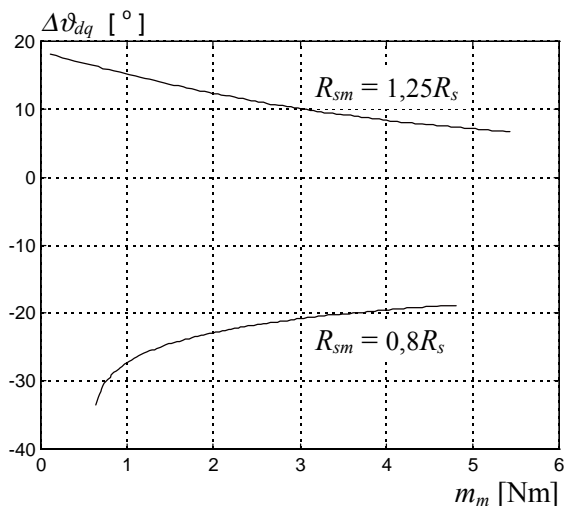
Sl. 4.1b. Fluksevi motora ψ_D i ψ_Q



Sl. 4.1.c. Struje motora i_d i i_q



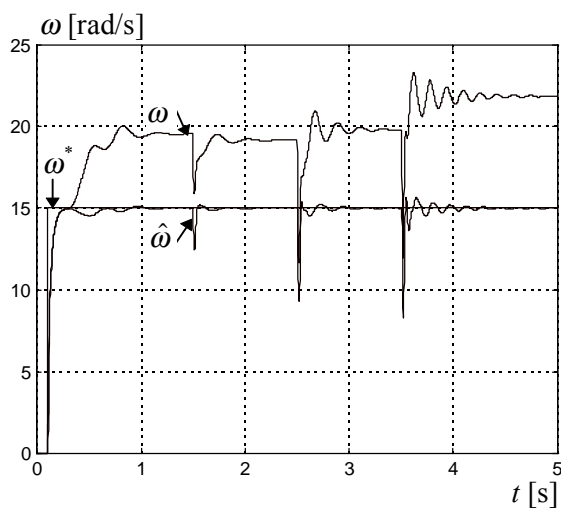
Sl. 4.1.d. Referentni (estimirani) moment



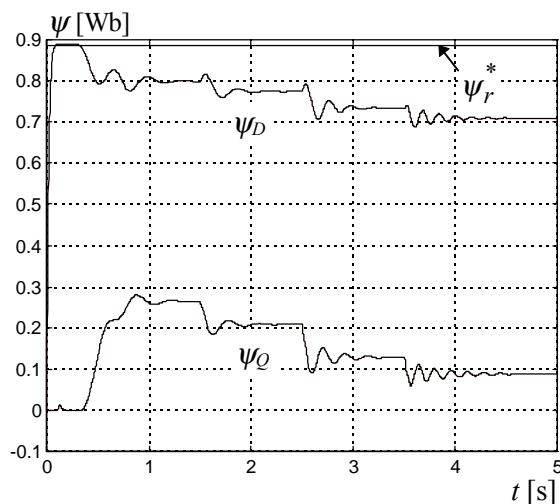
Sl. 4.1e. Greška u uglu orijentacije vektora fluksa rotora ($\Delta\vartheta_{dq} = \arctg(\psi_Q/\psi_D)$)

Sl. 4.1a. - 4.1e. Uticaj momenta opterećenja na ω , ψ , i , m_e , $\Delta\vartheta_{dq}$

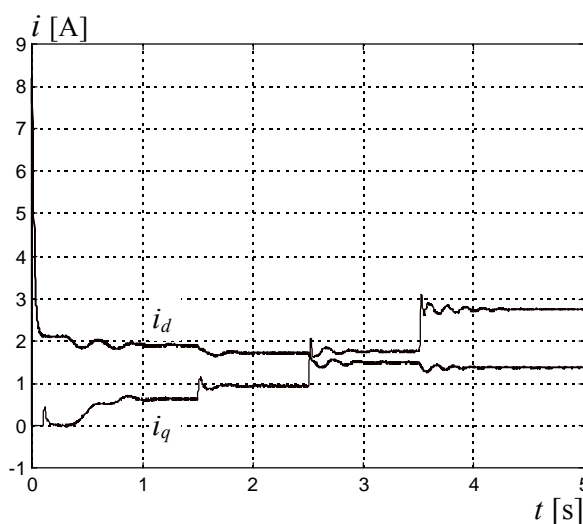
Za proveru rezultata dobijenih matematičkim modelom za stacionarno stanje, poslužiće rezultati simulacija vremenskog odziva dobijenih pomoću dinamičkog modela. Na sl. 4.2a. - 4.2e. prikazani su rezultati kada je otpor statora povećan za 25 % ($R_{sm} = 1,25R_s$) nakon obavljenog starta; referenca brzine iznosi 15 rad/s i zadata je nakon obavljenog predmagnetisanja asinhronog motora u $t = 0,1$ s; do 1,5 s pogon je bio neopterećen, u 1,5 s pogon je opterećen sa 1 Nm, u 2,5 s sa 3 Nm, a u 3,5 s sa 5 Nm. Ovi rezultati su dobijeni simulacijom vremenskog odziva primenom MRAS- observera brzine sa sl. 3.9. Kada bi se pri simulacijama vremenskog odziva koristio PLL- observer sa sl. 3.2. umesto MRAS- observera, stacionarno stanje bi bilo identično sa onim prikazanim na sl. 4.2.



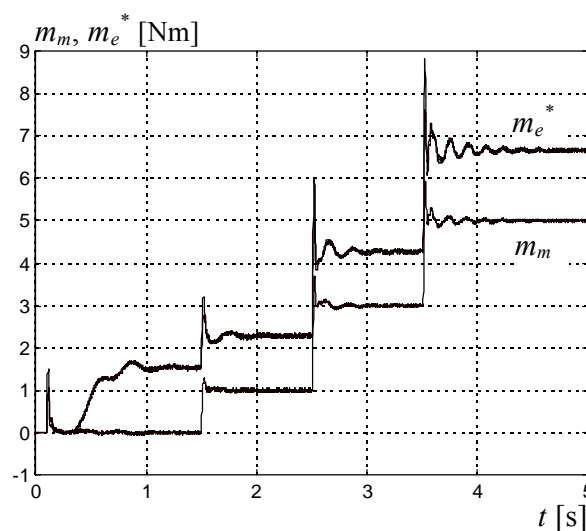
Sl. 4.2a. Brzine u pogonu



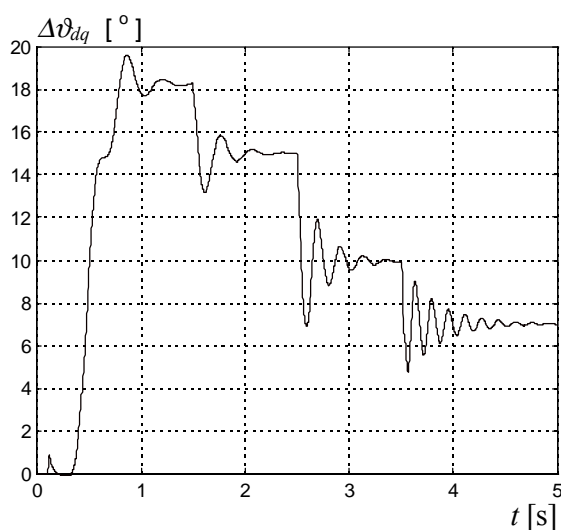
Sl. 4.2b. Fluksevi motora



Sl. 4.2c. Struje motora i_d i i_q

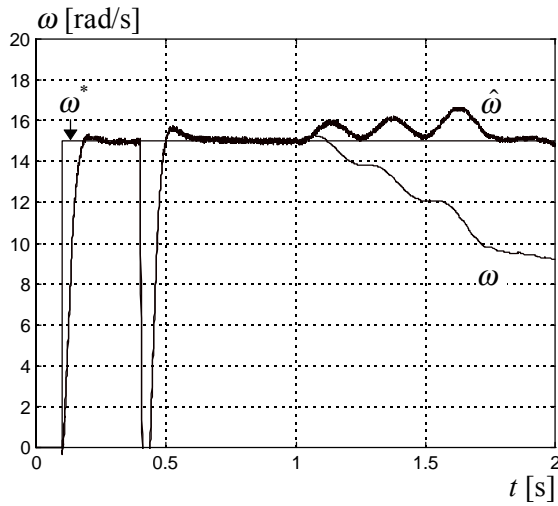


Sl. 4.2d. Referentni i stvarni moment motora

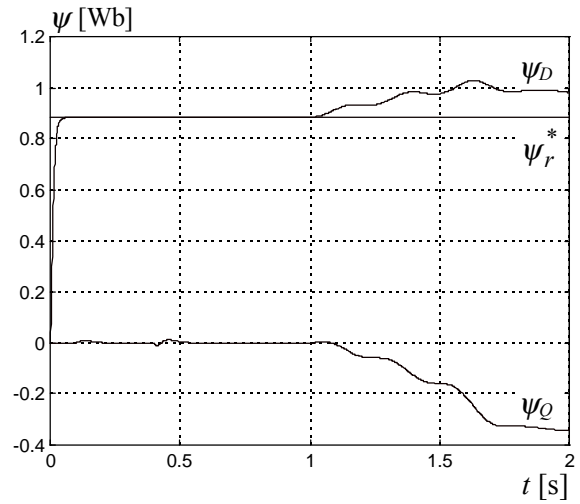


Sl. 4.2e. Greška u uglu orijentacije vektora fluksa rotora

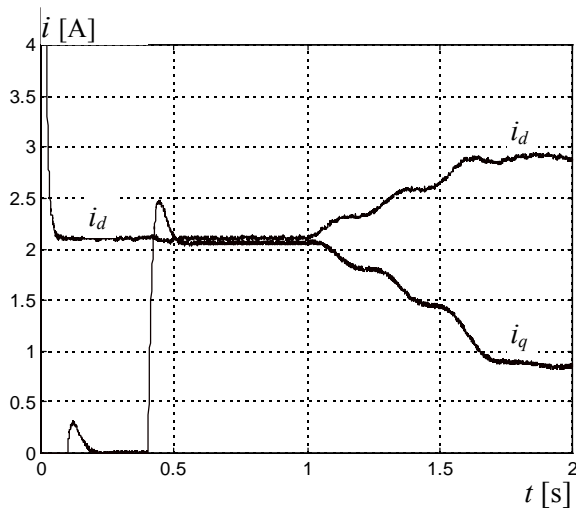
Na sl. 4.3a. - 4.3e prikazani su rezultati kada je otpornost u modelu motora manja od otpornosti u modelu observera tj. $R_{sm} = 0,8R_s$. Referentna brzina od 15 rad/s zadata je u $t = 0,1$ s, zatim je motor opterećen sa nominalnim momentom u $t = 0,4$ s, nakon čega je linearno smanjen otpor statora za 20 % u vremenu od 1 s do 1,75 s. Estimacija brzine je realizovana primenom PLL-observera.



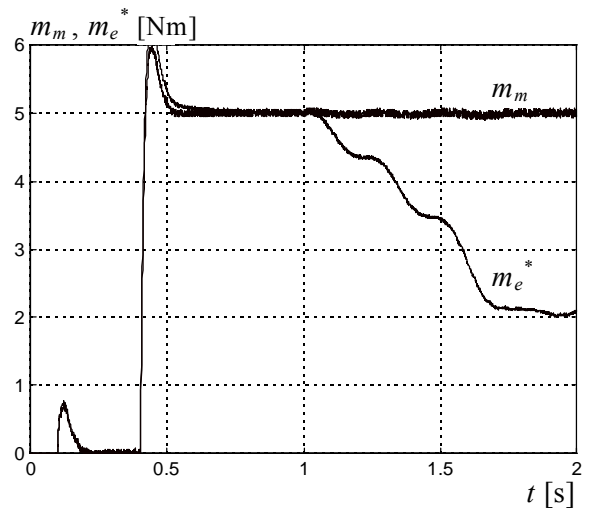
Sl. 4.3a. Brzine u pogonu



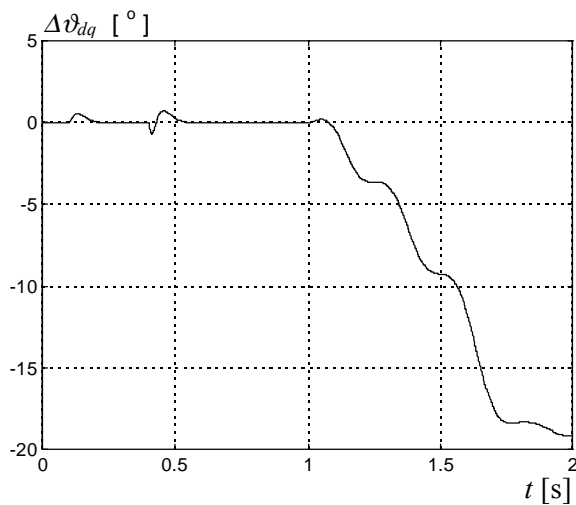
Sl. 4.3b. Fluksevi motora



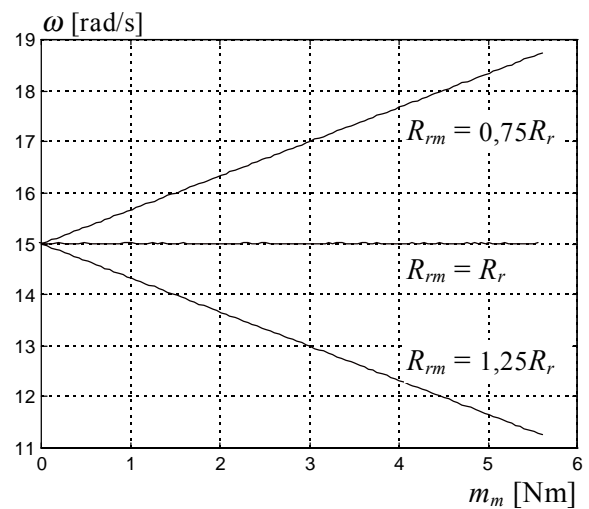
Sl. 4.3c. Struje motora i_d i i_q



Sl. 4.3d. Referentni i stvarni moment motora



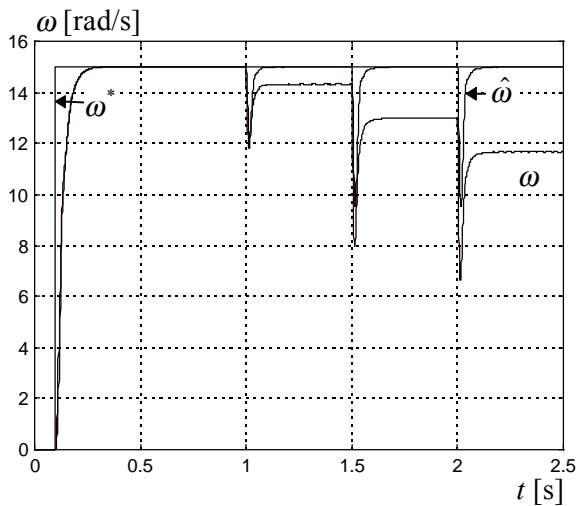
Sl. 4.3e. Greška u uglu orijentacije vektora fluksa rotora



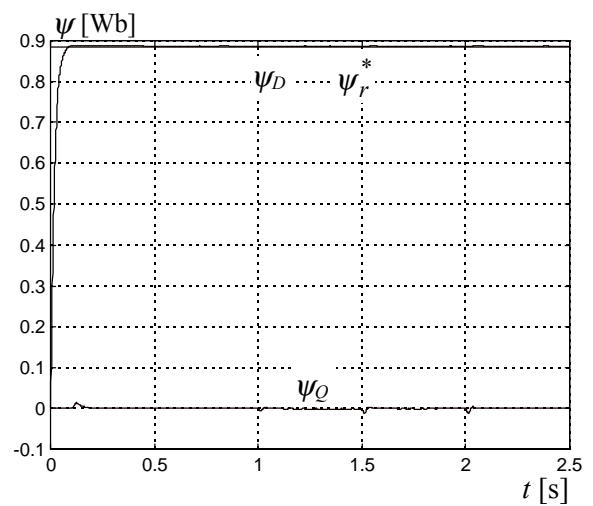
Sl. 4.4. Brzina pogona u funkciji momenta opterećenja motora

4. Matematički model za stacionarno stanje pogona opšte namene bez davača brzine

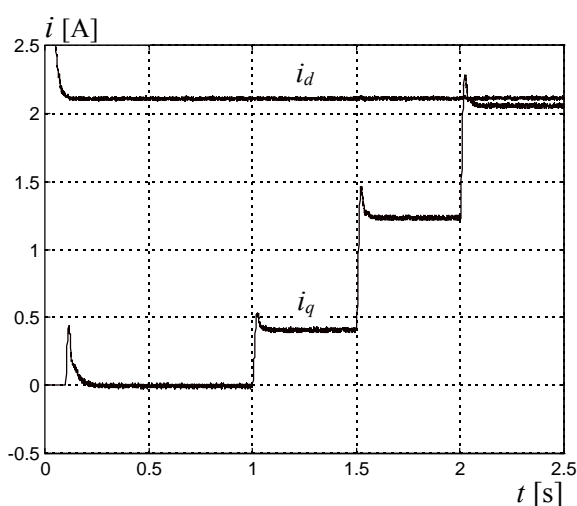
U nastavku prikaza rezultata stacionarnog stanja posmatran je uticaj nepoznavanja tačne vrednosti otpora rotora. Razdešenost otpora rotora (rotorske vremenske konstante) u modelu estimatora i u asinhronom motoru ima uticaja isključivo na estimiranu brzinu, tako da je od rezultata dobijenih stacionarnim matematičkim modelom na sl. 4.4. prikazana brzina za različite vrednosti momenta opterećenja na vratilu motora. Za poređenje i proveru ispravnosti rezultata stacionarnog modela na sl. 4.5a. - 4.5d. prikazani su rezultati simulacija vremenskog odziva kada se brzina estimira MRAS- observerom. Na sl. 4.5a. - 4.5d. prikazani su rezultati simulacije vremenskog odziva pogona, sa razdešenom rotorskom otpornošću, pri startu asinhronog motora. Motor je bio neopterećen do $t = 1$ s, a opterećen je u 1 s sa 1 Nm, u 1,5 s sa 3 Nm i u 2 s sa 5 Nm.



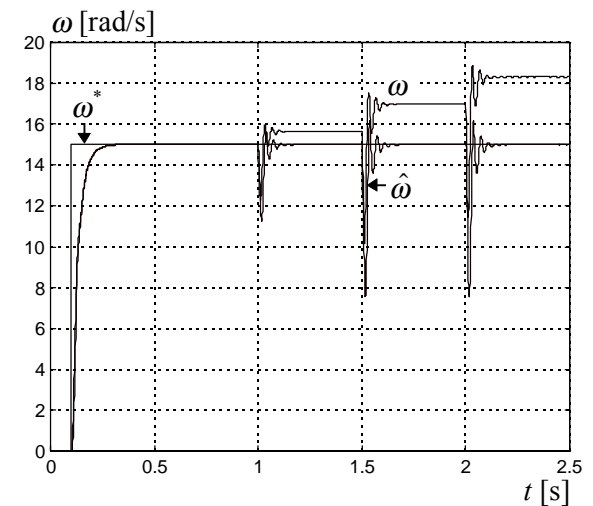
Sl. 4.5a. Brzina motora; $R_{rm} = 1,25R_r$



Sl. 4.5b. Fluksevi motora; $R_{rm} = 1,25R_r$



Sl. 4.5c. Struje motora i_d i i_q ; $R_{rm} = 1,25R_r$



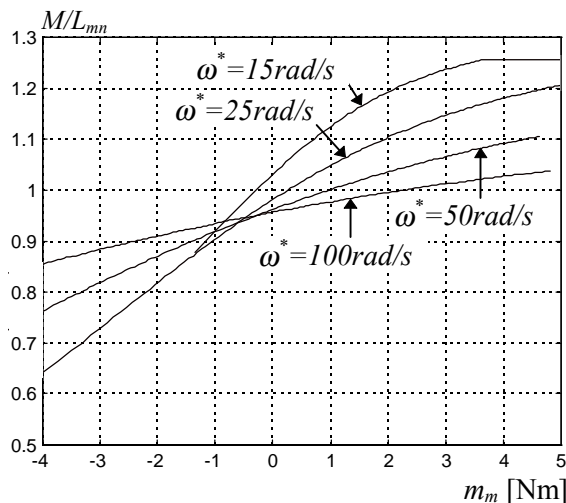
Sl. 4.5d. Brzina motora; $R_{rm} = 0,75R_r$

Slaganje rezultata na sl. 4.4. i sl. 4.5a. - 4.5d. je odlično. Greška u poznavanju otpora rotora od 25% odnosno, greška u rotorskoj vremenskoj konstanti, u pogonu vektorski upravljano

4. Matematički model za stacionarno stanje pogona opšte namene bez davača brzine

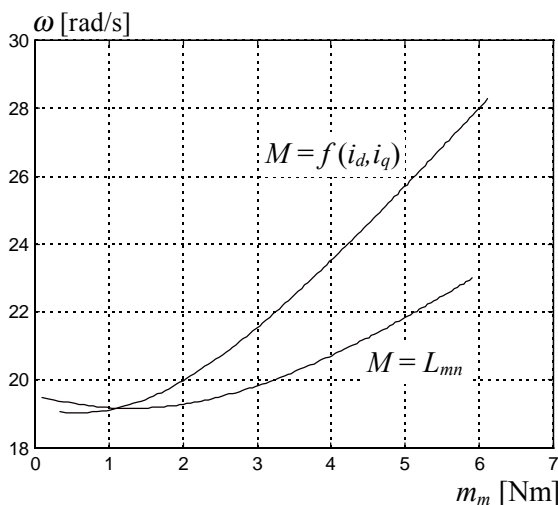
asinhronog motora bez davača na vratilu, praktično ne utiče na orijentaciju vektora fluksa rotora, kao što pokazuju rezultati prikazani na sl. 4.5b. i što je u skladu sa tvrđenjem predstavljenim u [A7]. Simulacija vremenskog odziva pogona sa PLL observerom daje identično stacionarno stanje kao i primena MRAS- observera u uslovima odstupanja otpora rotora u modelu observera i u modelu motora.

Ako se uvaži realna situacija da je induktivnost magnećenja u motoru opisana sa krivom magnećenja tj. da je $M = f(i_{dm}, i_{qm})$ i da je induktivnost magnećenja u modelu observera $L_m = L_{mn}$, tada su rezultati dobijeni primenom matematičkog modela za stacionarno stanje, pri razdešenoj vrednosti statorskog otpora u modelu motora i u odgovarajućim estimatorima prikazani na sl. 4.6. - sl. 4.10. Odstupanje induktivnosti magnećenja od nazivne vrednosti, pri razdešenoj vrednosti statorske otpornosti u modelu motora i u modelu observera, zaviso je kako od momenta opterećenja tako i od referentne brzine.

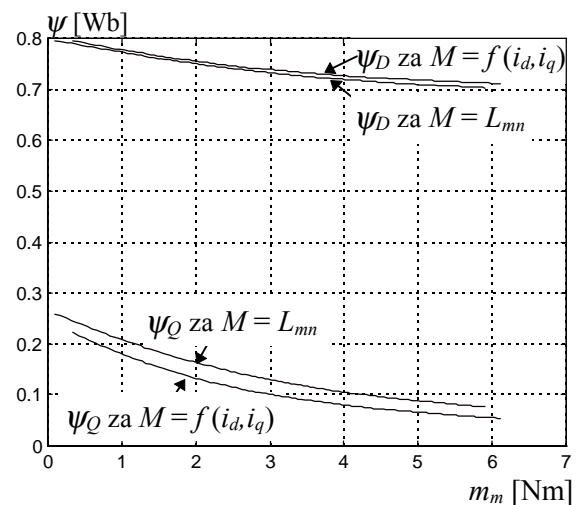


Sl. 4.6. Uticaj razdešenosti otpora statora ($R_{sm} = 1,25R_s$) na induktivnost magnećenja

Sa porastom referentne brzine ovo odstupanje se smanjuje kao što je naznačeno na sl. 4.6. Na sl. 4.7a. - 4.7d. istovremeno su prikazani rezultati kada je kriva magnećenja uvažena i kada je zanemarena magnetna nelinearnost, da bi se istakla neophodnost uvažavanja zasićenja, pri analizi stacionarnog stanja pogona opšte namene. Referentna vrednost brzine je iznosila $\omega^* = 15$ rad/s. Prema sl. 4.7a. značajna razlika između izračunate i stvarne brzine, pod navedenim okolnostima, se javlja sa porastom opterećenja

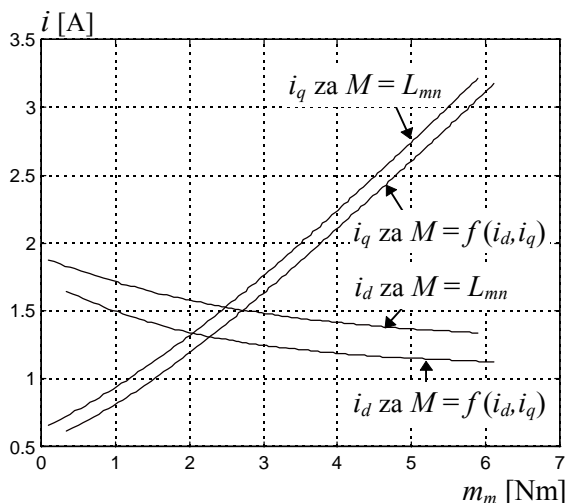


Sl. 4.7a. Brzina obrtanja rotora

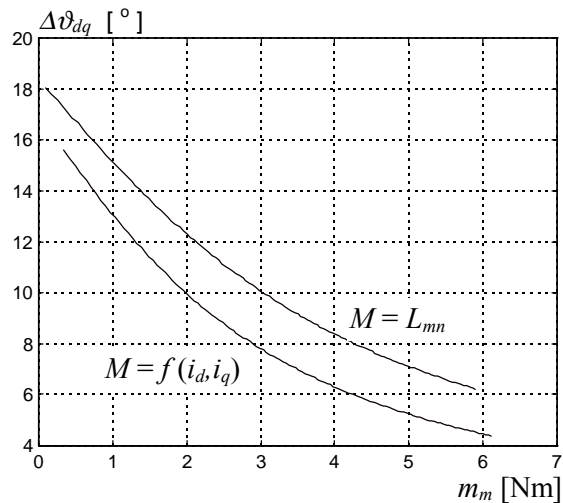


Sl. 4.7b. Fluksevi rotora

4. Matematički model za stacionarno stanje pogona opšte namene bez davača brzine

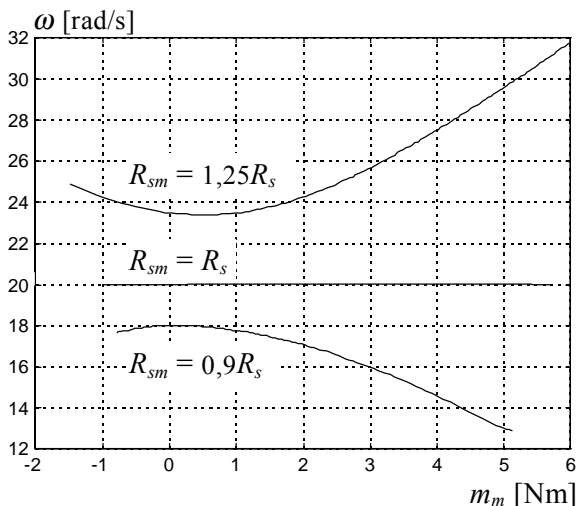


Sl. 4.7c. Struje statora

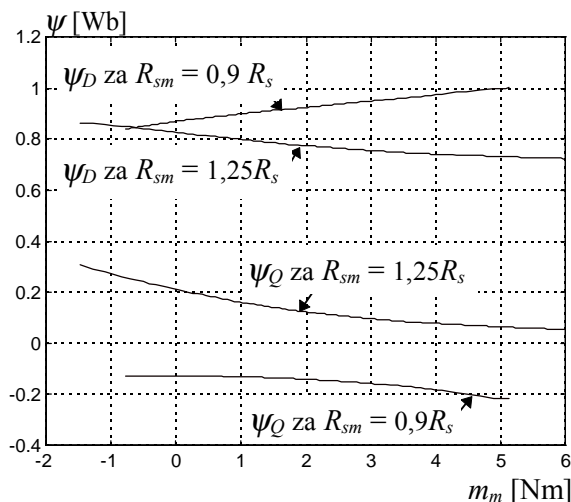


Sl. 4.7d. Greška u uglu orijentacije

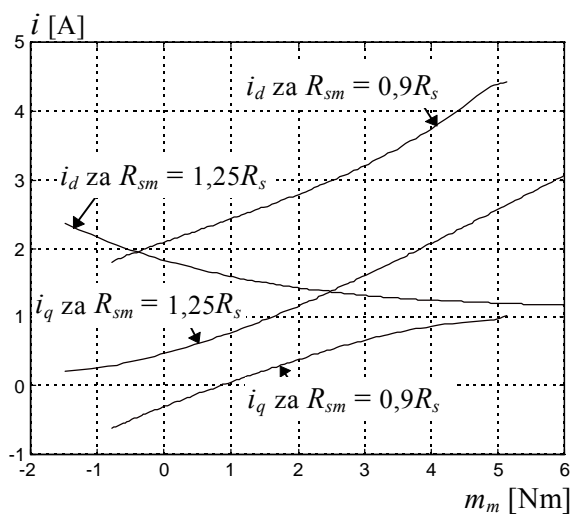
Sl. 4.7a. - 4.7d. Rezultati dobijeni pri $R_{sm} = 1,25R_s$ i uvaženom krivom magnećenja



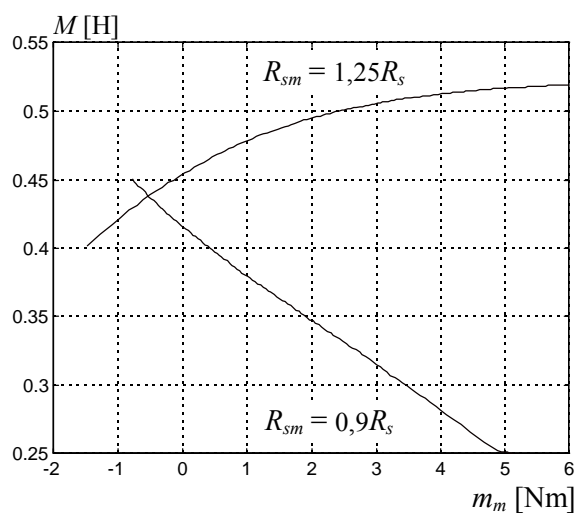
Sl. 4.8a. Brzina pogona



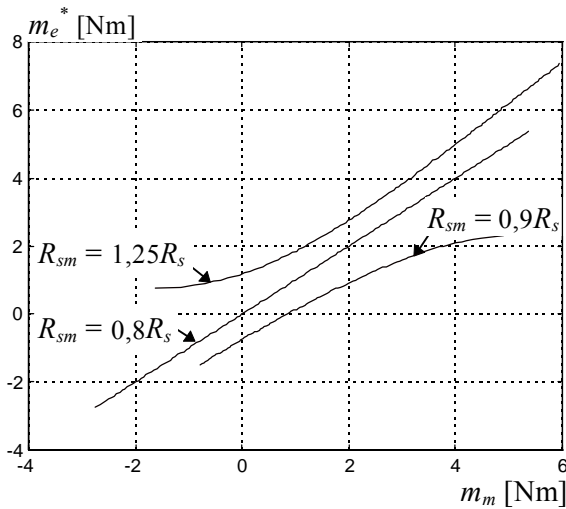
Sl. 4.8b. Fluksevi motora ψ_D i ψ_Q



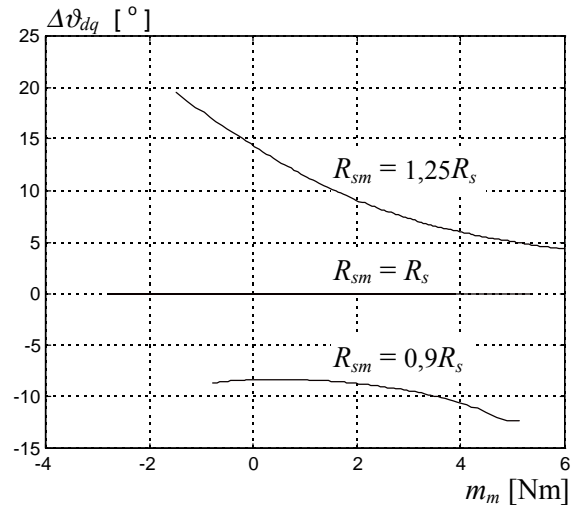
Sl. 4.8c. Struje motora i_d i i_q



Sl. 4.8d. Induktivnost magnećenja



Sl. 4.8e. Referentni moment

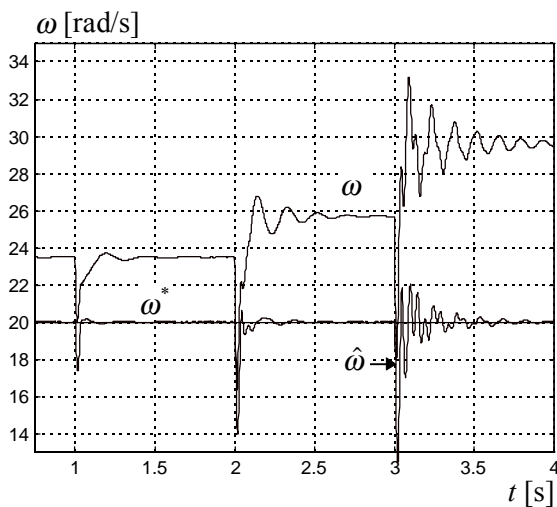


Sl. 4.8f. Greška u uglu orijentacije

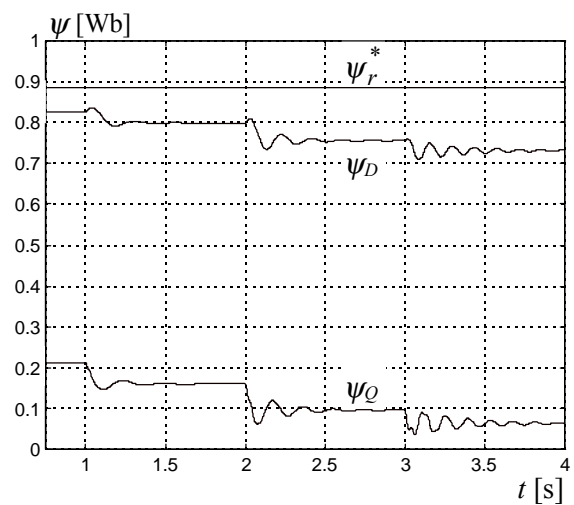
Sl. 4.8a. - 4.8f. Uticaj momenta opterećenja na ω , ψ , i , m_e , $\Delta\vartheta_{dq}$

Rezultati dobijeni matematičkim modelom za stacionarno stanje pogona opšte namene jednačinama (4.5), (4.15) - (4.19), uz uvažavanje krive magnećenja, prikazani su na sl. 4.8a. - 4.8f. Referentna vrednost brzine je iznosila $\omega^* = 20$ rad/s.

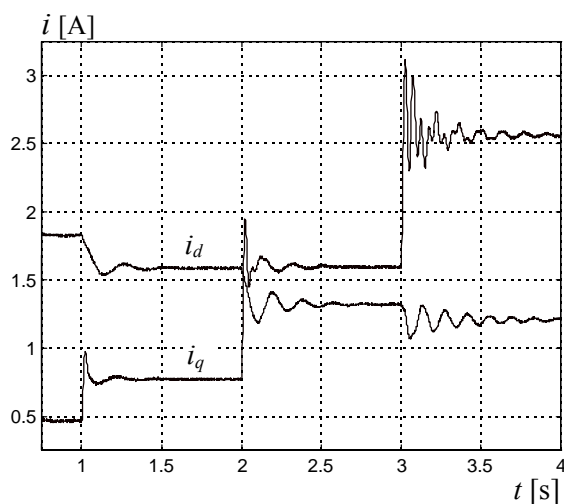
Na sl. 4.9a. - 4.9f. prikazani su vremenski odzivi pogona sa uvaženom krivom magnećenja i estimacijom brzine sa primenjenim MRAS- observerom brzine. Zadata je referentna brzina od 20 rad/s; do 1 s pogon je bio neopterećen, u 1 s pogon je opterećen sa 1 Nm, u 2 s sa 3 Nm, a u 3 s sa 5 Nm. Odstupanje otpornosti statora u modelu observera u odnosu na stvarnu vrednost u motoru uslovljava promenu u nivou fluksa u asinhronom motoru odnosno u vrednosti fluksa magnećenja, što uzrokuje kako grešku u estimiranoj brzini sl. 4.8a, tako i grešku u orijentaciji vektora fluksa rotora sl. 4.8f. Slaganje rezultata dobijenih primenom matematičkog modela za stacionarno stanje (4.5), (4.15) - (4.19) sa uvaženom krivom magnećenja sl. 4.7. - 4.8. i dinamičkog modela sl. 4.9a. - 4.9f. je zadovoljavajuće.



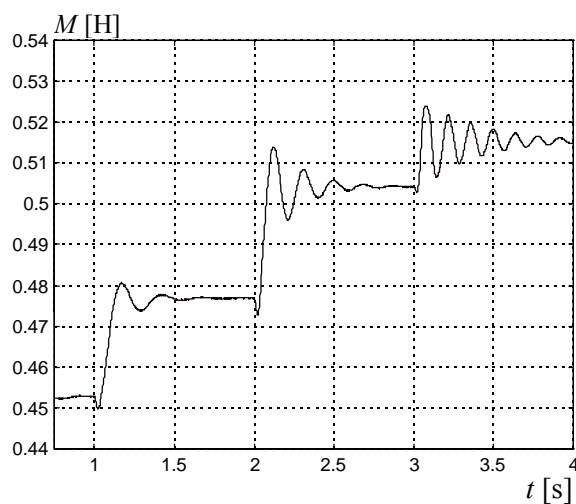
Sl. 4.9a. Brzine u pogonu



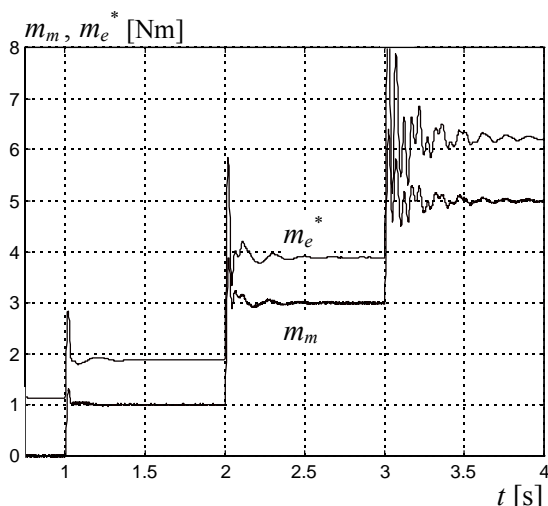
Sl. 4.9b. Fluksevi motora



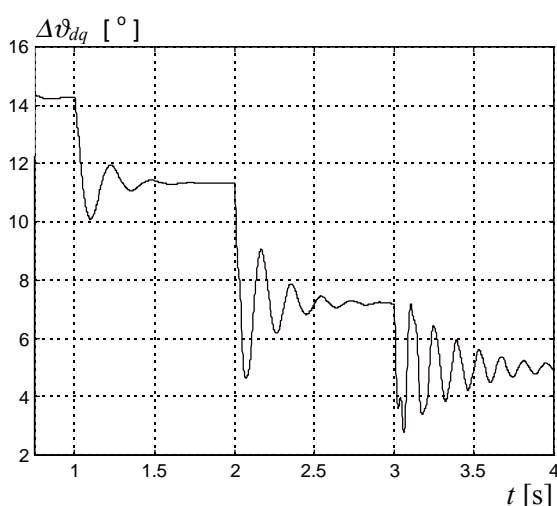
Sl. 4.9c. Struje motora i_d i i_q



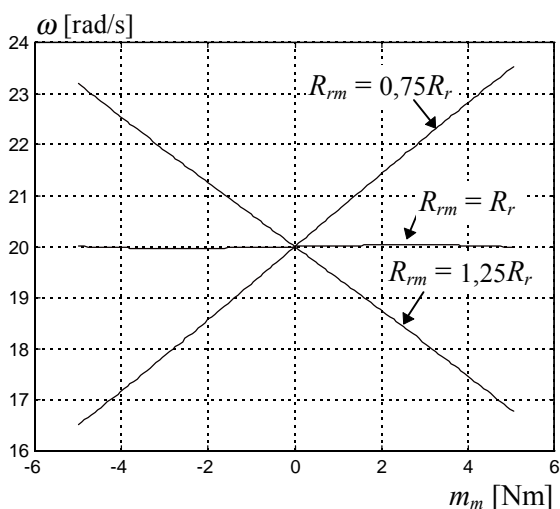
Sl. 4.9d. Induktivnost magnećenja motora



Sl. 4.9e. Stvarni i estimirani moment motora



Sl. 4.9f. Greška u uglu orijentacije vektora fluksa rotora



Sl. 4.10. Brzina pogona u funkciji momenta opterećenja motora

Uticaj razdešenosti otpornosti rotora (rotorske vremenske konstante), u motoru i u modelu observera, na stacionarno stanje, kada se uvaži kriva magnećenja, prikazan je na sl. 4.10. Greška u poznavanju rotorske vremenske konstante uzrokuje grešku u estimiranoj brzini sl. 4.10. I nakon uvažavanja krive magnećenja, u slučaju razdešene rotorske vremenske konstante, ne postoji greška u orijentaciji vektora fluksa.

Rezultati prikazani na sl. 4.1. - 4.10. dobijeni su pomoću matematičkog modela za stacionarno stanje pogona sa sl. 2.5, odnosno za regulacionu strukturu sa povratnom petljom po momentu i strujnom petljom u stojećem koordinatnom sistemu. U regulacionoj strukturi sa sl. 2.6. izostavljena je povratna petlja po momentu, a regulacija struje se realizuje u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Izlaz regulatora brzine, u ovom slučaju, je referentna vrednost struje i_q koja je u opštem slučaju nepoznata, ali za svaku vrednost momenta opterećenja na vratilu motora odgovara jedna konkretna referentna vrednost struje i_q . Tako da se za ovu regulacionu strukturu može koristiti isti matematički model koji je izveden u ovom delu, s tim da je umesto referentne vrednosti momenta m_e ulaz referentna vrednost struja i_q .

5. ADAPTIVNI MEHANIZMI ZA PARALELNU ESTIMACIJU BRZINE OBRTANJA ROTORA I OTPORA STATORA

Većina danas instalisanih elektromotornih pogona nije suočena sa ekstremnim zahtevima u pogledu performansi i pripada grupi pogona sa regulacijom brzine, a ne pozicije. Za masovnu primenu ovih pogona i dalju njihovu ekspanziju potrebno je voditi računa o ekonomskom momentu, ali bez gubitka na kvalitetu samog pogona. Znatan deo današnjih pogona sa vektorski upravljanim asinhronim motorom ne poseduje davač brzine na vratilu motora.

U cilju tačne estimacije brzine obrtanja rotora primenom MRAS observera zahteva se tačno poznavanje parametara asinhronog motora. Ovaj način estimacije brzine u svom izvornom obliku, prikazanom u prethodnim poglavljima ovog rada, je parametarski osetljiv. Nepoznavanje tačne vrednosti otpornosti statora je od presudnog značaja pri estimaciji brzine obrtanja. Sa smanjenjem brzine obrtanja rotora raste udeo omskog pada napona na otpornosti statora u ukupnom naponu statora. Greška u poznavanju otpornosti statora uslovljava pogrešnu estimaciju brzine. Nepoznavanje tačne vrednosti otpornosti statora uslovljava grešku u estimiranoj brzini, ali ta greška procentualno raste u odnosu na referentnu vrednost sa smanjenjem referentne brzine i prilično je nezavisna od momenta opterećenja.

Promenljivost otpornosti statora nije predvidiva, jer se otpornost menja usled promene temperature namotaja. Otpornost statorskog namotaja asinhronog motora pokazuje slabu zavisnost od učestanosti, ali zato termalni drift može iznositi i do $\pm 25\%$ i može ugroziti performanse i stabilnost pogona. Prema tome uspešno funkcionisanje pogona sa MRAS observerom brzine zahteva identifikaciju otpora statora tokom rada pogona.

Postoji čitav niz različitih rešenja koji se bave unapređenjem karakteristika pogona bez davača brzine, naročito pri malim brzinama. Schauder je u [A7] prikazao jedan način za identifikaciju otpornosti statora kada je motor van pogona (*off-line*), kako bi unapredio performanse (u to vreme novo predloženog) observera brzine. U pogonu sa vektorski upravljanim asinhronim motorom, data su rešenja za identifikaciju otpora rotora i statora u realnom vremenu (*on-line*), primenom termičkog modela asinhronog motora. Bose u [A19] predlaže korekciju vrednosti otpora statora u modelu kontrolera, preko temperature namotaja statora koja je poznata na osnovu termičkih senzora postavljenih u namotaje statora. Sam autor kaže da je to zapravo ironija jer njegov *sensorless* pogon poseduje senzor, termistor, kao davač temperature. Tačnost sa kojom je moguće poznavati otpornost statora prema predloženom rešenju je 1,5 %. Bose predviđa progres u primeni *fuzzy* logike u estimaciji otpora statora, što je i pokazao u [A20]. Yang i Kubota u [A8, A12, A13, A14] izučavaju *sensorless* pogon u kome koriste prošireni Luenbergerov observer kao podesivi model, a sam

asinhroni motor koriste kao referentni model. U radu je prikazana istovremena estimacija brzine obrtanja rotora sa estimacijom otpornosti statora [A12 - A14] odnosno otpornosti rotora [A8]. Kubota za istovremenu estimaciju brzine rotora i otpornosti rotora (rotorske vremenske konstante) koristi dodatni test signal injektiran zajedno sa referentnom d-komponentom struje. Istovremena estimacija otpornosti statora i brzine rotora u ovim radovima realizovana je sa dva odgovarajuća adaptivna mehanizma koja koriste estimirani fluks motora kao i razliku između estimirane i stvarne struje motora. Prikazani rezultati odgovaraju konstantnom momentu opterećenja tokom identifikacije otpornosti statora. U [A23] izučava se mogućnost sporog reversa pogona sa asinhronim motorom uz estimaciju otpornosti statora, na osnovu razlike veličina koje su praktično srazmerne sa snagama koje se estimiraju na osnovu veličina naponskog odnosno strujnog estimatora. Ovakva estimacija otpora statora nije primenljiva za učestanosti ispod 5 % zbog tačnosti sa kojom se estimira snaga. Autor se nije bavio pogonom sa MRAS observerom brzine. Li u [A1] se bavi istovremenom estimacijom otpornosti statora i brzine obrtanja rotora. Li predlaže kriterijumsku funkciju koja je neosetljiva na induktivnost rasipanja i tu istu kriterijumsku funkciju koristi za estimaciju, kako brzine rotora, tako i za identifikaciju otpora statora. Primenjena identifikacija otpora statora zahteva stacionarno stanje pogona u pogledu brzine obrtanja i u pogledu opterećenja tokom identifikacije otpora. Tokom identifikacije otpora pogon koristi informaciju o brzini pre početka identifikacije. Akatsu je u [A2] pokazao istovremenu estimaciju brzine i R_s , ali je u tu svrhu grane invertora zamenio sa operacionim pojačavačima LM12CLK, kako bi svoj algoritam učinio imunim na izobličenje napona usled mrtvog vremena i pad napona na prekidačkim komponentama.

Mehanizam za identifikaciju mora biti aktivan i efikasan u stacionarnom stanju, ali i za vreme prelazne pojave. Pulsirajući karakter momenta opterećenja ne sme interferirati sa uvedenim adaptivnim mehanizmom za estimaciju otpornosti statora. Predloženi adaptivni mehanizam ne sme zahtevati dodatne senzore i/ili modifikacije namotaja motora. Proces identifikacije otpornosti statora ne sme se spregnuti sa procesom za estimaciju brzine, kao i sa drugim regulacionim konturama koje postoje u pogonu. Predložena rešenja u citiranoj literaturi ne zadovoljavaju sve ove zahteve. Nasuprot mnogim nastojanjima koja su prisutna, rad pogona bez davača brzine u oblasti malih brzina ostaje i dalje nerešen problem [B13, B14].

U ovom delu prikazano je kako se otpornost statora R_s može estimirati u MRAS observeru brzine, istovremeno sa estimacijom brzine.

5.1. PRETPOSTAVKE ZA PARALELNU ESTIMACIJU OTPORNOSTI STATORA I BRZINE OBRTRANJA ROTORA

U MRAS- observerima brzina se estimira poređenjem odgovarajuće veličine referentnog i podesivog modela:

Referentni model - naponski estimator ($u_s - i_s$):

$$p\hat{\psi}_{-rV}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[u_s^s - (\hat{R}_s + \sigma L_s p) i_s^s \right]. \quad (3.16)$$

Podesivi model - strujni estimator ($i_s - \omega$):

$$p\hat{\psi}_{-rI}^s = \frac{L_m}{T_r} i_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right) \hat{\psi}_{-rI}^s. \quad (3.17)$$

Adaptivni mehanizam brzine:

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_I}{p} \right) e_\omega; \quad e_\omega = \hat{\psi}_{-rI}^s \times \hat{\psi}_{-rV}^s = \hat{\psi}_{\alpha r I}^s \hat{\psi}_{\beta r V}^s - \hat{\psi}_{\beta r I}^s \hat{\psi}_{\alpha r V}^s. \quad (3.18, 3.19)$$

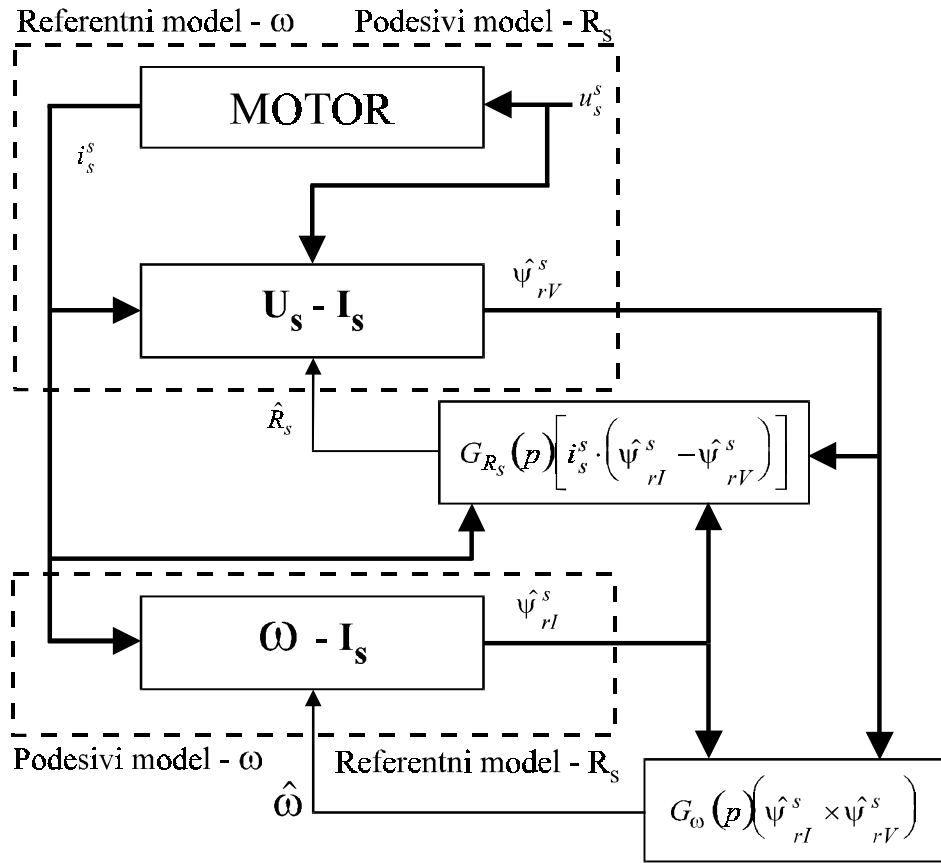
Tačnost estimacije brzine primenom jednačina (3.16) - (3.19) određena je tačnošću sa kojom se poznaje otpor statora. Uticaj nepoznavanja tačne vrednosti R_s je naročito izražen pri opterećenju i malim brzinama asinhronog motora, kada omski pad napona na otpornosti R_s predstavlja znatan deo napona statora. U cilju poboljšanja performansi pogona bez davača brzine, a sa MRAS- observerom brzine (3.16) - (3.19), predlaže se uvođenje još jednog adaptivnog mehanizma paralelno sa već postojećim adaptivnim mehanizmom (3.18) za brzinu. Postojeći naponski $u_s - i_s$ estimator i strujni estimator $i_s - \omega$ zadržavaju istu strukturu, ali pri tome jednačine (3.16) i (3.17) menjaju uloge, odnosno, (3.16.) postaje podesivi model u kome će se R_s podešavati, a jednačina (3.17) postaje referentni model. Izlaz drugog adaptivnog mehanizma biće estimirana vrednost otpora statora \hat{R}_s . Kako glasi taj drugi mehanizam pokazano je u nastavku ovog dela. Na sl. 5.1. prikazana je regulaciona struktura koja omogućuje paralelnu estimaciju brzine obrtanja rotora i identifikaciju otpora statora.

Fluks rotora asinhronog motora, kada su poznati svi parametri motora (indeks m) i stvarna brzina ω , može se estimirati bilo naponskom jednačinom (5.1), bilo strujnom jednačinom (5.2), pri čemu je $\underline{\psi}_{-rV}^s = \underline{\psi}_{-rI}^s$, pod navedenom pretpostavkom o parametrima motora i brzine ω .

$$p\psi_{-rV}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[u_s^s - (R_{sm} + \sigma L_s p) i_s^s \right]; \quad (5.1)$$

$$p\psi_{-rI}^s = \frac{L_m}{T_r} i_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \psi_{-rI}^s. \quad (5.2)$$

Jednačina (5.1) omogućuje estimaciju rotorskog fluksa u motoru, ako su brzina ω i statorski otpor tačno jednaki sa stvarnim vrednostima u motoru.



Sl. 5.1. Predlog paralelne estimacije otpora statora i brzine obrtanja rotora

U jednačinama (3.16), (3.17), (5.1) i (5.2) merena veličina je struja statora (i_s^s). Pretpostavlja se da je napon u_s^s rekonstruisan na osnovu komandnih signala za uključenje pojedinih tranzistora u invertoru, uz zanemarenje mrtvog vremena. Parametri su sledeće veličine: sve induktivnosti koje se pojavljuju i rotorska vremenska konstanta. Za ove veličine pretpostavlja se da se ne menjaju tokom rada motora. Odstupanje vrednosti rotorske vremenske konstante u modelu observera i modelu rotorskog kola, u odnosu na stvarnu vrednost u motoru, ako postoji ne utiče na orijentaciju vektora fluksa rotora, već samo na vrednost estimirane brzine. R_{sm} je stvarna otpornost statora, a $\underline{\psi}_{rV}^s$ je vrednost fluksa u motoru. Sa \hat{R}_s označena je vrednost otpora statora podešena u $u_s - i_s$ estimatoru rotorskog fluksa (koja je ujedno i vrednost otpora koju procenjuje novo uvedeni adaptivni mehanizam za estimaciju otpora R_s). Sa $\hat{\underline{\psi}}_{rV}^s$ označena je estimirana vrednost fluksa tim istim estimatorom.

Jednačina greške (*state error equations*) naponskog estimatora (5.3), dobijena je kada se od jednačine (5.1) oduzme jednačina (3.16), uz uvažavanje da je sa $\underline{\epsilon}_V$ označena razlika vrednosti fluksa u motoru dobijenog pomoću naponske jednačine (5.1) i vrednosti fluksa estimirane naponskim estimatorom $\underline{\epsilon}_V = \underline{\psi}_{rV}^s - \hat{\underline{\psi}}_{rV}^s = \epsilon_{\alpha V} + j\epsilon_{\beta V}$. Jednačina greške naponskog estimatora glasi:

$$(5.1) - (3.16) \quad p\underline{\varepsilon}_V = -\frac{L_r}{L_m}(R_s - \hat{R}_s)\underline{i}_s^s. \quad (5.3)$$

Analogno se može definisati jednačina greške strujnog estimatora (5.14), koja je dobijena oduzimanjem jednačine (3.17) od (5.2), uz uvažavanje da je sa $\underline{\varepsilon}_I$ označena razlika vrednosti fluksa u motoru dobijenog pomoću strujne jednačine (5.2) i vrednosti fluksa estimirane strujnim estimatorom $\underline{\varepsilon}_I = \underline{\psi}_{rI}^s - \hat{\underline{\psi}}_{rI}^s = \varepsilon_{\alpha I} + j\varepsilon_{\beta I}$. Jednačina greške strujnog estimatora glasi:

$$(5.2) - (3.17) \quad p\underline{\varepsilon}_I = \left(j\omega - \frac{1}{T_r} \right) \underline{\varepsilon}_I + j(\omega - \hat{\omega})\hat{\underline{\psi}}_{rI}^s. \quad (5.4)$$

Jednačine (5.3) i (5.4) mogu se zapisati u matricnoj notaciji (5.5), koja je preglednija i pogodnija za dalja razmatranja stabilnosti ovog pogona.

$$p \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha I} \\ \varepsilon_{\beta I} \\ \varepsilon_{\alpha V} \\ \varepsilon_{\beta V} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha I} \\ \varepsilon_{\beta I} \\ \varepsilon_{\alpha V} \\ \varepsilon_{\beta V} \end{bmatrix} - \mathbf{W} = \mathbf{A} \cdot \underline{\varepsilon} - \mathbf{W}; \quad (5.5)$$

gde je $\underline{\varepsilon}$ vektor greške stanja: $\underline{\varepsilon}^T = [\varepsilon_{\alpha I} \quad \varepsilon_{\beta I} \quad \varepsilon_{\alpha V} \quad \varepsilon_{\beta V}] = [\underline{\varepsilon}_I^T \quad \underline{\varepsilon}_V^T]$.

A matrica \mathbf{W} glasi:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} -\Delta\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} & \\ & \frac{L_r}{M} \Delta R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\alpha r I} \\ \hat{\psi}_{\beta r I} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Delta\omega \mathbf{J} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{M} \Delta R_s \mathbf{I} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{rI}^s \\ \mathbf{i}_s^s \end{bmatrix}; \quad (5.6)$$

$$\begin{aligned} \text{gde su:} \quad \Delta\omega &= \omega - \hat{\omega}; & \Delta R_s &= R_s - \hat{R}_s; & \mathbf{J} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \\ \Psi_{rI}^s &= [\hat{\psi}_{\alpha r I} \quad \hat{\psi}_{\beta r I}]^T; & \mathbf{i}_s^s &= [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s}]^T; & \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Uvažavajući jednačinu (5.5) na sl. 5.2. prikazan je adaptivni observer koji omogućuje paralelnu estimaciju brzine obrtanja rotora i identifikaciju otpora statora.

Za primenjene adaptivne mehanizme u posmatranom MRAS observeru neophodno je obezbediti da sistem bude stabilan i da estimirane veličine konvergiraju ka stvarnim vrednostima.

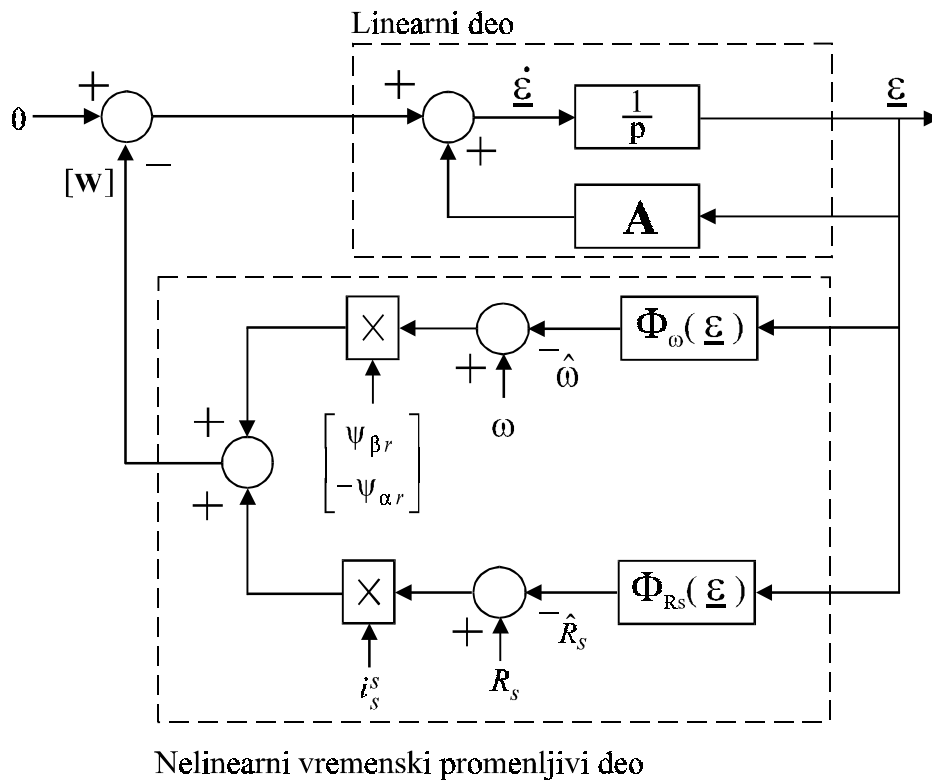
Generalno uzevši brzina ω je promenljiva u vremenu, međutim opravdano je pretpostaviti da je ω na sl. 5.2. konstantna pri dokazu stabilnosti, ako su promene brzine dovoljno spore u odnosu na promene flukseva $\underline{\psi}_{rV}^s$ i $\underline{\psi}_{rI}^s$ kao promenljivih stanja. Otpornost statora motora R_{sm} menja se sa temperaturom, ali su ove promene tako spore da se može pretpostaviti da je otpornost konstantna.

Zadovoljenost kriterijuma Popova (5.7) je potreban uslov da bi adaptivni mehanizmi sa sl. 5.1. bili stabilni u smislu hiperstabilnosti. Kriterijum Popova se odnosi na nelinearni deo sistema prikazanog na sl. 5.2. odnosno na povratnu spregu i on glasi:

$$S = \int_0^{t_1} \underline{\boldsymbol{\varepsilon}}^T \cdot \mathbf{W} dt \geq -\gamma^2, \quad \forall t_1; \quad (5.7)$$

gde je:

$$\underline{\boldsymbol{\varepsilon}}^T \cdot \mathbf{W} = -\Delta\omega \left(\underline{\boldsymbol{\varepsilon}}_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \underline{\boldsymbol{\Psi}}_{rI}^s \right) + \frac{L_r}{M} \Delta R_s \left(\underline{\boldsymbol{\varepsilon}}_V^T \cdot \mathbf{i}_s^s \right). \quad (5.8)$$



Sl. 5.2. Prikaz adaptivnog observera za istovremenu estimaciju brzine i identifikaciju otpora statora kao nelinearnog objekta

Tako da integral Popova glasi:

$$S = \int_0^{t_1} \underline{\boldsymbol{\varepsilon}}^T \cdot \mathbf{W} dt = - \underbrace{\int_0^{t_1} \Delta \omega \left(\underline{\boldsymbol{\varepsilon}}_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \boldsymbol{\Psi}_{rI}^s \right) dt}_{S_1} + \frac{L_r}{M} \underbrace{\int_0^{t_1} \Delta R_s \left(\underline{\boldsymbol{\varepsilon}}_V^T \cdot \mathbf{i}_s^s \right) dt}_{S_2} = S_1 + \frac{L_r}{M} \cdot S_2 \geq -\gamma^2. \quad (5.9)$$

Da bi se pokazalo da je integral (5.7) ograničen, odnosno adaptivni observer sa sl. 5.1. stabilan, potrebno je pokazati da su integrali S_1 i S_2 takođe ograničeni uz pretpostavljanje odgovarajućih adaptivnih mehanizama za paralelnu estimaciju brzine i otpornosti statora. Predloženi adaptivni mehanizmi prikazani su u nastavku.

Za adaptivni mehanizam po brzini treba koristiti:

$$\hat{\omega} = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{I\omega}}{p} \right) \left(\underline{\boldsymbol{\varepsilon}}_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \boldsymbol{\Psi}_{rI}^s \right); \quad (5.10)$$

gde je:

$K_{p\omega}$, $K_{I\omega}$ - proporcionalno odnosno integralno pojačanje adaptivnog mehanizma za estimaciju brzine obrtanja rotora.

Šta je $\underline{\boldsymbol{\varepsilon}}_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \boldsymbol{\Psi}_{rI}^s$? Da bi se na ovo odgovorilo potrebno je uvažiti da je $\underline{\boldsymbol{\varepsilon}}_I = \underline{\boldsymbol{\psi}}_{rI}^s - \hat{\boldsymbol{\psi}}_{rI}^s = \underline{\boldsymbol{\psi}}_{rV}^s - \hat{\boldsymbol{\psi}}_{rI}^s$, pri čemu je $\underline{\boldsymbol{\psi}}_{rI}^s = \hat{\boldsymbol{\psi}}_{rV}^s$, jer je $\underline{\boldsymbol{\psi}}_{rI}^s$ vrednost fluksa estimirana strujnim estimatorom kada su estimirana brzina i statorski otpor jednaki sa stvarnim vrednostima i ova vrednost fluksa mora biti jednaka sa vrednošću fluksa koja je estimirana u referentnom modelu, a to je $\hat{\boldsymbol{\psi}}_{rV}^s$. Tako da je:

$$\begin{aligned} \underline{\boldsymbol{\varepsilon}}_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \boldsymbol{\Psi}_{rI}^s &= \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha rV} - \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha rI} & \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\beta rV} - \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\beta rI} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha rI} \\ \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\beta rI} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha rV} - \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha rI} & \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\beta rV} - \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\beta rI} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\beta rI} \\ \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha rI} \end{bmatrix} = \hat{\boldsymbol{\psi}}_{rI} \times \hat{\boldsymbol{\psi}}_{rV} = e_\omega(t). \end{aligned} \quad (5.11)$$

Odnosno brzinu treba estimirati kao:

$$\hat{\omega} = K_{p\omega} \cdot e_\omega(t) + K_{I\omega} \cdot \int_0^t e_\omega(t) dt; \quad (5.12)$$

što predstavlja od ranije poznati adaptivni mehanizam za estimaciju brzine obrtanja.

Za adaptivni mehanizam otpora statora treba koristiti:

$$\hat{R}_s = \left(K_{pR_s} + \frac{K_{IR_s}}{p} \right) (-\underline{\mathbf{e}}_V^T \cdot \mathbf{i}_s); \quad (5.13)$$

gde je:

K_{pR_s} , K_{IR_s} - proporcionalno odnosno integralno pojačanje adaptivnog mehanizma za estimaciju otpornosti statora.

Šta je $-\underline{\mathbf{e}}_V^T \cdot \mathbf{i}_s$? Da bi se na ovo odgovorilo potrebno je uvažiti da je $\underline{\mathbf{e}}_V = \underline{\psi}_{rV}^s - \underline{\hat{\psi}}_{rV}^s = \underline{\hat{\psi}}_{rI}^s - \underline{\hat{\psi}}_{rV}^s$, pri čemu je $\underline{\psi}_{rV}^s = \underline{\hat{\psi}}_{rI}^s$. To se može objasniti i ovako. Fluks $\underline{\psi}_{rV}^s$ je vrednost fluksa naponskog estimatora i ona je jednaka sa vrednošću fluksa estimiranog u referentnom modelu. Pri estimaciji statorskog otpora R_s referentni model je strujni estimator rotorskog fluksa, za razliku od estimacije brzine kada je referentni model naponski estimator rotorskog fluksa, što je već korišćeno pri objašnjenju adaptivnog mehanizma brzine. Sada je:

$$-\underline{\mathbf{e}}_V^T \cdot \mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\alpha rV} - \hat{\psi}_{\alpha rI} & \hat{\psi}_{\beta rV} - \hat{\psi}_{\beta rI} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}; \quad (5.14)$$

$$-\underline{\mathbf{e}}_V^T \cdot \mathbf{i}_s = i_{\alpha s} (\hat{\psi}_{\alpha rV} - \hat{\psi}_{\alpha rI}) + i_{\beta s} (\hat{\psi}_{\beta rV} - \hat{\psi}_{\beta rI}) = \mathbf{i}_s^s \cdot (\underline{\hat{\psi}}_{rV} - \underline{\hat{\psi}}_{rI}) = e_{R_s}(t). \quad (5.15)$$

Tako da se otpor statora može estimirati kao:

$$\hat{R}_s = K_{pR_s} \cdot e_{R_s} + K_{IR_s} \cdot \int_0^t e_{R_s}(t) dt. \quad (5.16)$$

Kako promene otpornosti statora nisu brze, a i da se ne bi narušila raspregnutost između estimacije otpornosti statora i estimacije otpornosti brzine, kao i ostalih regulacionih kontura u pogonu, može se uzeti samo integralno dejstvo u adaptivnom mehanizmu otpora R_s .

Uvažavajući jednačine (5.10) - (5.16) kojima su opisani adaptivni mehanizmi za paralelnu estimaciju brzine obrtanja i otpornosti statora, moguće je pokazati da je integral definisan sa (5.7) ograničen sa donje strane, odnosno da postoji pozitivna konstanta γ^2 za svaku vrednost t_1 , tako do važi nejednakost (5.7). Da bi se dokazala nejednakost (5.7) potrebno je dokazati da su integrali S_1 i S_2 i sami ograničeni [L3 - L7].

Za prvi integral S_1 iz (5.16) važi da je:

$$S_1 = -\int_0^{t_1} \left(\mathbf{e}_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \Psi_{rl}^s \right) \Delta \omega dt = -\int_0^{t_1} e_\omega(t) \cdot \left(\omega - K_{p\omega} \cdot e_\omega(t) - K_{I\omega} \cdot \int_0^t e_\omega(t) dt \right) dt \geq -\gamma_1^2, \quad \forall t_1; \quad (5.17)$$

$$S_1 = \underbrace{-\int_0^{t_1} e_\omega(t) \cdot \left(\omega - K_{I\omega} \cdot \int_0^t e_\omega(t) dt \right) dt}_{S_{11}} + \underbrace{K_{p\omega} \cdot \int_0^{t_1} e_\omega^2(t) dt}_{S_{12}} = S_{11} + S_{12} \geq -\gamma_1^2. \quad (5.18)$$

Integral iz (5.17) može se interpretirati kao zbir dva integrala što je naznačeno u (5.18). Da bi se pokazalo da je integral S_{11} ograničen potrebno je uvažiti sledeće dobro znano svojstvo da je:

$$\int_0^t k \cdot f(t) \cdot \left\{ \frac{df(t)}{dt} \right\} dt = \frac{k}{2} \{ f^2(t) - f^2(0) \} \geq -\frac{k}{2} f^2(0). \quad (5.19)$$

Za primenu svojstva (5.19) na (5.18) pogodno je za $f(t)$ koristiti sledeću funkciju:

$$f(t) = \omega - K_{I\omega} \cdot \int_0^t e_\omega(t) dt. \quad (5.20)$$

Uvažavajući (5.19) i (5.20) u (5.18) dobija se:

$$S_{11} = -\int_0^{t_1} e_\omega(t) \cdot \left(\omega - K_{I\omega} \cdot \int_0^t e_\omega(t) dt \right) dt \geq -\frac{f^2(0)}{2K_{I\omega}}; \quad (5.21)$$

odnosno da je integral S_{11} ograničen. Za integral S_{12} iz (5.18) je očigledno da je veći od nule, čime je dokazano da je integral S_1 ograničen.

Za drugi integral S_2 iz (5.9) potrebno je takođe dokazati da je ograničen odnosno da važi:

$$S_2 = \int_0^{t_1} \left(\mathbf{e}_V^T \cdot \mathbf{i}_s^s \right) \Delta R_s dt = \int_0^{t_1} -e_{R_s}(t) \cdot \left(R_s - K_{pR_s} \cdot e_{R_s} - K_{IR_s} \cdot \int_0^t e_{R_s}(t) dt \right) dt \geq -\gamma_2^2; \quad (5.22)$$

Slično kao u (5.17) i (5.18) integral S_2 se može interpretirati kao zbir dva integrala S_{21} i S_{22} naznačena u (5.23).

$$S_2 = \underbrace{\int_0^{t_1} -e_{R_s}(t) \cdot \left(R_s - K_{IR_s} \cdot \int_0^t e_{R_s}(t) dt \right) dt}_{S_{21}} + \underbrace{K_{pR_s} \cdot \int_0^{t_1} e_{R_s}^2 dt}_{S_{22}} \geq -\gamma_2^2. \quad (5.23)$$

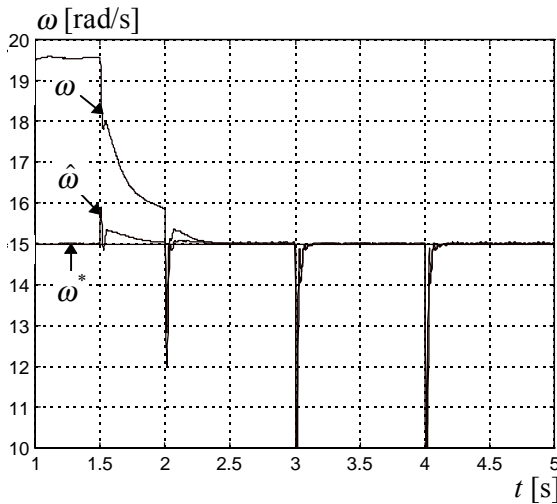
Analogno kao u slučaju integrala S_{11} i S_{12} dokazuje se da su integrali S_{21} i S_{22} ograničeni odnosno da je integral S_2 ograničen.

Za primenu svojstva (5.19) na integral S_{21} u (5.23) pogodno je za $f(t)$ koristiti sledeću funkciju:

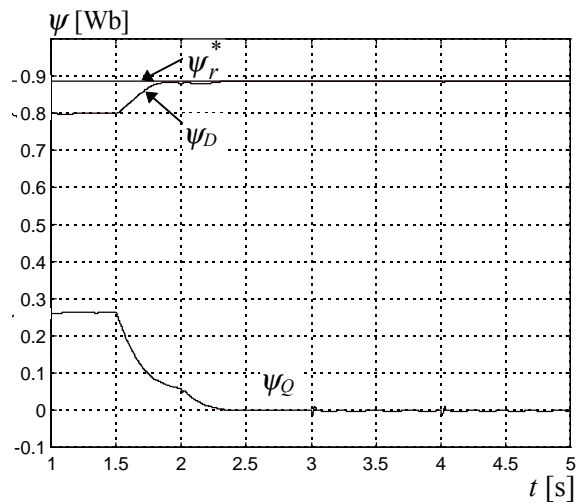
$$f(t) = R_s - K_{IR_s} \cdot \int_0^t e_{R_s}(t) dt. \quad (5.24)$$

Pokazujući da su integrali S_{11} i S_{12} iz (5.18) i S_{21} i S_{22} iz (5.23) ograničeni pojedinačno svaki za sebe, pokazano je da su integrali S_1 i S_2 iz (5.9) ograničeni, odnosno da je integral Popova (5.7) ograničen, te da je adaptivni observer sa sl. 5.1. za paralelnu estimaciju brzine obrtanja rotora i otpornosti statora stabilan u smislu hiperstabilnosti.

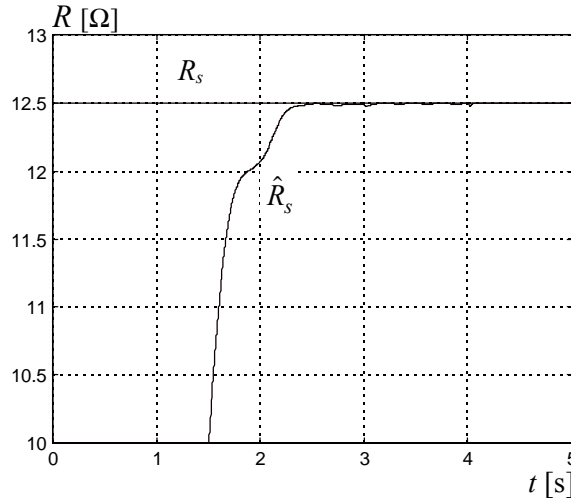
U nastavku rada biće prikazani rezultati simulacije vremenskog odziva paralelne estimacije otpora statora i brzine rotora, predloženim adaptivnim mehanizmom. Simulirana je prelazna pojava gde asinhroni motor startuje neopterećen uz uvećan otpor statora za 25 %, što uslovljava pojavu razdešenosti između estimirane i stvarne brzine motora. Nakon dostizanja stacionarnog stanja uključuje se adaptivni mehanizam. Adaptivni mehanizam za estimaciju otpornosti statora aktiviran je počev od 1,5 s. Pogon se opterećuje sa 1 Nm u 2 s, sa 3 Nm u 3 s i sa 5 Nm u 4 s. Na estimaciju otpornosti statora nije uticala promena opterećenja motora. Rezultati prikazani na sl. 5.3. pokazuju efikasnost predloženog MRAS observera za paralelnu estimaciju brzine obrtanja i otpornosti statora.



Sl. 5.3a. Brzine: stvarna, estimirana i referentna u uslovima istovremene estimacije brzine i otpora R_s



Sl. 5.3b. Fluksevi u motoru: referentni, ψ_D i ψ_Q u uslovima istovremene estimacije brzine i otpora R_s



Sl. 5.3c. Stvarni i estimirani otpor R_s

5.2. UTICAJ NEPOZNAVANJA PARAMETARA MOTORA NA PARALELNU ESTIMACIJU OTPORA STATORA I BRZINE ROTORA

Estimacija brzine sa MRAS- observerom je osetljiva na nepoznavanje otpornosti statora. Matematički model za stacionarno stanje iz četvrtog poglavlja omogućuje da se istraži i kvantifikuje uticaj nepoznavanja R_s na stacionarno stanje pogona opšte namene. U ovom delu uspostavljen je matematički model za stacionarno stanje pogona sa sl. 2.5, uz uvažavanje paralelne estimacije otpora statora i brzine rotora kao što je predloženo u delu 5.1. Uspostavljeni matematički model omogućuje da se odredi stacionarna vrednost estimiranog \hat{R}_s , kako bi se mogao istražiti uticaj nepoznavanja parametara motora na \hat{R}_s , kao i na estimiranu $\hat{\omega}$ i flukseve rotora ψ_D i ψ_Q , kada je u pogonu realizovana paralelna estimacija \hat{R}_s i ω .

Da bi se odredila vrednost \hat{R}_s u stacionarnom stanju potrebno je, u matematičkom modelu iz četvrtog poglavlja (jednačine (4.5), (4.15) - (4.19)), R_s - vrednost otpornosti u matematičkom modelu observera, zameniti sa \hat{R}_s . Stacionarnu vrednost otpornosti \hat{R}_s treba posmatrati kao promenljivu koja se određuje iz matematičkog modela. Jednačine (4.15) i (4.17) sada postaju:

$$0 = (R_{sm} - \hat{R}_s)i_d - \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} \right) \left((L_{\gamma s} + M) - \sigma L_s \right) i_q + M i_Q; \quad (5.25)$$

$$\frac{\omega_{dq} L_m \psi_r^*}{L_r} = (\hat{R}_{sm} - R_s)i_q + \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} \right) \left((L_{\gamma s} + M) - \sigma L_s \right) i_D + M i_d. \quad (5.26)$$

Proglašavajući na ovaj način parametar R_s za promenljivu, potrebno je napisati još jednu jednačinu.

Uvažavajući da je zbog integralnog dejstva u PI regulatoru za estimaciju \hat{R}_s , signal greške na ulazu u regulator tokom stacionarnog stanja jednak sa nulom, može se doći do nedostajuće jednačine:

$$e_{R_s 0} = \mathbf{i}_s^s \cdot (\hat{\underline{\psi}}_{rV} - \hat{\underline{\psi}}_{rI}) = i_d (\hat{\psi}_{DV0} - \hat{\psi}_{DI0}) + i_q (\hat{\psi}_{QV0} - \hat{\psi}_{QI0}) \equiv 0. \quad (5.27)$$

Stacionarne vrednosti flukseva u q- osi, estimiranih naponskim i strujnim estimatorom MRAS-observera, su $\hat{\psi}_{QV0} \equiv \hat{\psi}_{QI0} \equiv 0$ pa je:

$$e_{R_s 0} = i_d (\hat{\psi}_{DV0} - \hat{\psi}_{DI0}) \equiv 0; \quad (5.28)$$

odnosno:

$$\hat{\psi}_{DV0} \equiv \hat{\psi}_{DI0}. \quad (5.29)$$

Stacionarne vrednosti flukseva u d- osi estimiranih naponskim ili strujnim estimatorom su:

$$\hat{\psi}_{DV0} = \frac{L_r}{\omega_{dq} L_m} [u_q - \hat{R}_s i_q - \omega_{dq} \sigma L_s i_d] = \psi_r^*; \quad (4.11)$$

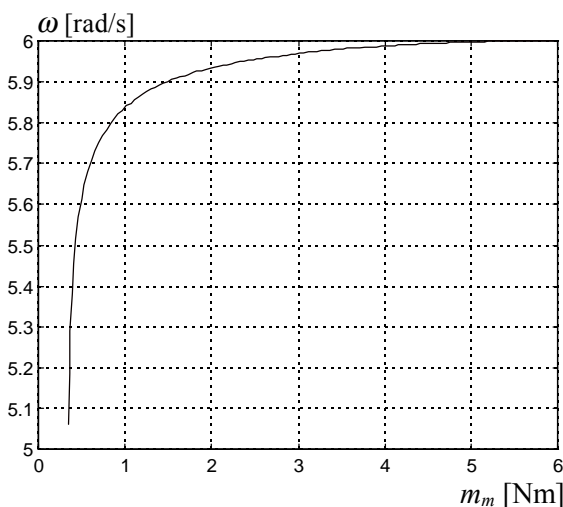
$$\hat{\psi}_{DI0} = L_m \frac{i_d + (\omega_{dq} - W) T_r i_q}{1 + [(\omega_{dq} - W) T_r]^2} = L_m i_d \quad \text{jer je } \omega_{dq} - W = \frac{i_q}{T_r i_d}. \quad (5.30)$$

Konačno, nedostajuća jednačina uvažavajući jednačine (4.11) i (5.27) - (5.30) glasi:

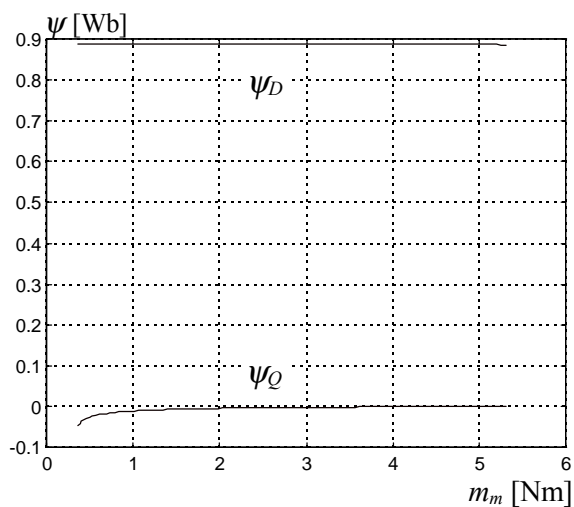
$$\psi_r^* = L_m i_d. \quad (5.31)$$

Matematički model za stacionarno stanje pogona opšte namene prikazanog na sl. 2.5. uz paralelnu estimaciju otpornosti statora i brzine rotora dat je jednačinama (4.5), (4.16), (4.18), (4.19), (5.25), (5.26) i (5.31). Ulazne veličine su m_e^* , ψ_r^* i zadata brzina ω^* (W). Sistem jednačina treba rešiti po sledećim promenljivim: i_d , i_q , i_D , i_Q , \hat{R}_s i brzini motora ω . Za rezultate prikazane u ovom delu uvaženo je da je induktivnost magnećenja u modelu motoru opisana

krivom magnećenja tj. $M = f(i_{dm}, i_{qm})$ i induktivnost magnećenja je $L_m = L_{mn}$ u modelu observera.

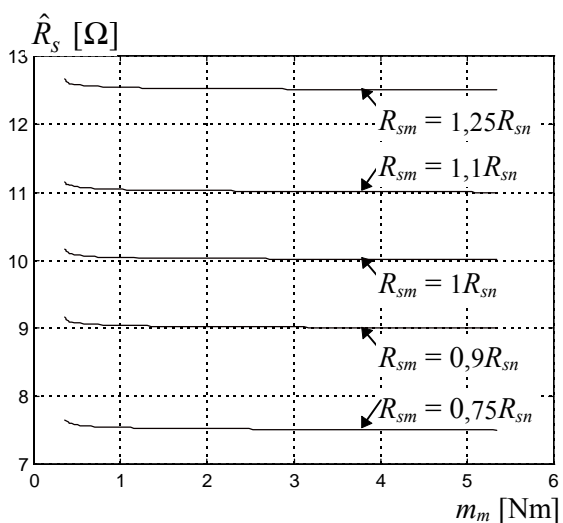


Sl. 5.4a. Brzina motora; primenjena je paralelna estimaciju ω i R_s

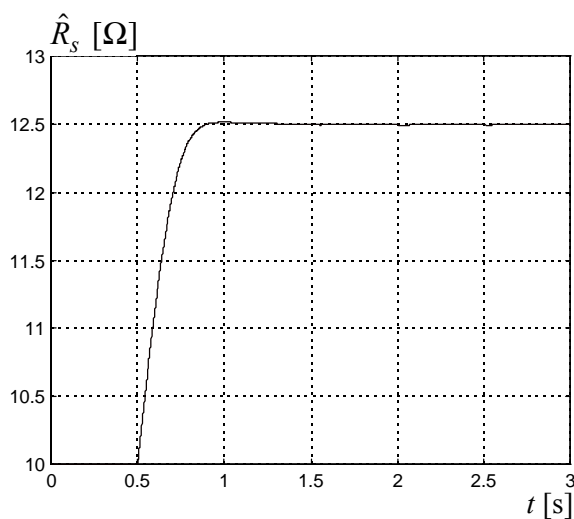


Sl. 5.4b. Fluksevi rotora; primenjena je paralelna estimaciju ω i R_s

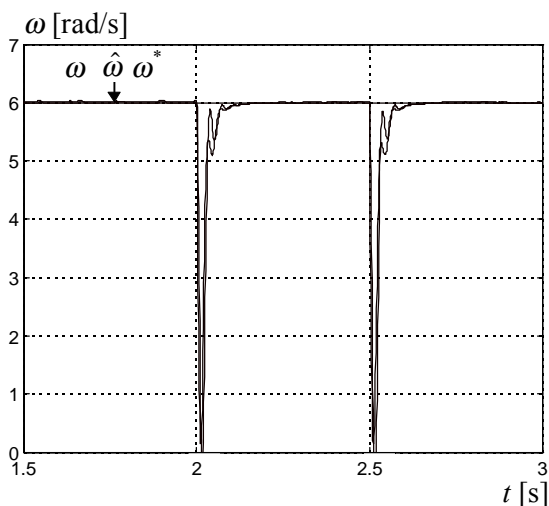
Na sl. 5.4a. - 5.4c. prikazani su rezultati dobijeni matematičkim modelom za stacionarno stanje pogona sa paralelnom estimacijom R_s i ω uz uvažavanje krive magnećenja. Referentna brzina iznosi 6 rad/s električnih za sve rezultate prikazane na sl. 5.4. - sl. 5.12. Otpornost statora u motoru R_{sm} bila je razdešena u odnosu na “nominalnu” vrednost R_{sn} , kao što je naznačeno na sl. 5.4c. Ostali parametri motora u modelu motora i u modelu estimatora su bili identični. Na estimiranu brzinu i flukseve rotora prema sl. 5.4a. i sl. 5.4b. nije uticala varijacija R_{sm} .



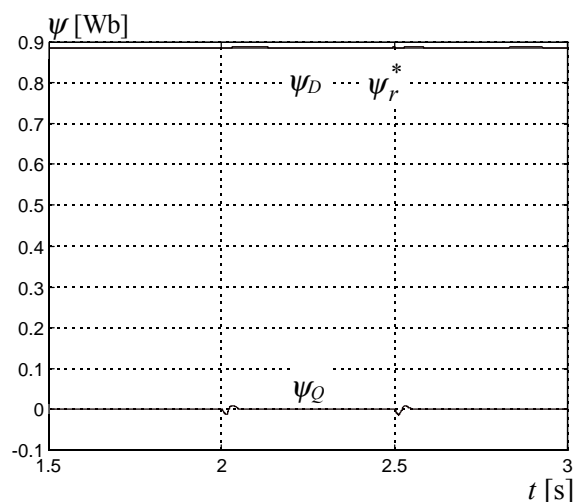
Sl. 5.4c. Estimirani otpor statora; primenjena je paralelna estimaciju ω i R_s



Sl. 5.5a. Estimirani otpor statora paralelnim MRAS- observerom; vremenski odziv



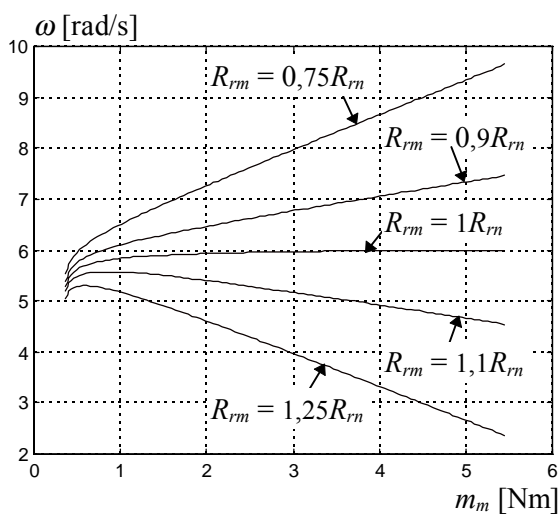
Sl. 5.5b. Brzine u pogonu ako je primenjen paralelni MRAS- observer; $R_{sm} = 1,25 R_{sn}$



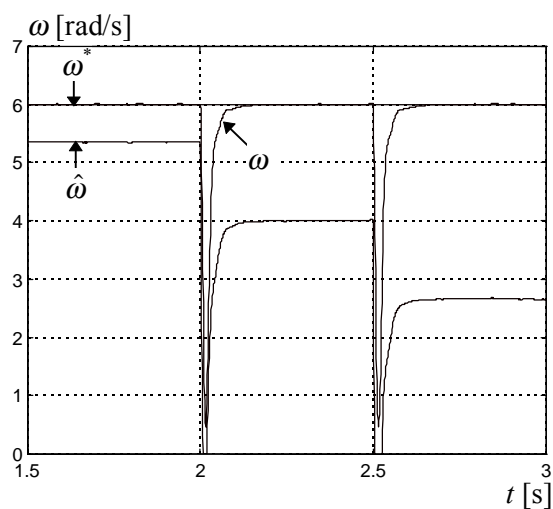
Sl. 5.5c. Fluksevi rotora ako je primenjen paralelni MRAS- observer; $R_{sm} = 1,25 R_{sn}$

Na sl. 5.5a. - 5.5c. prikazani su rezultati simulacija vremenskog odziva pogona uz uvažavanje krive magnecenja u modelu motora, kada je $R_{sm} = 1,25R_{sn}$. Motor je opterećen sa 1 Nm do 2 s, a promena opterećenja je usledila u 2 s i u 2,5 s na 3 Nm i 5 Nm, respektivno. Mehanizam za procenu R_s je aktiviran u 0,5 s. Slaganje rezultata sa sl. 5.4a. - 5.4c. i sa sl. 5.5a. - 5.5b. je dobro.

Na sl. 5.6. prikazana je estimirana brzina za $R_{sm} = 1,25R_{sn}$ i pri razdešenom R_{rm} . Isti rezultati bi se dobili i da je $R_{sm} = 0,75R_{sn}$, tj. estimirana brzina je nezavisna od vrednosti inicijalne razdešenosti R_{sm} , ako je primenjena estimacija R_s . Estimirani R_s pod okolnostima da je R_r razdešen u modelu motora i u modelu estimatora takođe se može prikazati sa sl. 5.4c, tj. nezavisan je od vrednosti R_r u modelu estimatora za razliku od $\hat{\omega}$. Na sl. 5.7. prikazan je vremenski odziv brzine, ako je $R_{sm} = 1,25R_{sn}$ i $R_{rm} = 1,25R_{rn}$. Opterećenje u istom iznosu, usledilo je kao na sl 5.5b. Slaganje rezultata sa sl. 5.6. i sl. 5.7. je dobro.



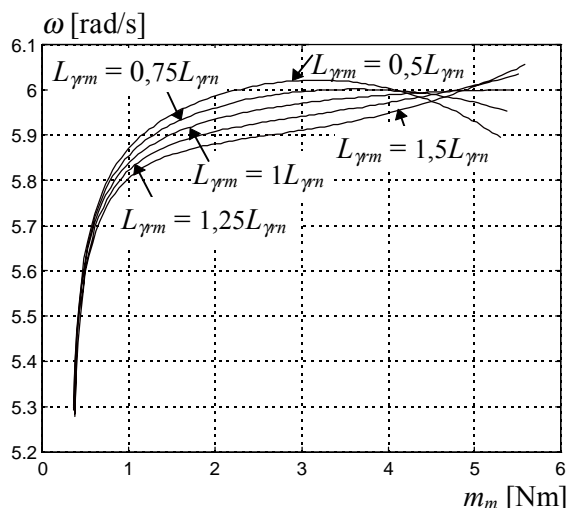
Sl. 5.6. Brzina motora pri razdešenom R_r ; primenjen paralelni MRAS- observer ω i R_s



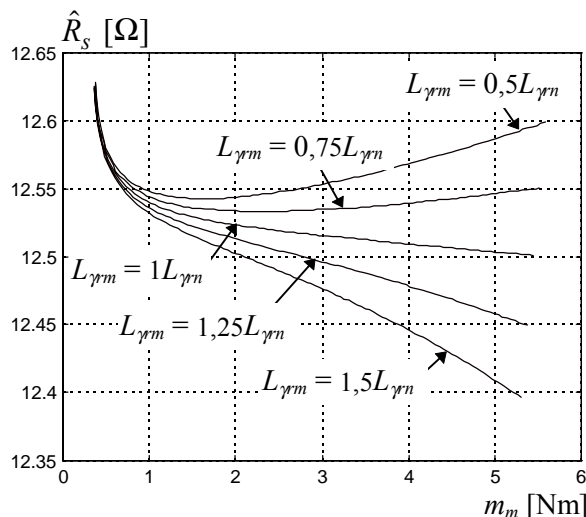
Sl. 5.7. Brzine u pogonu; vremenski odziv

5. Adaptivni mehanizmi za paralelnu estimaciju brzine rotora i otpora statora

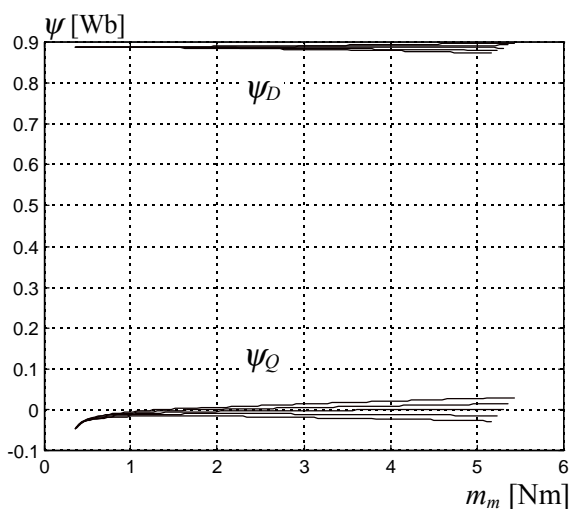
Na sl. 5.8a. - 5.8c. prikazan je uticaj razdešenosti induktivnosti rasipanja rotora u modelu observera i u modelu motora, kada je primenjena paralelna estimacija R_s i ω uz inicijalnu razdešenost otpornosti statora $R_{sm} = 1,25R_{sn}$, što važi i za sve rezultate prikazane na sl. 5.6. - sl. 5.12.



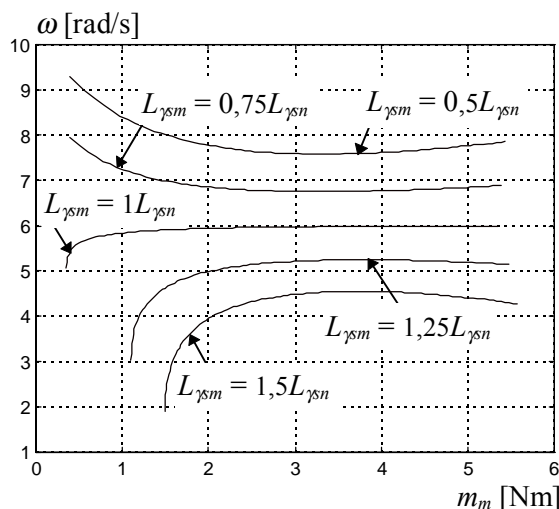
Sl. 5.8a. Brzina motora pri razdešenju $L_{\gamma r}$



Sl. 5.8b. Estimirani R_s pri razdešenju $L_{\gamma r}$



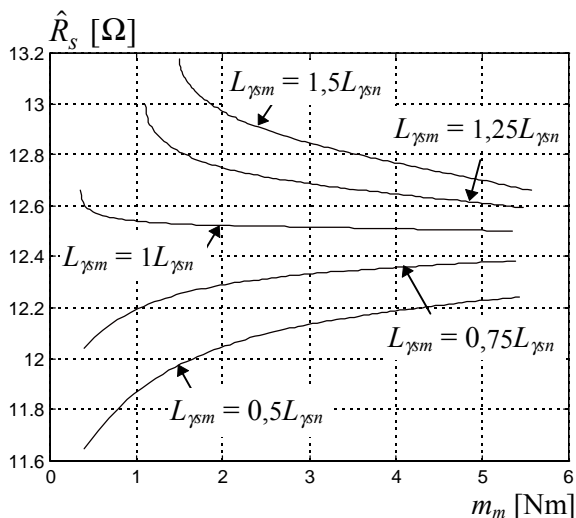
Sl. 5.8c. Fluksevi rotora pri razdešenju $L_{\gamma r}$



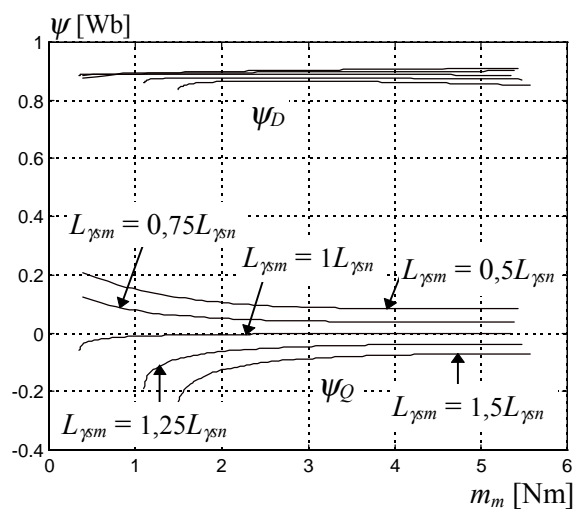
Sl. 5.9a. Brzina motora pri razdešenju $L_{\gamma s}$

Odstupanje induktivnosti rasipanja rotora u modelu motora i u modelu observera praktično ne utiče na brzinu motora, estimiranu otpornost statora i rotorski fluks, kao što je prikazano na sl. 5.8a. - 5.8c.

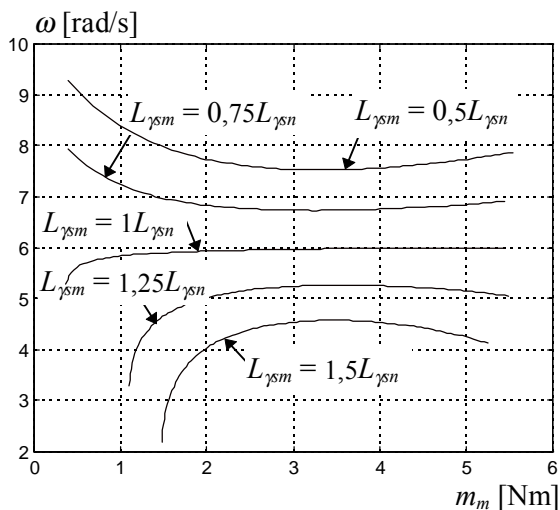
Na sl. 5.9a. - 5.9c. prikazan je uticaj nepoznavanja induktivnosti rasipanja statora. Nepoznavanje induktivnosti rasipanja statora ima znatno veći uticaj na brzinu motora, estimirani otpor statora i fluks rotora. Međutim, induktivnost rasipanja statora je daleko manje podložna promenama u odnosu na induktivnost rasipanja rotora, koja zavisi kako od oblika žljebova rotora, tako i od opterećenja.



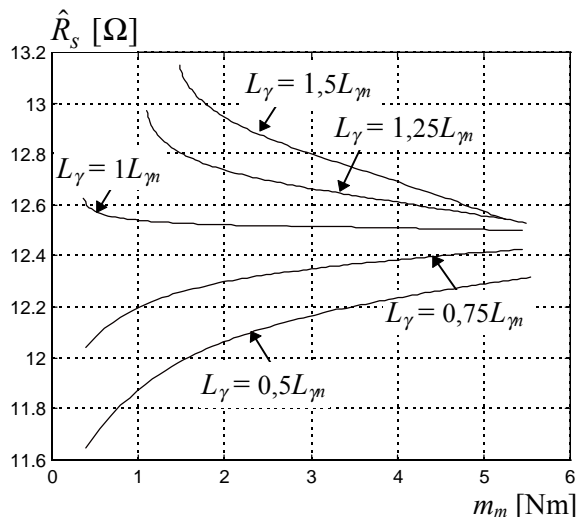
Sl. 5.9b. Estimirani R_s pri razdešeni $L_{\gamma s}$



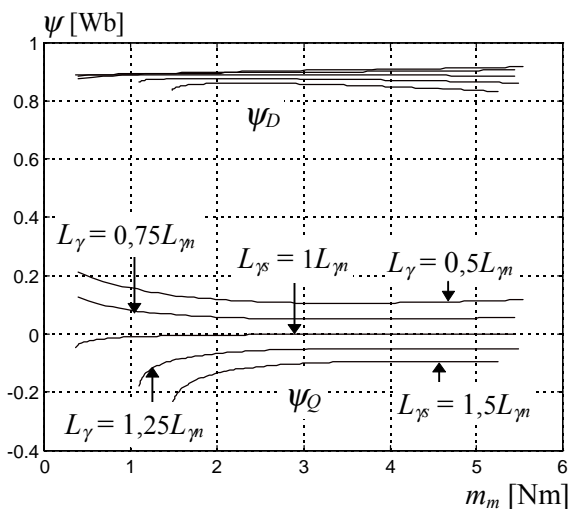
Sl. 5.9c. Fluksevi rotorja pri razdešeni $L_{\gamma s}$



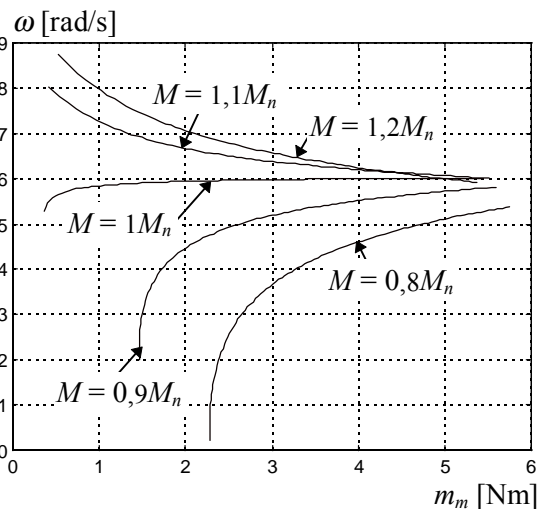
Sl. 5.10a. Brzina motorja pri razdešeni $L_{\gamma s}$



Sl. 5.10b. Estimirani R_s pri razdešeni L_γ



Sl. 5.10c. Fluksevi rotorja pri razdešeni L_γ

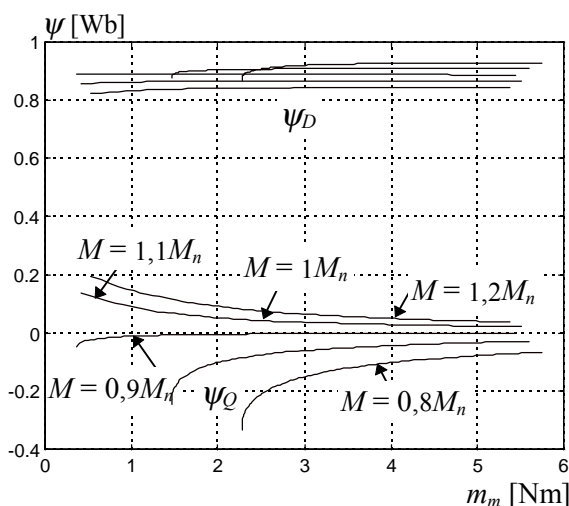


Sl. 5.11a. Brzina motorja pri razdešeni M

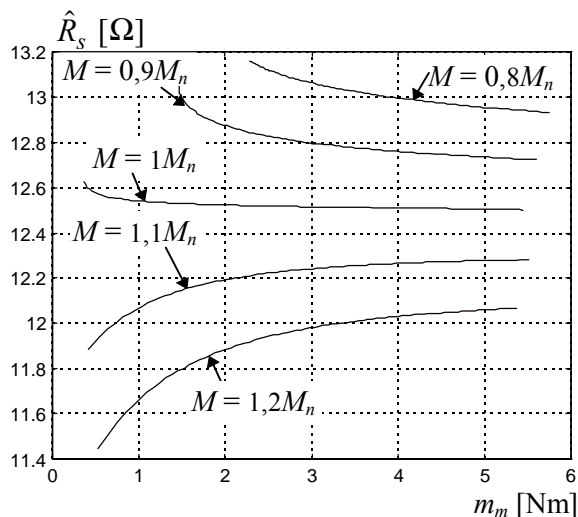
5. Adaptivni mehanizmi za paralelnu estimaciju brzine rotora i otpora statora

Ako su istovremeno razdešene induktivnosti rasipanja statora i rotora u modelu motora i u modelu observera, rezultati dobijeni stacionarnim matematičkim modelom prikazani su na sl. 5.10a. - 5.10c.

Na sl. 5.11a - 5.11c. pokazan je uticaj pogrešno podešene induktivnosti magnećenja u modelu observera pri razdešenom $R_{sm} = 1,25R_{sn}$ i uvaženom krivom magnećenja u modelu motora na paralelnu estimaciju R_s i ω .

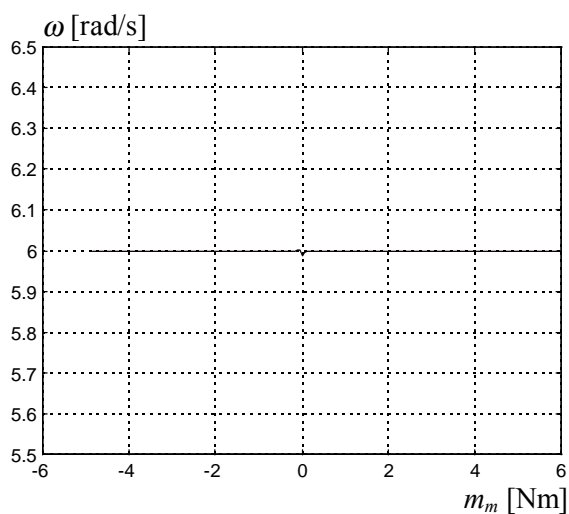


Sl. 5.11b. Fluksevi rotora pri razdešenoj M

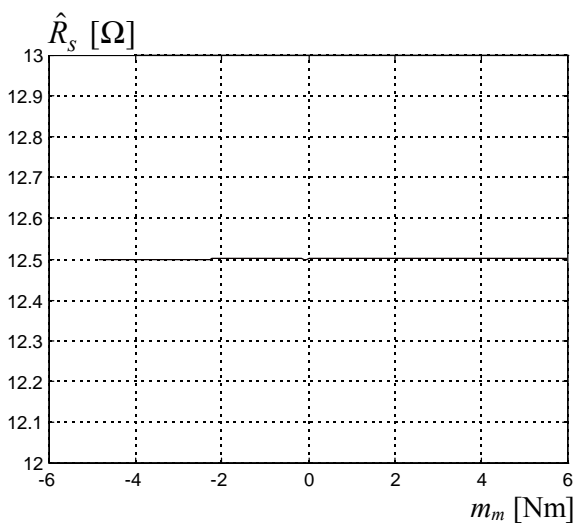


Sl. 5.11c. Estimirani R_s pri razdešenoj M

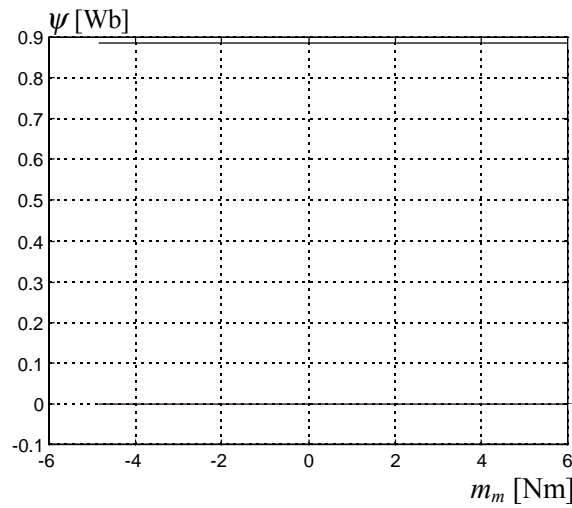
Na sl. 5.12a. - 5.12c. prikazani su rezultati kada je uz inicijalnu razdešenost $R_{sm} = 1,25R_{sn}$ izvršena kompenzacija induktivnosti magnećenja u modelu estimatora. Odnosno, uvažena je ista vrednost induktivnosti magnećenja u modelu estimatora i u modelu motora, uz uvažavanje krive magnećenja u modelu motora.



Sl. 5.12a. Brzina motora pri razdešenom R_s i uvaženom krivom magnećenja u estimatorima fluksa; primenjen paralelni MRAS- observer



Sl. 5.12b. Estimirani R_s primenom paralelnog MRAS- observera; uvažena kriva magnećenja u estimatorima fluksa,



Sl. 5.12c. *Fluksevi rotora pri razdešenom R_s i uvaženom krivom magnećenja u estimatorima fluksa; primenjen paralelni MRAS- observer*

6. OPIS PROTOTIPA I EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Eksperimenti su vršeni na grupi trofazni četvoropolni asinhroni motor - motor jednosmerne struje, gde je asinhroni motor pogonska mašina, a motor jednosmerne struje u generatorskom režimu predstavlja kočnicu. Parametri trofaznog asinhronog motora prikazani su u prilogu A. Promenom vrednosti otpornika vezanog u kolo indukta mašine jednosmerne struje postignuta je promena opterećenja asinhronog motora.

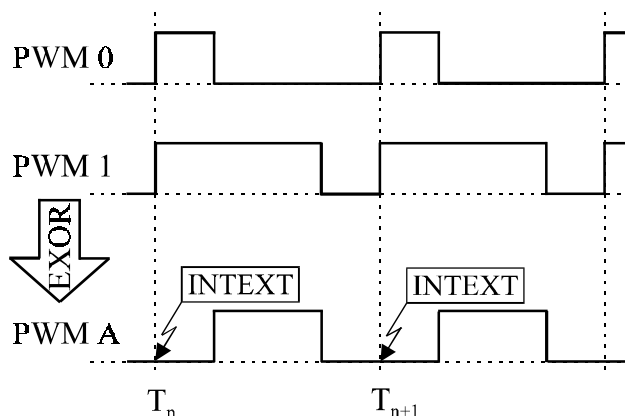
Asinhroni motor se napaja iz strujno regulisanog naponskog invertora. Invertor je realizovan sa IGBT-ovima kao prekidačima snage povezanim u trofazni prekidački most. Prekidačka učestanost iznosi 4 kHz. Kontrola stanja prekidača se vrši pomoću pojačavača impulsa, pri čemu je prenos upravljačkih signala, koje generiše dSPACE upravljačka kartica, rešen primenom opto-izolatora. Jednosmerni napon međukola se dobija pomoću monofaznog diodnog ispravljača. Tokom odlaska asinhronog motora u generatorski režim rada, onemogućuju se uključjenja prekidača invertora. Detekcija struja i_α i i_β vrši se Hall-ovim elementima, proizvođača Lem sa prenosnim odnosom 1 : 1000. Za potrebe kontrole valjanosti rezultata procenjene brzine, na vratilu asinhronog motora nalazi se optički enkoder sa 1000 impulsa po obrtaju.

Svi upravljački algoritmi realizovni su pomoću DSP (Digital Signal Processor) upravljačke kartice DS1102 proizvođača dSPACE GmbH. DS1102 kartica je postavljena u ISA slot PC računara. Srce kartice DS1102 je Texas Instrument-ov procesor TMS320C31 čiji takt iznosi 60 MHz.

Na kartici DS1102 se takođe nalazi i *slave* procesor TMS320P14 koji služi za kontrolu I/O portova, efikasnu realizaciju tajmerskih funkcija kao što su *input captures*, *output compares* i funkcije PWM izlaza. DS1102 poseduje šest PWM izlaza kojima se realizuje asimetrični PWM. Rezolucija sa kojom TMS320P14 realizuje faktor ispune PWM-a iznosi 40 ns, a rezolucija periode PWM-a je 160 ns. Impulsi PWM-a se uvek uspostavljaju na početku periode PWM-a. Za potrebe realizacije simetričnog trofaznog PWM-a potrebno je iskoristiti svih šest PWM izlaza kao što je naznačeno u [A40 - A41]. Upotrebom po dva PWM izlaza za svaku fazu i izvršavajući EXOR logičku operaciju nad njima, dobija se simetrični PWM signal jedne faze. Ovaj signal se zatim preko kola za pojačavanje signala i kola za opto-izolaciju dovodi na *gate* prekidača invertora. Na sl. 6.1. ilustrovano je generisanje simetričnog PWM-a. Prekidačka učestanost PWM-a generisanog sa DS1102 može se menjati u opsegu od 0,01 Hz do 1 MHz.

Generisanjem impulsa uz uzlaznu ivicu PWM-impulsa jednog kanala, recimo za PWM 0, i njegovim dovođenjem na pin DS1102 za spoljni *interurupt*, obezbeđeno je da odabiranje struja i_α i i_β bude sinhrono sa PWM-om. Na ovaj način struje se odabiraju jednom

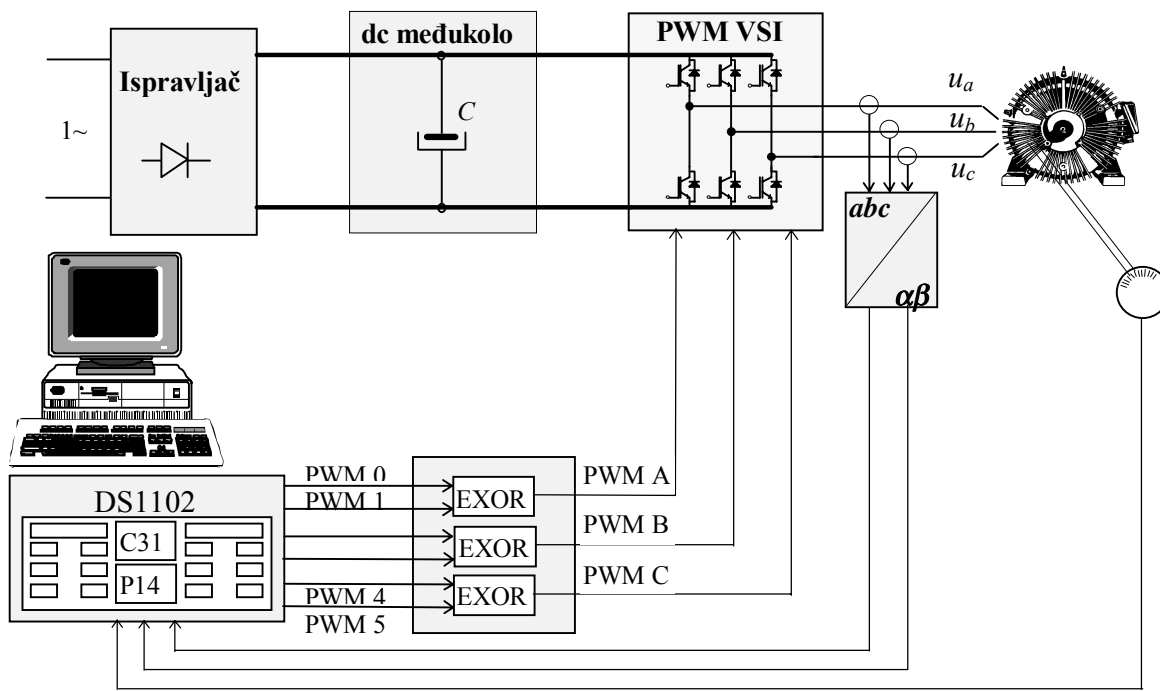
tokom periode PWM-a i to po sredini trajanja nultog iznosa faze A PWM-a, kao što je naznačeno na sl. 6.1.



Sl. 6.1. Generisanje simetričnog PWM-a

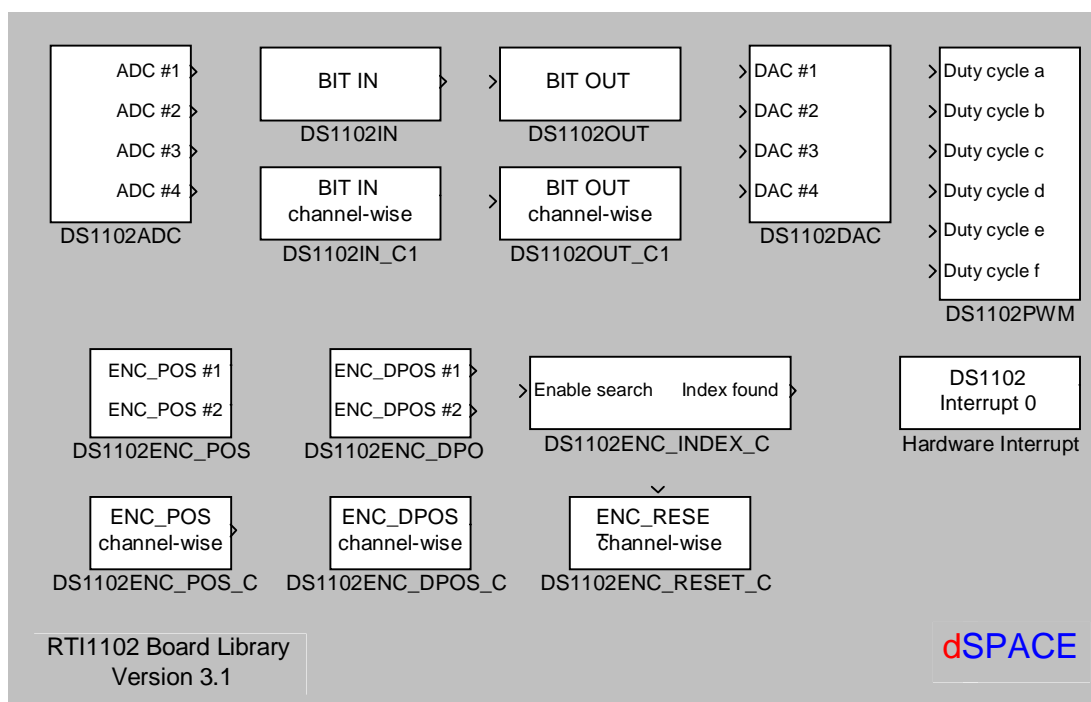
DS1102 poseduje četiri AD konvertora od kojih su dva 16-bitna, a dva su 12-bitna. Vreme konverzije za 16-bitni AD ulaz je $4 \mu\text{s}$, a za 12-bitni ulaz je $1,2 \mu\text{s}$. Na ulazu AD konvertora očekuje se napon u intervalu $\pm 10 \text{ V}$. Na kartici postoje takođe i četiri DA izlaza. Za priključenje inkrementalnih enkodera postoje dva enkoderska ulaza. Za svaki enkoderski ulaz predviđene su po tri faze (A, B i marker) u diferencijalnom modu tj. po standardu RS422. U cilju poboljšanja rezolucije inkrementalnog enkodera primenjeno je učetrostručavanje broja impulsa po obrtaju (*fourfold pulse multiplication*).

Kompletan DSP *setup* baziran na DS1102 namenjen za realizaciju vektorski upravljanoj pogona, bez davanja brzine na vratilu motora, prikazan je na sl. 6.2.



Sl. 6.2. DSP setup

Nakon instalacije dSPACE kartice u Simulinku se pojavljuje dodatna grupa blokova koja omogućuje da se Simulink model korišćen za *off-line* simulaciju na računaru reorganizuje za simulaciju u realnom vremenu. Na sl. 6.3. prikazani su DSP blokovi koji omogućuju rad u realnom vremenu sa DS1102.

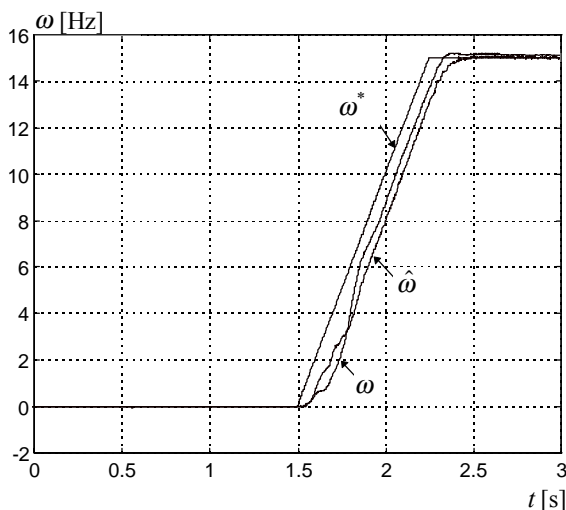


Sl. 6.3. Blokovi koji omogućuju simulaciju u realnom vremenu

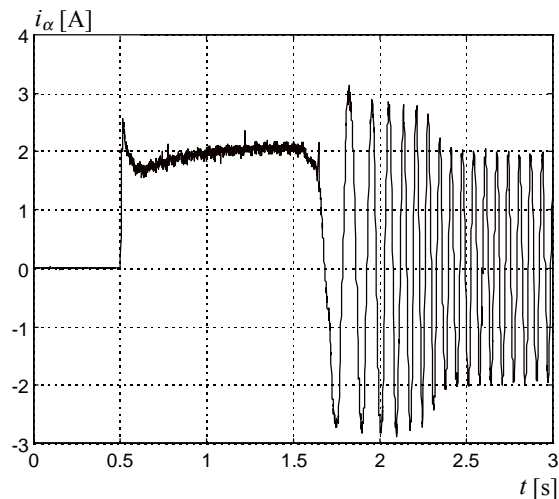
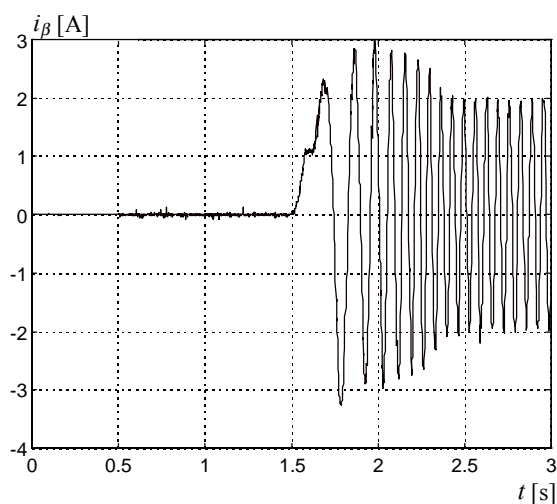
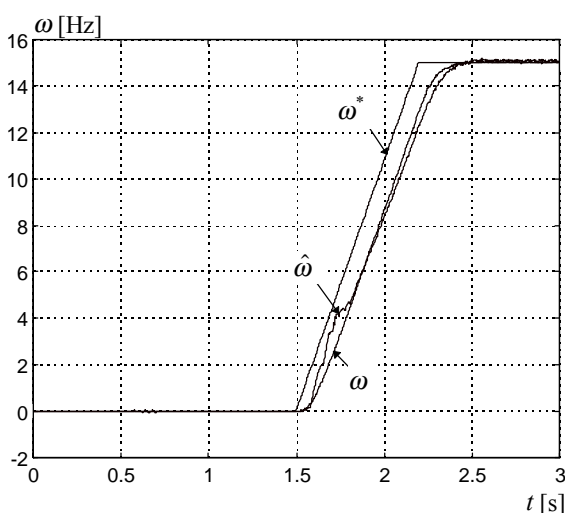
Za regulacionu strukturu sa sl. 2.6. napravljen je Simulink model kojim je modelovan ceo pogon, osim asinhronog motora. Ovaj model sadrži sva potrebna podešenja da bi se model implementirao u realnom vremenu pomoću kartice DS1102. Svi eksperimentalni rezultati prikazani u ovom radu zasnivaju se na regulacionoj strukturi prikazanoj na sl. 2.6. Estimacija brzine realizovana je pomoću MRAS- observera brzine prikazanog na sl. 3.9. Strujni i naponski estimatori fluksa realizovani su prema sl. 2.9. i sl. 2.7, respektivno, uz primenu napredne integracije sa sl. 2.8.

Real time workshop i *Real time interface* omogućuju da se odgovarajući Simulinkov model iskompajlira i da se generiše C kod za TMS320C31. Nakon kompajliranja, kod se odmah implementira u DS1102. Komforno praćenje varijabli u pogonu, nakon pokretanja simulacije u realnom vremenu, omogućuje program Trace koji se instalira zajedno sa instalacijom same DS1102 kartice.

Eksperimentalni rezultati, prikazani u okviru ovog poglavlja, izloženi su u vidu snimaka talasnih oblika snimljenih u toku prelaznih procesa i tokom stacionarnog rada pogona. Ovi zapisi omogućeni su pomoću programa Trace.

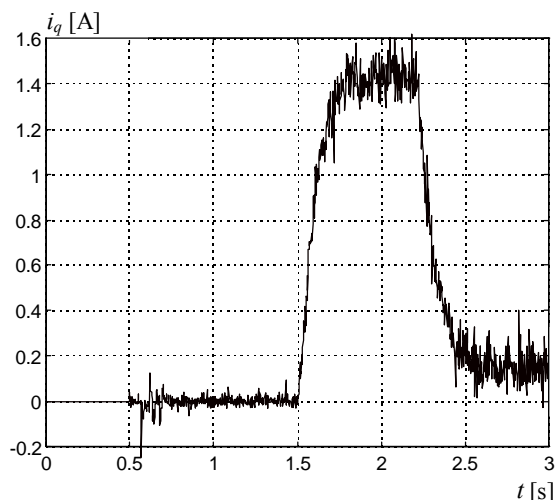


Sl. 6.4a. Brzine tokom zaleta

Sl. 6.4b. Struja i_α Sl. 6.4c. Struja i_β Sl. 6.4d. Brzine tokom zaleta; povratne sprege zatvorene po ω

Na sl. 6.4a. prikazane su referentna brzina, stvarna i estimirana brzina tokom zaleta. Tokom eksperimenta, za rezultate prikazane na sl. 6.4a. - 4c, kao informacija o brzini rotora korišćena je procenjena brzina dok je stvarna brzina korišćena isključivo za ocenu uspešnosti estimacije. Referentna brzina se linearno menja od 0 do 15 Hz električnih, tokom 0,7 s počev od $t = 1,5$ s. Na sl. 6.4a. se uočava da na samom početku zaleta, stvarna i estimirana brzina ne prate zakon promene referentne brzine. Na sl. 6.4b. i sl. 6.4c. prikazane su struje u α - i β - osi. Struja i_α tokom vremena od $t = 0,5$ s do $t = 1,5$ s vrši magnećenje asinhronog motora (uspostavlja fluks u asinhronom motoru).

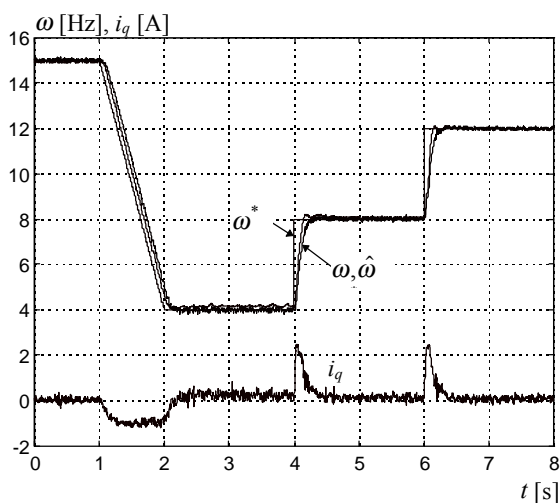
Tokom eksperimenta, za rezultate prikazane na sl. 6.4d. i 4e, kao informacija o brzini rotora korišćena je informacija dobijena sa enkodera, dok procenjena brzina MRAS-observerom nema uticaja na rad pogona. Na sl. 6.4d. prikazane su iste veličine tokom iste prelazne pojave kao na sl. 6.4a. Struja u q- osi prikazana je na sl. 6.4e.



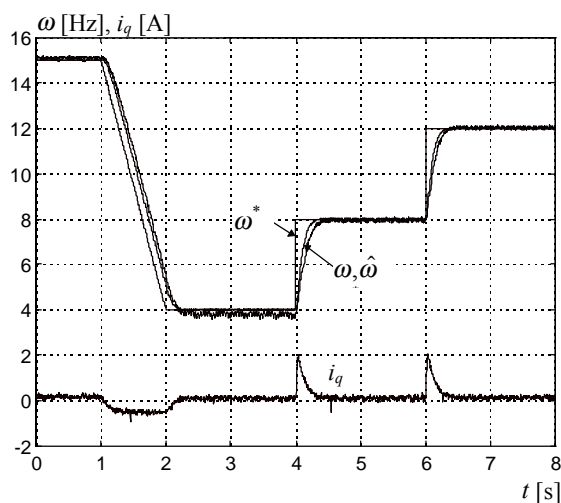
Sl. 6.4e. Struja i_q tokom zaleta

Na sl. 6.5a. i 5b. prikazane su referentna, estimirana i stvarna brzina motora i struja u q- osi tokom usporenja i ubrzanja motora. Usporenje motora se dešava počev od $t = 1$ s i traje tokom naredne 1 s. Tokom usporenja brzina se linearno promeni od 15 Hz do 4 Hz. U $t = 4$ s i u $t = 6$ s dolazi do skokovitih promena referentne brzine za po 4 Hz. Rezultati prikazani na sl. 6.5a. i 5b. međusobno se razlikuju jedino po tome šta je korišćeno za informaciju o brzini.

U eksperimentu čiji su rezultati prikazani na sl. 6.5a. korišćena je estimirana brzina sa MRAS- observerom, dok je za rezultate sa sl. 6.5b. korišćena stvarna brzina motora.



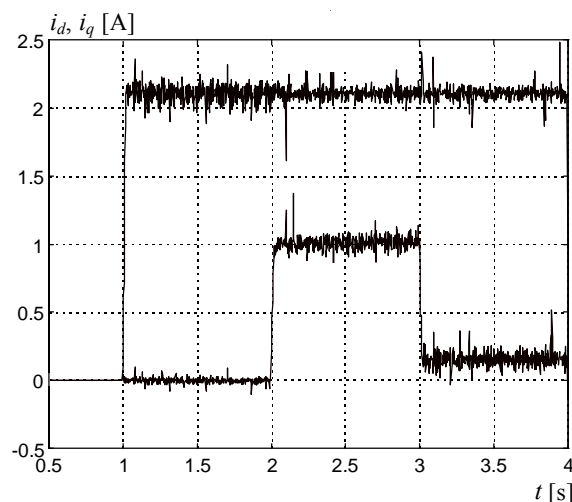
Sl. 6.5a. Brzine i struja i_q tokom promene referentne brzine motora



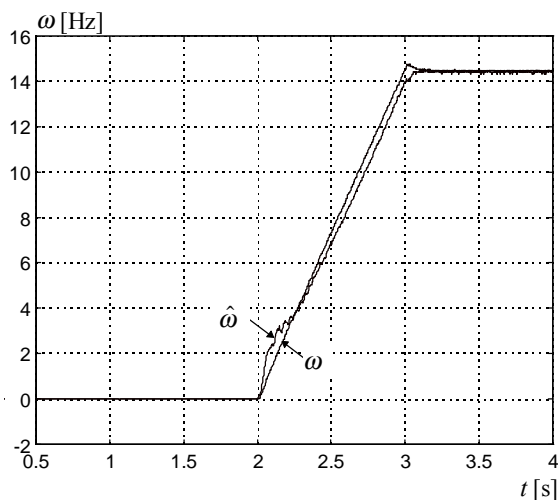
Sl. 6.5b. Brzine i struja i_q tokom promene referentne brzine motora; povratne sprege zatvorene po ω

Na sl. 6.6a. - 6d. prikazani su rezultati eksperimenta pogona sa sl. 2.6. koji radi u momentnom modu, tj. ukinuta je povratna sprega po brzini, a kao ulazne promenljive posmatrane su struje i_d^* i i_q^* .

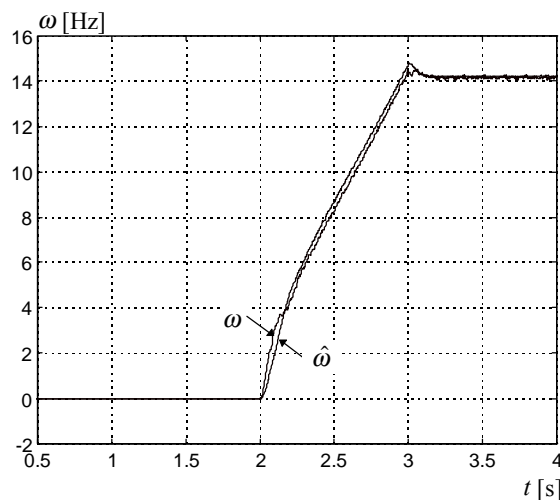
U $t = 1$ s zadana je referenca $i_d^* = i_{dn}$ koja magneti asinhroni motor, a zatim u $t = 2$ s zadana je referenca $i_q^* = 1$ A, tako da motor razvija potreban moment tokom ubrzanja. Nakon 1 s ubrzanja referenca i_q^* je smanjena na 0,13 A, tako da motor prestaje sa daljim ubrzanjem. Na sl. 6.6b. prikazani su rezultati dobijeni sa zatvorenim povratnim spregama po stvarnoj, a na sl. 6.6c. po estimiranoj brzini.



Sl. 6.6a. Struje i_d i i_q ; momentni režim rada

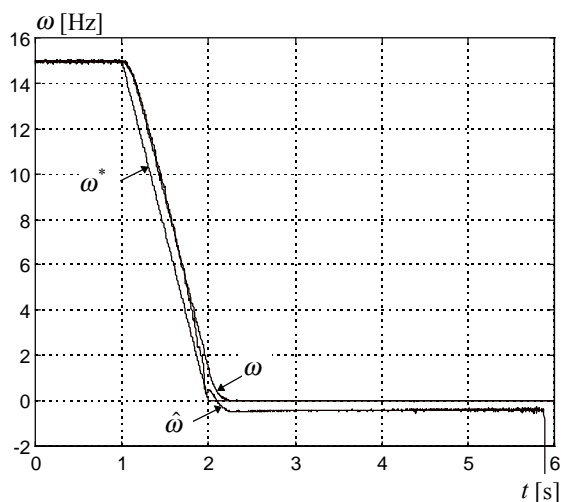
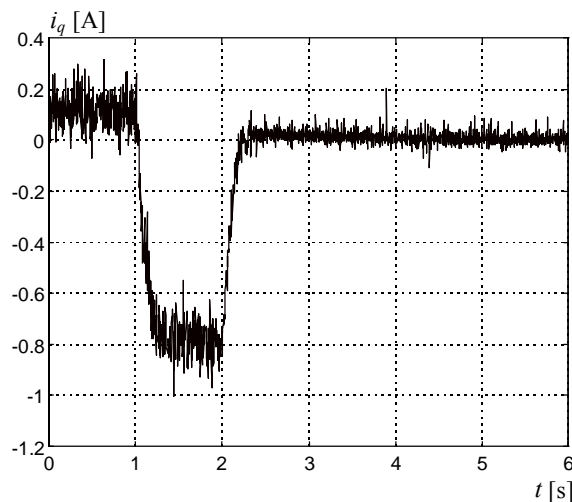
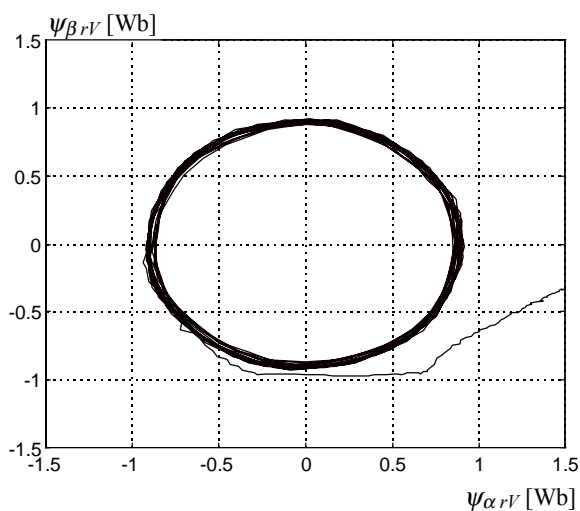


Sl. 6.6b. Brzine tokom zaleta u momentnom režimu rada; povratne spregе zatvorene po ω

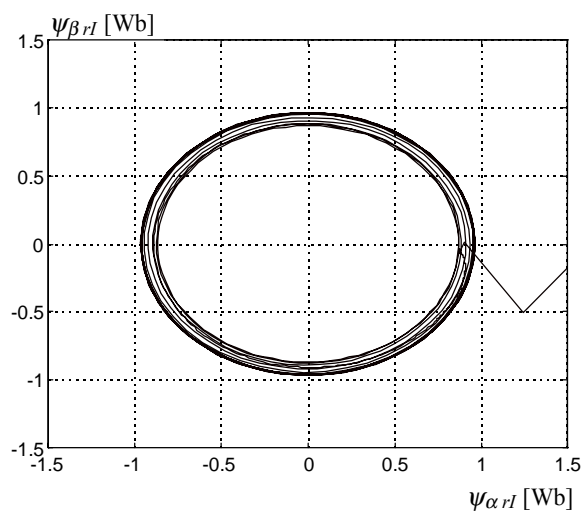


Sl. 6.6c. Brzine tokom zaleta u momentnom režimu rada; povratne spregе zatvorene po $\hat{\omega}$

Na sl. 6.7a. - 7d. prikazani su rezultati dobijeni tokom zaustavljanja pogona sa zatvorenim povratnim spregama po stvarnoj brzini motora. Rezultati estimacije brzine i rotorskih flukseva nemaju uticaja na funkcionisanje pogona. Referentna brzina motora se linearno smanjuje od 15 Hz do 0 Hz tokom 1 s, počev od $t = 1$ s. Tokom naredne 4 s motor miruje. Na sl. 6.7c. i 7d. je pokazano da estimatori rotorskog fluksa (naponski i strujni) nakon zaustavljanja motora odlaze u zasićenje. Zbog zasićenja integratora u estimatorima fluksa estimirana brzina divergira od referentne, što je pokazano na sl. 6.7a. Struja u poprečnoj osi je prikazana na sl. 6.7b. Ovim eksperimentom istraživano je šta se dešava sa MRAS- observerom brzine pri nultoj vrednosti referentne brzine.

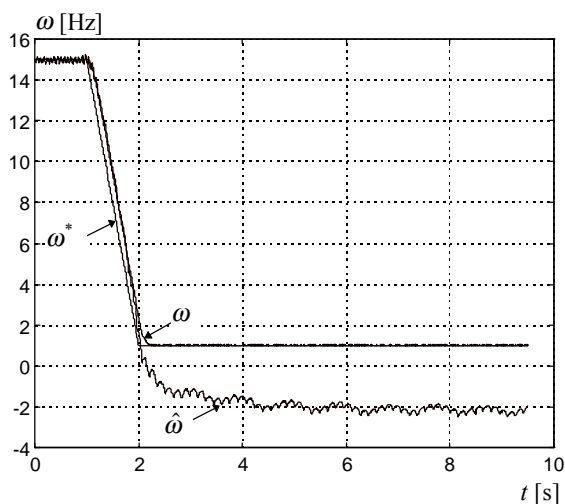
Sl. 6.7a. Brzine tokom zaustavljanja; povratne sprege zatvorene po ω Sl. 6.7b. Struja i_q tokom zaustavljanja; povratne sprege zatvorene po ω 

Sl. 6.7c. Fluksevi naponskog estimatora tokom zaustavljanja

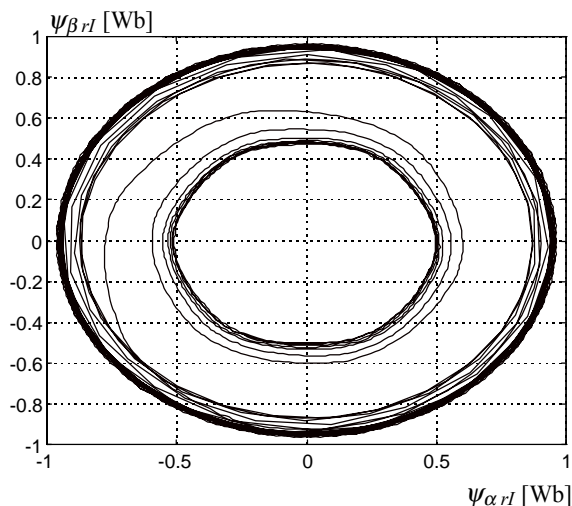


Sl. 6.7d. Fluksevi strujnog estimatora tokom zaustavljanja

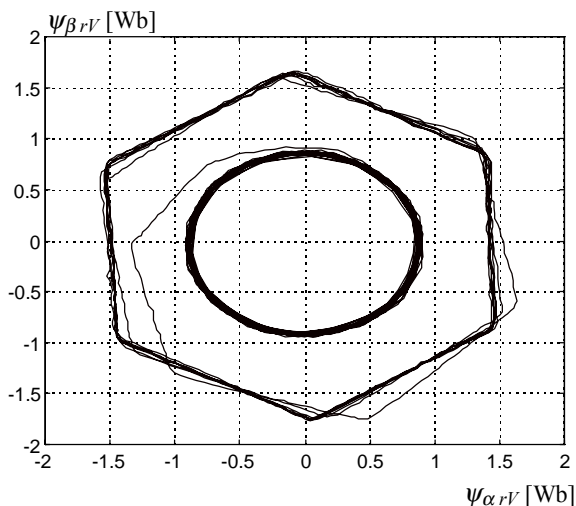
Nakon usporenja referenca brzine je povećana, u odnosu na prethodni slučaj, i iznosi svega 1 Hz. To neće usloviti odlazak integratora fluksa rotora u saturaciju kao na sl. 6.7, ali je brzina estimirana MRAS- observerom i dalje praktično neupotrebljiva. MRAS- observer je promašio ne samo vrednost nego i znak brzine. Fluks estimiran strujnim estimatorom (sl. 6.8b.) nakon usporenja postaje manji od referentne vrednosti (0,88 Wb) i opada na $\approx 0,5$ Wb, dok fluks estimiran naponskim estimatorom (sl. 6.8c. i 8d.) pri usporenju postaje jako izobličen. Rezultati prikazani na sl. 6.8c. i 8.d. dobijeni su za različite vrednosti ω_e u naprednom integratoru rotorskog fluksa (prikazanom na sl. 2.8.). Ogled je napravljen iz "hladnog stanja". Za informaciju o brzini u pogonu korišćena je informacija dobijena sa enkodera.



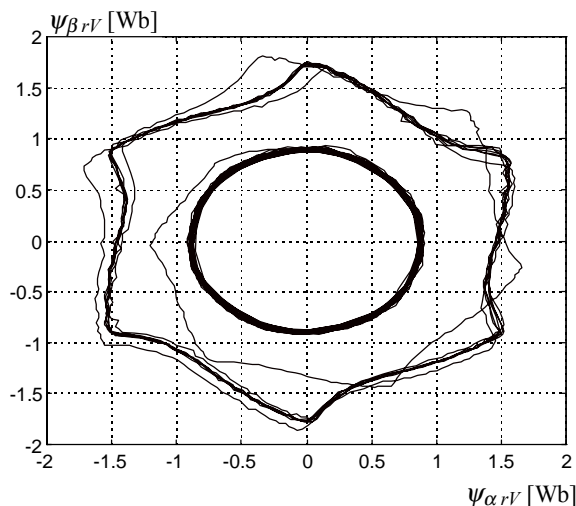
Sl. 6.8a. Brzine tokom usporenja; povratne sprege zatvorene po ω



Sl. 6.8b. Fluksevi strujnog estimatora



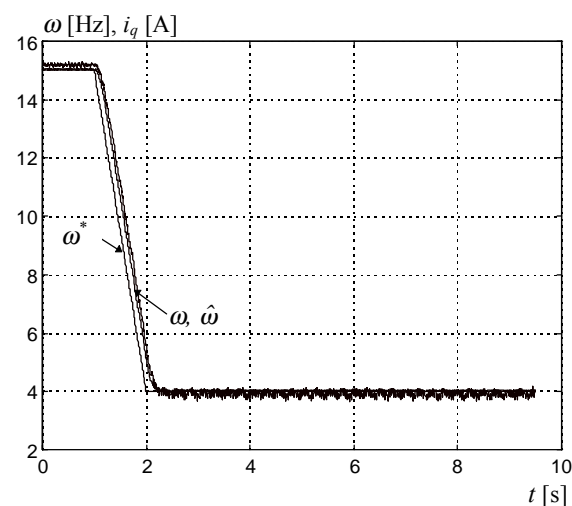
Sl. 6.8c. Fluksevi naponskog estimatora za $\omega_e = 40 \text{ rad/s}$

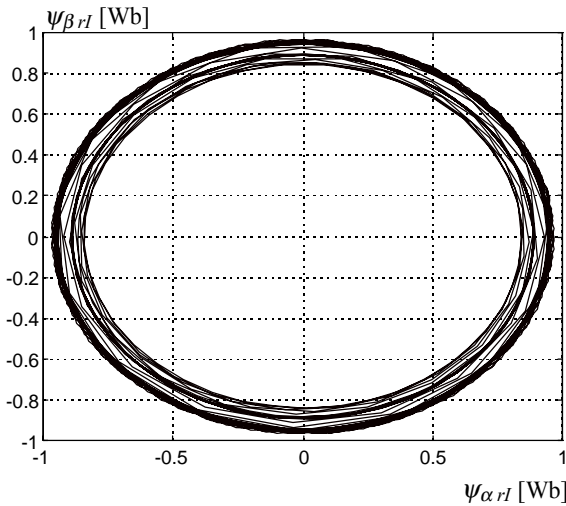


Sl. 6.8d. Fluksevi naponskog estimatora za $\omega_e = 0,5 \text{ rad/s}$

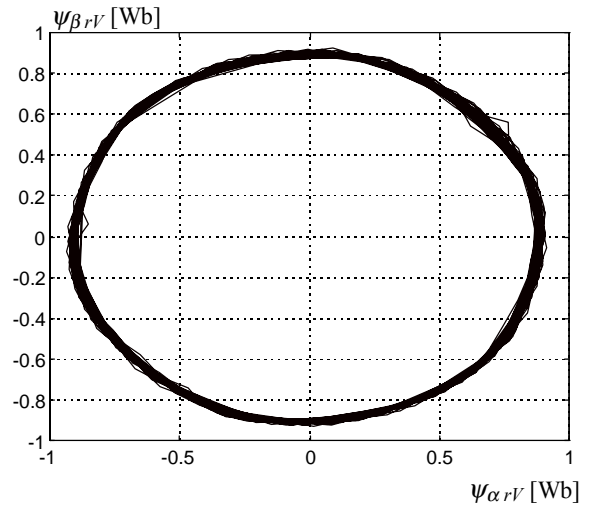
Konačno je pri referenci brzine od 4 Hz dobijen zadovoljavajući rezultat estimacije, kako brzine MRAS- observerom, tako i flukseva estimiranih naponskim odnosno strujnim estimatorom, što je prikazano na sl. 6.9a. - 9c.

Sl. 6.9a. Brzine tokom usporenje; povratne sprege zatvorene po ω



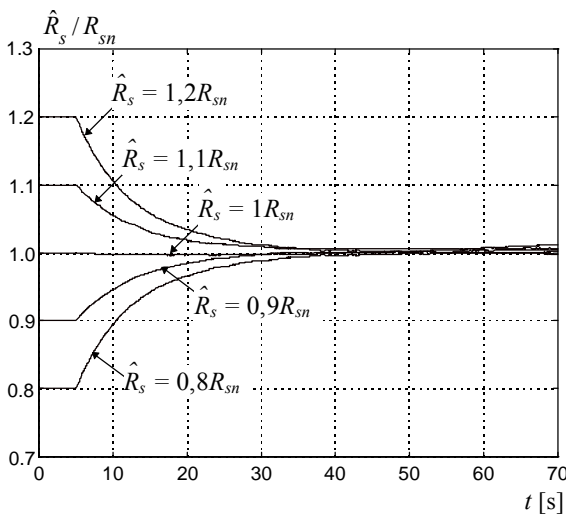


Sl. 6.9b. Fluksevi strujnog estimatora

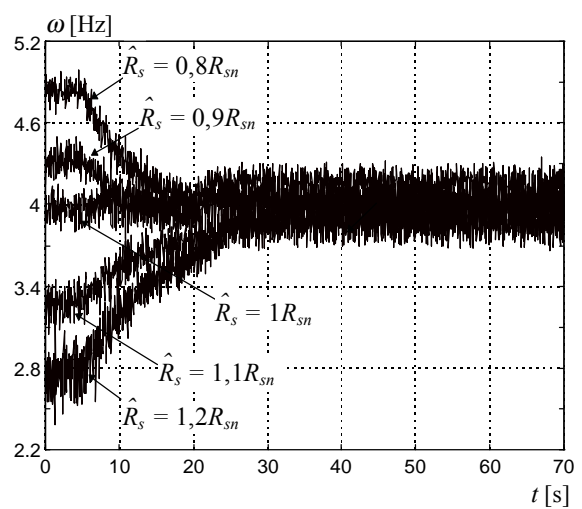


Sl. 6.9c. Fluksevi naponskog estimatora za $\omega_e = 40 \text{ rad/s}$

Efikasnost predloženog paralelnog MRAS- observera prikazana je na narednim dijagramima. Na sl. 6.10a. prikazana je estimirana otpornost, a na sl. 6.10b. stvarna brzina motora. Eksperiment započinje sa razdešenom vrednošću otpornosti statora (\hat{R}_{so}) u modelu estimatora rotorskog fluksa u odnosu na stvarnu vrednost u motoru. Usled razdešenosti statorskog otpora prisutna je greška u brzini motora tj. stvarna brzina motora se razlikuje od estimirane odnosno referentne brzine. Referentna brzina iznosi 4 Hz i sa ovom vrednošću je jednaka estimirana brzina motora. Adaptivni mehanizam za procenu otpornosti uključen je počev od $t = 5$ s. Procenjena vrednost statorskog otpora konvergira ka stvarnoj vrednosti. Sa ovom konvergencijom smanjuje se i greška u brzini motora. Svaka od krivih prikazanih na sl. 6.10a. i 10b. dobijena je u zasebnom eksperimentu koji započinje iz “hladnog stanja”. Povratne sprege po brzini su zatvorene po estimiranoj veličini. Motor je neopterećen tokom eksperimenta.

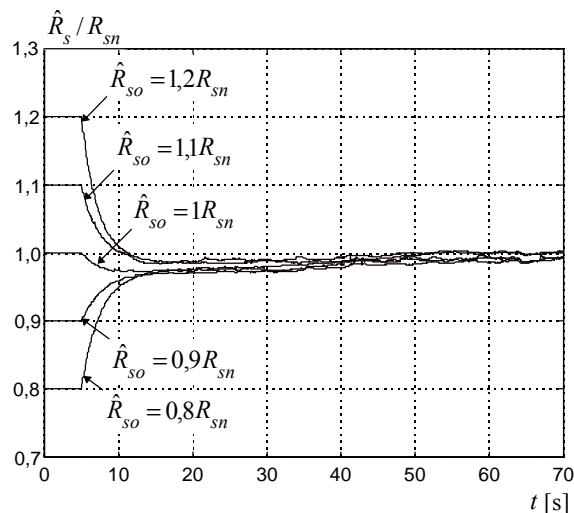


Sl. 6.10a. Estimirana otpornost



Sl. 6.10b. Stvarna brzina motora

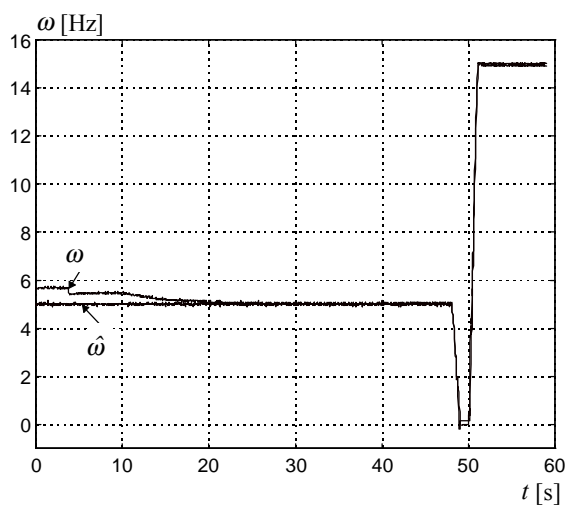
Na sl. 6.11. prikazana je estimirana otpornost pomoću paralelnog MRAS-observera pri referentnoj brzini od 10 Hz uz inicijalnu razdešenost otpornosti statora u estimatoru rotorskog fluksa kao što je naznačeno na sl. 6.10. Paralelna estimacija brzine i identifikacija otpornosti statora realizovana je pri opterećenju na vratilu motora koje zahteva struju u poprečnoj osi od $0,9i_{qn}$.



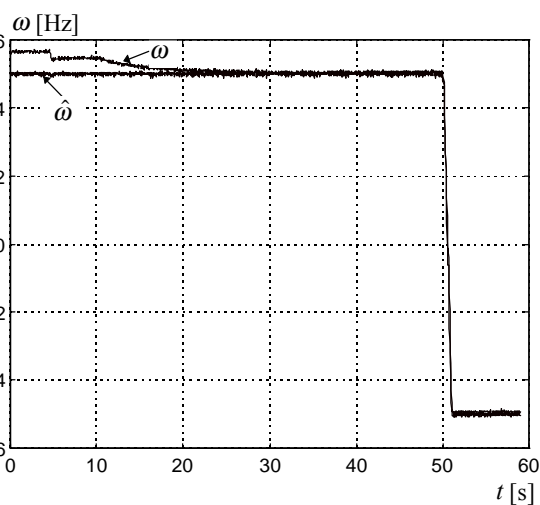
Sl. 6.11. Estimirana otpornost

Na sl. 6.12. je pokazano da se primenjenim MRAS- observerom brzine pogon može uspešno kratkotrajno zaustaviti i zatim ponovo zaleteti. Ako bi se dozvolilo da motor bude duže zaustavljen, motor se ne bi uspešno zaleteo zbog zasićenja integratora u estimatoru rotorskog fluksa. Usled inicijalne razdešenosti otpornosti statora u MRAS- observeru i vrednosti R_s u motoru, stvarna brzina motora nije jednaka sa estimiranom odnosno sa referentnom. Počev od 4 s motor je opterećen tako da je $i_q = 0,2i_{qn}$. Pored estimacije brzine, počev od 10 s, primenjena je i estimacija R_s , što je uslovalo da se stvarna brzina motora izjednači sa estimiranom odnosno referentnom brzinom.

Predloženi paralelni MRAS- observer brzine omogućuje uspešan revers brzine kao što je prikazano na sl. 6.13. Pre samog reversa koji je usledio u $t = 50$ s ima se isti prelazni proces kao na sl. 6.12.

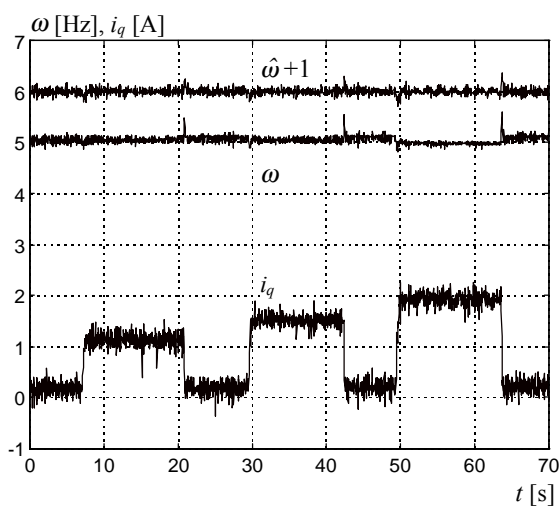


Sl. 6.12. Zaustavljanje motora i ponovno ubrzanje

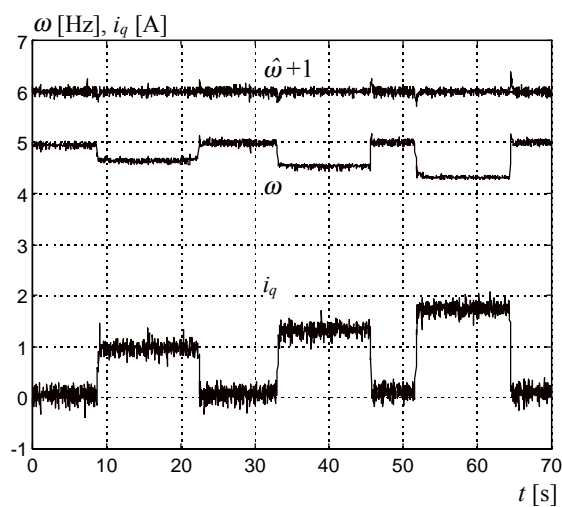


Sl. 6.13. Revers brzine

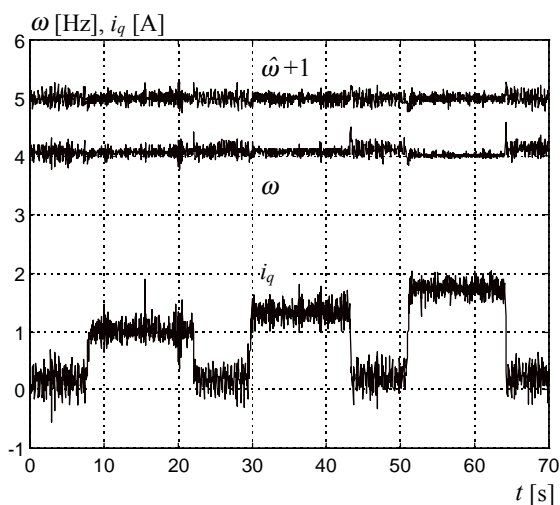
Na sl. 6.14. i sl. 6.15. prikazan je uticaj razdešenosti T_r na funkcionisanje pogona u slučaju kada je otpornost statora nerazdešena (vrednost u naponskom estimatoru jednaka je sa stvarnom vrednošću u motoru). Referentna brzina iznosi 5 Hz električnih na sl. 14. odnosno 4 Hz na sl. 15. Prema sl. 6.14. i sl. 6.15. estimirana brzina motora je jednaka sa referentnom. Ogledi započinju iz hladnog stanja. Promena opterećenja asinhronog motora realizovana je promenom otpornosti otpornika koji je priključen na krajeve rotora motora jednosmerne struje. “Step” promena opterećenja je izazvana uključanjem i isključenjem struje pobude DC motora. Promena opterećenja i njegova vrednost, na sl. 6.14. - sl. 6.16, je ilustrovana sa strujom i_q . Kada je u model MRAS- observera i u blok za proračun klizanja uvršteno T_{rn} , prema rezultatima sa sl. 6.14a. i sl. 6.15a, promena opterećenja nije uzrokovala odstupanje brzine motora od referentne vrednosti.



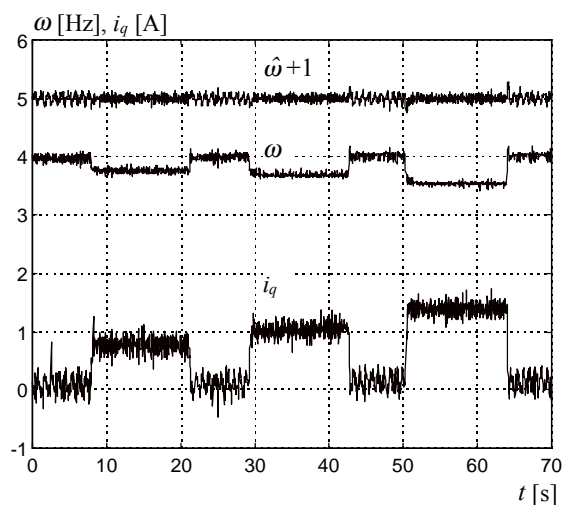
Sl. 6.14a. Brzine i struja i_q tokom promene opterećenja motora $R_s = R_{sn}$, $T_r = T_{rn}$



Sl. 6.14b. Brzine i struja i_q tokom promene opterećenja motora $R_s = R_{sn}$, $T_r = 1,3T_{rn}$



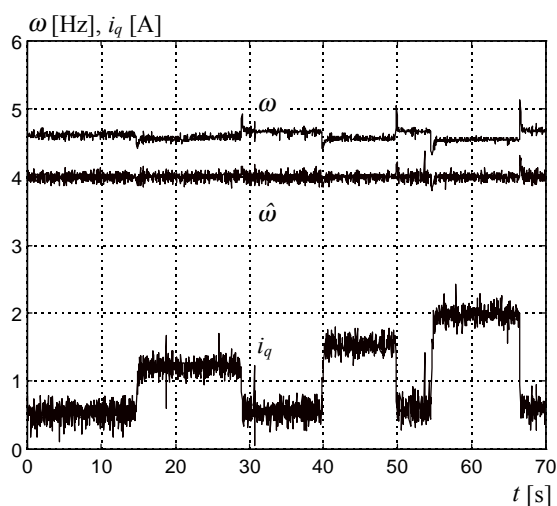
Sl. 6.15a. Brzine i struja i_q tokom promene opterećenja motora $R_s = R_{sn}$, $T_r = T_{rn}$



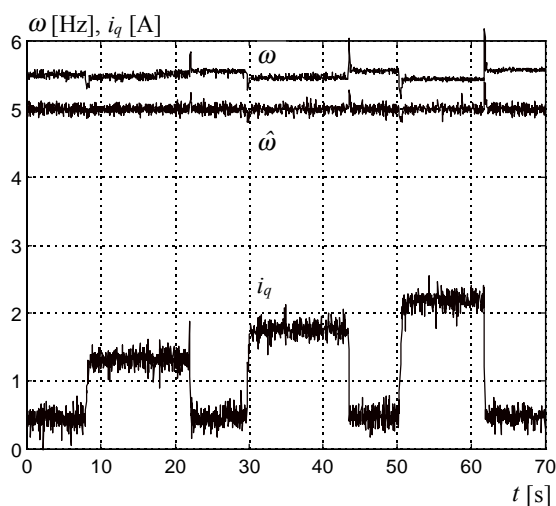
Sl. 6.15b. Brzine i struja i_q tokom promene opterećenja motora $R_s = R_{sn}$, $T_r = 1,3T_{rn}$

U eksperimentima čiji su rezultati prikazani na sl. 6.14b. i sl. 6.15b, u model MRAS-observera i u blok za proračun klizanja uvršćeno je $1,3 T_{rn}$. Razdešenost T_r uslovia je da stvarna brzina motora odstupa od referentne vrednosti i to odstupanje raste sa porastom opterećenja.

Na sl. 6.16. pokazano je kako razdešenost otpornosti statora utiče na promenu stvarne brzine motora. Referentna brzina i estimirana brzina na sl. 6.16a. iznose 4 Hz električna, dok na sl. 6.16b. iznose 5 Hz. Može se zapaziti da je odstupanje brzine od referentne prilično nezavisna od opterećenja, a da procentualno raste sa smanjenjem referentne vrednosti.



Sl. 6.16a. Brzine i struja i_q tokom promene opterećenja motora $R_s = 0,85R_{sn}$, $T_r = T_{rn}$



Sl. 6.16b. Brzine i struja i_q tokom promene opterećenja motora $R_s = 0,85R_{sn}$, $T_r = T_{rn}$

7. ZAKLJUČAK

Predmet naučne rasprave u ovom radu je unapređenje karakteristika pogona sa asinhronim motorom bez davača brzine. Upotreba savremenih digitalnih kontrolera u električnim pogonima sa asinhronim motorom omogućuje da se u rešavanju problema upravljanja, ugradnja dodatnih davača i senzora zameni softverskom implementacijom. Postojeći pogoni sa asinhronim motorom su pouzdani, efikasni, fleksibilni, brzog su odziva i za okolinu prihvatljivi po pitanju elektromagnetnog, akustičnog i toplotnog zagađenja. Svakako, trenutno najznačajniji problem u pogonima sa asinhronim motorom, predstavlja određivanje brzine i položaja rotora na osnovu informacije o statorskim strujama i naponima. Ugradnja davača na vratilo asinhronog motora se nastoji izbeći jer čini motor nestandardnim donoseći smanjenje pouzdanosti i povećanje složenosti pogona.

Osetljivost motora, pogona i procesa na varijaciju parametara u toku rada zahteva razvoj i primenu naprednih algoritama za identifikaciju parametara motora i procesa pre i u toku rada pogona. Ovaj zahtev je naročito izražen kod pogona bez direktnog merenja brzine obrtanja rotora. Zato se u cilju unapređenja karakteristika pogona u ovom radu odustalo od konstantnosti otpornosti statora u naponskom estimatoru prostornog vektora fluksa.

U ovom radu procena brzine uz istovremenu identifikaciju otpornosti statora realizovana je pomoću naprednog, paralelnog MRAS- observera. U radu se predlaže kao originalno rešenje paralelna (istovremena) estimacija brzine rotora i identifikacija otpornosti statora, u cilju proširenja opsega radnih brzina u kojem se sa zadovoljavajućom tačnošću može koristiti estimacija brzine MRAS- observerom.

Za realizaciju paralelne estimacije brzine rotora i identifikacije otpornosti statora predloženo je da referentni i podesivi model MRAS- observera, naizmenično menjaju svoje uloge. Pri estimaciji brzine, naponski estimator fluksa predstavlja referentni model dok je strujni estimator podesivi model. Za potrebe identifikacije otpornosti statora ova dva estimatora promene svoje uloge.

U radu je pokazano da za on-line identifikaciju otpornosti statora nije potrebno isključiti estimaciju brzine rotora, odnosno da ova dva adaptivna procesa mogu da teku paralelno jedan "pored" drugog. Usled sporosti termičkih procesa ova dva adaptivna procesa estimacije su prirodno raspregnuta. Na ovaj način smanjena je donja granica brzine, pri kojoj se sa zadovoljavajućom tačnošću može koristiti paralelni MRAS- observer brzine.

Pokazano je da za ispravno funkcionisanje oba adaptivna procesa nije potrebno stacionarno stanje, odnosno da oba procesa mogu biti u funkciji, kako tokom stacionarnog stanja, tako i tokom prelazne pojave. Pulsirajući karakter opterećenja ne utiče na proces

estimacije, a za samu realizaciju nije potrebna dogradnja dodatnog hardvera ili upotreba test signala.

U ovom radu su predloženi potrebni adaptivni mehanizmi koji omogućuju uspešno istovremenu estimaciju brzine i identifikaciju otpornosti statora u paralelnom MRAS-observeru. Adaptivni mehanizmi su dobijeni primenom teorije hiperstabilnosti Popova i Landau.

Predloženi paralelni MRAS- observer brzine pripada grupi algoritama, koji za procenu brzine koristi matematički model asinhronog motora i informaciju o naponu i struji. Matematički model asinhronog motora, koji se uobičajeno koristi u MRAS- observeru brzine, bazira se na klasičnoj opštoj teoriji električnih mašina. Jedna od osnovnih pretpostavki ove teorije je konstantnost svih električnih parametara, što u realnosti nije zadovoljeno. Otpornosti statora i rotora su promenljive usled promene temperature, dok su induktivnosti promenljive usled promene nivoa fluksa u motoru. Nepoznavanje parametara pogona i njihova varijacija usled promene temperature ili zasićenja uslovljavaju pogrešnu estimaciju brzine motora i pogrešnu procenu položaja koordinatnog sistema u kome se realizuje upravljački algoritam. Kako se varijacije usled termalnog drifta ne mogu predvideti, to je za ispravno funkcionisanja MRAS- observera brzine potrebno uključiti on-line identifikaciju parametara podložnih promenama. U ovom radu pažnja je bila usredsređena na varijaciju otpornosti statora, usled termalnog drifta ili pogrešnog inicijalnog pogađanja.

U radu je uspostavljen matematički model za stacionarno stanje pogona, opšte namene, koji omogućuje da se istraži uticaj nepoznavanja i razdešenosti parametara motora (induktivnosti motora i otpornosti statora i rotora) na stacionarno stanje pogona, kako kada je isključena, tako i kada je primenjena identifikacija otpornosti statora. Za izučavanje stacionarnog stanja pogona opšte namene, u ovom radu je uvažena nelinearna karakteristika magnećenja. Uspostavljeni matematički model predstavlja skup nelinearnih algebarskih jednačina, čije se rešenje može prikazati isključivo u grafičkom obliku.

Pokazano je da razdešenost otpornosti rotora ima isključivo uticaja na procenjenu brzinu, dok je procenjena orijentacija položaja prostornog vektora fluksa imuna na razdešenost otpornosti rotora u MRAS- observeru i u motoru. Takođe je pokazano da na proces identifikacije otpornosti statora, razdešenost otpornosti rotora nije uticala. Razdešenost otpornosti statora i induktivnosti motora uzrokuje, kako grešku u procenjenoj brzini tako i grešku u orijentaciji prostornog vektora fluksa. Procentualno, greška između stvarne brzine motora i procenjene brzine opada sa povećanjem referentne vrednosti brzine u slučaju da postoji razdešenost otpornosti statora.

Pokazano je da estimacija otpornosti statora i nepoznavanje tačne vrednosti induktivnosti rasipanja rotora imaju jako mali uticaj na procenjenu brzinu i na orijentaciju prostornog vektora fluksa. Za razliku od induktivnosti rasipanja rotora, rasipanje statora ima znatno veći uticaj na funkcionisanje pogona sa paralelnim MRAS- observerom. Za razliku od induktivnosti rasipanja rotora koja se može menjati i usled promene opterećenja motora, induktivnost rasipanja statora je znatno manje podložna promenama.

Primenom matematičkog modela za stacionarno stanje pokazano je da neuvažavanje nelinearne karakteristike magnećenja dovodi do pogrešnih rezultata. Pokazno je da razdešenost otpornosti statora u MRAS- observeru i u motoru uslovljava promenu nivoa zasićenja u motoru. Ova promena raste sa smanjenjem referentne brzine motora i sa povećanjem opterećenja

Za realizaciju naponskog estimatora rotorskog fluksa, u radu je korišćena varijanta napredne integracije kojom je moguće uspešno izbeći probleme vezane za drift i početne vrednosti integracije.

Rezultati prikazani u četvrtom poglavlju dobijeni su pomoću matematičkog modela za stacionarno stanje pogona; za regulacionu strukturu sa povratnom petljom po momentu i strujnom petljom u stojećem koordinatnom sistemu. Za regulacionu strukturu sa regulacijom struja u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu izostavljena je povratna petlja po momentu. Izlaz regulatora brzine u ovom slučaju je referentna vrednost struje i_q koja je u opštem slučaju nepoznata, ali za svaku vrednost momenta opterećenja na vratilu motora odgovara jedna konkretna referentna vrednost struje i_q . Tako da se za obe regulacione strukture nezavisno od toga da li se regulacija struja realizuje u stojećem ili u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu, može koristiti isti matematički model koji je prezentiran u četvrtom poglavlju ovog rada.

U radu je pokazano da se isti matematički model za stacionarno stanje može koristiti nezavisno od toga da li je procena brzine realizovana pomoću MRAS- observera ili primenom fazno spregnute petlje. Ova dva algoritma za procenu brzine se ponašaju identično u uslovima odstupanja parametara u modelu observera i u motoru.

Paralelni MRAS- observer brzine je numerički zahtevan algoritam koji se može on-line realizovati zahvaljujući razvoju digitalnih signalnih procesora velike brzine rada, čijim su uvođenjem zapravo stvorene pretpostavke za realizaciju pouzdanih električnih pogona bez davača na vratilu motora. Efikasnost predloženog paralelnog MRAS- observera brzine proverena je kako pomoću intenzivnih simulacija na računaru tako i putem niza eksperimenata. Za realizaciju eksperimentalnog prototipa iskorišćena je kartica DS1102 čije srce predstavlja procesor TMS320C31. Kartica DS1102 omogućuje jednostavnu, praktičnu implementaciju upravljačkih algoritama koji su testirani pomoću Simulink modela. Za praktičnu realizaciju nekog upravljačkog modela potrebne su neznatne intervencije na modelu za off-line simulaciju.

U radu su pokazani eksperimentalno dobijeni rezultati pri promeni referentne brzine motora (zalet, usporenje i ubrzanje) kada se koristi estimirana brzina ali i kada se koristi stvarna brzina za zatvaranje povratnih sprega. Ovakvim prikazivanjem iste prelazne pojave, uz upotrebu estimirane brzine u jednom slučaju, a drugi put stvarne brzine motora, omogućeno je zauzimanje kritičkog stava prema rezultatima dobijenim upotrebom MRAS- observera. Pored brzinskog režima rada, eksperimentalnim putem je pokazan rad pogona sa MRAS- observerom brzine u momentnom režimu.

Pokazano je da pri radu sa nultom vrednošću referentne brzine i zatvorenim povratnim spregama po stvarnoj brzini motora, integratori u estimatorima rotorskog fluksa odlaze u

zasićenje. Kratkotrajno zaustavljanje pogona je moguće i u slučaju kada se koristi estimirana brzina rotora za funkcionisanje pogona. Pri referentnoj brzini od svega 1 Hz, MRAS- observer brzine greši ne samo u vrednosti procenjene brzine, već i u njenom znaku.

Putem simulacija, ali i putem eksperimenata pokazan je uticaj razdešenosti otpornosti statora i rotorske vremenske konstante na rad pogona u stacionarnom stanju. Odstupanje brzine motora od referentne vrednosti pri razdešenom otporu statora ne zavisi od opterećenja. Pri razdešenosti T_r , odstupanje brzine raste sa porastom opterećenja i nezavisno je od referentne vrednosti. Eksperimentalnim putem je pokazana efikasnost predloženog paralelnog MRAS- observera brzine i estimacije otpornosti statora pri minimalnoj brzini od svega 4 Hz električna.

Ako se pretpostavi da je fluks u motoru stalan, razdešenosti kako otpornosti statora tako i T_r , potiču od promene temperature namotaja statora odnosno rotora i javljaju se istovremeno, tj. ne mogu se posmatrati odvojeno kao što je to činjeno pri eksperimentalnim istraživanjima prikazanim u ovom radu. Paralelni MRAS- observer brzine će obezbediti neosetljivost brzine motora na varijaciju otpornosti statora, ali usled zagrevanja rotora tačnost brzine rotora će biti dovedena u pitanje. Smernice za dalja istraživanja bi bile da se proveriti funkcionisanje pogona kada pored predloženog adaptivnog mehanizma za procenu otpornosti statora postoji i odgovarajući mehanizam za identifikaciju T_r .

8. LITERATURA

- A1 L. Zhen and L. Xu, "Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines Based on a Mutual MRAS Scheme", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 45, no. 5, pp. 824-831, Oct., 1998.
- A2 K. Akatsu and A. Kawamura, "Sensorless Very Low and Zero Speed Estimations with On-line Secondary Resistance Estimation of Induction Motor without Adding any Signal", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1999.
- A3 S. N. Vukosavić and A. M. Stanković, "Induction Motor Torque Controller Based on the DC-Link Current Derived Active and Reactive Instantaneous Power" u štampi.
- A4 M. Wang, E. Levi, "Evaluation of Steady-State and Transient Behaviour a MRAS Based Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Machine in the Presence of Parameter detuning" u štampi.
- A5 N. Hur, K. Hong and K. Nam, "Sensorless Vector Control in the Presence of Voltage and Current Measurement Frrors by Dead-Time", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- A6 E. K. K. Sng, A. C. Liew and T. A. Lipo, "New Observer-Based DFO Scheme for Speed Sensorless Field-Oriented Drives for Low-Zero-Speed Operation", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, vol. 13, no. 5, pp. 959-968, Sept., 1998.
- A7 C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers", in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp 493-499.
- A8 G. Yang and T. H. Chin, "Adaptive Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive" *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 4, pp. 820-824, July /Aug. 1993.
- A9 H. Tajima and Y. Hori, "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 1, pp. 175-180, Jan./Feb. 1993.
- A10 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
- A11 Y. Hori and T. Umeno, "Implementation of Robust Flux Observer Based Field Orientation (FOFO) Controller for Induction Machines", in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp 523-528.
- A12 H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1991, pp. 380-384.

- A13 H. Kubota and K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor With Rotor Resistance Adaption", *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224., Sept./Oct. 1994.
- A14 H. Kubota and K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaption", in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1993, pp. 414-418.
- A15 J. I. Ha and S. K. Sul, "Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection", in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- A16 J. I. Ha and S. K. Sul, "Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, pp. 45-51, Jan./Feb. 1999.
- A17 S. R. Bowes and J. Li "New Robust Adaptive Control Algorithm for High Performance AC Drives", in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- A18 T. H. Chin, I. Miyashita and T. Koga, "Sensorless Induction Motor Drive: An Innovative Component for Advanced Motion Control", *IFAC, 13th Triennial World Congress, San Francisco, USA*, 1996, pp. 445-450.
- A19 B. K. Bose, M. G Simoes, D. R. Crecelius, K. Rajashekara and R. Martin, "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive", in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1995, pp. 137-143.
- A20 B. K. Bose, N. R. Patel, "A Sensorless Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive with Neuro-Fuzzy Based Performance Enhancement", in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- A21 X. Xu, D. W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 4, pp. 694-700, July/Aug. 1991.
- A22 R. D. Lorenz and K. W. V. Patten, "High-Resolution Velocity Estimation for All-Digital, AC Servo Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 4, pp. 701-705, July/Aug. 1991.
- A23 Y. Ohmori, M. Takagi and T. Kiriya, "Improvement of Lower Side Speed Control Characteristics of an Induction Motor without a Speed Sensor", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997, pp. 531-534.
- A24 A. Vagati and F. Villata, "A.C. Servo System for Position Control", *ICEM*, 1984, pp. 871-874.
- A25 T. Kanmachi and I. Takahashi, "Sensor-less Speed Control of An Induction Motor with No Influence of Secondary Resistance Variation", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1993, pp. 408-413.

- A26 T. Kanmachi and I. Takahashi, "Sensor-less Speed Control of An Induction Motor", *IEEE Ind. Appl. Magazine*, pp. 22-27, Jan./Feb. 1995.
- A27 T. Ohtani, N. Takada and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 1, pp. 157-164, Jan./Feb. 1992.
- A28 T. Ohtani, N. Takada and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder," *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.* , 1989, pp. 500-507.
- A29 N. P. Rubin, R. G. Harley and G. Diana, "Evaluation of Various Slip Estimation Techniques for an Induction Machine Operating Under Field-Oriented Control Conditions", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1367-1375, Nov./Dec. 1992.
- A30 N. P. Rubin, R. G. Harley and G. Diana, "Evaluation of Various Slip Estimation Techniques for an Induction Machine Operating Under Field-Oriented Control Conditions", *IEEE Ind. Ann. Meet.*, 1990, pp. 595-600.
- A31 R. W. De Doncher and D. W. Novotny, "The Universal Field Oriented Controller", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 1, pp. 157-164, Jan./Feb. 1994.
- A32 E. Levi, "A Unified Approach to main Flux Saturation Modeling in D-Q Axis Models of Induction Machines", *IEEE Trans. En. Convers.*, Vol. 10, no. 3, Sept. 1995. pp. 455-462.
- A33 H. Sugimoto and S. Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction-Motor Applied Model Reference Adaptive System and its Characteristics", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 23, no. 2, pp. 296-303, Mar./Apr. 1987.
- A34 G. Griva, F. Profumo, R. Magureanu and P. Vranka, "A Unitary Approach to Speed Sensorless Induction Motor Field Oriented Drives Based on Various Model Reference Schemes", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1996, pp. 1594-1599.
- A35 C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris G. Griva and F. Profumo, "Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives", *IECON*, 1994, pp. 1579-1588.
- A36 R. J-nsson, "Method and Apparatus for Controlling an AC Induction Motor by Indirect Measurement of the Air-gap Voltage", United States Patent, Patent Number: 5,294,876, Date of Patent 15, Mar. 1994.
- A37 R. J-nsson, W. Leonhard, "Control of an Induction Motor without a Mechanical Sensor Based on the Principle of Natural Field Orientation", *IPEC*, 1995.
- A38 J. Holtz, "Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives", *IECON*, 1993, pp. 649-654.
- A39 J. Holtz, "Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives", published in K. Rajashekara (Editor), "Sensorless Control of AC Motors", IEEE Pres Book, 1996.
- A40 *DS1102 User's Guid*, Version 3.0, dSPACE GmbH, 1996.
- A41 J. Vater, "The Need for and Principle of High-Resolution Incremental Encoder Interfaces in Rapid Control Prototyping", Application Note by dSPACE GmbH.

- A42 M. N. Marwali and A. Kayhani, "A comparative Study of Rotor Flux Based MRAS and EMF Based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- B1 J. C. Moreira, K. T. Hung, T. A. Lipo and R. D. Lorenz, "A Simple and Robust Adaptive Controller for Detuning Correction in Field-Oriented Induction Machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1359-1366, Nov./Dec. 1992.
- B2 J. C. Moreira, K. T. Hung, T. A. Lipo and R. D. Lorenz, "A Simple and Robust Adaptive Controller for Detuning Correction in Field-Oriented Induction Machines," *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1991, pp. 397-403.
- B3 J. Hu and B. Wu, "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range" *Department of Electrical and Computer Engineering Ryerson Polytechnic University, Toronto, Ontario M5B 2K3, Canada*, pp. 18-36.
- B4 J. Hu and B. Wu, "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, vol. 13, no. 5, pp. 969-979, Sept. 1998.
- B5 H. S. Mok, J. S. Kim, Y. R. Kim, M. H. Park, S. K. Sul, "A Stator Flux Oriented Speed Control of Induction Machine without Speedsensor" in *Proc. EPE Firenze*, 1991, pp 678-681.
- B6 W. L. Erdman and R. G. Hoft, "Induction Machine Field Orientation along Airgap and Stator Flux," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 5, No.1, pp.115-121, March 1990.
- B7 X. Xu, R. De Doncker and D. W. Novotny, "Stator Flux Orientation Control of Induction Machines in the Field Weakening Region," *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1988, pp. 283-289.
- B8 J. K. Seok and S. K. Sul, "Optimal Flux Selection of an Induction Machine for Maximum Torque Operation in Flux-Weakening Region", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, vol. 14, no. 4, pp. 969-979, July, 1999.
- B9 X. Xu, R. De Donecker and D. W. Novotny, "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive", in *Proc. PESC Japan*, 1988, pp. 269-275.
- B10 T. Okuyama, N. Fujimoto, T. Matsui and Y. Kubota, "A High Performance Speed Control Scheme of Induction Motor Without Speed and Voltage Sensors", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1986, pp. 106-111.
- B11 T. M. Rowan, R. J. Kerkman and D. Leggate, "A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 4, pp. 720-726, July/Aug. 1991.
- B12 T. M. Rowan, R. J. Kerkman and D. Leggate, "A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp. 579-587.

- B13 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.
- B14 J. S. Lee, T. Takeshita and N. Matsui, "Optimized Stator-Flux-Oriented Sensorless Drives of IM in Low-Speed Performance", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1996, pp. 250-256.
- B15 J. Jung and K. Nam, "A PI-Type Dead-Time Compensation Method for Vector-Controlled GTO Inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 3, pp. 452-457, May/June, 1998.
- B16 X. Xu and D. W. Novotny, "Selection of the Flux Reference for Induction Machine Drives in the Field Weakening Region", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1353-1358, Nov./Dec., 1992.
- B17 T. M. Rowan, R. J. Kerkman and D. Leggate, "Indirect Field Oriented Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp. 375-383.
- B18 S. N. Vukosavić and M. R. Stojić, "On-Line Tuning of the Rotor Time Constant for Vector-Controlled Induction Motor in Position Control Applications", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 40, no. 1, pp. 130-138, Febr., 1993.
- B19 E. Levi and S. N. Vukosavić, "Identification of the Magnetising Curve During Commissioning of a Rotor Flux Oriented Induction Machine", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 146, no. 6, pp. 685-693, Nov., 1999.
- B20 K. T. Hung and R. D. Lorenz, "A Rotor Flux Error-Based, Adaptive Tuning Approach for Feedforward Field Oriented Induction Machine Drives", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1990, pp. 589-594.
- B21 G. Franceschini, M. Pastorelli, F. Profumo, C. Tassoni and A. Vagati, "About the Gain Choice of Flux Observer in Induction Servo-Motors", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1990, pp. 601-606.
- B22 D. S. Zinger, "A Flux Control for Improved Dynamic Response", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1991, pp. 47-51.
- B23 N. Langovsky, M. Elbuluk and D. Kankam, "Non-linear Flux Observer with On-line Parameter Tuning for Wide Speed Operation of Induction Machines," *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1995. pp. 144-151.
- B24 M. Elbuluk, N. Langovsky and M. D. Kankam, "Design and Implementation of a Closed-Loop Observer and Adaptive Controller for Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 3, pp. 435-443, May/June, 1998.
- B25 P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers of Field Oriented Induction Machine Drives," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 30, no. 1, pp. 101-110, Jan./Febr., 1994.

- B26 H. Hofmann, S. R. Sanders and C. R. Sullivan, "Stator-Flux -Based Vector Control of Induction Machines in Magnetic Saturation", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 33, no. 4, pp. 935-942, July/Aug., 1997.
- B27 Y. Xue, X. Xu, T. G. Habetle and D. M. Divan, "A Low Cost Stator Flux Oriented Voltage Source Variable Speed Driver", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1990, pp. 410-415.
- B28 C. J. Bonanno, L. Zhen and L. Xu, "A Direct Field Oriented Induction Machine Drive with Robust Flux Estimator for Position Sensorless Control", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1995, pp. 166-173.
- B29 K. Tungpimolrut, F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust Vector Control of Induction Motor without Using Stator and Rotor Circuit Time Constants", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1993, pp. 521-527.
- B30 D. Y. Ohm, Y. Khersonsky and J. R. Kimzey, "Rotor Time Constant Adaptation Method for Induction Motors Using DC Link Power Measurement", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp. 588-593.
- B31 T. Saitoh, T. Okuyama and T. Matsui, "An Automated Secondary Resistance Identification Scheme in Vector Controlled Induction Motor Drives", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp. 594-600.
- B32 K. Ohnishi, Y. Ueda and K. Miyachi, "Model Reference Adaptive System Against Rotor Resistance Variation in Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 33, no. 3, pp. 217-223, Aug., 1986.
- B33 G. C. Verghese and S. R. Sanders, "Observers for Flux Estimation in Induction Machines", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 35, no. 1, pp. 85-94, Febr., 1988.
- B34 R. W. De Doncker, F. Profumo and M. Pastorelli, "Self-Tuning of Tapped Stator Winding Induction Motor Servo Drives Using the Universal Field-Oriented Controller", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, no.4, pp. 357-366, July, 1994.
- B35 N. A. Lošić, "A Zeroth-Order Phase-Locked Loop Control Algorithm", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, pp. 935-942, July/Aug., 1998.
- C1 K. Matsuse and Y. Tadokoro, "Deadbeat Flux Level Control of Direct Field Oriented High Horse Power Induction Servo Motor using Adaptive Rotor Flux Observer", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1993, pp. 513-520.
- C2 K. Matsuse and H. Kubota, "Deadbeat Flux Level Control of High Power Saturated Induction Servo Motor using Rotor Flux Observer", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1991, pp. 409-414.
- C3 S. C. Peak and J. L. Oldenkamp, "A Study of System Losses in a Transistorized Inverter-Induction Motor Drive System", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 21, no. 1, pp. 248-258, Jan./Febr., 1985.

- C4 D. S. Kirschen, D. W. Novotny and T. A. Lipo, "On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 21, no. 4, pp. 610-616, May/June, 1985.
- C5 D. S. Kirschen, D. W. Novotny and W. Suwanwisoot, "Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 20, no. 5, pp. 1244-1250, Sept./Oct. 1984.
- C6 S. H. Kim, S. K. Su and M. H. Park, "Maximum Torque Control of a Induction Machine in the Field Weakening Region", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1993, pp. 401-406.
- C7 R. Krishna and F. C. Doran, "Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 23, no. 4, pp. 623-635, July/Aug., 1987.
- D1 R. J. Kerkman, B. J. Seibel, T. M. Rowan and D. W. Schlegel, "A New Flux and Stator Resistance Identifier for AC Drive Systems", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 32, no. 3, pp. 585-593, May/June, 1996.
- D2 R. J. Kerkman, J. D. Thunes, T. M. Rowan and D. W. Schlegel, "A Frequency Based Determination of Transient Inductance and Rotor Resistance for Field Commissioning Purposes", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 32, no. 3, pp. 577-584, May/June, 1996.
- D3 Y. R. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1225-1233, Sept./Oct., 1994.
- D4 A. W. Kelley, J. M. Wilson, J. P. Rhode and M. Baran, "On-Line Wideband Measurement of Induction Motor Impedance", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet*, 1995., pp. 647-654.
- D5 M. V. Reyes, K. Minami and G. C. Verghese, "Recursive Speed and Parameter Estimation for Induction Machines", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp. 607-611.
- D6 J. Holtz and T. Thimm, "Identification of the Machine Parameters in a Vector Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp. 601-606.
- D7 M. V. Reyes and G. C. Verghese, "Robust Decomposed Algorithms for Speed and Parameter Estimation in Induction Machines".
- D8 M. V. Reyes and G. C. Verghese, "Decomposed Algorithms for Speed and Parameter Estimation in Induction Machines", *IFAC Nonlinear Control Systems.*, 1992, pp.77-82.
- D9 M. V. Reyes and R. C. Anaya, "Sensitivity and Conditioning Issues in Speed Sensorless Control of Induction Motors", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989.

- D10 N. J. Kim, H. S. Moon, and D. S. Hyon, "Inertia Identification for the Speed Observer of the Low Speed Control of Induction Machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, pp. 1371-1378, Nov./Dec. 1996.
- D11 N. R. Garrigan and D. W. Novotny, "Start-up and Sensor/Parameter Error Transients in Field Oriented Induction Machines", *IEEE Ind. Appl. Ann. Meet.*, 1995, pp. 319-326.
- D12 [A. M. Khambadkone and J. Holtz](#), "Vector-Controlled Induction Motor Drive with a Self-Commissioning Scheme", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 38, no. 5, pp. 322-327, Oct., 1991.
- D13 Y. H. Liu, C. L. Chen and R. J. Tu, "A Novel Space Vector Current Regulation Scheme for a Field Oriented Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 45, no. 5, pp. 730-737, Oct., 1998.
- D14 F. Briz, A. Diez, M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Current and Flux Regulation in Field Weakening Operation", *IEEE Ind. Appl. Ann. Meet.*, 1995.
- D15 B. Robyns, P. A. Sente, H. A. Busye and F. Labrique, "Influence of Digital Current Control Strategy on the Sensitivity to Electrical Parameter Uncertainties of Induction Motor Indirect Field Oriented Control", *IEEE Trans. on Pow. El.*, vol. 14, no. 4, pp. 690-699, July, 1999.
- D16 S. J. Henrinxen, R. E. Betz and B. J. Cook, "Digital Hardware Implementation of a Current Controller for IM Variable Speed Drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 35, no. 5, pp. 1021-1029, Sept./Oct., 1999.
- D17 H. W. V. D. Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, Jan./Feb, 1988.
- D18 C. D. Schauder and Roy Caddy, "Current Control of Voltage Source Inverters for Fast Four Quadrant Drive Performance", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 18, no. 2, pp. 163-171, Mar./Apr. 1982.
- D19 L. Harnefors and H. P. Nee, "Model Based Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 34, no. 1, pp. 133-141, Jan./Feb. 1996.
- D20 L. B. Brahim, "Motor Speed Identification via Neural Networks", *IEEE Ind. Appl. Magazine*, pp. 28-32, Jan./Feb. 1995.
- D21 L. B. Brahim and S. Tadakum, "Speed Control of Induction Motor without Rotational Transducers", *IEEE Ind. Appl. Ann. Meet.*, 1998.
- E1 M. R. Stojić and S. N. Vukosavić, "Design of Microprocesor-Based System for Positioning Servomechanism with Induction Motor", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 38, no. 5, pp. 369-378, October, 1991.

- E2 S. N. Vukosavić and M. R. Stojić, "Suppression of Torsional Oscillations in a High Performance Speed Servo Drive", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 45, no. 1, pp. 108-117, February, 1998.
- F1 P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pp. 240-247, Mar./Apr., 1995.
- F2 P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1995, pp. 174-181.
- F3 M. W. Degner and R. D. Lotenz, "Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machines", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- F4 M. W. Degner and R. D. Lotenz, "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.
- F5 R. M. Cuzner, R. D. Lorenz and D. W. Novotny, "Application of Non-Linear Observers for Rotor Position Detection on an Induction Motor Using Machine Voltages and Currents", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1990, pp. 416-421.
- F6 D. Zinger, T. A. Lipo, D. W. Novotny, "Using Induction Motor Stator Windings to Extract Speed Information", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp. 213-218.
- F7 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.
- F8 K. D. Hurst and T. G. Habetler "A Comparison of Spectrum Estimation Techniques for Sensorless Speed Detection in Induction Machines", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1995, pp. 553-559.
- F9 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.
- F10 C. S. Staines, G. M. Asher and K. J. Bradley, "A Periodic Burst Injection Method for Deriving Rotor Position in Saturated Cage Salient Induction Motors Without a Shaft Encoder", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 35, no. 4, pp. 851-858, July./August, 1999.
- F11 J. Jiang and J. Holtz, "High Dynamic Speed Sensorless AC Drive with On-Line Model Parametet Tuning for Steady-State Accuracy", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 44, no. 2, pp. 240-246, April, 1997.
- G1 J. N. Nash, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 333-341, March/Apr. 1997.

- G2 L. Yongdong, S. Jiawen and S. Baojun, "Direct Torque Control of Induction Motors for Low Speed Drives Considering Discrete Effects of Control and Dead-time of Inverters", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- G3 U. Baader, M. Depenbrock and G. Gierse, "Direct Self Control of Inverter-Fed Induction Machine, a Basis For Speed Control without Speed - Measurement", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp. 486-492.
- G4 B. S. Lee and R. Krishnan, "Adaptive Stator Resistance Compensator for High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drives", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1998.
- G5 D. Casadei, G. Serra and A. Tani, "Sensitivity Investigation of a Speed Sensorless Induction Motor Drive Based on Stator Flux Vector Control", PESC, 1997.
- K1 V. Vučković, "Opšta teorija električnih mašina", Nauka, Beograd, 1988.
- K2 S. N. Vukosavić, "Projektovanje adaptivnog mikroprocesorskog upravljanja brzinom i pozicijom asinhronog motora", Doktorska disertacija, Beograd, 1989.
- K3 E. Levi, "Vektorsko upravljanje asinhronim mašinama u prisustvu magnetnog zasićenja", Doktorska disertacija, Beograd, 1990.
- K4 M. Sokola, "Vector control of induction machines using improved machine models", Ph de. theses, Liverpool, 1998.
- K5 P. Vas, "Electrical Machines and Drives, A Space Vector theory approach", Clearendon Pres, Oxford, 1992.
- K6 N. Mohan, "Power electronics", John Wiley & Sons, New York, 1989.
- K7 J. Holtz, "The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 42, no. 3, pp. 263-271, June, 1995.
- L1 I. D. Landau "A Survey of Model Reference Adaptive Techniques-Theory and Applications", *Automatica*, vol. 10, pp. 353-373, 1974.
- L2 K. J. Astrom "Theory and Applications of Adaptive Control - a Survey" *Automatica*, vol. 19, no. 5, pp. 471-486, 1983.
- L3 I. D. Landau "A Hyperstability Criterion for Model Reference Adaptive Control Systems", *IEEE Trans. on Autom. Control*, pp. 552-555, October, 1969.
- L4 P. C. Parks "Liapunov's Method for Adaptive Control System Design", *IEEE Trans. on Autom. Control*, pp. 334-335, June, 1969.
- L5 P. C. Parks "Liapunov Redesign of Model Reference Adaptive Control Systems", *IEEE Trans. on Autom. Control*, vol. 11, no. 3, pp. 362-367, July, 1966.
- L6 I. D. Landau "Synthesis of Discrete Model Reference Adaptive Systems", *IEEE Trans. on Autom. Control*, pp. 507-508, October, 1971.
- L7 I. D. Landau "A Generalization of the Hyperstability Conditions for Model Reference Adaptive Control Systems", *IEEE Trans. on Autom. Control*, pp. 246-247, April, 1972.

- N1 S. Yamamura, "Spiral Vector Theory of AC Motor Analysis and Control", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1991, pp. 79-86.
- N2 G. R. Slemon, "Achieving a Constant Power Speed Range for PM Drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pp. 368-378, March/Apr., 1995.
- N3 M. A. Dzieciakowski and M. P. Kazimierkowski, "A Novel Discrete Current Regulator for VSI-PWM Inverters", *ED&PE' 92*, Košice, pp. 553-557.
- N4 R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 23, no. 4, pp. 597-601, July/Aug., 1987.
- N5 R. Joetten and G. Maeder, "Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 19, no. 3, pp. 356-362, May/June, 1983.
- N6 K. Koga, R. Ueda and T. Sonoda, "Constitution of V/f Control for Reducing the Steady State Speed Error to Zero in Induction Motor Drive System", *IEEE*, 1990., pp.639-646.
- N7 A. Munoz-Garcia, T. A. Lipo and D. W. Novotny, "A New Induction Motor Open-Loop Speed Control Capable of Low Frequency Operation", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- N8 Y. Q. Xiang, "Instability Compensation of V/Hz PWM Inverter-fed Induction Motor Drives", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- N9 T. Noguchi, M. Yamamoto, S. Kondo and I. Takashi, "High Frequency Switching Operation of PWM Inverter for Direct Torque Control of Induction Motor", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- N10 S. P. Das and A. K. Chattopadhyay, "Observer-Based Stator-Flux-Oriented Vector Control of Cycloconverter-Fed Synchronous Motor Drive", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 33, no. 4, pp. 943-955, July/Aug. 1997.
- N11 Y. Liao and C. Sun, "A Novel Position Sensorless Control Scheme for Doubly Fed Reluctance Motor Drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1210-1218, Sept./Oct., 1994.
- N12 Y. Tang and L. Xu, "Stability Analysis of a Slip Power Recovery System under Open Loop and Field Orientation Control", *IEEE*, 1993.
- N13 B. Lequesne, A. M. Pawlak and T. Schroeder, "Magnetic Velocity Sensors", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1166-1175, Sept./Oct. 1996.

PRILOG

PODACI O ASINHRONOM MOTORU¹• **Natpisna pločica**

TYP ZK-80	Nr 471458/83
3 MOT	Δ220/Y380 V
3,6/2,1 A	0,75 kW
$\cos\phi = 0,72$	1390 ob/min
50 Hz	IP54 B3

• **Parametri motora**

$R_s = 10 \Omega$;	$R_r = 6,3 \Omega$;
$L_{\gamma s} = 43,067 \text{ mH}$;	$L_{\gamma r} = 40,107 \text{ mH}$;
$L_{mn} = 0,4212 \text{ H}$;	$J = 0,00442 \text{ kgm}^2$.

• **Aproksimacija karakteristike magnećenja**

$$L_m = 0,861515 \cdot (0,59976)^{I_m} \cdot (I_m)^{0,1211} \quad \text{za} \quad I_m \leq 1,95 \text{ A};$$

$$L_m = 0,043 + \frac{0,5902}{I_m} \quad \text{za} \quad I_m > 1,95 \text{ A};$$

gde je I_m efektivna fazna vrednost struje magnećenja:

$$I_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 1 \cdot i_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{(i_d + i_D)^2 + (i_q + i_Q)^2}.$$

Sa karakteristike magnećenja u nominalnoj radnoj tački ima se:

$$L_{mn} = 0,4212 \text{ H}; \quad I_{mn} = 1,495 \text{ A}; \quad i_{mn} = \sqrt{2} \cdot I_{mn} = 2,11 \text{ A};$$

$$\psi_{rn} = 0,8866 \text{ Wb}.$$

Nominalne vrednosti struja u d- i q- osi su:

$$i_{dn} = 2,105 \text{ A}; \quad i_{qn} = 2,12 \text{ A}.$$

¹ Parametri motora prikazani u ovom prilogu preuzeti su iz [K3].