

**UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**

MASTER RAD

**PRIMENA DIREKTNOG UPRAVLJANJA MOMENTOM
ASINHRONE MAŠINE NA DIGITALNOM SIGNALNOM
KONTROLERU**

Mentor:

Prof. dr Slobodan Vukosavić

Student:

Dipl. ing. Ivan Subotić, 3353/09

Beograd, jun 2011.

Sadržaj:

1. UVOD	5
2. METOD RADA	11
2.1 Cilj rada	11
2.2 Organizacija rada	11
2.3 Način realizacije upravljanja.....	12
3. MATEMATIČKI MODEL ASINHRONE MAŠINE.....	13
3.1 Uvod.....	13
3.2 Matematički model asinhronne mašine u faznom domenu	14
3.3 Klarkina transformacija	17
3.4 Jednačine ravnoteže napona u namotajima statora i rotora u $\alpha\beta$ domenu	20
3.5 Parkova transformacija	21
3.6 Jednačine ravnoteže napona u dq sistemu.....	24
3.7 Jednačine modela u dq sistemu	25
3.8 Izraz za moment	25
3.9 Zamenska šema asinhronih mašina za ustaljena stanja.....	26
4. MODELOVANJE POGONSKOG PRETVARAČA.....	28
4.1 Uvod.....	28
4.2 Šema pretvarača	28
4.3 Impulsno širinska modulacija	29
5. ODREĐIVANJE PARAMETARA ZAMENSKE ŠEME	33
5.1 Uvod.....	33
5.2 Merenje statorske otpornosti	35
5.3 Ogljed dobijanja rotorske vremenske konstante	36
5.5 Uvođenje baznih vrednosti	40
5.6 Format Q15	42
6. ESTIMATOR	44
6.1 Uvod.....	44
6.2 Merenje struje	45
6.3 Estimiranje statorskog fluksa	46
6.4 Izračunavanje statorskog fluksa u d-q domenu.....	48
6.5 Estimiranje rotorskog fluksa.....	50

6.6 Asemblerska funkcija za korenovanje.....	51
6.7 Estimiranje pozicije statorskog fluksa.....	54
6.8 Asemblerska funkcija za deljenje.....	55
6.9 <i>Look-up</i> tabela za arctg.....	56
6.10 Estimiranje sinhronne brzine.....	57
6.11 Estimiranje momenta.....	58
7. DOBIJANJE REFERENCI ZA FAZNI POMERAJ I AMPLITUDU STATORSKOG FLUKSA.....	59
7.1 Uvod.....	59
7.2 Blok za slabljenje polja.....	60
7.3 Blok za izračunavanje reference rotorskog fluksa.....	60
7.4 Blok za izračunavanje reference statorskog fluksa.....	61
7.5 Regulator momenta.....	62
8. REGULATOR STATORSKOG FLUKSA.....	63
8.1 Uvod.....	63
8.2 Dobijanje vektorske razlike flukseva.....	63
8.3 Dobijanje amplitude potrebnog napona.....	64
8.4 Ograničenje napona.....	65
8.5 Dobijanje ugla vektorske razlike flukseva.....	65
8.5.1 Slučaj kada amplituda fluksa raste.....	66
8.5.2 Slučaj kada amplituda fluksa opada.....	66
8.6 Uticaj naponskog limita na trajektoriju inkrementa statorskog fluksa.....	67
8.7 Dobijanje referenci napona.....	69
8.8 Uvažavanje pada napona na R_s	69
9. EKSPERIMENTALNI REZULTATI NA DSP-U.....	71
9.1 Uvod.....	71
9.2 Oprema na kojoj je vršen eksperiment.....	71
9.2.1 PC računar.....	72
9.2.2 LJMU ploča.....	73
9.2.3 DSP.....	75
9.2.4 MOOG.....	75
9.2.5 AC Motor.....	76
9.3 Vremenski interval upravljanja.....	76

9.4 Cilj eksperimenta	77
9.5 Rezultati eksperimenta	77
10. ZAKLJUČAK	80
LITERATURA	82

1. UVOD

U elektromotornim pogonima visokih performansi zahteva se precizna regulacija brzine i pozicije vratila motora. To se postiže raspregnutim upravljanjem momentom i fluksom mašine. Mašine jednosmerne struje konstrukciono imaju mogućnost nezavisnog upravljanja momentom i fluksom preko struja armature i pobude. Zbog toga su u dugom vremenskom periodu one bile dominantne u pogonima promenljive brzine iako su pogoni jednosmerne struje skupi, zahtevni za održavanje, ne mogu da rade u eksplozivnim sredinama i imaju malu preopteretljivost. Asinhrona mašine su za razliku od njih jeftine, višestruko preopteretljive i ne traže gotovo nikakvo održavanje.

Teslin trofazni asinhroni motor predstavlja idealan pogonski motor (aktuator) u elektromotornim pogonima. Zahvaljujući bezkontaktnom-indukcionom prenosu energije sa nepokretnog dela mašine (statora) na pokretni deo (rotor) asinhrona mašina ima izuzetno jeftinu i robusnu mehaničku karakteristiku. Pošto ne postoje kontakti (četkice, kolektor ili prstenovi) na vezi stator-rotor koji su prisutni kod drugih vrsta mašina (mašine jednosmerne struje, sinhronih mašina sa namotanim rotorom), nema potrebe za njihovim održavanjem. Tako je sam motor izuzetno otporan na spoljne uticaje (prašinu, vlagu, prljavštinu), i omogućena je njegova jednostavna primena čak i u korozivnim ili eksplozivnim sredinama. Asinhroni motor je višestruko preopteretljiv jer ne postoji opasnost od strujnog (termičkog) preopterećenja četkica i kolektora. U kratkotrajnim režimima može da na svom vratilu daje moment (odnosno snagu) višestruko veću od nominalne, što je veoma značajno sa aspekta dimenzionisanja motora u pogonu. Maksimalna brzina nije limitirana mehaničkim ograničenjima kolektora i komutacijom. Zbog toga asinhroni motori opšte namene mogu da rade na brzinama znatno većim od nominalne bez značajnih mehaničkih ograničenja.

Iako jednostavne konstrukcije, Tesline asinhrona mašine su izuzetno složene za analizu i upravljanje. Algoritmi za rasprezanje momenta i fluksa asinhronog motora sadrže brojne matematičke operacije koje se moraju obraditi u realnom vremenu, što je postalo moguće ostvariti primenom savremenih digitalnih signalnih procesora (DSP). Padom cena i daljim usavršavanjem DSP-a i pretvarača energetske elektronike pogoni sa asinhronim mašinama postali su konkurentni pogonima jednosmerne struje i po kvalitetu i po ceni, pa ih postepeno potiskuju u skoro svim primenama.

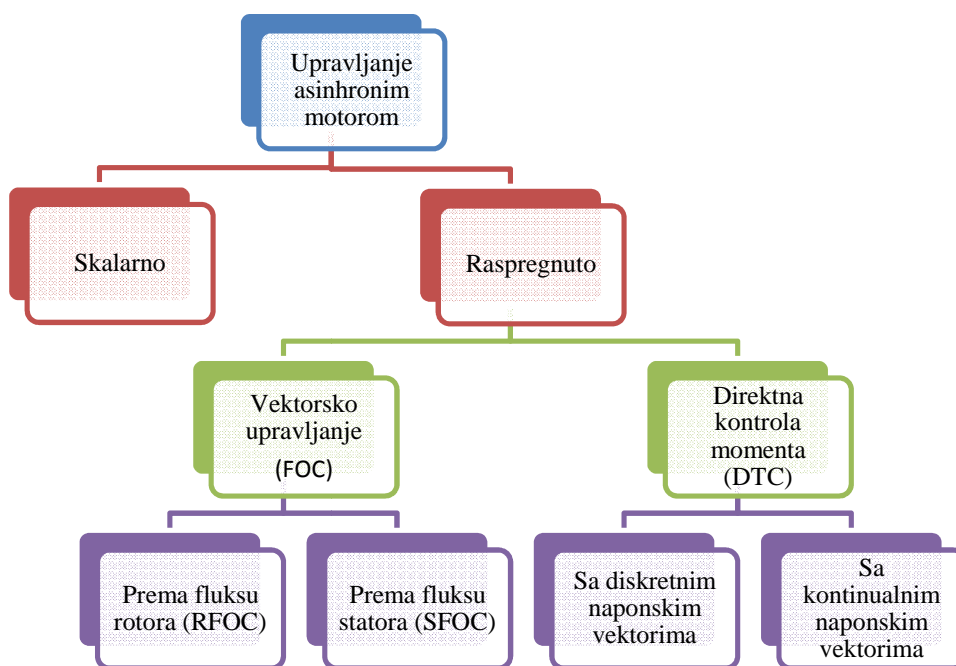
Upravljanje Teslinim asinhronim motorom na jednostavan način, posebno u režimima naponskih limita i visokih brzina, još uvek nije rešeno na zadovoljavajući način. Veliki broj nerešenih problema upravljanja asinhronim motorom i dalje privlači pažnju naučne javnosti.

Složeni proračuni, potreba za poznavanjem električnih i neelektričnih veličina asinhronih motora, te brojnih parametara koji se menjaju tokom radu usled zagrevanja ili magnetnog zasićenja, definišu zahteve u razvoju i usavršavanju pogona sa naizmeničnim mašinama. Ti zahtevi su:

- mogućnost raspregnutog upravljanja što jednostavnijim algoritama

- širok opseg kvalitetne regulacije brzine, tj. dobijanje nominalnog momenta od nominalne brzine i nominalne snage pri brzinama znatno većim od nominalne.
- smanjenje broja senzora (davača)
- minimizacija zagrevanja, energetske gubitaka, buke i elektromagnetnih smetnji
- razvijanje novih topologija konvertora
- integrisanje motora i pretvarača u jedinstveno kućište

Na donjem dijagramu prikazana je klasifikacija metoda upravljanja asinhronim motorom:



Zahvaljujući razvoju energetske elektronike sredinom pedesetih godina prošlog veka, omogućeno je jednostavno dobijanje napona varijabilne amplitude i učestanosti. Istovremenom varijacijom amplitude i učestanosti napona napajanja realizuje se skalarno odnosno frekvencijsko upravljanje. Ovaj način upravljanja je zadovoljavajući za pogone nižih i srednjih performansi, kojih ima više od 50% u odnosu na ukupan broj regulisanih pogona. Skalarno upravljanje bazirano je na jednačinama asinhronog motora u stacionarnom stanju, pa nema raspregnuto upravljanje ni momentom ni nivoom fluksa, a samim tim ni primenu u pogonima visokih performansi-servopogonima.

Daljim razvojem energetske elektronike, mikroprocesora za obavljanje složenih matematičkih operacija u realnom vremenu, i primenom opšte teorije električnih mašina, omogućeno je raspregnuto upravljanje momentom i fluksom asinhronog motora. Ovaj drugi korak je načinjen sedamdesetih i osamdesetih godina prošlog veka, uvođenjem vektorskog upravljanja i tehnike direktnog upravljanja momentom.

Koncept vektorskog upravljanja (*Field Oriented Control* - FOC) omogućuje da asinhrona mašina emulira mašinu jednosmerne struje. Da bi se omogućilo nezavisno upravljanje po fluksu i

momentu pomoću samo jednog električnog pristupa (statora) potrebno je kontrolisati kompletan vektor struje asinhronog motora. Istovremenom kontrolom sva tri parametra naizmjenične struje (amplitude, učestanosti i faze) moguće je upravljati asinhronom mašinom na sličan način kao i mašinom jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom, uz dobijanje istih ili čak i boljih performansi pogona. Zbog činjenice da se upravlja kompletnim vektorom struje, ovaj koncept se naziva vektorskim upravljanjem. Vektorsko upravljanje široko je rasprostranjeno, počevši od pogona malih snaga u kućnim aparatima, preko industrijskih primena, do električne vuče. Vektorski upravljani pogoni danas ne odstupaju bitno u ceni od skalarno upravljanih pogona (razlika u ceni softvera i eventualno jačem upravljačkom procesoru), ali imaju znatno bolje performanse u odnosu na skalarno upravljanje.

Upravljanje momentom i fluksom preko struja statora zahteva da energetski pretvarač-invertor bude strujno regulisan, a kaskada regulatora momenta i fluksa i strujnog invertra smanjuje propusni opseg upravljanja. Radom mašine na velikim brzinama (u oblasti slabljenja polja) raspoloživi napon invertora je gotovo potpuno iskorišćen. Klasična regulaciona struktura sa nadređenim regulatorom brzine i fluksa, i podređenim regulatorom struje motora ne omogućava kvalitetno upravljanje pogonom u oblasti visokih brzina. Zbog veoma male naponske margine kojom se može ostvariti manipulacija struje, a samim tim i upravljanje, uobičajena regulaciona struktura koja podrazumeva redukciju magnetizacione komponente struje i umanjenje elektromotorne sile ne obezbeđuje korektan odziv. Time se značajno smanjuje preopterećenost pogona i onemogućuje rad sa optimalnim nivoom fluksa.

Vektorsko upravljanje široko je rasprostranjeno i veliki broj svetskih proizvođača industrijske elektronike ima čitave spektre vektorskih kontrolera koji se koriste u svim primenama elektromotornih pogona. U svetu se i dalje razvijaju novi algoritmi za poboljšanje osnovnog koncepta vektorskog upravljanja, pa se povećava robusnost ove vrste pogona na razne uticaje, minimiziraju gubici, i smanjuje cena.

Bitni nedostaci vektorskog upravljanja, koji predstavljaju motiv za formiranje drugačijih algoritama raspregnutog upravljanja su:

1. Raspregnuto upravljanje momentom i fluksom je posredno, preko struja statora po osama d i q
2. Kaskadnim upravljanjem smanjuje se propusni opseg regulacije.
3. Invertor je najčešće strujno regulisani naponski invertor
4. Strujna regulacija realizuje se u sinhrono-rotirajućem koordinatnom sistemu, pa je potrebno primeniti obrtne transformacije.
5. Pri radu sa velikim brzinama (slabljenje polja), naponska margina invertora je suviše mala da bi se moglo dobiti dovoljno brz odziv na iznenadnu promenu referenci.
6. Potrebno je poznavati položaj vektora fluksa rotora bez obzira da li se on reguliše ili ne.
7. Pogon je osetljiv na varijacije parametara prilikom rada.

Direktna kontrola momenta (*Direct Torque Control* - DTC) je relativno noviji koncept raspregnutog upravljanja momentom i fluksom asinhronog motora u odnosu na vektorsko upravljanje. Ova vrsta upravljanja se može nazvati i direktnim upravljanjem vektorom obrtnog polja. Upravljanje je nekaskadno, a inverter je naponski upravljan. Direktna kontrola momenta pripada grupi "*Dead-Beat*" kontrola, odnosno algoritma upravljanja kod kojih se zadate vrednosti upravljanih veličina dostižu u što je moguće manjem broju upravljačkih perioda. Direktna kontrola momenta je jednostavnija od vektorskog upravljanja, uz iste ili čak bolje performanse.

Posebna prednost direktne kontrole momenta ogleda se u dobrim dinamičkim karakteristikama u oblasti slabljenja polja, boljim nego kod vektorskog upravljanja. Time se direktna kontrola momenta prvenstveno može koristiti u električnoj vuči, gde je prevashodni cilj regulacija momenta u širokom opsegu brzina, dok se uvođenjem regulatora brzine algoritam direktne kontrole momenta može koristiti u skoro svim aplikacijama gde i standardno vektorsko upravljanje.

Osnovne prednosti direktne kontrole momenta u odnosu na vektorsku kontrolu su:

1. Raspregnuto upravljanje momentom i fluksom direktno, na osnovu grešaka momenta i fluksa, pa nema ograničenja u regulaciji struje.
2. Nema potrebe za obrtnim transformacijama, jer se radi u stacionarnom koordinatnom stanju
3. Inverter je naponski upravljan, čime se dobija bolji odziv pri radu sa punim naponom (slabljenje polja)
4. Većina algoritama bazirana je na kontroli vektora fluksa statora, pa je pogon inherentno *sensorless*.

Osnovna ideja koncepta direktne kontrole momenta je direktno (nekaskadno) upravljanje momentom i fluksom motora, odnosno neposredno upravljanje vektorom obrtnog polja. Iako postoji veliki broj različitih algoritama direktne kontrole momenta, za sve je zajedničko da ne poseduju regulatore struje. Varijante vektorskog upravljanja prema fluksu statora ili rotora, koje ne poseduju klasični strujni regulator sa internom povratnom spregom, nego različite *feed-forward* ili *feed-back* strukture za određivanje napona, takođe se mogu svrstati u algoritme direktne kontrole momenta.

Algoritmi direktne kontrole momenta koriste neposrednu vezu između primenjenog napona i odgovarajućeg vektora statorskog fluksa i momenta. Sam koncept na taj način je direktno povezan sa prirodnim procesom generisanja fluksa i momenta, i omogućeno je dobijanje teoretski maksimalnih performansi motora uz znatno jednostavniji i prirodan način.

Jedni od prvih radova iz oblasti direktne kontrole momenta ostvaruju neposrednu kontrolu momenta i fluksa direktnim određivanjem stanja prekidača invertorskog mosta na osnovu odstupanja zadatih i realizovanih vrednosti. Korišćenjem odgovarajuće tabele (*Look-up table*), sa sedam predefinisanih stanja prekidača invertorskog mosta, može se na osnovu poznatog stanja u mašini i odstupanja realizovanog momenta i fluksa od zadatih referenci, odabrati jedan vektor napona motora koji moment i fluks vodi u željenom pravcu i smeru. Kompletan algoritam sastoji se od dva komparatora sa histerezisom (za fluks i moment), i tabele

sa predefinisanim stanjima prekidača. Na taj način nestaje potreba za obrtnim transformacijama, strujnom regulacijom i strujnom kontrolom naponskog invertora. Sam inverter je naponski upravljan i inherentno se dobija bolji rad sa maksimalnim naponom (u oblasti slabljenja polja), te znatno veći propusni opseg u svim režimima. Algoritam se može direktno realizovati u faznom domenu, čime se proces dodatno pojednostavljuje.

Najznačajniji nedostatak osnovnog koncepta, i pored jednostavne realizacije i izrazito dobre dinamike, je veoma velika talasnost izlaznih vrednosti momenta i fluksa. Talasnost nastaje zbog diskretne prirode upravljačke veličine (napona), jer je vektor izlaznog napona definisan isključivo znakom odstupanja zadatih i realizovanih vrednosti momenta i fluksa. Motoru se dovodi napon promenljivog faznog stava, ali uvek konstantne maksimalne amplitude. Zbog toga moment i fluks uvek poseduju talasnost oko zadate vrednosti, a veličina odstupanja zavisi od širine praga histerezisa i radnog režima. Ova talasnost (*Ripple*) nedopustiva je za većinu primena.

Učestanost komutacije poluprovodničkih komponenti invertora nije konstantna, jer i ona zavisi od veličine pragova histerezisa i radnog režima. Pri malim brzinama obrtanja, učestanost komutacije je mala, pa postoje značajne talasnosti momenta i fluksa i problemi sa polaskom, dok prevelika učestanost komutacije koja prevazilazi vrednost dozvoljenu karakteristikama poluprovodnika može da dovede do njihovog termičkog oštećenja. U cilju smanjenja talasnosti, istraživanja su išla u dva pravca: prvi, modifikovanje osnovnog koncepta korišćenja diskretnih naponskih vektora (minimizacija talasnosti), i drugi, redefinisavanje upravljačke koncepcije, uz zadržavanje osnovne ideje direktne kontrole momenta: upravljanje momentom i fluksom direktnom kontrolom fluksa statora uz uvođenje kontinualnih naponskih vektora.

Prvi pristupi za poboljšanje performansi (minimizaciju talasnosti) bazirani su na injekciji trougaonog signala u signal proporcionalan odstupanju momenta i fluksa od zadatih vrednosti, na proširenju upravljačkih tabela i broja raspoloživih naponskih vektora ili korišćenju optimizacionih procedura. Sve modifikacije osnovnog koncepta zadržavaju jednostavnost osnovne ideje i izrazito brz odziv (nema potrebe za brojačima u pogonskom pretvaraču i proračunima napona). Nedostaci su što se talasnosti momenta i fluksa ni teorijski ne mogu svesti na minimalno moguću vrednost, pa zajedno sa učestanošću komutacije zavise od radnog režima i praga histerezisa. I pored navedenih nedostataka i danas su na tržištu dostupni kontroleri realizovani na ovom principu.

Drugi princip u modifikaciji izvornog algoritma direktne kontrole momenta je zadržavanje osnovne ideje: kontrola momenta i fluksa kontrolom vektora obrtnog polja, ali primenom znatno složenijih upravljačkih šema, odnosno kontinualnih vektora napona. Potreban napon se ili proračunava ili dobija u *feed-forward* i *feed-back* strukturama i realizuje upravljanjem pretvaračem po nekoj od tehnika impulsno širinske modulacije (*Pulse Width Modulation* - PWM). Algoritmi su bazirani na delimičnom ili kompletnom matematičkom modelu asinhronog motora, i organizovani tako da odrede i realizuju napon invertora kojim se greške momenta i fluksa minimiziraju tako da u stacionarnom stanju dostignu nultu vrednost. Zadržana je prirodna veza sa principom rada asinhronne mašine, odziv je i dalje izrazito brz, ali je drastično smanjena talasnost uz dobijanje konstantne učestanosti komutacije.

Nedostaci ovog pristupa su problemi vezani za potrebu poznavanja matematičkog modela motora osetljivog na varijacije parametara, estimaciju znatnog broja potrebnih veličina, upotrebu

brojača za realizaciju impulsno širinske modulacije, složen proračun potrebnog izlaznog napona, pa definisanje naponskog vektora u situacijama kada se zadate reference ne mogu realizovati u samo jednoj periodu ili kada regulatori odlaze u zasićenje.

I pored navedenih nedostataka, može se reći da direktna kontrola momenta bazirana na kompletnom matematičkom modelu asinhronog motora i kontinualnim naponskim vektorima ima potencijal za realizovanje upravljanja asinhronim motorom na takav način da se ostvare teoretski maksimalne performanse pogona. Ova tvrdnja bazirana je na osnovnoj ideji algoritma direktne kontrole momenta, a to je direktno upravljanje Teslinim obrtnim poljem.

Karakteristike algoritma direktne kontrole momenta su superiorne u odnosu na vektorsko upravljanje. Neposredno se upravlja fluksom statora i momentom, bez regulacije struje, a uz održavanje fluksa rotora na zadatoj vrednosti. Na taj način se koriste prednosti vektorskog upravljanja prema fluksu rotora, jer se uvažava rotorsko kolo, kao i prednosti vektorskog upravljanja prema fluksu statora jer se koristi direktna veza između fluksa statora i napona.

U prelaznim režimima regulator fluksa može da ode u zasićenje, odnosno da generiše veće vrednosti referentnih napona tako da amplituda pređe maksimalno raspoloživi napon. Zbog toga algoritam mora da sadrži mehanizam za ograničenje amplitude napona, uz održavanje izračunatog faznog stava, što dovodi do narušavanja odziva u prelaznim režimima.

Pravci razvoja elektromotornih pogona su povećavanje performansi uz razmatranje ekonomskih i ekoloških zahteva:

1. Obezbeđivanje izuzetne tačnosti pozicioniranja i upravljanja brzinom i momentom uz izuzetan dinamički odziv u širokom opsegu brzina.
2. Minimizacija zagrevanja, energetske gubitaka, buke i elektromagnetnih smetnji.
3. Razvijanje novih topologija konvertora
4. Smanjenje cene pogona i eliminisanje elektromagnetnog zagađenja integracijom motora i pogonskog pretvarača u isto kućište.

2. METOD RADA

U ovom poglavlju dat je pregled rada. Objasnjena je potreba za radom i dat je njegov cilj. Objasnjena je organizacija rada po poglavljima i ukratko navedena tematika svakog poglavlja pojedinačno. Dodatno, dat je način realizacije rada, koji se odnosi na primenjene metode za rešavanje određenih problema u toku rada.

2.1 Cilj rada

Upravljanje asinhronim mašinama je u današnje vreme od velikog značaja. Sve je veći broj primena asinhronog motora za koje je neophodno postojanje elektronske regulacije brzine, pozicije ili momenta. Aktualnost teme i potreba za predloženim istraživanjem proizilazi iz potrebe, nastale globalnim zagrevanjem, za optimalnim korišćenjem energetske opreme. U razvijenim zemljama oko dve trećine ukupne potrošnje električne energije odlazi na asinhronne motore. Postoji potreba za primenom elektronske regulacije u što je moguće više asinhronih motora, kao i za usavršavanjem posojećih metoda za upravljanje motora.

Cilj istraživanja u okviru master rada je uspešno upravljanje asinhronim mašinom u oblasti slabljenja polja po algoritmu za direktnu kontrolu momenta. Upravljanje je izvršeno u realnom pogonu. Sagledani su faktori koji utiču na tačnost u upravljanju, kao i metode za uspešno upravljanje asinhronog motora. Rad daje opis implementacije i prikaz rezultata dobijenih eksperimentalnim putem.

2.2 Organizacija rada

Rad je podeljen u jedanaest celina.

U prvom, prethodnom, delu istaknut je značaj primene asinhronih mašina u savremenim elektromotornim pogonima. Uz kraći istorijski osvrt na razvoj pogona sa asinhronim motorom dati su i aktuelni pravci razvoja.

U drugom, ovom delu, izložen je cilj rada i svrha izrade rada. Data je organizacija rada po celinama i objašnjeno šta je u kojoj celini razmatrano. Takođe je dat način realizacije upravljanja, koji se odnosi na primenjene metode za rešavanje određenih problema u toku rada.

U trećem poglavlju izveden je matematički model asinhronne mašine.

Četvrto poglavlje se bavi modelovanjem pogonskog pretvarača. U ovom poglavlju je objašnjena i impulsno širinska modulacija.

U petom poglavlju je diskutovano dobijanje parametara zamenske šeme asinhronne mašine putem merenja. Razmatrana su dva eksperimenta: eksperiment dobijanja rotorske vremenske konstante i eksperiment kratkog spoja. U ovom poglavlju su uvedene i bazne vrednosti i diskutovane su prednosti rada sa relativnim vrednostima. Uveden je i pojam formatata Q15 i objašnjene su operacije nad brojevima u ovom formatu.

Šesto poglavlje je rezervisano za estimator. Objasnjene su metode za estimator statorskog i rotorskog fluksa, estimator pozicije flukseva i estimator brzine i momenta.

Sedmo poglavlje se bavi dobijanjem referenci za fazni pomeraj i amplitudu statorskog fluksa. Posebno su obrađeni blokovi za slabljenje polja, za izračunavanje reference amplitude statorskog fluksa i za regulaciju momenta.

U osmom poglavlju je predstavljen regulator statorskog fluksa

Deveto poglavlje se bavi eksperimentalnim rezultatima dobijenih na realnom pogonu.

U desetom poglavlju dat je zaključak ovog rada.

U jedanaestom poglavlju data je literatura korišćena u ovom radu.

2.3 Način realizacije upravljanja

Algoritam za direktno upravljanje momentom asinhronne mašine, koji je implementiran na digitalnom signalnom kontroleru, zasnovan je na korišćenju i radijalne i tangencijalne komponente vektora fluksa statora. Amplituda statorskog fluksa se izračunava iz referenci za moment i za rotorski fluks, dok se ugao dobija iz regulatora momenta.

Pošto je algoritam zasnovan na upravljanju statorskim fluksom, on ne zahteva Parkovu transformaciju i iz tog razloga je primeran za upravljanje bez senzora i za operacije u režimu slabljenja polja. Algoritam ne uključuje složeni strujni regulator.

3. MATEMATIČKI MODEL ASINHRONE MAŠINE

U ovom poglavlju biće formiran matematički model asinhrone mašine neophodan za dalje izlaganje.

3.1 Uvod

Matematički model asinhrone mašine je skup diferencijalnih i algebarskih jednačina koji treba dovoljno tačno da opiše sve relevantne aspekte dinamičkog ponašanja mašine i da bude jednostavan za dalju analizu i računarsku obradu. Za potrebe analize rada i upravljanja asinhronim motorom, matematički model se formira tako da interpretira sve bitne procese od konkretnog značaja, a to su: električni, elektromagnetski i mehanički procesi.

U matematičkom modelu trofaznog asinhronog motora se obično uvode sledeće idealizacije i uprošćenja:

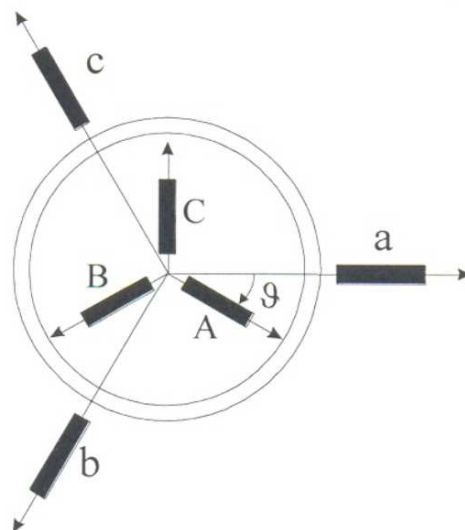
1. Posmatra se trofazni asinhroni motor sa tri identična fazna namotaja na statoru prostorno pomena za tačno 120 stepeni.
2. Namotaji rotora mogu se ekvivalentirati trofaznim namotajima prostorno pomenim za tačno 120 električnih stepeni.
3. Raspodela magnetopobudne sile po obodu zazora je sinusna.
4. Zanimaruje se uticaj zubaca statora i rotora na induktivnosti.
5. Zanimaruju se pojave parazitnih kapacitivnosti u mašini.
6. Gubici u magnetnom kolu mogu se zanemariti.
7. Omske otpornosti se usvajaju kao konstantne.
8. Medjusobna zavisnost fluksa i struje je linearna.
9. Moment inercije pogona smatra se konstantnim.
10. Pojave u električnoj mašini se dovoljno tačno opisuju primenom koncentrisanih parametara.
11. Smatra se da su svi prenosnici idealni (bez gubitaka), i da su sva vratila kruta.

Prvih šest idealizacija idealizuje konstrukciju asinhronne mašine, odnosno posmatra se idealno uravnotežena trofazna asinhronna mašina sa magnetskim kolom bez gubitaka. Sedma, osma i deveta idealizacija pretpostavljaju nepromenljivost parametara mašine sa radnim režimom, desetom idealizacijom se zanemaruju pojave talasnih efekata u mašini, dok se jedanaestom idealizacijom smatra da je mašina kruto spregnuta sa opterećenjem.

Od nabrojanih idealizacija najmanje je opravdana pretpostavka o linearnosti fluksa i struje, zato što asinhronni motori obično imaju nominalnu radnu tačku na samoj granici zasićenja.

3.2 Matematički model asinhronne mašine u faznom domenu

Na osnovu uvedenih idealizacija, na donjoj slici šematski je prikazana trofazna asinhronna mašina u originalnom (faznom) domenu.



Slika1: Prikaz trofazne AM u faznom domenu

Magnetne ose namotaja statora označene su slovima a, b i c, dok je namotaj rotora ekvivalentiran odgovarajućim trofaznim namotajem, sa osama A, B i C. U svaku osu postavljen je namotaj koji ekvivalentira odgovarajuću magnetopobudnu silu. Električni ugao je funkcija vremena i njime je definisan trenutni položaj između magnetne ose statora i odgovarajuće ose rotora.

Uvažavajući navedene idealizacije i poštujući gornju sliku, moguće je napisati jednačine naponske ravnoteže namotaja statora i namotaja rotora u matricnom obliku u domenu faznih veličina:

$$\underline{u} = \underline{R} \cdot \underline{i} + \frac{d\underline{\psi}}{dt},$$

$$\underline{\psi} = \underline{L}(\vartheta) \cdot \underline{i}.$$

Jednačina mehaničke ravnoteže (Njutnova jednačina) je:

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

Elektromagnetni moment je:

$$m_e = \frac{P}{2} \underline{i}^t \frac{d\underline{L}(\vartheta)}{d\vartheta} \cdot \underline{i},$$

gde su:

\underline{u} - vektor napona statora i rotora

\underline{R} - matrica otpornosti namotaja statora i rotora

\underline{i} - vektor struje statora i rotora

$\underline{\psi}$ - vektor fluksnih obuhvata statora i rotora

$\underline{L}(\vartheta)$ - matrica induktivnosti

ϑ - ugao između ose "a" namotaja statora i ose "A" namotaja rotora

m_e - elektromagnetni moment

m_m - mehanički moment opterećenja

P - broj pari polova

J - moment inercije

ω - električna ugaona brzina rotora

k_{tr} - koeficijent trenja

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

$$\omega_e = \frac{\omega}{P},$$

gde je ω_m brzina obrtanja vratila motora.

Električna ugaona brzina rotora jednaka je izvodu ugla između ose statora i odgovarajuće ose rotora:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt},$$

Matrice u gornjim izrazima u razvijenom obliku glase:

$$\underline{u} = [u_a \ u_b \ u_c \ u_A \ u_B \ u_C]^T,$$

$$\underline{i} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_A \ i_B \ i_C]^T,$$

$$\underline{\psi} = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c \ \psi_A \ \psi_B \ \psi_C]^T,$$

$$\underline{R} = \text{diag}\{R_s, R_s, R_s, R_r, R_r, R_r\}$$

$$\underline{L} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{rs} & L_r \end{bmatrix}.$$

Podmatrice \underline{L}_s , \underline{L}_r , \underline{L}_{sr} su oblika:

$$\underline{L}_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}$$

$$\underline{L}_r = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix}$$

$$\underline{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

gde su:

u_a, u_b, u_c - fazni naponi namotaja statora,

u_A, u_B, u_C - fazni naponi namotaja rotora,

i_a, i_b, i_c - fazne struje namotaja rotora,

ψ_a, ψ_b, ψ_c - fluksni obuhvati namotaja statora,

ψ_A, ψ_B, ψ_C - fluksni obuhvati namotaja rotora,

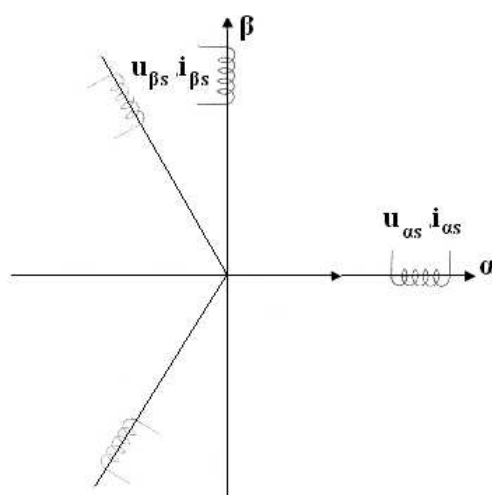
R_s - omski otpor namotaja statora,

- R_r - omski otpor namotaja rotora,
- L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} - sopstvene induktivnosti namotaja statora,
- L_{ab}, L_{bc}, L_{ca} - međusobne induktivnosti namotaja statora,
- L_{AA}, L_{BB}, L_{CC} - sopstvene induktivnosti namotaja statora,
- L_{AB}, L_{BC}, L_{CA} - međusobne induktivnosti namotaja statora,
- L_{sr} - međusobna induktivnost namotaja faze "a" na statoru i namotaja faze "A" na rotoru.

Matrica induktivnosti je kvadratna, dimenzija 6×6 . Ona je funkcija trenutnog položaja rotora (vremena). Zbog toga u matematičkom modelu figurišu nelinearne jednačine sa promenljivim koeficijentima, pa je model u domenu faznih veličina nepogodan za analizu i treba ga transformisati. Izvešće se transformacija originalnih veličina, rešiti transformisani model na znatno jednostavniji način i za kraće vreme, i zatim će se vratiti u originalno područje pomoću inverznih transformacija.

3.3 Klarkina transformacija

Trofazna mašina se može predstaviti dvofaznim ekvivalentom. Ukoliko se broj navojaka novog, dvofaznog sistema namotaja i njegove struje odrede tako da vektor magnetopobudne sile statora F_s ostane neizmenjen, u mašini će postojati isti fluks, moment, snaga pretvaranja i brzina obrtanja kao i ranije.



Slika2: Virtuelni namotaji u alfa i beta osi

Struje dvofaznog ekvivalenta koji predstavlja trofazni namotaj date su sledećom jednačinom:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = K_I \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Polazeći od pretpostavke da je načinjen jedan dvofazni prototip asinhronne mašine koji se zove M2, koji ima isto magnetsko kolo kao posmatrana trofazna asinhrona mašina M3 i koja ima isti broj navojaka, tada struje u dvofaznoj asinhronoj mašini moraju biti jednake

$$i_{\alpha s} = i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2} = \frac{3}{2}i_a$$

$$i_{\beta s} = \frac{\sqrt{3}}{2}(i_b - i_c)$$

da bi magnetnopobudna sila ostala ista. Jednaka magnetnopobudna sila daje isti fluks, pa u mašini M2 vršna vrednost elektromotorne sile u jednom navojku ostaje neizmenjena. Budući da je $N_{abc} = N_{\alpha\beta}$, kao i da je indukovana elektromotorna sila e značajno manja od pada napona Ri , naponi u_{abc} i $u_{\alpha\beta}$ moraju imati jednake vršne vrednosti. Dakle, napon faze a mašine M3 ima istu vršnu vrednost kao i napon faze α mašine M2. Ako se sada sprovede trofazna dvofazna transformacija napona, dobija se:

$$u_{\alpha s} = u_a - \frac{u_b}{2} - \frac{u_c}{2} = \frac{3}{2}u_a$$

Dakle u slučaju kada se posmatraju dva asinhrona motora od kojih je jedan dvofazni a drugi trofazni, koji imaju jednaka magnetska kola i isti broj navojaka po fazi, naponi i struje dvofazne mašine se ne mogu dobiti tako što se će se na napone i struje trofazne mašine primeniti ista transformaciona matrica.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = K_I \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

To znači da ako je koeficijent transformacije struja K_I jednak koeficijentu transformacije napona K_U i ako su oba jednaka 1, naponi i struje dobijeni transformacijom veličina mašine M3 neće odgovarati naponima i strujama koji se mogu izmeriti na mašini M2.

Ako se u izrazu za transformaciju napona mašine M3 koristi koeficijent $K_U = 2/3$, pri čemu se transformacija struja iste mašine obavlja korišćenjem izraza u kome je $K_I = 1$, dobijeni naponi i struje će zaista odgovarati dvofaznim namotajima mašine M2, koja ima isti broj navojaka kao i mašina M3. Nedostatak ovog pristupa je u tome što su struje mašine M2 1.5 puta

veće od struja mašine M3, dok su naponi jednaki. Dakle obavljena transformacija neće biti inverijantna po impedansi. To znači da impedanse originalne trofazne mašine treba pomnožiti sa koeficijentom K_U / K_I da bi se dobile impedanse dvofaznog ekvivalenta.

Ako se zadrži $K_I = 1$ i $K_U = 1$, transformacijom napona mašine M3 dobijaju se naponi dvofaznog ekvivalenta koji su 1.5 puta veći od napona koji se mogu izmeriti na mašini M2. Dakle, ovakva transformacija je invarijantna po impedansi. Međutim, ona daje napone koji ne odgovaraju mašini M2. Pored toga, ovakva transformacija nije invarijantna po snazi. U praksi se najčešće koristi transformacija gde je $K_I = K_U = 2/3$.

Pored struja, u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu potrebno je transformisati i napone, kao i flukseve. Klarkina transformacija za napone i flukseve data je sledećim jednačinama:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = K_U \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = K_\psi \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$

Pri analizi i modeliranju električnih mašina, transformacije koordinata stanja se obavljaju tako da se na isti način transformišu naponi, struje i fluksevi da bi transformacija bila inverijantna po impedansi i induktivnosti.

- Jednakost između transformacionih matrica napona i struje daje invarijantnost po impedansi

- Jednakost između transformacionih matrica fluksa i struje daje invarijantnost po koeficijentima sopstvene, međusobne i rasipne induktivnosti

- Jednakosti između transformacionih matrica napona i fluksa omogućava očuvanje relacija $e = \frac{d\psi}{dt}$. U slučaju da je $K_I \neq K_\psi$, po obavljenoj transformaciji morala bi se koristiti relacija $e = \left(\frac{K_U}{K_\psi}\right) \frac{d\psi}{dt}$.

U ovom radu usvojen je sledeći pristup:

1) Klarkina 3F/2F transformacija napona, struja i flukseva se sprovodi na jednak način, korišćenjem transformacione matrice u kojoj je $K = 2/3$. Oznaka V u donjem izrazu predstavlja bilo koju od varijabli, napon, struju ili fluks namotaja.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

2) Kao posledica, primenjena transformacija je invarijantna po impedansi i induktivnosti. Dakle, parametri R_s , R_r , L_m , L_s , kao i sve druge induktivnosti i otpornosti zadržavaju svoju vrednost.

3) Vršne i efektivne vrednosti $\alpha\beta$ veličina jednake su vršnim i efektivnim vrednostima abc veličina. Vrede jednakosti $u_\alpha(t) \equiv u_a(t)$, $i_\alpha(t) \equiv i_a(t)$, $\psi_\alpha(t) \equiv \psi_a(t)$.

4) Nije moguće načiniti realan dvofazni statorski namotaj koji bi zamenio trofazni, obezbedio jednaku magnetopobudnu silu statora i imao statorske napone i struje koji odgovaraju vrednostima dobijenim transformacijom. Invarijantnost F_s traži $N_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} u_{abc}$, zbog jednakosti elektromotorne sile indukovane u jednom navojku.

5) Snaga dvofaznog ekvivalenta $P_{\alpha\beta} = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta$ jednaka je svega $2/3 P_{abc}$. Naime, kako fazne veličine u $\alpha\beta$ domenu imaju jednake efektivne vrednosti kao i odgovarajuće veličine u originalnom abc domenu, okolnost da trofazni original ima jednu fazu više rezultuje zaključkom $P_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} P_{abc}$. To znači da je $P_{abc} = \frac{3}{2} P_{\alpha\beta}$.

3.4 Jednačine ravnoteže napona u namotajima statora i rotora u $\alpha\beta$ domenu

Primenom trofazno-dvofazne (Klarkine) transformacije jednačine naponske ravnoteže

$$u_a = R_s \cdot i_a + \frac{d\psi_a}{dt}$$

$$u_b = R_s \cdot i_b + \frac{d\psi_b}{dt}$$

$$u_c = R_s \cdot i_c + \frac{d\psi_c}{dt}$$

se mogu prevesti u αs - βs koordinatni sistem, tj. iskazati korišćenjem αs i βs projekcija struje, napona i fluksa:

$$u_{\alpha s} = R_s \cdot i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt}$$

$$u_{\beta s} = R_s \cdot i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt}$$

Veličine $\psi_{\alpha s}$ i $\psi_{\beta s}$ su projekcije vektora statorskog fluksa na ose α - β s koordinatnog sistema, koje se mogu izračunati primenom trofazno dvofazne transformacije na ukupni fluks faznih namotaja ψ_a , ψ_b i ψ_c .

Primenom trofazno-dvofazne transformacije jednačine ravnoteže napona u namotaju rotora:

$$u_A = R_s \cdot i_A + \frac{d\psi_A}{dt}$$

$$u_B = R_s \cdot i_B + \frac{d\psi_B}{dt}$$

$$u_C = R_s \cdot i_C + \frac{d\psi_C}{dt}$$

mogu se se mogu prevesti u α - β s koordinatni sistem, tj. iskazati korišćenjem α s i β s projekcija struje, napona i fluksa:

$$0 = R_s \cdot i_{\alpha R} + \frac{d\psi_{\alpha R}}{dt}$$

$$0 = R_s \cdot i_{\beta R} + \frac{d\psi_{\beta R}}{dt}$$

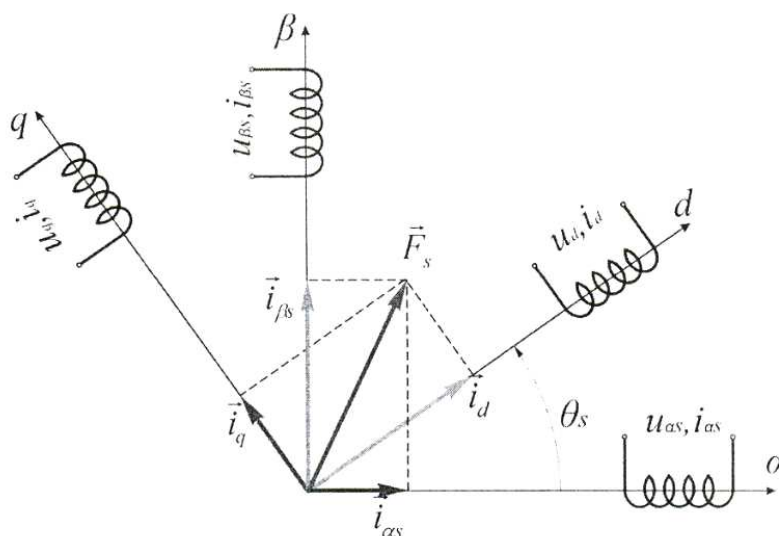
3.5 Parkova transformacija

Upravljanje zasnovano na α - β matematičkom modelu mašine je problematično zato što su promenljive stanja, tj. projekcije vektora struje i fluksa na ose α - β koordinatnog sistema, prostoperiodične funkcije vremena čak i u ustaljenom stanju, pri konstantnoj amplitudi magnetopobudne sile F_s , konstantnoj amplitudi fluksa i nepromenljivoj brzini obrtanja. Nedostatak modela se može otkloniti primenom odgovarajuće transformacije koordinata stanja, zamene postojećih promenljivih stanja novim. Nove promenljive treba odabrati tako da im se vrednost u ustaljenom stanju ne menja. Transformaciju koordinata stanja treba načiniti tako da se očuva invarijantnost po impedansi, induktivnosti i snazi.

Izborom novog koordinatnog sistema, koji se obrće jednakom brzinom kao i vektor magnetopobudne sile F_s , projekcije ovog vektora na ose novog koordinatnog sistema će biti konstante u ustaljenim stanjima. Isti zaključak se može izvesti za vektore napona i fluksa.

Usvajanjem sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema sa osama d i q , projekcije i_d i i_q vektora statorske struje — na ose imaju vrednost koja se u ustaljenom stanju ne menja. Dakle, transformacijom statorskih veličina iz stacionarnog α - β s koordinatnog sistema u sinhrono rotirajući d - q koordinatni sistem, dobija se model statora u kome će relevantne promenljive imati konstantnu vrednost u ustaljenom stanju.

Transformacija se može primeniti pod uslovom da vektor magnetopobudne sile F_s bude invarijantan. Premda je transformacija u osnovi matematička operacija, ona se može predstaviti zamišljenim uklanjanjem namotaja statora α - β s i ugradnjom novih namotaja koji leže u osama d - q koordinatnog sistema, kao što je prikazano na donjoj slici. Namotaji d - q se ne mogu realizovati u praksi, pa ih je ispravno zvati virtuelni.



Slika3: Virtuelni namotaji u d i q osi

Projekcija struje $i_{\alpha s}$ na osu d jednaka je $i_{\alpha s} \cos \theta_s$, dok je projekcija struje $i_{\beta s}$ na istu osu jednaka $i_{\beta s} \sin \theta_s$. Sabiranjem projekcija struja $i_{\alpha s}$ i $i_{\beta s}$ na osu q , dobija se da struja u virtuelnom namotaju q mora biti $i_q = -i_{\alpha s} \cos \theta_s + i_{\beta s} \sin \theta_s$. Parkova obrtna transformacija se može iskazati sledećom matricom:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \underline{T} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}$$

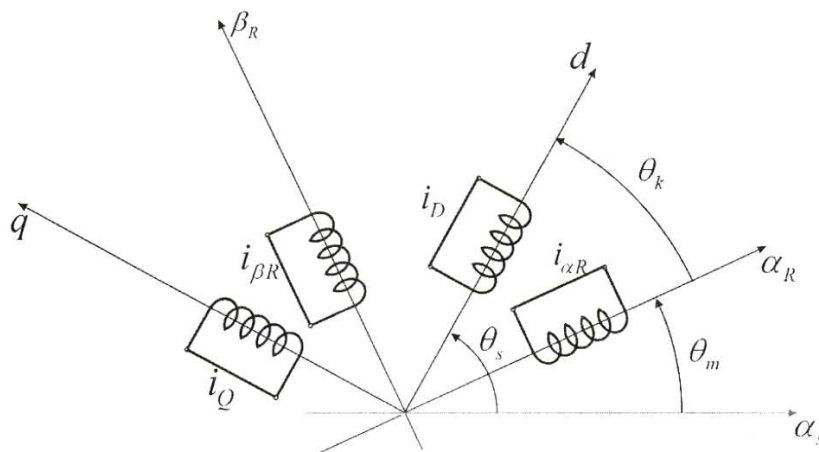
Pored statorskih veličina, neophodno je načiniti i obrtnu transformaciju rotorskih veličina. Statorske i rotorske veličine je potrebno transformacijom prevesti u isti koordinatni sistem. Dakle sistem od dva fazna namotaja α_R i β_R , koji zamenjuju kratko spojeni rotorski kavez, potrebno je zameniti virtuelnim namotajima rotora u d - q koordinatnom sistemu.

Ukoliko se rotorski namotaji transformišu, tj. zamene virtuelnim namotajima koji leže u d - q koordinatnom sistemu, tada neće biti pomeraja statorskih dq namotaja u odnosu na rotorske

DQ namotaje, pa će matrica induktivnosti koja vredi za virtuelne namotaje imati konstantne koeficijente.

Pored potrebe za dobijanjem konstantne matrice induktivnosti, transformacija rotorskih veličina u d-q sistem je potrebna i zbog dobijanja modela u kome su rotorske koordinate u ustaljenom stanju konstante.

Obrtna transformacija rotorskih veličina je prikazana donjom slikom:



Slika4: d-q transformacija

Sinhrono rotirajući d-q koordinatni sistem napreduje za ugao θ_k u odnosu na rotor, tako da je njegov pomeraj u odnosu na stator jednak $\theta_s = \theta_k + \theta_m$.

Ista transformaciona matrica se primenjuje na sve rotorske veličine, čime se dobijaju naponi virtuelnih rotorskih namotaja $u_D = u_Q = 0$ i ukupni fluksevi ψ_D i ψ_Q .

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha R} \\ i_{\beta R} \end{bmatrix}$$

Budući da se statorski i rotorski namotaji predstavljaju virtuelnim dq i DQ namotajima čije se ose podudaraju i koji se ne međusobno ne pomeraju, međusobna induktivnost između namotaja d i D je jednaka L_m kao i međusobna induktivnost između namotaja q i Q, dok su međusobne induktivnosti namotaja u ortogonalnim osama jednake nuli. Matrica induktivnosti je jednaka:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \underline{L} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

3.6 Jednačine ravnoteže napona u dq sistemu

Za model u stacionarnom koordinatnom sistemu, ravnoteža napona u namotajima statora je iskazana jednačinama:

$$u_{\alpha s} = R_s \cdot i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt}$$

$$u_{\beta s} = R_s \cdot i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt}$$

Množenjem druge jednačine sa imaginarnom jedinicom i sabiranjem dve jednačine, dobija se jedna jednačina naponske ravnoteže u kojoj figurišu vektori napona i struje u svom kompleksnom zapisu.

$$\underline{u}_{\alpha\beta s} = (u_{\alpha s} + ju_{\beta s}) = R_s(i_{\alpha s} + ji_{\beta s}) + \frac{d(\psi_{\alpha s} + \psi_{\beta s})}{dt} = R_s \cdot \underline{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d\underline{\psi}_{\alpha\beta s}}{dt}$$

Napon virtuelnih dq namotaja dobija se obrtnom transformacijom $\alpha\beta$ napona.

$$\underline{u}_{dq} = (u_d + ju_q) = \underline{u}_{\alpha\beta s} e^{-j\theta s} = \left(R_s \cdot \underline{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d\underline{\psi}_{\alpha\beta s}}{dt} \right) \cdot e^{-j\theta s}$$

Veličine $\underline{i}_{\alpha\beta s}$ i $\underline{\psi}_{\alpha\beta s}$ stacionarnog koordinatnog sistema mogu se izraziti u funkciji dq veličina uz pomoć inverzne Parkove transformacije, $\underline{i}_{\alpha\beta s} = \underline{i}_{dq} \exp(-j\theta s)$ tako se dobija.

$$\underline{u}_{dq} = \left(R_s \cdot \underline{i}_{dq} e^{+j\theta s} + \frac{d(\underline{\psi}_{dq} e^{+j\theta s})}{dt} \right) \cdot e^{-j\theta s} = R_s \cdot \underline{i}_{dq} + \frac{d\underline{\psi}_{dq}}{dt} + j\underline{\psi}_{dq}$$

Dakle, jednačine naponske ravnoteže u dq virtuelnim statorskim namotajima nemaju oblik $u = R \cdot i + \frac{d\psi}{dt}$, već se u njima javlja dodatni član koji je posledica izvršene obrtne transformacije.

Isti postupak se može primeniti na jednačine ravnoteže napona u rotorskim namotajima, sa tom razlikom što u transformacijama na mestu ugla θ_s figuriše θ_k . Za virtuelne rotorske namotaje vredi jednakost:

$$\underline{u}_{DQ} = \left(R_R \cdot \underline{i}_{DQ} e^{+j\theta k} + \frac{d(\underline{\psi}_{DQ} e^{+j\theta k})}{dt} \right) \cdot e^{-j\theta k} = R_R \cdot \underline{i}_{DQ} + \frac{d\underline{\psi}_{DQ}}{dt} + j\underline{\psi}_{DQ}$$

3.7 Jednačine modela u dq sistemu

Sledeće jednačine daju kompletan matematički model električnog podsistema asinhrono mašine u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Dve kompleksne jednačine ravnoteže napona u namotajima statora i rotora, gore izvedene, mogu se razdvojiti na realni i imaginarni deo, čime se dobijaju četiri skalarnе jednačine.

$$\begin{aligned}u_d &= R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_s \psi_q \\u_q &= R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_s \psi_d \\0 &= R_R \cdot i_D + \frac{d\psi_D}{dt} - \omega_k \psi_Q \\0 &= R_R \cdot i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} + \omega_k \psi_D\end{aligned}$$

Matrica induktivnosti daje vezu flukseva i struja virtuelnih namotaja:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

3.8 Izraz za moment

Polazeći od izraza za snagu izvora

$$P_e = \left(\frac{3}{2}\right) (u_d i_d + u_q i_q)$$

moguće je odrediti elektromagnetski momenat. Koristeći jednačine naponske ravnoteže za statorske namotaje dobija se snaga izvora :

$$\begin{aligned}P_e &= \left(\frac{3}{2}\right) (u_d i_d + u_q i_q) \\&= \left(\frac{3}{2}\right) (R_s i_d^2 + R_s i_q^2) + \left(\frac{3}{2}\right) \left(i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt} \right) + \left(\frac{3}{2}\right) \cdot \omega_s \cdot (\psi_d i_d - \psi_q i_q) = \\&= P_{cu1} + \frac{dW_m}{dt} + P_{ob}\end{aligned}$$

Gde su:

P_{cu1} - gubitci u bakru statorskog namotaja

$\frac{dW_m}{dt}$ - snaga akumulacije energije u sprežnom polju, tj izvod energije u sprežnom polju

P_{ob} - snaga obrtnog oplja (ova snaga se predaje rotoru)

Količnik snage obrtnog polja P_{ob} i brzine obrtanja polja $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ određuje elektromagnetski momenat $M_{em} = \frac{P_{ob}}{\Omega_s}$ kojim stator deluje na rotor.

$$M_{em} = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot P \cdot (\psi_d i_d - \psi_q i_q)$$

Njutnova jednačina određuje promenu brzine:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M_{em} - \sum M_{opt}$$

3.9 Zamenska šema asinhronih mašina za ustaljena stanja

Radi lakše analize rada asinhronih mašina, poželjno je predstaviti jednačine ravnoteže napona zamenskom šemom za ustaljena stanja. Postoji, međutim, problem stoga što statorske jednačine sadrže učestanost ω_s dok je u rotorskim jednačinama učestanost ω_k . Ukoliko se žele obe jednačine predstaviti jedinstvenom šemom u kojoj se ustaljene vrednosti prostoperiodičnih struja i napona predstavljaju fazorima, neophodno je imati jedinstvenu učestanost.

$$\underline{U}_s = R_s \underline{I}_s + j \omega_s \underline{\psi}_s$$

$$0 = R_R \underline{I}_R + j \omega_k \underline{\psi}_R \quad / \cdot \frac{\omega_s}{\omega_k}$$

Rotorsku jednačinu je moguće podeliti sa relativnim klizanjem, čime ravnoteža napona u rotorskom kolu uzima oblik:

$$0 = \frac{R_R}{s} \underline{I}_R + j \omega_s \underline{\psi}_R$$

dok je statorsko kolo određeno jednačinom:

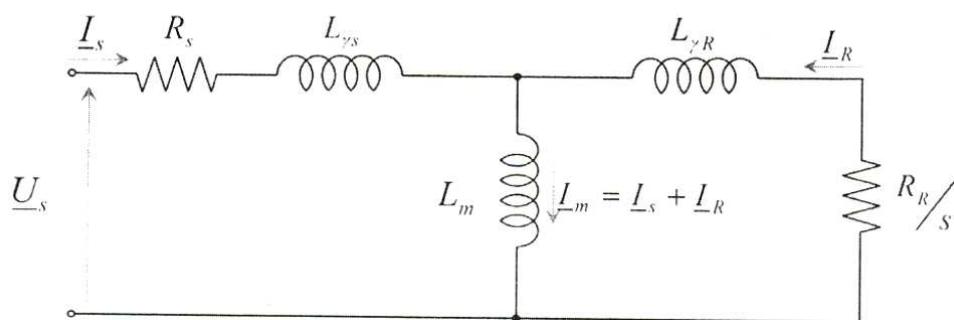
$$\underline{U}_s = R_s \underline{I}_s + j \omega_s \underline{\psi}_s$$

Fluksevi se mogu izraziti u funkciji struja, $\underline{\psi}_R = L_R \underline{I}_R + L_m \underline{I}_s$, $\underline{\psi}_s = L_s \underline{I}_s + L_m \underline{I}_R$. Da bi se odredila zamenska šema za ustaljena stanja, potrebno je izraziti fluks u funkciji struja i koeficijenata sopstvenih, međusobnih i rasipnih inuktivnosti:

$$\underline{\psi}_s = L_{\gamma s} \underline{I}_s + L_m \underline{I}_m$$

$$\underline{\psi}_R = L_{\gamma R} \underline{I}_R + L_m \underline{I}_m$$

Jednačine ravnoteže napona za statorski i rotorski namotaj mogu se u ustaljenom stanju predstaviti zamenskim kolom prikazanim na donjoj slici:



Slika5: Zamenska šema AM u ustaljenom stanju

Napon \underline{U}_s , doveden sa leve strane kola, jednak je $\underline{U}_s = R_s \underline{I}_s + L_{\gamma s} \frac{d\underline{I}_s}{dt} + L_m \frac{d(\underline{I}_s + \underline{I}_R)}{dt}$, gde su \underline{U}_d i \underline{U}_q vrednosti koje se dobijaju primenom trofazno-dvofazne, a potom i obrtne Parkove transformacije na fazne namotaje u_a , u_b i u_c .

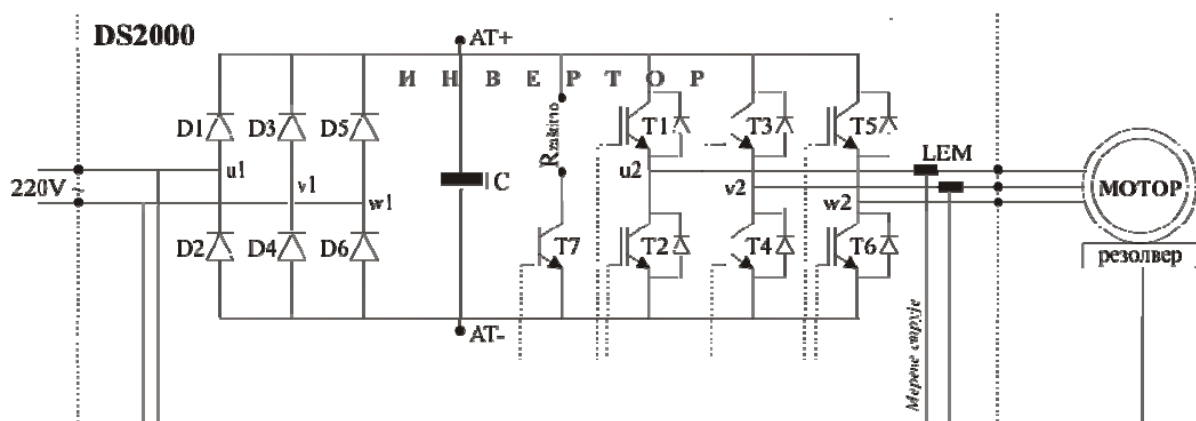
4. MODELOVANJE POGONSKOG PRETVARAČA

4.1 Uvod

Za upravljanje asinhronim motorom neophodno je raspolagati naponom promenljive amplitude i učestanosti koji se dobija iz pogonskog pretvarača. Kao pogonski pretvarači danas se standardno koriste poluprovodnički pretvarači sastavljeni od ispravljačkog i invertorskog mosta povezanih jednosmernim međukolom.

4.2 Šema pretvarača

Na donjoj slici je prikazan pogonski pretvarač koji se koristi u ovom radu.



Slika6: Šema pogonskog pretvarača

Pogonski pretvarač vezan je sa primarnim izvorom (gradskom mrežom) preko ispravljača, diodnog mosta, kojim se obezbeđuje napon jednosmernog međukola. U međukolu se nalaze elektrolitski kondenzator C i u paraleli sa njim otpornik za kočenje R_k koji se uključuje prekidačem T_k . Invertorski most, sastavljen od šest poluprovodničkih prekidača raspoređenih u tri grane, napaja se iz jednosmernog međukola.

Ako snaga na izlazu iz invertora promeni znak (kada motor radi u generatorskom režimu), napon jednosmernog međukola V_{DC} raste jer diodni ispravljač ne dozvoljava negativan smer struje (vraćanje energije u mrežu). Energija kočenja se tada mora disipirati u jednosmernom međukolu na otporniku R_k uključivanjem prekidača za kočenje R_k .

Pogonskim pretvaračem upravlja se dovođenjem prekidačkih signala na ulaze A,B i C invertorskog mosta.

Sekundarni efekti, koji značajno komplikuju modelovanje pretvarača, su gubici na poluprovodničkim komponentama, varijacije ulaznog napona, te konačno vreme uključenja i isključenja prekidača. Uobičajeno se uvode sledeće idealizacije:

1. Zanemaruju se gubici snage na poluprovodnicima, odnosno padovi napona u uključenom i struje curenja u isključenom stanju.

2. Svi prekidači mogu se uključiti i isključiti beskonačno brzo u bilo kom trenutku.

3. Varijacije napona jednosmernog međukola uzrokovane varijacijama napona primarnog izvora se zanemaruju.

Prva i druga idealizacija omogućavaju modelovanja poluprovodnika idealnim prekidačima, dok se trećom idealizacijom pretpostavlja da izlazni napon pretvarača zavisi isključivo od načina upravljanja prekidačima. Kod realnog pretvarača postoje gubici i u stacionarnom stanju i tokom komutacije, a prekidači se uključuju i isključuju u konačnom vremenu.

Grupa od dva redno vezana prekidača zove se faza invertora. U svakom trenutku je uključen jedan od dva prekidača. Uključenje oba prekidača bi načinilo kratak spoj jednosmernog međukola.

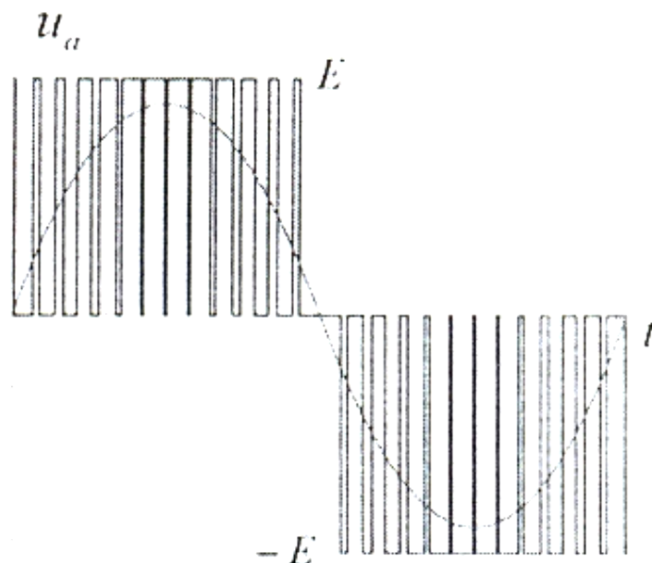
Zbog konačnog vremena uključenja i isključenja, potrebno je unapred definisati interval kada oba prekidača u svakoj grani mosta moraju biti isključena. Ovaj interval se naziva "mrtvo vreme". Mrtvo vreme može bitno degradirati performanse pogona, posebno u režimu malih brzina. Varijacije ulaznog napona direktno se preslikavaju na izlazni napon, pa ako elektrolitski kondenzator nije velikog kapaciteta, ili se ne koriguje upravljanje pri promeni ulaznog napona, dolazi do značajnog odstupanja izlaznih od zadatih vrednosti napona. Ova pojava može da dovede do degradiranja performansi pri radu u limitu napona odnosno u režimu slabljenja polja.

Zbog limita napona jednosmernog međukola definisanog naponom primarnog izvora i limita struje invertora definisanog maksimalnom strujom poluprovodničkih prekidača, aktuator se ne može smatrati idealnim izvorom. Prekidački signali se mogu generisati na više načina. U svakom slučaju, cilj je da pretvarač realizuje zadati izlazni napon ili struju, tj. da se ponaša kao naponski ili strujni izvor promenljive učestanosti.

4.3 Impulsno širinska modulacija

Uzimanjem negativnog pola jednofaznog međukola za referentni potencijal, uključenje gornjeg prekidača rezultuje faznim naponom $u_a = 0$. Isto važi i za fazne napone u_b i u_c . Fazni

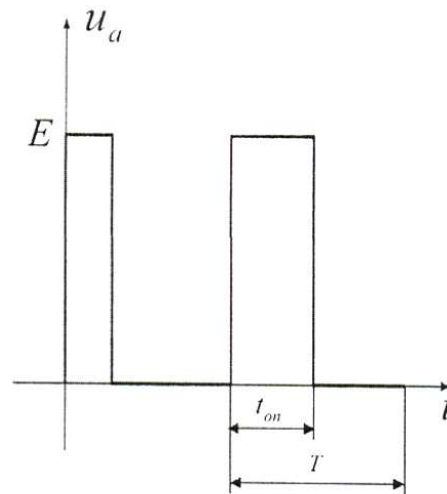
naponi uzimaju diskretne vrednosti, $u \in \{0, +E\}$, tako da linijski naponi, kakav je $u_{ab} = u_a - u_b$, uzimaju jednu od tri diskretne vrednosti, $u_{ab} = \{-E, 0, +E\}$. Dakle, trenutna vrednost linijskog napona se ne može menjati, već uzima jednu od tri diskretne vrednosti. Međutim, brzom izmenom prekidačkih stanja može se dobiti povorka impulsa promenljive širine. Kontinualnom promenom širine impulsa moguće je ostvariti kontinualnu promenu srednje vrednosti napona. Brzom izmenom raspoloživih diskretnih vrednosti $\{-E, 0, +E\}$, linijski napon može imati oblik povorka impulsa kao što je pokazano na donjoj slici:



Slika 7: Linijski napon koji se dovodi na mašinu PWM regulacijom

Promenom širine prikazanih impulsa moguće je menjati srednju vrednost napona, i tako u mašini stvoriti efekte jednake onim a koji bi se javili kod napajanja iz idealnog naponskog izvora sa prostoperiodičnom promenom trenutne vrednosti napona.

Frekvencije f_{PWM} komutacija poluprovodničkih prekidača u trofaznom tranzistorskom invertoru je najčešće bliska 10kHz. Fazni napon $u_a(t)$ je impulsnog oblika. Tokom svakog perioda od $T = \frac{1}{f_{PWM}} \approx 100\mu s$, prekidačko stanje u kome je uključen gornji prekidač se zadržava u trajanju od t_{ON} , gde je $0 < t_{ON} < T$, dok tokom preostalog dela perioda traje stanje u kome je uključen donji prekidač. Oblik faznog napona prikazan je na donjoj slici:



Slika8: Oblik faznog napona

Srednja vrednost napona je proporcionalna vremenu t_{ON} . Za tačku referentnog potencijala uzima se negativni pol jednosmernog kola, pa je u intervalu $0 < t < t_{ON}$ fazni napon jednak $+E$, dok se u preostalom delu perioda T ima napon $u_a=0$. Kontinualnom promenom vremena t_{ON} u opsegu od $0 < t_{ON} < T$, srednja vrednost faznog napona $u_a^{sr} = E \left(\frac{t_{ON}}{T} \right)$ se menja od 0 do $+E$:

$$U_{sr} = \frac{1}{T} \cdot \int_{NT}^{(N+1)T} u_a dt = \frac{t_{ON}}{T} \cdot E$$

4.4 Prostoperiodična promena napona

Širina impulsa koji obrazuju fazni napon se može menjati, to jest modulirati. Promena širine impulsa se zove impulsno širinska modulacija. Da bi se postigla promena srednje vrednosti napona $u_a^{sr}(t)$, širinu impulsa treba menjati po zakonu:

$$t_{ON} = T \left(\frac{u_a^{sr}(t)}{E} \right)$$

Širina impulsa se može menjati u sukcesivnim periodima komutacije, tako da se u praktičnoj primeni širina impulsa u periodu $[nT..(n+1)T]$ određuje na osnovu izraza:

$$t_{ON}(n) = T \cdot u_a^{sr} \left(\frac{nT}{E} \right)$$

Ako je $f_s \approx 50\text{Hz}$ željena frekvencija faznog napona, φ početna faza, dok broj $0 < A < 1$ određuje željenu amplitudu, širinu impulsa treba menjati po zakonu

$$t_{ON}(n) = \frac{T}{2} + \frac{T}{2} \cdot A \cdot \sin(2\pi f_s \cdot nT - \varphi)$$

da bi se dobio fazni napon u_a sa srednjom vrednošću koje se menja na osnovu izraza:

$$u_a^{sr}(t) \approx \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \cdot A \cdot \sin(2\pi f_s \cdot nT - \varphi)$$

Naizmenična komponenta ima amplitudu koja se može prouzvoljno menjati izborom parametra A , dok su frekvencija izraza određeni parametrima f_s i φ . Frekvencije komutacija f_{PWM} mora biti znatno veća od željene frekvencije faznog napona, $f_s \ll f_{PWM}$. U izrazu za $u_a^{sr}(t)$ postoji i jednosmerna komponenta $E/2$, koja je posledica izbora tačke referentnog potencijala. Ona nije od značaja za rad mašine.

Frekvencija f_s se naziva osnovnom ili fundamentalnom, i ona uzima vrednosti od nekoliko desetina ili stotina ciklusa u sekundi, dok se frekvencija f_{PWM} naziva komutacionom i uzima vrednosti od 5 kHz do 20 kHz. Pošto je $f_s \ll f_{PWM}$, promene širine impulsa i srednje vrednosti napona se nazivaju sporopromenljivim.

Spektar širinski modulisanog impulsa sadrži:

- 1) Jednosmernu komponentu $E/2$
- 2) sporo promenljivu naizmeničnu komponentu frekvencije f_s , tj. osnovnu odnosno fundamentalnu komponentu, stvorenu varijacijom širine impulsa.
- 3) komponentu frekvencije f_{PWM} stvorenu periodičnom izmenom impulsa, kao i
- 4) niz harmonijskih komponenti manjeg značaja, među kojima komponente na frekvencijama koje su celobrojni umnošci f_{PWM} , kao i intermodulacione komponente, sa frekvencijama $m f_{PWM} \pm f_s$.

5. ODREĐIVANJE PARAMETARA ZAMENSKE ŠEME

5.1 Uvod

Analiza zamenske šeme za ustaljena stanja traži poznavanje parametara $R_s, R_r, R_{\gamma s}, R_{\gamma r}, L_m$. Kao što je u uvodu ovog rada navedeno, direktna kontrola momenta je jako osetljiva na loše izmerene parametre mašine. Pre svega osetljivost se ogleda u neophodnosti tačnog podatka o vrednosti statorske otpornosti R_s .

Sada će se prikazati kako greška u merenju R_s utiče na grešku u estimiranju momenta:

$$M_{em} = \psi_{\alpha s} i_{\alpha s} - \psi_{\beta s} i_{\beta s}$$

$$\psi_{\alpha s}(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\alpha s}(t) - R_s \cdot i_{\alpha s}(t)) d\tau$$

$$\psi_{\beta s}(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\beta s}(t) - R_s \cdot i_{\beta s}(t)) d\tau$$

Ako se sada uzme da je greška merenja otpornosti jednaka ΔR_s , onda se merena statorska otpornost može predstaviti kao:

$$R_s^{mereno} = R_s + \Delta R_s$$

Sada su jednačine:

$$\psi_{\alpha s}(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\alpha s}(t) - R_s^{mereno} \cdot i_{\alpha s}(t)) d\tau = \int_{-\infty}^t (u_{\alpha s}(t) - (R_s + \Delta R_s) \cdot i_{\alpha s}(t)) d\tau$$

$$\psi_{\beta s}(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\beta s}(t) - R_s^{mereno} \cdot i_{\beta s}(t)) d\tau = \int_{-\infty}^t (u_{\beta s}(t) - (R_s + \Delta R_s) \cdot i_{\beta s}(t)) d\tau$$

Pošto je:

$$i_{\alpha s}(t) = I_m \sin(\omega_s t)$$

$$i_{\beta s}(t) = I_m \cos(\omega_s t)$$

sledi da je:

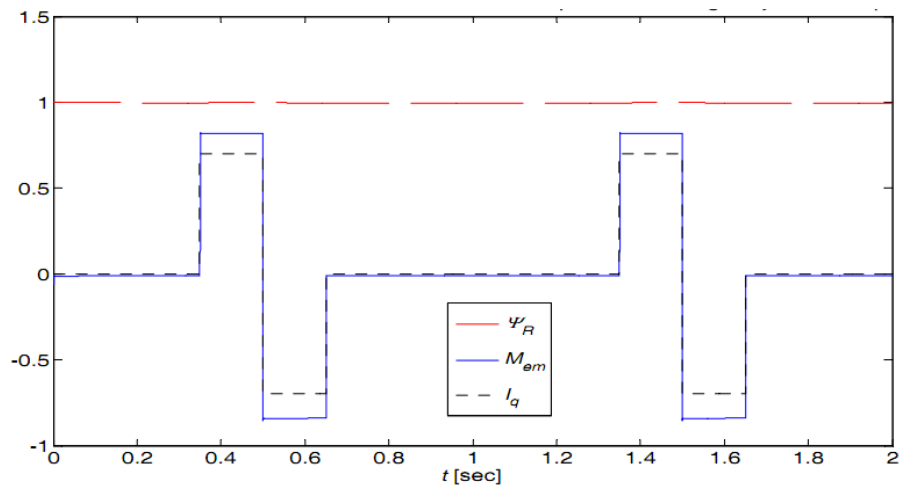
$$\psi_{\alpha s}(t) = \psi_{\alpha s}^{stvarno}(t) - \frac{\Delta R_s}{\omega_s} I_m \cos(\omega_s t)$$

$$\psi_{\beta s}(t) = \psi_{\beta s}^{stvarno}(t) + \frac{\Delta R_s}{\omega_s} I_m \sin(\omega_s t)$$

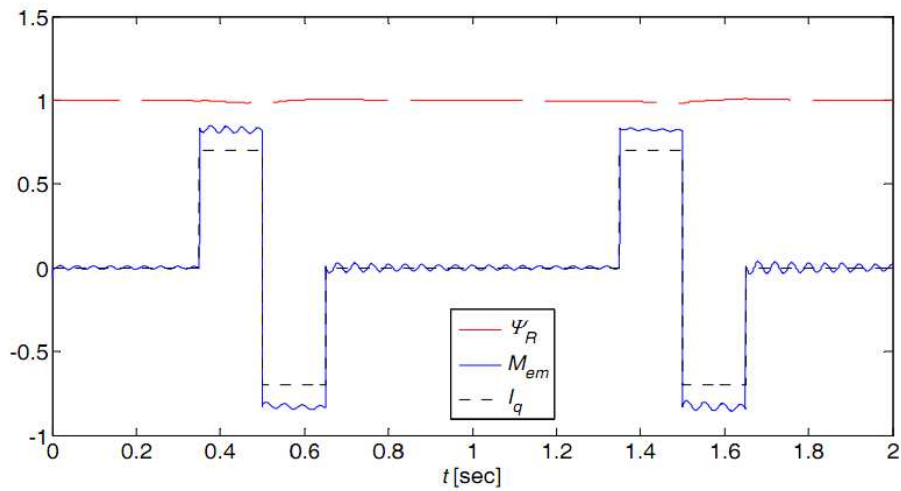
Kao što se vidi iz gornjih jednačina čak i relativno mala greška u merenju statorske otpornosti može jako nepovoljno da se odrazi na fluks. Ova greška je pogotovu jako izražena pri malim brzinama, kada je količnik $\frac{\Delta R_s}{\omega_s}$ jako veliki, zato što je ω_s malo. Greška u estimaciji fluksa se odražava na estimaciju momenta jer je:

$$M_{em} = \psi_{\alpha s} i_{\alpha s} - \psi_{\beta s} i_{\beta s}$$

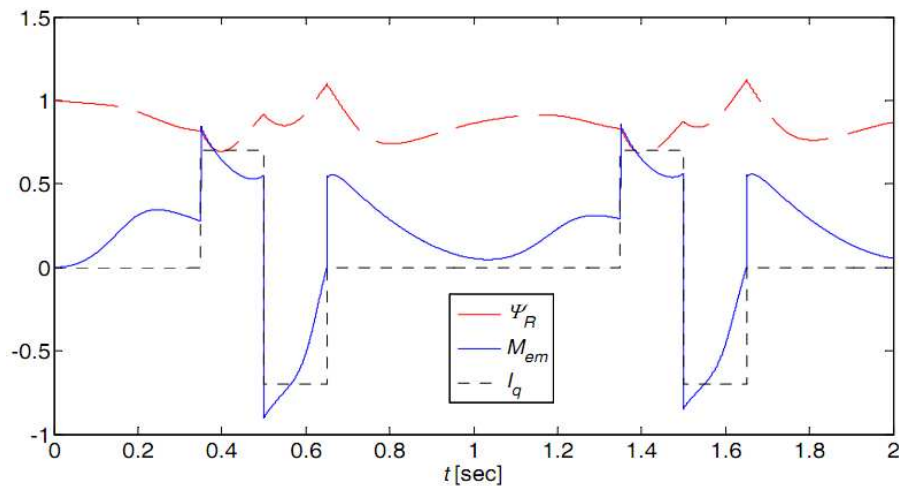
Kako izgleda odziv momenta pri direktnom upravljanju za različite vrednosti relativne greške merenja statorske otpornosti može se videti na donjim slikama:



Slika9: Odziv momenta pri $\omega_m = 0.5\omega_{nom}$, $i_d^* = I_{dnom}$, $\Delta R_s = 0$



Slika10: Odziv momenta pri $\omega_m = 0.5\omega_{nom}$, $i_d^* = I_{dnom}$, $\Delta R_s = 0.5R_s$



Slika11: Odziv momenta pri $\omega_m = 0.02\omega_{nom}$, $i_d^* = I_{dnom}$, $\Delta R_s = 0.5R_s$

U nastavku će se objasniti postupak merenja parametara ekvivalentne šeme.

5.2 Merenje statorske otpornosti

Statorska otpornost se meri ommetrom tako što se poveže na proizvoljne dve faze motora i očitava vrednost. Vrednost statorske otpornosti je duplo manja od očitane vrednosti jer je statorski namotaj vezan u zvezdu. To znači da je:

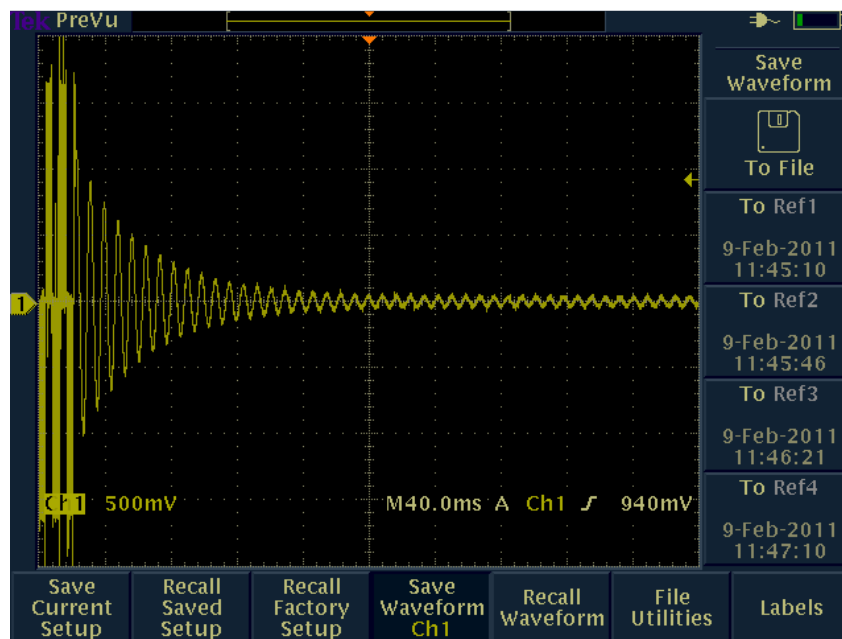
$$R_s = \frac{R_s^{izmereno}}{2}$$

5.3 Ogljed dobijanja rotorske vremenske konstante

Kada se asinhrona mašina napaja iz invertora napon na fazama motora su četvrtke, pošto se primenjuje impulsno širinska modulacija. Četvrtke napona je problematično meriti jer je za to potrebno meriti vremena paljenja i gašenja tranzistora pri jako velikim frekvencijama i onda na osnovu toga računati napon.

Kada se motor zaleti pomoću invertora do nominalne brzine, a zatim isključi sa invertorskog napajanja, napon na fazama motora više neće biti više četvrtke i moći će da se meri. Ovo stanje će potrajati sve dok se motor potpuno ne zaustavi.

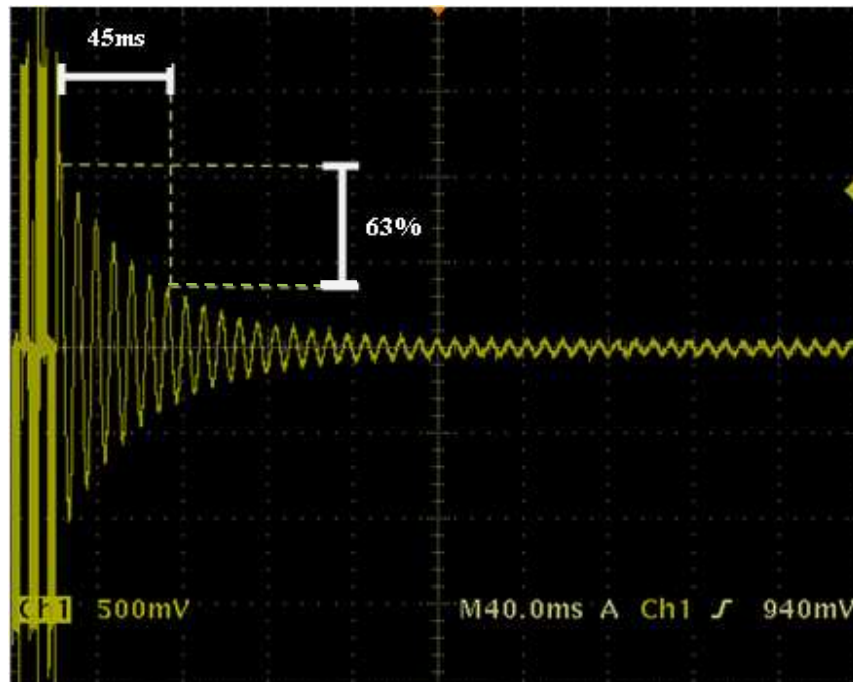
Kako ovaj ogled izgleda prikazano je na donjoj slici:



Slika12: Napon u mašini po isključivanju PWM-a

Baš ovaj interval je pogodan za izračunavanje rotorske vremenske konstante. Napon na fazi motora je potrebno meriti pomoću osciloskopa. Kada se motor zaleti do nominalne brzine potrebno je isključiti inverter (naravno samo softverski) i zaustaviti sliku na osciloskopu. Ako je ogled dobro izvršen, rotorska vremenska konstanta se određuje kao vreme koje je potrebno da amplituda napona opadne sa maksimalne vrednosti na $1/e = 37\%$ svoje vrednosti.

Računanje vremenske konstante rotora je prikazano na donjoj slici:



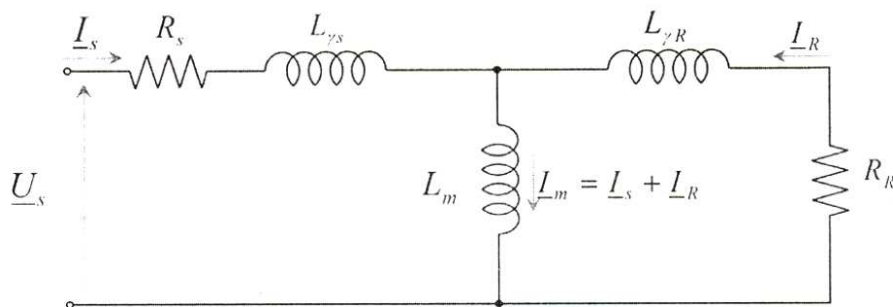
Slika13: Proračun dobijanja rotorske vremenske konstante

5.4 Ogljed kratkog spoja

Induktivnosti rasipanja statora i rotora se mogu smatrati približno jednakim, $L_{\gamma s} = L_{\gamma R}$. U slučaju da se kratko spojeni rotorski kavez ekvivalentira namotajem koji ima jednak broj navojaka kao i stator $N_s = N_R$, sve rotorske veličine se svode na statorsku stranu bez izmene, zbog jediničnog prenosnog odnosa $m = \frac{N_s}{N_R}$. Induktivnosti statora i rotora su proporcionalne količniku kvadrata broja navojaka i magnetske otpornosti.

Međusobni i rasipni fluks statora i rotora postoje u magnetskim kolima približno jednake dužine i poprečnog preseka, dele zajednički vazdušni zazor, i sačinjena su od limova jednake debljine i permeabilnosti. Stoga je opravdano pretpostaviti da je $L_s = L_R$ i $L_{\gamma s} = L_{\gamma R}$. Pretpostavka je validna za većinu asinhronih mašina. Odstupanja se javljaju kod mašina sa značajnim razlikama u dimenzijama i obliku statorskih i rotorskih žljebova.

Vrednost rasipne induktivnosti se može odrediti iz ogljeda kratkog spoja. Zamenska šema asinhronog motora za ogled kratkog spoja je data na donjoj slici:



Slika14: Šema AM za ogled kratkog spoja

Tokom ogleada, rotor mašine je zakočen, to jest sprečeno je njegovo pokretanje tako da je brzina obrtanja rotora Ω_m jednaka nuli, dok je relativno klizanje s jednako jedan. Impedansa R_r/s se svodi na relativno malu vrednost R_r . Zanemarenjem struje magnetsisanja, ekvivalentna impedansa motora se svodi na:

$$\frac{U_s}{I_s} = R_s + R_R + j\omega_s L_{\gamma s} + j\omega_s L_{\gamma R}$$

Kod mašina čija snaga prevazilazi desetak kilovata, relativne vrednosti otpornosti $R_s + R_R$ su tako male da se mogu zanemariti. Induktivnosti rasipanja se tada određuje kao:

$$L_{\gamma s} \approx L_{\gamma R} = \frac{1}{2} \frac{U_s}{(I_s \omega_s)}$$

, gde su U_s i I_s efektivne vrednosti napona i struje statora, izmerene u ogledu kratkog spoja. Ukoliko se radi o malim mašinama, kod kojih se otpornost namotaja ne može zanemariti, tokom merenja je potrebno odrediti i fazni stav struje i napona, kako bi se odredio realni i imaginarni deo impedanse kratkog spoja :

$$\underline{Z}_K = R_s + R_R + j\omega_s L_{\gamma s} + j\omega_s L_{\gamma R}$$

Reaktansa koja postoji u kratkom spoju asinhronne mašine približno je jednaka zbiru statorske i rotorske reaktanse rasipanja $\omega_{sn} (L_{\gamma s} + L_{\gamma R}) = X_{\gamma s} + X_{\gamma R}$. Razlika između reaktanse kratkog spoja $L_{\gamma s} \Omega_{sn}$ i zbira statorske i rotorske reaktanse rasipanja javlja se zbog reaktanse $L_m \Omega_{sn}$.

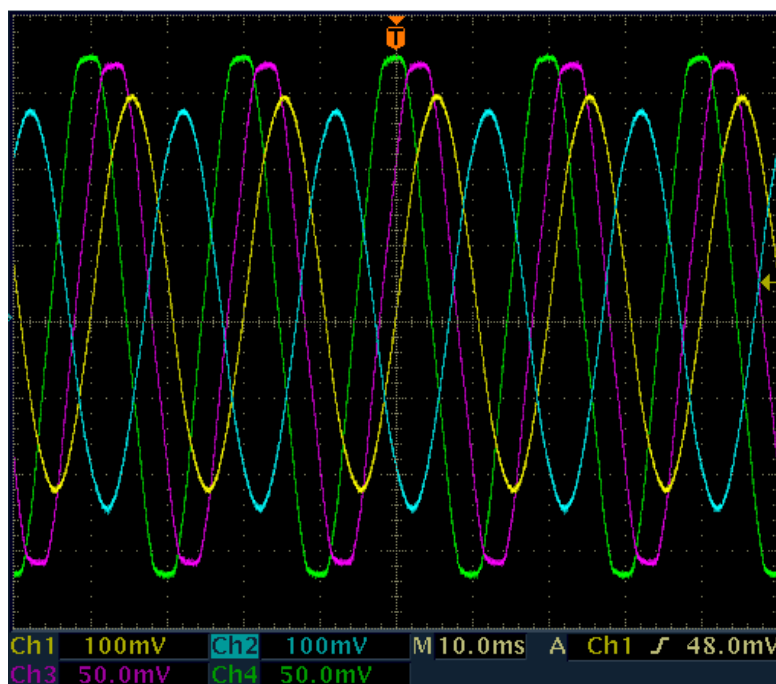
Statorski i rotorski namotaj asinhronne mašine su spregnuti magnetskim poljem, na jednak način kao i primar i sekundar transformatora. Kratko spojeni asinhroni motor, kod koga je $\frac{R_R}{s} = R_R \ll \omega_{sn} (L_{\gamma R} + L_{\gamma s})$, ekvivalentan je transformatoru čiji je sekundar kratko spojen. Ulazna (ekvivalentna) induktivnost $L_{\gamma s} = \frac{X_{\gamma s}}{\omega_{sn}}$ kratko spojene asinhronne mašine, tj. ekvivalentna induktivnost rasipanja je:

$$L_{\gamma e} = L_{\gamma s} + \frac{L_m L_{\gamma R}}{L_m + L_{\gamma R}} = \frac{L_{\gamma s} L_{\gamma R} + L_m L_{\gamma R}}{L_R} =$$

$$= \frac{L_{\gamma s} L_R + L_m L_R - L_m L_R + L_m L_{\gamma R}}{L_R} = \frac{L_s L_R - L_m^2}{L_R}$$

Za ogled kratkog spoja koji je izvršen u ovom radu u cilju nalaženja parametara ekvivalentne zamenske šeme asinhronne mašine, korišćena je sledeća oprema: trofazni autotransformator, dva torusna transformatora, dva lem senzora i četvorokanalni digitalni osciloskop. Autotransformator je direktno povezan na faze motora. Torusni transformatori su korišćeni u svrhu snižavanja napona koji se meri, zato što nije predviđeno da se veliki napon dovodi direktno na ulaze osciloskopa, to može izazvati oštećenje istog. Strujni lem senzori su korišćeni u svrhu merenja struje. Signal sa lem senzora bi se zatim dovodio na osciloskop.

Merena su dva napona i dve struje. Naravno potrebno je jednovremeno posmatrati promene napona i struja da bi se odredio fazni pomeraj između napona i struja. Zato su sve četiri veličine snimljene na jednom ekranu. Eksperiment je izvršen tako što je rotor mehanički ukočen, a napon napajanja postepeno povećavan sve dok se ne bi uspostavila nominalna struja u motoru. U tom trenutku bi se snimila dva napona i dve struje. Dovoljan bi bio i samo jedan napon i jedna struja, ali onda bi merenje dalo pogrešne rezultate u slučaju nesimetrije. Izgled rezultata izvedenog eksperimenta se može videti na donjoj slici.



Slika15: Talasni oblici napona i struja kratkog spoja

Pošto se sa slike vidi da je režim rada simetričan nadalje su praćene samo jedna struja i jedan napon. Sa očitavanja osciloskopa je dobijeno da je:

$$I \cdot \sqrt{2} = 2.93 A \qquad U_f \cdot \sqrt{2} = 2.93 A \qquad \varphi = 43.2^\circ$$

Odavde sledi da je:

$$I_{eff} = 2.072A \qquad U_f = 22.65V$$

Dalje je :

$$P = 3UI \cdot \cos\varphi = 102.633W$$

$$P = 3RI^2 \quad \Rightarrow \quad R = \frac{P}{3I^2} = 7.9687\Omega$$

Pošto je ommetrom izmereno da je $R_s = 4.125\Omega \quad \Rightarrow$

$$R_r = \left(\frac{X_r}{X_m}\right)^2 \cdot (7.9687 - 4.125) = \left(\frac{X_r}{X_m}\right)^2 \cdot (3.8437) = 4.06\Omega$$

Pošto je prethodnim ogledom, opisanim u prethodnom poglavlju izmereno da je vremenska konstanta rotora jednaka $T_r = 45ms$, sledi:

$$L_r = T_r \cdot R_r = 183mH$$

$$Z = \frac{U}{I} = 10.9317\Omega$$

$$X_{Ys} + X_{YR} = \sqrt{Z^2 - R^2} = \sqrt{56.0027} = 7.4835\Omega$$

$$\Rightarrow L_{Ys} + L_{YR} = \frac{7.4838}{753.98} = 9.925mH$$

$$\Rightarrow L_{Ys} = L_{YR} = 4.96mH$$

Ovim je proračun parametara zamenske šeme asinhronne mašine završen.

5.5 Uvođenje baznih vrednosti

Često iz podatka o apsolutnoj vrednosti neke veličine ne mogu da se izvuku zaključci sve dok se ne odredi nominalna vrednost te veličine. Takođe, nekada je dovoljno znati samo njihov odnos, tj. odnos apsolutne i nominalne vrednosti veličine da bi se izvukli zaključci. Zato je često pogodno uvesti relativne vrednosti.

Primena relativnih vrednosti je u ovom radu primenjena kako iz gore navedenog razloga tako i iz razloga postizanja dovoljne tačnosti pri proračunu jer se veličine koje figurišu u

proračunu razlikuju i za više redova veličine. Odavde se vidi neophodnost primene relativnih vrednosti kao jedino moguće rešenje u ovom radu.

Relativna vrednost je bezdimenzioni broj koji se dobija deljenjem apsolutne vrednosti i bazne vrednosti te veličine, koja odgovara relativnoj vrednosti od 100%.

Da bi se uvele relativne vrednosti prvo je potrebno usvojiti bazne vrednosti. Bazne vrednosti se dele na osnovne i izvedene. Osnovne bazne veličine se biraju proizvoljno. Uobičajeno je da se za bazne vrednosti uzimaju nominalne vrednosti datih veličina, mada ova praksa nije obavezna. Izjednačavanje osnovnih baznih vrednosti sa nominalnim se često koristi zbog lagodnosti pri sagledavanju odnosa pojedinih veličina, na ovaj način ih nije potrebno množiti sa nekim dodatnim faktorom da bi se znalo kolika je vrednost neke promenljive u odnosu na njenu nominalnu. Praksa izjednačavanja osnovnih baznih vrednosti sa nominalnim je i u ovom radu primenjena iz gore navedenih razloga.

Bazne vrednosti usvojene u ovom radu su:

$$U_b = U_{nom} = 325V \quad I_b = I_{nom} = 2.1A \quad f_b = f_{nom} = 120Hz$$

Iz ovih osnovnih baznih veličina se dobijaju sve ostale. Te ostale bazne veličine se nazivaju izvedene bazne veličine. Izvedene bazne veličine su dobijene kao:

$$\text{Bazna otpornost: } R_b = \frac{U_b}{I_b} = 154.76\Omega$$

$$\text{Bazna kružna učestanost: } \omega_b = 2 \cdot \pi \cdot f_b = 754$$

$$\text{Bazna induktivnost se određuje kao: } L_b = \frac{R_b}{\omega_b} = 0.2052H = 205.2mH$$

$$\text{Bazni fluks se određuje kao: } \psi_b = L_b i_b = 0.431Wb$$

$$\text{Bazno vreme je određeno sa: } T_b = \frac{1}{f_b} = 0.00833s$$

Dobijanje baznog momenta: za baznu vrednost momenta moguće je uzeti nominalni moment M_{nom} , i tada će relativna vrednost momenta u ustaljenom stanju biti jednaka 100%. Uzimanje nominalnog momenta za baznu vrednost momenta ima svoje nedostatke. Stoga se bazna vrednost momenta najčešće određuje kao:

$$M_b = \frac{S_{nom}}{\omega_{s_{nom}}} > M_{nom}$$

gde je $S_{nom} = 3U_{nom}I_{nom}$ nominalna vrednost prividne snage asinhronne mašine, dok je $\Omega_{s_{nom}} = \frac{\omega_{s_{nom}}}{p}$ sinhrona brzina koja postoji kod napajanja iz trofaznog izvora nominalne učestanosti.

Na ovaj način je i u ovom radu usvojena bazna vrednost za moment: $M_b = \frac{3U_b I_b}{\omega_b}$

5.6 Format Q15

Kada se proračun vrši na digitalnom signalnom procesoru promenljive se smeštaju u 16-bitne ili 32-bitne registre. Kako procesor na kome je upravljanje implementirano radi sa nepokretnim zarezom (*fixed point*) neophodno je naći način pomoću koga će se uz pomoć samo celih 16-bitnih ili 32-bitnih brojeva dobiti tačnost kao pri proračunu sa brojevima sa zarezom. Ovo se postiže korišćenjem Q15 formata.

Nadalje će se razmatrati situacija kad se operiše nad 16-bitnim registrima. Broj različitih stanja koji definiše ukupnu količinu informacija u jednom 16-bitnom registru je $2^{16}=65536$. Ukoliko se koriste označeni brojevi, tada najznačajniji bit nosi informaciju o znaku broja a brojevi se pišu u komplementu dvojke.

Maksimalna vrednost označenog 16-bitnog broja je $0x7FFF = 32767 = 2^{15}-1$. Minimalna vrednost označenog 16-bitnog broja je $0x8000 = -32768 = -2^{15}$.

Format nepokretnog zarez koristi se za predstavljanje razlomljenog broja i formira se tako što se pozicija decimalnog zarez u digitalnoj reči unapred definiše. Svodi se na intepretaciju digitalne reči. Broj u formatu Q15 predstavlja razlomljeni broj sa decimalnim zarezom odmah nakon najznačajnijeg (MSB) bita ,15 bita iza decimalne tačke.

Najveći broj u formatu Q15 je $0x7FFF = 0.9999$, dok je najmanji $0x8000 = -1$.

Za svaku promenljivu je potrebno uvesti koeficijent skaliranja, koji zavisi pre svega od opsega veličine. Na primer da bi se opseg struje od $\pm I_{nom}$ predstavio u formatu Q15 u opsegu ± 1 potrebno je uvesti koeficijent skaliranja $1/ I_{nom}$. Sada se vidi prednost rada sa relativnim vrednostima, zato što su prelaskom na relativne vrednosti već uvedeni ovi koeficijenti skaliranja i nije potrebno ponovo vršiti skaliranje.

Operacije nad brojevima u formatu Q15 se razlikuju od operacija nad normalim celobrojnim brojevima. Pošto se u ovom radu nad brojevima u formatu Q15 vrše operacije sabiranja, oduzimanja, množenja, deljenja i kvadriranja i korenovanja , te operacije će u daljem tekstu i biti objašnjene.

Sabiranje i oduzimanje se vrši nad brojevima u formatu Q15 na ustaljen način kao i nad celim brojevima.

Množenje se razlikuje od množenja celih brojeva. Kada bi se dva broja u formatu Q15 pomnožila kao dva cela broja dobio bi se 32-bitni broj koji kada se podeli sa 2^{16} ne dobija se ispravan broj u formatu Q15. Ovo se može proveriti nad trivijalnim primerom: $0.5 \cdot 0.5 = 0.25$. U formatu Q15 broj 0.5 je $0x4000$. Proizvod $0x4000 \cdot 0x4000 = 2^{28}$. Kada se podeli sa 2^{16}

dobija se 2^{12} , što je u formatu Q15 jednako $0.125=1/8$, dok je rezultat koji treba da se dobije jednak $0.25=1/4$. Ovaj problem se rešava pomeranjem rezultata množenja za jedno mesto udesno (ovo je ekvivalentno množenju dvojkom).

Kao i kod množenja, pri deljenju nije opravdano brojeve u formatu Q15 deliti kao cele brojeve. Rezultat deljenja je potrebno podeliti sa dva.

Prilikom korenovanja postupak je malo drugačiji. Posmatraće se sledeći primer, naravno trivijalni: izračunaće se koren broja 1. Broj 1 u formatu Q15 ima oblik 0x7FFF. Ako se izvrši operacija korenovanja nad ovim brojem kao nad celim brojem dobiće se rezultat $\sqrt{0.5}$, dok je rezultat koji treba da se dobije, naravno, jedan. Za ispravnu operaciju korenovanja nad brojevima u formatu Q15 potrebno je rezultat korenovanja pomnožiti sa $\sqrt{2}$.

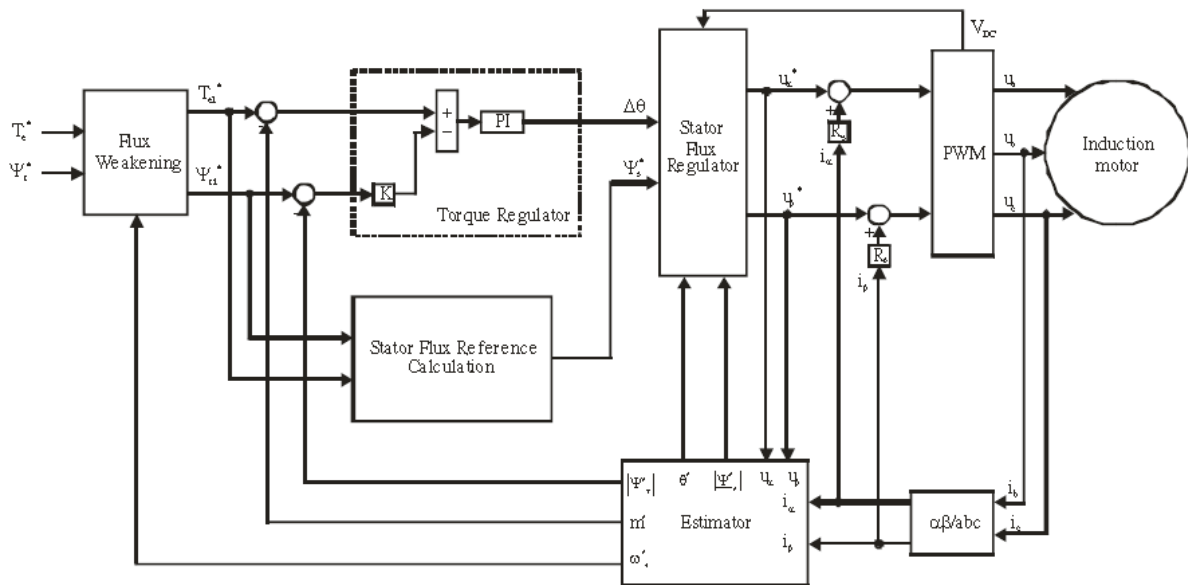
Kvadriranje brojeva u formatu Q15 je ekvivalentno množenju dva ista broja u formatu Q15, pa za kvadriranje važi isto pravilo kao i za množenje. Ovo znači da je rezultat potrebno pomeriti za jedno mesto udesno (pomnožiti sa dva).

6. ESTIMATOR

6.1 Uvod

Za upravljanje bez davača pozicije ili brzine na vratilu, kao što je DTC, neophodno je u svakom trenutku na neki način doći do informacija o stanju mašine. Ovo prvenstveno za DTC podrazumeva poznavanje amplitude i položaja statorskog fluksa, što je i logično pošto se njime i upravlja. Pored statorskog fluksa potrebno je poznavati i amplitudu rotorskog fluksa, sinhronu brzinu i moment.

Stanje mašine se u svakom trenutku može odrediti uz pomoć samo izmerene struje i napona koji se dovode na priključke mašine. Pošto se naponi zadaju kao ulazi u PWM jedinicu dovoljno tačna informacija o naponu na priključcima mašine se dobija ako se prihvati ovaj referentni napon kao pravi napon na mašini. Na ovaj način jedina veličina koja zahteva merenje je struja faza mašine.



Slika16: Šema po kojoj se vrši direktno upravljanje momentom

Nepostojanje bilo kakve vrste davača brzine ili pozicije sa vratila mašine, kao što su enkoder i rezolver, uzrokuje potrebu za estimacijom stanja koje se ne dobijaju preko davača a koriste se pri upravljanju.

Za uspešnu realizaciju direktnog upravljanja momentom neophodne su sledeće informacije:

- amplituda fluksa statora
- amplituda fluksa rotora
- moment koji mašina razvija
- ugao statorskog fluksa
- sinhrona brzina

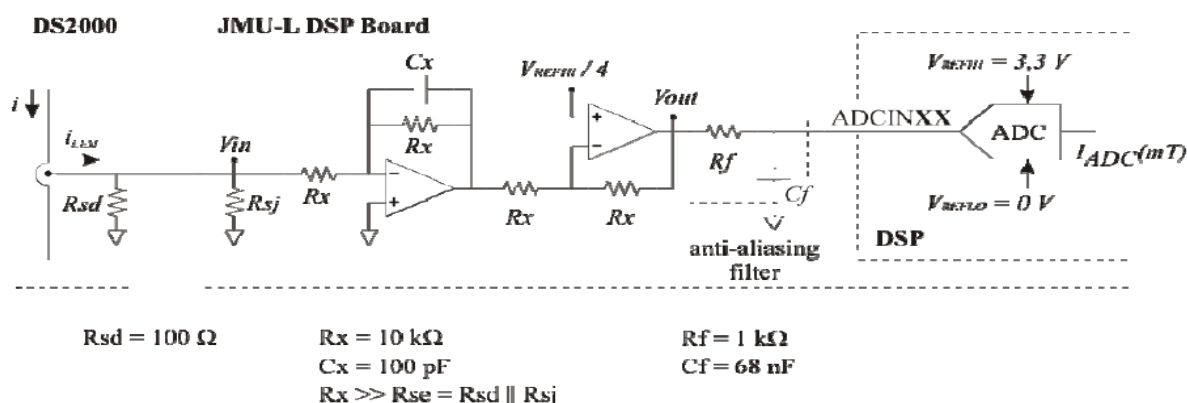
Sve ove informacije je moguće dobiti samo iz merenih napona i struja i naravno parametara motora. U ovom poglavlju će se krenuti od matematičkog modela asinhronne mašine koji je izveden u trećem poglavlju i zatim će se izvesti sve potrebne jednačine za dobijanje statorskog i rotorskog fluksa, momenta, ugla statorskog fluksa i sinhronne brzine.

6.2 Merenje struje

Precizno merenje struje je od presudnog značaja za ispravno funkcionisanje upravljanja. To je pre svega posledica toga da se iz informacija o struji i naponu estimira celokupno stanje motora. Iz ovog razloga će se u nastavku objasniti merenje struje koje se vrši na postavci na kojoj je rađeno upravljanje.

Vrši se merenje dve struje, i_a i i_b . Strujni signal je koninualna veličina i da bi bio iskorišćen mora biti odabiran i konvertovan u digitalnu reč. Svi DSP-i namenjeni digitalnoj kontroli motora imaju periferiju za A/D konverziju.

Pre nego što se strujni signal ubede u DSP potrebno je izvršiti odgovarajuće prilagođavanje signala. Ovo je prikazano na donjoj slici:



Slika17: Šema po kojoj je vršeno merenje struja

Strujni signal se prvo prilagođava strujnim LEM senzorom. Strujni kabl se slabi N_{LEM} puta, odnosno $i_{LEM} = i / N_{LEM}$. Takav strujni signal se dalje pretvara u naponski signal V_{in} na šantovima R_{sd} i R_{sj} .

$$V_{in} = \frac{i}{N_{LEM}} \cdot (R_{SD} \parallel R_{SJ})$$

Vrednost šant otpornika R_{sj} je izabrana tako da se može izmeriti maksimalna struja energetskog pretvarača. Svrha kola između tačaka V_{in} i V_{out} je da naponski signal V_{in} koji se kreće između $-V_{REFHI}/2$ i $+V_{REFHI}/2$ pomeri u opseg 0 do V_{REFHI} , gde je $V_{REFHI} = 3.3V$ napon kojim se napaja A/D konvertor.

$$V_{out} = V_{in} + \frac{V_{REFHI}}{2} = \frac{i}{N_{LEM}} \cdot (R_{SD} \parallel R_{SJ}) + \frac{V_{REFHI}}{2}$$

Na kraju, ispred A/D konvertora se nalazi *anti-aliasing* filter koji služi za filtriranje šuma. Slabljenje signala na ovom filteru se zanemaruje. Ovako prilagođen signal se uvodi na ulaz 10-bitnog A/D konvertora.

6.3 Estimiranje statorskog fluksa

Kao što je ranije rečeno poznavanje vektora statorskog fluksa je od presudnog značaja za direktno vektorsko upravljanje. Kada su poznati naponi i struje motora, fluks je određen donjim jednačinama:

$$\psi_{\alpha s}(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\alpha s}(t) - R_s \cdot i_{\alpha s}(t)) d\tau$$

$$\psi_{\beta s}(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\beta s}(t) - R_s \cdot i_{\beta s}(t)) d\tau$$

Svaka merena veličina ima neki *offset* tj. jednosmernu komponentu koja u idealnom slučaju ne bi postojala. Ako ta jednosmerna komponenta dođe do ulaza u integrator zajedno sa pravim signalom, ona će na izlazu iz integratora dati rampu koja će ili beskonačno da raste, ako je jednosmerna komponenta pozitivna, ili beskonačno da opada, ukoliko je negativna.

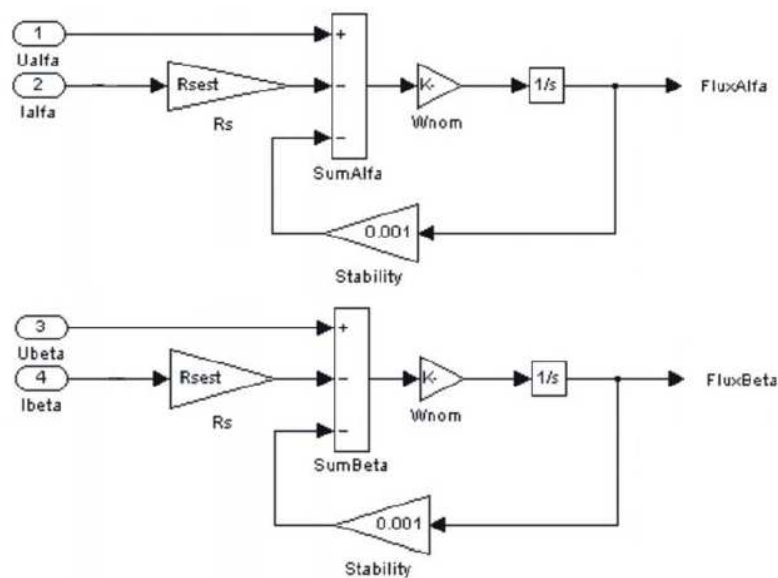
Da bi se onemogućila integracija jednosmerne komponente neophodno je uvesti integrator koji ne radi u otvorenoj sprezi, kao idealni, već ima povratnu petlju. Ova povratna petlja je izlaz iz integratora tj. sam statorski fluks umanjen više stotina puta. Najčešće se uzima broj 0.001 kao dovoljno veliki broj koji je u stanju da spreči integraciju jednosmerne komponente, a i dovoljno mali da ne uvede veliku grešku (prvenstveno u faznom pomeraju

statorskog fluksa), što bi moglo da dovede do niza netačnih estimacija. Zbog ovoga jednačine glase:

$$\psi_{\alpha s}(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\alpha s}(t) - R_s \cdot i_{\alpha s}(t) - 0.001 \cdot \psi_{\alpha s}(t)) d\tau$$

$$\psi_{\beta s}(t) = \int_{-\infty}^t (u_{\beta s}(t) - R_s \cdot i_{\beta s}(t) - 0.001 \cdot \psi_{\beta s}(t)) d\tau$$

Ovo rešenje je prikazano na donjoj slici:



Slika18: Estimacija komponenti statorskog fluksa

Kako se proračun vrši sa relativnim vrednostima, potrebno je tome prilagoditi šemu za estimaciju. U diskretnom apsolutnom domenu jednačine su:

$$\psi_{\alpha s}(n+1) = \psi_{\alpha s}(n) + (u_{\alpha s}(n) - R_s \cdot i_{\alpha s}(n) - 0.001 \cdot \psi_{\alpha s}(n)) \cdot T_s$$

$$\psi_{\beta s}(n+1) = \psi_{\beta s}(n) + (u_{\beta s}(n) - R_s \cdot i_{\beta s}(n) - 0.001 \cdot \psi_{\beta s}(n)) \cdot T_s$$

Kada se leva i desna strana podele sa $\psi_b = L_b i_b = \frac{u_b}{\omega_b}$ dobija se:

$$\frac{\psi_{\alpha s}(n+1)}{\psi_b} = \frac{\psi_{\alpha s}(n)}{\psi_b} + \frac{(u_{\alpha s}(n) - R_s \cdot i_{\alpha s}(n) - 0.001 \cdot \psi_{\alpha s}(n))}{u_b} \cdot T_s \cdot \omega_b$$

$$\frac{\psi_{\beta s}(n+1)}{\psi_b} = \frac{\psi_{\beta s}(n)}{\psi_b} + \frac{(u_{\beta s}(n) - R_s \cdot i_{\beta s}(n) - 0.001 \cdot \psi_{\beta s}(n))}{u_b} \cdot (T_s \cdot \omega_b)$$

Iz gornjih jednačina se može videti da se sve veličine mogu automatski zameniti svojim relativnim vrednostima osim $T_s \cdot \omega_b$, zato što je:

$$T_s \cdot \omega_b = T_s \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_b = \left(\frac{T_s}{T_b}\right) \cdot 2 \cdot \pi$$

Iz ovoga se vidi da je potrebno vreme T_s pomnožiti sa 2π da bi jednačine mogle da se koriste u relativnom domenu.

6.4 Izračunavanje statorskog fluksa u d-q domenu

U svrhu izračunavanja statorskog fluksa krenuće se od jednačina koje važe za asinhronu mašinu.

Model asinhronne mašine:

$$u_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_s \psi_q$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_s \psi_d$$

$$0 = R_r \cdot i_D + \frac{d\psi_D}{dt} - \omega_k \psi_Q$$

$$0 = R_r \cdot i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} + \omega_k \psi_D$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

$$M_{em} = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot P \cdot (\psi_d i_d - \psi_q i_q)$$

Ovaj model je izveden u trećem poglavlju pa se neće dodatno objašnjavati i on će biti početna tačka od koje će se krenuti pri izvođenju jednačina potrebnih za estimaciju stanja.

Ovaj model se može predstaviti kao:

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} + j\omega_e \underline{\psi}_s$$

$$0 = R_R \underline{i}_R + \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} - j(\omega_e - \omega_m) \underline{\psi}_R$$

$$\underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_R$$

$$\underline{\psi}_R = L_R \underline{i}_R + L_m \underline{i}_s$$

$$M_{em} = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot P \cdot (\psi_d i_d - \psi_q i_q)$$

Ako se sinhroni referentni sistem, koji se koristi u modelu, poravna sa d-osom rotorskog fluksa omogućiće se proračun u nastavku.

Ako se od četvrte jednačine modela oduzme treća pomnožena sa L_m/L_s dobiće se:

$$\underline{\psi}_R - \frac{L_m}{L_s} \underline{\psi}_s = L_R \underline{i}_R - \frac{L_m^2}{L_s} \underline{i}_R = \left(L_R - \frac{L_m^2}{L_s}\right) \underline{i}_R = L_R \left(1 - \frac{L_m^2}{L_R L_s}\right) \underline{i}_R = L_R \sigma \underline{i}_R$$

gde je $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_R L_s}$. Ako se sada posmatra samo d-osa prethodne jednačine dobiće se:

$$\xrightarrow{\psi_R = \psi_{Rd}} \underline{\psi}_R - \frac{L_m}{L_s} \underline{\psi}_{sd} = L_R \sigma i_{Rd} \Rightarrow \psi_{sd} = \frac{L_s}{L_m} (\psi_r - L_R \sigma i_{Rd})$$

Ako se sada posmatra d-osa druge jednačine dobija se:

$$\xrightarrow{d-osa} 0 = R_R \cdot i_{Rd} + \frac{d\underline{\psi}_R}{dt} \Rightarrow i_{Rd} = -\frac{1}{R_R} \frac{d\underline{\psi}_R}{dt}$$

Iz prethodne dve jednačine sledi:

$$\psi_{sd} = \frac{L_s}{L_m} \psi_R + \frac{\sigma L_s L_R}{R_R L_m} \cdot \frac{d\underline{\psi}_R}{dt}$$

Sada će se dobiti jednačina za q komponentu statorskog fluksa.

Ako se od treće jednačine modela oduzme četvrta pomnožena sa L_m/L_R dobiće se:

$$\underline{\psi}_s - \frac{L_m}{L_R} \underline{\psi}_R = L_s \underline{i}_s - \frac{L_m^2}{L_R} \underline{i}_s = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \underline{i}_s$$

$$\Rightarrow \underline{i}_s = \frac{1}{\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right)} \cdot \underline{\psi}_s - \frac{\frac{L_m}{L_R}}{\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right)} \underline{\psi}_R$$

Ako se sada posmatra prethodna jednačina i peta jednačina matematičkog modela dobiće se:

$$M_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \left(\underline{\psi}_s \times \underline{\psi}_s \cdot \left(\frac{1}{\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right)} \right) + \underline{\psi}_s \times \left(-\frac{\frac{L_m}{L_R}}{\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right)} \right) \right)$$

Pošto je prvi sabirak sa desne strane jednak nuli zbog vektorskog proizvoda $\underline{\psi}_s \times \underline{\psi}_s = 0$, sledi:

$$M_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \left(-\underline{\psi}_{sq} \left(-\frac{\frac{L_m}{L_R}}{\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right)} \cdot \underline{\psi}_R \right) \right) = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \underline{\psi}_{sq} \cdot \underline{\psi}_R \cdot \frac{L_m}{\sigma L_s L_R}$$

$$\Rightarrow \underline{\psi}_{sq} = \frac{3}{2} \cdot \frac{\sigma L_s L_R}{P \cdot L_m} \cdot \frac{M_{em}}{\underline{\psi}_R}$$

6.5 Estimiranje rotorskog fluksa

Poznavanje rotorskog fluksa je potrebno prvenstveno zato što omogućava kasniju estimaciju momenta, a potrebno je i kao jedan od četiri ulaza u regulator momenta.

Rotorski fluks se može izraziti u funkciji struja kao:

$$\psi_{\alpha R} = L_R I_{\alpha R} + L_m I_{\alpha s}$$

$$\psi_{\beta R} = L_R I_{\beta R} + L_m I_{\beta s}$$

Da bi rotorski fluks mogao da se odredi iz napona i struja statora potrebno je struje rotora u gornjim jednačinama predstaviti preko struja statora i preko statorskog fluksa (koji je gore izveden). Pošto je:

$$\psi_{\alpha s} = L_s I_{\alpha s} + L_m I_{\alpha R}$$

$$\psi_{\beta s} = L_s I_{\beta s} + L_m I_{\beta R}$$

,biće:

$$I_{\alpha R} = \frac{\psi_{\alpha s}}{L_m} + \frac{L_s}{L_m} I_{\alpha s}$$

$$I_{\beta R} = \frac{\psi_{\beta s}}{L_m} + \frac{L_s}{L_m} I_{\beta s}$$

Kada se ovo zameni u jednačine za rotorski fluks dobija se:

$$\psi_{\alpha R} = L_R I_{\alpha R} + L_m I_{\alpha s} = \frac{L_R}{L_m} (\psi_{\alpha s} - L_{\gamma e} I_{\alpha s})$$

$$\psi_{\beta R} = L_R I_{\beta R} + L_m I_{\beta s} = \frac{L_R}{L_m} (\psi_{\beta s} - L_{\gamma e} I_{\beta s})$$

gde je:

$$L_{\gamma e} = \frac{L_s L_R - L_m^2}{L_R}$$

Pošto se upravljanje vrši na realnom DSC-u, kome je potrebno neko realno vreme da izvrši svaku komandu pojedinačno, to su radi uštede procesorskog vremena definisane konstante umesto količnika i proizvoda koji zavise samo od parametara mašine i koji će uvek biti isti. Na ovaj način gornje dve jednačine postaju:

$$\psi_{\alpha R} = K_2 \cdot \psi_{\alpha s} - K_3 \cdot I_{\alpha s}$$

$$\psi_{\beta R} = K_2 \cdot \psi_{\beta s} - K_3 \cdot I_{\beta s}$$

Ovim je proces računanja znatno olakšan a time i vreme izvršavanja upravljanja. Ovakav pristup je primenjen i u nastavku procesa upravljanja.

6.6 Asemblerska funkcija za korenovanje

Kako bi se omogućilo izračunavanje amplitude statorskog fluksa na osnovu poznavanja njegove alfa i beta komponente, napisana je funkcija za korenovanje.

U cilju što bržeg izvršavanja algoritma funkcija za korenovanje je napisana u assembleru. To je za funkcionisanje algoritma bilo neophodno imajući u vidu da je to funkcija koja se više puta poziva u okviru jednog upravljačkog ciklusa i da ta funkcija zauzima čak i u assembleru oko polovine procesorskog vremena namenjenog upravljanju.

Funkcija je u stanju da izvrši operaciju korenovanja nad brojevima od 0 do $2^{30} = 1073741824$. Realizovana je tako da se prvo "long" (32-bitni) broj pomera onoliko mesta koliko je potrebno da mu se prva jedinica nađe na mestu broj 30 (što predstavlja drugi po redu najznačajniji bit u broju). Broj pomeranja se pamti, a zatim se uzima gornjih (značajnijih) 16 bita novodobijenog, pomerenog broja. Sama funkcija korenovanja se izvršava nad ovim 16-bitnim brojem numeričkom metodom usrednjavanja niza. Kao rezultat se dobijaju samo celi brojevi kao posledica toga da DSP radi sa fiksnim zarezom, međutim to rezultuje sa greškom manjom od 1%, što je zadovoljavajuća tačnost jer je srazmerna tačnosti celog algoritma. Kada je korenovanje izvršeno nad 16-bitnim brojem potrebno je vratiti rezultat za duplo manje mesta ulevo u odnosu na broj mesta za koji je bio pomeren udesno. Naravno, zbog toga je bilo potrebno broj pomerati samo paran broj puta, pa je moglo da se desi da broj umesto 15 bita zauzme samo 14 mesta. Kada je pomeranje završeno, broj tako dobijen predstavlja koren početnog broja.

U nastavku je prikazan kod assembly funkcije koja obavlja korenovanje:

```
void korenovanje_broja (void)
{
```

```
    extern volatile unsigned long sqrt_argument;
    //extern volatile int rezultat3;
```

```
    sqrt_argumentHI = (int)(sqrt_argument>>16);
    sqrt_argumentLO = (int)(sqrt_argument&0xFFFF);
```

```
    asm(" lacc _sqrt_argumentHI,16 ");
    asm(" adds _sqrt_argumentLO ");
```

```
    asm(" mar *,ar6 ");
    asm(" lar ar6,#0 ");
```

```
    asm(" rpt #15 ");
    asm(" norm *+ ");
```

```
    asm(" sar ar6,_rezultat5 ");
    asm(" sach _rezultat4 ");
```

```

    if ( (rezultat5==1) | (rezultat5==3) | (rezultat5==5) | (rezultat5==7) | (rezultat5==9) |
(rezultat5==11) | (rezultat5==13) | (rezultat5==15) | (rezultat5==15) )
    {
        rezultat4 = rezultat4>>1;
        rezultat5--;
    }

```

*//*****sqrt 16-bitnog broja:******

```

asm(" lacc #0 ");
asm(" sacl _sqrt_x ");

```

//Pocetna pretpostavka o resenju

```

asm(" lacc #128 ");
asm(" sacl _sqrt_klizbit ");

```

```

asm("petlja: ");
asm(" lacc _sqrt_x ");
asm(" or _sqrt_klizbit ");
asm(" sacl _sqrt_x ");

```

```

asm(" lt _sqrt_x ");
asm(" mpy _sqrt_x ");
asm(" pac ");

```

```

asm(" sub _rezultat4 ");
asm(" bcnd Vrati_bit_na_nulu,GT ");

```

```

asm("Ovaj_bit_treba_da_ostane_na_jedninci: ");
asm(" b Zavrsen_test_sa_shift_klizbit ");

```

```

asm("Vrati_bit_na_nulu: ");
asm(" lacc _sqrt_klizbit ");
asm(" cmpl ");
asm(" and _sqrt_x ");
asm(" sacl _sqrt_x ");

```

```

asm("Zavrsen_test_sa_shift_klizbit: ");

```

//Sada treba da se testira sledeci manje znacajan bit

```

asm(" lacc _sqrt_klizbit,15 ");

```

```

asm(" sach _sqrt_klizbit ");

//Hoce li se ovo beskonacno puta vrteti?

asm(" lacc _sqrt_klizbit ");

asm(" bcnd Gotovo_je_prekini_i_isprazni,EQ ");
asm(" b petlja ");

asm("Gotovo_je_prekini_i_isprazni: ");

asm(" lacc _sqrt_x ");
asm(" sacl _rezultat3 ");

asm(" nop ");

//Sada se broj koji je rezultat korenovanja opet pomera udesno za (16-rezultat5)/2

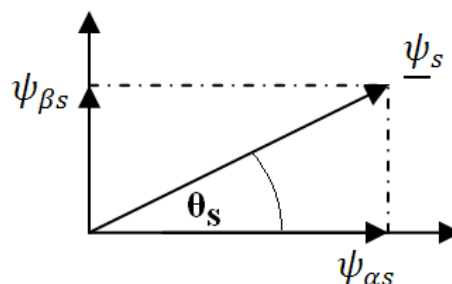
rezultat_korenovanja = rezultat3 << ((16-rezultat5)/2);

}

```

6.7 Estimiranje pozicije statorskog fluksa

Pored amplitude za poznavanje vektora statorskog fluksa potrebno je poznavati i njegovu poziciju.



Slika19: Određivanje pozicije statorskog fluksa

Kada je poznato $\psi_{\alpha s}$ i $\psi_{\beta s}$, pozicija statorskog fluksa se lako izračunava sa gornje slike kao:

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}}$$

Ova naizgled jednostavna funkcija predstavlja problem kada treba da se izvršava na mikrokontroleru. Da bi se omogućilo njeno izvršavanje potrebno je napisati asemblersku funkciju za deljenje i *look-up* tabelu za arctg, što je obrađeno u sledeća dva poglavlja.

6.8 Asemblerska funkcija za deljenje

Da bi upravljanje bilo izvršeno potrebno je imati mogućnost da se u kodu podele dve promenljive. Neophodnost ove funkcije se može sagledati i uvidom u gornju formulu, gde se vidi da je za dobijanje pozicije statorskog fluksa potrebno podeliti njegovu beta komponentu sa alfa komponentom. DSP na kome je realizovano upravljanje ima svoju funkciju za deljenje, ali korišćenje oduzima mnogo procesorskog vremena i zato je neupotrebljiva pri vremenski kritičnim algoritmima kao što je algoritam za DTC.

Iz ovog razloga je napisana asemblerska funkcija za deljenje koja je u stanju da podeli "long" (32-bitni) broj sa 16-bitnim, a da pritom ne zahteva puno procesorskog vremena za izvršavanje. Naime, ova funkcija se izvršava višestruko puta većom brzinom od funkcije koja već postoji u DSP-u.

U nastavku je prikazan kod asemblerske funkcije za deljenje:

```
void deljenje_brojeva (void)
{

    extern volatile long deljenik1;
    extern volatile int delilac1;
    //extern volatile int rezultat_deljenja;

    asm(" LDP #_deljenik1 ");

    asm(" lacc _deljenik1+1,16 ");
    asm(" adds _deljenik1 ");
    asm(" ldp #_delilac1 ");

    asm(" RPT #15 ");
    asm(" subc _delilac1 ");

    asm(" ldp #_rezultat_deljenja ");
```

```

asm(" sacl _rezultat_deljenja ");
asm(" sach _ostatak1 ");

}

```

6.9 Look-up tabela za arctg

Da bi se dobila vrednost pozicije statorskog fluksa neophodna je funkcija za deljenje koja je u prethodnom poglavlju objašnjena. Međutim, dobijanje ove pozicije takođe zahteva vršenje operacije za arctg. Ovakva funkcija ne postoji kao već implementirana u DSP, a pisanje čak i asemblerske funkcije koja bi nekom od numeričkih metoda došla do rešenja nije opravdano jer bi čak i takva funkcija zahtevala previše vremena za izvršavanje. Iz tih razloga napisana je *look-up* tabela za izračunavanje arctg nekog broja.

Broj koji iz koga se može izračunati arctg iz ove tabele je od 0 do 1, što odgovara uglovima od 0 do 45 stepeni. Međutim, uz dodatni operacije pre i posle uzimanja vrednosti iz ove tabele moguće je naći arctg svih brojeva (od $-\infty$ do $+\infty$) čiji rezultat bi pokrio celu kružnicu. Naravno za pisanje tabele koja bi odmah pokrila ceo opseg bilo bi potrebno beskonačno memorije jer bi tabela bila beskonačna (sa beskonačno vrednosti).

Funkcija je realizovana tako da prvo proverava da li je veća apsolutna vrednost alfa ili beta komponente statorskog fluksa. Ako je beta komponenta veća računanje se nastavlja, a ako je alfa komponenta po apsolutnoj vrednosti veća deljenik i delilac menjaju mesta. Na ovaj način će deljenik uvek biti veći od delioca. Prilikom deljenja se uvek deljenik množi sa 2^{10} radi što tačnijeg proračuna. Na osnovu izlaza iz funkcije deljenja se uzima odgovarajuća vrednost iz tabele za arctg. Nakon toga se vrednost uzeta iz ove tabele menja da bi odgovarala realnom stanju. Ako je prethodno bila izvršena zamena mesta deljenika i delioca (slučaj kada je $\psi_{\alpha s} > \psi_{\beta s}$) tada se ugao statorskog fluksa računa kao razlika ugla od 90 stepeni i vrednosti iz tabele. Zatim se i novodobijena vrednost ponovo podešava na sedeći način: ako je $\psi_{\alpha s} < 0$ tada se novi ugao statorskog fluksa izračunava kao razlika ugla od 180 i prethodnodobijenog ugla statorskog fluksa. Zatim se i ta vrednost podešava na sledeći način: ako je $\psi_{\beta s} < 0$ tada se novi ugao statorskog fluksa izračunava kao negativna vrednost prethodnodobijenog ugla. Ovim je proces dobijanja pozicije statorskog fluksa završen.

Radi brzog pravljenja tabele za arctg korišćen je Matlab. Tabela ima 1024 tačke. Sam kod za generisanje arctg tabele se može videti u nastavku:

```

%Funkcija za generisanje look-up tabele za arctan.
%Tabela ima 1024 tacke
%Ulazne promenljive su u opsegu od 0 do 1.
%Rezultat se prikazuje kao normalizovana vrednost u formatu Q15, bazna vrednost je 2*pi.

```



```

LUT_length = 1024;

LUTx = (0: LUT_length - 1)/(LUT_length - 1);

LUTy = atan(LUTx);

LUTy = int32(LUTy * 32767/(2*pi));

LUT = LUTy;

fid = fopen('arctg_lut.asm','wt');

fprintf(fid, 'arctg table: arctg(1) = 45 stepeni = 0x1000 u formatu Q15, posto je 360 stepeni =
0x7FFF; %d tacaka.\n\n', LUT_length);

fprintf(fid, '\t.def _arctg_lut\n\n');

fprintf(fid, '\t.data\n\n');

fprintf(fid, '_arctg_lut:');

for i= 1: LUT_length
    if (~rem( i - 1, 8 ) )
        fprintf(fid, '\n\t.word\t0%04XH', LUT( i ));
    else
        fprintf(fid, ', 0%04XH', LUT( i ));
    end;
end;

fprintf(fid, '\n\n\t.end\n\n', LUT(end));

fclose( fid );

```

6.10 Estimiranje sinhronne brzine

Poznavanje sinhronne brzine je neophodno pri radu u slabljenju polja zbog zadavanja reference rotorskog fluksa kao jednog od ulaza u regulator momenta, a i zbog ograničenja referentnog momenta koje mora da bude izvršeno zbog stabilnosti.

Sinhrona brzina je brzina obrtanja statorskog fluksa. Kada je u svakom trenutku poznata pozicija statorskog fluksa lako je naći sinhronu brzinu kao izvod ove pozicije u vremenu. Pošto se upravljanje ima svoj period izvršavanja, to će izraz za sinhronu brzinu u diskretnom domenu glasiti:

$$\omega_s(n) = \frac{\theta_s(n+1) - \theta_s(n)}{T_s}$$

, međutim radi povećanja tačnosti uzima se pozicija na svaki treći period upravljanja. Novi izraz glasi:

$$\omega_s(n+3) = \frac{\theta_s(n+3) - \theta_s(n)}{3 \cdot T_s}$$

Ovim je postignuta veća tačnost pri estimaciji sinhronne brzine, ali na račun posedovanja informacije o brzini svakog trećeg ciklusa. Ovo je naravno opravdano zato što je period upravljanja dovoljno brži od vremena potrebnog da se stanje motora značajno promeni.

6.11 Estimiranje momenta

Estimiranje momenta je potrebno radi povratne informacije koliko dobro se upravljanje momentom izvršava. Estimirani momenat je jedan od ulaza u regulator momenta.

Momenat se izračunava kao:

$$m_{est} = \psi_{\alpha s} \cdot I_{\beta s} - \psi_{\beta s} \cdot I_{\alpha s}$$

Radi lakšeg vizuelnog predstavljanja momenta on je u ovom radu estimiran kao razlika između pozicije statorskog i rotorskog fluksa kao:

$$m_{est} \sim \theta_s - \theta_R$$

Estimiranje momenta ima veću tačnost pri većim momentima opterećenja nego pri praznom hodu zbog konačno male greške u proceni parametara motora, koji se menjaju i u toku rada.

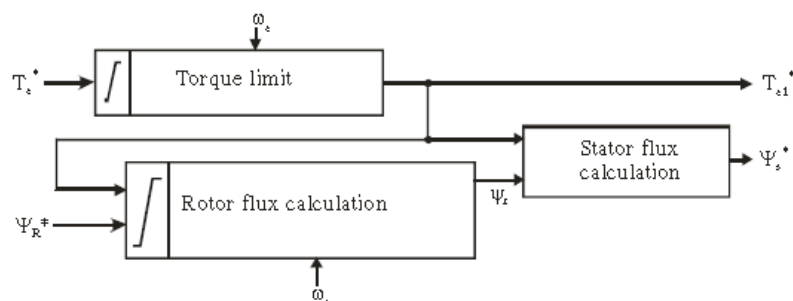
7. DOBIJANJE REFERENCI ZA FAZNI POMERAJ I AMPLITUDU STATORSKOG FLUKSA

7.1 Uvod

Asinhroni motor može raditi u širokom rasponu brzina, od nulte pa do brzine višestruko veće od nominalne. Rad asinhronne mašine na brzinama većim od nominalne naziva se rad u oblasti slabljenja polja, jer je u tom režimu fluks manji od nominalnog, dok se pri brzinama manjim od nominalne fluks održava na nominalnoj vrednosti. Potreba za redukcijom fluksa je direktna posledica limita napona. Amplituda napona ograničena je jer je ograničen raspoloživi napon pogonskog pretvarača, a postoji i ograničenje maksimalnog napona kojeg izolacija motora može da podnese. Mašina može raditi sa smanjenim fluksom i pri brzinama manjim od nominalne (kada se žele smanjiti gubici ili poboljšati estimacija), ali se obično radom u slabljenju polja naziva rad sa brzinama većim od nominalne.

Rastom brzine proporcionalno raste i indukovana kontraelektromotorna sila pa pri nominalnoj brzini postaje jednaka nominalnom naponu napajanja. Dalji rast indukovane elektromotorne sile nije moguć, pa se ona mora održavati na vrednosti bliskoj nominalnom naponu umanjivanjem fluksa obrnuto proporcionalno brzini. Zbog toga se rad u slabljenju polja često naziva i rad u limitu napona. Pored limita napona, u oblasti slabljenja polja potrebno je posmatrati i strujni limit, određen strujnim kapacitetom aktuatora. Zbog opstojanja istovremenog naponskog i strujnog limita neophodno je sa posebnom pažnjom odabrati nivo fluksa u režimu slabljenja polja da bi se ostvarilo kvalitetno upravljanje momentom, odnosno dobile maksimalne dinamičke performanse i u potpunosti iskoristio magnetni materijal mašine.

Na donjoj slici se mogu uočiti blokovi za limitiranje reference momenta (blok za slabljenje polja), blok za izračunavanje reference rotorskog fluksa i blok za proračun reference statorskog fluksa.



Slika20: Blokovi za limitiranje reference momenta, i izračunavanje referenci rotorskog i statorskog fluksa

7.2 Blok za slabljenje polja

Uobičajeni pristup upravljanju pri slabljenju polja je jednostavno zadavanje fluksa obrnuto proporcionalno brzini obrtanja. Takav način upravljanja ne poštuje strujni limit aktuatora, pa se ne mogu dobiti maksimalne performanse pogona. Vektorsko upravljanje polazi od pretpostavke nezavisnog zadavanja fluksa i momenta pomoću aktivne i magnetizacione komponente struje. Za realizaciju raspregnutog upravljanja baziranog na strujnog regulaciji potrebno je imati dva stepena slobode, što pri radu u limitu napona nije slučaj.

Da bi se obezbedio stabilan rad potrebno je ograničiti referentni moment. Kako je:

$$\psi_R^4 - \left(\frac{M}{L_s} \cdot \frac{u_s}{\omega_s}\right)^2 \cdot \psi_R^4 + \sigma^2 L_R^2 \frac{4}{9P^2} m_e^e = 0$$

,da bi gornja jednačina imala realno rešenje potrebno je da je:

$$m_e \leq \pm \frac{3}{4} P \frac{u_s^2}{\omega_e^2} \frac{1 - \sigma}{\sigma L_s}$$

, što predstavlja uslov stabilnosti statorski upravljane asinhronne mašine.

7.3 Blok za izračunavanje reference rotorskog fluksa

Referenca za amplitudu rotorskog fluksa je jedna od dve reference (druga je referenca za momenat) pomoću kojih se vrši upravljanje i koje predstavljaju ulaz u sistem.

Referenca amplitude rotorskog fluksa se izračunava iz nominalnog napona, sinhronne brzine i naravno podrazumeva se poznavanje parametara motora. Dok je sinhrona brzina manja ili jednaka nominalnoj, referenca za amplitudu rotora se zadaje kao nominalna amplituda rotorskog fluksa. Kada je sinhrona brzina veća od nominalne ova referenca se računa iz donje jednačine:

$$\psi_R^4 - \left(\frac{M}{L_s} \cdot \frac{u_s}{\omega_s}\right)^2 \cdot \psi_R^4 + \sigma^2 L_R^2 \frac{4}{9P^2} m_e^e = 0$$

Naravno, podrazumeva se da je uslov stabilnosti ispunjen uz pomoć prethodnog bloka. Kada je stabilnost osigurana referenca se računa kao rešenje gornje jednačine kao:

$$\psi_R = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\left(\frac{M}{L_s} \cdot \frac{u_s}{\omega_s}\right)^2 + \sqrt{\left(\frac{M}{L_s} \cdot \frac{u_s}{\omega_s}\right)^4 - \frac{16 \cdot \sigma^2 \cdot L_R^2 \cdot T_e^2}{9 \cdot P^2}}}$$

Ako je fluks koji se dobija gornjom formulom veći od nominalnog rotorskog fluksa, uzima se nominalni rotorski fluks kao referenca. Ako ovo nije slučaj rezultat gornjeg izraza se uzima za referencu amplitude rotorskog fluksa. Ovo će biti slučaj u režimu slabljenja polja.

7.4 Blok za izračunavanje reference statorskog fluksa

Jednačine za fluks statora u d i q osi u zavisnosti od amplitude rotorskog fluksa i momenta su izvedene u poglavlju 6.3 i glase:

$$\psi_{sd} = \frac{L_s}{L_m} \psi_R + \frac{\sigma L_s L_R}{R_R L_m} \cdot \frac{d\psi_R}{dt}$$

$$\psi_{sq} = \frac{3}{2} \cdot \frac{\sigma L_s L_R}{P \cdot L_m} \cdot \frac{M_{em}}{\psi_R}$$

Ako se izvod fluksa u prvoj jednačini zanemari, amplituda statorskog fluksa se onda može izračunati kombinujući gornje dve jednačine kao:

$$\psi_{sd} = \frac{L_s}{L_m} \psi_R$$

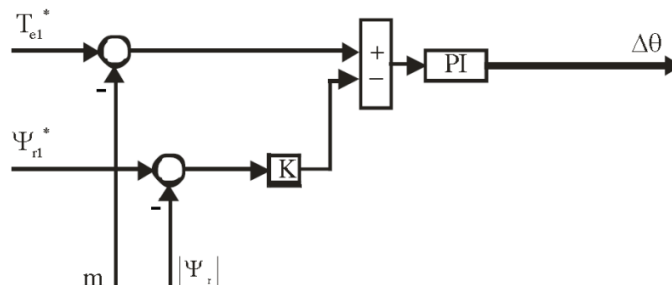
$$\psi_{sq} = \frac{3}{2} \cdot \frac{\sigma L_s L_R}{P \cdot L_m} \cdot \frac{M_{em}}{\psi_R}$$

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{sq}^2 + \psi_{sd}^2}$$

$$\Rightarrow \psi_s = \sqrt{\left(\frac{M}{L_R} \cdot \frac{\sigma L_s}{L_R}\right)^2 \cdot \psi_R^2 + \left(\frac{2\sigma L_s}{3P} \cdot \frac{T_e}{\psi_R}\right)^2}$$

Kao što se može videti iz gornje jednačine transformacije koordinatnog sistema se ne koriste u izvođenju izraza za amplitudu statorskog fluksa zato što se samo amplituda rotorskog fluksa koristi za njeno izračunavanje.

7.5 Regulator momenta



Slika21: Regulator momenta

Modeli DTC upravljanja bazirani na inverznom modelu asinhronne mašine su jako osetljivi na varijacije parametara mašine. Kada su potrebne velike promene fluksa i momenta inverzni model često ne radi kako treba. U ovom radu je primenjena drugačija struktura koja obezbeđuje robusno upravljanje koje nije mnogo osetljivo na varijaciju parametara mašine.

Brzinski regulator se koristi da kompenzuje greške koje potiču od varijacije parametara i komponenata upravljačkog sistema kao što su kontroler statorskog fluksa i estimator. PI regulator se koristi da podesi željeni tranzijentni odziv i generiše referencu koja je ulaz za upravljanje statorskim fluksom.

Jednačina regulatora momenta je:

$$\Delta\theta(k) = k_1\Delta T(k) - k_2\Delta\psi(k)$$

Prvi član sa desne strane predstavlja promenu ugla statorskog fluksa zbog varijacije momenta, dok drugi član služi za kompenzovanje dinamike rotorskog fluksa dok se fluks mašine menja u oblasti slabljenja polja. Koeficijent k_1 je podešen po pojačanju PI regulatora, dok koeficijent k_2 predstavlja skalirajući faktor.

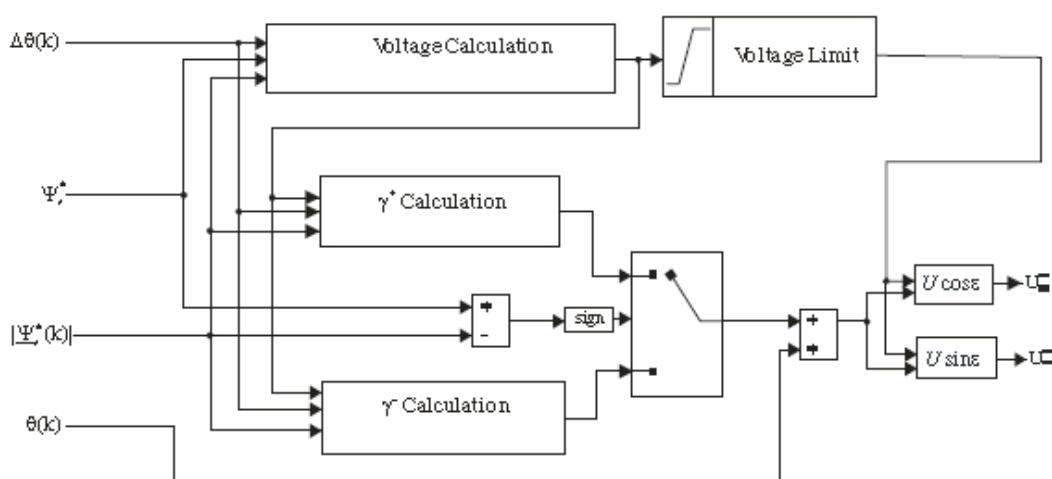
8. REGULATOR STATORSKOG FLUKSA

8.1 Uvod

Kada su poznati vektor statorskog fluksa u sadašnjem trenutku i vektor statorskog fluksa koji treba da se ima u sledećem trenutku to je sve što je potrebno za izračunavanje napona koji treba da se dovedu na priključke mašine.

Vektor statorskog fluksa je određen svojom amplitudom i faznim uglom. Ove dve informacije se dobijaju iz estimatora stanja. Vektor statorskog fluksa u sledećem trenutku se dobija takođe iz amplitude i faznog stava, ali amplituda se izračunava na osnovu sinhronne brzine i reference momenta, dok se fazni ugao dobija kao izlaz iz regulatora momenta.

Kako izgleda blok za regulaciju statorskog fluksa može se videti na donjoj slici:



Slika22: Blok-dijagram regulatora statorskog fluksa

U nastavku će se svaki od blokova koji čine regulator statorskog fluksa posebno objasniti.

8.2 Dobijanje vektorske razlike flukseva

Amplituda vektorske razlike flukseva je bitna informacija jer ona određuje amplitudu elektromotorne sile koja treba da postoji u mašini da bi se upravljanje ispravno vršilo.

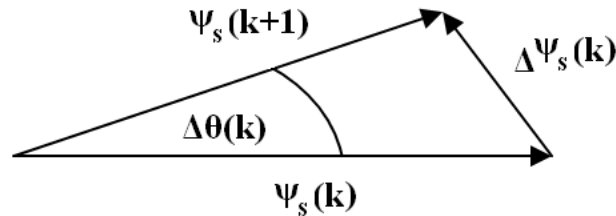
$$\underline{u}_s(k) = R_s \cdot \underline{i}_s(k) + \frac{\Delta\psi_s(k)}{\Delta T} \approx \frac{\psi_s(k+1) - \psi_s(k)}{\Delta T}$$

Iz gornje jednačine se vidi da je vektor inkrementa statorskog fluksa proporcionalan naponu:

$$\psi_s(k+1) - \psi_s(k) = \Delta\psi_s(k) = \underline{u}_s(k) \cdot \Delta T$$

Ako je su poznate amplitude sadašnjeg i budućeg fluksa i ugao između njih, amplituda fluksne razlike se jednoznačno izračunava preko kosinusne teoreme.

Na donjoj slici je prikazan raspored flukseva:



Slika23: Dobijanje vektorske razlike flukseva

Iz gornje slike se vidi da se amplituda razlike flukseva može odrediti kao:

$$\Delta\psi_s(k) = \sqrt{\psi_s(k)^2 + \psi_s(k+1)^2 - 2\psi_s(k)\psi_s(k+1)\cos\Delta\theta(k)}$$

8.3 Dobijanje amplitude potrebnog napona

Kada je poznata amplituda razlike flukseva napon se može izračunati prema donjoj formuli:

$$\underline{u}_s(k) = R_s \cdot \underline{i}_s(k) + \frac{\Delta\psi_s(k)}{\Delta T} \approx \frac{\Delta\psi_s(k)}{\Delta T}$$

$$\underline{u}_s(k) = \frac{1}{\Delta T} \cdot \sqrt{\psi_s(k)^2 + \psi_s(k+1)^2 - 2\psi_s(k)\psi_s(k+1)\cos\Delta\theta(k)}$$

Kada se napon računa po gornjoj formuli potrebno je uvažiti i pad napona na otpornosti namotaja statora R_s , što se čini na izlazu iz regulatora statorskog fluksa. Ovo uvažavanje pada

napona je od značaja pri brzinama manjim od nominalne, dok je u oblasti slabljenja polja zanemarljivo.

8.4 Ograničenje napona

Postoje slučajevi kada je napon dobijen iz gornje jednačine veći od fizički dostupnog napona, koji je zavistan od napona jednosmernog međukola V_{DC} . Da bi se uvažilo i ovo ograničenje napon se računa po donjem obrascu:

$$\underline{u}_s(k) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta T} \cdot \sqrt{\psi_s(k)^2 + \psi_s(k+1)^2 - 2\psi_s(k)\psi_s(k+1)\cos\Delta\theta(k)}, & \text{ako je ovaj napon veći od } V_{DC} \\ V_{DC}, & \text{u suprotnom} \end{cases}$$

8.5 Dobijanje ugla vektorske razlike flukseva

U ustaljenom stanju moment i fluks su konstantni, pa se vrh vektora statorskog fluksa pomera po krugu konstantnog poluprečnika jednakog nominalnom fluksu statora. U ovom slučaju amplituda statorskog fluksa je:

$$\psi_s(k) = \psi_s(k+1)$$

i ugao γ , koji predstavlja ugao između trenutnog statorskog fluksa i inkrementa statorskog fluksa će biti:

$$\gamma^0 = \frac{\pi}{2} + \frac{\omega_e \Delta T}{2} \approx \frac{\pi}{2}$$

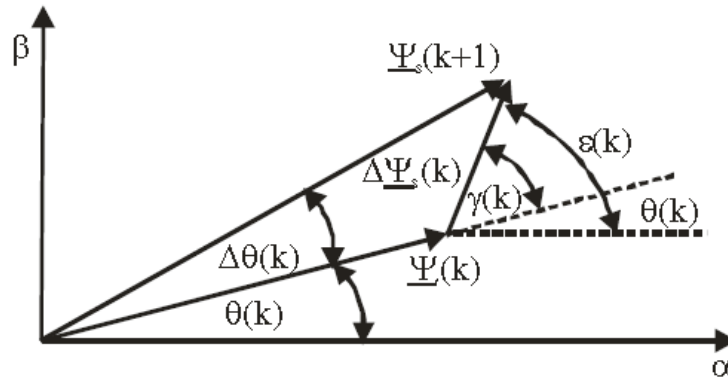
Ovo znači da vektor inkrementa statorskog fluksa u ustaljenom stanju ima samo tangencijalnu komponentu i da je tada napon statora:

$$u_s(k) \approx \omega_e(k) \cdot \psi_s(k)$$

Kada se fluks menja i radijalna i tangencijalna komponenta statorskog fluksa se menjaju. U ovom slučaju izračunavanje ugla γ zavisi od toga da li fluks raste ili opada. U nastavku će se obraditi oba slučaja.

8.5.1 Slučaj kada amplituda fluksa raste

Na donjoj slici prikazan je slučaj kada je fluks koji je potreban u sledećem trenutku veći od trenutnog fluksa:



Slika24: Vektor inkrementa statorskog fluksa kada fluks raste

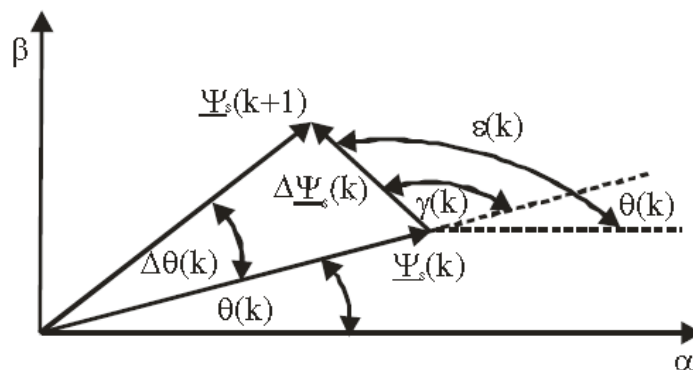
U ovom slučaju ugao γ se izračunava kao:

$$\gamma^+ = \Delta\theta(k) + \arcsin \frac{\psi_s(k) \cdot \sin \Delta\theta(k)}{u_s(k) \cdot \Delta T}$$

, gde drugi član sa desne strane jednakosti predstavlja ugao između vektora fluksa u sledećem trenutku i vektora inkrementa fluksa.

8.5.2 Slučaj kada amplituda fluksa opada

Slučaj pri kome je amplituda potrebnog fluksa manja od amplitude trenutnog fluksa može se videti na donjoj slici:



Slika25: Vektor inkrementa statorskog fluksa kada fluks opada

U gore prikazanom slučaju ugao γ se računava kao:

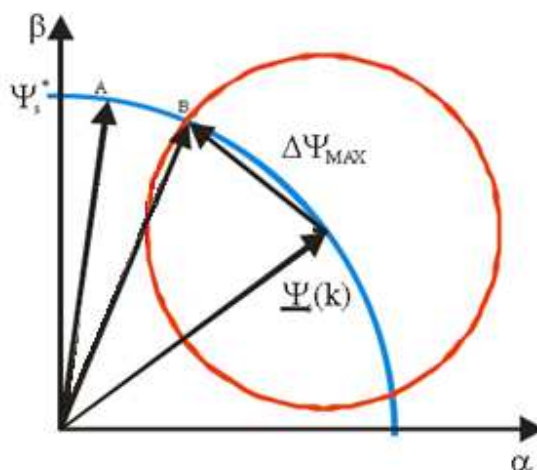
$$\gamma^- = \Delta\theta(k) + \pi - \arcsin \frac{\psi_s(k) \cdot \sin \Delta\theta(k)}{u_s(k) \cdot \Delta T}$$

8.6 Uticaj naponskog limita na trajektoriju inkrementa statorskog fluksa

Naponski limit se može predstaviti kao maksimalni vektor inkrementa fluksa statora:

$$\Delta\psi_{max} = U_{max}\Delta T$$

, što u stacionarnom referentnom sistemu predstavlja krug. Centar ovog kruga se nalazi na krajnoj tački vektora trenutnog statorskog fluksa $\underline{\psi}_s(k)$ kao što je prikazano na donjoj slici:

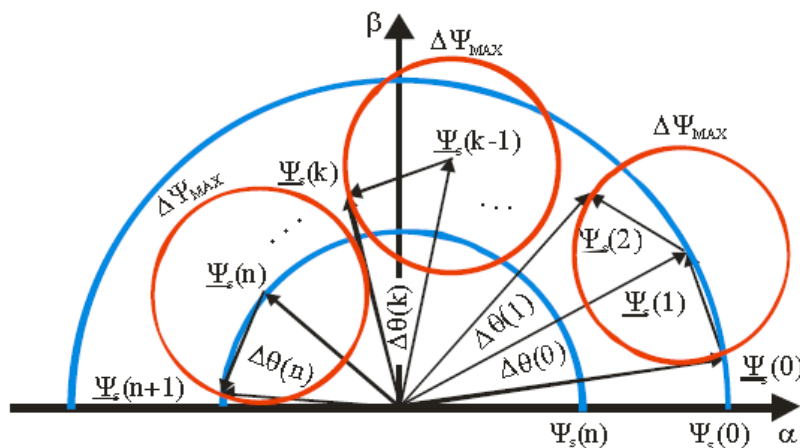


Slika26: Mašina u naponskom limitu pri konstantnom fluksu

Oblast konstantnog fluksa je na gornjoj slici predstavljen krugom poluprečnika ψ_s^* čiji se centar nalazi u centru koordinatnog sistema. U oblasti konstantnog fluksa kada je referenca momenta suviše velika željena radna tačka je tačka "A". Međutim, zbog limita napona radna tačka će biti tačka "B".

U oblasti slabljenja polja regulator statorskog fluksa treba da obezbedi da se fluks kreće ka svojoj referentnoj vrednosti sa vrhovima vektora koji su postavljeni na kružnicu određenu maksimalnim naponom.

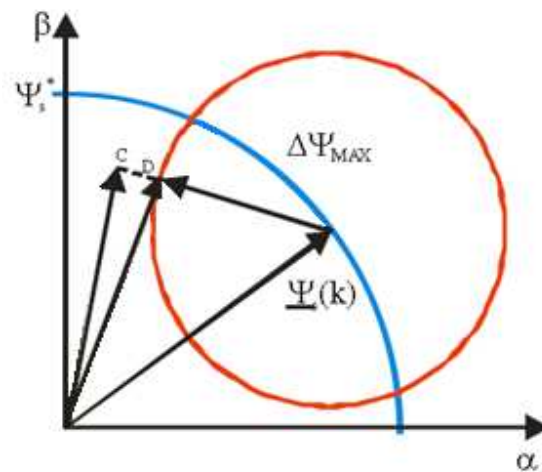
Kada amplituda statorskog fluksa treba da opada sa vrednosti $\psi_s(0)$ na $\psi_s(n)$ nakon n perioda upravljanja vrh vektora statorskog fluksa će se kretati kao što je prikazano na donjoj slici:



Slika27: Trajektorija vektora statorskog fluksa pri slabljenju polja

Prilikom slabljenja polja postoje slučajevi kada se referenca fluksa ne može pratiti. To može da se desi prilikom slabljenja polja. Kada je referenca ugaone razlike između flukseva $\Delta\theta$ suviše velika, iako je željena radna tačka u trenutku "k+1" tačka "C" na donjoj slici, zbog limita napona radna tačka će biti tačka "D". Pritom, zadržan je originalni ugao $\varepsilon(k)$ da bi se osiguralo što brže dostizanje reference fluksa.

Ovaj slučaj se može videti na donjoj slici:



Slika28: Mašina u naponskom limitu pri slabljenju polja

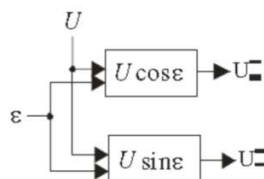
8.7 Dobijanje referenci napona

Sada, pošto su poznati i amplitude i fazni stav napona koje treba voditi ka motoru lako se računaju alfa i beta komponente statorskog fluksa kao:

$$u_{\alpha} = U \cdot \cos \varepsilon$$

$$u_{\beta} = U \cdot \sin \varepsilon$$

Ovo je i prikazano na donjoj slici:



Slika29: Dobijanje referenci napona

8.8 Uvažavanje pada napona na Rs

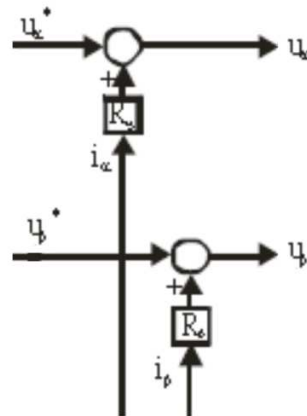
Već je napomenuto u gornjem tekstu da blok regulatora statorskog fluksa ne sadrži u sebi korekciju napona koja mora da se vrši zbog rezistivnog pada napona u namotajima. Ova korekcija se u algoritmu upravljanja vrši na izlasku iz ovog bloka.

Vrednosti napona umanjene za rezistivni pad napona se računaju iz formule:

$$u_{\alpha} = u_{\alpha}^* - R_s \cdot i_{\alpha}$$

$$u_{\beta} = u_{\beta}^* - R_s \cdot i_{\beta}$$

Dobijanje korigovanih vrednosti je prikazano na donjoj slici:



Slika30: Uvažavanje rezistivnog pada napona u namotaju

9. EKSPERIMENTALNI REZULTATI NA DSP-U

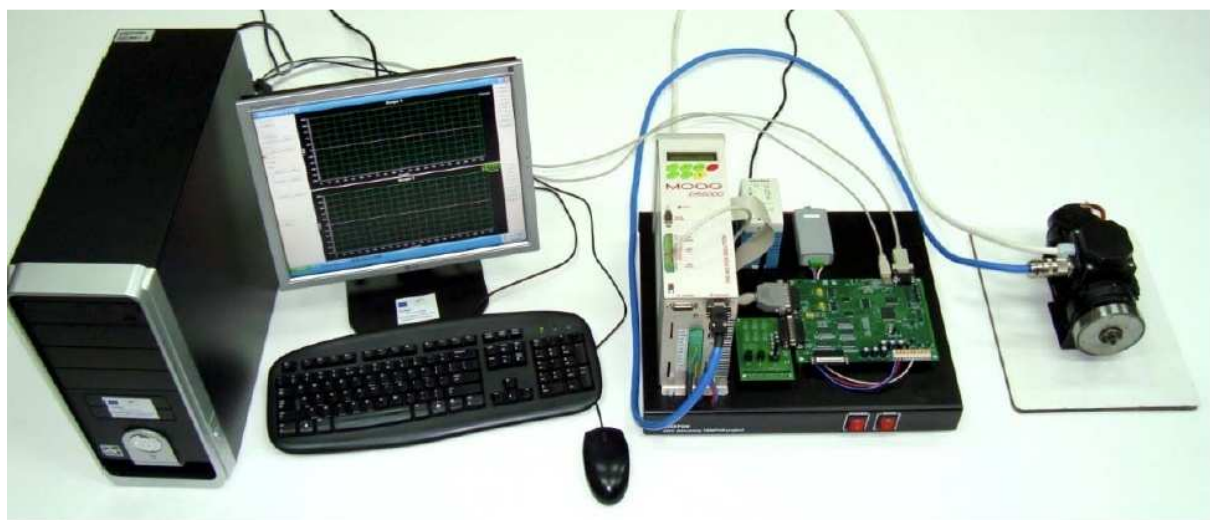
9.1 Uvod

U ovom poglavlju ukratko je opisana oprema na kojoj se upravljanje vrši i dati su eksperimentalni rezultati upravljanja.

9.2 Oprema na kojoj je vršen eksperiment

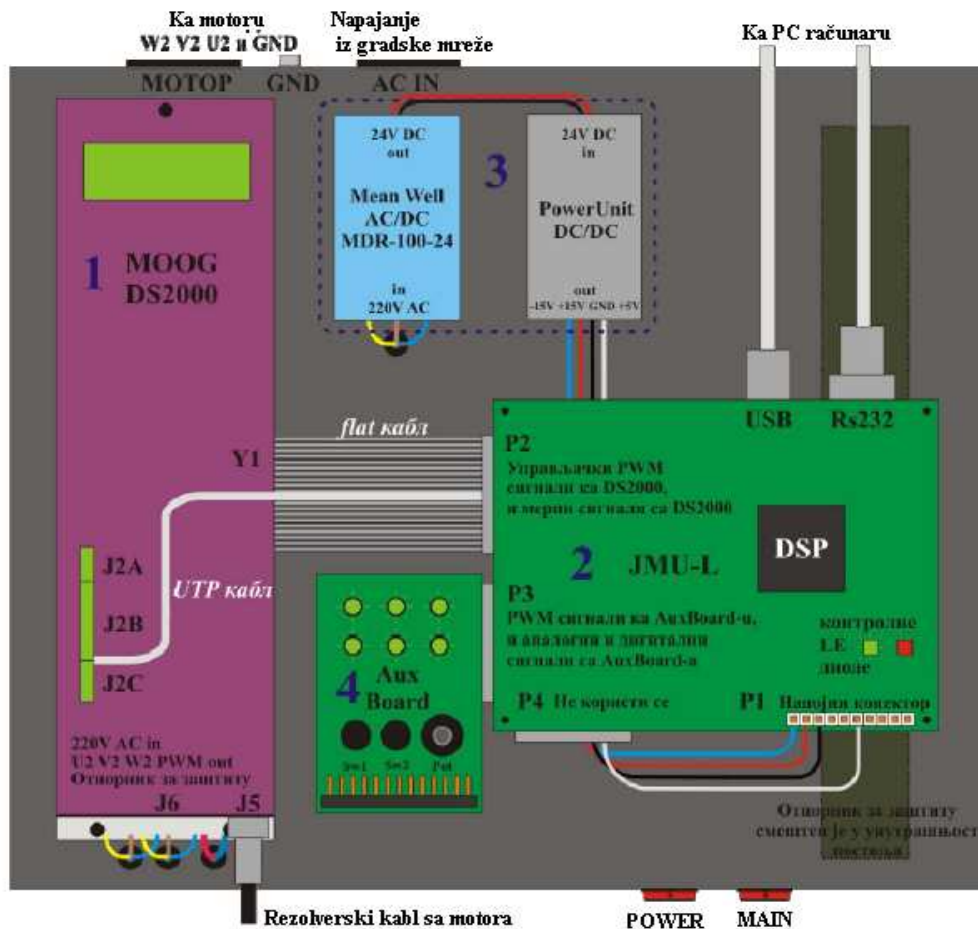
Za upravljanje u ovom radu je korišćen PC računar, servopojačavač (čine ga inverter i ploča za upravljanje) i motor sa rezolverom (rezolver se u ovom radu ne koristi).

Kako postavka fizički izgleda može se videti na donjoj slici:



Slika31: Oprema na kojoj je vršeno upravljanje

Od najvećeg interesa je naravno servopojačavač jer je na njemu smešten i energetski i upravljački deo postavke. Na donjoj slici može se videti šema servopojačavača:



Slika32: Blok šema servopojačavača

Na šemi se mogu zapaziti inverter MOOG DS2000, JMU-L pločica, napajanje i pomoćna pločica "Aux Board". Iako je MOOG DS2000 kompletan i samostalan servopojačavač za upravljanje motorima naizmenične struje, u ovom radu se on koristi samo kao inverter. Svo upravljanje se vrši preko JMU-L pločice.

9.2.1 PC računar

PC računar se koristi u postavci iz više razloga. Jedan od njih je upisivanje koda u *flash* memoriju DSP-a. Procesor se programira preko serijske veze (RS-232) odgovarajućim softverskim alatima.

Među ostale razloge iz kojih se računar koristi spadaju i: komandovanje pogonom, unos i čitanje parametara kao i akvizicija, snimanje i prikaz podataka u realnom vremenu. Sve

nabrojane funkcije se obavljaju putem grafičkog korisničkog interfejsa (GUI - *Graphical User Interface*). Kako je u pitanju prenos velikih količina podataka, pre svega od DSP-a ka računaru, komunikacija između GUI-a i DSP-a se obavlja preko USB magistrale. GUI pored mogućnosti komandovanja i programiranja nudi i mogućnost akvizicije podataka u realnom vremenu. Prikupljeni podaci se mogu i snimati pri periodu sa jako kratkim periodom odabiranja (jednakom periodu upravljanja), a zatim kasnije obrađivati u nekom od programa kao što je Matlab. Pomoću ovog GUI-a računar dobija funkciju virtuelnog osciloskopa.

Izgled GUI-a je prikazan na donjoj slici:



Slika33: Izgled Graphical User Interface-a

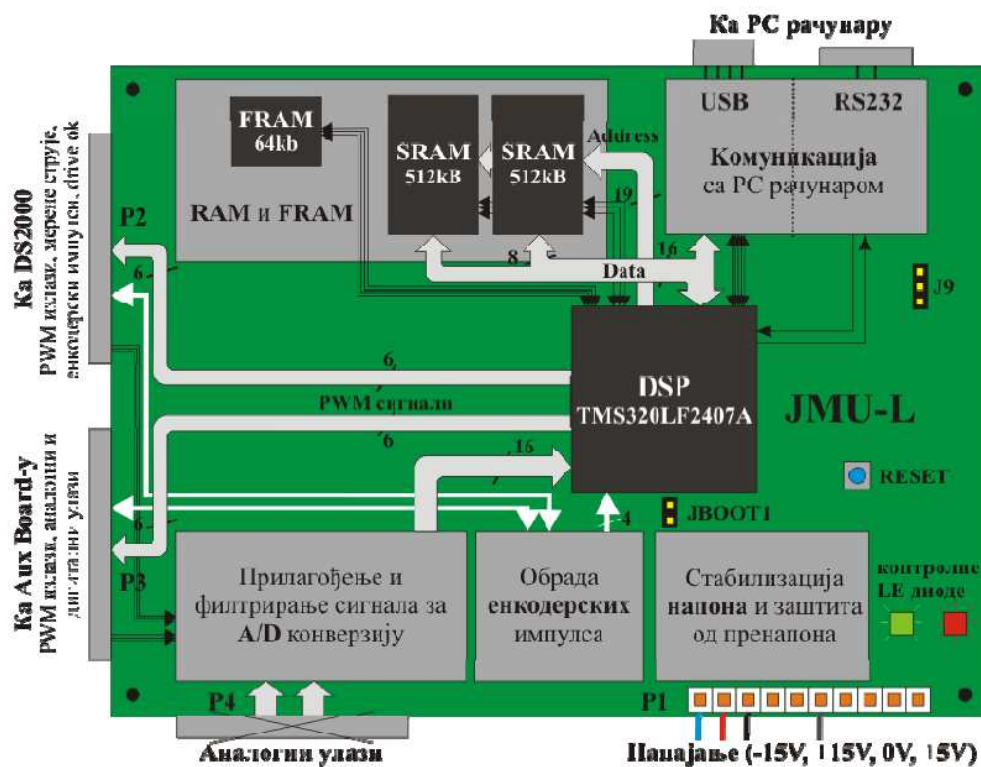
Sa leve strane nalaze se dugmići za upravljanje, dok se sa desne nalaze dugmići za odabir kanala za akviziciju podataka. Talasni oblici se prikazuju unutar dva crna ekrana pod nazivima "Scope1" i "Scope2".

9.2.2 LJMU ploča

JMU-L ploča je ploča koja se ne proizvodi serijski, već je napravljena samo za svrhu upravljanja na gore prikazanoj postavci. Ona predstavlja centralni deo celog sistema. Na njoj se nalazi digitalni signalni procesor (DSP) *TMS320LF2407A* firme *Texas Instruments* koji služi za digitalno upravljanje motorima. Štampana ploča sadrži sledeće funkcionalne blokove:

- DSP - centralni blok sistema
- Komunikacioni blok - veza sa računarom
- Blok sa memorijama FRAM i SRAM
- Blok za prilagođavanje i filtriranje analognih signala
- Blok za obradu enkoderskih impulsa
- Blok za stabilizaciju napona i zaštitu od prenapona i
- LE diode za verifikaciju ispravnosti rada sistema

Blok šema JMU-L ploče sa pomenutim funkcionalnim blokovima i odgovarajućim portovima, prikazana je na sledećoj slici:



Slika34: Blok šema DSP JMU-L ploče

Komunikacija sa računarom je ostvarena preko dva interfejsa: putem serijskog interfejsa (RS-232) i putem USB magistrale. U okviru bloka za komunikaciju se nalaze kola za prilagođavanje signala serijskoj vezi, kao i integrisano kolo koje omogućava prenos podataka preko USB magistrale.

LE diode koje se koriste za verifikaciju ispravnosti rada sistema su crvena i zelena dioda. One služe za vizuelnu verifikaciju ispravnosti. Kada pogon radi svetili zelena dioda, a kada ne radi zelena dioda je isključena. Ako se desi da se u toku rada upali crvena dioda to znači da je uređaj DS2000 prijavio neregularno stanje.

9.2.3 DSP

DSP je osnovno sredstvo za izvršavanje digitalnih algoritama za upravljanje mašinama. On povezuje sve ostale blokove i uređaje. Čip je realizovan u CMOS tehnologiji maksimalne radne učestanosti 40 MHz. Napaja se sa 3.3V. Na sebi sadrži određenu količinu *flash*, RAM i ROM memorije i poseduje i eksternu memorijsku magistralu.

DSP je opremljen periferijama za kontrolu motora kao što su: tajmeri, PWM modulatori, 16-kanalni A/D konvertor. Širok spektar periferija omogućava da ovaj DSP upravlja sa čak dva *brushless* motora. Sadrži standardne komunikacione interfejsne CAN 2.0B (CAN - *Controller Area Network*), SCI (Serial Communication Interface) i SPI (Serial Peripheral Interface).

Upravljački PWM signali se preko odgovarajuće prilagodne logike vode iz DSP-a na konektore P2 i P3 koji se mogu videti na gornjoj slici. Dugme RESET se koristi za resetovanje procesora, dok se za spuštanje programa u flash memoriju procesora koristi džamper JBOOT1.

9.2.4 MOOG

DS2000 je kompletan i samostalan servopojačavač za upravljanje motorima naizmenične struje. On u sebi sadrži i energetske i upravljačke module. Uređaj takođe sadrži i odgovarajući interfejs prema korisniku (meni) za očitavanje i unošenje odgovarajućih vrednosti i parametara za upravljanje motorom.

Međutim, na gore prikazanoj postavci DS2000 je povezan tako da njegovim inverterom ne upravlja njegova interna digitalna ploča, već eksterna JMU-L ploča. U ovakvoj postavci DS2000 predstavlja trofazni tranzistorski inverter.

Izgled servopojačavača DS2000 se može videti na donjoj slici:



Slika35: Servopojačavač DS2000

Pored toga što je upravljanje izmešteno iz DS2000, on je zadržao funkcije odgovarajuće naponske i strujne zaštite, pa služi i kao zaštitni uređaj ako otkáže primarna zaštita koja je implementirana u kod ploče JMU-L.

9.2.5 AC Motor

Motor korišćen u postavci je asinhroni motor firme MOOG pod nazivom FAS Y063-V. Motor radi na nominalnoj frekvenciji 120Hz, ima dva para polova, nominalni napon mu je 325V, nominalna struja 2.1A, sprege je Y, maksimalni moment mu je 6.2Nm.

Parametri motora su:

$$R_S = 4.125\Omega, R_R = 4.125\Omega, L_S = 187.96mH, L_R = 187.96mH, L_m = 183mH$$

Za više informacija o celokupnoj opremi korišćenoj u postavci pogledati uputstvo pisano za postavku "Tempus" [5].

9.3 Vremenski interval upravljanja

Algoritam upravljanja se izvršava na svakih 300 μ s. Vreme izvršavanja upravljanja se razlikuje od standardnog koje je oko 100 μ s zato što procesor TMS320LF2407A na kome se vrši upravljanje radi na brzini od 40MHz, što je relativno mala brzina u odnosu na savremene DSP-

eve koji rade na višestruko većim frekvencijama. Drugi razlog ovog relativno velikog perioda upravljanja je vreme koje je potrebno funkciji za korenovanje da se izvrši. Ova funkcija je baš zbog minimizacije vremena izvršavanja napisana u assembleru, ali i pored toga njoj je potrebno preko 8 μ s za izvršavanje. Imajući u vidu da se ova funkcija više puta poziva u toku jednog ciklusa upravljanja i da se preko GUI-a svakog trenutka šalje velika količina podataka može se zaključiti da je upravljanje na 100 μ s sa ovakvim procesorom jako teško.

Algoritam za upravljanje je ceo smešten u interapte. Ovo je neophodno jer se u procesoru odvija gomila procesa u svakom trenutku, dok je za upravljanje od presudnog značaja da se operacije odvijaju u tačno određenim momentima. Interapt omogućava da se u tačno određenim momentima prekine procesor, da procesor zapamti šta je pre toga radio, da izvrši upravljanje koje se nalazi u interaptu i da zatim nastavi sa izvršavanjem glavnog programa (*main* programa).

Interapt generiše periferija *timer1*. Ona je podešena tako da generiše interapt na svakih 25 μ s. Ovo znači da je ceo program stao u 12 prekida, a pri tome se vodilo računa da nijedan prekid ne bude duži od 18 μ s da ne bi ugrozio izvršavanje glavnog programa.

9.4 Cilj eksperimenta

Algoritam za DTC je namenjen kontroli momenta asinhronne mašine. Cilj celokupnog upravljanja je da momenat u mašini odgovara (prati sa malom greškom) referentnom momentu koji mu se zadaje.

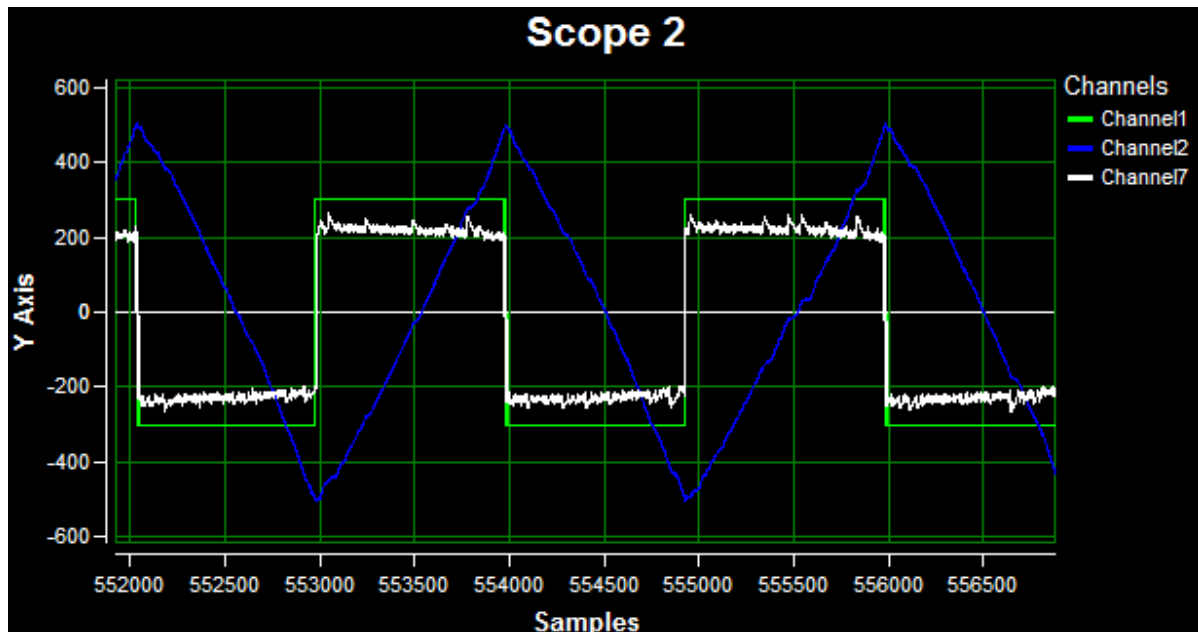
Pošto na vratilu motora ne postoji torziometar, momenat koji postoji u mašini će se računati da je jednak estimiranom momentu, koji je izlaz iz bloka za estimaciju i koji se dobija iz podataka o naponima i strujama.

Radi mogućnosti lakšeg i češćeg praćenja odziva momenta referentni momenat će se zadavati u obliku četvrtki.

Da bi se demonstrirala mogućnost da se motorom upravlja preko DTC algoritma u oba smera eksperiment će se izvršavati tako da referentni momenat promeni znak kada brzina motora pređe određenu pozitivnu vrednost i postaje negativan. Referentni momenat će se takođe zadavati da kada brzina motora pređe određenu negativnu vrednost opet menja znak i postaje pozitivan.

9.5 Rezultati eksperimenta

Na donjoj slici se mogu videti rezultati eksperimenta načinjenog na realnom pogonu koji je opisan ranije u ovom poglavlju.



Slika36: Referentni momenat, estimirani momenat i brzina vratila mašine

Na slici je:

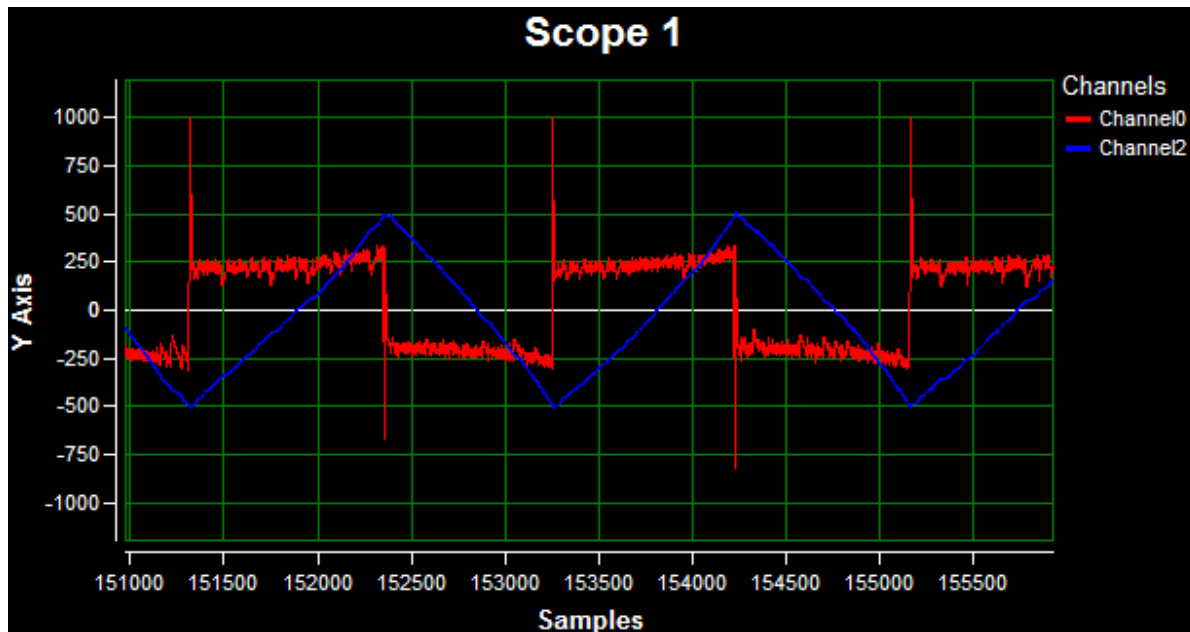
- Zelenom bojom obeležena referenca momenta
- Belom bojom obeležen estimiran momenat
- Plavom bojom obeležena brzina vratila mašine

Referenca momenta je zadavana kao četvrtke i to tako da kada brzina rotora po apsolutnoj vrednosti dostigne 500 ob/min referenca za momenat promeni znak.

Iz dobijenih rezultata se vidi da estimirani moment brzo i tačno prati zadatu referencu, da ima malu talasnost i da ima statičku grešku. Vreme dostizanja reference je kratko.

Na slici se može uočiti brzina vratila koja je označena plavom bojom. Iz nje se može zaključiti da estimirani momenat odgovara stvarnom momentu jer ovakva brzina bi baš bila posledica mehaničkog procesa kada bi se na motor doveo momenat koji je identičan estimiranom. Brzina skoro sasvim pravilno linearno raste, a zatim linearno opada što je posledica tretiranja mašine prvo pozitivnim, a zatim negativnim momentom iste amplitude. Takođe se može zaključiti da mašina od -500 ob/min do +500 ob/min dođe za 0.4 sekunde (1000 odbiraka, svaki odbirak dobijen *oversampling-om* primenjenog na period od 400 μ s). Iz skoro linearne karakteristike brzine može se zaključiti i da mašina na kojoj je eksperiment vršen ima mali moment inercije.

Na sledećoj slici je prikazana razlika referentne vrednosti momenta i estimiranog momenta pomnožena sa faktorom pojačanja jednakom broju 3. Ova razlika direktno određuje ugao pomeraja između vektora sadašnjeg fluksa i vektora fluksa koga je potrebno dovesti mašini.



Slika37: Razlika referentnog i estimiranog momenta

Kao što se može zapaziti razlika referentnog i estimiranog momenta ima pikove koji se javljaju pri promeni reference momenta sa pozitivne na negativnu vrednost. Ovi pikovi su posledica toga da u momentu kada referenca promeni znak ona postaje suprotnog znaka od momenta koji postoji u mašini (tj. i od estimiranog momenta). Kada se ovo desi razlika ove dve vrednosti će po apsolutnoj vrednosti biti jednaka zbiru apsolutnih vrednosti referentnog i estimiranog fluksa. Zato pikovi i postoje. Međutim, kao što se može videti, pikovi jako kratko traju jer moment jako brzo dostiže svoju referentnu vrednost, pa razlika postaje ponovo jako mala tj. ona koja odgovara statičkoj grešci u praćenju reference.

10. ZAKLJUČAK

U elektromotornim pogonima visokih performansi zahteva se precizna regulacija brzine i pozicije vratila motora. Potrebno je ostvariti kvalitetno upravljanje: postići brz odziv (širok propusni opseg regulacije), smanjiti talasnost upravljanih veličina, ostvariti zadovoljavajuće ponašanje u režimima kada ne postoji mogućnost dostizanja referenci, smanjiti gubitke, buku itd. Pri tome treba voditi računa da algoritam upravljanja bude jednostavan, jer se time ostavlja više računarskih resursa za implementaciju naprednih tehnika estimacije momenta, fluksa i brzine, zaštite motora i pretvarača, korekcije promene parametara tokom rada, minimizacije gubitaka itd. Zbog toga je jedan od aktuelnih pravaca istraživanja u ovoj oblasti formiranje novih algoritama raspregnutog upravljanja momentom i fluksom koji treba da zadrže ili poboljšaju performanse dosadašnjih znatno složenijih rešenja.

Postojeći algoritmi raspregnutog upravljanja momentom i fluksom asinhronne mašine dele se u dve grupe: vektorsko upravljanje i direktna kontrola momenta. Konvencijalno vektorsko upravljanje je složeno, momentom i fluksom se upravlja posredno uz ograničen propusni opseg regulacije, malu naponsku marginu u režimu slabljenja polja i izrazitu osetljivost na varijacije parametara. Algoritmi direktne kontrole momenta bazirani na diskretnim naponskim vektorima pored jednostavne realizacije imaju veliki šum fluksa i momenta.

Algoritam primenjen u ovom radu je baziran na određivanju potrebnog ugla pomeraja vektora fluksa statora prema zadatim, referentnim vrednostima momenta i fluksa. Na osnovu njih se određuje inkrement vektora fluksa statora koji jednoznačno definiše referentni napon. Proračunati napon statora maksimalnim korakom vodi fluks i moment motora u željenom pravcu uz minimalnu grešku.

Prednost algoritma koji je korišćen u ovom radu u odnosu na uobičajena rešenja direktne kontrole momenta je činjenica da su odzivi fluksa i momenta veoma brzi sa drastično smanjenom talasnošću. Kao i ostali algoritmi direktne kontrole momenta, zasnovan je na kontroli vektora fluksa statora, pa ne koristi informaciju o brzini obrtanja vratila (samim tim se realizuje bez davača brzine na vratilu - *Sensorless*) i nema potrebu za obrtnim transformacijama.

Nedostaci algoritma su postojanje male statičke greške u regulaciji momenta i fluksa i greška estimacije pri malim brzinama.

Jednostavnost načina upravljanja koji je korišćen u ovom radu i veoma dobre performanse pružaju mogućnost za njihovu široku primenu u savremenim elektromotornim

pogonima. Predloženo upravljanje može poslužiti kao osnova za razvoj kvalitetnih, jednostavnih i jeftinih brzinski i poziciono regulisanih elektromotornih pogona. Podređene petlje kontrole momenta i fluksa koje postoje u standardnim elektromotornim pogonima mogu se realizovati prema načinu upravljanja koji je u ovom radu korišćen čime bi se poboljšala regulacija brzine i pozicije. Ostali mogući pravci usavršavanja predloženog rešenja su: kompenzacija efekta mrtvog vremena, estimacija fluksa pri malim brzinama, analiza stabilnosti pogona, izbor strukture i proračun parametara i napona jednosmernog međukola i dalje poboljšanje performansi u režimu slabljenja polja.

LITERATURA

- [1] Petar Matić, Slobodan N. Vukosavić: "A Direct Torque Controlled Induction Motor Drive Suitable for Operation in Flux Weakening Regime", IEEE Transactions on Energy Conversion, maj 2008.
- [2] Slobodan Vukosavić: "Električne mašine", Akademska misao, Beograd 2010.
- [3] Slobodan N. Vukosavić: "Digital Control of Electrical Drives", Springer, 2007.
- [4] Petar Matić: doktorski rad
- [5] Milan Vukov, Obrad Đorđević: "Uputstvo za laboratorijsku vežbu Tempus", <http://ddc.etf.rs/mot09.htm>
- [6] Texas Instruments: "TMS320LF/LC240xA DSP Controllers Reference Guide", <http://focus.ti.com/lit/ug/spru357c/spru357c.pdf>
- [7] A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley: "Električne mašine za naizmjeničnu i jednosmernu struju", Naučna knjiga, Beograd 1962.