

UDK 62-523.8 (043.2)

UNIVERZITET U BANJALUCI
ELEKTROTEHNI^KI FAKULTET
BANJA LUKA

BRANKO D. BLANU[A

ALGORITAM ZA MINIMIZACIJU SNAGE
GUBITAKA VEKTORSKI REGULISANOG
ASINHRONOG POGONA ZASNOVAN NA
PRIMJENI FAZI LOGIKE

MAGISTARSKI RAD

BANJALUKA, decembar 2001.

SADR@AJ

1. UVOD	1
1.1 UVODNA RAZMATRANJA	1
1.2 KRATAK SADR@AJ I ORGANIZACIJA RADA	2
2. PREGLED DOSADA[NJIH RJE[ENJA MINIMIZACIJE GUBITAKA U ELEKTRI^NIM POGONIMA SA ASINHRONIM MOTOROM	4
2.1 PREGLED ALGORITAMA ZA MINIMIZACIJU SNAGE GUBITAKA U ELEKTRI^NIM POGONIMA SA ASINHRONIM MOTOROM.....	4
2.2 TRENDOVI RAZVOJA POGONSKIH PRETVARA^A U CILJU SMANJENJA ENERGETSKIH GUBITAKA	14
3. ENERGETSKI BILANS U POGONIMA SA ASINHRONIM MOTOROM	18
3.1 GUBICI ELEKTRI^NE ENERGIJE U ASINHRONOM MOTORU	18
3.2 ENERGETSKI GUBICI U POGONSKOM PRETVARA^U.....	21
3.3 MODELOVANJE GUBITAKA U POGONU SA ASINHRONIM MOTOROM.....	23
4. SINTEZA REGULATORA ZA POVE]ANJE STEPENA KORISNOG DEJSTVA VEKTORSKI REGULISANOG POGONA SA ASINHRONIM MOTOROM	29
4.1 GRADIJENTNA METODA I KRITERIJUMSKA FUNKCIJA.....	29
4.2 OSNOVNE POSTAVKE FAZI LOGIKE	32
4.3 PROGRAMSKI ALATI ZA SINTEZU FAZI SISTEMA	39
4.4 PROJEKTOVANJE OPTIMIZACIONOG REGULATORA ZA MINIMIZACIJU SNAGE GUBITAKA VEKTORSKI REGULISANOG ASINHRONOG POGONA.....	43
4.5 TESTIRANJE I VERIFIKACIJA ALGORITMA ZA MINIMIZACIJU GUBITAKA ELEKTRI^NIH POGONA SA ASINHRONIM MOTOROM.....	52
4.6 PORE\ENJE KARAKTERISTIKA PREDLO@ENOG ALGORITMA SA SLI^NIM PUBLIKOVANIM ALGORITMIMA ZA MINIMIZACIJU GUBITAKA.....	58
5. PRAKTI^NA REALIZACIJA	63
5.1 OPIS HARDVERA	63
5.1.1 Upravlja-ki modul	64
5.1.2 Pogonski pretvara-.....	67
5.2 OPIS PROGRAMSKE REALIZACIJE	70

<i>ZAKLJU^AK</i>	82
<i>PRILOG</i>	84
<i>LITERATURA</i>	85

1. UVOD

1.1 UVODNA RAZMATRANJA

Predmet naučne rasprave u okviru rada je razvoj algoritma za smanjenje snage gubitaka vektorski upravljano električnog pogona sa asinhronim motorom primjenom fazi logike.

U posljednjih 10 godina primjena električnih pogona sve je veća, od jednostavnih pogona kao što su pumpe, kompresori, ventilatori, pa do servopogona visokih performansi koje karakteriše brzi odziv, preciznost i širok opseg regulisane brzine. Zbog svojih jednostavnih regulacionih karakteristika dugo vremena motor jednosmjerne struje (*DC* motor) bio je nezamjenjiv u servopogonima. Relativno složeni algoritmi upravljanja i potreba izraunavanja obrtnih transformacijanemogućavali su primjenu asinhronih električnih pogona u servoaplikacijama. Međutim, u drugoj polovini 80-tih i 90-im godinama primjenom digitalnih sistema kao što su mikroprocesori i mikrokontroleri, te energetskih pretvarača na bazi impulsno-firinske modulacije (*PWM*) omogućena je upotreba asinhronih motora (*AM*) i u servosistemima.

[ta više, zbog svoje jednostavnosti, niže cijene i veće robusnosti u odnosu na *DC* motore, asinhroni motori zamjenjuju *DC* motore čak i u onim primjenama gdje su doskora bili nezamjenjivi.

Upotreba asinhronih pogona u servoaplikacijama bazirana je na konceptu vektorskog upravljanja (*VU*). Premda su mnogi upravljački algoritmi u konceptu *VU* riješeni i široko prihvaćeni, postoje mnogi neriješeni ili, na nezadovoljavajući način riješeni problemi. To su: nesavršenost energetskog pretvarača (postojanje mrtvog vremena, pad napona na prekidačima, promjena napona u međukolu, kašnjenje zbog procesiranja strujne informacije itd.), osjetljivost kvaliteta odziva na varijacije parametara motora, posebno sa promjenom temperature i učestanosti, te problemi vezani sa mehaničkim podsistemom pogona kao što su nesavršenost prenosnog mehanizma, valovitost momenta, podršane oscilacije, mehanička rezonancija itd. Takođe, značajna istraživanja u oblasti električnih pogona postoje i na rješavanju slijedećih problema:

- smanjenje zagrijavanja, energetskih gubitaka, buke i elektromagnetnih smetnji;
- smanjenje broja senzora koji se koriste u pogonu, potrebnog broja kablova i veza čime bi se značajno smanjila cijena pogona;
- nove topologije konvertora (regulacija elektromagnetne interferencije *EMI*, omogućenje regenerativnog kočenja, smanjenje veličine komponenata u jednosmjernom međukolu itd.);
- integrisanje energetskog pretvarača i motora u jedinstveno kućište.

Značajno i vrlo aktuelno područje istraživanja jeste i smanjenje gubitaka snage u električnim pogonima. Ako se uzme u obzir da u industrijski razvijenim zemljama električni pogoni troše više od 2/3 ukupno proizvedene energije [9], ova problematika više dobija na značaju.

Električni gubici se grubo mogu podijeliti na gubitke u bakru, gubitke u gvođu i gubitke u pretvaraču. Međutim, funkcija gubitaka u općem slučaju je nelinearna i nestacionarna funkcija. Optimalna vrijednost zavisi od više faktora: učestanost, zagrijavanje, oblik ljebova, te dodatnih gubitaka koji se ne mogu predvidjeti i unaprijed izračunati. Sve su ovo razlozi zbog kojih bi optimizacioni model trebao biti nelinearan i adaptivan. U realizaciji ovakvih algoritama posljednjih godina sve više se koriste fazi kontroleri (FC), neuronske mreže (NN) ili njihov spoj u vidu neuro-fazi kontrolera. Njihova prednost u ovakvim aplikacijama ogleda se u njihovoj nelinearnoj strukturi i adaptivnom karakteru.

Danas najrađaniji, a samim tim i najznačajniji su pogoni sa asinhronim motorom. Dominantan koncept u upravljanju asinhronim pogonima je vektorsko upravljanje. Ovakva načina upravljanja omogućuje raspregnuto upravljanje momentom i fluksom. U okviru koncepta vektorskog upravljanja razvijaju se i različite metode za smanjenje električnih gubitaka u pogonu.

Za određeno mehaničko opterećenje i uz uslov da elektromagnetni moment obezbjeđuje ravnotežu sa mehaničkim podsistemom pogona postoji tačno određena vrijednost fluksa u mašini za koji se dobijaju najmanji energetske gubici u pogonu. Ovaj zaključak može biti interesantan za primjenu u optimizacionim metodama.

1.2 KRATAK SADRŽAJ I ORGANIZACIJA RADA

Predmet rasprave u ovom radu je realizacija algoritma za minimizaciju gubitaka na bazi strategije pretraživanja i korištenjem fazi kontrolera. Potrebni elektromagnetni moment dobija se proizvodom struje i fluksa, odnosno proizvodom odgovarajućih struja u d - q domenu. Isti elektromagnetni moment može se dobiti na osnovu proizvoljno mnogo parova (\mathbf{Y}, \mathbf{I}) , odnosno (i_d, i_q) . Međutim, pored ograničenja u pogledu maksimalno dozvoljene struje i magnetizacione karakteristike mašine, može se uvesti i dopunsko ograničenje pri izboru para (i_d, i_q) . To ograničenje može biti uslov za uslov za minimizaciju gubitaka snage, što je slučaj u ovom radu. Snaga gubitaka (P_g) je parabolna funkcija fluksa i za određene uslove rada pogona ona ima jedinstveni minimum. To znači da je potrebno u odgovarajućim trenucima računati funkciju snage gubitaka i tako definisati potrebni fluks u mašini i aktivnu komponentu struje statora da funkcija:

$$P_g = P_g(\Psi) \quad (1.1)$$

ima minimalnu vrijednost.

Ciljevi i zadaci koji su postavljeni u okviru ovog rada su slijedeći:

1. Realizacija takvog algoritma koji će na bazi izračunatih gubitaka u pogonu i rezerve elektromagnetnog momenta obezbjeđiti brzu i glatku konvergenciju fluksa prema vrijednosti za koju se imaju najmanji gubici;
2. Kroz razradu algoritma provjeriti načina na koji se mogu smanjiti nedostaci algoritama pretraživanja kao što su talasnost momenta, spora konvergencija i osjetljivost pogona na promjenu opterećenja;
3. Na osnovu teoretske razrade algoritma izvršiti i njegovo modeliranje u programskom paketu Matlab-Simulink;

4. Ovaj model uključiti u model cijelog pogona i izvršiti analizu njegovog rada putem simulacije;
5. Rezultate dobijene ovim metodom, uporediti sa rezultatima dobijenim drugim metodama;
6. Rezultate dobijene simulacijom provjeriti eksperimentalno, mjerenjem ulazne snage jednosmjernog me|ukola.

Rad se sastoji iz 5 poglavlja.

Prvo poglavlje je uvodno. U ovom poglavlju je ukazano na značaj oblasti koja predstavlja predmet istraživanja. Tako|e, dati su kratak sadržaj i organizacija rada.

Kategorizacija pristupa koji se koriste u rješavanju problema smanjenja gubitaka u pogonima sa *AM* i osnove pojedinih metoda koje su objavljene u literaturi opisani su u drugom poglavlju. Navedene su i neke prednosti i nedostaci ove metode, te problematika interesantna za istraživanje.

U trećem poglavlju dat je energetska bilans pogona sa asinhronim motorom i ukazano je na faktore koji bitno utiču na gubitke. Izvršen je i proračun gubitaka u motoru i pretvaraču. Budući da se u ovom radu snaga gubitaka određuje kao razlika ulazne snage mjerene u me|ukolu i snage elektromehaničke konverzije izvršeno je modeliranje mjerenja ulazne snage u programskom paketu Matlab -Simulink.

U četvrtom poglavlju prikazana je struktura algoritma za minimizaciju i njegov simulacioni model. Izvršena je analiza pojedinih elemenata algoritma i njihova funkcija u optimizacionom modelu. Metod optimizacije baziran je na upotrebi fazi logike tako da je opisan postupak obuke fazi kontrolera. Model optimizatora je uključen u model pogona i izvršena je simulacija njegovog rada i analiza dobijenih rezultata.

Rezultati eksperimentalnih mjerenja opisani su u petom poglavlju. Dat je kratak opis upotrebljenog hardvera i softvera u toku eksperimenta. Upoređeni su rezultati mjerenja snage gubitaka sa onima koji su dobijeni simulacijom.

U zaključku su sumirani postignuti rezultati. Upoređeno je ono što se postavilo kao cilj rada sa onim što je dobijeno kao rezultat simulacija i mjerenja.

Na kraju rada dat je i pregled referentne literature i prilog sa parametrima motora za koga su vršene simulacije i eksperimentalna mjerenja.

2. PREGLED DOSADAJNIH RJE[ENJA MINIMIZACIJE GUBITAKA U ELEKTRI^NIM POGONIMA SA ASINHRONIM MOTOROM

2.1 PREGLED ALGORITAMA ZA MINIMIZACIJU SNAGE GUBITAKA U ELEKTI^NIM POGONIMA SA ASINHRONIM MOTOROM

Asinhroni motor danas je naj-e{}e kori{ten elektri-ni motor i veliki potro{a-elektri-ne energije. Sve je vi{e aplikacija u kojima se zahtijeva rad ovog motora sa promjenjivom brzinom. Za ovakav rad motora potreban je konvertor koji omogu}uje promjenu u-estanosti komutacija i amplitude statorskog napona. Standardno se u asinhronim pogonima sa brzinskom regulacijom fluks u ma{ini odr`ava na nominalnoj vrijednosti. U ovakvim primjenama pogona sa asinhronim motorom optere}enje je ~esto manje od nominalnog, pa odr`avanje fluksa na nominalnoj vrijednosti nije optimalno sa stanovi{ta snage gubitaka. Smanjenjem fluksa smanji}e se gubici u gvo`|u, ali }e se pove}ati gubici u bakru, zbog pove}anja aktivne komponente struje. Cilj je da suma ovih gubitaka bude minimalna. Na osnovu prethodno re-enog, zadatak metode za optimizaciju mogao bi se formulisati na sljede}i na-in [12]:" Za datu izlaznu snagu (elektromagnetni momenat i brzinu) odrediti sinhronu u-estanost i amplitudu statorskog napona za koje }e se imati minimalna ulazna snaga."

Metode za minimizaciju gubitaka mogu se podijeliti u 3 kategorije:

- metode koje se zasnivaju na pode{avanju promjenjive u pogonu (*Simple state control*);
- metode zasnovane na modelu motora (*Model based control*);
- algoritmi pretra`ivanja (*Search control*).

Prva strategija zasniva se na kontroli jedne od promjenjivih stanja u pogonu, koja se mjeri u pogonu, ili izvodi iz mjerenih veli-ina. Ta veli-ina koristi se za upravljanje motorom u povratnoj sprezi, a u cilju rada motora prema zadatoj referenci.

U drugoj strategiji modeliraju se gubici u motoru i pogonu, a zatim se ovaj model koristi da bi se odredio optimalan rad pogona.

U tre}oj strategiji razvija se algoritam po kojem se u realnom vremenu mjeri i minimizira ulazna snaga, ili snaga gubitaka, tra`enjem optimalne vrijednosti fluksa.

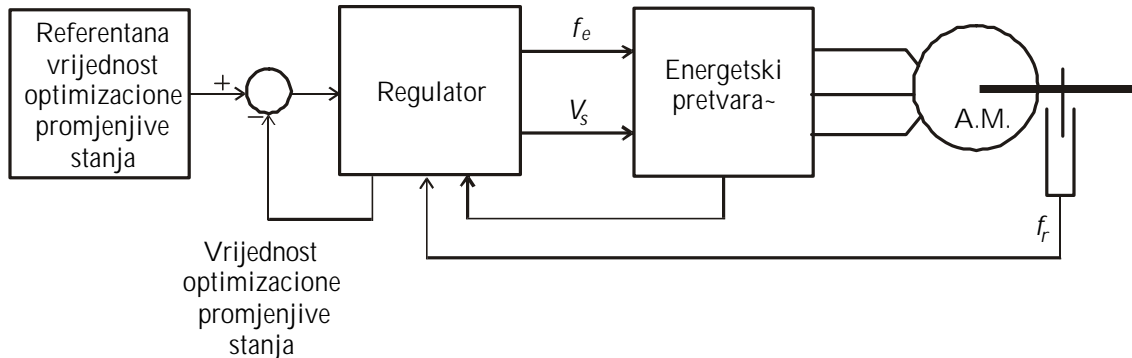
Metode koje se zasnivaju na kontroli promjenjive stanja u pogonu

Kod ovih metoda optimizacije jedna promjenjiva stanja se mjeri, ili izvodi iz mjerenih veli-ina i koristi u petlji povratne sprege sa ciljem dobijanja referentne vrijednosti. Kao optimizacione promjenjive stanja naj-e{}e se koriste frekvencija klizanja, ili faktor snage (sl. 2.1 i sl. 2.2). Koja promjenjiva se koristi prvenstveno zavisi o tome koje veli-ine u pogonu se mjere. Da bi se regulisala frekvencija klizanja mora se mjeriti brzina obrtanja rotora motora, a da bi se regulisao faktor snage potrebno je poznavati prividnu i aktivnu ulaznu snagu, ili fazni stav izme|u statorske

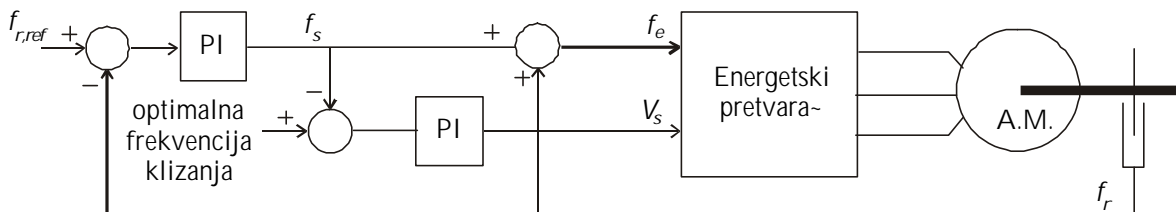
2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u elektri-nim pogonima sa asinhronim motorom

struje i statorskog napona. Ove dve veličine se koriste kao optimizacione promjenjive iz dva razloga:

- asinhroni motor ima skoro najbolji stepen korisnog dejstva kada se one održavaju na nominalnim vrijednostima,
- kriva zavisnosti stepena korisnog dejstva od statorske u-estanosti i kriva stepena korisnog dejstva u zavisnosti od faktora snage motora zaravnjene su u blizini optimuma, tako da malo odstupanje veličina koje se kontroliše daje malo odstupanje stepena korisnog dejstva u odnosu na optimum.



Slika 2.1. Blok dijagram modela za povećanje stepena korisnog dejstva koji koristi optimizacionu promjenjivu stanja.



Slika 2.2. Jedan primjer u kome se frekvencija klizanja koristi kao optimizaciona promjenjiva u modelu za optimizaciju stepena korisnog dejstva.

U svom radu Kim, Soul i Park[21] modifikovali su standardnu upravljačku strukturu koja radi sa nominalnim fluksom dodavanjem upravljačkih elemenata. Jedan upravljački element vrši korekciju izlazne veličine iz brzinskog regulatora u cilju dobijanja optimalne vrijednosti u-estanosti klizanja, a drugi koriguje vrijednost statorske struje, tako da se pri smanjenom fluksu ostvari zadati momenat (sl. 2.2). Da bi se ostvarilo optimalno upravljanje s obzirom na efikasnost motora, u-estanost klizanja treba da ima konstantnu optimalnu vrijednost pri malim opterećenjima. Sa porastom opterećenja, njena vrijednost treba da se poklapa sa onom, koja bi se imala pri upravljanju motorom tako da se fluks održava na nominalnoj vrijednosti. Odgovarajuće upravljačke akcije se ostvaruju na osnovu *look-up* tabele, dobijenih na osnovu modela gubitaka u motoru i memorisanih u memoriji mikroprocesora. Iz ove tabele vrši se zadavanje referentne vrijednosti u-estanosti klizanja. Ovom metodom se minimiziraju osnovni gubici u motoru, a za njenu implementaciju potrebno je

2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u električnim pogonima sa asinhronim motorom

poznavanje parametara motora. Eksperimentalno je dobijeno da se primjenom ove metode minimizacije snage gubitaka dobija stabilan rad i zadovoljavajući dinamički odziv pogona. Ako se frekvencija klizanja koristi kao referenca, obavezno je imati informaciju o brzini motora, bilo da se ona mjeri, ili estimira.

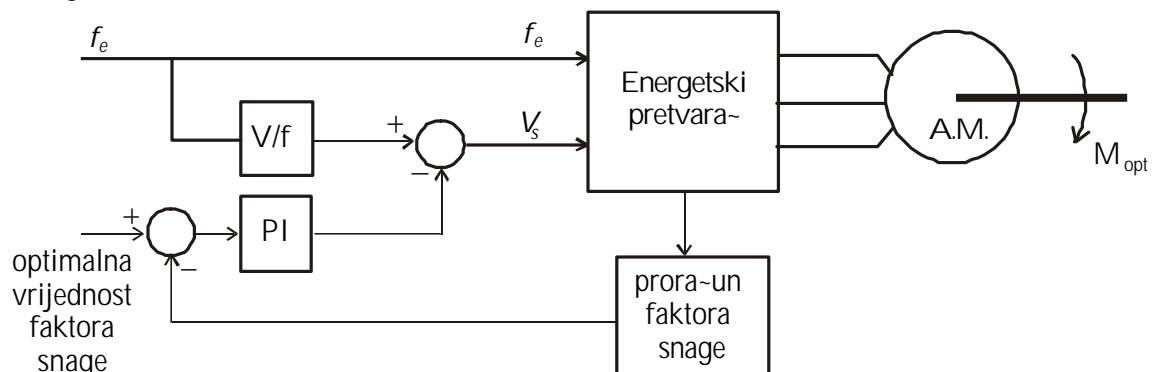
Nedostatak ovog pristupa u povećanju stepena korisnog dejstava ogleda se u tome što je optimalna vrijednost u-estanosti klizanja osjetljiva na parametre motora, posebno na promjene rotorske otpornosti usljed zagrijavanja i promjene parametara motora usljed zasićenja magnetnog kola.

Ako se faktor snage, izraunat kao odnos aktivne i prividne ulazne snage, koristi kao referentna veličina osnovni problem je na koji je zadati. Upravljačka struktura za povećanje stepena korisnog dejstva na osnovu primjene faktora snage kao optimizacione promjenjive prikazana je na sl. 2.3. Najjednostavnije rješenje je da ona bude konstantna vrijednost. Međutim, u ovom slučaju nije osiguran optimalan rad pogona u cijelom radnom području, a mogu se javiti i problemi vezani za stabilnost sistema.

Andersen i Pedersen [22] (sl. 2.4) određuju referencu u zavisnosti od statorske frekvencije. Prema ovoj metodi optimalna radna tačka se nalazi regulacijom faznog pomjeraja između statorskog napona i struje, koji se određuje na osnovu mjerenja struje u jednosmjernom međukolu. Jedan kontroler integralnog tipa (sl. 2.4) proizvodi dodatni napon pri postojećoj osnovnoj V/f regulaciji, da bi se prilagodio fazni pomjeraj u kvazi-stacionarnom stanju rada. $K_{v/f}$ je nominalni odnos napona i frekvencije, V_{boost} je dodatni napon pri povećanju opterećenja, f_s je statorska u-estanost, DV_f je napon iz kontrolera integralnog tipa, a V_f je statorski napon koji se dobija kao rezultat optimizacije. Optimalna vrijednost faznog pomjeraja \mathbf{j} je funkcija ulazne statorske u-estanosti:

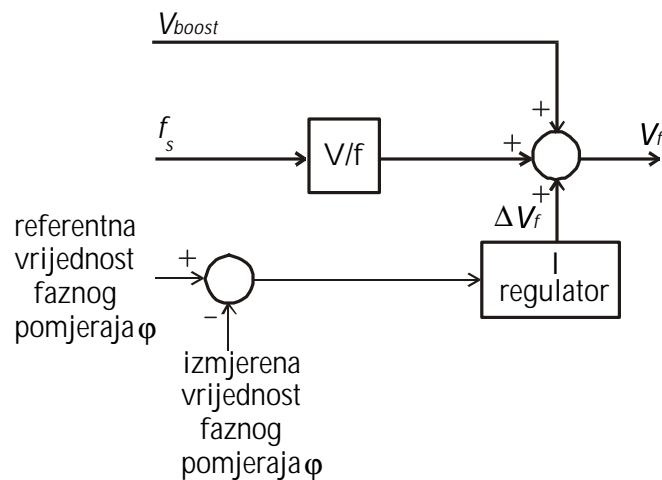
$$\mathbf{j} = c + bf_s + af_s^2, \quad (2.1)$$

gdje su a , b i c koeficijenti za konkretni pogon u slučaju parabolne promjene faktora snage.



Slika 2.3. Jedan primjer u kome se faktor snage koristi kao optimizaciona promjenjiva u cilju povećanja stepena korisnog dejstva motora.

2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u električnim pogonima sa asinhronim motorom



Slika 2.4. Model optimizacije faktora korisnog dejstva regulacijom faktora snage motora.

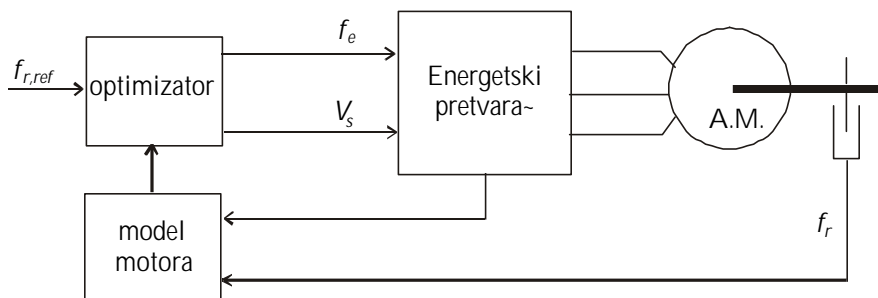
Pored parabolične postoje i konstantna i linearna promjena faktora snage.

Katanaka i Kuwahara [23] referentnu vrijednost faktora snage određuju kao funkciju statorske frekvencije i statorskog napona. Neki autori referencu određuju u zavisnosti od detektovanog opterećenja pogona. Kod ovih metoda nije potrebno mjeriti brzinu, ali je potrebno poznavati prividnu i aktivnu ulaznu snagu, ili fazni stav između statorskog napona i struje.

Prednost metoda za povećanje stepena korisnog dejstva koji koriste faktor snage kao optimizacionu promjenjivu ogleda se u njihovoj jednostavnosti, a takođe, nije potreban ni senzor brzine. Nedostatak je što referentna vrijednost faktora snage vrijedi samo za motor za koji je određena. Efikasnost optimizacije osjetljiva je na varijacije parametara motora.

Metode zasnovane na modelu motora

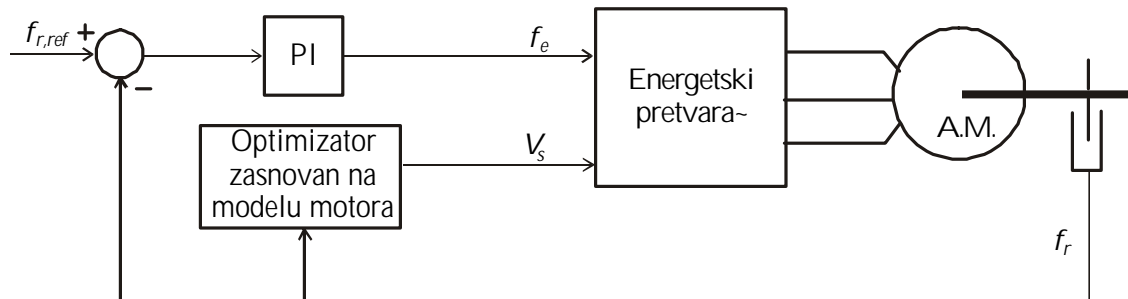
Karakteristika ove strategije je da se gubici u motoru i konvertoru modeliraju, a zatim se ovaj model koristi da bi se odredio optimalan rad pogona (sl. 2.5). Svi parametri u modelu moraju biti poznati.



Slika 2.5. Blok dijagram upravljačke strukture za povećanje stepena korisnog dejstva zasnovane na modelu motora.

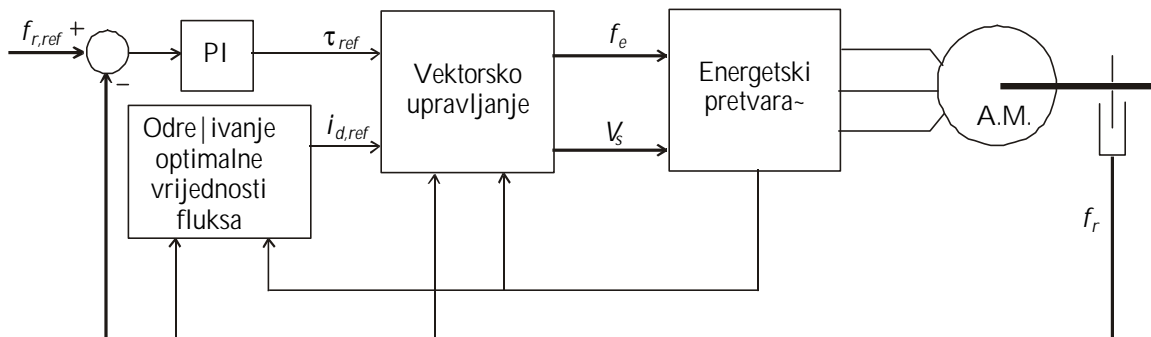
2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u električnim pogonima sa asinhronim motorom

Pedersen i Blaabjerg [24] (sl. 2.6) koriste i ovu strategiju na osnovu poznavanja brzine i opterećenja vrše proračun optimalnih uslova rada pogona. Parametri u modelu moraju biti poznati, a u model obavezno mora biti uključen i uticaj zasićenja magnetnog kola. Na osnovu ovog proračuna optimizator računava statorsku učestanost i statorski napon.



Slika 2.6. Blok dijagram upravljačke strukture za povećanje stepena korisnog dejstva zasnovan na jednofaznom ekvivalentnom modelu motora u stacionarnom stanju.

Autori u radu [25] primijenili su ovu strategiju na vektorski regulisan pogon (sl. 2.7). Prednost rotacionog sistema ogleda se i u tome (to se magnetizacija kontroliše samo jednom promjenjivom (d -komponentom vektora statorske struje)). Optimizacija se realizuje tako da se klizanje podešava na osnovu estimiranog opterećenja, a smanjenje gubitaka se ostvaruje smanjenjem fluksa za manja opterećenja. Smanjenje fluksa se vrši tako, da to bude kompromis između smanjenja energetske gubitaka i prihvatljive rezerve elektromagnetnog momenta. U ovom slučaju ne mora biti postignut rad motora u optimalnoj radnoj tački.



Slika 2.7. Blok dijagram upravljačke strukture za povećanje stepena korisnog dejstva koji se zasniva na modelu motora i koji je primijenjen na vektorski regulisan asinhroni pogon.

U radu Abrahamsena, Pedersena i Blaabjerga [12] opisan je metod u kome je mjerena ulazna snaga motora, pa je na osnovu modela motora izračunata vrijednost statorskog napona kao funkcije ulazne snage i statorske učestanosti.

Osnovni nedostatak ovog pristupa ogleda se u potrebi preciznog modeliranja gubitaka u pogonu. U tom modelu figurišu i parametri motora koji su osjetljivi na promjenu temperature, promjenu u-estanosti, zasićenje magnetnog kola, prisustvo viših harmonika, tako da je ovaj optimizacioni metod veoma osjetljiv na varijacije parametara pogona.

Algoritmi pretraživanja

Princip rada adaptivnih kontrolera, ili kako se često u literaturi zovu *search* kontroleri zasniva se na minimizaciji ulazne aktivne snage. Naime, ulazna snaga se mjeri u sistemu, a zatim se njena vrijednost smanjuje promjenom jednog od parametara motora, frekvencije klizanja, magnetizacione komponente vektora statorske struje, ili statorskog napona. Za vrijeme optimizacije izlazna snaga mora biti konstantna. Zadatak adaptivnog kontrolera je podešavanje promjenjive (u-estanost klizanja, d -komponente statorske struje, ili statorski napon), tako da ulazna snaga ima minimalnu vrijednost za konstantnu izlaznu snagu. Značajna i dobra strana ove strategije je da njena primjena ne zavisi od parametara motora.

U radu [19] Berizintu, Rotar (sl.2.8) minimizaciju ulazne snage vršili su minimizacijom struje u jednosmjernom me|ukolu. Uz pretpostavku da je napon DC me|ukola konstantan, srednja vrijednost struje DC linka proporcionalna je aktivnoj snazi asinhronog motora. Na ovaj način minimizacijom DC struje izvršena je minimizacija gubitaka u pogonu.

Na osnovu aproksimativnog izraza za efikasnost asinhronog motora:

$$h = \frac{R_r \left(\frac{1}{f_{sl}} - \frac{1}{f_s} \right)^2}{\left[\left(\frac{R_s}{f_s} + \frac{R_r}{f_{sl}} \right)^2 + [2p(L_{ss} + L_{sr})]^2 \right] f_e G_{Fe} + \frac{R_s}{f_s} + \frac{R_r}{f_{sl}}}, \quad (2.2)$$

slijedi da je za konstantnu brzinu motora diferencijal statorske frekvencije df_s ekvivalentan onom za frekvenciju klizanja df_{sl} . Optimalna u-estanost klizanja s obzirom na efikasnost motora dobija se rješavanjem jednačine:

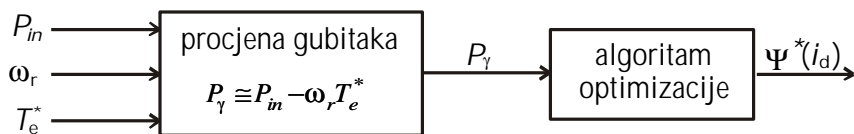
$$dh/df_{sl} = 0. \quad (2.3)$$

Za optimalnu u-estanost klizanja f_{sl}^* izražava se referentna statorska u-estanost:

$$f_s^* = f_{sl}^* + f_r. \quad (2.4)$$

Podešavanje frekvencije klizanja prema optimalnoj vrijednosti vrši se u koracima, tako da struja u me|ukolu bude manja nego u prethodnom koraku (sl. 2.8). Vrijednost statorskog napona određuje se na osnovu zahtjeva za potrebnim elektromagnetnim momentom koji je obezbjediti ravnotežu za mehani-kim podsistemom pogona.

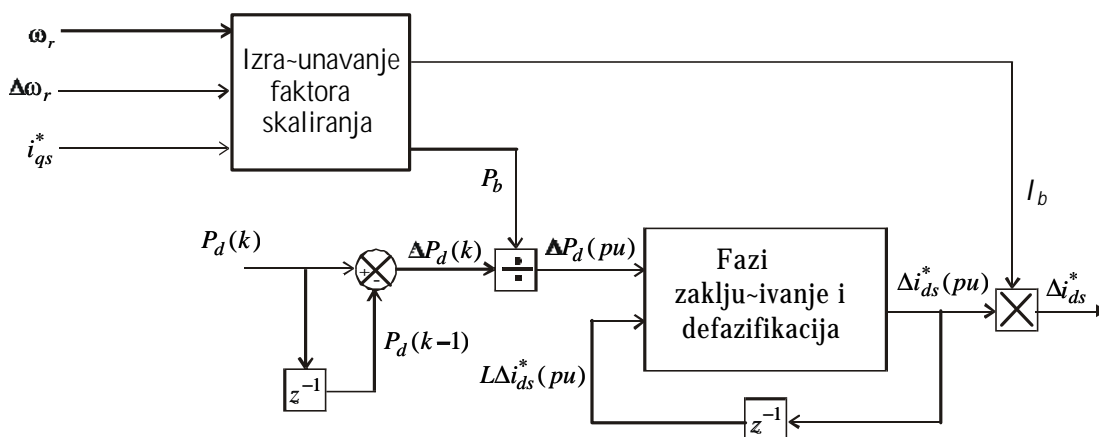
2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u elektri-nim pogonima sa asinhronim motorom



Slika 2.9. Mehanizam prilagođenja fluksa momentu opterećenja.

Bose i Patel [14] vršili su *on-line search* optimizaciju vektorski regulisanog pogona na bazi fazi logike. Fluks se smanjuje u koracima, sve dok mjerena ulazna snaga ne dostigne svoju minimalnu vrijednost. U toku postupka minimizacije opterećenje i brzina ne mijenjaju svoju vrijednost. Veličina promjene statorskog fluksa u svakom koraku dobijena je iz fazi skupa i tabele pravila kroz postupak fazi zaključivanja i defazifikacije. Ovakva kontrola obezbjeđuje brzu konvergenciju uz adaptivnu veličinu koraka optimizacione promjenjive. To znači da se na početku promjena fluksa vrši sa velikim korakom i postepeno smanjuje sa približavanjem minimumu, čime se ostvaruje brza konvergencija. Dodatna prednost ogleda se i u tome što fazi kontroler može prihvatiti signal uz koji je prisutan i sum.

Sousa, Bose i Cleland [13] vršili su *on-line* optimizaciju na bazi fazi logike za indirektno vektorski kontrolisani asinhroni motor. U stacionarnom stanju fazi kontroler adaptivno smanjuje struju mehanizma na osnovu izmjerene ulazne snage, tako da za dato opterećenje i brzinu pogon radi sa minimalnom ulaznom snagom, odnosno maksimalnom efikasnošću. Na sl. 2.10 predstavljen je model koji se koristi za povećanje efikasnosti. Ulazna snaga se mjeri u fiksnim koracima i poredi sa vrijednošću u prethodnom koraku da bi se odredila promjena snage gubitaka. Na osnovu ove vrijednosti i znaka promjene struje i_d u prethodnom koraku određuje se novi korak struje $i_d(Di_d^*)$, iz skupa fazi pravila, kroz proces fazi zaključivanja i defazifikacije [27].



Slika 2.10. Blok dijagram upravlja-kog modela za povećanje stepena korisnog dejstva.

2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u elektri-nim pogonima sa asinhronim motorom

Poja-anja P_b i I_b (sl. 2.10) generi{u se sa ciljem konvertovanja ulaznih i kontrolnih promjenjivih u relativne jedinice, tako da se fazi pravila mogu koristiti za razli-ite radne uslove (brzina i momenat) ma{ine. Ulazno poja-anje P_b je funkcija brzine ma{ine w_r i dato je sa:

$$P_b = aw_r + b, \quad (2.5)$$

gdje su koeficijenti a i b dobijeni simulacijom. Izlazno poja-anje I_b je izra-unato na osnovu brzine w_r i estimiranog momenta ma{ine \hat{M}_{em} :

$$I_b = C_1 w_r - C_2 \hat{M}_{em} + C_3, \quad (2.6)$$

gdje je

$$\hat{M}_{em} = k_1 i_d^* i_q^*. \quad (2.7)$$

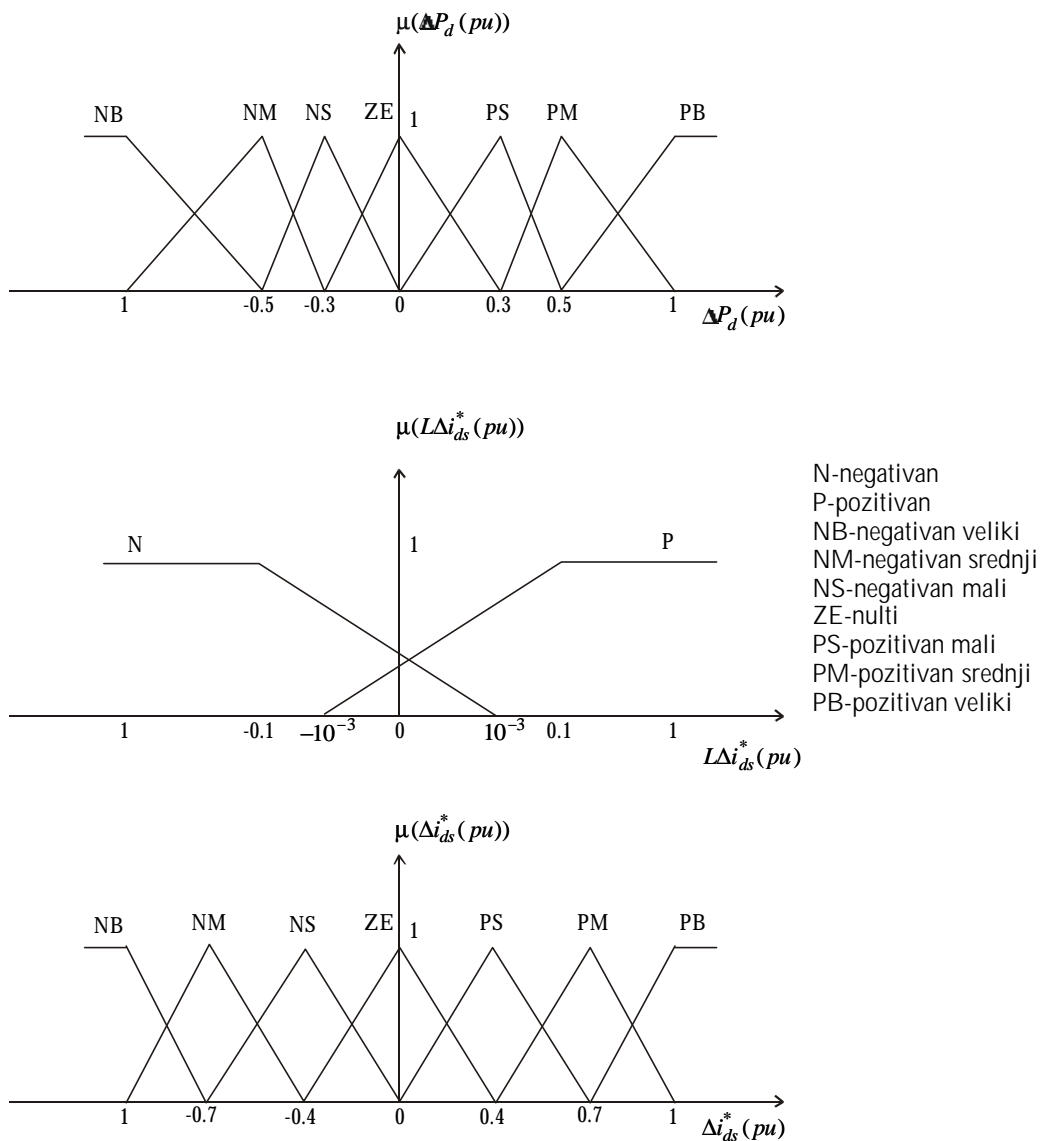
Tako|e, odgovaraju}i koeficijenti C_1 , C_2 i C_3 dobijeni su simulacijom. Koeficijent k_1 predstavlja vezu izme|u elektromagnetnog momenta i proizvoda komponenti vektora statorske struje. Jedna-ina (2.7) uklju-uje i znanje da je optimalna vrijednost struje i_d^* pored brzine i funkcija momenta. Tako|e, za razli-ite vrijednosti brzine i elektromagnetnog momenta ista promjena struje i_d ($\mathbf{D}i_d^*$ (p.u)) u relativnim jedinicama rezultova}e razli-itom stvarnom promjenom struje i_d ($\mathbf{D}i_d^*$), u cilju dobijanja brze konvergencije prema optimumu. Dodatna prednost upotrebe relativnih jedinica ogleda se i u tome {to se isti fazi kontroler mo}e koristiti za razli-ite ma{ine jednostavnom promjenom koeficijenata ulaznog i izlaznog poja-anja.

Na sl. 2.11 prikazane su funkcije -lanice fazi kontrolera. Kao posljedica skaliranja prostor promjenjivih je normalizovan na interval [-1 1]. Provjereno je da je potrebno 7 fazi skupova za kontrolnu promjenjivu $\mathbf{D}P_g$ da bi se dobila dobra osjetljivost kontrolera, dok su za promjenjivu ($\Delta i_d^* (k-1)$) potrebna samo 2 fazi skupa, jer je glavna informacija koju ona nosi znak promjena struje i_d .

Osnovna ideja u ovom metodu za minimizaciju gubitaka ogleda se u smanjenju snage jednosmjernog me|ukola, postupkom tra`enja, pri -emu je upravlja-ko djelovanje pribli`no proporcionalno promjeni snage u jednosmjernom me|ukolu. U slu-aju da posljednje upravlja-ko djelovanje rezultira smanjenjem P_d ($\mathbf{D}P_d < 0$), smjer tra`enja ostaje nepromijenjen. U suprotnom smjer tra`enja se mijenja, a korak Δi_d^* smanjuje da bi se ubla`ile oscilacije u procesu tra`enja.

Nedostatak ovog algoritma ogleda se u tome {to struja i_d ne posti`e vrijednost za koju su gubici minimalni, ve} sa malim korakom osciluje oko te vrijednosti. Kao posljedica, imaju se ne`eljene oscilacije momenta na niskim frekvencijama koje uzrokuju talasnost brzine, a mo}e do}i i do pojave mehani-ke rezonancije. Ovo je i razlog zbog koga se primjenjuju kompenzacione metode kojima se komandni elektromagnetni moment odr`ava konstantnim, bez obzira na promjene struje i_d , odnosno rotorskog fluksa.

2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u električnim pogonima sa asinhronim motorom



Slika 2.11. Funkcije pripadnosti kontrolera za povećanje stepena korisnog dejstva [13].

Svaka od metoda za minimizaciju gubitaka ima svoje dobre i loše strane. U ovoj oblasti još uvijek ne postoji standard i opšte prihvaćen algoritam. Glavni nedostatak metoda koje koriste optimizacione promjenjive stanja i metode zasnovane na modelu motora je to, da one zahtjevaju poznavanje parametara motora. S druge strane, metode sa optimizacionim promjenjivim stanje mogu biti veoma jeftine za implementaciju. Posebno, metode koje koriste faktor snage, jer ne zahtjevaju brzinski senzor. Posljednjih godina prijavljeno je i nekoliko patenata u kojima su implementirane metode sa faktorom snage kao optimizacionim promjenjivim. Najzanimljivija istraživanja, posebno na akademskom nivou, su u oblasti *search* metoda. Bitna

2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u elektri-nim pogonima sa asinhronim motorom

prednost ove kategorije algoritama u odnosu na ostale jeste njegova nezavisnost od varijacije parametara ma{ine. Ona ima i svoje zna-ajne nedostatke, kao {to su: talasnost momenta pri promjeni fluksa, spora konvergencija i osjetljivost pogona na iznenadne promjene optere}enja. Na eliminisanju nedostataka *search* algoritama se intenzivno istra`uje.

Smanjenje snage jednosmjernog me|ukola, za konstantnu brzinu i optere}enje u stacionarnom stanju, mo`e se koristiti i za pode{avanje nekih parametara motora.

Zhen i Xu [15] vr{ili su minimizaciju ulazne snage sa ciljem pode{avanje rotorske vremenske konstante u uslovima konstantne brzine i optere}enja i za malu brzinsku gre{ku. U tu svrhu upotrebljen je fazi kontroler. Uz pretpostavku da razde{enost ($T_{r,stvarno} \neq T_{r,izra-unato}$) nastaje kao posljedica zagrijavanja, brzinski kontroler }e zahtijevati ve}u struju i_q da bi se odr`ala brzina. U takvim slu-ajevima razde{enost je skrivena malom brzinskom gre{kom. Kao posljedica, ima}e se ve}e klizanje, ve}a statorska struja i manji fluks ako je $T_{r,stvarno} > T_{r,izra-unato}$, odnosno manje klizanje i ve}i fluks, ako je $T_{r,stvarno} < T_{r,izra-unato}$. U oba slu-aja ($T_{r,stvarno} \neq T_{r,izra-unato}$) za male ma{ine struja je ve}a. Premda ovaj pristup ne}e mo`da obezbijediti uslov

$$\frac{T_{r,stvamo}}{T_{r,izracunato}}=1, \quad (2.8)$$

ma{ina }e raditi u u uslovima maksimalnog o dnosa momenat/struja. Za male i srednje ma{ine ovakav pristup obezbijedi}e dobru orijentaciju rotorskog fluksa.

2.2 TRENDOVI RAZVOJA POGONSKIH PRETVARA^A U CILJU SMANJENJA ENERGETSKIH GUBITAKA

Pored istra`ivanja u cilju smanjenja gubitaka snage u asinhronom motoru, vrlo intenzivna istra`ivanja su i u podru-ju smanjenja gubitaka u pogonskom pretvara-u. To se prije svega odnosi na smanjenje prekida-kih gubitaka koji su dominantni kada su u pitanju gubici u pretvara-u. Na ove gubitke prvenstveno uti-e izbor prekida-kog elementa i na-in upravljanja pretvara-em. Sve vi}e se kao prekida-ki elementi koriste BiMOS strukture kao {to je bipolarni tranzistor sa izolovanim gejtom-*IGBT* (engl. *Insulated- Gate Bilolar Tranzistor*) i MOS tiristor - *MCT* (*MOS Controlled Thyristor*). U upravljanju pogonskim invertorom najra{irenije su metode na bazi impulsno-}irinske modulacije (*PWM*) i modulacije prostornim vektorom (*SVM*). Realizovane su i razli-ite topologije rezonantnih jednosmjernih me|ukola i rezonantnih invertora.

U radu Williamsona i Canna [26] dat je pregled gubitaka snage u invertoru i motoru za razli-ite *PWM* metode. ^etiri *PWM* strategije koje su prou-avane su:

- *PWM* tehnika gdje se uglovi paljenja prekida-a dobijaju u presjeku trougaonog moduli{u}eg sa pravougaonim nose}im signalom;
- sinusna *PWM* gdje se uglovi paljenja prekida-a dobijaju u presjeku trougaonog nose}eg talasa sa sinusnim referentnim;
- *PWM* sa eliminacijom harmonika i
- *PWM* sa minimizacijom distorzije.

2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u elektri-nim pogonima sa asinhronim motorom

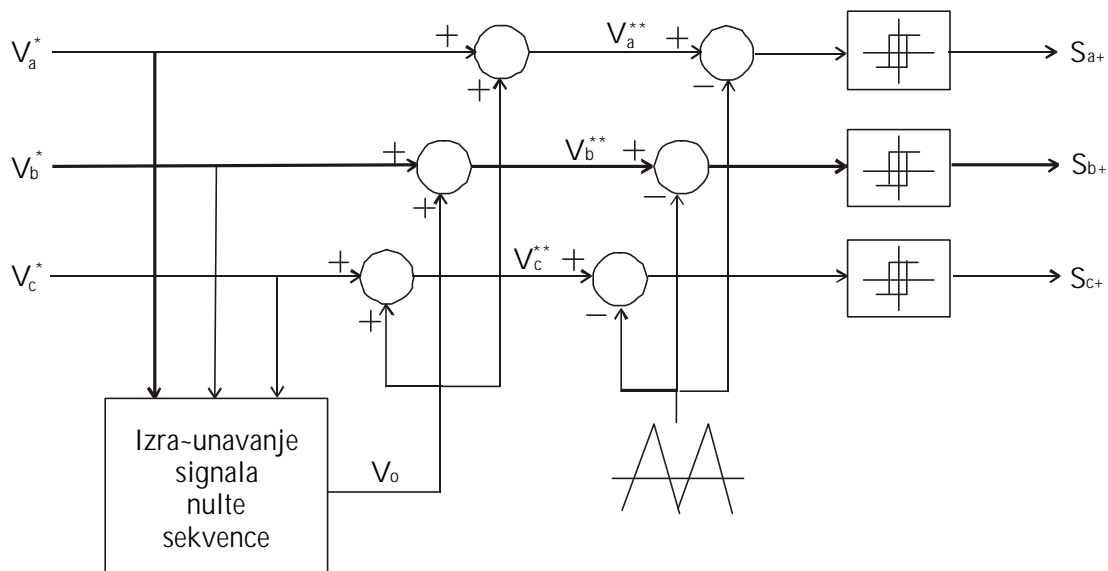
Najbolje rezultate u cjelokupnom opsegu momenta i brzine pokazala je *PWM* tehnika sa minimizacijom distorzije, mada je i tehnika sinusne modulacije pokazala dobre rezultate u ostvarenju visokog stepena korisnog dejstva za ni`e izlazne u-estanosti.

Hava i Kerkman [18] analizirali su nekoliko tehnika za generisanje modulacionog talasa kod naponskih *PWM* invertora (*PWM-VSI*) s obzirom na dvije bitne karakteristike pretvara-a, strujnu talasnost i prekida-ke gubitke. U cilju poboljšanja kvaliteta signala i zna-ajnog smanjenja prekida-kih gubitaka, signal nulte sekvence (*zero-sequence*) se injektuje u referentni moduli{u}i talas (sl. 2.12). Premda teoretski mo`e postojati beskona-no mnogo *zero-sequence* signala, karakteristike i ograni-enja realizovanih *PWM-VSI* pretvara-a smanjuju mogu}nost prakti-ke primjene ovih signala samo na mali broj.

S obzirom na tehniku modulacije koja se koristi, analiza je izvr{ena za dvije vrste modulatora:

- sa kontinualnom impulsno-irinskom modulacijom (*CPWM*);
- sa diskontinualnom impulsno-irinskom modulacijom (*DPWM*).

Karakteristike prekida-kih gubitaka za *CPWM* i *DPWM* metode su razli-ite. Kod *CPWM* metode doga|aju se komutacije u toku svakog perioda nose}eg signala. Stoga su za sve *CPWM* metode prekida-ki gubici isti i nezavisni od faznog ugla struje optere}enja. Kod *DPWM* metoda na prekida-ke gubitke zna-ajno uti-u modulacioni metod i ugao faktora snage optere}enja. Tako|e, faktor snage optere}enja i modulacioni metod zajedno odre|uju vremenski interval u kojem struja optere}enja ne komutira. S obzirom na prekida-ke gubitke, najbolje rezultate pokazale su *DPWM* metode, posebno kod visokih modulacionih opsega.



Slika 2.12. Generalizovani blok dijagram PMW tehnike sa trougaonim nose}im signalom i injektovanjem signala sa nultom sekvencom.

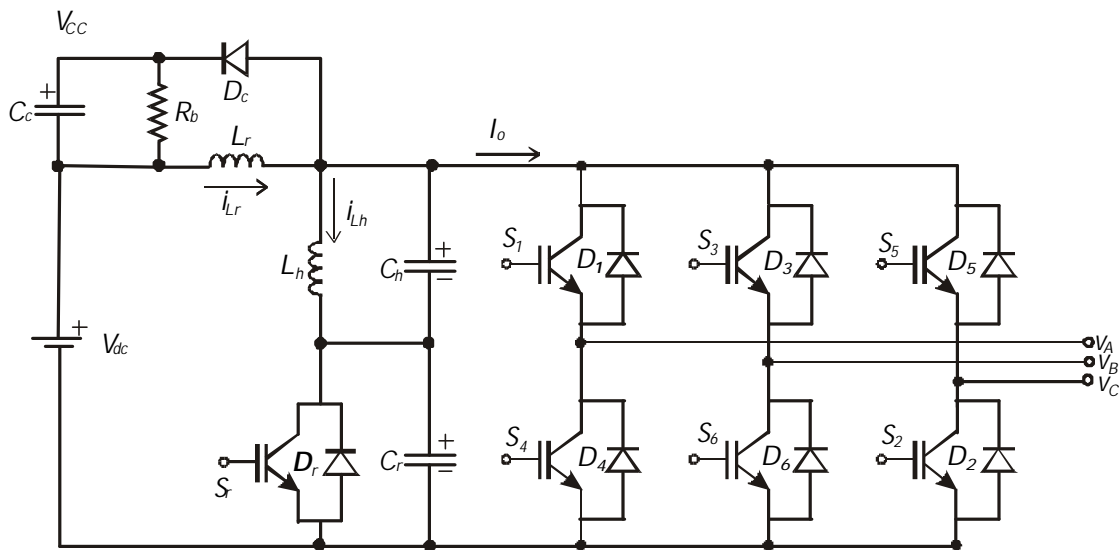
2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u elektri-nim pogonima sa asinhronim motorom

U radu Deshpade i Doradla [16] dali su detaljnu analizu uticaja razli-utih parametara: karakteristi-ine impedanse, Q faktora, ulaznog DC napona i rezonantne frekvencije na gubitke u rezonantnom me|ukolu za rezonantna me|ukola sa redukovanim naponom ($RVRL$) (sl. 2.13).

Mogu se izvesti sljede}i zaklju~ci :

- Smanjenjem karakteristi-ine imedanse (z_{rh}) rezonantnog me|ukola gubici u me|ukolu rastu. Me|utim, smanjenje z_{rh} ima i svoje prednosti, jer rezultuje pove}anjem vrijednosti kapacitivnosti C_r . Ve}a kapacitivnosti C_r apsorbuje ve}u koli-inu elektriciteta uz manji porast napona, te za prekida- S_r obezbje|uje ve}u za{titnu funkciju. Manja karakteristi-na impedansa smanjuje i naponske skokove napona me|ukola kadgod se struja me|ukola mijenja sa pozitivne na negativnu vrijednost.
- Pove}anjem napona me|ukola (V_{dc}) rastu i struje kroz induktivnosti $L_r(i_{Lr})$ i $L_h(i_{Lh})$, pa se pove}avaju i gubici P_g
- Faktor dobrote Q mora biti dovoljno velik da bi se smanjili gubici.
- Promjene rezonantne frekvencije (f_0) ne uti-u zna-ajnije na i_{Lr} , i_{Lh} i P_g

Sa stanovi{ta gubitaka upore|ene su i dvije topologije rezonantnih me|ukola, sa redukovanim naponom i aktivnim pridr`avanjem ($ACRL$). $RVRL$ pokazuje uspje{an rad me|ukola -ak i kada se struja me|ukola mijenja brzo. Porede}i gubitke kod $RVRL$ i $ACRL$ topologije u stabilnim uslovima rada, kod $RVRL$ topologije gubici mogu biti smanjeni i do 25%.

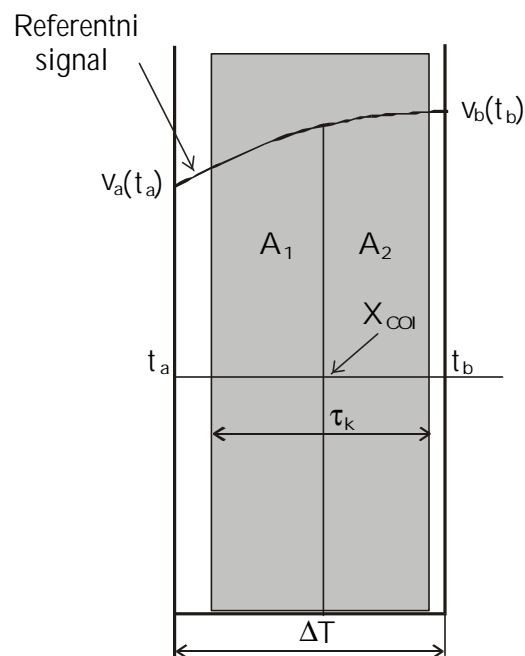


Slika 2.13. Topologija rezonantnog me|ukola sa redukovanim naponom.

Varjani, Perera i Chicharo [17] istra`ivali su PWM prekida~ku strategiju zasnovanu na odre|ivanju centra integracije (CBT). Ova tehnika na{la je prakti-nu primjenu u elektri-nim pogonima sa promjenjivom brzinom, gdje vi{i harmonici koji se pojavljuju u spektru izlaznog napona invertora uti-u na performanse pogona.

2. Pregled dosadašnjih rješenja minimizacije gubitaka u elektri-nim pogonima sa asinhronim motorom

Ova *PWM* prekida-ka strategija, u pore|enju sa drugim sinusnim prekida-kim tehnikama, daje bolje performanse u pogledu eliminacije harmonika, harmonijske distorzije (*THD*) i prekida-kih gubitaka. *CBT* je nov pristup za odre|ivanje pozicije svakog impulsa za svaki period odmjeravanja. U ovoj tehnici {irina *PWM* impulsa je odre|ena uslovom da povr{ina ispod *PWM* signala (pravougaonik osnove t_k) bude jednaka povr{ini ispod referentnog talasa, dok je pozicija *PWM* impulsa uravnata sa centrom integracije (*COI*) koji dijeli ukupnu povr{inu ispod referentnog talasa (za vrijeme perioda ΔT) na dvije jednake povr{ine (sl. 2.14). U pore|enju sa sinusnim *PWM* prekida-kim strategijama; sa prirodnim odmjeravanjem (*UNPS*) i unipolarnim pravilnim asimetri-nim odmjeravanjem (*UPRAS*), pokazano je da se ovom tehnikom mo`e osvariti niska *THD* -ak i uz smanjenje prekida-ke frekvencije, -ime se smanjuju prekida-ki gubici.



Slika 2.14. Tehnika zasnovana na odre|ivanju centra integracije.

Pregledom novije publikovane literature evidentno je {iroko i intenzivno istra`ivanje tehnika za upravljanje radom pretvara-a u asinhronim pogonima. Jedan od najzna-ajnijih ciljeva ovih prekida-kih strategija, pored dobijanja odgovaraju}eg napona, odnosno struje (smanjenje *NF* harmonika, smanjenje harmonijske distorzije), jeste i smanjenje prekida-ih gubitaka, a time i gubitaka u pretvara-u.

3. ENERGETSKI BILANS U POGONIMA SA ASINHRONIM MOTOROM

3.1 GUBICI ELEKTRIČNE ENERGIJE U ASINHRONOM MOTORU

Kao polazna tačka za analizu energetskih gubitaka asinhronog motora može se koristiti dobro poznata ekvivalentna shema motora u stacionarnom stanju (sl. 3.1) [2]. Gubici u električnoj mašini predstavljeni su na ekvivalentnoj shemi toplotom koja se razvija na otporima R_s (gubici u bakru statora P_{Cus}), R_r (gubici u bakru rotora P_{Cur}) i R_m (gubici u gvođju P_{Fe}). Ovi gubici iznose prema Dulongovom zakonu:

$$P_{Cus} = 3R_s I_s^2 \quad (3.1)$$

$$P_{Cur} = 3R_r I_r^2 \quad (3.2)$$

$$P_{Fe} = 3 \frac{E^2}{R_m} \quad (3.3)$$

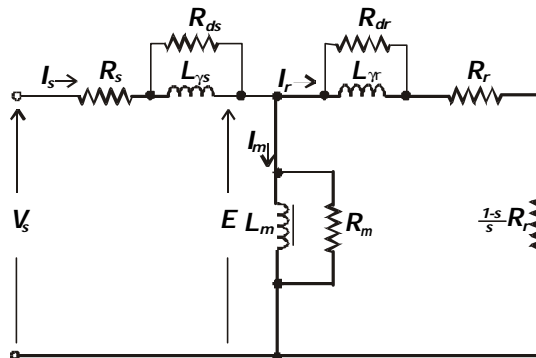
Snaga koja se razvija na preostalom otporu i koja iznosi:

$$P_c = 3 \frac{1-s}{s} R_r I_r^2 \quad (3.4)$$

naziva se snaga elektomehaničke konverzije (P_c). To je snaga koja se dobije kada se od ulazne snage u mašini (P_s) odbiju ukupni gubici u bakru i gvođju. Kada se od ove snage oduzmu gubici u trenju dobija se mehanička snaga (P). Snaga:

$$P_o = 3 \frac{R_r}{s} I_r^2 \quad (3.5)$$

koja se dobije poslije odbijanja gubitaka u bakru statora i gubitaka u gvođju zamišlja se kao snaga koja se prenosi sa statora ka rotoru i naziva se snagom obrtnog polja.



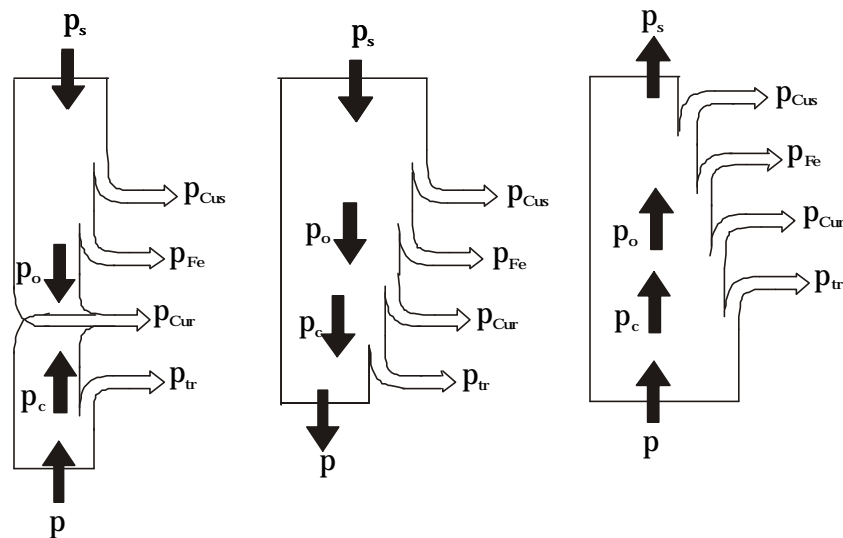
Slika 3.1. Statička ekvivalentna shema asinhronne mašine.

Na sl. 3.2c prikazan je bilans asinhronog generatora, a na sl. 3.2a bilans kada je asinhrona mašina u ko-nom re`imu. Iako se oba slu-aja odlikuju obrnutom konverzijom (mehani-ka energija se pretvara u elektri-nu), izme|u njih postoji zna-ajna razlika. U generatorskom re`imu (sl. 3.2c) kada je brzina rotora ve}a od sinhronne mehani-ka snaga se po odbijanju gubitaka proslje|uje u pravcu izvora. U ko-nom re`imu (sl. 3.2a) kada je $s > 1$, tj. kada je brzina suprotnog smjera u odnosu na brzinu polja, mehani-ka energije (P), poslije pokrivanja mehani-kih gubitaka (P_{tr}) i pretvaranja u elektri-nu snagu (P_c), ide na pokrivanje gubitaka u bakru rotora. U ovom re`imu rada tro{i se i elektri-na energija. Ona pokriva gubitke u statoru i u-estvuje u pokrivanju gubitaka u bakru rotora. Prema izrazima (3.4) i (3.5) udio pokrivanja gubitaka u bakru rotora od strane obrtnog magnetnog polja prema udjelu pretvaranja u mehani-ku energiju je u odnosu $1/(1-s)$.

Mo`e se zaklju-iti da su dominantni gubici u ma{ini; gubici u bakru i gubici u gvo`|u. Pored ovih gubitaka postoje i dodatni elektri-ni, te mehani-ki gubici. Dodatni elektri-ni gubici nastaju kao posljedica rasipnog fluksa u strukturnim djelovima ma{ine, te prisustva vi{i harmonika u spektru napona i struje napajanja. Budu}i da algoritam koji je opisan u ovom radu ne zahtjeva detaljno modelovanje gubitaka i da uticaj dodatnih gubitaka u konkretnom slu-aju nije veliki, pa`nja u analizi gubitaka u motoru usmjerena je prema dominantnim gubicima. Mehani-ki gubici nastaju kao posljedica trenja i ventilacije i na njih se ne mo`e uticati regulacijom elektri-nih veli-ina u pogonu.

Prema relacijama (3.1) - (3.3), gubici u bakru zavise od efektivne vrijednosti struje, a gubici u gvo`|u od indukovane elektromotorne sile odnosno amplitude fluksa i u-estanosti:

$$P_g = R_{eq} I_r^2 + G_{eq} \omega^2 \Psi^2; \quad R_{eq} > 0; \quad G_{eq} > 0. \quad (3.6)$$



a) Ko-ni re`im ($s > 1$) b) Motorni re`im ($1 > s > 0$) c) Generatorski re`im ($0 > s$)

Slika 3.2. Energetski bilans asinhronog motora (a) u ko-nom re`imu, b) u motornom re`imu, c) generatorskom re`imu.

Uz pretpostavku da magnetizaciona komponenta statorske struje malo uti-
e na efektivnu vrijednost struje i za odre|enu vrijednost elektromagnetnog momenta [1]:

$$M_{em} \approx YI \Rightarrow I = \frac{M_{em}}{Y};$$

$$P_g = R_{eq} \frac{M_{em}}{\Psi^2} + G_{eq} \omega^2 \Psi^2 = \frac{A}{\Psi^2} + B\Psi^2, \quad A > 0, \quad B > 0. \quad (3.7)$$

Na osnovu izraza (3.7) mo`e se zaklju-iti da se gubici u ma{ini mogu izraziti u funkciji fluksa.

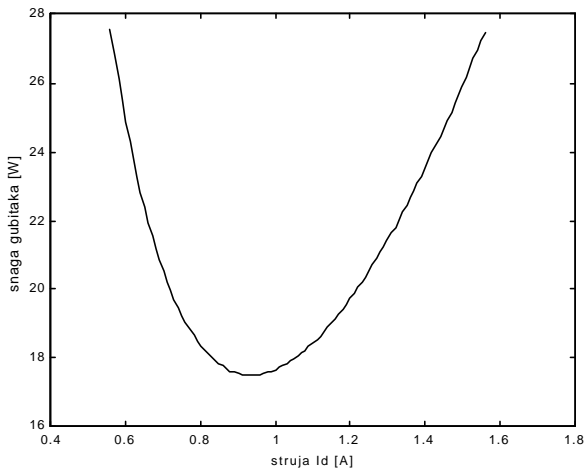
Deriviranjem funkcije gubitaka po fluksu dobija se:

$$\frac{\partial P_g}{\partial \Psi} = \frac{-2A}{\Psi^3} + 2B\Psi, \quad (3.8)$$

$$\frac{\partial^2 P_g}{\partial \Psi^2} = 2B + \frac{6A}{\Psi^4} > 0. \quad (3.9)$$

Iz izraza (3.9) vidi se da je zavisnost gubitaka od amplitude fluksa strogo konkavna funkcija (sl.3.3). Ova funkcija ima jedinstven minimum i za odre|ivanje optimalne amplitude fluksa mo`e se koristiti gradijentni metod.

Grafik zavisnosti snage gubitaka od struje magnetizacije dobijen simulacijom prikazan je na sl. 3.3. Elektromagnetni momenat je konstantan i iznosi $0.55M_{emn}$. Promjena struje i_d je u opsegu od 0.55A do 1.6A. Minimalna snaga gubitaka je 17.5W i dobija se za $i_d=0.935A$. Simulacija je izvr{ena za konkretnu ma{inu -iji su parametri dati u prilogu 1. rada.



Slika 3.3. Grafik zavisnosti snage gubitaka od struje magnetizacije dobijen simulacijom u programskom paketu MATLAB-Simulink.

Pored gubitaka u bakru i gvo`|u kao dominantnim gubicima u elektri-nom motoru postoje i dodatni gubici.

Dodatni gubici

Ovi gubici se u osnovi sastoje od gubitaka usljed vrtlo`nih struja i gubitaka usljed histerezisa koji su indukovani razli`itim vrstama rasipnog fluksa u laminarnim i drugim strukturnim dijelovima ma{ine [10].

Pri u-estanosti f_n dodatni gubici u statoru motora po jednoj njegovoj fazi iznose:

$$P_{ds} = k_{dsn} \left[\frac{k_h}{f_n} + k_e \right] V_{dsn}^2, \quad (3.10)$$

gdje je V_{dsn} napon na statorskoj induktivnosti rasipanja, k_h i k_e su histerezisni sa-inilac i sa-inilac vrtlo`nih struja, a k_{dsn} sa-inilac dodatnih gubitaka. Dodatni gubici se mogu predstaviti pomo}u ekvivalentne otpornosti R_{dsn} u paraleli sa induktivno}u rasipanja kao:

$$R_{dsn} = \frac{1}{k_{dsn} \left[\frac{k_h}{f_n} + k_e \right]} \quad (3.11)$$

Sli-an izraz se mo`e izvesti za dodatne gubitke u rotoru pri vi{im harmonicima, dok se dodatni gubici koji su uzrokovani strujom osnovne u-estanosti su{tinski koncentrisani su u statoru, pa se, tako |e, izraz sli-an prethodnom mo`e upotrebiti.

3.2 ENERGETSKI GUBICI U POGONSKOM PRETVARA-U

Pored gubitaka u ma{ini postoje i gubici u pretvara-u. Na osnovu topologije standardnog asinhronog pogona (sl. 3.8), s obzirom na gubitke snage, potrebno je analizirati gubitke u diodnom ispravlja-u i invertoru.

Gubici u ispravlja-u

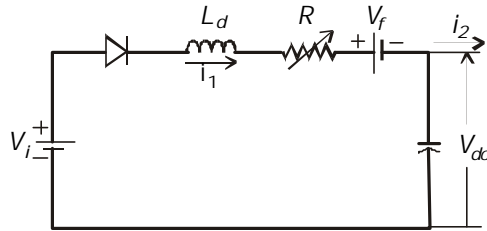
Za diodni ispravlja- gubici usljed promjene stanja dioda mogu da se zanemare pa ostaju za razmatranje gubici usljed provo|enja. Na sl. 3.4 je prikazano ekvivalentno elektri-no kolo diodnog ispravlja-a pri usvojenim zanemarenjima, gdje je V_i idealno ispravljeni napon, $L_d = 2L_s$ induktivnost u jednosmjernom kolu, a L_s induktivnost rasipanja po fazi naizmjenjivnog izvora. Dvije diode koje provode mogu se modelirati pomo}u ofset napona V_f na red sa nelinearnom otporno}u R (sl. 3.4).

Odgovaraju}om aproksimacijom uz pomo} ra-unara i iz katalo{kih podataka za karakteristiku provo|enja konkretne diode, mo`e se dobiti izraz koji opisuje pad napona na njoj slijede}eg oblika:

$$v_{dd} = v_{do} + k i_d^m, \quad (3.12)$$

gdje je v_{do} -ofset napon, a m eksponent koji opisuje otporni-ki pad napona. Trenutna vrijednost gubitaka usljed provo|enja za diodni most data je izrazom [10]:

$$P_{gl} = 2v_{dd}i_1. \quad (3.13)$$



Slika 3.4. Ekvivalentno kolo diodnog ispravlja~a.

Gubici u invertoru

S obzirom na na~in upravljanja invertorom, u vektorski regulisanim pogonima naj-e{i su slijede}i tipovi invertora:

- **PWM** (impulsno-{irinsko modulisani),
- sa histeresisnim strujnim regulatorom i
- **SVM** (modulacija prostornim vektorom).

Kod energetskih pretvara~a dominantni su gubici na prekida~ima. Na prekida~ke gubitke uti~u mnogi faktori kao {to su tip prekida~kog elementa, na~in upravljanja prekida~em, za{titna (*snubber*) kola itd.

Potrebno je razmotriti gubitke usljed provo|enja (stati~ki) i gubitke prilikom promjene stanja prekida~a u granama invertorskog mosta (dinami~ki).

Snaga gubitaka na prekida~u prilikom promjene stanja prekida~a data je sa:

$$P_{gp} = f \left[\int_{t_1}^{t_1+t_f} v_p(t)i_p(t)dt + \int_{t_2}^{t_2+t_r} v_p(t)i_p(t)dt \right], \quad (3.14)$$

gdje su: f prekida~ka frekvencija, t_f vrijeme isklju~enja prekida~a, t_r vrijeme uklju~enja prekida~a, i_p struja kroz prekida~ i v_p napon na prekida~u. Na osnovu izraza 3.14 mo`e se zaklju~iti da je snaga gubitaka na prekida~kom elementu direktno proporcionalna prekida~koj frekvenciji.

Sa stanovi{ta dinami~kih prekida~kih gubitaka, najzna~ajnije je analizirati gubitke za vrijeme isklju~enja poluprovodni~kih prekida~a, jer su oni obi~no i najve}i. Srednja vrijednost gubitaka P_{gQoff} u toku isklju~enja tranzistora (sl.3.5) data je izrazom [10]:

$$P_{gQoff} = 3K_{off}V_{dc}(N_s/2)I_{av}f = \frac{V_{dc}^2}{R_{Qoff}}, \quad (3.15)$$

gdje je V_{dc} napon u jednosmjernom me|ukolu, I_{av} srednja vrijednost struje optere}enja u toku polovine ciklusa, $N_s/2$ broj isklju~enja tranzistora u grani invertora u jednom ciklusu osnovne u~estanosti f , a konstanta isklju~enja je data izrazom:

$$K_{off} = \frac{t_f}{2} \left(1 - \frac{4t_{rv}}{3t_f} + \frac{1}{2} \left(\frac{t_{rv}}{t_f} \right)^2 \right), \quad (3.16)$$

gdje je t_{rv} vrijeme uspostavljanja napona kolektor-emiter, a t_f vrijeme isklju-enja tranzistora. Vrijeme t_{rv} jednako je:

$$\sqrt{\frac{2C_s V_d t_f}{I_{av}}}, \quad (3.17)$$

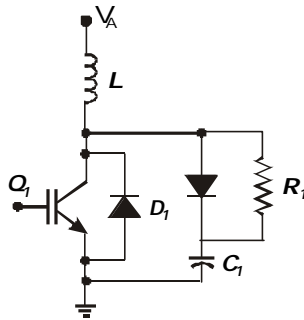
na osnovu ~ega se mo`e zaklju~iti, da se sa pove}anjem kapacitivnosti C_s u snubber kolu prekida~ki gubici u toku isklju-enja tranzistora smanjuju, jer sporije raste napon kolektor-emitor tranzistora, nego {to opada struja kolektora. Me|utim, ograni~avaju}i faktor za vrijednost kapacitivnosti C_s ogleda se u tome da se ona mora isprazniti za vrijeme dok je tranzistor uklju~en, odnosno mora biti ispunjem uslov [28]:

$$(3 \div 5) C_s R < DT, \quad (3.18)$$

gdje je D faktor popune, a T period upravlja~kih impulsa. Gubici snage u za{titnom kolu prekida~a izra~unavaju se iz izraza:

$$P_g = \left(\frac{3}{2} \right) N_s C_s V_{dc}^2 f, \quad (3.19)$$

gdje je N_s broj uklju-enja/isklju-enja tranzistora u jednoj fazi invertora, u toku jednog ciklusa invertora osnovne u~estanosti f , V_{dc} napon u jednosmjernom me|ukolu, a C_s kapacitivnost u za{titnom kolu.



Slika 3.5. Primjena za{titnog kola na IGBT prekida~ sa induktivnim optere}enjem.

3.3 MODELOVANJE GUBITAKA U POGONU SA ASINHONIM MOTOROM

Snagu gubitaka u ma{ini mo`emo odrediti kao razliku izme|u ulazne snage i snage elektromehani~ke konverzije. Ulazna snaga jednaka je proizvodu statorskih napona i statorskih struja:

$$P_S = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c. \quad (3.20)$$

U rotacionom d - q koordinacionom sistemu, ako je transformacija iz 3-faznog u d - q sistem invarijantna po snazi, izraz za ulaznu snagu ima oblik:

$$p_s = v_d i_d + v_q i_q. \quad (3.21)$$

Radi jednostavije analize pretpostavlja se da je transformacija faznih promijenjivih na d - q koordinatni sistem izvršena tako da se d -osa poklapa sa vektorom rotorskog fluksa:

$$\vec{Y}_r = \vec{d} \vec{Y}_d + \vec{q} 0 = \vec{d} \vec{Y}_d.$$

Jedna-ine naponskih balansa za asinhroni motor u d - q koordinatnom sistemu date su sa:

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \frac{dY_d}{dt} - \omega_e Y_q \\ v_q &= R_s i_q + \frac{dY_q}{dt} + \omega_e Y_d \\ 0 = v_D &= R_s i_D + \frac{dY_D}{dt} - (\omega_e - \omega_s) Y_Q \\ 0 = v_Q &= R_s i_Q + \frac{dY_Q}{dt} + (\omega_e - \omega_s) Y_D, \end{aligned} \quad (3.22)$$

a fluksnih obuhvata za stator i rotor:

$$\begin{aligned} Y_d &= L_s i_d + L_m i_D \\ Y_q &= L_s i_q + L_m i_Q \\ Y_D &= L_r i_D + L_m i_d \\ Y_Q &= L_r i_Q + L_m i_q. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Izrazom (3.23) [1] data je veza flukseva i struja pod pretpostavkom da su koeficijenti induktivnosti konstante, odnosno:

$$L_m = \frac{Y_m}{i_m} = const.$$

Uvrštavanjem izraza za statorski napon iz (3.22) u jednašinu (3.21) dobija se:

$$\begin{aligned} p_s &= (R_s i_d + \frac{dY_d}{dt} - \omega_e Y_q) i_d + (R_s i_q + \frac{dY_q}{dt} + \omega_e Y_d) i_q \\ &= R_s (i_d^2 + i_q^2) + i_d \frac{dY_d}{dt} + i_q \frac{dY_q}{dt} + \omega_e (Y_d i_q - Y_q i_d) \end{aligned} \quad (3.24)$$

^lan,

$$R_s(i_d^2 + i_q^2) = R_s i_s^2,$$

predstavlja D` ulove gubitke u namotajima statora, ~lan

$$i_d \frac{dY_d}{dt} + i_q \frac{dY_q}{dt}$$

promjenu snage akumulirane u magnetnom polju, a izraz

$$w_e(Y_d i_q - Y_q i_d)$$

je snaga koja se predaje rotoru, odnosno snaga obrtnog magnetnog polja. Snaga p_o , pored snage elektromehani-ke konverzije sadr` i i gubitke u bakru rotora:

$$p_o = p_c + w_s(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d). \quad (3.25)$$

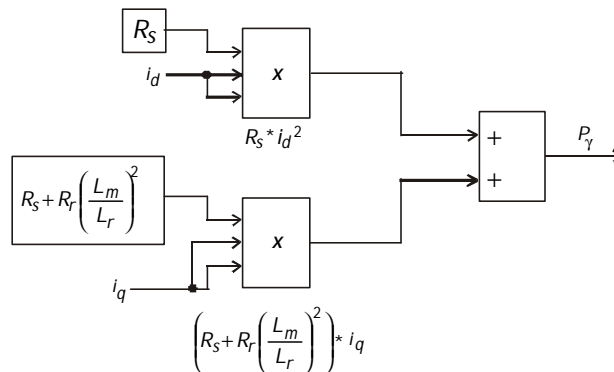
Transformacijom (3.25), pomo}u izraza (3.22) i (3.23) dobija se za stacionarno stanje:

$$p_o = p_c + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 i_q^2. \quad (3.26)$$

Kombinacijom (3.24) i (3.26) dobija se izraz za snagu elektri-nih gubitaka u asinhronom motoru:

$$p_g = p_s - p_c = R_s i_d^2 + \left[R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right] i_q^2. \quad (3.27)$$

Budu}i da su u vektorski regulisanim pogonima i_d i i_q veli-ine koje se zadaju na osnovu zahtijeva za odgovaraju}im momentom i fluksom, izraz za snagu gubitaka u motoru (3.27) jednostavno se modelira u programskom paketu Simulink (sl. 3.6).



Slika 3.6. Model elektri-nih gubitaka u asinhronom motoru u stacionarnom stanju.

Ovaj model je jednostavan za primjenu, ali ima i bitne nedostatke. U modelu figuri{u parametri motora koji su osjetljivi na promjenu temperature i u-estanosti. Potrebno bi bilo posebno modelovati gubitke u energetskom pretvara-u. Ovo su razlozi, zbog kojih se name}e potreba za druga-ijim modelovanjem elektri-nih gubitaka u asinhronom pogonu.

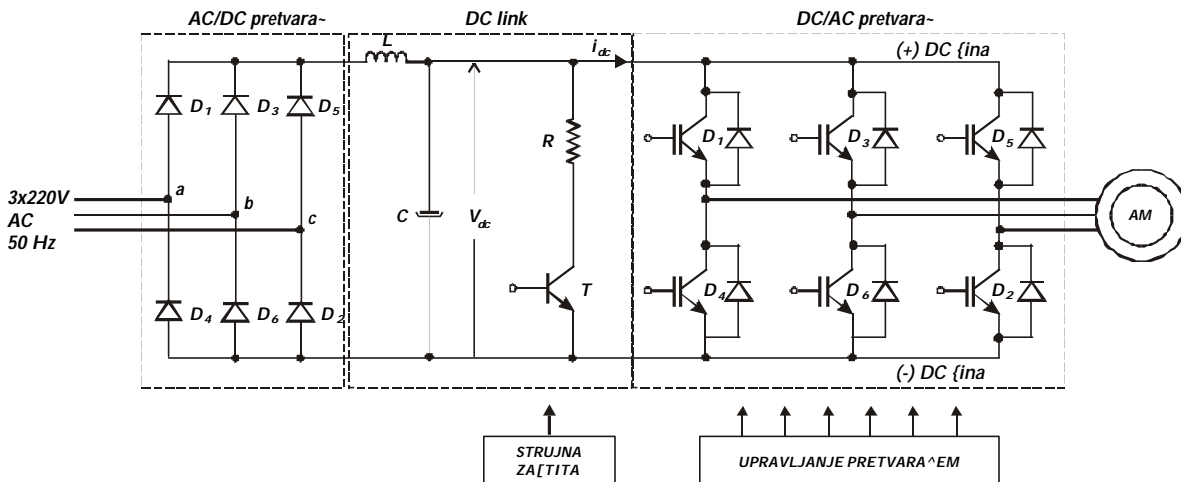
Na osnovu topologije standardnog asinhronog pogona (sl.3.7) mo`e se zaklju-iti, da se snaga gubitaka u pogonu mo`e odrediti kao razlika snage koja iz jednosmjernog me|ukola ulazi u pretvara- i snage elektromehani-ke konverzije:

$$p_g = P_{dc} - p_c = V_{dc} i_{dc} - \mathbf{w}_r M_{em}. \quad (3.28)$$

Napon u jednosmjernom me|ukolu pribli`no je jednak vr{noj vrijednosti linijskog napona na ulazu AC/DC pretvara-a: $V_{dc} \approx \sqrt{6} V_{eff} = \sqrt{6} * 220V = 538V$.

Ukupna struja koju inverter dobija iz jednosmjernog me|ukola (sl.3.8) je zbir struja u sve 3 grane invertorskog mosta i data je sa formulom [11]:

$$i_{dc} = A i_a + B i_b + C i_c. \quad (3.29)$$



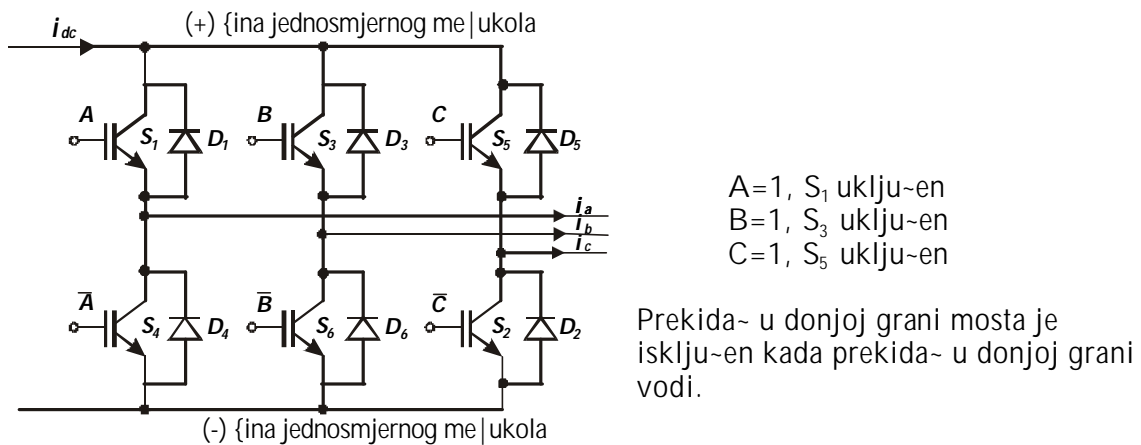
Slika 3.7. Topologija tipi-nog elektri-nog pogona sa asinhronim motorom.

Budu}i da je DC/AC pretvara- u modelu pogona kori{tenom u ovom radu sa histerzisnim strujnim regulatorom uslov da prekida- u gornjoj grani mosta bude uklju-en je:

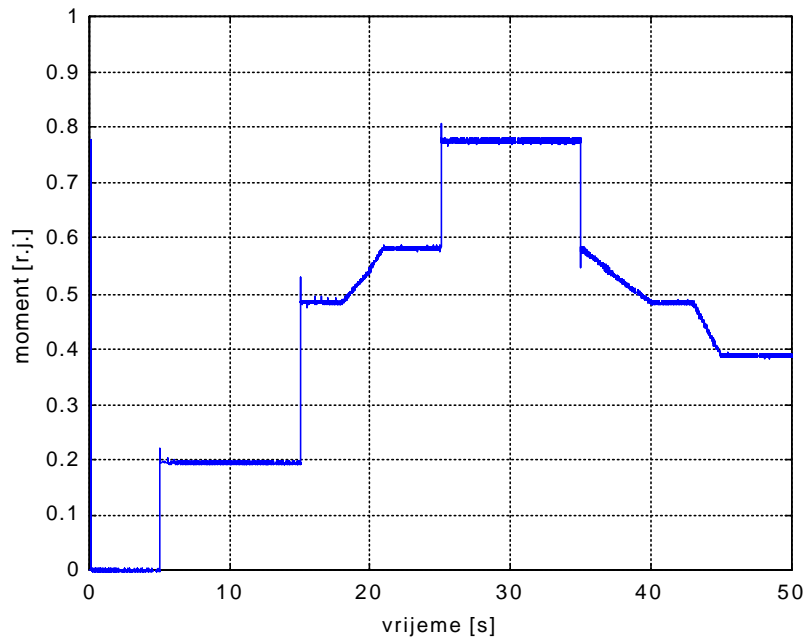
$$A = 1 \Leftrightarrow (i_a^* - I_H \leq i_a \leq i_a + I_H \wedge i_a \nearrow), \quad (3.30)$$

gdje je I_H veli-ina strujnog histerzisa, a i_a^* referentna vrijednost struje a faze. Analogno vrijedi i za ostala 2 prekida-a u gornjoj grani invertorskog mosta. Grafik struje jednosmjernog me|ukola i faznih struja za optere}enje sa sl. 3.9 prikazan je na sl. 3.10.

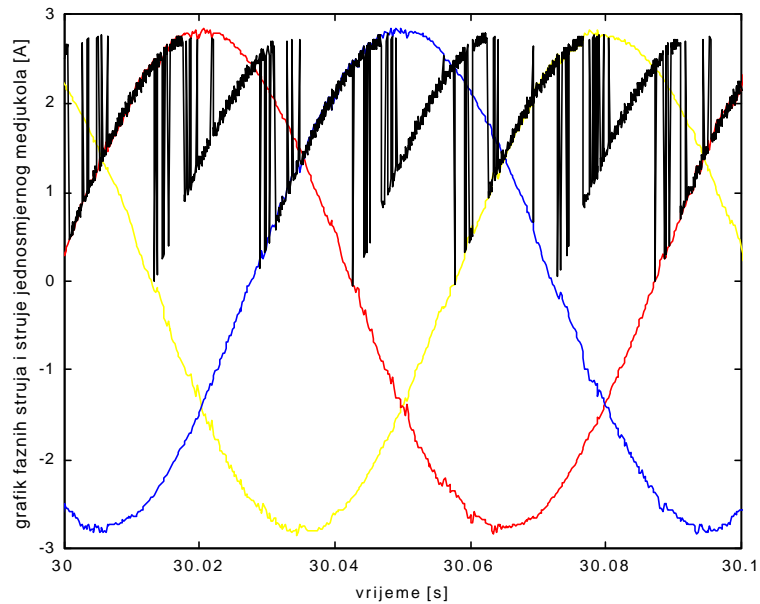
U algoritmu optimizacije potrebno je izvršiti usrednjavanje snage gubitaka u vremenskom intervalu dovoljno dugom da se stabiliziraju prelazni procesi prouzrokovani prethodnom promjenom fluksa, odnosno struje i_d . To vrijeme [1] mora da bude barem 3-5 puta veće od vremenske konstante brzinskog regulatora i konstante rotorskog kola (uspostavljanje fluksa) i u konkretnom primjeru iznosi $T_1=0.5s$. Period odabiranja u sistemu određen je prije svega karakteristikama strujnog regulatora i iznosi $T_s=0.0001s$.



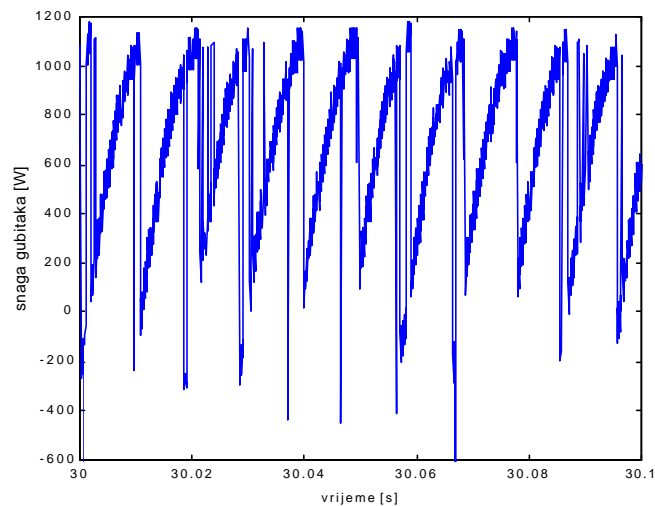
Slika 3.8. Određivanje struje jednosmjernog me|ukola iz modela DC/AC pretvara-a.



Slika 3.9. Momenat na vratilu motora za koji je vršena simulacija rada pogona.



Slika 3.10. Prikaz vremenske promjene struja jednosmjernog medjucikla i faznih struja dobijen simulacijom.



Slika 3.11. Grafik snage gubitaka dobijen simulacijom u programskom paketu Simulink.

Srednja vrijednost snage gubitaka u vremenskom intervalu T_1 određena je sa:

$$P_{gvr} = \sum_{k=1}^n T_s P_g(k), \quad n = \frac{T_1}{T_s}, \quad (3.31)$$

gdje je $P_g(k)$ trenutna vrijednost snage gubitaka u trenutku $k \cdot T_s$.

4. SINTEZA REGULATORA ZA POVE} ANJE STEPENA KORISNOG DEJSTVA VEKTORSKI REGULISANOG POGONA SA ASINHRONIM MOTOROM

4.1 GRADIJENTNA METODA I KRITERIJUMSKA FUNKCIJA

Procesi u industrijskim sistemima obi-no su pra}eni odre|enim rezultatima koji se mogu okarakterisati kao pozitivni, ili negativni. U ve}ini slu-ajeva, pode{avanjem odre|enih parametara procesa mogu}e je pozitivne rezultate pove}ati, a negativne smanjiti. Drugim rije-ima, odgovaraju}im pode{avanjem parametara procesa mogu}e je izvr{iti njegovu optimizaciju za dati kriterijum. U op{tem slu-aju optimizacioni proces je slo`en i zahtijeva slo`ena izra-unavanja i primjenu odgovaraju}ih matemati-kih metoda. Kompleksnost izra-unavanja je tim ve}a, {to je ve}i broj parametara koji se pode{avaju u toku optimizacije, i ako su jedna-ine koje opisuju proces nelinearne.

U klasi metoda koji se koriste u optimizaciji funkcija posebnu ulogu igraju gradijentni metodi. Pretpostavimo da se proces koji se optimizuje opisuje sistemom jedna-ina me|u kojima mo`e biti i nelinearnih na sljede}i na-in:

$$f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad (4.1)$$

ili, u matri-nom obliku

$$\vec{f}(\vec{x}) = \vec{0}. \quad (4.2)$$

Gradijentni metod za rje{avanje datog sistema jedna-ina zasniva se na minimizaciji funkcionele [7]:

$$U(\vec{x}) = \sum_{i=1}^n f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)^2. \quad (4.3)$$

Pretpostavimo da jedna-ina (4.2) ima jedinstveno rje{enje $\vec{x} = \vec{a}$, za koje funkcionala U dosti`e minimum. Neka je $\vec{x}^{(0)}$ po-etna aproksimacija ovog rje{enja. Konstrui{emo niz $(\vec{x}^{(k)})$ takav da je:

$$U(\vec{x}^{(0)}) > U(\vec{x}^{(1)}) > U(\vec{x}^{(2)}) > \dots \quad (4.4)$$

Vrijednost vektora $\vec{x}^{(k)}$ u sljede}em koraku $\vec{x}^{(k+1)}$ odre|ena je sa:

$$\vec{x}^{(k+1)} = \vec{x}^{(k)} - \mathbf{I}_k \nabla U(\vec{x}^{(k)}), \quad (4.5)$$

gdje je

$$\nabla U(\vec{x}) = \text{grad}U(\vec{x}) = \left[\frac{\partial U}{\partial x_1} \dots \frac{\partial U}{\partial x_n} \right]. \quad (4.6)$$

4. Sinteza regulatora za pove}enje stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

Parametar \mathbf{I}_k odre|ujemo iz uslova da skalarna funkcija S , definisana kao

$$S(t) = U(\bar{x}^{(k)} - t \nabla U(\bar{x}^{(k)})) \quad (4.7)$$

ima minimum u ta~ki $t = \mathbf{I}_k$.

Na osnovu izraza (4.5) mo`e se zaklju~iti da je najbr`e smanjenje funkcije koju minimizujemo u smjeru negativnog gradijenta te funkcije.

Problem optimizacije koji tretira ovaj rad je pojednostavljen, budu}i da je funkcija snage elektri-nih gubitaka (P_g), koja se minimizuje, funkcija samo jedne promjenjive, fluksa Ψ (jedna-ina 2.7, str. 17), tj. $P_g = P_g(\Psi)$. Na ovaj na-in problem se svodi na jednodimenzionalni, tj. u svakom koraku potrebno je odrediti samo smjer i veli-inu koraka promjene fluksa. Ako je poznata vrijednost fluksa u k -tom koraku, smjer promjene u $k+1$ koraku odre|uje se kao:

$$\mathbf{u} = - \frac{\nabla P_g(\Psi^{(k)})}{\|\nabla P_g(\Psi^{(k)})\|}, \quad (4.8)$$

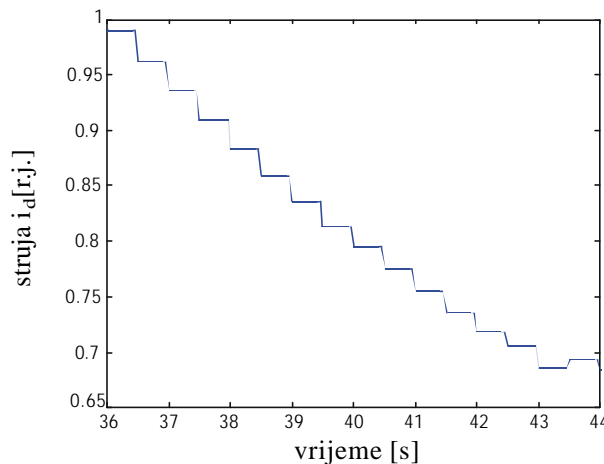
pri ~emu je:

$$\nabla P_g(\Psi^{(k)}) = \left. \frac{\partial P_g}{\partial \Psi} \right|_{\Psi = \Psi^{(k)}}. \quad (4.9)$$

Veli-ina promjene fluksa ($\Delta \Psi^{(k)}$) u $k+1$ koraku na osnovu izraza (4.7) odre|uje se minimizacijom funkcije:

$$P_g(\Psi^{(k)} - \Psi \nabla P_g(\Psi^{(k)})). \quad (4.10)$$

Na slici 4.1 prikazan je rad algoritma za minimizaciju gubitaka u kojem je primjenjena gradijentna metoda, pri skokovitoj promjeni momenta optere}enja sa $0.7M_{emn}$ na $0.3M_{emn}$. Grafik je dobijen simulacijom u programskom paketu *Matlab-Simulink* za motor ~iji su parametri dati u prilogu rada.



Slika 4.1. Primjena gradijentne metode u algoritmu za minimizaciju gubitaka vektorski regulisanog asinhronog pogona.

Kriterijumska funkcija

Kriterijumska funkcija je funkcija na osnovu koje se vr{i ocjena kvaliteta nekog sistema, procesa ili metoda. Ako se radi o algoritmu za minimizaciju gubitaka kriterijumska funkcija treba kvalitativno da iska`e [10]:

- brzinu kojom funkcija $i_d = f(t)$ konvergira prema optimalnoj vrijednosti;
- veli~inu oscilacija struje i_d oko optimalne vrijednosti i_d^{opt} ;
- veli~inu preskoka optimalne vrijednosti struje i_d , u trenutku kada je struja $i_d = f(t)$ posti`e.

Potrebno je da struja $i_d = f(t)$ postigne optimalnu vrijednost u {to manjem broju koraka. Idealno bi bilo da to bude u samo jednom koraku ($N=1$). Oscilacije struje i_d ($\mathbf{D}i_d$) oko ravnote`nog polo`aja treba da budu {to manje, kako bi male bile i pulsacije elektromagnetnog momenta. U slu~aju skokovitog preskoka struje i_d preko optimalne vrijednosti, algoritam za minimizaciju gubitaka vratit }e struju i_d prema optimalnoj vrijednosti. Po`eljno bi bilo da preskok (p) bude 0.

Na osnovu ove analize kriterijumska funkcija mogla bi imati sljede}i oblik [10]:

$$k = k_1 \frac{1}{N} + k_2 \frac{1}{1 + \Delta i_{d \min}} + k_3 \frac{1}{1 + p}. \quad (4.11)$$

Funkcija k uzima vrijednosti iz opsega [0 1]. Koeficijenti k_1, k_2 i k_3 su te`inski koeficijenti i za ove koeficijente vrijedi:

$$k_1 + k_2 + k_3 = 1. \quad (4.12)$$

U idealnom slu~aju, kada je $N=1$, $\Delta i_{d \min}=0$ i $p=0$, kriterijumska funkcija ima maksimalnu vrijednost $k=1$. Realno uvijek je $k < 1$, budu}i da $\mathbf{D}i_{d \min} \in (0, i_{dn}[r.j])$ i $p \in (0, i_{dn}[r.j])$. Obi~no je i $N > 1$.

Kriterijumska funkcija za minimizaciju gubitaka snage elektromotornog pogona sa asinhronim motorom mo`e se predstaviti i na drugi na~in, kao:

Srednja vrijednost snage gubitaka (P_{gr}) u toku rada pogona.

U ovom slu~aju, srednja vrijednost snage gubitaka data je sa:

$$P_{gr} = \frac{\sum_{k=1}^n P_g(k)}{n}, n = \frac{T_1}{T_s}, \quad (4.13)$$

gdje je T_1 vremenski interval za koji se izra~unava srednja vrijednost, a T_s period odmjeravanja u kome se uzima informacija o snazi gubitaka. Srednja vrijednost snage gubitaka treba da bude {to manja. U idealnom slu~aju vrijednost P_{gr} je jednaka 0, ali realno nije, i kre}e se u opsegu $(0, P_{gmax})$. Po`eljno je da interval T_1 bude {to du`i. Za kvalitativnu ocjenu razli~itih algoritama za minimizaciju gubitaka primjenom kriterijumskih funkcija, potrebno je pra}enje rada vr{iti pod istim uslovima. Tako }e, analizu rada optimizacionih algoritama potrebno je vr{iti u uslovima koji se susre}u u

realnom radu pogona, {to uklju-uje promjenu brzine (linearnu ili skokovitu) ili, iznenadne promjene optere}enja.

4.2 OSNOVNE POSTAVKE FAZI LOGIKE

Elementi fazi logike

Fazi logika predstavlja metod koji se danas dosta koristi i pru`a velike mogu}nosti u rje{avanju problema u automatskom upravljanju i obradi informacija. ^esto se koristi u nelinearnim i adaptivnim sistemima upravljanja, te projektovanju robusnih sistema automatskog upravljanja (AU). Ona omogu}ava da se na jednostavan na-in donose korektni zaklju-ci na osnovu nedovoljno odre|enih, ili nepreciznih polaznih (ulaznih) informacija.

Budu}i da se dono{enje zaklju-aka vr{i na osnovu lingvisti-kih izraza (fazi pravila) koji se nalaze u bazi znanja, fazi sisteme mo`emo posmatrati kao inteligentne, jer podr`avaju ~ovjekov na-in razmi{ljanja.

Analizom gubitaka u elektromotornom pogonu (poglavlje 3., odjeljak 3.1), utvr|eno je da je precizan matemati-ki model gubitaka snage u pogonu slo`en i da je zavisnost snage gubitaka od fluksa nelinearna funkcija. Dakle, radi se o nelinearnom sistemu -iji je model slo`en, a pona{anje poznato, tako da se upravljanje mo`e vr{iti na osnovu pravila po kojima se sistem pona{a. Iz ovoga se mo`e zaklju-iti da bi metod koji se bazira na principima fazi logike bio dobar za sintezu regulatora za pove}anje stepena korisnog dejstva elektromotornog pogona sa asinhronim motorom.

Elementi fazi logike jednostavno se mogu opisati kroz primjere. Pretpostavimo da posmatramo brzinu kretanja putni-kog automobila i da ona mo`e biti u opsegu od 0 do 120 km/h. To zna-i da skup brzina od 0 do 120 km/h predstavlja domen iz kojeg brzina putni-kog automobila (ulazna promjenjiva) uzima vrijednost. Ozna-imo ovaj skup sa X. Defini{imo skup velika brzina koje ~ine brzine u opsegu od 80 km/h do 120 km/h i ozna-imo ovaj skup sa A. Za klasi-ke skupove element $x \in X$ mo`e pripadati skupu A, ili ne pripadati, odnosno, pripadnost svakog elementa skupa X, skupu A, mo`e se matemati-ki definisati binarnom funkcijom:

$$c_A(x) = \begin{cases} 1, & x \in A \\ 0, & x \notin A \end{cases} \quad (4.14)$$

To zna-i, ako je brzina automobila 79km/h njena pripadnost skupu A je 0, a ako je brzina automobila 80km/h pripadnost je 1. O~igledno je da binarna logika ne dozvoljava predstavljanje stanja izme|u 0 i 1.

Fazi logika omogu}ava da se za elemente iz skupa X mo`e definisati i stepen pripadnosti definisanom skupu X, pri ~emu pripadnosti prima vrijednosti iz intervala [0 1]. Posmatrajmo iskaz:

Brzina automobila je velika.

Uvo|enjem opisne promjenjive "velika brzina" koja se defini}e u X, elementima iz skupa X (brzine putni-kog automobila) dodjeljuje se istinitosna vrijednost iz opsega [0 1]. Na taj na-in definisano je preslikavanje skupa X na interval [0 1]. Ovo

4. Sinteza regulatora za pove}anja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

preslikavanje nazivamo fazi skupom. Ozna-imo ovaj fazi skup sa \tilde{A} . Matemati-ka prezentacija stepena pripadnosti elementa $x \in X$ fazi skupu \tilde{A} data je sa :

$$m_{\tilde{A}}(x) \in [0 \ 1] \quad (4.15)$$

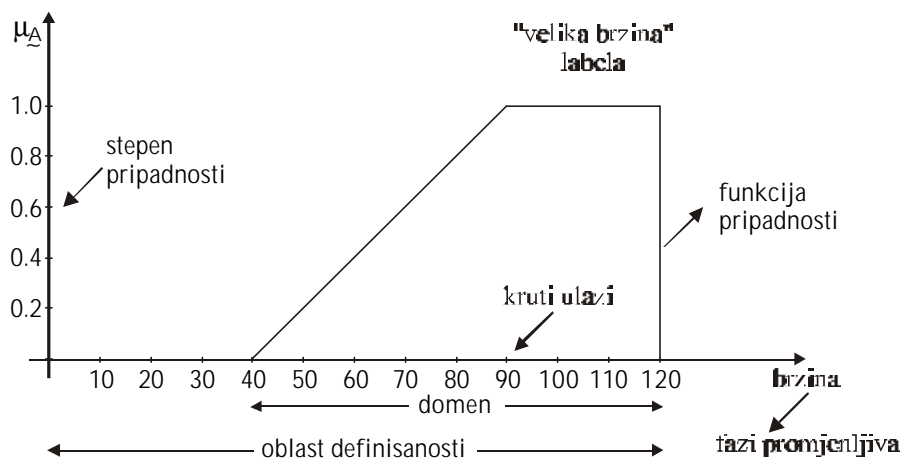
Dodjeljivanje stepena pripadnosti brzine putni-kog automobila u odnosu na skup na kome je definisana “velika brzina” prikazan je u tabeli 4.1.

Iz tabele 4.1 mo`e se vidjeti da brzina od 60 km/h pripada fuzzy skupu “velika brzina” sa stepenom pripadnosti 0.4, dok brzina od 100km/h ima stepen pripadnosti 1, odnosno punu pripadnost skupu “velika brzina”.

Grafi-ki prikaz funkcije pripadnosti definisane tabelom 4.1 i elementi teorije fazi skupova prikazani su na sl. 4.2.

Tabela 4.1. Primjer dodjeljivanja stepena pripadnosti fazi skupu.

<i>brzina automobila [km/h]</i>	<i>stepen pripadnosti brzine automobila fazi skupu “velika brzina”</i>
10	0.0
20	0.0
30	0.0
40	0.0
50	0.2
60	0.4
70	0.6
80	0.8
90	1.0
100	1.0
110	1.0
120	1.0



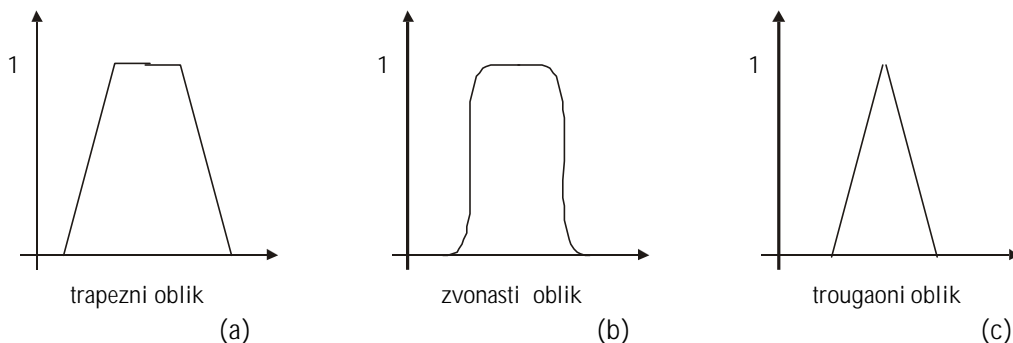
Slika 4.2. Grafi-ki prikaz funkcije pripadnosti definisane tabelom 4.1.

Osnovni pojmovi teorije fazi skupova prikazani su na sl. 4.2. To su:

- kruti (*crisp*) ulazi – ulazni podaci koji se egzaktno mjere ili definišu;
- oblast definisanosti (*universe of discourse*) – skup svih mogućih vrijednosti koje može da ima kruta promjenjiva;
- domen – opseg vrijednosti krute promjenjive čiji je stepen pripadnosti fazi skupu različit od 0;
- funkcija pripadnosti (*membership function*) – definiše fazi skup tako da svakom *crisp* ulazu dodjeljuje tačno određenu vrijednost iz opsega [0 1], što predstavlja stepen pripadnosti;
- stepen pripadnosti (*degree of membership*) – definiše stepen pripadnosti *crisp* podatka fazi skupu i može imati vrijednost iz intervala [0 1];
- labela je opisno ime za određenu funkciju pripadnosti.

Funkcije pripadnosti predstavljaju načina koji se matematički modeliraju lingvistički iskazi koje svakodnevno susrećemo u ljudskom govoru.

Oblici funkcija pripadnosti mogu biti linearni sl. 4.3(a) i 4.3(c) i nelinearni sl. 4.3(b). Najčešći linearni oblici su trougaoni i trapezoidni, a nelinearni oblika Belove krive, Gausove krive i sigmoidalni. Nelinearni oblici omogućuju finiju predstavu funkcije pripadnosti, ali su sa stanovišta primjene linearni oblici mnogo jednostavniji.



Slika 4.3. Neki karakteristični oblici funkcija pripadnosti.

Kompletan postupak transformacije *crisp* podatka (tačno određena brojna vrijednost) u odgovarajući fazi skup naziva se fazifikacija. Obično, prije nego li se fazifikuje ulazni podatak, potrebno ga je normalizovati na opseg prilagođen fazi kontroleru.

Fazi pravila

Fazi pravilima opisuje se ponašanje sistema, odnosno međusobni odnos fazi skupova različitih opisnih promjenjivih.

U oblasti vještačke inteligencije postoji više različitih načina za predstavljanje znanja. Najčire prihvaćen način je predstavljanje znanja u obliku karakterističnim za prirodni jezik, budući da ima formu uslovnog lingvističkog iskaza:

IF premisa THEN zaključak.

Ova forma predstavljanja znanja poznata je kao IF-THEN pravilo. Ona obi-no predstavlja takav oblik zaklju-ivanja u kome znamo premisu i hipotezu, a onda postupkom zaklju-ivanja, ili izvo|enja, dobijamo ~injenicu koju zovemo zaklju-ak, ili posljedica.

Fazi pravila u osnovi predstavljaju IF-THEN pravila, s tim da je iskaze dodjeljivanja dozvoljeno povezati AND ili OR logi~kim operatorima. Svako fazi pravilo ima odgovaraju}u formu:

IF ulaz_1 is labela_1 AND(OR) ulaz_2 is labela_2 AND(OR) ... ulaz_n is labela_n THEN posljedica_1 is labela_p1 AND(OR) ...posljedica_n is labela_pn,

pri ~emu mora biti zadovoljena sljede}a sintaksa:

- svako pravilo po~inje sa IF;
- svaki uzrok je u obliku ulaz_i is labela_i, gdje je **is** obavezna rije~, ulaz_i i-ta ulazna fazi promjenjiva, a labela_i prethodno definisana labela i-te ulazne promjenjive;
- izme|u IF i THEN mo`e da bude proizvoljan broj uzroka;
- ispred THEN nalaze se uzroci, a iza THEN posljedice, tako da rije~ THEN odvaja uzrok od posljedice;
- posljedica je oblika izlaz_j is labela_pj, gdje je **is** obavezna rije~, izlaz_jj-ta izlazna fazi promjenjiva, a labela labela_pj je prethodno definisana labela j-te izlazne promjenjive izlaz_j;
- iza rije~i THEN mogu}e je imati proizvoljan broj posljedica, pri ~emu su svake dvije posljedice odvojene sa AND ili OR operatorom.

U primjeru fazi pravila:

IF masa **is** mala AND brzina **is** velika THEN energija **is** srednja,

masa i brzina su ulazne fazi promjenjive, energija je izlazna fazi promjenjiva, mala je labela ulazne promjenjive masa, velika labela ulazne promjenjive brzina, a srednja je labela posljedice energija.

Fazi logika

Logi~ke veze tipa negacije, disjunkcije, konjunkcije i implikacije definisane su i za fazi logiku. Za iskaz P definisan na fazi skupu \tilde{A} i iskaz Q definisan na fazi skupu \tilde{B} logi~ke veze definisane su na slijede}i na~in:

Negacija

$$\bar{T}(P)=1-T(P), T(P)=\mathbf{m}_{\tilde{A}}(x), \text{ gdje je } 0 \leq \mathbf{m}_{\tilde{A}}(x) \leq 1;$$

Disjunkcija

$$P \vee Q \quad T(P \vee Q) = \max(T(P), T(Q));$$

Konjunkcija

$$P \wedge Q \quad T(P \wedge Q) = \min(T(P), T(Q));$$

Implikacija

$$P \rightarrow Q \qquad T(\bar{P} \vee Q) = \max(T(\bar{P}), T(Q)) .$$

Ako su istinitosne vrijednosti iskaza 0 ili 1, rezultati logičkih operacija u Bulovoj i fazi algebri daće isti rezultat. Međutim, za vrijednost iskaza između 0 i 1 Bulova logika nije definisana, dok će fazi logika dati razumljive rezultate, pa Bulovu logiku možemo smatrati specijalnim slučajem fazi logike.

Fazi zaključivanje

Fazi zaključivanje je proces formiranja ukupne posljedice na osnovu doprinosa u formiranju te posljedice svakog od fazi pravila ponaosob. Metodi fazi zaključivanja koji se najviše koriste su:

1. Mamdani metod zaključivanja koji se zasniva na *max-min* operatoru zaključivanja;
2. Larsenov metod zasnovan na *max product* operatoru zaključivanja.

Postupak fazi zaključivanja primjenom Mamdani metoda i za slučaj krutog ulaza može se predstaviti jednostavnim primjerom. Ovaj metod je upotrebljen i u realizaciji fazi kontrolera za minimizaciju gubitaka vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom.

Pretpostavimo da modeliramo masu i brzinu kao ulaze u sistem, a energiju kao izlaz, i da su na osnovu posmatranja sistema dobijena sljedeća dva pravila;

Pravilo 1: IF x_1 is \tilde{A}_1^1 (mala masa) AND x_2 is \tilde{A}_2^1 (velika brzina) THEN y is \tilde{B}^1 (srednja energija).

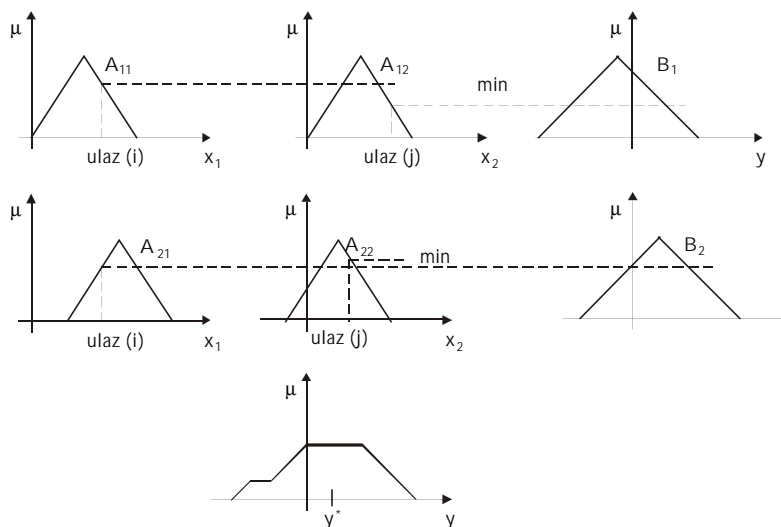
Pravilo 2: IF x_1 is \tilde{A}_1^2 (velika masa) AND x_2 is \tilde{A}_2^2 (srednja brzina) THEN y is \tilde{B}^2 (velika energija).

Grafički prikaz postupka fazi zaključivanja primjenom Mamdani metoda za ovaj primjer prikazan je na sl. 4.4. Fazi promjenjive masa i brzina za svako pravilo predstavljene su svojim funkcijama pripadnosti. Takođe, posljedica - energija predstavljena je za svako pravilo funkcijom pripadnosti.

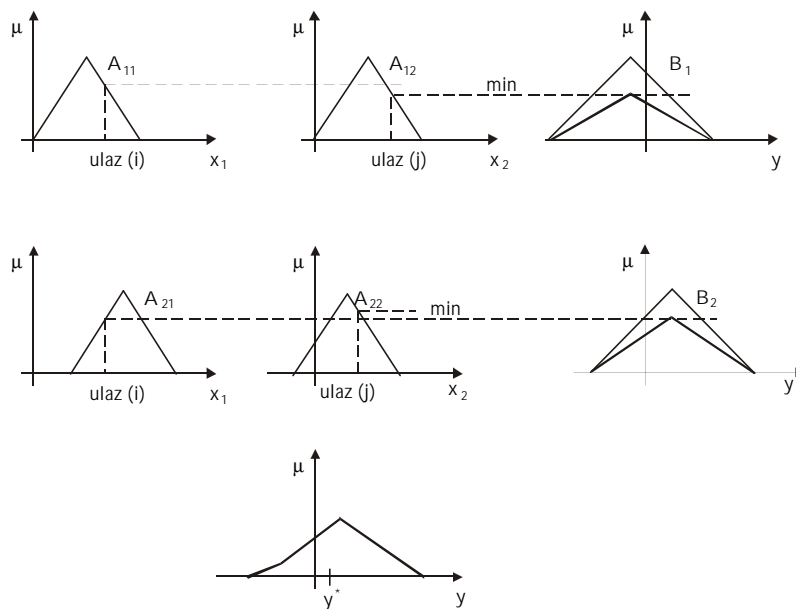
Crisp ulazi za masu i brzinu presjecaju funkcije pripadnosti (sl. 4.4). Minimalna, ili maksimalna vrijednost stepena pripadnosti, dobijena u presjeku krutih ulaza sa funkcijama pripadnosti, produćava se do presjeka sa funkcijom pripadnosti posljedice. Ako su iskazi dodjeljivanja povezani AND operatorom, uzima se minimalna, a ako su povezani OR logičkim operatorom, uzima se maksimalna vrijednost.

Grafički postupak fazi zaključivanja *max-product* metodom za isti primjer prikazan je na sl. 4.5. Minimalna vrijednost stepena pripadnosti, dobijena u presjeku krutih ulaza sa funkcijama pripadnosti, produćava se do presjeka sa funkcijom pripadnosti posljedice. Kao rezultat dobija se skalirani trougao -ija je visina određena linijom presjeka. Agregacijom fazi pravila dobija se funkcija pripadnosti konačne posljedice. Postupkom defazifikacije, iz rezultujuće funkcije pripadnosti izdvaja se izlaz kao tačno određena brojna vrijednost.

4. Sinteza regulatora za pove}enja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom



Slika 4.4. Grafi-ki prikaza fazi zaklju-ivanja primjenom Mamdani metoda.



Slika 4.5. Grafi-ki prikaz fazi zaklju-ivanja primjenom max-product metoda.

Defazifikacija

Defazifikacija je proces u kome se kombinuju fazi izlazi, tako da se kao rezultat na izlazu fazi regulatora dobija ta-no odre|ena brojna vrijednost [33]. Ponekad je, iz prakti-nih razloga, nakon defazifikacije potrebno realizovati i postupak denormalizacije.

Naj-e}e primjenjeni metodi defazifikacije su:

1. Princip maksimalne vrijednosti (*Max-membership principle*) .

4. Sinteza regulatora za pove}enja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

Ovaj metod u literaturi poznat je kao visinski metod. Dat je algebarskim izrazom:

$$m_{\tilde{A}}(x^*) \geq m_{\tilde{A}}(x), \quad \forall x \in X. \quad (4.16)$$

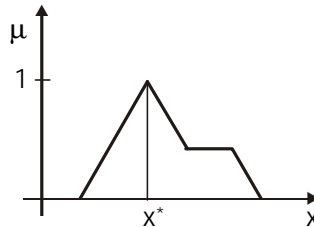
Primjena metoda grafi-ki je prikazana na sl. 4.6.

2. Te`inski metod (*center of gravity or centroid method*)

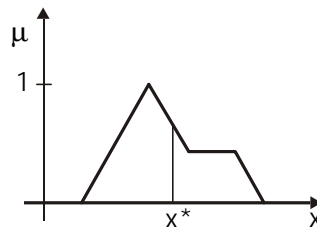
Ovaj metod je naj{ire prihva}en me|u svim metodama defazifikacije. Dat je algebarskim izrazom:

$$x^* = \frac{\int m_{\tilde{A}}(x) x dx}{\int m_{\tilde{A}}(x) dx}. \quad (4.17)$$

Primjena ovog metoda grafi-ki je prikazana na sl. 4.7.



Slika 4.6. Grafi-ki prikaz defazifikacije principom maksimalne pripadnosti.



Slika 4.7. Grafi-ka interpretacija te`inskog metoda defazifikacije.

3. Metod srednje te`ine (*weighted average method*)

Ovaj metod primjenjuje se ako su izlazne funkcije pripadnosti simetri~ne. Opisan je algebarskim izrazom:

$$x^* = \frac{\sum m_{\tilde{A}}(x) x dx}{\sum m_{\tilde{A}}(x) dx}, \quad (4.18)$$

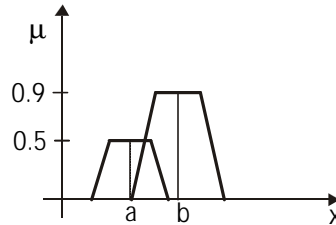
a njegova grafi~ka interpretacija prikazana je na sl. 4.8.

4. Metod srednje vrijednosti odre|en iz maksimalnih vrijednosti izlaznih funkcija pripadnosti (*Mean-max memebership method*)

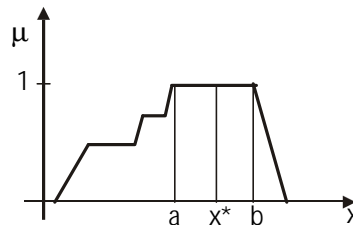
Opisan je algebarskim izrazom:

$$x^* = \frac{a+b}{2}, \quad (4.19)$$

gdje su a i b grani~ne vrijednosti (a -po~etna, b -krajnja) za koje izlazna funkcija pripadnosti, dobijena nakon procesa zaklju~ivanja, ima maksimalnu vrijednost. Primjena ovog metoda predstavljena je na sl. 4.9.



Slika 4.8. Grafi~ki prikaz defazifikacije metodom srednje te`ine.



Slika 4.9. Grafi~ki prikaz postupka defazifikacije metodom srednje vrijednosti odre|ene iz maksimalnih vrijednosti izlaznih funkcija pripadosti.

4.3 PROGRAMSKI ALATI ZA SINTEZU FAZI SISTEMA

Fuzzy Logic Toolbox obezbje|uje korisnicima programskog paketa Matlab alat, da kreiraju i prika`u fazi sistem u Matlab okru`enju, ili da ga integri{u u simulacioni model napravljen u Simulink-u, ili -ak i da naprave nezavisne C programe koji proisti-u iz fazi sistema izgra|enih u Matlab-u.

Fuzzy Logic Toolbox obezbje|uje 3 vrste alata [10]:

- uno{enje funkcija sa komandne linije Matlab-a,
- grafi~ki interaktivni alat i
- Simulink blokove i primjere.

Prvu vrstu alata sa~injavaju funkcije koje korisnik mo`e da pozove sa komandne linije alata, ili da ih koristi u vlastitim aplikacija u cilju sinteze fazi sistema. Tipi~na funkcija koja se koristi za obuku fazi sistema je *anfis*. Ona koristi hibridni metod za identifikaciju parametara *Sugeno* tipa fazi zaklju~ivanja primjenjuju}i kombinaciju metoda najmanjih kvadrata i pravila povratnog prostiranja

4. Sinteza regulatora za pove}enja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

(*backpropagation*). To zna-i da se kod *Sugeno* tipa u modelovanju fazi sistema zaklju-ivanja (FIS) primjenjuju metode koje se koriste u obuci neuronskih mre`a.

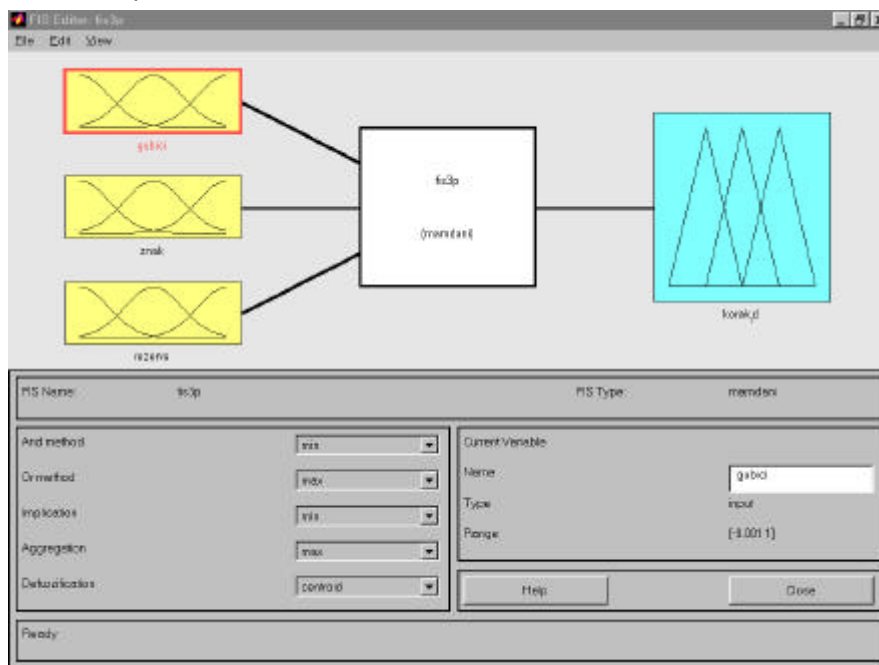
Pravilo povratnog {irenja je najra{irenija princip u obuci neuronskih mre`a i predstavlja osnovu mnogih drugih metoda koje se koriste u vje{ta-koj inteligencije. Obuka se izvodi za ve}i broj ulaznih uzoraka. Za odre |eni vektor ulaza (ulazni uzorak) posmatra se dobijeni izlaz i upore |uje sa o-ekivanom vrijedno}u. Na osnovu razlike izme |u dobijene i o-ekivane vrijednosti na izlazu formira se srednje-kvadratna gre{ka za taj izlaz. Sumiranjem srednje-kvadratnih gre{aka za sve izlaze dobija se ukupna srednje-kvadratna gre{ka za odre |eni ulazni uzorak. Ovako izra-unata gre{ka koristi se za pode{avanje parametara sistema i to vr{e}i modifikaciju parametara idu}i od izlaza prema ulazu. Modifikacija parametara vr{i se gradijentnom metodom. Izra-unavanje gradijenta ukupne srednje kvadratne gre{ke za dati ulazni uzorak dobija se informacija o smjeru promjene parametra kojim se gre{ka smanjuje. Kada se zavr{i pode{avanje parametara, sve do ulaznog nivoa, na ulaz se dovodi ponovo isti uzorak i posmatra izlaz. Postupak se ponavlja sve dok se ne dobije dovoljno mala ukupna srednje-kvadratna gre{ka.

Druga vrsta alata obezbje |uje mogu}nost pristupa mnogobrojnim funkcijama pomo}u grafi-kog interfejsa. Alati ovog grafi-kog interaktivnog interfejsa omogu}uju sintezu baze znanja fazi sistema, njegovu analizu i primjenu.

Tre}a vrsta alata je skup blokova za kori{enje u Simulink-u. Ovi alati omogu}uju jednostavno uklju-enje fazi sistema u Simulink model.

U algoritmu za minimizaciju gubitaka opisanom u ovom radu sinteza fazi sistema izvr{ena je kori{tenjem grafi-kog interfejsa. Ovaj interfejs ima 5 osnovnih alatki koje omogu}avaju sintezu baze znanja, prikaz i analizu fazi sistema. To su:

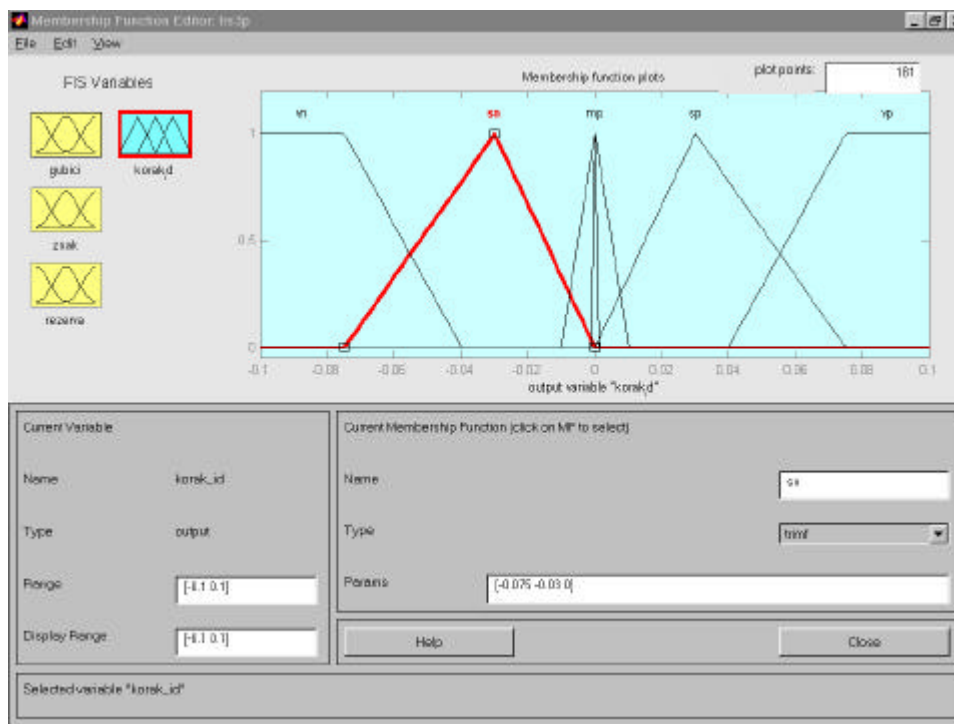
- osnovni prikaz fazi sistema,



Slika 4.10. Osnovni prikaz fazi sistema u Fuzzy Logic Toolbox-u.

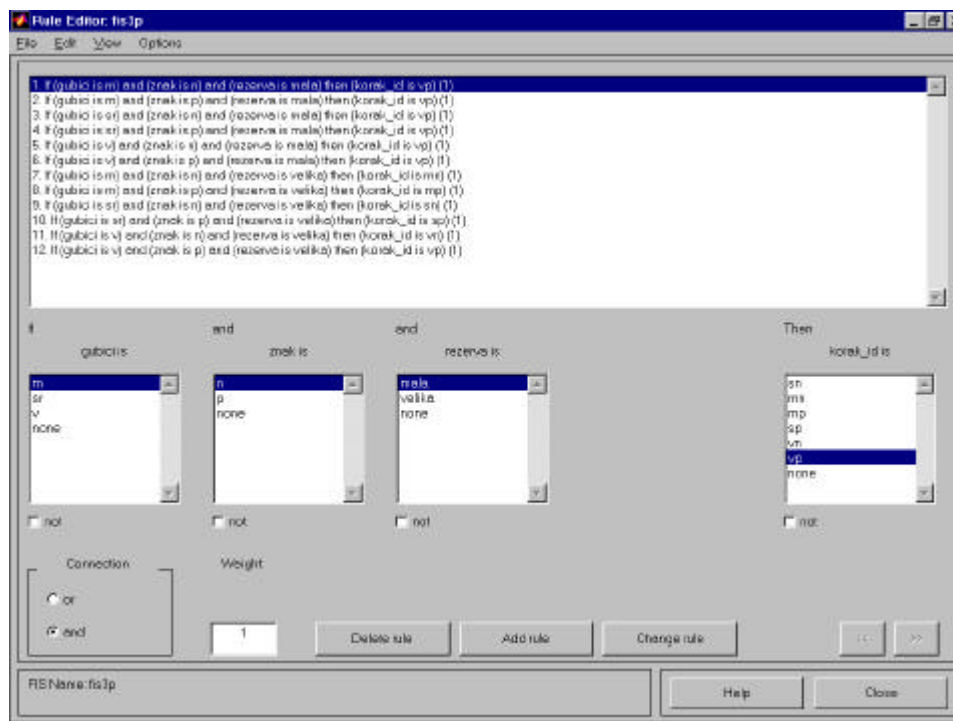
4. Sinteza regulatora za povejanja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

- editor funkcija pripadnosti,



Slika 4.11. Editor funkcija pripadnosti u Fuzzy Logic Toolbox-u.

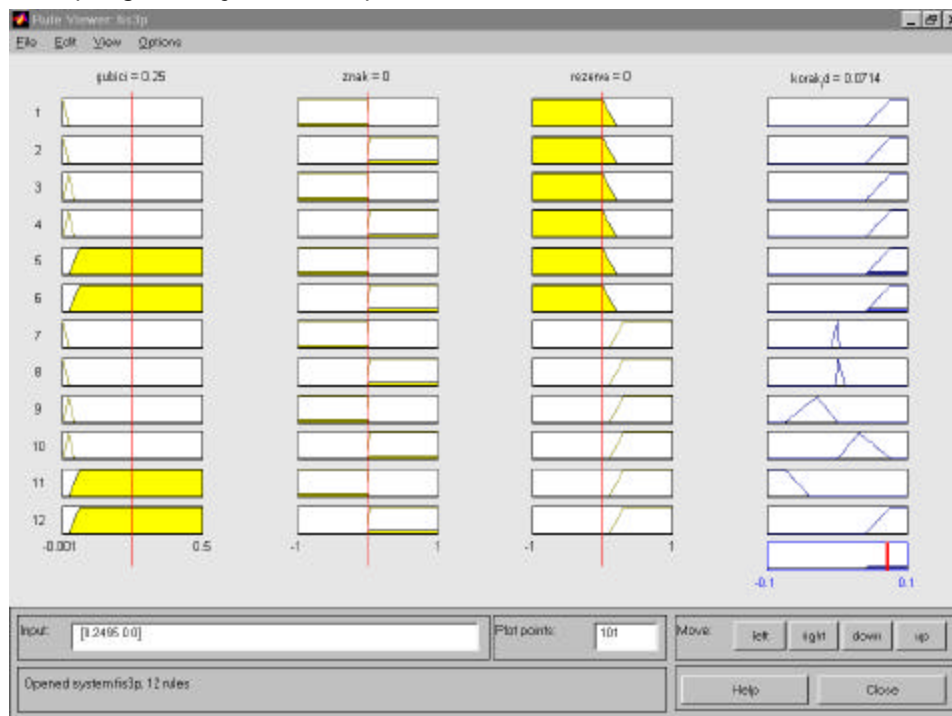
- editor fazi pravila,



Slika 4.12. Editor fazi pravila u Fuzzy Logic Toolbox-u.

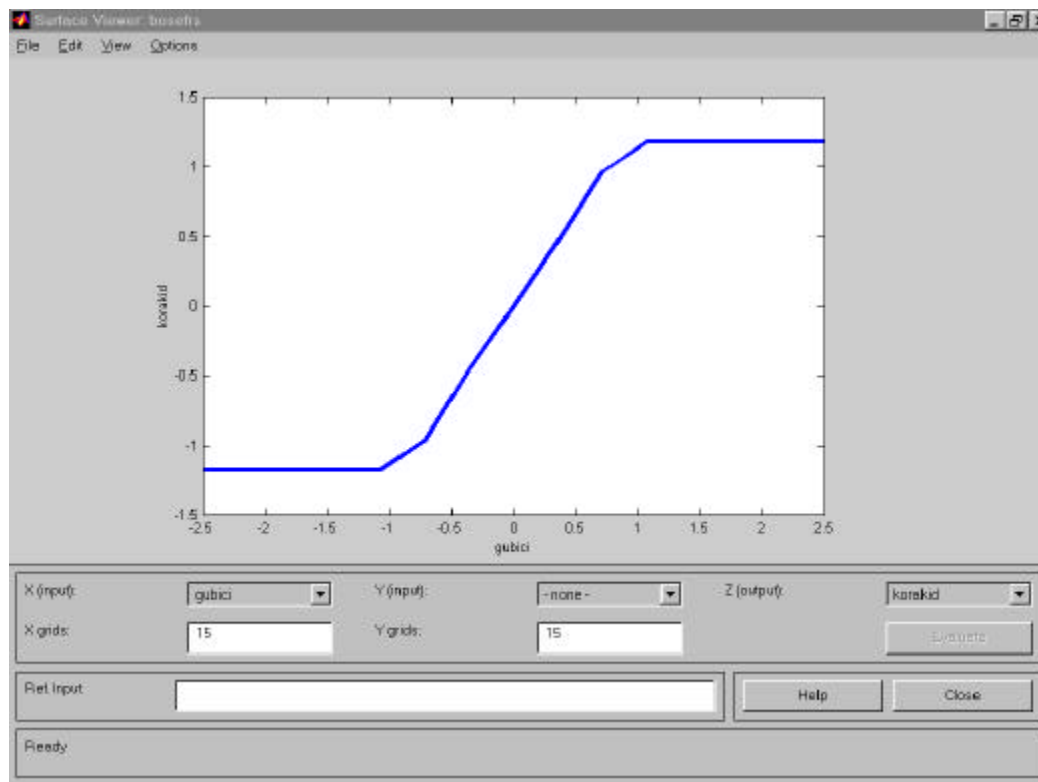
4. Sinteza regulatora za povejanja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

- pregled dejstva fazi pravila i



Slika 4.13. Pregled dejstva fazi pravila u Fuzzy Logic Toolbox-u.

- prikaz generisane upravlja~ke funkcije.



Slika 4.14. Prikaz generisane upravlja~ke funkcije u Fuzzy Logic Toolbox-u.

Osnovni prikaz fazi sistema koristi se za formiranje strukture fazi sistema, odre|ivanje broja i imena ulaznih i izlaznih promjenjivih. U editoru funkcija pripadnosti, za svaku ulaznu i izlaznu promjenjivu, formiraju se funkcije pripadnosti pridru`ene opisnim promjenjivim u sistemu. Editor fazi pravila koristi se za unos fazi pravila kojima se opisuje pona{anje sistema. Pregled dejstva fazi pravila i prikaz generisane upravlja~ke funkcije koristi se samo za analizu pona{anja fazi sistema.

4.4 PROJEKTOVANJE OPTIMIZACIONOG REGULATORA ZA MINIMIZACIJU SNAGE GUBITAKA VEKTORSKI REGULISANOG ASINHRONOG POGONA

Definisanje zadatka i specifikacija zahtjeva

Uz zadatak i zahtjeve koje treba da zadovolji fazi optimizator i koji su opisani u uvodnoj glavi (odjeljak 1.3), potrebno je razmotriti i zahtjeve koji se kao globalni postavljaju pred sve algoritme za minimizaciju gubitaka vektorski regulisanih pogona sa asinhronim motorom. To su [12]:

- 1) pronala`enje optimalne radne ta~ku motora za bilo koju brzinu i optere}enje unutar radnog podru~ja;
- 2) brzo pronala`enje optimalne radne ta~ke;
- 3) potreba za minimalnim brojem senzora;
- 4) jednostavan za primjenu;
- 5) primjenjiv za standardni pogon;
- 6) primjenjiv za bilo koji indukcioni motor ~iji su standardni parametri poznati;
- 7) robustan na iznenadne promjene optere}enja;
- 8) nije osjetljiv na promjene parametara motora.

In`enjerska interpretacija zadatka i zahtjeva

Na osnovu karakteristika *search* algoritama (glava 2., odjeljak 2.2) i specificiranih zahtjeva mo`e se zaklju~iti da regulator treba da obezbjedi brz prelazak pogona u optimalni radni re`im za razli~ite vrijednosti brzine i optere}enja unutar radnog podru~ja i da bude robustan na promjene optere}enja. Ostale zahtjeve uglavnom ispunjavaju algoritmi zasnovani na *search* metodu.

Analizom gubitaka u elektromotornom pogonu (poglavlje 3., odjeljak 3.1) utvr|eno je da je precizan matemati~ki model gubitaka snage u pogonu slo`en i da je zavisnost snage gubitaka od f luksa nelinearna funkcija. Dakle, radi se o nelinearnom sistemu ~iji je model slo`en, a pona{anje poznato, tako da se upravljanje mo`e vr{iti na osnovu pravila po kojima se sistem pona{a. Iz ovoga se mo`e zaklju~iti da bi metod koji se bazira na primjeni fazi logike bio dobar za sintezu regulatora za pove}anje stepena korisnog dejstva.

Za date uslove rada, elektromotorni pogon }e sa stanovi{ta elektri~nih gubitaka imati optimalnu radnu ta~ku kada su gubici u pogonu najmanji. To zna~i da optimizacioni regulator mora kao ulazni podatak imati izmjerenu vrijednost snage gubitaka. Snaga gubitaka se izra~unava prema formuli 3.28 (poglavlje 3., str. 26).

4. Sinteza regulatora za pove}anja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

U svakom koraku, promjenom nivoa fluksa (struje i_d), treba postiti da snaga gubitaka bude manja. Da bi se utvrdio korak i smjer promjene struje i_d , potrebno je u okviru optimizacionog regulatora odrediti veli-inu promjene snage gubitaka i njen znak. Promjena snage gubitaka u n -tom koraku data je sa:

$$\Delta P_g = P_g(n) - P_g(n-1), \quad (4.20)$$

gdje su $P_g(n)$ i $P_g(n-1)$ vrijednosti snage gubitaka u n -tom i $(n-1)$ -om koraku. Veli-ina koraka promjene snage gubitaka DP_g govori nam o "udaljenosti" od optimalnog radnog re`ima.

Optimizacioni regulator ne smije da naru{i kvalitativne karakteristike pogona, {to se posebno odnosi na regulaciju odre|enih veli-ina u pogonu kao {to su mehani~ka brzina w_r , ili pozicija J_r . Iz tog razloga, ulazni podatak u optimizacioni regulator treba da bude referentna vrijednost elektromagnetnog momenta (M_{em}^*) dobijena na izlazu brzinskog regulatora. U okviru optimizacionog regulatora ne smije se mijenjati vrijednost M_{em}^* . Kada do|e do promjene struje i_d , eventualno manju vrijednost struje i_d potrebno je "nadomjestiti" ve}om vrijednosti aktivne komponente vektora statorske struje (jedna-ina 2.7, str. 12), i obrnuto, ~ime se zadr`ava zadata vrijednost elektromagnetnog momenta.

Fazi regulator djeluje tako da u datim uslovima rada pogona prilago|ava nivo fluksa u motoru u cilju smanjenja elektri-nih gubitaka. Prirodno, ako je pogon optere}en sa optere}enjem koje je manje od nominalnog, u cilju smanjenja gubitaka, fluks a samim tim i struja i_d ($Y_r = L_m i_d$) ima}e vrijednosti koje su manje od nominalne. Ako motor radi sa fluksom manjim od nominalnog, pri naglim promjenama optere}enja mo`e se dogoditi da rezerva struje i_q ($Di_q = i_{qmax} - i_q$) nije dovoljna da se ostvari odgovaraju}a vrijednost elektromagnetnog momenta (jedna-ina 2.7, str. 12), pa dolazi do ne`eljenog propada brzine. Zbog toga, u okviru fazi regulatora treba da postoji mehanizam koji prati rezervu struje i_q u odnosu na potrebnu rezervu elektromagnetnog momenta.

Na osnovu izlo`enog, mo`e se zaklju~iti da se pri odre|ivanju nove vrijednosti struje i_d moraju pratiti stanja slijede}e 3 veli-ine: korak promjene snage gubitaka (DP_g), znak DP_g ($\text{sgn}(DP_g)$) i rezerva struje i_q (Di_q). Zbog toga je i predlo`en fazi kontroler sa 3 ulaza (DP_g , $\text{sgn}(DP_g)$, Di_q) i jednim izlazom, korakom promjene struje (Di_d).

Projektovanje optimizacionog regulatora

Na osnovu interpretacije specificiranih zahtijeva, formiran je model za pove}anje stepena korisnog dejstva vektorski regulisanih pogona sa asinhronim motorom -iji je blok dijagram predstavljen na sl. 4.15.

Ulazi u optimizacioni regulator su snaga gubitaka, referentna vrijednost elektromagnetnog momenta i struja i_d , a izlazi, nove referentne vrijednosti struja i_d i i_q .

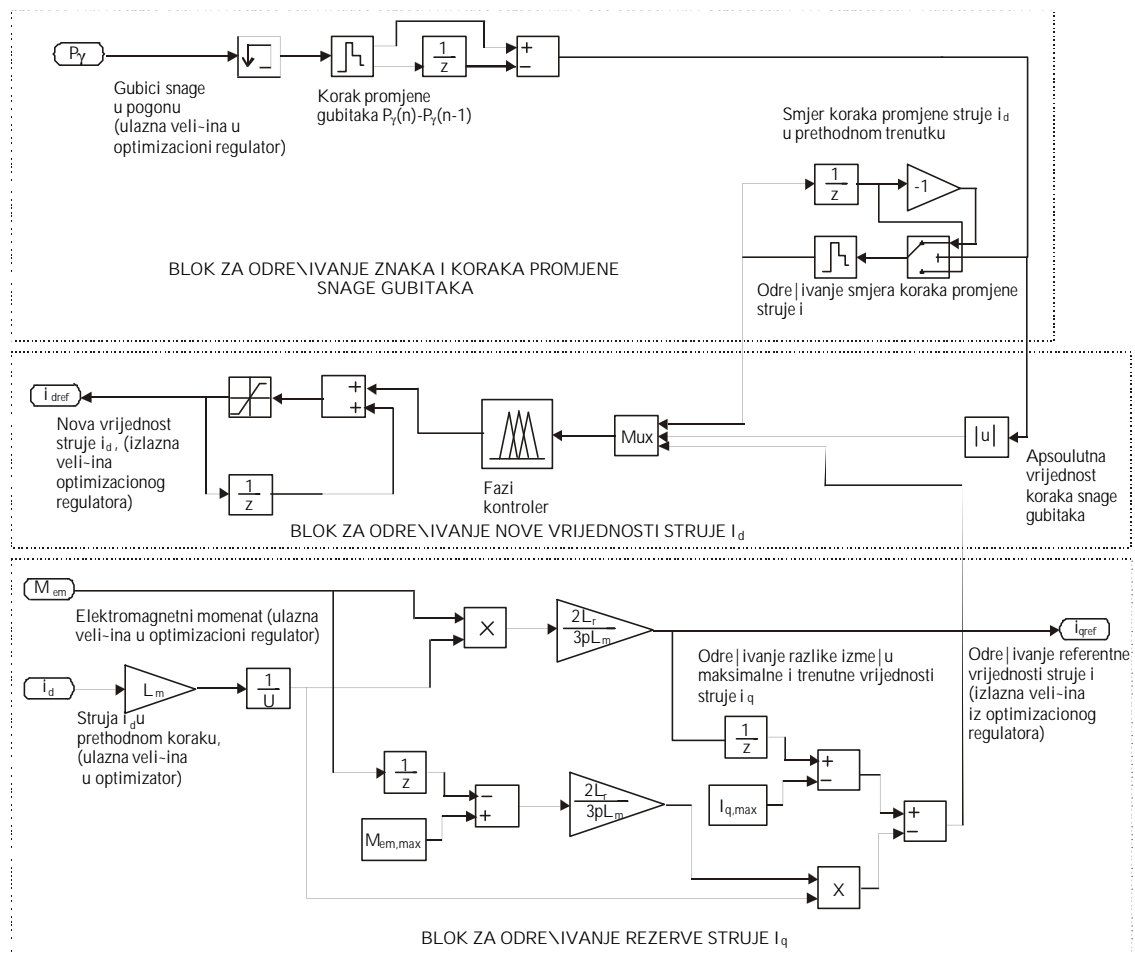
Model optimizacionog regulatora mogao bi se podijeliti u 3 bloka (sl. 4.15):

- blok u kome se odre|uje korak promjene snage gubitaka i znak te promjene;

4. Sinteza regulatora za pove}anja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

- blok u kome se odre|uje rezerva struje i_q ;
- blok sa fazi kontrolerom u kome se odre|uje nova vrijednost struje i_d .

Ulazna veli-ina u blok u kome se odre|uju DP_g i $\text{sgn}(DP_g)$ je snaga gubitaka P_g . Izmjerena snaga gubitaka oduzima se od vrijednosti snage gubitaka u pretdnom koraku (jedna-ina 3.13). Apsolutna vrijednost koraka promjene snage gubitaka je jedna ulazna promjenjiva u fazi kontroler. Znak promjene snage gubitaka koristi se za odre|ivanje smjera promjene struje i_d . Naime, ako je korak promjene snage gubitaka pozitivan, gubici snage rastu, pa je potrebno invertovati smjer koraka struje i_d . Suprotno, ako je korak promjene snage gubitaka negativan, gubici snage se smanjuju, pa smjer promjene struje i_d treba da bude isti kao u prethodnom koraku. Smjer koraka struje i_d je, tako|e, ulazna promjenjiva u fazi kontroler. Treba re}i da je znak promjene struje i_d ista *crisp* promjenjiva, ne sadr}i nikakvu neodre|enost i kao takva ne bi trebala biti fazi promjenjiva. U radu [10], znak koraka struje i_d se odre|uje, ali se ne uvodi u fazi kontroler. Izlaz iz fazi kontrolera je apsolutna vrijednost koraka promjene struje i_d , a znak promjene dodjeljuje se naknadno izvan fazi kontrolera. Me|utim, u ovoj varijanti regulatora u kome je i rezerva struje i_q ulazna fazi promjenjiva, potrebno je i da znak promjene struje i_d bude ulazna promjenjiva u kontroler.



Slika 4.15. Blok dijagram optimizacionog regulatora za pove}anje stepena korisnog dejstva vektorski regulisanih pogona sa asinhronim motorom.

4. Sinteza regulatora za pove}enja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

U bloku u kome se odre|uje rezerva struje i_q , s jedne strane prati se razlika izme|u maksimalne i trenutne vrijednosti elektromagnetnog momenta ($M_{em,max} - M_{em}$), a s druge strane razlika izme|u maksimalne i trenutne vrijednosti struje i_q ($\mathbf{D}i_q = i_{q,max} - i_q$). Iz razlike maksimalne i trenutne vrijednosti elektromagnetnog momenta i trenutne vrijednosti magnetizacione komponente vektora statorske struje odre|uje se potrebna rezerva struje i_q :

$$\Delta i_q^{(m)} = \frac{M_{em,max} - M_{em}}{k_1 i_d} \quad (4.21)$$

Razlika ove dvije rezerve aktivne komponente vektora statorske ($\mathbf{D}i_q - \mathbf{D}i_q^{(m)}$) struje uvodi se, kao ulazna promjenjiva, u fazi kontroler. Na osnovu vrijednosti ove ulazne velicine obueni fazi kontroler }e preduzimati odgovaraju}e korake kojima }e se uvijek odr`avati dovoljna rezerva struje i_q . U ovom slu~aju pogon }e bez obzira na rad optimizacionog regulatora, u slu~aju potrebe, mo}i “odgovoriti” sa maksimalnom vrijedno{}u momenta. Naime, cilj je da rezerva struje $\mathbf{D}i_q^{(m)}$ bude manja od rezerve $\mathbf{D}i_q^*$, jer je to uslov da se iz postoje}eg stanja mo`e razviti maksimalni momenat. Ako ovaj uslov nije ispunjen, optimizacioni regulator ne}e dozvoliti dalje smanjenje fluksa, iako, mo`da, nije postignuta optimalna radna ta~ka. [ta vi}e, regulator momenta treba da pove}ava struju i_d sve dok rezerva momenta ne bude dovoljna. S druge strane, ako je rezerva $\mathbf{D}i_q^* - i_q^{(m)}$ dovoljno velika, ova velicina ne uti}e na izlaz fazi kontrolera. Primjenom kontrole rezerve struje i_q posti}e se slijede}e:

- smanjena je osjetljivost pogona na promjene optere}enja,
- smanjeni su gubici snage u prelaznim re`imima i
- pobolj}ane su regulacione karakteristike pogona.

U ovom pristupu ima i jedan nedostatak. Za mala optere}enja pogon ne}e raditi u optimalnoj radnoj ta~ki, ve} blizu te radne ta~ke.

Fazi kontroler

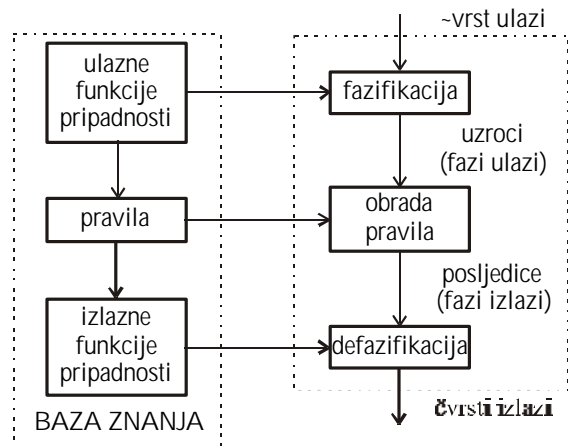
Projektovanje fazi kontrolera sastoji se iz projektovanja baze znanja, u okviru ~ega je potrebno:

- odrediti ulazne funkcije pripadnosti,
- odrediti izlazne funkcije pripadnosti,
- formirati skup pravila,
- odabrati metod fazi zaklju~ivanja i
- odabrati metod defazifikacije.

Struktura fazi kontrolera prikazana je na sl. 4.16.

Da bi se odredile funkcije pripadnosti za svaku ulaznu fazi promjenjivu potrebno je poznavati pona{anje te promjenjive u sistemu. Na osnovu pra}enja ulazne velicine odre|uje se broj funkcija pripadnosti, njihov oblik, domen i stepen pripadnosti za predefinisane oblasti.

4. Sinteza regulatora za pove}anja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom



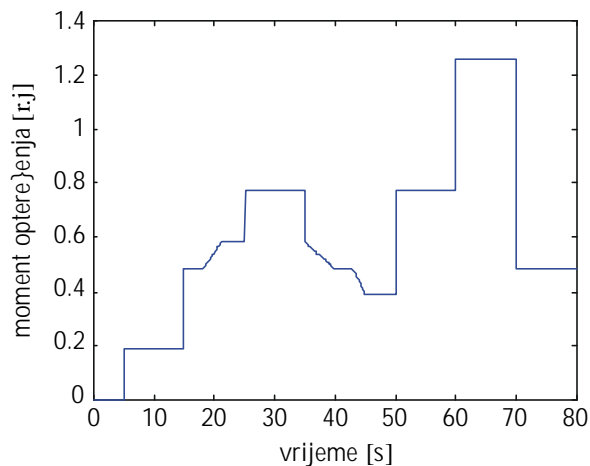
Slika 4.16. Struktura fazi kontrolera.

Fazi kontroler u ovom algoritmu ima 3 ulazne promjenjive. To su:

- korak promjene snage gubitaka-apsolutna vrijednost,
- znak promjene snage gubitaka i
- rezerva aktivne komponente statorske struje.

Na slici 4.17. prikazan je talasni oblik momenta optere}enja za koji su posmatrani gubici u motoru. Ovakav talasni oblik je izabran da bi se u obzir uzeli i razli-iti slu-ajevi koji se mogu pojaviti u praksi, linearne i skokovite promjene momenta optere}enja. Posmatraju}i talasni oblik snage gubitaka (sl. 4.18) za slu-aj momenta optere}enja sa slike 4.17. i pri nominalnom fluksu, mo`e se zaklju-iti da su za predstavljanje pona{anja promjene snage gubitaka, kao ulazne promjenjive u fazi kontroler, potrebne 3 funkcije pripadnosti:

- mala promjena snage gubitaka,
- srednja promjena snage gubitaka i
- velika promjena snage gubitaka.



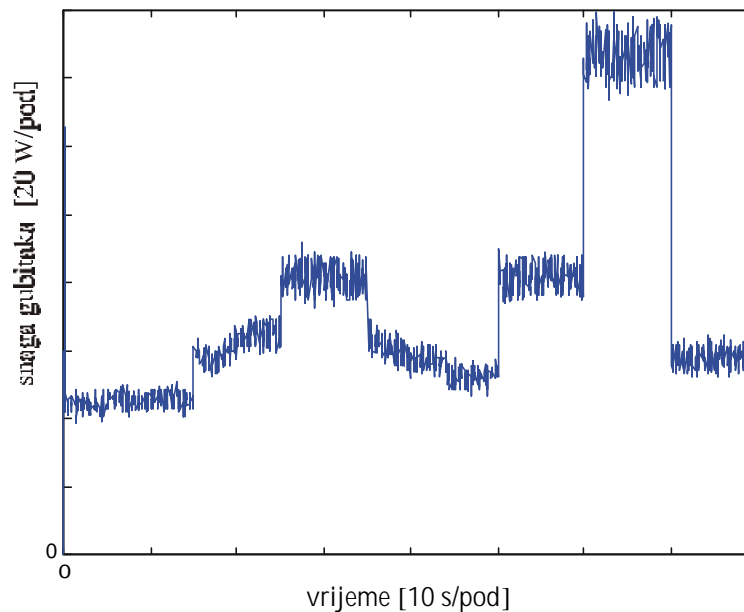
Slika 4.17. Talasni oblik momenta optere}enja pogona za koji je vr{eno izra-unavanje snage gubiitka.

4. Sinteza regulatora za povećanja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

Mala promjena snage gubitka je u blizini optimalne radne tačke pogona. Ovakvo stanje ima se pri konstantnoj izlaznoj snazi, nakon završetka prelaznog procesa, odnosno kada optimizacioni regulator prilagodi nivo fluksa u mašini u cilju smanjenja gubitaka.

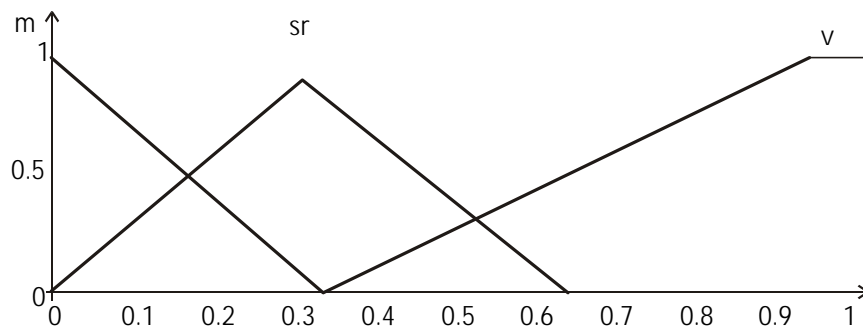
Srednja promjena snage gubitaka ima se u toku prelaznih procesa, za manju skokovitu, ili linearnu promjenu izlazne snage.

Velika promjena snage gubitaka javlja se na početku prelaznog procesa, posebno pri većim skokovitim promjenama momenta opterećenja kada je radna tačka pogona daleko od optimalne.



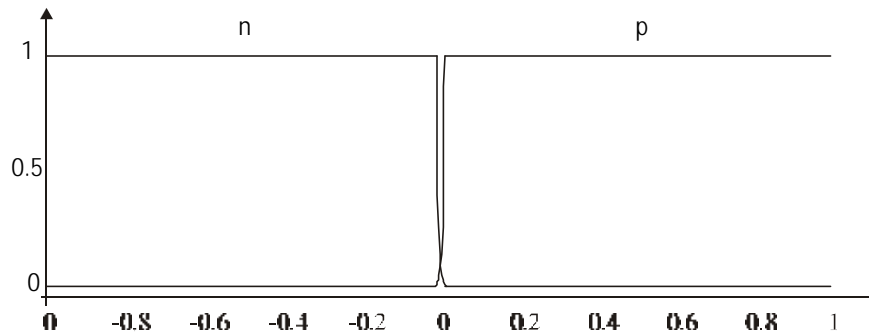
Slika 4.18. Grafik snage električnih gubitaka za moment opterećenja sa sl. 4.17 i pri nominalnom fluksu.

Normalizovane funkcije pripadnosti koraka promjene snage gubitaka kao ulazne fazi promjenjive prikazane su na sl. 4.19.



Slika 4.19. Funkcije pripadnosti ulazne fazi promjenjive "korak promjene snage gubitaka".

Znak koraka promjene snage gubitaka je *crisp* promjenjiva, ali se iz već opisanih razloga uvodi kao ulazna promjenjiva u fazi kontroler. U ovom slučaju znak može imati samo dvije vrijednosti, pozitivnu (p), ili negativnu (n). Funkcije pripadnosti ove promjenjive prikazane su na sl. 4.20. Malo preklapanje između p i n funkcije pripadnosti neophodno je zbog uspješnog izvođenja defazifikacione metode, odnosno da bi se spriječili neekvivalentni rezultati kada je promjena struje i_d mala.

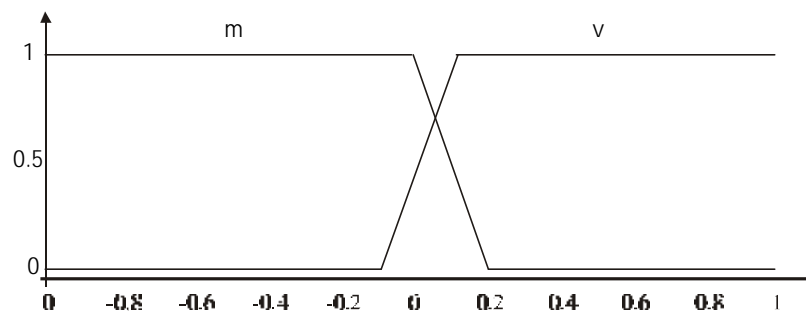


Slika 4.20. Funkcije pripadnosti ulazne fazi promjenjive "znak koraka promjene snage gubitaka".

Rezerva struje i_q treba da ima veću vrijednost od rezerve struje $i_q^{(m)}$, određene na osnovu razlike između maksimalne i trenutne vrijednosti elektromagnetnog momenta, zbog već opisanih razloga. Razlika $\mathbf{D}i_q^* - \mathbf{D}i_q^{(m)}$ je ulazna promjenjiva fazi kontrolera. Za ovu fazi promjenjivu potrebne su 2 funkcije pripadnosti:

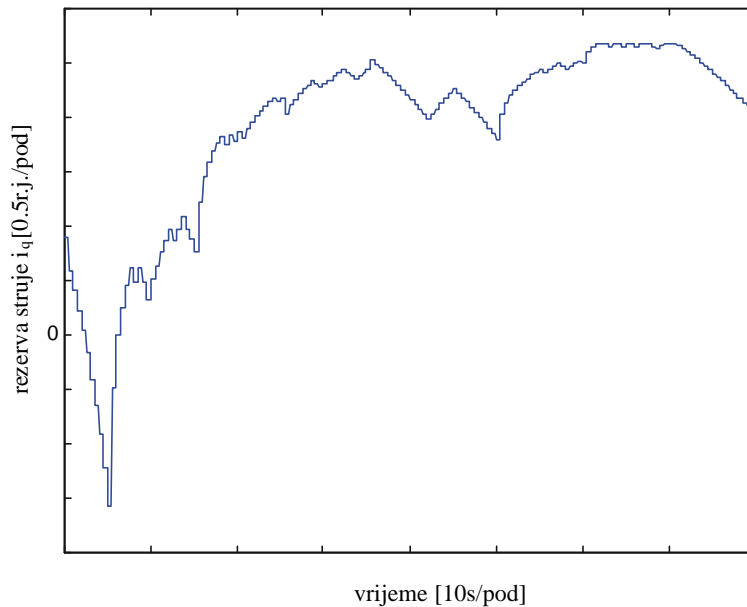
- mala rezerva (mr) i
- velika rezerva (vr).

Mala rezerva je ako je $\mathbf{D}i_q^* - \mathbf{D}i_q^{(m)} < 0$, ili ima malu pozitivnu vrijednost (sl. 4.21). Ako je $\mathbf{D}i_q^* - \mathbf{D}i_q^{(m)}$ dovoljno veliko (veće od 0.2 [r.j.]) ova veličina ne utiče na generisanje izlaza (koraka struje i_d). Normalizovane funkcije pripadnosti rezerve struje i_q prikazane su na sl.4.21. Na sl. 4.22. prikazan je normalizovani graf funkcije $\mathbf{D}i_q^* - \mathbf{D}i_q^{(m)}$ za opterećenje sa sl. 4.17 i za optimizacioni regulator opisan u radu [13] koji nema kontrolu rezerve struje i_q . Iz ovog grafika se vidi da pri malim vrijednostima momenta opterećenja (manje od $0.3 M_{em}$), u cilju određivanja optimalne radne tačke, struja i_d ima malu vrijednost. Vrijednost $\mathbf{D}i_q^* - \mathbf{D}i_q^{(m)}$ je negativna, tako da ne postoji dovoljna rezerva momenta i pogon je osjetljiv na promjene opterećenja.



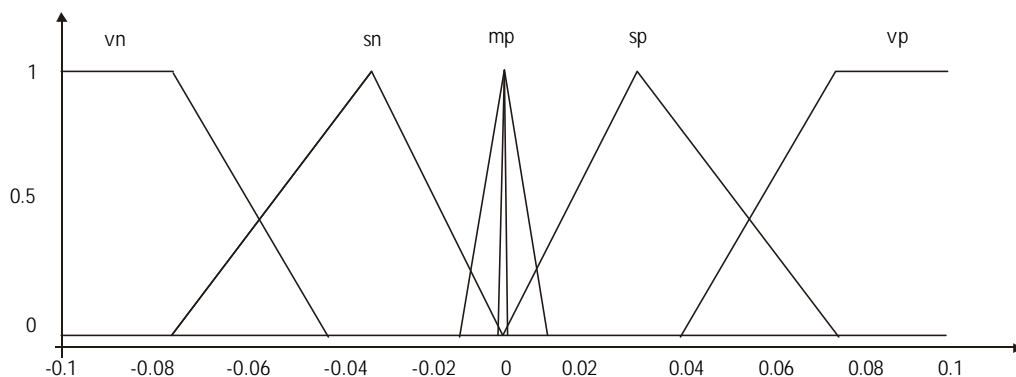
Slika 4.21. Funkcije pripadnosti ulazne fazi promjenjive "rezerva struje i_q ".

4. Sinteza regulatora za pove}anja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom



Slika 4.22. Grafik rezerve struje i_q za optimizacioni regulator bez kontrole rezerve struje i_q i za optere}enje sa sl. 4.17.

Korak promjene struje i_d (Δi_d) je izlazna promjenjiva fazi kontrolera. On mo`e imati i pozitivnu i negativnu vrijednost. Uz uslov da je rezerva struje i_q dovoljno velika, korak promjene snage gubitaka je veli-ina koja prvenstveno odre }uje korak promjene struje i_d . Ovo je i razlog zbog koga broj funkcija pripadnosti promjenjive $\mathbf{D}i_d$ odgovara broju funkciju pripadnosti ulazne promjenjive $\mathbf{D}P_g$. Jedino je ovaj broj za promjenjivu $\mathbf{D}i_d$ dva puta ve }i, da bi se pokrili slu }ajevi i pozitivnog i negativnog koraka struje i_d (sl. 4.23).



Slika 4.23. Funkcije pripadnosti izlazne fazi promjenjive "korak struje i_d ".

Baza znanja sadr`i i skup pravila koji predstavlja spregu izme }u funkcija pripadnosti ulaznih promjenjivih i funkcija pripadnosti izlaznih promjenjivih. Skupom pravila odre }uje se kako i u kojoj mjeri ulazne veli-ine uti }u na formiranje izlaza,

4. Sinteza regulatora za povećanja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

odnosno definiše se ponašanje sistema. U ovom algoritmu za povećanje stepena korisnog dejstva baza znanja fazi kontrolera ima 12 pravila koja su predstavljena u tabeli 4.2.

Tabela 4.2 Fazi pravila primjenjena u fazi kontroleru za povećanje stepena korisnog dejstva.

Broj pravila	Pravilo
1.	IF gubici is m (mali) AND znak is n (negativan) AND rezerva is m (mala rezerva) THEN korak_id is vp (veliki pozitivan)
2.	IF gubici is m (mali) AND znak is p (pozitivan) AND rezerva is m THEN korak_id is vp
3.	IF gubici is sr (srednji) AND znak is n AND rezerva is m THEN korak_id is vp
4.	IF gubici is sr AND znak is p AND rezerva is m THEN korak_id is vp
5.	IF gubici is v (veliki) AND znak is n AND rezerva is m THEN korak_id is vp
6.	IF gubici is v AND znak is p AND rezerva is m THEN korak_id is vp
7.	IF gubici is m AND znak is n AND rezerva is v (velika rezerva) THEN korak_id is mn (mali negativan)
8.	IF gubici is m AND znak is p AND rezerva is v THEN korak_id is mp (mali pozitivan)
9.	IF gubici is sr AND znak is n AND rezerva is v THEN korak_id is sn (srednji negativan)
10.	IF gubici is sr AND znak is p AND rezerva is v THEN korak_id is sp (srednji pozitivan)
11.	IF gubici is v AND znak is n AND rezerva is v THEN korak_id is mn (veliki negativan)
12.	IF gubici is v AND znak is p AND rezerva is v THEN korak_id is mn (veliki pozitivan)

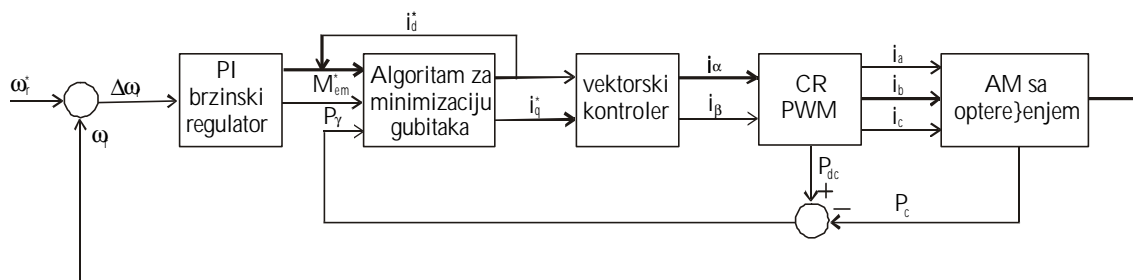
Grafi-ki interfejs *Fuzzy Logic Toolbox*-a omogućuje projektantu i izbor metoda fazi zaključivanja i metoda defazifikacije. Primjenjeni su metodi koji se najviše koriste, a to su *Mamdani* metod fazi zaključivanja i *centroid* metod defazifikacije.

4.5 TESTIRANJE I VERIFIKACIJA ALGORITMA ZA MINIMIZACIJU GUBITAKA ELEKTRI^NIH POGONA SA ASINHRONIM MOTOROM

Testiranje i verifikacija algoritma za minimizaciju gubitaka sastoji se iz 2 dijela:

1. Testiranje rada algoritma u modelu elektri-nog pogona simulacijom u programskom paketu Matlab-Simulink;
2. Eksperimentalna provjera rada algoritma.

Testiranje rada algoritma putem simulacije vr{i se tako {to se najprije model optimizacionog regulatora uklju~i u model pogona. Zatim se vr{i simulacija rada cijelog pogona, zajedno sa optimizatorom. Na kraju, upore|uju se rezultati dobijeni simulacijom, za slu~aj rada pogona bez bloka za minimizaciju i sa ovim blokom. Testiranje treba da poka`e kakve su vrijednosti kriterijumskih funkcija (jed. 4.11 i 4.13). To zna~i da je potrebno vidjeti kakvi su grafici struje i_d , grafici snage gubitaka i kolika je srednja vrijednost snage gubitaka kada postoji optimizator i kada ga nema. Model pogona za koji je vr{ena simulacija prikazan je na sl. 4.24.



Slika 4.24. Blok {ema pogona sa primjenom algoritma za minimizaciju gubitaka.

Model pogona se sastoji iz:

- brzinskog regulatora,
- bloka za minimizaciju gubitaka,
- vektorskog kontrolera,
- naponskog invertora i
- modela asinhronog motora sa optere}enjem.

Model pogona za koji je vr{ena simulacija radi na slijede}i na-in.

Regulaciona petlja po brzini zatvara se preko brzine mjerene inkrementalnim enkoderom (w_r). U brzinskom regulatoru porede se referentna i izmjerena vrijednost brzine i signal gre{ke uvodi se u regulator. Brzinski *PI* regulator, na osnovu ovog signala gre{ke, generi{e referentnu vrijednost elektromagnetnog momenta kao upravlj~-ku veli~inu. Zadati moment M_{em}^* , referentna vrijednost struje i_d u prethodnom koraku i izra-unata snaga gubitaka dovode se na ulaz fazi kontrolera za minimizaciju gubitaka. Na osnovu ovih veli~ina, ograni~enja maksimalno dozvoljenog fluksa u ma{ini (i_d komponente statorske struje) i strujnog limita i_q komponente struje, kontroler zadaje referentne struje statora po *d* i *q* osi. Ove struje se dovode u vektorski kontroler, koji odre|uje polo`aj sinhrono rotiraj}eg koordinatnog sistema i generi{e

4. Sinteza regulatora za pove}enja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

referentne struje i_a^* i i_b^* . Referentne struje se dovode u strujno regulisani naponski inverter (CRPWM) koji napaja motor. Inverter je sa histerezisnim strujnim regulatorom. Na vratilu motora nalazi se i inkrementalni enkoder koji daje informaciju o brzini obrtanja vratila. Umjesto mjerene brzine, mo`e se koristiti estimirana brzina, te se predlo`eni algoritam za minimizaciju gubitaka mo`e primijeniti i kod pogona bez dava~a brzine na osovini motora (*sensorless*). Ulazna snaga mjeri se u jednosmjernom me|ukolu, a izlazna se odre|uje u modelu motora na osnovu izmjerene brzine i elektromegnetnog momenta.

Parametri motora za koje je vr{ena simulacija dati su u prilogu 1. rada. Uslovi u kojima je simulacija vr{ena su slijede}i:

- po~etna vrijednost struje i_d jednaka je njenoj nominalnoj vrijednosti;
- vrijednost struje i_d kre}e se u intervalu

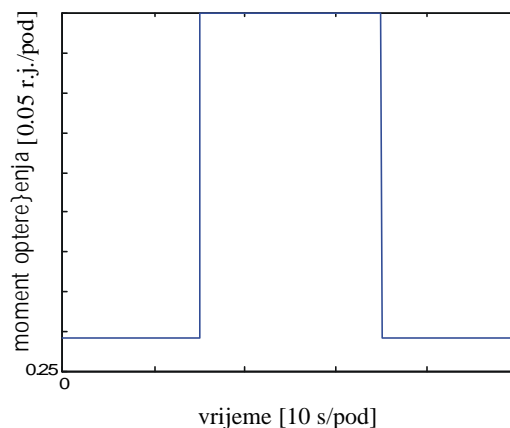
$$0.3i_{dn} \leq i_d \leq 1.2i_{dn};$$

- oscilacije struje i_d oko optimalne vrijednosti iznose $\pm Di_{dmin}$, gdje je i_{dmin} vrijednost najmanjeg koraka promjene i_d koji se primjenjuje u konkretnom optimizacionom algoritmu;
- referentna mehani~ka brzina je konstantna i iznosi $0.5w_{mn}$;
- moment optere}enja se mijenja u opsegu od 0 do $0.8M_{emni}$, a njegov oblik grafi~ki je predstavljen za svaku simualciju;
- trajanje svake simulacije je 50s.

Simuliran je rad pogona u uslovima promjenjivog optere}enja i to za 3 slu~aja:

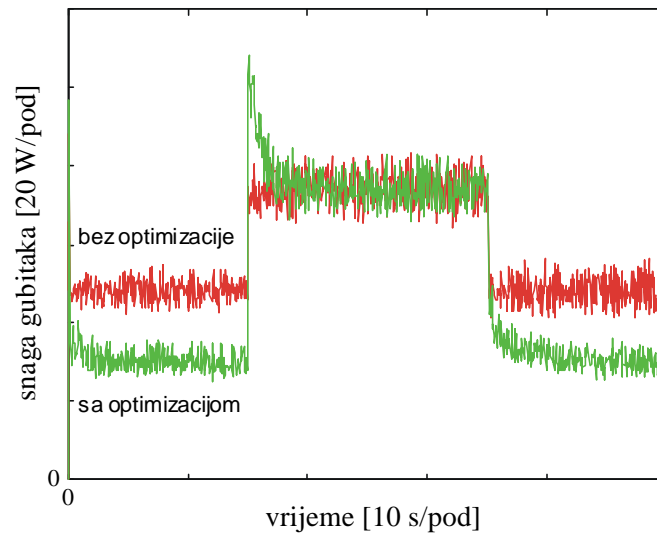
- skokovite promjene momenta optere}enja,
- linearne promjene momenta optere}enja i
- skokovite i linearne promjene momenta optere}enja.

Za svaki od ovih slu~ajeva prikazani su grafik momenta optere}enja, struje i_d , snage gubitaka sa optimizacijom i bez optimizacije, te broj~ane vrijednosti srednje snage gubitaka.

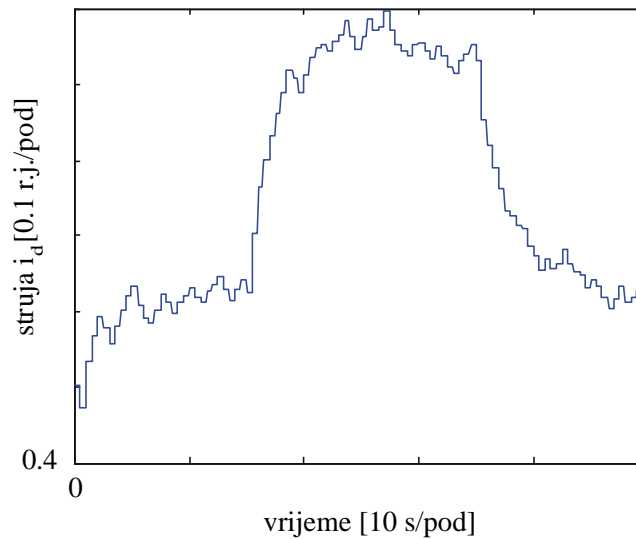


Slika 4.25. Grafik momenta optere}enja za koji je vr{ena simulacije-skokovita promjena.

4. Sinteza regulatora za pove}enja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom



Slika 4.26. Grafici snage gubitaka modela bez optimizacije i modela sa optimizacijom za moment optere}enja sa sl. 4.25.



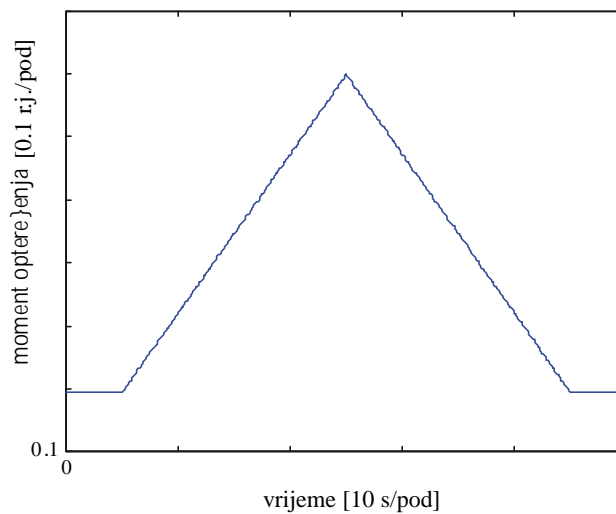
Slika 4.27. Grafik struje i_d modela pogona sa optimizacijom za moment optere}enja sa sl. 4.25.

Srednje vrijednosti snage gubitaka za model sa algoritmom za minimizaciju i bez algoritma za minimizaciju gubitaka, pri momentu optere}enja prikazanom na sl. 4.25., prikazani su u tabeli 4.3.

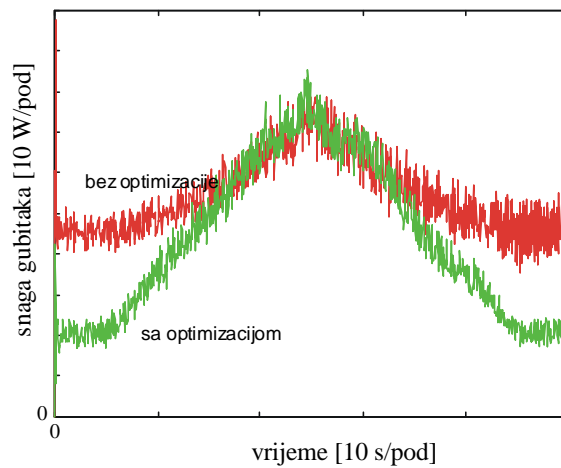
4. Sinteza regulatora za pove}enja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

Tabela 4.3. Srednje vrijednosti snage gubitaka za model sa optimizacionim regulatorom i bez optimizacionog regulatora i pri skokovitoj promjeni optere}enja.

<i>Model pogona</i>	<i>Srednja vrijednost snage gubitaka</i>
<i>bez optimizacionog regulatora</i>	<i>58.4410</i>
<i>sa optimizacionim regulatorom</i>	<i>51.3694</i>

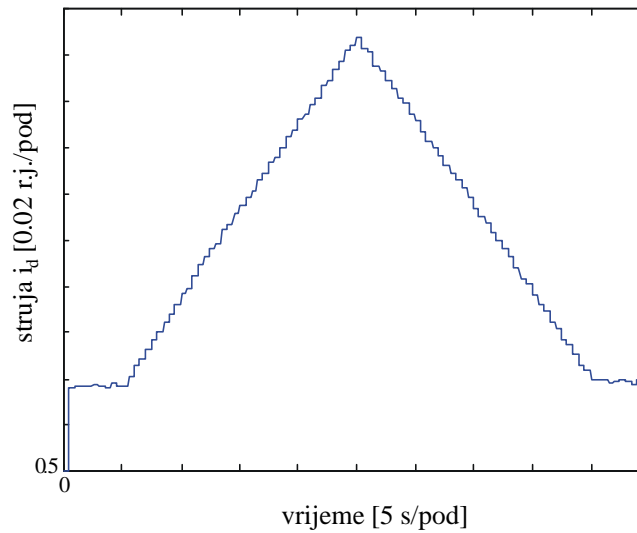


Slika 4.28. Grafik momenta optere}enja za koji je vr}ena simulacije-linearna promjena.



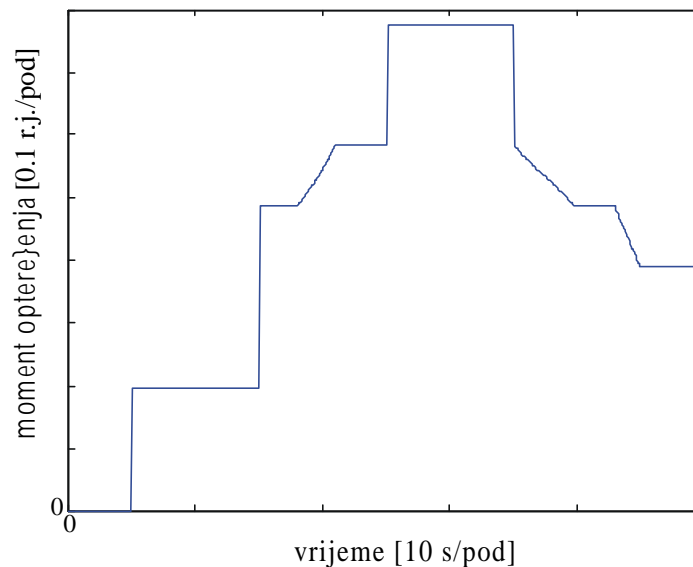
Slika 4.29. Grafici snage gubitaka modela bez optimizacije i modela sa optimizacijom za moment optere}enja sa sl. 4.28.

4. Sinteza regulatora za pove}anja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom



Slika 4.30. Grafik struje i_d modela pogona sa optimizacijom za moment optere}enja sa sl. 4.28.

Srednje vrijednosti snage gubitaka za model sa algoritmom za minimizaciju i bez algoritma za minimizaciju, pri momentu optere}enja prikazanom na sl. 4.28., prikazani su u tabeli 4.4.

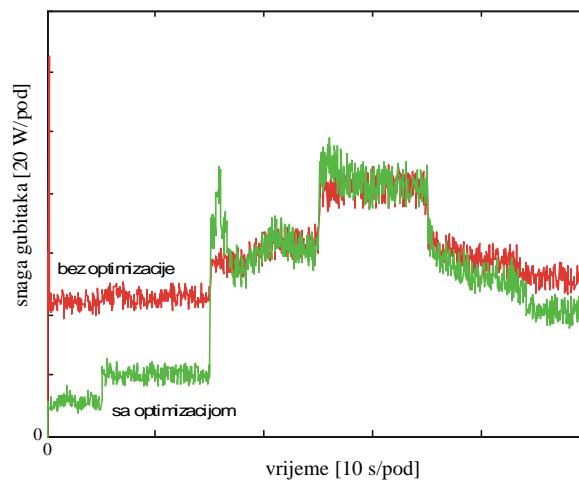


Slika 4.31. Grafik momenta optere}enja za koji je vr}ena simulacija-linearna i skokovita promjena.

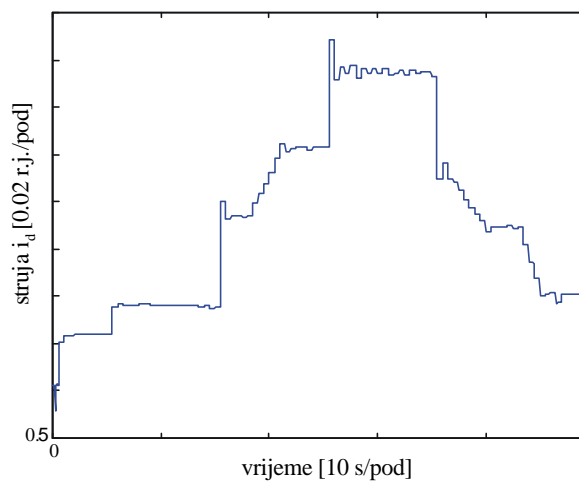
4. Sinteza regulatora za povećanja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

Tabela 4.4. Srednje vrijednosti snage gubitaka za model sa optimizacionim regulatorom i bez optimizacionog regulatora i za linearnu promjenu momenta opterećenja.

Model pogona	Srednja vrijednost snage gubitaka
bez optimizacionog regulatora	54.5133
sa optimizacionim regulatorom	44.2335



Slika 4.32. Grafici snage gubitaka modela bez optimizacije i modela sa optimizacijom za moment opterećenja sa sl. 4.31.



Slika 4.33. Grafik struje i_d modela pogona sa optimizacijom za moment opterećenja sa sl. 4.31.

4. Sinteza regulatora za povećanja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

Srednje vrijednosti snage gubitaka za model sa algoritmom za minimizaciju i bez algoritma za minimizaciju pri momentu opterećenja prikazanom na sl. 4.31. prikazani su u tabeli 4.5.

Tabela 4.5. Srednje vrijednosti snage gubitaka za model sa optimizacionim regulatorom i bez optimizacionog regulatora za linearnu i skokovitu promjenu momenta opterećenja.

<i>Model pogona</i>	<i>Srednja vrijednost snage gubitaka</i>
<i>bez optimizacionog regulatora</i>	<i>59.0751</i>
<i>sa optimizacionim regulatorom</i>	<i>49.8813</i>

4.6 POREĐENJE KARAKTERISTIKA PREDLOŽENOG ALGORITMA SA SLIČNIM PUBLIKOVANIM ALGORITMIMA ZA MINIMIZACIJU GUBITAKA

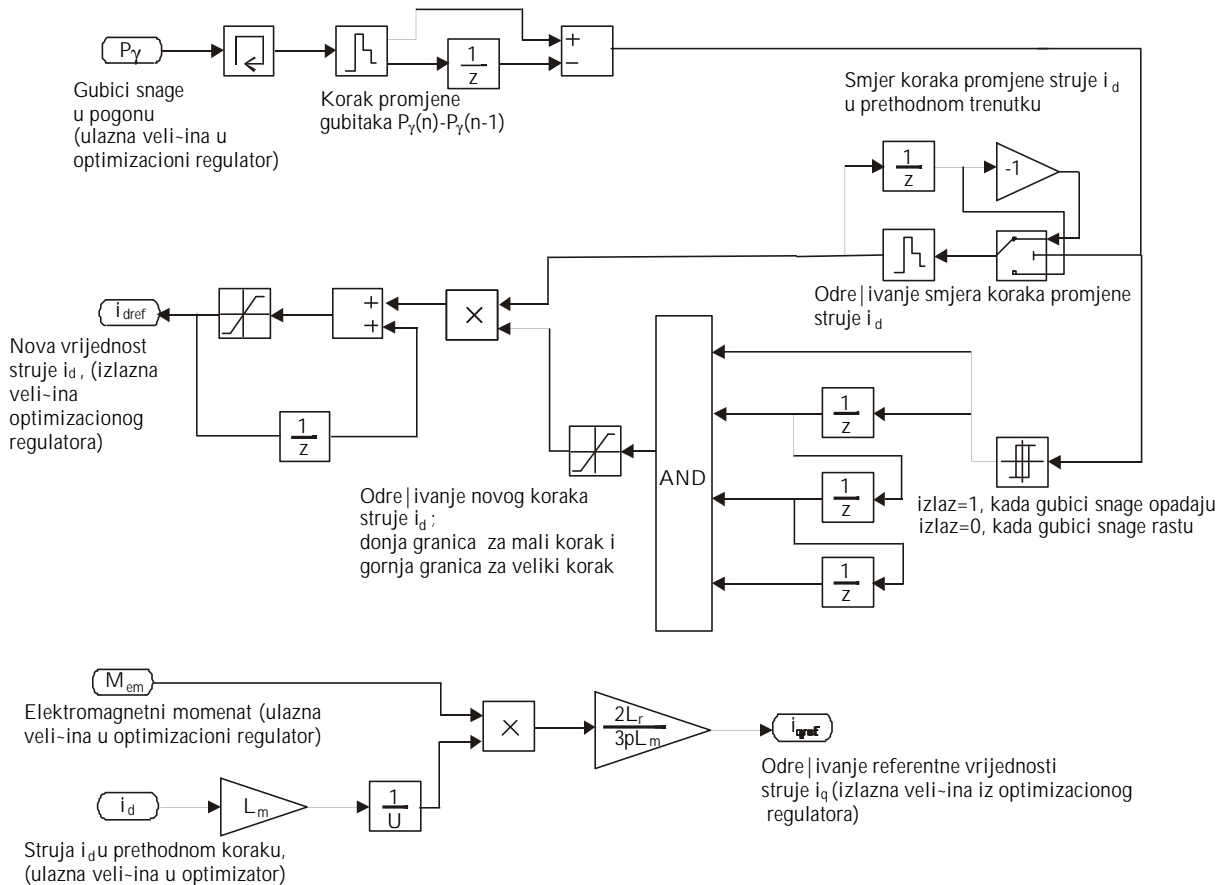
U prethodnom odjeljku izvršena je verifikacija predloženog algoritma za minimizaciju gubitaka putem simulacije. Poređenje je izvršeno samo za slučaj kada pogon radi sa nominalnim fluksom. Interesantno bi bilo uporediti karakteristike ovog algoritma sa sličnim algoritmima, već publikovanim u literaturi. U tu svrhu, pored algoritma opisanog u ovom radu izabrana još dva *search* algoritma. To su:

- dvokora-ni metod [40], [10] (sl. 4.34) i
- metod sa jednoulaznim fazi kontrolerom predstavljenim u radu [13].

U dvokora-nom algoritmu amplituda fluksa se kontroliše kroz sukcesivno inkrementiranje i dekrementiranje komande fluksa (ili struje i_d), na osnovu gubitaka procjenjenih u svakom koraku. Korak od 0.5s, u slučaju eksperimentalnog pogona, dovoljan je da stabilizuje prelazni procesi, prouzrokovani prethodnom promjenom struje i_d . Osnovna razlika ovog metoda u odnosu na metode sa fazi kontrolerom ogleda se u određivanju koraka promjene struje i_d . Konstantan smjer koraka promjene struje i_d ukazuje na sukcesivno smanjenje gubitaka, pa je tada, radi brze konvergencije, potrebno povećati vrijednost koraka promjene struje i_d (veliki korak promjene). Promjenjivi smjer ukazuje na bliznu optimuma, i tada je potrebno smanjiti vrijednost koraka promjene struje i_d u cilju preciznijeg podešavanja i smanjenja amplitude oscilacija struje i_d oko optimalne vrijednosti (mali korak promjene). U dvokora-nom algoritmu koraku prikazanom na sl. 4.34, promjena struje i_d može primiti samo dvije vrijednosti ($\mathbf{D}i_{dmin}$ = mali korak, ili $\mathbf{D}i_{dmax}$ = veliki korak). Veliki korak ($\mathbf{D}i_{dmax}$) se primjenjuje u slučaju da su posljednja četiri koraka promjene struje u istom smjeru. U suprotnom, primjenjuje se mali korak ($\mathbf{D}i_{dmin}$). Vrijednosti koraka su $\mathbf{D}i_{dmax} = 10\%i_{dn}$ i $\mathbf{D}i_{dmin} = 1\%i_{dn}$. Na osnovu izvršenih simulacija modela, pokazalo se da nije svejedno koliko se prethodnih trenutaka u kojima su smjerovi koraka promjene struje i_d isti posmatra pri sintezi optimizacionog algoritma. Potvrđeno je da algoritam, u kome se veliki korak primjenjuje kada su 4 posljednja koraka istog smjera, daje bolje rezultate,

4. Sinteza regulatora za pove}enja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom

nego kada se veliki korak primjenjuje u slu-aju da je zadnjih pet ili {est koraka struje i_d u istom smjeru.



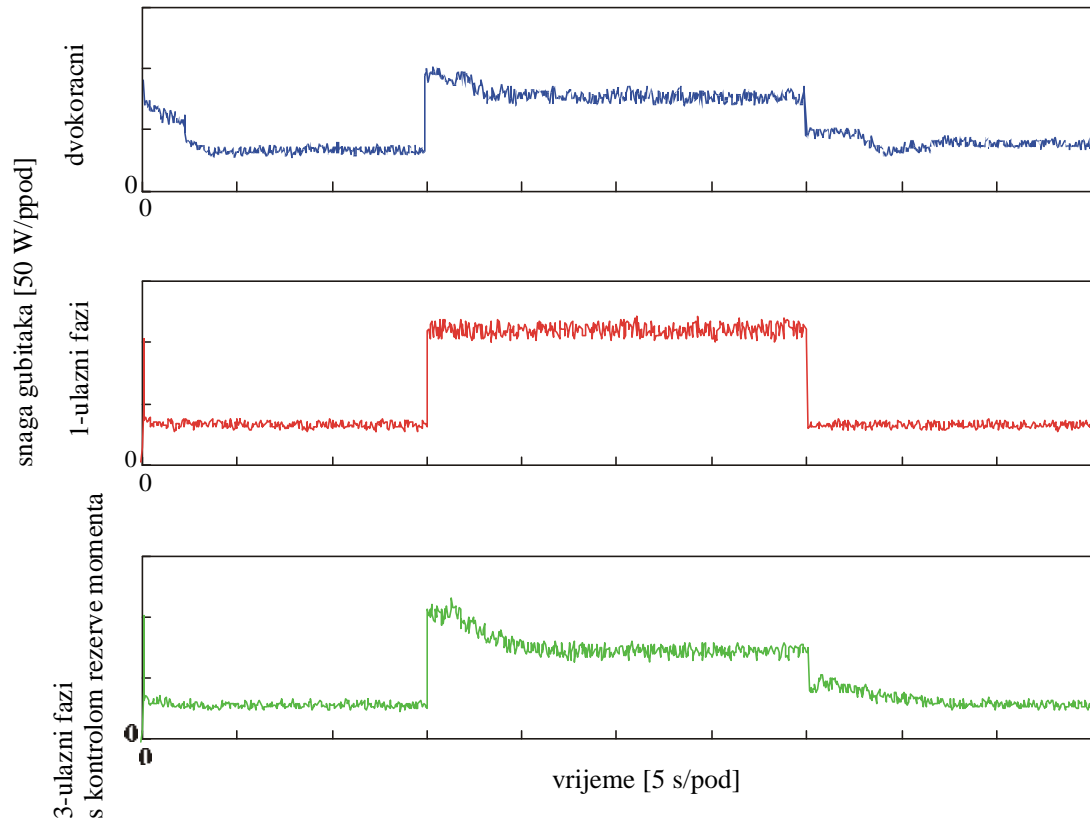
Slika 4.34. Blok dijagram dvokora-nog algoritma.

Parametri motora za koji je izvr{ena simulacija dati su u prilogu rada. Simuliran je rad pogona u uslovima promjenjivog optere}enja i to za 3 slu-aja:

- skokovite promjene momenta optere}enja,
- linearne promjene momenta optere}enja i
- skokovite i linearne promjene momenta optere}enja.

Grafici momenta optere}enja za koji su vr{ene simulacije prikazani su na sl. 4.35, 4.36 i 4.37 respektivno. Prikazani su grafici snage gubitaka za svaki algoritam, te broj-ane vrijednosti srednje snage gubitaka.

4. Sinteza regulatora za povećanja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom



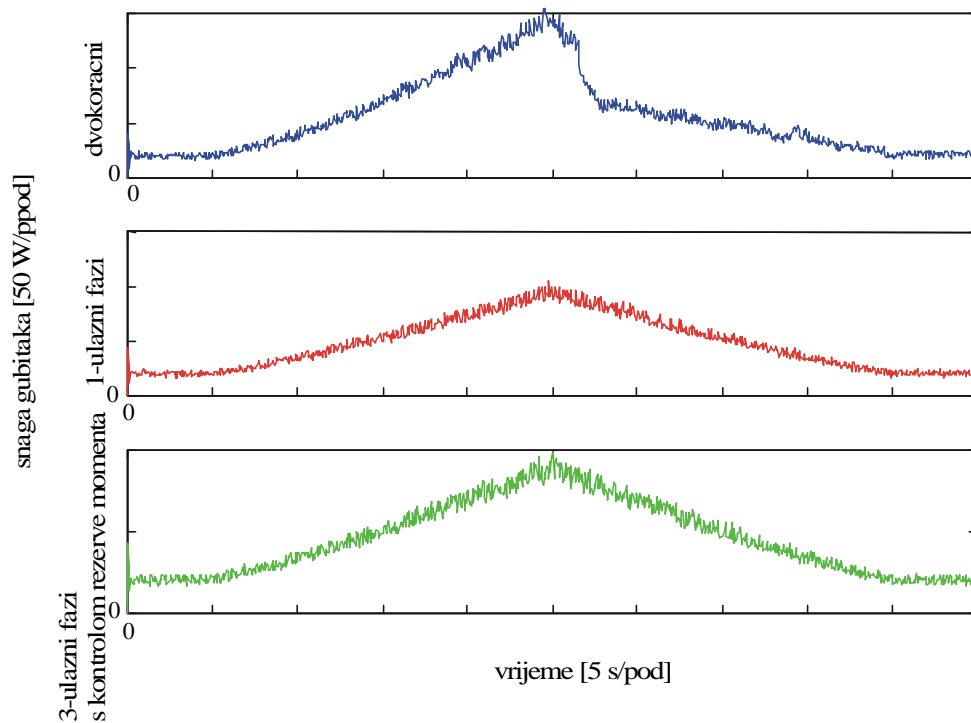
Slika 4.35. Grafici snage gubitaka za slu-aj skokovite promjene optere}enja.

Srednje vrijednosti snage gubitaka za model pogona sa razli-itim algoritmima za minimizaciju gubitaka i skokovitu promjenu momenta optere}enja prikazani su u tabeli 4.6.

Tabela 4.6. Srednja vrijednost snage gubitaka za modele pogona sa razli-tim algoritmima za optimizaciju i moment optere}enja sa sl. 4.25.

Algoritam za minimizaciju gubitaka	Srednja vrijednost snage gubitaka
<i>dvokora-ni</i>	<i>55.1918</i>
<i>1-ulazni fazi</i>	<i>61.3273</i>
<i>3-ulazni fazi sa kontrolom rezerve momenta</i>	<i>49.8799</i>

4. Sinteza regulatora za pove}enja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom



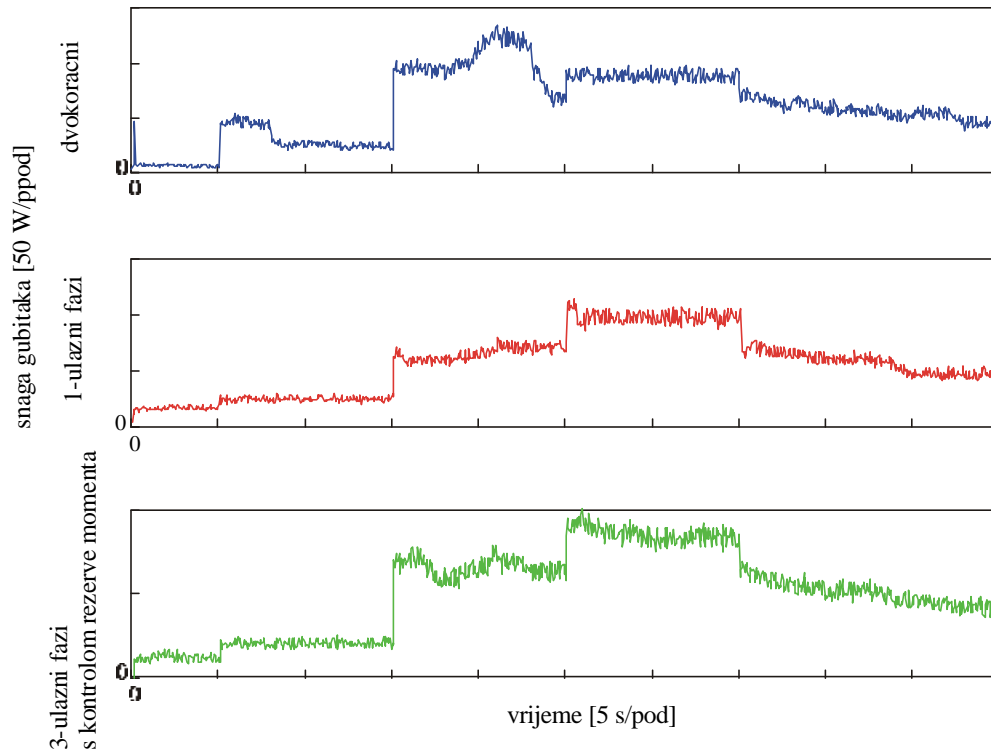
Slika 4.36. Grafici snage gubitaka za slu-aj linearne promjene optere}enja.

Srednje vrijednosti snage gubitaka za model pogona sa razli-itim algoritmima za minimizaciju gubitaka i linearnu promjenu momenta optere}enja prikazani su u tabeli 4.7.

Tabela 4.7. Srednja vrijednost snage gubitaka za modele pogona sa razli-tim algoritmima za optimizaciju i moment optere}enja sa sl. 4.28.

Algoritam za minimizaciju gubitaka	Srednja vrijednost snage gubitaka
<i>dvokora-ni</i>	<i>53.3521</i>
<i>1-ulazni fazi</i>	<i>43.3386</i>
<i>3-ulazni fazi sa kontrolom rezerve momenta</i>	<i>44.2335</i>

4. Sinteza regulatora za pove}enja stepena korisnog dejstva vektorski regulisanog pogona sa asinhronim motorom



Slika 4.37. Grafici snage gubitaka za slu-aj skokovite i linearne promjene optere}enja.

Srednje vrijednosti snage gubitaka za model pogona sa razli-itim algoritmima za minimizaciju gubitaka i za linearnu i skokovitu promjenu momenta optere}enja prikazani su u tabeli 4.8.

Tabela 4.8. Srednja vrijednost snage gubitaka za modele pogona sa razli-tim optimizacionim algoritmima i moment optere}enja sa sl. 4.31.

Algoritam za minimizaciju gubitaka	Srednja vrijednost snage gubitaka
<i>dvokora-ni</i>	<i>56.6975</i>
<i>1-ulazni fazi</i>	<i>51.8921</i>
<i>3-ulazni fazi sa kontrolom rezerve momenta</i>	<i>49.8799</i>

Na osnovu grafika dobijenih simulacijom i izra-unatih vrijednosti srednje snage gubitaka kao kriterijumske funkcije, mo`e se zaklju-iti da algoritam sa trouglaznim fazi kontrolerom i kontrolom rezerve struje i_q daje najbolji rezultat. Primjenom fazi kontrolera obezbje|uje se adaptivan korak struje i_d i brza konvergencija fluksa prema vrijednosti za koju se imaju najmanji gubici, dok kontrola rezerve struje i_d obezbje|uje manju osjetljivost pogona na promjene momenta optere}enja i manje gubitke u prelaznim re`imima. To su i razlozi koji daju izvjesne prednosti ovom algoritmu.

5. PRAKTI^NA REALIZACIJA

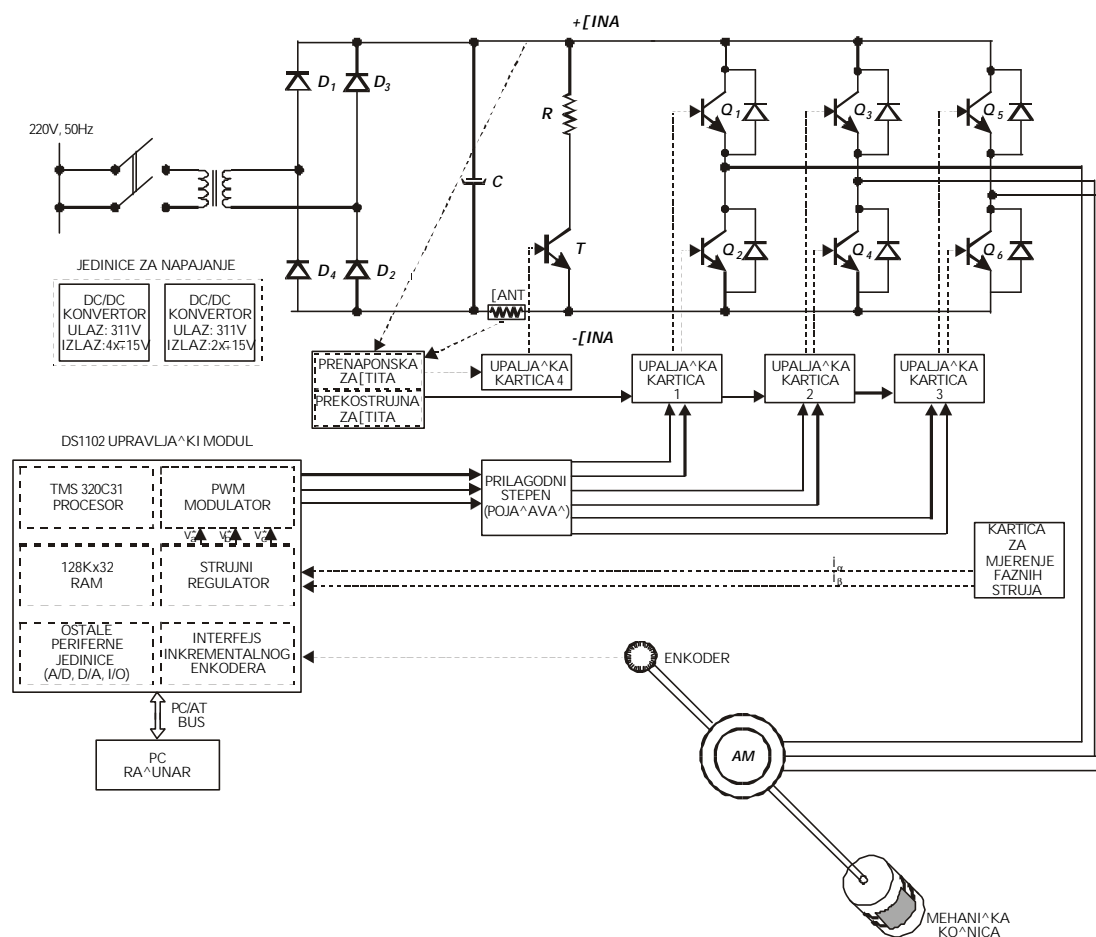
Prakti-nu realizaciju ~ini implementacija algoritma za minimizaciju gubitaka u laboratorijskoj stanici za vektorsko upravljanje asinhronim pogonom –VEKTRI. To zna-i da se prakti-na realizacija sastoji od programskog opisa (softverski dio) i njegove implementacije na odgovaraju}em hardveru-VEKTRI.

5.1 OPIS HARDVERA

Osnovne cjeline laboratorijske stanice za vektorsko upravljanje asinhronim pogonom su:

1. upravlja~ka sekcija,
2. pogonski pretvara~,
3. asinhroni motor sa ko~nicom i
4. prilagodni stepen izme|u upravlja~kog stepena i pogonskog pretvara~a.

Blok {ema VEKTRRE prikazana je na sl. 5.1.

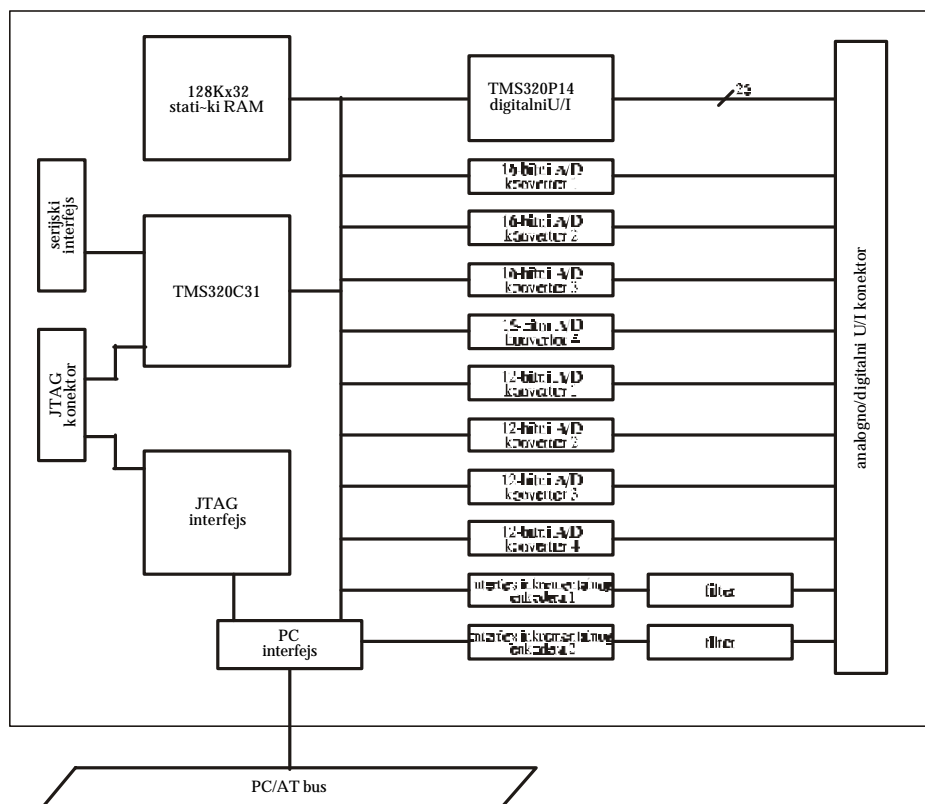


Slika 5.1. Blok {ema VEKTRRE.

5.1.1 Upravlja-ki modul

Upravlja-ki modul laboratorijske stanice za vektorsko upravljanje asinhronim pogonom -ini *dSPACE* DS1102 upravlja-ka kartica koja je preko *ISA* slota povezana sa ra-unarom. Ova kartica obavlja sve upravlja-ke funkcije, akviziciju i obradu podataka, dok se *PC* ra-unar koristi u cilju obezbje|enja komfornog interfejsa prema korisniku. DS1102 modul organizovan je oko TMS320C31 *floating point* procesora, proizvo|a-a Texas Instruments. Postojanje 128Kx32 *zero wait state* stati-ke *RAM* i nekoliko perifernih podsistema na kartici podr`ana je i njena primjena u aplikacijama digitalne obrade signala i upravljanja u realnom vremenu. DS1102 kartica sastoji se iz slijede}ih komponenti:

- TMS320C31 digital signal procesora,
- TMS 320P14 mikrokontrolera,
- 128x32 *zero wait state* stati-kog *RAM*-a,
- serijskog interfejsa,
- ~etiri A/D konvertora (dva 16-bitna i dva 12-bitna),
- ~etiri 12-bitna D/A konvertora,
- 2 interfejsa inkrementalnog enkodera,
- interfejsa prema *PC* ra-unaru i
- digitalnog U/I podsistema.



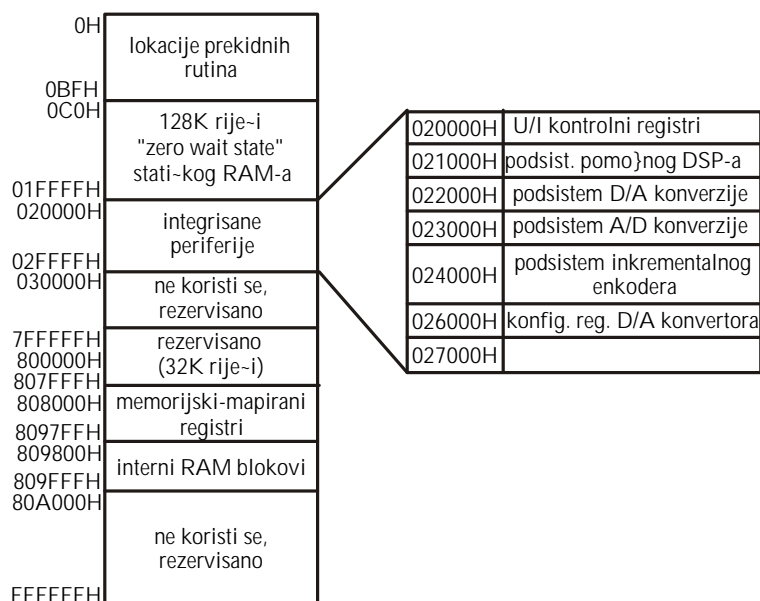
Slika 5.2. Blok {ema DS1102 kartice.

Procesor TMS320C31

TMS320C31 digital signal procesor je *floating point* procesor visokih performansi. Ima mogućnost paralelnog izvođenja operacije množenja i aritmetičke operacije na cijelom broju, ili realnom broju predstavljenom u formatu pokretnog zareza u samo jednom mašinskom ciklusu. Ovaj procesor podržava veliki adresni prostor (16Mx32) i različite načine adresiranja tako da je olakšan razvoj aplikacija u višim programskim jezicima za ovaj procesor. Osnovne karakteristike procesora TMS320C31 su:

- trajanje mašinskog ciklusa 33.33ns;
- 2Kx32 *on-chip* RAM bloka za podatke;
- instrukciona memorija veličine 64x32 bita;
- instrukcije i podaci dužine 32-bitna, 24-bitne adrese;
- hardverski množenja i aritmetička jedinica za operacije na cijelim brojevima ili realnim brojevima predstavljenim u pokretnom zarezu dužine 32 ili 40 bita;
- 32-bitni pomjernački registar;
- osam 40-bitnih akumulatora;
- dve nezavisne aritmetičke jedinice za adresiranje;
- serijski port;
- DMA kontroler za konkurentnu DMA;
- četiri vanjska prekida;
- dva 32-bitna tajmera.

Mikroprocesor TMS320C31 podržava adresiranje adresnog prostora maksimalne veličine 16Mx32. Memorijska mapa DS1102 modula prikazana je na slici 5.3.

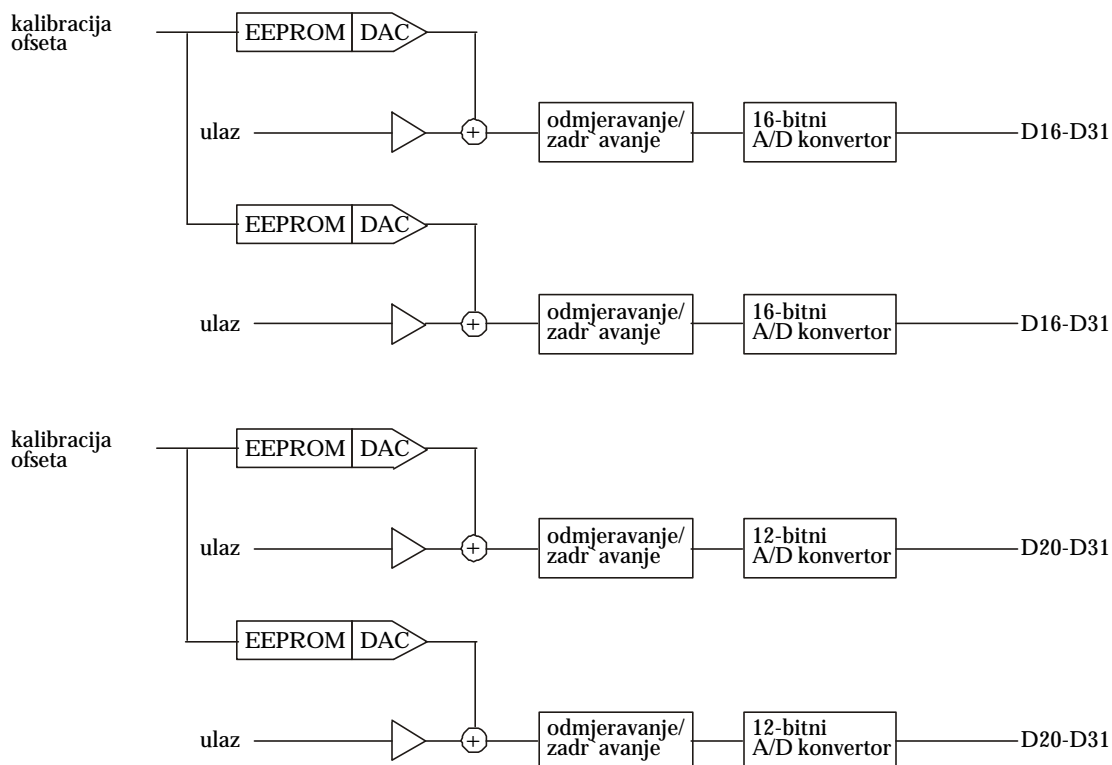


Slika 5.3. Memorijska mapa DS1102 modula.

Periferne jedinice

DS1102 sistem ima i odgovaraju}e podsisteme perifernih jedinica kojima je podr`ana primjena ove kartice u aplikacijama upravljanja u realnom vremenu. Radi boljeg razumjevanja prakti-ne realizacije algoritma za minimizaciju snage gubitaka vektorski regulisanog asinhronog pogona, u radu }e biti kratko opisani samo oni podsistemi periferija koji su kori}teni u eksperimentu.

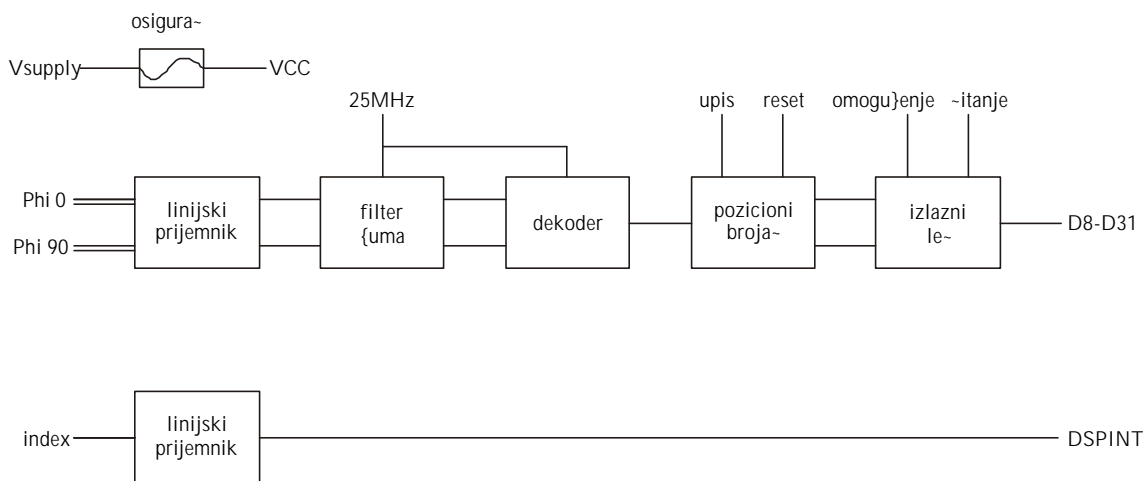
Podsistem za analogno-digitalnu konverziju sadr` i dva 16-bitna i dva 12-bitna A/D konvertora. Svaki A/D konvertor ima integrisano kolo za odmjeravanje i zadr`avanje. Konverzija se obavlja metodom sukcesivne aproksimacije, a rezultat konverzije se upisuje u 16-bitni registar podataka (sl. 5.4). Trajanje A/D konverzije je $4\mu\text{s}$ za 16-bitnu, odnosno $1.25\mu\text{s}$ za 12-bitnu konverziju. Opseg ulaznog analognog napona je $\pm 10\text{V}$. Sve povratne linije povezane su na masu sistema. Ulazno kolo A/D konvertora sadr` i i digitalno kontrolisanu jedinicu za kalibraciju koja se koristi za kompenzaciju gre{aka usljed *offset-a*.



Slika 5.4. Blok dijagram podsistema za A/D konverziju.

Podsistem inkrementalnog enkodera sadr` i dva interfejsa za inkrementalni enkoder. Svaki interfejs ima diferencijalni prijemnik za ulazne signale, digitalni filter {uma, dekodler koji konvertuje informaciju o fazi ulaznih signala u smjer brojanja ulaznih impulsa (*up* ili *down* broja~ki impulsi), 24-bitni broja~ koji sadr` i informaciju o teku}oj poziciji senzora i 24-bitni le-. Maksimalna frekvencija ulaznih signala koje

interfejs inkrementalnog enkodera mo`e da obradi je 8.3MHz. Digitalni filter {uma filtrira smetnje kra}e od 80ns.



Slika 5.5. Blok dijagram interfejsa inkrementalnog enkodera.

Digitalni ulazno-izlazni podsistem DS1102 modula ima i 16-bitni *DSP* mikrokontroler TMS320P14 koji ~ini jezgro ovog podsistema. Pored mikrokontrolera U/I podsistem sadr`i:

- bit adresibilni U/I port,
- 4 tajmera,
- 6 PWM kola,
- 4 ulaza za prihvatanje signala i
- serijski interfejs.

Mikrokontroler TMS320P14 sadr`i 16-bitni port koga ~ini 16 adresibilnih priklju~aka. Ovaj port se konfigurira pomo}u ~etiri 16-bitna registra. Izlazni drajver svakog priklju~ka U/I porta ima interni otpornik prema napajanju ($V_{cc}=+5V$).

U/I podsistem ima i 6 *PWM* kola koja mogu generisati 6 impulsno-~irinski moduliranih signala. Generisanje *PWM* signala se ostvaruje u podsistemu za pore|enje, koji se sastoji od 6 registara za pore|enje i 6 akcionih registara preko kojih se kontroli~u izlazi U/I priklju~aka. Sadr`aji registara za pore|enje pored se sa vrijedno}u broja-kih registara tajmera 1 ili tajmera 2. Na ovaj na-in mo`e se ostvariti to, da se na U/I pinovima pridru`enim podsistemu za pore|enje generi~u periodi-ni impulsi kod kojih je trajanje visokog nivoa impulsa vremenska funkcija.

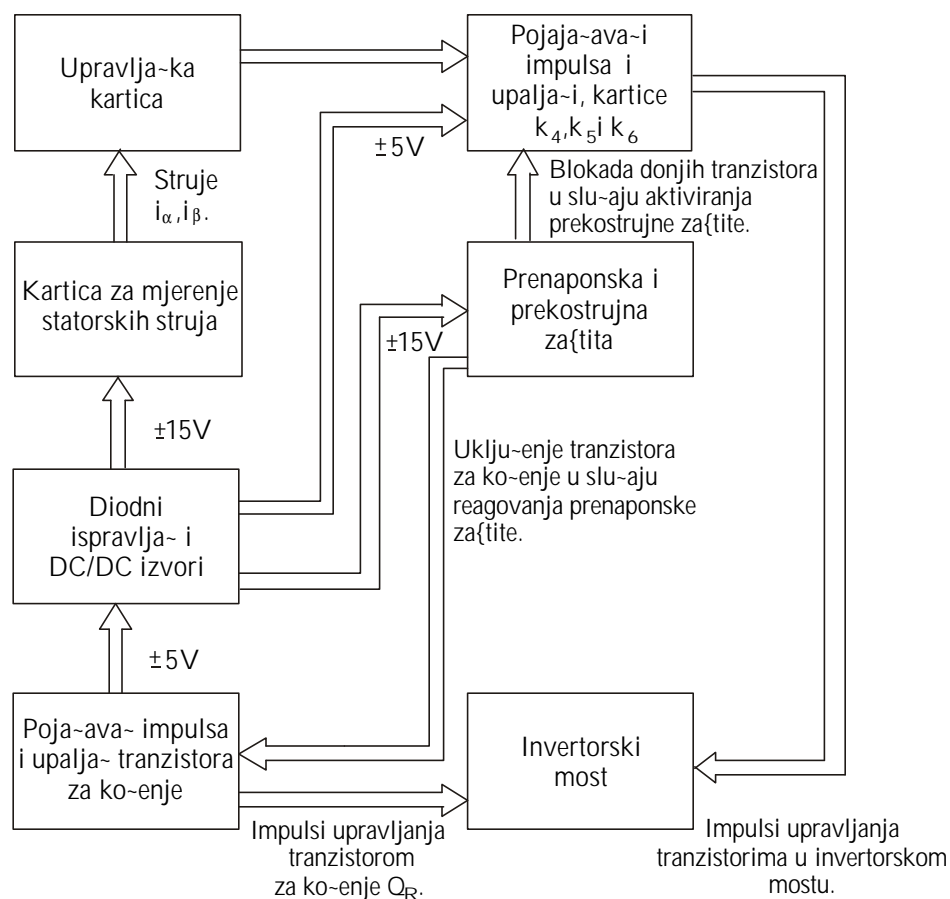
5.1.2 Pogonski pretvara~

Pogonski pretvara~ sastoji se iz:

- Energetskog kola pretvara~a;

- Kartica k_2 , k_3 i k_4 , koji su jednosmjerni naponski izvori (DC/DC pretvara-i iz koga se napaja upravlja-ka elektronika). Kartice k_2 i k_3 sadr`e jednosmjerne izvore $\pm 15V$, a kartica k_4 -etiri jednosmjerna izvora $\pm 5V$;
- ^etiri upalja-ke kartice k_5 , k_6 , k_7 i k_8 za uklju-enje energetskih tranzistora invertora;
- Kartica prekostrujne i prenaponske za{tite k_9 ;
- Kartica za mjerenje faznih struja k_{10} .

Funkcionalna {ema energetskog pretvara-a prikazana je na slici 5.6.



Slika 5.6. Funkcionalna {ema pogonskog pretvara-a.

Energetsko kolo pretvara-a sastavljeno je od 3 bloka (sl. 5.1). Prvi dio je diodni most, drugi dio je jednosmjerno me|ukolo sa {antom u donjoj grani sa koga se dobija naponski signal o struji kola, otpornikom i tranzistorom za ko-enje, te elektrolitskim kondenzatorima ($1000nF$, $450V DC$) koji ispravljeni jednosmjerni napon pridr`avaju na maksimalnoj vrijednosi ulaznog naizmjeninog napona. Tre}i dio je invertorski most sa bipolarnim $100A$ energetskim tranzistorima QM100 i antiparalelno vezanim diodama ugra|enim u isto ku}i{te.

Na karticama k_3 i k_4 nalaze se jednosmjerni izvori koji napajaju upravlja-ka kola invertora. Ove kartice se napajaju iz posebnog diodnog ispravlja-a (kartica k_2), -ime je razdvojeno napajanje energetskog dijela invertora od upravlja-ke elektronike. Kartice k_2 i k_3 imaju jedan jednosmjerni izvor $\pm 15V$, a kartica k_4 -etiri jednosmjerna izvora $\pm 5V$. Svi izvori su me|usobno galavanski odvojeni. Jednosmjerni izvori su realizovani kao samoosciluju}i DC/DC pretvara~i .

Kartice k_5 , k_6 , k_7 i k_8 predstavljaju upalja-e energetskih tranzistora. Svaka kartica sadr`i dva upalja~a. Upalja~i prihvataju signale za upravljanje tranzistorima od strane upravlja-kog modula preko optopara, a zatim ih uobli-avaju i poja-avaju u oblik potreban za uklju-enje i isklju-enje energetskih tranzistora. Optoparovi na ulazu svakog upalja~a obezbje|uju galvansko odvajanje upravlja-kog DS1102 modula od upalja-kih kartica pogonskog invertora.

Ulazni signali na kartici prenaponske i prekostrujne za{tite su napon na {antu i napon jednosmjernog kola. Masa kartice je na $-DC$ {ini. U slu-aju aktiviranja prekostrujne za{tite izlazni signali sa kartice idu na poja-ava-e impulsa donjih tranzistora invertorskog mosta k_5 , k_6 i k_7 i dolazi do isklju-enja ovih tranzistora. Izlazni signal kola prenaponske za{tite ide na karticu k_8 , i~ime se uklju-uje tranzistor za ko-enje Q_R i smanjuje napon u jednosmjernom me|ukolu.

Kartica za mjerenje statorskih struja k_{10} kao izlazne signale ima napone koji odgovaraju strujama i_a i i_b u stacionarnom $\mathbf{a-b}$ koordinatnom sistemu. Kao mjerni elementi koriste se Holove sonde, ukupno dvije. Jedna sonda mjeri struju i_a , a druga razliku $i_b - i_c$. Na osnovu izraza za statorske struje za asinhroni motor sa statorskim namotajima vezanim u zvijezdu i veze izme|u statorskih struja u $\mathbf{a-b}$ koordinatnom sistemu (i_a , i_b) i faznih struja (i_a , i_b , i_c):

$$\begin{aligned} i_a + i_b + i_c &= 0 \\ i_a &= i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c, \\ i_b &= \frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c \end{aligned} \quad (5.1)$$

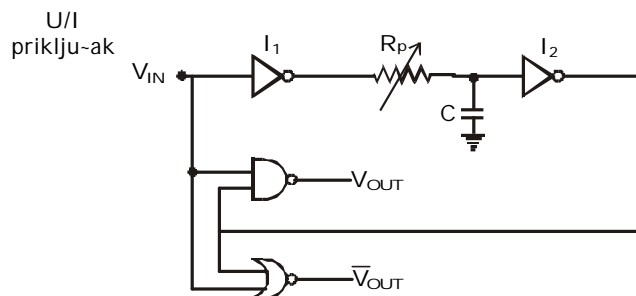
dobija se:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{3}{2}i_a \\ i_b &= \frac{\sqrt{3}}{2}(i_b - i_c). \end{aligned} \quad (5.2)$$

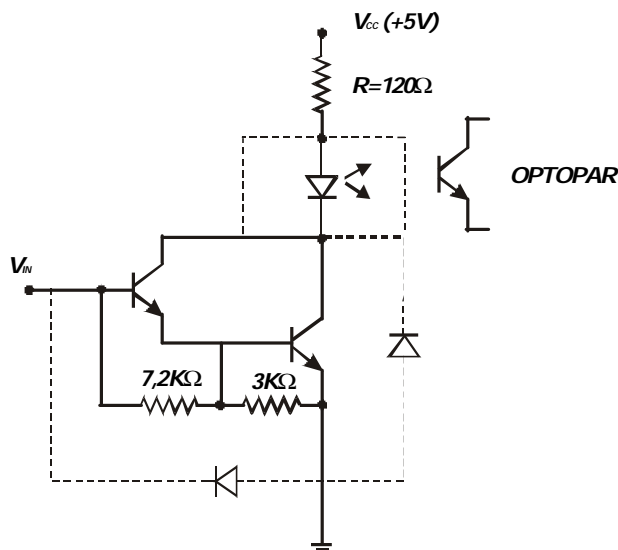
Kartica je pode{ena tako da izmjerenoj struji od 1A odgovara napon od 1V. Informacija o strujama i_α i i_β se vode na 16-bitne A/D konvertore upravlja-ke kartice.

Prilagodni stepen (sl. 5.1) sastoji se iz dva dijela. Prvi dio je kolo za kontrolu mrtvog vremena (sl. 5.7). Vrijeme izme|u isklju-enja jednog i uklju-enja drugog prekida-a u istoj grani invertorskog mosta mo`e se pode{avati u opsegu 0.1-40 μ s.

Drugi dio ~ini poja-ava- impulsa upravlja-kog modula. Ovaj poja-ava- realizovan je pomo}u ULN2803 kola (sl. 5.8). Ulaz poja-ava-a je CMOS kompatibilan, tako da se mo`e priklju~iti direktno na U/I priklju~ak upravlja-kog modula. Poja-ani upravlja-ki impulsi vode se na upalja-ke kartice. Ulaz svake upravlja-ke kartice je galvanski izolovan preko optopara.



Slika 5.7. Kolo za kontrolu mrtvog vremena.



Slika 5.8. Poja-ava- upravlja-kih impulsa.

5.2 OPIS PROGRAMSKE REALIZACIJE

U eksperimentalnoj provjeri algoritma za minimizaciju snage gubitaka vektorski regulisanog asinhronog pogona, pored odgovaraju}eg hardvera, potrebno je napraviti i program kojim }e se ovaj algoritam implementirati.

Algoritam je realizovan u programskom paketu Matlab-Simulink i dSPACE-ovom paketu za razvoj aplikacija u realnom vremenu. Ovaj paket pored DS1102 upravlja-ke kartice sadr`i i odgovaraju}i softver kojim je podr`an razvoj aplikacija kao Simulink modela ili C programa za izvo|enje na DS1102 kartici. dSPACE razvojni kit sadr`i:

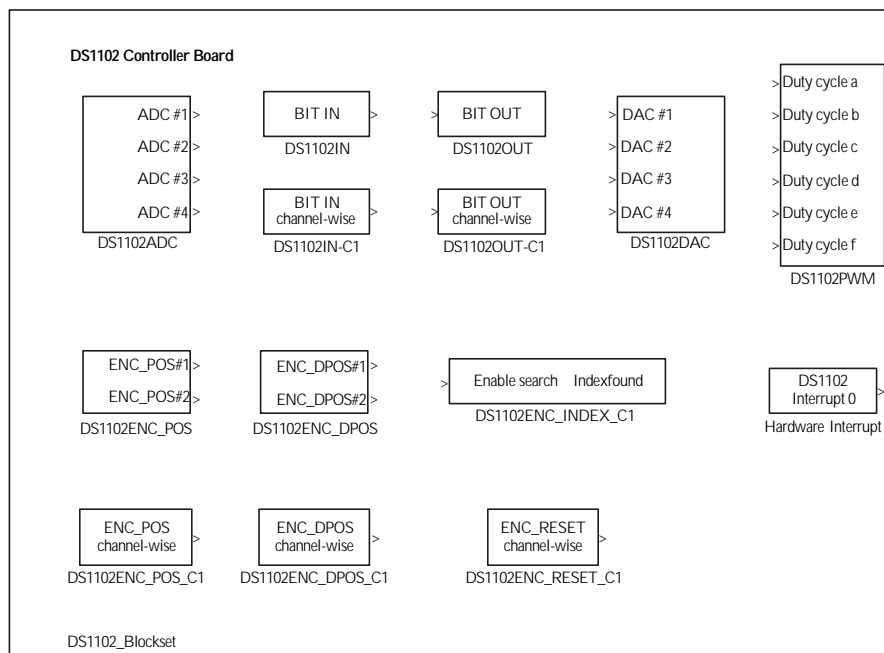
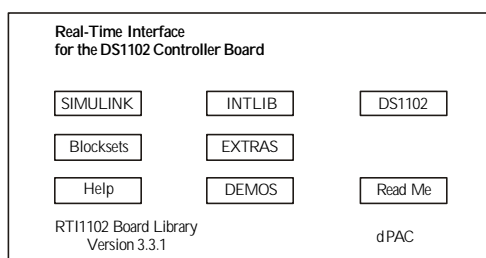
5. Prakti-na realizacija

- *MLIB/MTRACE* programske biblioteke;
- *dSPACE* programsku biblioteku (*RTLib1102*) koja podr`ava programe za rad u realnom vremenu;
- *ControlDesk* softver koji obezbe|uje funkcije u-itavanja programa, te startovanje i zaustavljanje izvr{enja programa na DS1102 kartici;
- *ControlDesk* grafi-ki interfejs za upravljanje eksperimentom, upravljanje hardverom i editorom izvornog koda.

ControlDesk sadr`i i set virtuelnih instrumenata, editor parametara, makro zapis izvedenih operacija, te omogu}uje upotrebu *Python* programskog jezika za pravljenje modula kojima se mogu automatizirati gotovo sve *ControlDesk* funkcije, ili pristupiti *MSExcel-u*, ili *MSWord-u*.

Pretpostavka za kori{tenje *dSPACE* softvera je ve} instaliran Matlab verzija 5.0, ili novija i *Real Time Workshop (RTW)*.

Posebna pogodnost *dSPACE* programskog paketa je mogu}nost da se aplikacije upravljanja u realnom vremenu realizuju kao Simulink programi. U tu svrhu, u okviru Simulink-a postoji i blok sa alatkama koji sadr`i blokove U/I jedinica koji se nalaze na kartici (sl. 5.9).

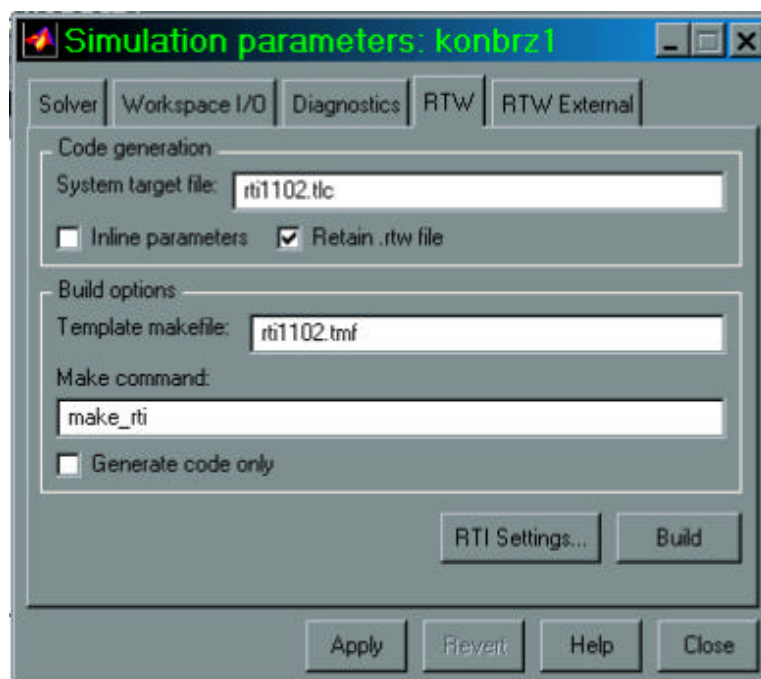


Slika 5.9. DS1102 Simulink Toolbox.

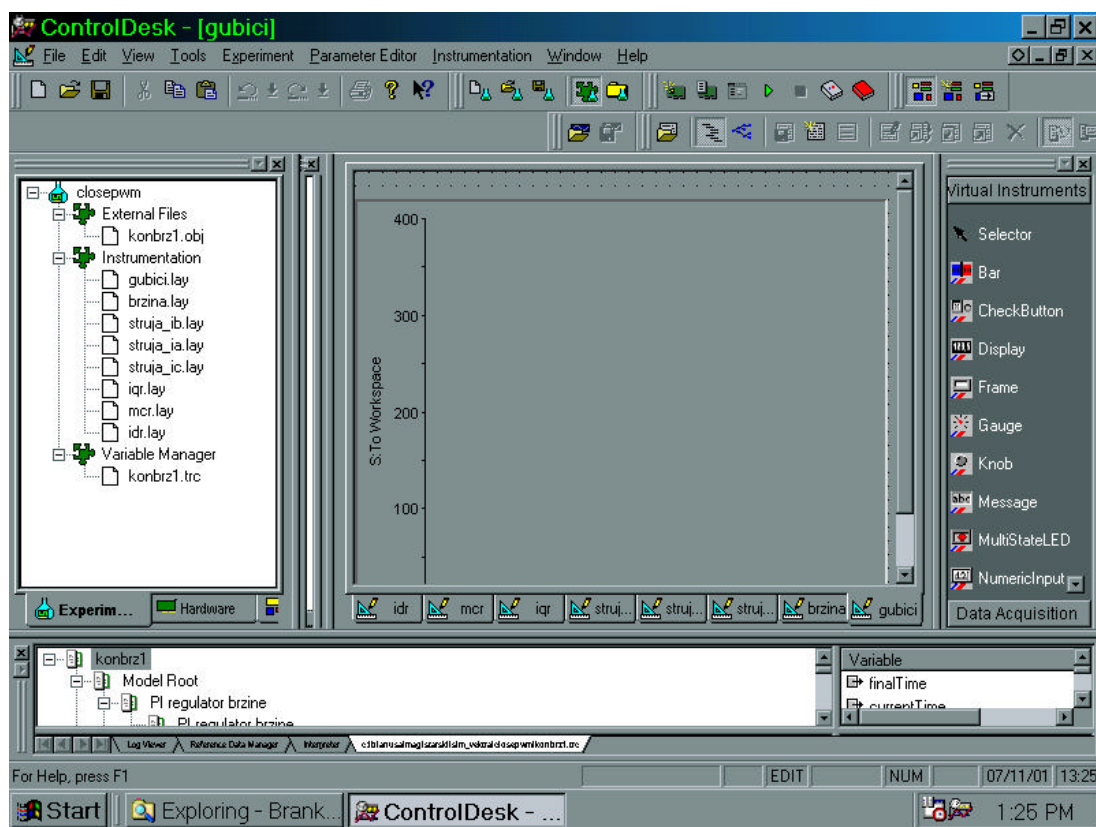
Ovaj set Simulink blokova omogućava i korištenje softverskih, odnosno hardverskih prekida, te realizacije zadataka koji su vremenski određeni, ili -ije je izvršenje uslovljeno pojavom nekog hardverskog događaja.

Nakon formiranog Simulink modela za rad u realnom vremenu potrebno je definisati i parametre simulacije, trajanje i korak simulacije. Korak simulacije u ovom slučaju predstavlja vremenski period kojim je određeno izvršenje zadataka upravljanja u realnom vremenu. Drugim riječima, svi zadaci upravljanja u realnom vremenu izvršavaju se u vremenskom intervalu koji je cjelobrojni umnožak definisanog koraka simulacije. Ovaj korak mora biti definisan tako da hardver može ostvariti tu brzinu rada. U suprotnom, sistem će javiti poruku da se *real-time* aplikacija ne može izvršavati sa specificiranim korakom, te ga treba povećati.

Po definisanju parametara simulacije, u okviru *Real Time Workshop*-a, definiše se ciljni sistem (kartica na kojoj se program izvršava) i pokreće *build* procedura (sl. 5.10). U okviru *build* procedure vrši se prevođenje programa i njegovo punjenje u programsku memoriju *dSPACE* kartice. Na ovaj način ima se pripremljen program za izvršenje eksperimenta u realnom vremenu. Izvođenje eksperimenta se vrši u *ControlDesk* okruženju (sl. 5.11). Ovo okruženje sadrži grafički interfejs koji omogućuje startovanje i zaustavljanje eksperimenta, upotrebu virtuelnih instrumenata, alata za akviziciju podataka, podešavanje parametara modela, kreiranje makrozapisa i povezivanje sa drugim programima *MS Office*-a.



Slika 5.10. Definisanje ciljnog sistema u *Real Time Workshop*-u.



Slika 5.11. ControlDesk okru`enje.

Model vektorski regulisanog asinhronog pogona sa algoritmom za minimizaciju gubitaka koji je implementiran na VEKTRI prikazan je na sl. 5.12.

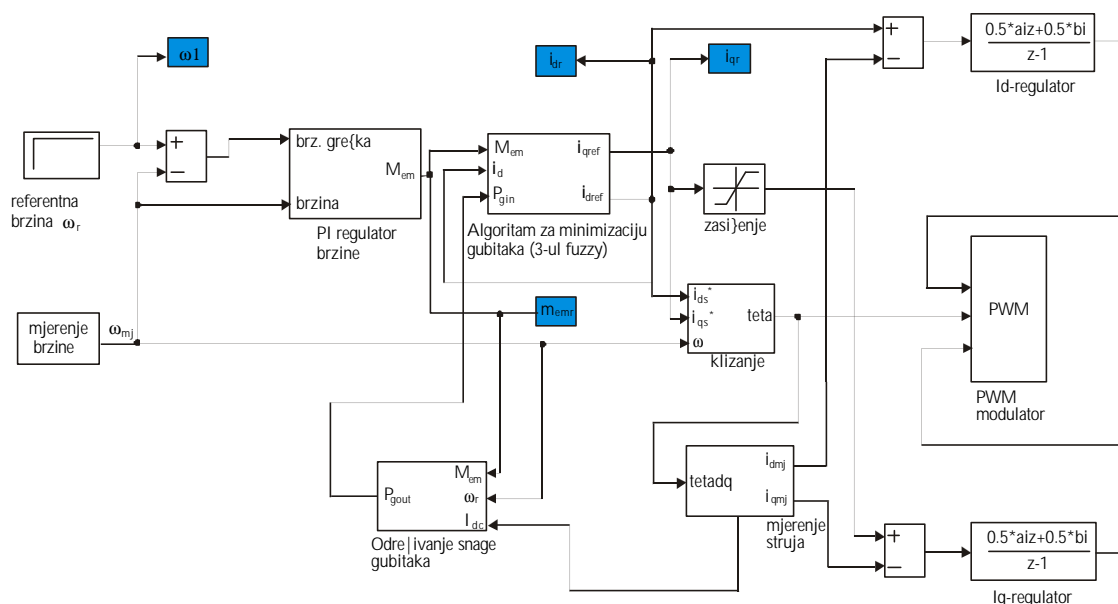
Model se sastoji iz:

- bloka za mjerenje brzine sa brzinskim regulatorom,
- bloka za minimizaciju snage gubitaka,
- bloka za mjerenje faznih struja sa strujnim regulatorima i
- bloka za upravljanje strujno regulisanim naponskim invertorom.

Pogon radi na slijede}i na-in.

Mjeri se brzina vratila motora. Za mjerenje brzine koristi se inkrementalni enkoder koji generi}e 1000 impulsa po obrtaju. U okviru bloka za mjerenje brzine upotrebljen je enkoder interfejs model iz *dSPACE*-ovog *Toolbox*-a. Razlika između referentne i izmjerene brzine uvodi se u brzinski regulator koji je realizovan kao inkrementalni proporcionalno-integralni regulator. Izlaz iz brzinskog regulatora je referentna vrijednost elektromagnetnog momenta. Zadati elektromagnetni moment, referentna vrijednost struje i_d u prethodnom koraku i izra-unata snaga gubitaka uvode se u blok za minimizaciju gubitaka. Izlaz iz optimizacionog regulatora su referentne vrijednosti struja i_d i i_q . Od ovih struja oduzimaju se izmjerene vrijednosti struja i_d i i_q .

Primjenom inverzne B transformacije iz izmjerenih faznih struja (i_a, i_b, i_c) dobijaju se vrijednosti za struje i_d i i_q . Razlika između referentne i izmjerene statorske struje po d i q komponenti uvodi se u strujni regulator. Strujni regulator realizovan je kao digitalni, linearni PI regulator u d - q koordinatnom sistemu. Proraun parametara strujnog regulatora izvršen je postupkom opisanom u radu [40]. Izlazne veličine iz ovih regulatora su referentne vrijednosti napona v_d i v_q . Transformacijom ovih napona iz rotacionog u stacionarni koordinatni sistem dobijaju se referentne vrijednosti statorskih napona i one se koriste za upravljanje naponskim inverterom. Upravljanje naponskim inverterom vrši se postupkom impulsno-širinske modulacije i u tu svrhu upotrebljen je PWM blok u okviru $dSPACE$ -ovog *Toolbox*-a.

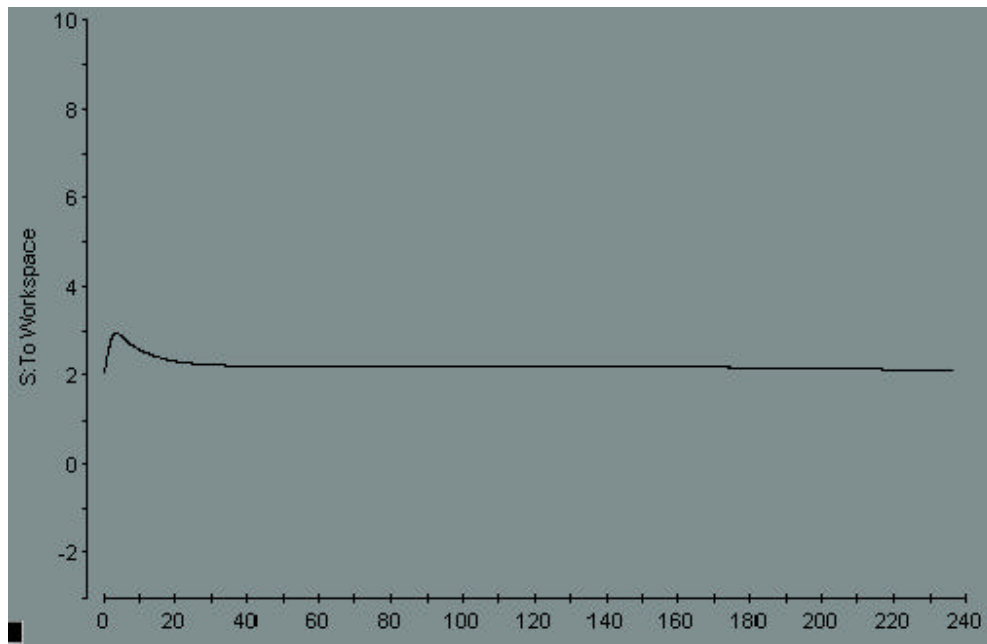


Slika 5.12. Model vektorski regulisanog asinhronog pogona za minimizaciju gubitaka koji je implementiran na VEKTRI.

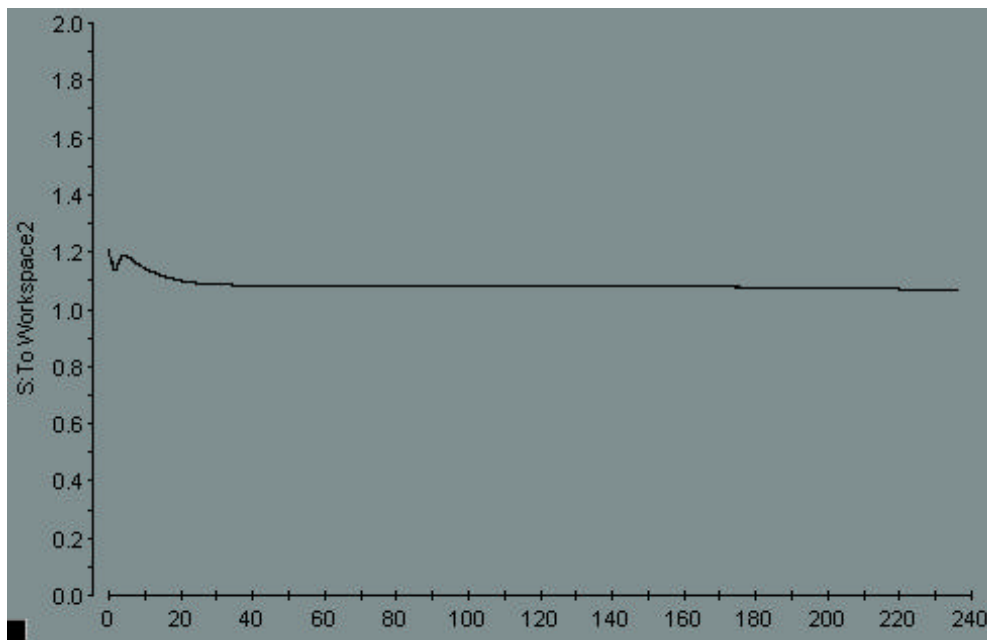
Prikaz mjerenih veličina u toku rada pogona realizovan je upotrebom *ControlDesk* grafičkog interfejsa i *plotter* alata.

Ovaj alat omogućuje *on-line* praćenje bilo koje veličine u modelu, te definisanje raspodjele po x i y osi. Takođe, moguće je definisati vremenski period u kome se uzima informacija o veličini koja se prikazuje. Ograničenje je da taj period mora da bude cjelobrojni umnožak definisanog perioda rada sistema.

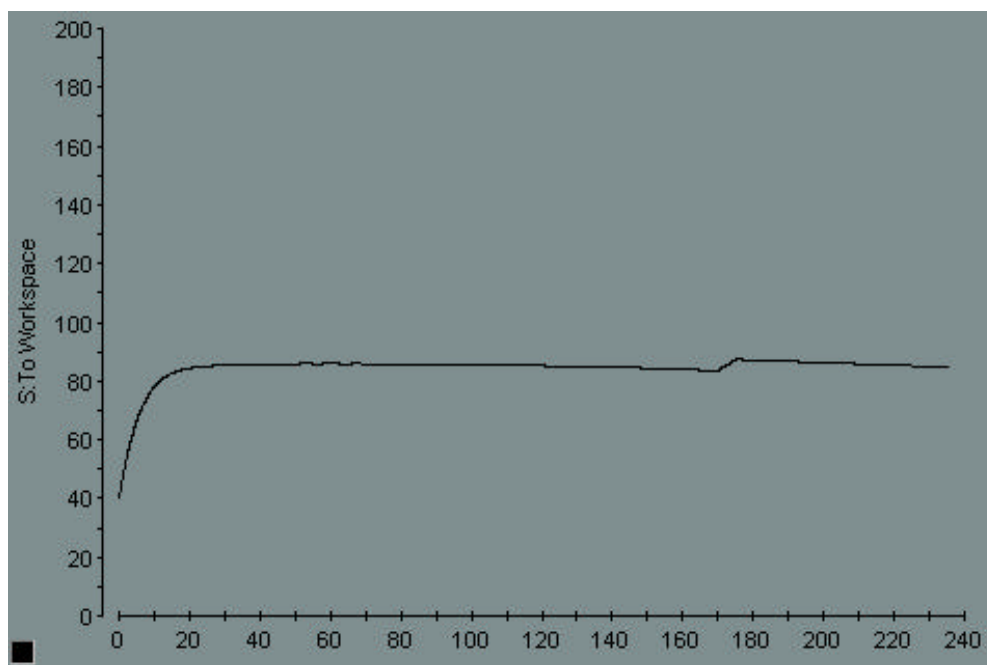
Na slikama 5.13-5.17 prikazani su eksperimentalni rezultati primjene algoritma za minimizaciju gubitaka za konstantan moment opterećenja $M_{opt} = 2Nm \approx 0.4M_{em,n}$ i konstantnu mehaničku brzinu $\omega_r = 250$ obr/min. Parametri motora na kojem je vršena eksperimentalna provjera algoritma dati su u prilogu 2. rada.



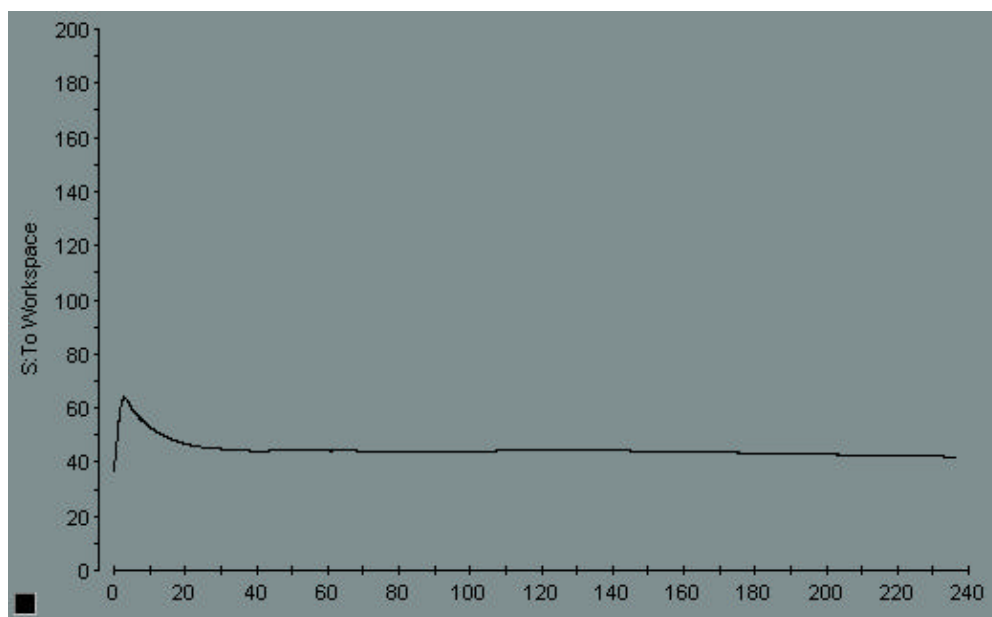
Slika 5.13. Grafik momenta optere}enja za koga je vr{ena eksperimentalna provjera rada algoritma (kontinualna vrijednost momenta optere}enja).



Slika 5.14. Grafik struje i_a dobijen eksperimentalnim putem za moment sa slike 5.13.



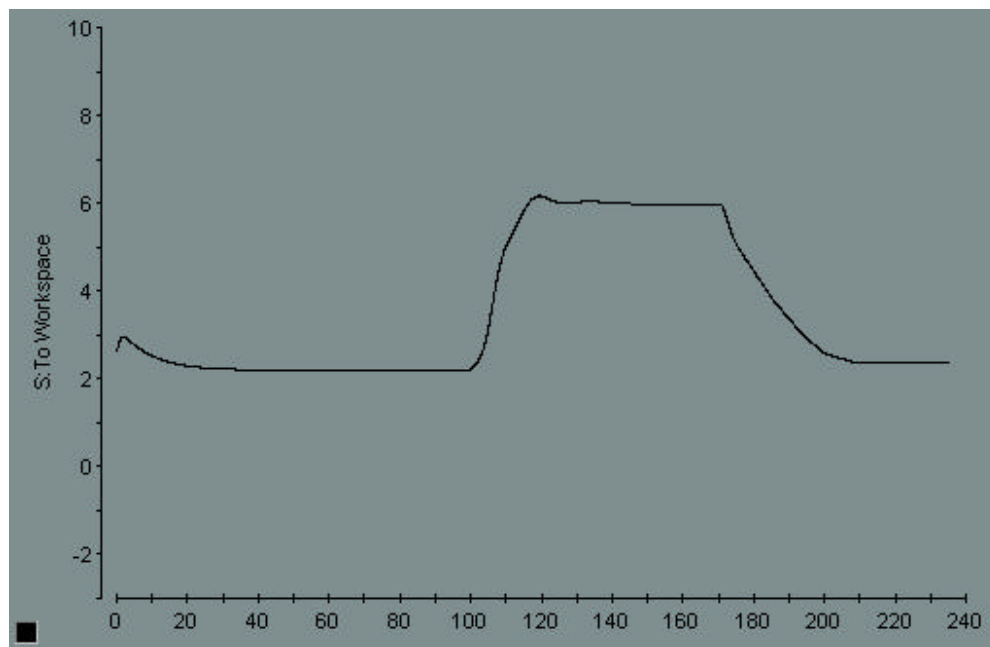
Slika 5.15. *Grafik snage gubitaka dobijen eksperimentalnim putem za optereenje sa slike 5.13 i bez prisustva optimizacionog regulatora.*



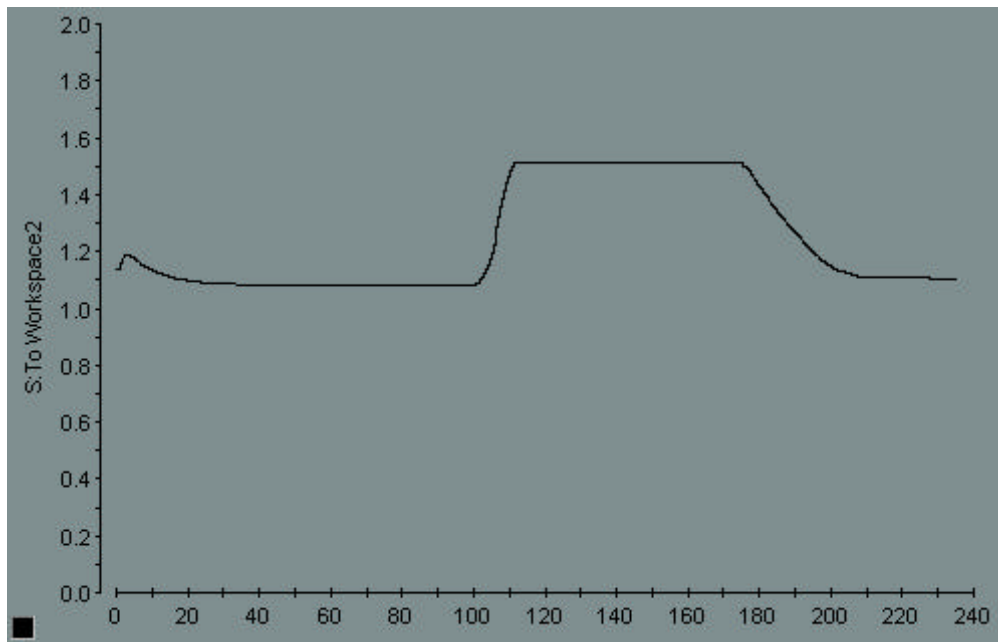
Slika 5.16. *Grafik snage gubitaka dobijen eksperimentalnim putem za optereenje sa slike 5.13 i sa prisustvom optimizacionog regulatora.*

Sa slika 5.13–5.16 mo`e se zaklju~iti, da su za konstantnu vrijednost momenta optere}enja $M_{opt} \approx 0.4M_n$, djelovanjem algoritma za minimizaciju gubitaka, elektri-ni gubici u pogonu smanjeni. Optimizacioni algoritam djeluje tako da smanjuju}i gubitke u pogonu smanjuje vrijednost struje i_d odnosno fluksa, tako da je u stacionarnom stanju $i_d = 1.1A = 0.71i_{dn}$ (sl. 5.14). Struja i_d za model bez optimizacionog regulatora jednaka je svojoj nominalnoj vrijednosti.

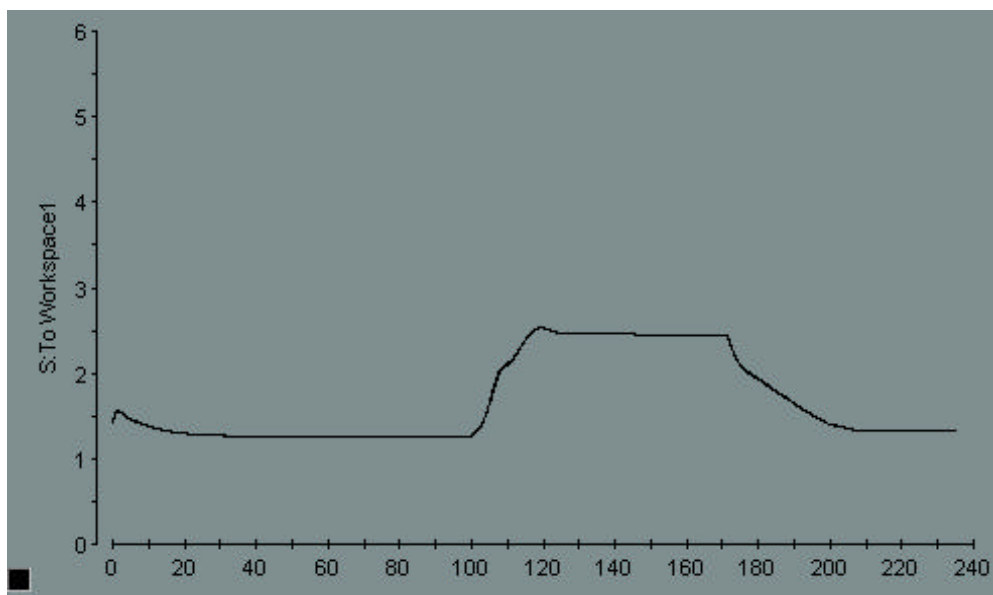
Na slikama 5.17-5.21 prikazani su eksperimentalni rezultati primjene algoritma za minimizaciju gubitaka pri skokovitoj promjeni momenta optere}enja i konstantnoj mehani~koj brzini. Promjena momenta optere}enja je skokovita sa $0.4M_{emn}$ na $1.1M_{emn}$ i obrnuto. Trajanje eksperimenta je 240s.



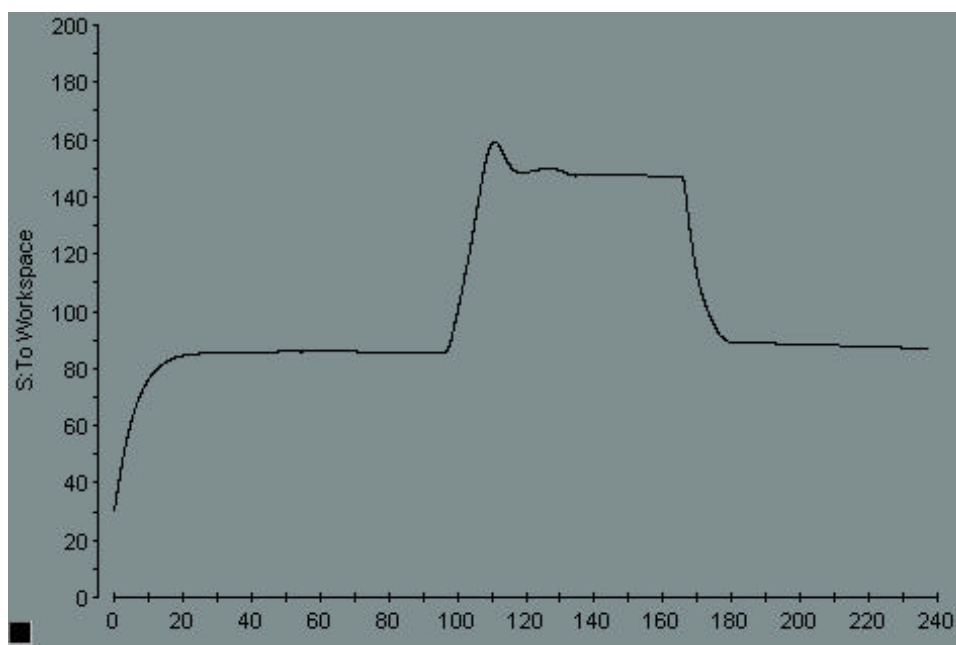
Slika 5.17. Grafik momenta optere}enja za koga je vr{ena eksperimentalna provjera rada algoritma (skokovita promjena momenta optere}enja).



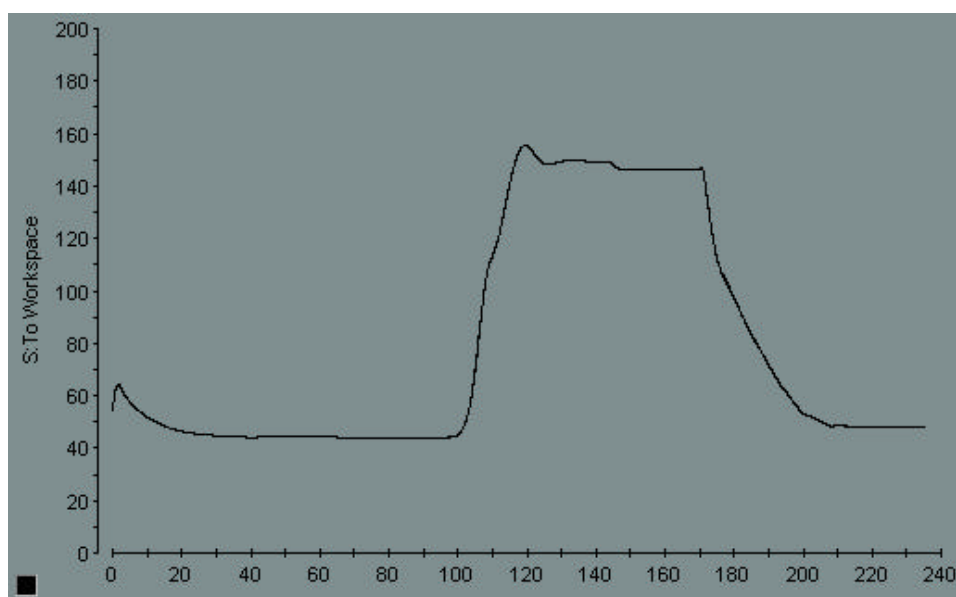
Slika 5.18. Grafik struje i_d dobijen eksperimentalnim putem za moment sa slike 5.17.



Slika 5.19. Grafik struje i_q dobijen eksperimentalnim putem za moment optere)jenja sa slike 5.17.



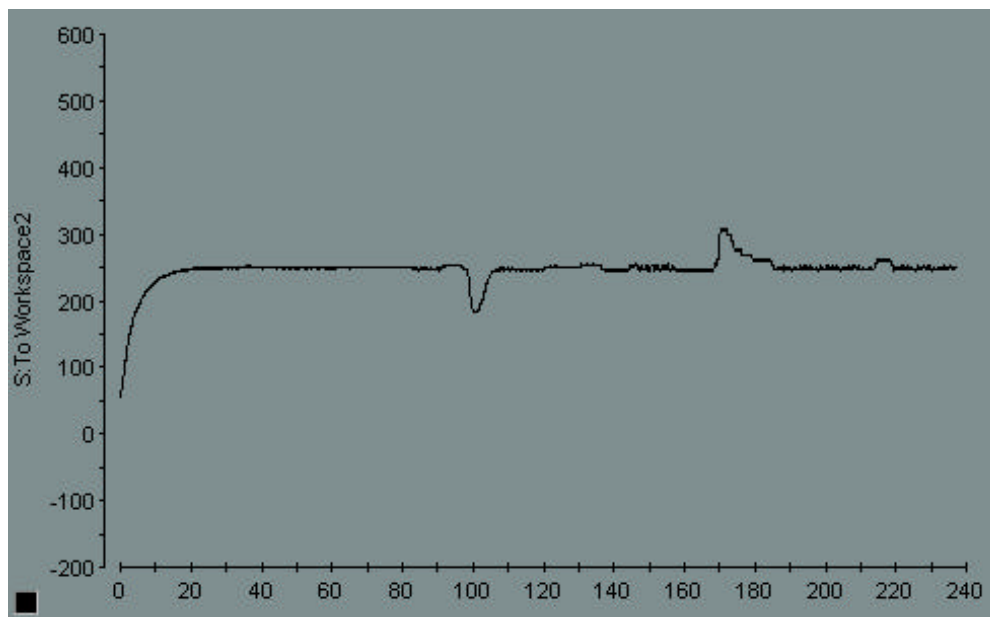
Slika 5.20. Grafik snage gubitaka dobijen eksperimentalnim putem za optere}enje sa slike 5.17 i bez optimizacionog regulatora.



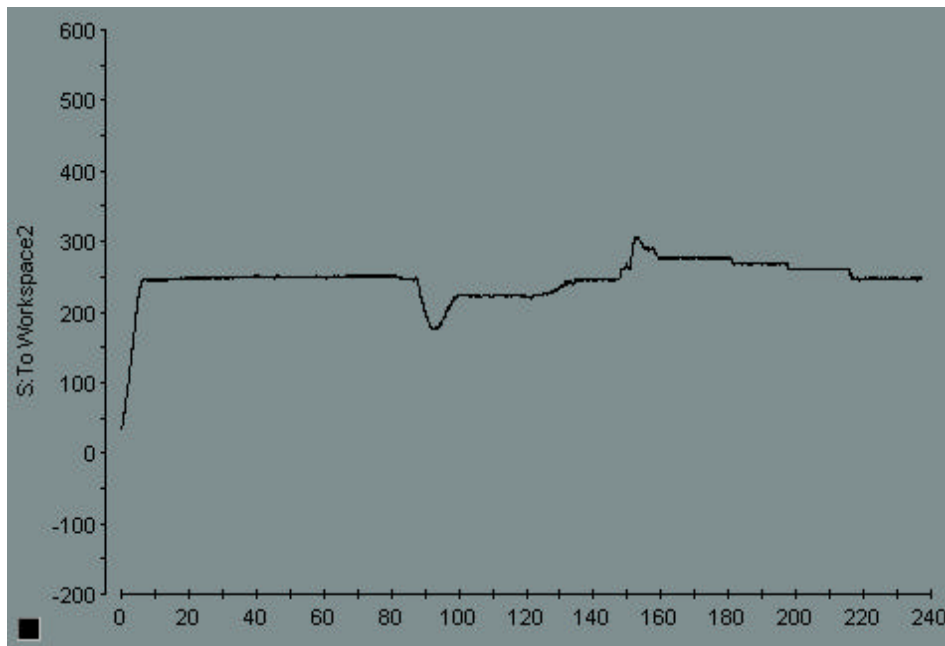
Slika 5.21. Grafik snage gubitaka dobijen eksperimentalnim putem za optere}enje sa slike 5.17 sa optimizacionim regulatorom.

Na slikama 5.17-5.21 mo`e se vidjeti djelovanje optimizacionog regulatora za slu-aj skokovite promjene momenta optere}enja. Za optere}enja koja su manja od nominalnog optimizator djeluje smanjuju}i gubitke u pogonu. Kada je optere}enje blisko, ili ve}e od nominalnog, struja i_d raste na svoju nominalnu vrijednost, tako da pogon mo`e razviti maksimalan elektromagnetni moment. U ovim uslovima rada djelovanje optimizatora je prakti-no isklju-eno, pa su elektri-ni gubici u oba slu-aja jednaki.

Algoritam za minimizaciju gubitaka prati rezervu elektromagnetnog momenta, tako da se njegovo djelovanje ne odra`ava negativno na kvalitativne karakteristike pogona. Na slikama 5.22 i 5.23 prikazani su grafici brzine, pri skokovitoj promjeni momenta optere}enja, za pogon bez optimizacionog regulatora i sa optimizacionim regulatorom. Brzina se odr`ava na konstantnoj vrijednosti $\omega_r=250$ obr/min. Pri skokovitoj promjeni optere}enja sa $0.4M_{emn}$ na $1.1M_{emn}$ (sl. 5.17) dolazi do smanjenja brzine, ali brzinski regulator djeluje tako da generi{e ve}u referentnu vrijednost elektromagnetnog momenta i brzina se brzo i bez preskoka vra}a na referentnu vrijednost. U slu-aju negativne skokovite promjene momenta (sl. 5.17) dolazi do pove}anja brzine, ali brzinski regulator djeluje tako da smanjuje referentni elektromagnetni momenat i brzina se ponovo brzo vra}a na svoju referentnu vrijednost. U pogonu sa optimizacionim regulatorom, pri skokovitoj pozitivnoj promjeni momenta optere}enja, regulator djeluje tako da struja i_d brzo raste i posti`e svoju nominalnu vrijednost. Nakon {to struja i_d postigne svoju nominalnu vrijednost, pogon se pona{a na isti na-in kao kada nema optimizacionog regulatora.



Slika 5.22. Grafik brzine dobijen eksperimentalnim putem za slu-aj skokovite promjene momenta optere}enja i bez optimizacionog regulatora.



Slika 5.23. Grafik brzine dobijen eksperimentalnim putem za slu-aj skokovite promjene optere}enja i sa optimizacionim regulatorom.

ZAKLJU^AK

U ovom radu predstavljen je jedan algoritam za minimizaciju gubitaka vektorski regulisanog asinhronog pogona primjenom fazi logike. Predlo`eni metod pripada grupi algoritama pretra`ivanja. Razlog za ovakav izbor je u tome da algoritmi pretra`ivanja imaju dosta dobrih karakteristika kao {to su: mala osjetljivost na promjene parametara pogona, jednostavnost u primjeni, mogu se koristiti za bilo koji standardni asinhroni pogon i njihova primjena ne zahtjeva kori{tenje dodatnih senzora.

Snaga elektri-nih gubitaka kod asinhronog motora mo`e se izraziti kao eksponencijalna funkcija fluksa. To zna~i da postoji ta-no odre|ena vrijednost fluksa pri kojem }e elektri-ni gubici u motoru biti minimalni u datim uslovima rada pogona. Rad predlo`enog algoritma zasniva se na adaptivnom pode{avanju fluksa u ma{ini, tako da za date uslove rada pogona (brzina i moment), pogon radi sa minimalnim gubicima. Struja i_d , odnosno fluks mijenjaju se u ekvidistantnim trenucima dovoljno dugim da bi se zavr{io prelazni procesi i uspostavile nove vrijednosti fluksa i struje i_q . Da bi se ostvario brz prelaz u optimalnu radnu ta~ku pogona sa adaptivnom promjenom koraka struje i_d , optimizacioni regulator relalizovan je sa fazi kontrolerom. Kontroler omogu}uje da se na osnovu ulaznih veli-ina i `eljenog odziva formiraju fazi skupovi i pravila, te obu~i tako da se dobije `eljeno pona{anje sistema.

Jedan od zadataka u okviru rada bio je i da se provjeri na~in na koji se mogu smanjiti nedostaci algoritama tra`enja kao {to su talasnost momenta i osjetljivost pogona na promjenu momenta optere}enja. Jedna od ulaznih veli-ina u fazi kontroler je i rezerva elektromagnetnog momenta. Kontroler }e preduzimati odgovaraju}e korake, tako da }e bez obzira na rad optimizacionog regulatora, odr`avati dovoljno veliku rezervu elektromagnetnog momenta. U slu~aju skokovitog pove}anja momenta optere}enja, pogon }e mo}i razviti potreban elektromagnetni moment. Na ovaj na~in smanjena je osjetljivost pogona na nagle promjene optere}enja {to je bio jedan od zna~ajnih nedostataka algoritama tra`enja. Pri malim optere}enjima pogona, zbog odr`avanja dovoljne rezerve momenta, vrijednost fluksa u ma{ini bi}e ve}a od optimalne i zbog toga }e gubici biti ne{to ve}i od minimalnih za te uslove rada. S druge strane, zbog ve}eg nivoa fluksa od optimalnog, pri skokovitom pove}anju momenta optere}enja, gubici u prelaznom re`imu bi}e ve}i nego kada nema kontrole rezerve momenta. Pokazano je da ovaj algoritam, s jedne strane osigurava dovoljnu rezervu elektromagnetnog momenta, a da s druge strane ne uti-e zna~ajnije na pove}anje gubitaka zbog uvo|enja ovog ograni~enja.

Napravljen je model za ovaj algoritam i izvr{ena provjera njegovog rada putem ra-unarske simulacije elektri-nog pogona sa asinhronim motorom. Simulacijom su dobijeni rezultati na osnovu kojih se mo`e zaklju~iti da ovaj algoritam daje pribli`no iste, ili ~ak bolje rezultate u odnosu na druge optimizacione metode ve} publikovane u literaturi, i to u razli~itim uslovima rada pogona.

Eksperimentalno testiranje rada predlo`enog algoritma izvr{eno je na laboratorijskoj stanici za vektorsko upravljanje asinhronim pogonom – VEKTRI. Kao upravlja~ki modul upotrebljena je *dSPACE* kartica, a odgovaraju}i programski model napravljen je u programu Matlab-Simulink i *dSPACE*-ovom paketu za razvoj aplikacija u realnom vremenu. Dobijeni eksperimentalni rezultati bliski su onima koji

su dobijeni putem simulacija za iste radne uslove pogona. Na ovaj način je i praktično potvrđena valjanost predloženog algoritma.

Ponašanje fazi kontrolera moglo bi se poboljšati ako bi se u toku obuke kontrolera koristili alati vještačke inteligencije, na primjer neuronske mreže. Tako je, elektromagnetni moment posjeduje određene pulsacije koje su posljedice inženice da u radu algoritama za minimizaciju struja i_d nikad ne dostiže stacionarno stanje, nego osciluje oko ravnotežne tačke sa nekim malim korakom. Ovaj problem zahtjeva rješenje, ako se veliki odkloniti mogu, pojavu mehaničke rezonancije. Ovo su samo neke od smjernica koje mogu biti interesantne za dalje istraživanje u ovoj oblasti.

Prilog 1. Parametri motora TYP ZK-80 "Sever" Subotica

3MOT	$\Delta 220/Y380V$
3,6/2,1 A	0.75kW
$\cos \mathbf{j} = 0,72$	1390 o/min
50 Hz	

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

Prilog 2. Parametri motora TYP IEC80T4 0.75

3MOT	$\Delta 220/Y380V$
3,7/2,12 A	0.75kW
$\cos \mathbf{j} = 0,71$	1410 o/min
50 Hz	

$R_s = 10.4 \Omega$	
$R_r = 11.6 \Omega$	
$L_{\gamma s} = 22 mH$	$L_{\gamma r} = 22 mH$
$L_{mn} = 0,557H$	
$J_m = 0,0008316 kgm^2$	

LITERATURA

- [1] S. N. Vukosavi}: *Projektovanje adaptivnog mikroprocesorskog upravljanja brzinom i pozicijom asinhronog motora*, doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, 1989.
- [2] V. Vu-kovi}: *Elektri-ni pogoni*, Elektrotehni-ki fakultet Beograd, 1997.
- [3] V. Vu-kovi}: *Op{ta teorija elektri-nih ma{ina*, Nauka, Beograd 1992.
- [4] Timothy J. Ross: *Fuzzy Logic with Engineering Applications*, McGraw-Hill, Inc., 1995.
- [5] Daniel W. Hart: *Introduction of Power Electronics*, Prantice-Hall International, 1997.
- [6] Latinka] alasan i Menka Petkovska, *MATLAB i dodatni moduli Control Sistem Toolbox i Simulink*, Mikro knjiga, Beograd 1995.
- [7] Gradimir V. Milovanovi}, *Numeri-ka analiza I deo*, Nau-na knjiga, Beograd, 1985.
- [8] Mili} R. Stoji}, *Digitalni sistemi upravljanja*, Nauka, Beograd, 1994.
- [9] S. N. Vukosavi}: "Present Trends in Controlled Electrical Drives", *XLII Jugoslovenska konferencija ETRAN-a*, pp.1-11, Vrnja-ka Banja 1998.
- [10] L. Mati}: *Razvoj algoritma za minimizaciju snage gubitaka elektromotornog servopogona sa asinhronim motorom*, magistarski rad, Elektrotehni-ki fakultet u Beogradu, 1999.
- [11] Vladan R. Dimitrijevi}: *Estimator brzine obrtanja indukcionog motora zasnovan na merenju struje me|ukola pogonskog pretvara-a snage*, magistarski rad, Elektrotehni-ki fakultet Beograd, 1998.
- [12] F. Abrahamsen, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg: "State-of-Art of Optimal Efficiency Control of Low Cost Induction Motor Drives", *Proceedings of PESC'96*, pp. 920-924, 1996.
- [13] Gilberto C. D. Sousa, Bimal K. Bose and John G. Cleland, "Fuzzy Logic Based On- Line Efficiency Optimization Control of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 42, No.2, pp. 192-198, April 1995.

- [14] Bimal K. Bose, N. R. Patel, K. Rajashekara, "A Neuro Fuzzy Based On-Line Efficiency Optimization Control of a Stator Flux Oriented Direct Vector Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 44, No.2, pp. 270-273, April 1997.
- [15] Li Zheng and Longya Xu, "On-Line Fuzzy Tuning of Indirect Field Oriented Induction Machine Drives", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 13, No.1, pp. 134-141, January 1998.
- [16] Vijay V. Deshpade and Seshagiri Rao Doradla, "A Detailed Study of Losses in the Reduced Voltage Resonant Link Inverter Topology", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 13, No.2, pp. 337-344, March 1998.
- [17] Ali Yazdian-Varjani, Sarath Pereira and Joe F. Chicharo, "A Centroid PWM Switching Technique for Full-Bridge Inverter Applications", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 13, No.1, pp. 115-124, January 1998.
- [18] Ahmet M. Hava, Russel J. Kerkman and Thomas A. Lipo, "Simple analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 14, No.1, pp. 49-61, January 1999.
- [19] Mihai Puiu-Berezintu, Dan Rotar, "Efficiency Increase Within the Inverter-Induction Motor System by the Slip Optimization", X Simpozijum Energetska elektronika Ee'99, Novi Sad, pp.261-266, Oktobar 1999.
- [20] Thomas G. Wilson, "The Evolution of Power Electronics", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.15, No.3, pp.439-446, May 2000.
- [21] Heung G. Kim, Seung K. Sul, Min H. Park: "Optimal Efficiency Drive of a Current Source Inverter Fed Induction Motor by Flux Control", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.IA-20, No.2, pp.1453-1459, November/December 1984.
- [22] H. R. Andersen, J. K. Pedersen: "Low Cost Energy Optimized Control Strategy for a Variable Speed Three-Phase Induction Motor", *Proceedings of PESC'96*, pp. 920-924, 1996.
- [23] T. Hatanaka, N. Kuwahara: "Method and Apparatus for Controlling the Supply of Power to an Induction Motor to Maintain High Efficiency Under Varying Load Conditions", U.S. Patent 5 241 256, Aug. 31, 1993.
- [24] J. K. Pedersen, F Blabjerg: "An Electrical Car Drive System Using an Energy-Optimized Control Strategy Based on an AC-machine and a Microcontroller", *Proceedings of the 11th International Electrical Vehicle Symposium*, pp.12.031-1203.13, 1992.

- [25] P. Thogersen, M. Tonnes, U Jeger, S. E. Nielsen: "New High Performance Vector Controlled AC Drive with Automatic Energy Optimizer", *Proceedings of EPE'95*, Vol.3, pp.381-386, 1995.
- [26] Stephen Williamson, Roy G. Cann: "A Comparasion of PWM Switching Strategies on the Basis of Drive System Efficiency", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol.IA-20, No.6, pp.1460-1472, November/December 1984.
- [27] Gilberto C. D. Sousa and Bimal K. Bose: "A Fuzzy Set Theory Based Control of a PhaseControlled Converter DC Machine Drive", *IEEE/Industrial Aplication Society Annual Meeting Conference*, pp.854-861, 1991.
- [28] Branko L. Doki}: *Energetska elektronika*, Glas srpski i Elektrotehni-ki fakultet u Banjaluci, Banja luka 2000.
- [29] Emmanuele Cerruto, Alfio Consoli, Angelo Raciti and Antonio Testa: "Fuzzy Adaptive Vector Control of Induction Motor Drives", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.12, No.6, pp.1028-1039, Novemeber 1997.
- [30] A. Barazzouk, A. Cheriti and G. Olivier: "A Neural Networks Based Field Oriented Control Scheme for Induction Motors", *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, October 5-9, 1997.
- [31] Jinhwan Jung and Kwanghee Nam: "A Dinamic Decoupling Control Scheme for High Speed Operation of Induction Motors", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol.46, No.1, pp.100-108, February 1999.
- [32] Benoit Robyns, Frederique Berthreau, Jaun Paul Hautier and Herve Buyse: "A Fuzzy logic Based Multimodel Field Orintation in an Indirect FOC of an Induction Motor", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol.47, No.2, pp.380-388, April 2000.
- [33] Marek J. Patyra, Janos L. Granter and Kirby Koster: "Digital Fuzzy Logic Controller: Design and Implementation", *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, Vol.4, No.4, pp.439-459, November 1996.
- [34] Alfredo Munoz and Thomas A. Lipo, "On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.14, No.4, pp.683-689, July 1999.
- [35] Alexander Domijan, Dariusz Czarkowski and J. Herbert Johnson: "Power Mesurement of Variable Speed Motors", *IEEE IAS Annual Meeting*, New Orleans, LA, 1997.
- [36] Lotfi A. Zadeh: "Fuzzy Logic=Computing with Words", *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, Vol.4, No.2, pp.103-111, May 1996.

- [37] Susumu Tadakuma, Shigeru Tanaka, Haruo Naitoh and Kazuo Shimane: “Improvement of robustness of Vector-Controlled Induction Motors Using Feedforward and Feedback Control”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.12, No.2, pp.221-226, March 1997.
- [38] Seung Ki Sul and Min Ho Park: “A Novel Technique for Optimal Efficiency Control of Current-Source Inverter Fed Induction Motor”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.3, No.2, pp.192-199, April 1988.
- [39] Iordanis Kioskeridis and Nikos Margaris: “Loss Minimization in Scalar-Controlled Induction Motor Drives with Search Controllers”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.11, No.2, pp.213-220, March 1996.
- [40] *MATLABTM: User guide*, The MATH WORKS , Natick, 1994.
- [41] *SIMULINKTM: User guide*, The MATH WORKS , Natick, 1994.
- [42] *FUZZY LOGIC TOOLBOXTM: User guide*, The MATH WORKS , Natick, 1994.
- [43] *Floating-Point Controller Board, DS1102 User’s guide*, dSPACE digital signal processing and control engineering GmbH, 1996.
- [44] *Installation and Configuration Guide, DS1102 DSP Controller Board*, dSPACE digital signal processing and control engineering GmbH, May 1999.
- [45] *MLIB/MTRACE MATLAB-dSPACE Interface Libraries*, dSPACE digital signal processing and control engineering GmbH, May 1999.
- [46] *ControlDesk Experiment Guide*, dSPACE digital signal processing and control engineering GmbH, May 1999.
- [47] *Real Time Interface (RTI and RTI-MP) Implementation Guide*, dSPACE digital signal processing and control engineering GmbH, May 1999.