

**UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**

MAGISTARSKI RAD

**RAZVOJ ALGORITMA ZA MINIMIZACIJU SNAGE GUBITAKA
ELEKTROMOTORNOG SERVO POGONA SA ASINHRONIM
MOTOROM**

Leposava Matić

Beograd, 1999.

**UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**

**RAZVOJ ALGORITMA ZA MINIMIZACIJU SNAGE GUBITAKA
ELEKTROMOTORNOG SERVO POGONA SA ASINHRONIM
MOTOROM**

MAGISTARSKI RAD

Mentor:

dr Slobodan Vukosavić, v. prof.

Kandidat:

Leposava Matić

Beograd, 1999.

RAZVOJ ALGORITMA ZA MINIMIZACIJU SNAGE GUBITAKA
ELEKTROMOTORNOG SERVO POGONA SA ASINHRONIM MOTOROM

Magistarski rad pod gornjim naslovom Leposava Matić, dipl. ing., prijavila je na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu, 23.02.1999. godine. tema je prihvaćena od strane Nastavno - naučnog veća 23.02.1999.godine i odobrena za izradu rada.

Na sednici Nastavno - naučnog veća održanoj 16.03.1999., imenovana je Komisija za pregled i ocenu magistarskog rada u sledećem sastavu:

1. v.prof. dr Slobodan Vukosavić
2. r.prof. dr Milić Stojić
3. r.prof. dr Dragan Petrović
4. r.prof. dr Vladan Vučković
5. v.prof. dr Zoran Stojiljković

Komisija za pregled i ocenu rada podnela je Izveštaj, 26.03.1999. godine. Izveštaj je usvojen na sednici Nastavno - naučnog veća održanoj 06.04.1999., i formirana je Komisija za usmenu odbranu magistarskog rada u sastavu:

1. v.prof. dr Slobodan Vukosavić
2. r.prof. dr Milić Stojić
3. r.prof. dr Dragan Petrović
4. r.prof. dr Vladan Vučković
5. v.prof. dr Zoran Stojiljković

Usmena odbrana zakazana je za 23.04.1999. godine. Magistarski rad pod nazivom "Razvoj algoritma za minimizaciju snage gubitaka elektromotornog servo pogona sa asinhronim motorom", Leposava Matić je odbranila 23.04.1999. godine.

RAZVOJ ALGORITMA ZA MINIMIZACIJU SNAGE GUBITAKA ELEKTROMOTORNOG SERVO POGONA SA ASINHRONIM MOTOROM

KRATAK SADRŽAJ

Elektromotorni pogon se često projektuje bez ikakvog znanja o parametrima motora. Najnovije metode za minimizaciju gubitaka snage u realnom vremenu putem smanjenja nivoa fluksa, ne zahtevaju poznavanje parametara motora, a mogu se primeniti kako u pogonima asinhronih motora sa skalarnom, direktnom i indirektnom vektorskom kontrolom. U tezi je prikazan metod za optimizaciju stepena korisnog dejstva asinhronog motora koji se bazira na adaptivnom podešavanju nivoa fluksa u cilju određivanja optimalne radne tačke minimiziranjem gubitaka, koji se dobijaju kao razlika merene ulazne snage i procenjene izlazne snage, u slučaju asinhronog motora sa indirektnom vektorskom kontrolom. Algoritam je organizovan tako da se struja i_d menja u ekvidistantnim trenucima, dovoljno udaljenim da bi se omogućilo smirenje prelaznog procesa uspostavljanja nove vrednosti fluksa Ψ_D i struje i_q , u uslovima konstantnog momenta i brzine. Amplituda fluksa se kontroliše kroz sukcesivno inkrementiranje ili dekrementiranje komande fluksa i_d na osnovu gubitaka, procenjenih u svakom koraku. Algoritam optimizacije treba da omogući određivanje veličine i smera sukcesivnih promena struje i_d , kako bi se obezbedila konvergencija fluksa ka optimumu. U tezi su prikazane tri varijante optimizacionog algoritma:

1. dvokoračna metoda - korak promene struje i_d uzima dve vrednosti: vrednost koraka je veća što je optimum dalji, odnosno manja, u okolini optimalne radne tačke;
2. višekoračna metoda - korak promene struje i_d uzima različite vrednosti iz određenog skupa u zavisnosti od udaljenosti optimalne radne tačke;
3. metoda određivanja veličine koraka promene struje i_d primenom fazi logike.

Sve tri varijante datog optimizacionog algoritma ocenjene su odgovarajućom kriterijumskom funkcijom, a rezultati dobiveni simulacijom, potvrđeni su eksperimentom na laboratorijskom prototipu.

DEVELOPMENT OF A LOSS MINIMIZING ALGORITHM FOR THE ELECTRICAL SERVO DRIVE WITH INDUCTION MOTOR

ABSTRACT

An electrical drive is usually designed without any knowledge of motor parameters. Novel methods for on-line loss minimization through the manipulation of the flux level don't require knowledge of motor parameters and can be applied in either U/f drives, scalar controlled drives, or direct and indirect field oriented drives. A method based upon the adaptive adjustment of the rotor flux level using the indirect field-oriented controller, direct measurement of the power input to the drive system, and estimation of the power output, in order to get the value of the drive losses, is presented in this thesis. Establishing different values of current i_d , the flux magnitude is changing in the finite increments. The algorithm organization is performed by altering the current i_d in sampling instants. Sampling intervals

are wide enough to satisfy the damping of transients occurred in the period of reestablishing a new flux Ψ_D and current i_q , in constant speed and load torque conditions. The optimization algorithm should find the value and the direction of the current i_d variations, which yield the true optimum level of the flux magnitude. Three types of optimization algorithms are presented in the thesis:

1. one - step algorithm: the step of current i_d variations has one value - the step value is big if the operating point is far from the optimum level, and small, if the operating point is in the optimum level surrounding;
2. multi - step algorithm: the step of current i_d variations takes different values from the determined group of values, depending of the distance between the operating point and its optimal value;
3. the optimizing algorithm determines the step of current i_d variations at the basis of fuzzy logic.

The quality of each of these optimization algorithms is estimated, using the properly defined objective function. Analytical considerations and concise design guidelines are followed by digital simulations, and the obtained results are experimentally verified on the laboratory setup.

SADRŽAJ

1. UVOD	2
1.1. PREGLED STANJA TEHNOLOŠKOG RAZVOJA U OBLASTI REGULISANIH ELEKTROMOTORNIM POGONA	3
1.2. KRATAK SADRŽAJ I STRUKTURA RADA	6
2. PREGLED POSTOJEĆIH REŠENJA	8
2.1. OPTIMIZACIJA STEPENA KORISNOG DEJSTVA MOTORA ZASNOVANA NA JEDNOSTVNOJ KONTROLI NEKE OD PROMENLJIVIH STANJA MOTORA	12
2.1.1. Optimizacija stepena korisnog dejstva pogona regulacijom klizanja asinhronog motora	13
2.1.2. Optimizacija stepena korisnog dejstva pogona regulacijom faktora snage	19
2.2. OPTIMIZACIJA STEPENA KORISNOG DEJSTVA POGONA MINIMIZACIJOM PRECIZNO MODELOVANIH GUBITAKA SNAGE U POGONU	21
2.3. OPTIMIZACIJA STEPENA KORISNOG DEJSTVA PRIMENOM PRETRAŽIVAČKIH ALGORITAMA ("SEARCH CONTROLLERS"-SC)	29
2.4. OPTIMIZACIJA STEPENA KORISNOG DEJSTVA ASINHRONOG MOTORA OPTIMIZACIJOM TRAJEKTORIJE FLUKSA ZA POZNATA OPTEREĆENJA MOTORA	43
3. PROJEKTOVANJE ALGORITMA ZA OPTIMIZACIJU STEPENA KORISNOG DEJSTVA NA MODELU POGONA	44
3.1. MATEMATIČKI MODEL ASINHRONOG MOTORA SA INDIREKTNOM VEKTORSKOM KONTROLOM	45
3.2. MODELOVANJE GUBITAKA U POGONU	51
3.2.1. Modelovanje gubitaka u asinhronom motoru	51
3.2.2. Modelovanje gubitaka u energetsom pretvaraču	57
3.3. ALGORITAM ZA OPTIMIZACIJU STEPENA KORISNOG DEJSTVA POGONA SA VEKTORSKI KONTROLISANIM ASINHRONIM MOTOROM	61
3.3.2. Dvokoračni optimizacioni algoritam	63
3.3.3. Višekoračni optimizacioni algoritam	83
4. SINTEZA ALGORITMA ZA OPTIMIZACIJU STEPENA KORISNOG DEJSTVA POGONA PRIMENOM FAZI LOGIKE	88
4.1. OSNOVNE POSTAVKE FAZI LOGIKE	89
4.1.1. Elementi fazi logike	89
4.2. SINTEZA FAZI REGULATORA NA OSNOVU FUZZY LOGIC TOOLBOX-A	96
4.3. SINTEZA OPTIMIZACIONOG FAZI REGULATORA	100
4.3.1. Sinteza optimizacionog fazi regulatora sa jednim ulazom i jednim izlazom	102
5. PRAKTIČNA REALIZACIJA	115
5.1. OPIS HARDVERA	116
5.1.1. Laboratorijska stanica za vektorsku kontrolu	117
5.1.2. Sekcija za merenje struje u jednosmernom međukolu	123
5.2. PROGRAMSKA PODRŠKA	126
5.3. EKSPERIMENTALNI REZULTATI	130
6. ZAKLJUČAK	156
7. LITERATURA	158

1. UVOD

Predmet naučne rasprave u okviru rada je razvoj algoritma za optimizaciju radne tačke kod elektromotornih pogona sa asinhronim motorom.

Elektromotorni pogoni se mogu ubrojiti među najveće potrošače električne energije. Motori za jednosmernu i naizmeničnu struju u alatnim mašinama, industrijskim robotima, automatizovanim procesima, liftovima, transporterima, valjaonicama, kompresorima, pumpama, ventilatorima, električnim vozilima, kranovima i mnogim drugim mestima primene troše više od 2/3 ukupne električne energije proizvedene u jednoj industrijskoj zemlji [1], tako da istraživanje mogućnosti za uštedu električne eneregije u ovim pogonima postaje zadatak sa visokim stepenom prioriteta.

Ušteda električne energije i finansijska isplativost pogona, predstavljaju osnovu za brzi razvoj elektromotornih pogona sa elektronskom regulacijom u širokom opsegu brzina, koji se sve više primenjuju u industrijskim procesima. Danas regulisani pogoni sa mašinama za naizmeničnu struju koriste oko 40 % od ukupne proizvedene električne energije u visoko razvijenim zemljama sveta [2]. Rad u širokom opsegu brzina omogućava efikasnije korišćenje mehaničke snage koju proizvode motori. Slično, rad sa promenljivim fluksom omogućava efikasniju konverziju električne u mehaničku snagu u elektromotornim pogonima [3]. Napajanjem asinhronih motora iz statičkih frekventnih pretvarača, omogućeno je da ovi motori imaju statičke i dinamičke karakteristike veoma slične motorima za jednosmernu struju. Ozbiljan nedostatak ove strukture u odnosu na klasičnu, je njena veća cena usled uslozljavanja celokupnog pogonskog sistema. Primena ove tehnologije dobija potpunu potvrdu, tek sa brzim porastom razvoja brzinski kontrolisanih elektromotornih pogona, u kombinaciji sa istovremenim padom njihovih cena. Primena savremenih, energetskih *IGBT* poluprovodničkih prekidača zajedno sa digitalnim mikrokontrolerima niske cene, dovela je do značajnog porasta upotrebe pogona sa asinhronim motorima čije se upravljanje vrši u širokom opsegu brzina [4], tako da danas, u industrijski razvijenim zemljama, pogoni sa asinhronim motorima zamenjuju jednosmerne pogone u iznosu od 15 % godišnje [1]. Uzimajući u obzir da će generisanje struje, koju vrše *IGBT* tranzistori snage, biti zamenjeno još bržim poluprovodničkim prekidačima, lako se može pretpostaviti da će se pažnja mnogih istraživača fokusirati na proučavanje gubitaka snage i radnog veka motora.

Elektromotorni pogon se često projektuje bez ikakvog znanja o parametrima motora. Najnovije metode za minimizaciju gubitaka snage u realnom vremenu putem smanjenja nivoa fluksa, ne zahtevaju poznavanje parametara motora, a mogu se primeniti kako u pogonima asinhronih motora sa U/f regulacijom, tako i u pogonima sa skalarnom, direktnom i indirektnom vektorskom kontrolom. U tezi je prikazan metod za optimizaciju stepena korisnog dejstva asinhronog motora koji se bazira na adaptivnom podešavanju nivoa fluksa u cilju određivanja optimalne radne tačke minimiziranjem gubitaka, koji se dobijaju kao razlika merene ulazne snage i procenjene izlazne snage, u slučaju asinhronog motora sa indirektnom vektorskom kontrolom.

Algoritam je organizovan tako da se struja i_d menja u ekvidistantnim trenucima, dovoljno udaljenim da bi se omogućilo smirenje prelaznog procesa uspostavljanja nove vrednosti fluksa Ψ_D i struje i_q , u uslovima konstantnog momenta i brzine. Amplituda fluksa se kontroliše kroz sukcesivno inkrementiranje ili dekrementiranje komande fluksa i_d na osnovu gubitaka, procenjenih u svakom koraku. Algoritam optimizacije treba da omogućí određivanje veličine i smera sukcesivnih promena struje i_d , kako bi se obezbedila konvergencija fluksa ka optimumu. U tezi su prikazane tri varijante optimizacionog algoritma:

1. dvokoračna metoda - korak promene struje i_d uzima dve vrednosti: vrednost koraka je veća što je optimum dalji, odnosno manja, u okolini optimalne radne tačke;

2. višekoračna metoda - korak promene struje i_d uzima različite vrednosti iz određenog skupa u zavisnosti od udaljenosti optimalne radne tačke;
3. metoda određivanja veličine koraka promene struje i_d primenom fazi logike.

Sve tri varijante datog optimizacionog algoritma ocenjene su odgovarajućom kriterijumskom funkcijom, a rezultati dobiveni simulacijom, potvrđeni su eksperimentom na laboratorijskom prototipu.

1.1. PREGLED STANJA TEHNOLOŠKOG RAZVOJA U OBLASTI REGULISANIH ELEKTROMOTORNIH POGONA

Trenutni nivo tehnološkog razvoja diktira porast broja primene elektromotornih pogona. Visok stepen pouzdanosti, dug životni vek, relativno jeftino održavanje i kratko vreme potrebno za puštanje u pogon elektromotornih pogona su u skladu sa njihovom ekološkom kompatibilnošću, a to je nizak stepen zagađivanja. Kvalitet elektromotornih pogona je povećan visokim stepenom iskorišćenja, malim gubicima u praznom hodu, velikom mogućnošću preopterećenja, brzom dinamikom odziva, mogućnošću rekuperacije i skoro trenutnom mogućnošću rada sa punim opterećenjem odmah posle starta pogona. Elektromotorni pogoni su operativni širokom opsegu brzina, momenta i snage, pružaju mogućnost kontinualne brzinske regulacije, reversa i brze adaptacije na različite uslove rada od čistih sobnih uslova do sredina sa eksplozivnom atmosferom. Danas, elektromotorni pogoni koriste 60 do 70 % od ukupne električne energije proizvedene u jednoj industrijskoj zemlji [1].

U toku poslednje dve decenije, razvoj digitalnih mikrokontrolera ogromnih mogućnosti, stvorio je uslove za potpuno digitalizovano upravljanje procesima elektromehaničke konverzije u okviru elektromotornih pogona. U automatizaciji procesa došlo je do značajnog napretka tokom pedesetih, zahvaljujući uvođenju numeričke kontrole. Potpuno programabilni, sistemi sa numeričkom kontrolom su zamenili releje i mehaničke vremenske sklopke uobičajene za fabričke hale u prvoj polovini ovoga veka. Prvi pouzdani i komercijalni mikrokontroleri proizvedeni su šezdesetih godina, i od tada je počela njihova široka primena u svrhe fleksibilnog upravljanja elektromotornim pogonima u proizvodnim procesima. Od tada su pneumatski i hidraulički aktuatori skoro potpuno nestali iz upotrebe i ustupili svoje mesto mašinama za jednosmernu i naizmjeničnu struju [1].

Kako su mnogo robusniji i jednostavnije konstrukcije od motora za jednosmernu struju, motori za naizmjeničnu struju su se uglavnom koristili za primene sa konstantnom brzinom, a napajali su se iz mreže do tehnoloških proboja koji su načinjeni početkom sedamdesetih godina, razvojem tranzistorskih trofaznih invertora sa digitalnim *PWM*-om za napajanje asinhronih motora naponom promenljive učestanosti. Pronalazak *IGBT* tranzistora i digitalnih kontrolera visokih performansi, učinili su pogone sa asinhronim motorima koji se napajaju naponom varijabilne učestanosti pouzdanim i prihvatljivim na tržištu pogona. Poluprovodnički element za koji se očekuje da će imati važniji uticaj na razvoj elektromotornih pogona i energetske elektronike uopšte, je *MCT* - "*MOS - controlled thyristor*" (*MOS* - kontrolisani tiristor), čije je otkriće objavio *GE* (*General Electric*) 1988. godine, a zatim ga je kao komercijalni proizvod predstavio *Harris Semiconductor*, 1992. godine. Ova naprava je, kao što mu ime kaže, element sličan tiristoru, sredstvo koje se može uključiti ili isključiti pomoću naponskog signala na *MOS* gejtju. Može se posmatrati kao poluprovodnički prekidač sličan *GTO* tiristoru, sa visokim strujnim pojačanjima u trenucima uključivanja i isključenja. *MCT* je naprava velike snage, visoke učestanosti i malog pada napona pri provođenju. Na primer, *MCT* za 600 V, 75 A ima maksimalni pad napona pri

provođenju u iznosu od 1.3 V na 150°C, a tipična prekidačka učestanost rada, za ovaj element, iznosi 20 kHz. Očigledno je da će se u budućnosti voditi velika borba između *IGBT* tranzistora i *MCT* tiristora za prevlast na tržištu [5].

Danfoss je 1968. proizveo legendarni *VLT 5* frekventni pretvarač koji je bio težak 54 kg, a namenjen brzinskoj regulaciji asinhronog motora snage 4 kW (današnja verzija istog konvertora je teška 3,5 kg). Među prvim aplikacijama pogona sa frekvencijski upravljanim asinhronim motorom bile su pumpe, ventilatori i kompresori, gde se regulacijom brzine eliminisalo mehaničko prigušenje protoka fluida i redukovali gubici snage i turbulencija. Zahvaljujući porastu njihove pouzdanosti, jeftinom održavanju i boljim karakteristikama, frekvencijski upravljani asinhroni motori su uglavnom svuda zamenili jednosmerne motore, čak i u tradicionalnim oblastima njihove primene, tako da se jednosmerni motori koriste samo u servo aplikacijama velikih brzina [1].

Početkom osamdesetih, pogoni sa frekvencijski upravljanim asinhronim motorima su široko prihvaćeni, ali su njihove cene i dalje bile veće od pogona sa jednosmernim motorima. Cena jednog modula sa asinhronim motorom raspodeljena je tako da je 30 % ukupne cene - cena motora a 70 % - cena strukture sa energetske konvertorom, dok u slučaju jednosmernog pogona, motor vredi 70 % cene modula. Cene energetskih i signalnih poluprovodničkih komponenti će bez sumnje opadati, dok će cene električnih motora ostati približno iste, vezane za cenu gvožđa i bakra. Iz datog razloga, pogoni sa asinhronim motorima imaju perspektivu smanjenja cene, u odnosu na jednosmerne pogone za istu namenu. Daljim tehnološkim razvojem, frekvencijski upravljani asinhroni motori će postati najverovatnije najjeftiniji ikad proizvedeni aktuatori. Danas, u industrijski razvijenim zemljama, pogoni sa asinhronim motorima zamenjuju jednosmerne pogone u iznosu od 15 % godišnje. Više od 20 % pogona je frekvencijski upravljano, dok ostalih 80 % radi sa konstantnom brzinom [1].

Pogoni sa asinhronim motorima su počeli da se koriste u aplikacijama visokih performansi tek po razvoju koncepta vektorske kontrole. Formirane su nove upravljačke strukture poznate kao direktna (*DFOC*) i indirektna (*IFOC*) vektorska kontrola. Iako otkriven šezdesetih godina, koncept vektorske kontrole se našao u upotrebi tek nekih dvadesetak godina kasnije.

Numerički intenzivne, vektorski kontrolisane strukture zahtevaju 16/32-bitne digitalne kontrolere i signalne procesore velike propusne moći. Pored primene u pogonima visokih performansi, neki od ovih digitalnih kontrolera su svoju suštinsku primenu danas našli u industrijskim proizvodima široke potrošnje. U brojnim mestima primene digitalno kontrolisanih električnih motora, čija je upotreba inače široko rasprostranjena, mikrokontroler izvršava i funkcije upravljanja pogonom i specifične funkcije konkretne primene, kao što je postupak pranja, ispiranja i sušenja u slučaju modernih mašina za pranje veša i sudova. Kompaktni digitalni kontroleri emuliraju funkcije tradicionalno ostvarivane u analognoj formi i omogućavaju takođe i izvršavanje nelinearnih i složenih funkcija koje nisu mogle da budu kompletno izvedene pomoću analognih kola [1] (nelinearni estimatori, spektralna estimacija i dr.).

Usavršavanjem koncepta vektorske kontrole, asinhroni motori su dobili dodatni podsticaj u borbi na tržištu pogona visokih performansi. Mada efikasne, i direktna i indirektna vektorska kontrola, oslanjaju se na poznavanje parametara motora i ispoljavaju značajnu osetljivost na njihovu fluktuaciju. Zbog toga, kontroleri za direktnu, kao i za indirektnu vektorsku kontrolu moraju da budu opremljeni odgovarajućim sredstvima za parametarsku identifikaciju u fazi instalacije (samopodešavanje), kao i tokom regularnog rada pogona (neposredno podešavanje). Pored adaptivnih rutina, mnoge aplikacije zahtevaju visoko kvalitetnu strujnu regulaciju i rutine za neposrednu minimizaciju gubitaka u pogonu [1].

Numerički intenzivni, ovi algoritmi zahtevaju upotrebu specijalnih mikroprocesora koji mogu da obrađuju ekstremno velike količine informacija vrlo brzo, kao i upotrebu digitalnih

signalnih procesora u okviru pogonske upravljačke sekcije. Moćni i fleksibilni pogonski kontroleri na *DSP* osnovi, ostvaruju mogućnosti za značajni porast performansi u primenama naprednih upravljačkih koncepata. Visokorazvijeni opserveri pogonskih stanja, omogućavaju smanjenje broja potrebnih senzora. Pogon sa minimalnim brojem senzora, kao i pogoni bez senzora na osovini motora su mnogo pouzdaniji i robusniji u poređenju sa pogonima iste namene sa odgovarajućim sensorima. Odsustvo senzora, a u skladu sa tim i odgovarajućeg broja kablova, čini pogon jeftinijim, a njegovu instalaciju jednostavnijom i bržom. U fazi razvoja su i napredne paralelne upravljačke strukture, kao što su direktna i inkrementalna momentna kontrola, koje koriste velike numeričke propusne moći odgovarajućih čipova da primene koncept bezstepenog upravljanja i na taj način povećaju brzinu odziva i celokupnu dinamiku pogona [1].

Upravljanje i estimacija parametara i veličina u elektromotornim pogonima visokih performansi je znatno složena oblast delanja u koju se danas ulažu veliki naponi. Na sreću, pojava i razvoj moćnih mikroprocesora i čipova usko specijalizovane namene, zajedno sa razvojem savremenih optimalnih i adaptivnih upravljačkih teorija, kao i različitih tehnika u oblasti veštačke inteligencije kao što su ekspertni sistemi, fazi logika, neuralne mreže i genetski algoritmi, omogućavaju rešenje ovog problema. Fazi logika i neuralne mreže za sada pokazuju najviše mogućnosti za primenu. Fazi logika se do sada uspešno koristila za rešavanje problema u oblasti adaptivnog upravljanja, dijagnostike kvara i optimizacije stepena korisnog dejstva pogona, dok se neuralne mreže mogu koristiti u oblasti dijagnostike kvara, sinteze direktnih i inverznih dinamičkih modela za adaptivno upravljanje, estimacije fluksa i brzine, sinteze jednodimenzionalne ili višedimenzionalne funkcije, vektorske rotacije i fazno nezavisnog adaptivnog filtriranja naponskih i strujnih talasa u povratnim spregama [5].

Broj pogona opšte namene koji se instalira svake godine, značajno nadmašuje broj novih servo pogona visokih performansi. Prema podacima *Frost & Sullivan Market Intelligence* za 1997. godinu, 52,7 % novoinstaliranih pogona u *U.K.* koristi asinhroni motor, nekih 33,7 % su jednosmerni pogoni, dok preostalih 13,9 % koristi snagu fluida i ostale neelektrične aktuatora. Prema istom izvoru, pretpostavlja se da će porast broja pogona sa asinhronim motorima u 1998. godini iznositi 3,9 %. Analiza tržišta sprovedena 1994. godine u Severnoj Americi pokazuje da više od 90 % proizvedenih motora ima snagu manju od jedne konjske snage (1 K.S. \approx 0.75 kW). Najveći deo ovih motora su univerzalni i monofazni asinhroni motori: trofazni asinhroni motor je slabije rasprostranjen nego u Evropi. Svake godine, nekih $550 \cdot 10^6$ motora za opštu primenu snage manje od 1 K.S. se proizvede u *U.S.* u iznosu od $6,1 \cdot 10^9$ dolara. Broj pogona visokih performansi koji se proizvede svake godine je mnogo manji, ali njihova vrednost u američkim dolarima dostiže broj od $1,6 \cdot 10^9$ svake godine [14].

U Evropi, trofazno napajanje je mnogo pristupačnije nego u Americi, što je i razlog za učestaliju primenu trofaznog asinhronog motora. Asinhroni motori preko 75 kW čine 29 % evropske godišnje proizvodnje, motori između 7,5 i 75 kW - 31 %, a preostalih 40 % proizvodnje čine motori čija je snaga manja od 7.5 kW. Ekspanzija proizvodnje pogona sa asinhronim motorima u oblasti kućne primene je nešto slabija, zahvaljujući neobično malim cenama koje tržište zahteva od ovih proizvoda. Proizvodna cena regulisanog pogona sa asinhronim motorom koji ima povratnu spegu po brzini, snage od 0,5 - 1 kW, mora da padne ispod granice od 20 \$ za finalne proizvode, da bi oni mogli da se takmiče sa odgovarajućim pogonima čija se brzina reguliše u otvorenoj sprezi. Sa sadašnjom stopom razvoja, ovo bi se moglo dogoditi 2001. - 2002. godine [1].

Porast proizvodnje pogona visokih performansi, zavisi od investiranja u nove proizvodne ciljeve. Proizvodnja servo pogona se odvija u visoko industrijalizovanim zemljama: Japan i Nemačka ostvaruju svaka po 25 % svetske proizvodnje industrijskih robota i alatnih mašina, dok Kina proizvodi više od 20 %. Izveštaj *Frost & Sullivan* agencije o porastu godišnje proizvodnje pogona visokih performansi beleži porast od 5 % u Evropi, dok studija *Motion Tech Trends* - a

predviđa da će prodaja servo pogona 2000. godine u Americi porasti na $4,5 \cdot 10^9$ \$. Više od 52 % pogona visokih performansi koristi trofazni asinhroni motor, koračni motori se koriste u 4,2 % slučajeva, jednosmerni motori čine 22 % tržišta, dok sinhroni motori sa permanentnim magnetima na rotoru čine 20 % tržišta. Relativno visoka cena i mali obim proizvodnje pogona visokih performansi čini njihov razvoj relativno sporim u odnosu na pogone opšte namene, tako da je projektovanje i proizvodnja servo pogona smeštena u samo nekoliko visoko industrijski razvijenih zemalja sveta [1].

Digitalno upravljani elektromotorni pogoni mogu biti klasifikovani prema vrsti primene, karakteristikama, naponskom nivou, snazi i topologiji energetskog pretvarača i to u pet osnovnih kategorija:

servo pogoni visoki performansi	
pogoni opšte namene	pumpe, ventilatori i kompresori u industrijskoj primeni, u grejnim i ventilacionim sistemima, sistemima za klimatizaciju u stambenim i poslovnim zgradama i drugim ne servo industrijskim primenama, kao i u primenama u domaćinstvu.
elektronski brzinski regulisani pogoni u domaćinstvu, kancelarijama i samopokretačkim aplikacijama	usisivači, mašine za pranje sudova i mašine za pranje veša; servo upravljači, motorizovani prozori, automatski podešavači sedišta...
pogoni velikih snaga za srednje napone	valjaonički pogoni, petrohemijska industrija, vodovod.
električno pokretane naprave	električna vuča i autonomna električna vozila, kao što su električni automobili i autobusi.

Bez obzira o kojoj kategoriji je reč, potreba za ekonomičnom upotrebom električne energije, odnosno za minimizacijom gubitaka u pogonu je svuda izražena.

1.2. KRATAK SADRŽAJ I STRUKTURA RADA

Tema magistarskog rada je razvoj algoritma za optimizaciju radne tačke u slučaju elektromotornog pogona sa asinhronim motorom, kod koga je primenjena indirektna vektorska kontrola. Rad se sastoji od sedam poglavlja.

Neposredno pre pristupanja razmatranju mogućnosti za rešenje datog problema optimizacije u ovom konkretnom slučaju, detaljno su analizirani svi, do sada poznati načini optimizacije radne tačke u skladu sa zahtevima koji se postavljaju pred moderene industrijske pogone sa asinhroni motorom, a prikazani su u **poglavlju 2**.

U **poglavlju 3**, najpre je dat matematički model asinhronog motora sa indirektnom vektorskom kontrolom, a zatim detaljan prikaz svih vrsta gubitaka u pogonu sa ovakvim motorom, kao i načini za njihovo modelovanje. Pre pristupanja razvoju optimizacionog algoritma, dato je objašnjenje gradijentne metode na kojoj se zasniva pretraživački algoritam za nalaženje ekstremne vrednosti zadate funkcije. Uvođenjem u problem razvoja optimizacionog algoritma, počevši od algoritma sa konstantnim korakom promene struje i_d , preko osnovne postavke dvokoračnog

algoritma, objašnjena je potreba za kreiranjem kriterijumske funkcije na osnovu koje bi se vršila ocena kvaliteta sintetisanih optimizacionih algoritama i dat je prikaz jednog od mogućih oblika ove funkcije, koji je korišćen za ocenu kvaliteta optimizacionih algoritama predstavljenih u ovom radu. Pored različitih načina realizacije dvokoračnih algoritama, u ovom poglavlju je prikazan i višekoračni algoritam. Rezultati simulacija najboljih rešenja, dobijenih ocenjivanjem na osnovu date kriterijumske funkcije, takođe su prikazani u ovom poglavlju.

Poglavlje 4 sadrži prikaz osnovnih postavki fazi logike i arhitekture fazi regulatora, a takođe i objašnjenje načina sinteze fazi regulatora korišćenjem *Fuzzy Logic Toolbox* - a, kao uvod u sintezu optimizacionog fazi regulatora. U ovom poglavlju je dat detaljan opis onih optimizacionih fazi regulatora, koji su ocenjeni kao najbolji primenom navedene kriterijumske funkcije, kao i ilustracija njihovog učinka u vidu rezultata simulacija odgovarajućih modela.

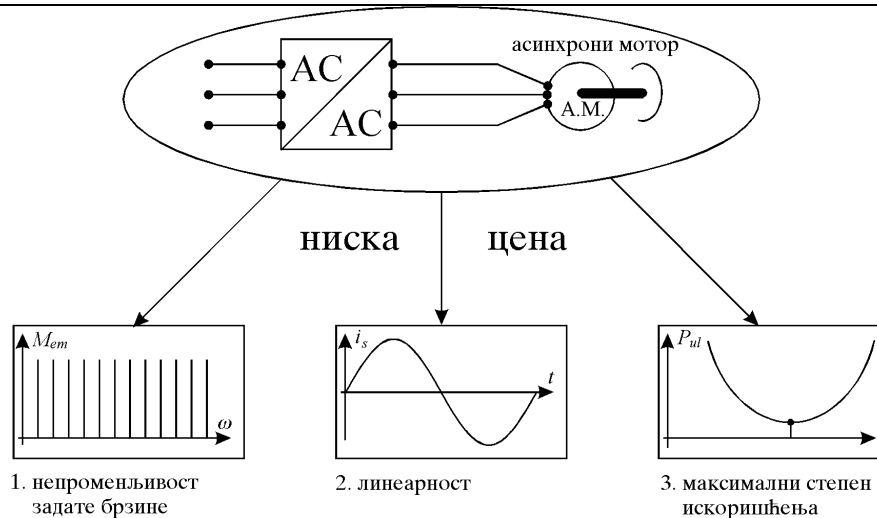
Sva adekvatna rešenja za optimizacioni algoritam, koja su prikazana u trećem i četvrtom poglavlju magistarskog rada, proverena su na simulacijama modela sa tri različita asinhrona motora, a eksperimentalno potvrđena na jednom laboratorijskom prototipu. U **poglavlju 5**, dat je detaljan opis hardvera, koji se sastoji od laboratorijske stanice za vektorsku kontrolu i sekcije za merenje struje u jednosmernom međukolu. Takođe je dato i detaljno objašnjenje programske podrške, kao i prikaz eksperimentalnih rezultata.

Šesto poglavlje predstavlja zaključak izloženog magistarskog rada, a u **sedmom poglavlju** je navedena korišćena literatura.

2. PREGLED POSTOJEĆIH REŠENJA

Tržište pogona sa regulisanom brzinom je u ekspanziji, a najveći broj asinhronih motora i dalje se koristi u pogonima sa konstantnom brzinom. U nekim aplikacijama se strogo zahteva regulisanje brzine, dok je u nekim aplikacijama rad asinhronog motora sa promenljivom brzinom posledica potrebe za uštedom električne energije, kao u slučaju kvadratne zavisnosti momenta opterećenja od brzine. Ovo je slučaj kod ventilatora, pumpi i vazдушnih kompresora gde je bilo uobičajeno da motor radi sa konstantnom brzinom a da se izlazna veličina iz procesa kontroliše mehanički, sa velikim gubicima snage. U navedenim aplikacijama, motori su praktično predimenzionisani, jer najviše vremena provode radeći sa malim opterećenjima. Ovo je takođe slučaj i sa električnim vozilima, kod kojih motor radi sa punom (nominalnom) snagom samo u periodu ubrzanja i kretanja uzbrdo. Uvođenjem brzinski regulisanih pogona, gubici snage su redukovani. Kao potvrda prethodnog razmatranja, može poslužiti *Danfoss VLT 3500 HVAC frekvencijski konvertor*, proizvod poznatog svetskog proizvođača u oblasti regulisanih elektromotornih pogona iz Danske, koji je specijalno namenjen regulaciji brzine u slučaju centrifugalnih pumpi i ventilatora. Bolji stepen iskorišćenja pogona se postiže primenom specijalne prekidačke strukture invertora, nazvane *Voltage Vector Control*, razvijene od strane istraživačkog tima stručnjaka iz *Danfoss* -a, kojom su gubici u invertoru smanjeni za oko jednu trećinu, dok su gubici u ostalom delu pogona smanjeni, primenom automatskog optimizatora energije (*Automatic Energy Optimization*), koji podešava izlazni napon iz frekvencijskog regulatora prema priključenom motoru i na taj način smanjuje utrošenu snagu za oko 3 do 10 %, u zavisnosti od opterećenja (pumpe ili ventilatora). Ova regulacija je nedinamičkog tipa, gde se stabilan izlaz dobija posle nekoliko minuta. Implementirana optimizaciona funkcija reguliše izlazni napon iz invertora na osnovu efektivne vrednosti struje [6].

U pogonima sa promenljivom brzinom, stator asinhronog motora se napaja iz pretvarača naponom promenljive amplitude i učestanosti. Klasičan način upravljanja brzinom u ovim pogonima, bazira se na očuvanju fluksa na konstantnoj i nominalnoj vrednosti, održavanjem U/f odnosa konstantnim. Slaba strana ovog načina upravljanja je u lošem stepenu iskorišćenja motora, u slučaju kada je opterećenje na njegovoj osovinu malo. Pri nepromenljivom fluksu, gubici u gvožđu i gubici u bakru, koji potiču od struje magnetizacije, se ne menjaju u zavisnosti od opterećenja i proporcionalno čine veći deo utrošene snage motora pri malim opterećenjima, nego pri nominalnom opterećenju motora. Kada se u slučaju slabo opterećenog asinhronog motora nivo fluksa smanji, smanjiće se i gubici u gvožđu, ali će gubici u bakru porasti, jer se pri smanjenom fluksu i istom momentu opterećenja, struja rotora povećava. Optimalna radna tačka se dobija kada suma gubitaka snage u motoru dostigne svoj minimum, tako da se zadatak svakog optimizacionog kontrolera može definisati na sledeći način: za svaki moment opterećenja i za svaku brzinu u definisanoj oblasti rada asinhronog motora, treba primeniti onu vrednost napona i frekvencije napajanja statora asinhronog motora, koja obezbeđuje minimum utroška snage.



Slika 2.1.: Ilustracija zahteva koji se postavljaju pred moderne industrijske pogone sa asinhronim motorom.

Zahtevi koji se postavljaju pred moderene industrijske pogone sa asinhronim motorom, predstavljeni su na slici 2.1. i mogu se svrstati u sledeće tri kategorije:

1. nepromenljivost zadate brzine
2. linearnost
3. maksimalni stepen iskorišćenja.

Prvi zahtev znači da bilo koja željena brzina u definisanoj oblasti rada asinhronog motora, mora da ostane nepromenjena sa promenom momenta opterećenja, odnosno da je zahtevana brzina rada asinhronog motora nezavisna od momenta opterećenja. Ovaj zhtev vodi ka drugom zahtevu, a to je, da se energetske pretvarač iz koga se napaja asinhroni motor, mora da ponaša kao linearni pojačavač, inače se prvi zahtev teško može zadovoljiti. Problem nelinearnosti se javlja pri malim vrednostima statorskog napona, odnosno brzine obrtanja. Ovaj problem se može prevazići na dva načina: prvi je da pretvarač bude strujno kontrolisan, što uslozjava spoljne upravljačke algoritme i poskupljuje pogon, a drugi, jeftiniji ali i manje tačan način, je adaptivna kompenzacija nelinearnosti ("feed forward compensation"). Treći zahtev koji se postavlja pred pogon je da radi u optimalnoj radnoj tački, odnosno sa maksimalnim stepenom iskorišćenja ili sa minimalnim gubicima snage.

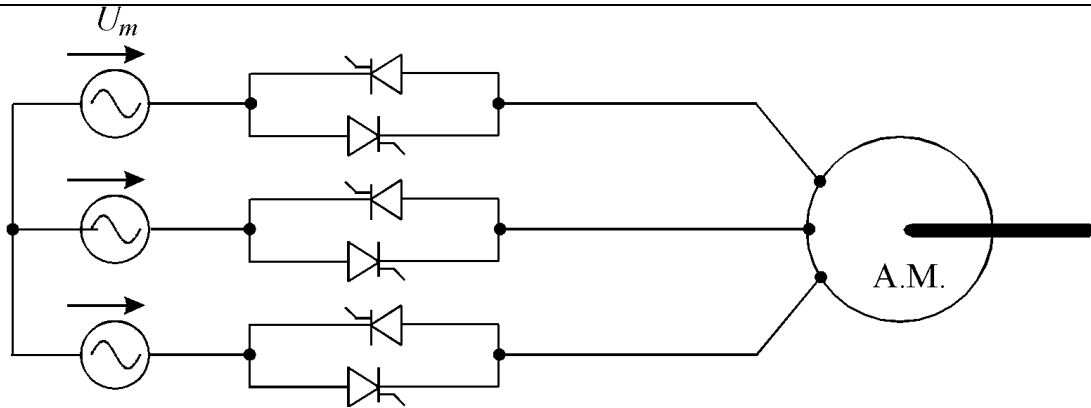
Jedan inustrijski pogon se sastoji od asinhronog motora, energetskog pretvarača, upravljačke jedinice i sistema koji obezbeđuje povezivanje i komunikaciju između datih jedinica. Nalaženje optimalne radne tačke za neki pogon, znači minimiziranje gubitaka i u pretvaraču i u motoru. I jedni i drugi gubici se mogu, pre svega, podeliti na osnovene gubitke i gubitke koji su posledica viših harmonijskih komponenti u talasnom obliku napona napajanja. **U radu [7]**, autori su razmatrali harmonijske gubitke u invertorski napajanom asinhronom motoru za prekidačke učestanosti invertora u opsegu od 15 - 25 kHz. Analiza sprovedena u radu je pokazala da gubici u provodnicima opadaju približno obrnuto proporcionalno sa porastom učestanosti prekidanja, a da gubici u gvožđu rastu proporcionalno kvadratnom korenu iz učestanosti. Može se zaključiti da postoji optimalna učestanost prekidanja invertora, koja zavisi od konstrukcije pogona, a za koju su specificirani gubici minimalni, i izvan koje porast gubitaka u gvožđu uzrokuje porast ukupnih gubitaka u pogonu. **Autori rada [8]** su projektovali pogon sa asinhronim motorom koji se napaja iz tranzistorskog invertora, a namenjen je za primenu u električnom vozilu. Tačan proračun gubitaka u pogonu je od velike važnosti u datom slučaju da bi se postigao maksimum performansi za ograničenu raspoloživu energiju akumulatorske baterije. Gubici snage su svrstani u tri grupe: standardni gubici snage u motoru koji se napaja iz sinusoidalnog naponskog izvora, gubici u invertoru i dodatni gubici snage prouzrokovani vremenskim harmonicima koje stvara inverter.

Posebno razmatrajući date tri grupe gubitaka snage, oformljena je optimalna upravljačka strategija za tri oblasti rada pogona: oblast konstantnog momenta, oblast konstantne snage i oblast ograničenog klizanja. Ova upravljačka strategija se bazira na programiranju fluksa tako da se obezbede minimalni gubici u sistemu za ceo radni opseg. Dati program fluksa je dobijen na osnovu proračuna minimuma gubitaka za svaku tačku u $M - \omega$ dijagramu (M - moment, ω - brzina) u definisanoj oblasti rada pogona. Optimalna radna tačka zavisi od momenta, a ne zavisi od brzine i od napona u jednosmernom međukolu. Zaključak koji se može izvesti iz ova dva rada je da veličina gubitaka usled viših harmonika zavisi od načina na koji je pretvarač konstruisan i upravlján, odnosno od poluprovodničkih prekidača koji su upotrebljeni (tiristori ili tranzistori: bipolarni ili *IGBT*), modulacione tehnike, prekidačke učestanosti, vrste opterećenja. Gubici snage usled viših harmonika mogu samo indirektno da budu kontrolisani. Tako da, kada se optimizira stepen korisnog dejstva, težište se stavlja na minimiziranje baznih gubitaka (gubitaka koje stvaraju osnovni harmonici) za dato opterećenje. Gubici usled viših harmonika se ne zanemaruju, ali ih treba uzeti u obzir samo u slučaju određivanja stepena korisnog dejstva celokupnog pogona. Drugim rečima, napon na izlazu iz invertora se smatra idealno sinusoidalnim u slučaju razvoja upravljačke strukture, a efekti proizvedeni višim harmonicima se tek naknadno uzimaju u obzir.

Svaki dobro projektovan optimizacioni kontroler bi trebalo da ispuni sledeće zahteve:

- da odredi optimalnu radnu tačku za svaku brzinu i za svaki moment opterećenja u okviru definisane oblasti rada;
- da trajanje procesa optimizacije bude najkraće moguće;
- da ima minimalan broj potrebnih senzora;
- da bude jednostavan za primenu;
- da ga je moguće primeniti u svakom standardnom elektromotornom pogonu;
- da ga je moguće primeniti na bilo koji asinhroni motor ako su poznati samo podaci na natpisnoj pločici motora;
- da pokazuje visok stepen robusnosti u slučaju poremećaja opteretnog momenta;
- da pokazuje visok stepen robusnosti u slučaju varijacije parametara motora.

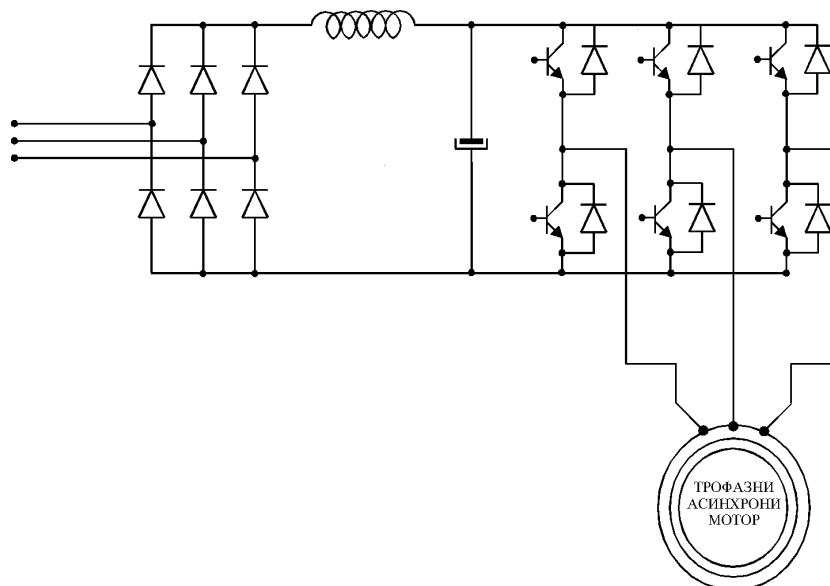
Jedan od prvih radova u kome se predlaže minimizacija gubitaka redukcijom fluksa objavio je *Nola* [9]. Rad se bavi mrežno napajanim asinhronim motorom. Učestanost mreže je konstantna, pa se promena amplitude fluksa postiže podešavanjem napona pomoću redno vezanih grupa anti paralelnih tiristora, slika 2.2. Ovo rešenje je poznato kao "*softstarter*", a njegova primena ima ograničeni efekat usled izobličenja struja i napona, prouzrokovanih radom tiristorskih podešavača napona. Loša strana ovog načina upravljanja je da su gubici usled viših harmonika u pogonu toliko veliki, da je stvarno poboljšanje stepena korisnog dejstva diskutabilno. Sa razvojem poluprovodničke prekidačke tehnologije i *PWM* tehnike, ovo rešenje je potpuno napušteno, ali se i danas vrlo često može naći u industriji i to sa ugrađenom funkcijom za optimizaciju stepena iskorišćenja. Najnovijim testiranjima je utvrđeno da je neisplativo koristiti *softstarter* - e samo u svrhu uštede energije. Takođe je utvrđeno da se sa optimizacijom koja se izvodi na ovaj način, javljaju problemi sa stabilnošću, raste faktor ulazne snage a i stepen harmonijskog sastava, što ima loš uticaj na upravljanje pogonom. Iz navedenih razloga, kao i zbog toga što je ovo rešenje ograničeno samo na mrežno napajane motore, generalni zaključak je da se radi o lošem rešenju problema optimizacije stepena korisnog dejstva.



Slika 2.2.: Asinhroni motor koji se napaja preko softstarter - a.

Kada frekvencija napajanja može da se menja, onda je moguće izvršiti optimizaciju stepena korisnog dejstva motora, a zadržati brzinu na zadatoj vrednosti, što nije bio slučaj sa *softstarter*-om. Najrasprostranjenija šema izvora varijabilnog napona varijabilne frekvecije (*VVVF*) prikazana je na slici 2.3., a to je naponski inverter sa impulsno širinskom modulacijom (*VSI - PWM*).

Amplituda i frekvencija osnovnog harmonika linijskog napona na izlazu iz invertora se može regulisati, a posledica viših harmonika u talasnom obliku napona su gubici snage u motoru i ripl (talasnost) momenta.



Slika 2.3.: *PWM* naponski inverter.

Prvi radovi koji su se bavili invertorski napajanim asinhronim motorom sa stanovišta poboljšanja njegovog stepena korisnog dejstva, proučavali su uticaj tipa invertora (strujni ili naponski) i osnovnih *PWM* tehnika na datu veličinu. **Autori rada [10]** su se bavili proračunom gubitaka kod asinhronog motora napajano iz "*six - step*" naponskog i strujnog invertora uvođenjem modifikovanih ekvivalentnih šema asinhronog motora. Održavanjem osnovnog harmonika fluksa na konstantnoj vrednosti, učinjena je komparativna analiza gubitaka u motoru za ova dva slučaja napajanja. Zaključak je da će u oba slučaja stepen korisnog dejstva biti isti ako motor razvija nominalni moment pri različitim brzinama. Ako motor razvija manji moment od nominalnog, onda veći stepen korisnog dejstva ima strujno napajani asinhroni motor, dok naponski napajani asinhroni motor ima veći stepen korisnog dejstva u slučaju da motor razvija moment veći od nominalnog, što je sve posledica razlike u gubicima usled viših harmonika koja se javlja u opisanim slučajevima. U

poređenju sa idealnim sinusnim napajanjem, asinhroni motor napajan iz navedenih invertora ima niži stepen korisnog dejstva.

Autori rada [11] predlažu pojednostavljenu metodu za proračun gubitaka u asinhronom motoru usled viših harmonika, koji se javljaju kao posledica napajanja iz *GTO PWM* invertora male prekidačke učestanosti (nekoliko stotina Hz). Razmatrajući mogućnosti za smanjenje ovih gubitaka, oni su predložili optimalnu *PWM* upravljačku strategiju (šemu), koja se lako može primeniti u mikroprocesorski upravljanoj *PWM* invertoru.

Autori rada [12] su dali detaljan pregled gubitaka snage u invertoru i u motoru i sprovedli komparativnu analizu za četiri najčešće korišćene *PWM* prekidačke strategije invertora na bazi stepena korisnog dejstva celokupnog pogona, koji se dobija kao proizvod stepena korisnog dejstva invertora i stepena korisnog dejstva motora. Četiri *PWM* strategije koje su u radu proučavane, a od kojih se poslednje dve mogu dobiti samo primenom mikroprocesora, su:

- *PWM* tehnika, gde se uglovi paljenja prekidača dobijaju u preseku trougaonog modulišućeg talasa sa pravougaonim nosećim;
- sinusna modulacija, gde se uglovi paljenja prekidača dobijaju u preseku trougaonog modulišućeg talasa sa sinusnim nosećim;
- *PWM* strategija sa eliminacijom harmonika, i
- *PWM* strategija sa minimizacijom distorzije.

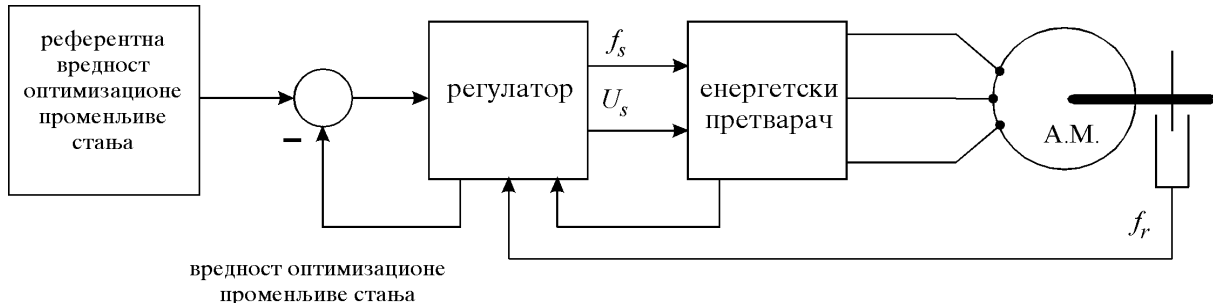
Komparativna analiza je sprovedena pod određenim uslovima, od kojih su najbitniji da se inverter napaja iz izvora konstantnog napona nulte impedanse, a motor iz izvora konstantnog U/f odnosa. Najbolje rezultate, u celokupnom definisanom opsegu momenta i brzine je pokazala *PWM* strategija sa minimizacijom distorzije, mada autori ističu da je sinusna modulacija, koja se može implementirati i analogno i digitalno, takođe pogodna za ostvarenje visokog stepena korisnog dejstva za niže izlazne učestanosti, a da kvalitet opada sa porastom ove vrednosti.

Kasniji radovi u ovoj oblasti pristupaju sintezi optimizacionih kontrolera u cilju poboljšanja stepena korisnog dejstva pogona sa asinhronim motorom koji se napaja iz invertora, sa različitim upravljačkim strategijama. Suština optimizacionih kontrolera se bazira na redukciji fluksa, tako da se postigne ravnoteža između gubitaka u bakru i gubitaka u gvožđu motora [13]. Različiti pristupi rešavanju ovog problema, do sada predstavljeni u literaturi, mogu se razvrstati u tri osnovna pravca:

- prvi se zasniva na jednostavnoj kontroli neke od promenljivih stanja na taj način što se data veličina ili meri ili izračunava iz merene veličine i koristi kao veličina po kojoj se vrši jednostavno upravljanje motorom u povratnoj sprezi, a u cilju rada motora u skladu sa zadatom optimalnom referencom;
- drugi razvija odgovarajući model gubitaka snage u motoru, na osnovu koga se računa optimalni fluks;
- treći, razvija algoritam na osnovu koga se realnom vremenu, meri i minimizira ulazna snaga (ili gubici snage) traženjem optimalne vrednosti fluksa.

2.1. OPTIMIZACIJA STEPENA KORISNOG DEJSTVA MOTORA ZASNOVANA NA JEDNOSTAVNOJ KONTROLI NEKE OD PROMENLJIVIH STANJA MOTORA

Optimizacija stepena korisnog dejstva koja se zasniva na jednostavnoj kontroli neke od promenljivih stanja motora, na taj način što se data veličina ili meri ili izračunava iz merene veličine i koristi kao povratna informacija u odnosu na koju se vrši jednostavno upravljanje motorom, a u cilju rada motora u skladu sa referencom, prikazana je na slici 2.1.1. i obrađena u literaturi [14, 15, 16, 17, 13, 18, 19].

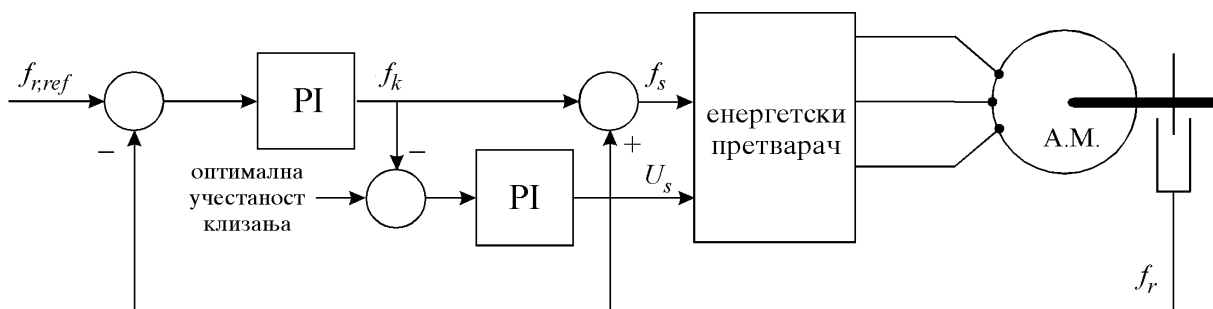


Slika 2.1.1.: Blok dijagram jednostavnog upravljanja nekom od promenljivih stanja motora u cilju optimizacije stepena korisnog dejstva motora.

Veličina koja se najčešće reguliše je rotorska učestanost (brzina klizanja motora) ili promena faktora snage, a izbor ove veličine zavisi od toga koja se veličina u datom elektromotornom pogonu može meriti. Da bi se regulisala brzina klizanja asinhronog motora, potrebno je meriti brzinu obrtanja motora, a da bi se regulisao faktor snage, potrebno je poznavati prividnu i aktivnu ulaznu snagu, ili fazni pomeraj između statorskog napona i struje. Ideja da se regulišu ove dve veličine je proistekla iz činjenice da asinhroni motor ima skoro najbolji stepen iskorišćenja kada se one održavaju na svojim nominalnim vrednostima, koje se zbog varijacija parametara motora, usled zasićenja magnetnog kola i zagrevanja, u toku rada motora menjaju. Olakšavajuća okolnost je to što su kriva zavisnosti stepena korisnog dejstva od brzine klizanja i kriva zavisnosti stepena korisnog dejstva od faktora snage motora, zaravnjene u blizini optimuma, tako da malo odstupanje od nominalnih vrednosti predloženih regulišućih veličina, vodi ka malom odstupanju stepena korisnog dejstva od optimalne vrednosti.

2.1.1. Optimizacija stepena korisnog dejstva pogona regulacijom klizanja asinhronog motora

Do sada su u literaturi [14,15,16,17,18] predložene različite metode za generisanje reference, ali za sve njih je zajedničko da se brzina motora mora meriti ili estimirati, slika 2.1.1.1..



Slika 2.1.1.1.: Jedan primer jednostavnog upravljanja nekom od promenljivih stanja motora, u kome se reguliše učestanost klizanja u cilju optimizacije stepena korisnog dejstva motora.

Autori rada [18] su razmatrali poboljšanje stepena korisnog dejstva asinhronog motora regulacijom napona napajanja, uzimajući klizanje za kontrolnu veličinu. Linearna mašina, odnosno

mašina čiji se parametri ne menjaju sa promenom nivoa fluksa, može da posluži kao dobra polazna osnova, a uticaj zasićenja na promenu parametara se može uvažiti naknadno, modifikacijom jednostavnijih rezultata dobijenih za linerni slučaj. Autori su takođe razmatrali samo osnovne gubitke u motoru, zanemarujući harmonijske gubitke u motoru, kao i gubitke u samom regulatoru, smatrajući da se ne čini velika greška ako radni ciklus motora ne sadrži značajne periode rada sa malim opterećenjem. Da bi se dobile radne karakteristike motora sa naponom napajanja prilagođenom maksimalnom stepenu iskorišćenja, klizanje se mora održavati na konstantnoj vrednosti pomoću povratne sprege koja reguliše vrednost napona, na osnovu signala greške. Signal greške se može dobiti direktno iz aktuelne vrednosti klizanja, ili indirektno iz faktora snage, faznog pomeraja između statorskog napona i struje, snage, struje ili iz neke druge veličine koja se može izvesti merenjem odgovarajućih veličina na priključcima motora. Optimalna vrednost klizanja zavisi od izabrane kriterijumske funkcije. U radu je načinjena komparativna analiza između šest režima rada: rad sa minimalnom strujom statora, minimalnom utrošenom snagom i maksimalnim stepenom iskorišćenja i to u uslovima konstantnog momenta i konstantne snage opterećenja. Rezultati sprovedene analize su sledeći:

1. Pri konstantnoj vrednosti klizanja, asinhroni mašina kod koje je zanemaren uticaj zasićenja fluksa na parametre mašine, radi sa konstantnom ulaznom impedansom, konstantnim faktorom snage i konstantnim stepenom iskorišćenja, bez obzira na napon napajanja i moment opterećenja. Za ovu linearnu mašinu, izvedeni su izrazi za optimalnu vrednost klizanja u slučaju maksimizacije stepena iskorišćenja (s_{ef}), minimizacije ulazne snage (s_p) i minimizacije struje statora (s_i), a takođe su primenom opravdanih aproksimacija izvedeni jednostavniji izrazi za svaki od ovih slučajeva.

2. Generalni zaključak je da su relativne vrednosti optimalnih klizanja u sledećem odnosu:

$$s_i < s_{ef} \leq s_p \text{ i } s_i < s_r < s_p, \quad (2.1.1.1.)$$

pri čemu je vrednost za s_{ef} uobičajeno bliska nominalnoj vrednosti klizanja, s_r . Rad sa s_{ef} ili s_r , vodi ka skoro istom poboljšanju stepena korisnog dejstva, rad sa s_p je nešto manje efikasan, dok rad sa s_i daje relativno loše rezultate, jer s_i ima znatno manju vrednost od s_{ef} .

3. Uticaj zasićenja fluksa na parametre motora ogleda se u smanjenju vrednosti reaktanse magnećenja X_m za velike vrednosti fluksa i u smanjenju vrednosti i za X_m i za R_m za male vrednosti fluksa. Umanjenje vrednosti parametara X_m i R_m pri sniženoj vrednosti fluksa, nepoželjno je u slučaju poboljšanja stepena korisnog dejstva u kritičnoj oblasti malih momenata opterećenja.
4. Posledice promene parametara usled zasićenja su:
 - a) optimalno klizanje postaje zavisno od momenta opterećenja; uticaj na s_{ef} je relativno mali, dok je uticaj na s_i veliki.
 - b) malo poboljšanje rada pri srednjim opterećenjima, ali značajno pogoršanje rada pri malim opterećenjima.
 - c) optimalna vrednost klizanja u uslovima minimizacije statorske struje, s_i , se približava vrednosti s_{ef} za srednja opterećenja, ali se puno udaljava u slučaju malih opterećenja. Minimiziranjem statorske struje ne postiže se rad blizak radu sa s_{ef} , u bilo kom značajnom opsegu opterećenja.
 - d) promene faktora snage koje mogu da rezultuju u velikim odstupanjima od optimalne vrednosti s_{ef} u regulaciji koja se zasniva na konstantnoj vrednosti ove veličine ($\cos \varphi$), odnosno ugla φ . (Ovakva regulacija bi se mogla primeniti za održavanje s_{ef} na konstantnoj vrednosti u slučaju linearne mašine).

Autori rada [14] su posmatrali slabo opterećen asinhroni motor koji se napaja iz strujnog invertora. Strujni inverter se vrlo često koristi za napajanje asinhronog motora zbog svojih dobrih osobina, kao što su: jednostavno energetska kolo, stabilna veza i jednostavna prekostrujna zaštita. Pokazalo se, kada se strujni inverter koristi za ovu primenu, da je neophodno upravljanje motorom u zatvorenoj petlji, radi zadovoljavajućeg ponašanja pogona. Autori su predložili modifikaciju standardne upravljačke strukture sa konstantnim fluksom, dodavanjem novih upravljačkih elemenata kojima se postiže optimalno upravljanje u pogledu stepena iskorišćenja motora. Ovi novi upravljački elementi vrše korekciju izlazne veličine iz brzinskog regulatora. Jedan od njih vrši korekciju izlazne veličine iz brzinskog regulatora u cilju dobijanja optimalne vrednosti za brzinu klizanja, a drugi, u cilju dobijanja odgovarajuće struje statora, za koju se pri redukovanom fluksu motora postižu minimalni gubici i ostvaruje zadati moment. Da bi se ostvarilo optimalno upravljanje u pogledu stepena iskorišćenja motora, pokazalo se da brzina klizanja treba da ima konstantnu optimalnu vrednost pri malim opterećenjima, a da sa porastom opterećenja, njena vrednost treba da se poklapa sa vrednošću koja bi se imala pri upravljanju motorom uz održavanje fluksa na konstantnoj vrednosti. Zadati moment, koji je funkcija brzine klizanja i fluksa, ostvaruje se pomoću struje statora na osnovu funkcionalne zavisnosti ove veličine od optimalne brzine klizanja. Odgovarajuće upravljačke akcije se sprovode na osnovu mikroprocesorski implementiranih tabela ("*look-up tables*") koje su rezultat sprovođenja algoritma za minimizaciju gubitaka redukcijom fluksa. Ovom metodom se minimiziraju osnovni gubici u motoru, a za njeno sprovođenje potrebno je poznavanje parametara motora. Na ovaj način postignuto je poboljšanje stepena korisnog dejstva u iznosu od 10 i više procenata, pri jednoj četvrtini nominalnog opterećenja. Kako umanjenje fluksa može da dovede do neželjenog dinamičkog ponašanja, u radu je linearizacijom odgovarajućeg modela strujno napajanog asinhronog motora u dq referentnom sistemu u okolini neke radne tačke, ispitana njegova stabilnost. Eksperimentalni rezultati su potvrdili da se primenom ove metode optimizacije stepena korisnog dejstva dobija stabilan rad i zadovoljavajući dinamički odziv pogona.

Autori rada [15] su predstavili novu upravljačku strukturu za postizanje brzog odziva na promenu momenta opterećenja i visokog stepena iskorišćenja asinhronog motora. Takođe su dali uporednu analizu ove metode u odnosu na vektorski upravljani asinhroni motor, u odnosu na koji je ova metoda pokazala apsolutnu prednost. Osnovne razlike između ove dve metode sastoje se u sledećem:

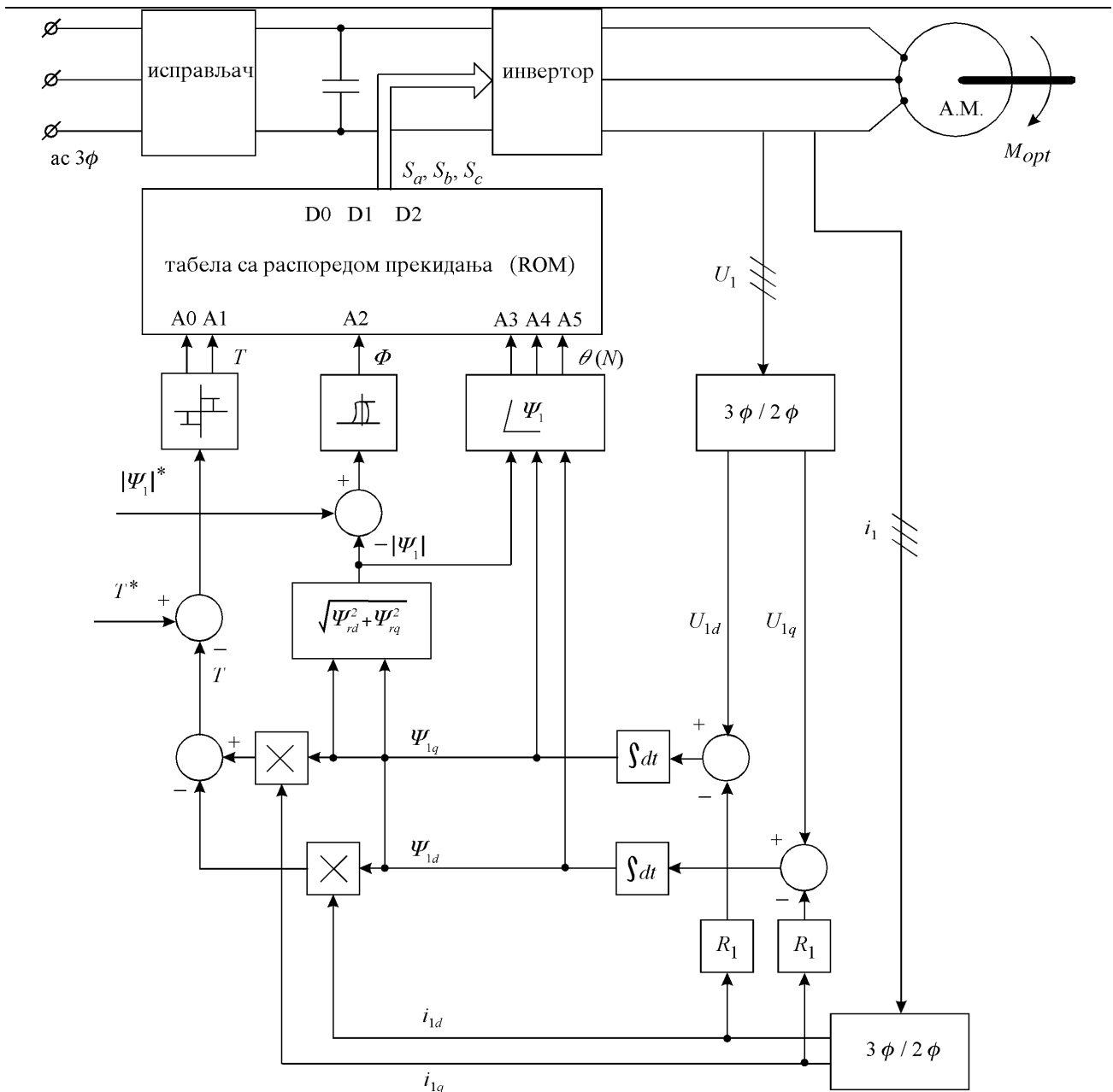
1. predstavljena upravljačka struktura se zasniva na limitiranom periodu upravljanja i fluksom i momentom korišćenjem optimalnog *PWM* izlaznog napona; koristi se tabela sa rasporedom okidanja prekidača, tako da se ostvari optimalni vektor napona na izlazu iz invertora da bi se dobio što je brži mogući odziv na promenu momenta, a sa što je moguće manjom učestanošću okidanja prekidača, u cilju postizanja što manjih harmonijskih gubitaka.
2. optimizacija stepena korisnog dejstva u stacionarnom stanju je takođe razmatrana, a može se postići podešavanjem amplitude fluksa u skladu sa komandom momenta.

Za ostvarenje ovog načina upravljanja potrebna su 3 senzora za merenje faznih napona i 3 senzora za merenje faznih struja asinhronog motora, kao i poznavanje parametara motora, a odgovarajući blok dijagram predstavljen je na slici 2.1.1.2..

Metoda se sastoji u tome da se izabere odgovarajući optimalni vektor napona na osnovu tabele sa rasporedom okidanja prekidača u invertoru, tako da se pri konstantnom fluksu (koji je maksimalni raspoloživ), odredi što je moguće veća brzina klizanja, i postigne što je moguće brži odziv na promenu momenta. Tek kada je to postignuto, redukuje se nivo fluksa u cilju postizanja minimuma gubitaka u motoru. Ovo je moguće ostvariti implementacijom jednog aktivnog filtra, koji se sastoji iz integratora i diode.

Ovakav način upravljanja se razlikuje od vektorskog upravljanja asinhronim motorom pre svega, zbog toga što se bazira na konceptu trenutne regulacije brzine klizanja, bez obzira na elektromagnetnu silu. Osnovni rezultati ovakvog pristupa su sledeći:

1. U prelaznom režimu, najbrži odziv na promenu momenta se može dobiti izborom odgovarajućeg vektora napona koji će najbrže da proizvede maksimalnu učestanost klizanja.
2. U stacionarnom stanju, biranjem odgovarajućeg naponskog vektora i vektora nultog napona naizmenično, moment se može održati na konstantnoj vrednosti sa niskom učestanošću prekidanja invertora, a pomoću komparatora sa histerezisom koji se koristi pri upravljanju momentom. Na ovaj način se takođe smanjuje buka i gubici usled viših harmonika.
3. Amplituda statorskog fluksa se takođe kontroliše u cilju postizanja maksimuma stepena korisnog dejstva u stacionarnom stanju motora. Amplituda fluksa može automatski da se podesi, tako da se istovremeno postigne i najbolje iskorišćenje motora i maksimalno brz odziv na promenu momenta u prelaznom procesu, korišćenjem nelinearnog aktivnog filtra.
4. Pri ekstremno malim brzinama rada, predstavljena upravljačka struktura ima mala odstupanja, koja se lako i automatski mogu kompenzovati u cilju umanjenja efekta promene konstanti mašine.



Slika 2.1.1.2.: Blok dijagram predstavljenog sistema [15]

Autori rada [16], projektovali su algoritam za minimizaciju gubitaka kod asinhronog motora sa indirektnom vektorskom kontrolom, koji određuje optimalne vrednosti fluksa, i komponente statorske struje koja je direktno srazmerna momentu, tako da se ima maksimalni stepen korisnog dejstva motora, a takođe i vrlo brz odziv na promenu momenta pri redukovanom fluksu [16]. Za napajanje asinhronog motora izabran je naponski invertor, jer regulacija brzine klizanja pokazuje manju osetljivost na promenu rotorske otpornosti, nego u slučaju strujnog invertora. Da bi se postiglo potpuno raspreezanje sistema, autori su predložili sintezu regulatora struje i_d (struja u osi d , dq pravouglog referentnog sistema, koji se okreće brzinom koja odgovara učestanosti napajanja statorskog namotaja) takvog, da je promena te struje unapred zadata konstantna vrednost, a samim tim prvi izvod ove promene jednak je nuli. Doprinos ovakvog strujnog regulatora je i u tome, što je eliminisana povratna sprega po struji motora, a time i upotreba još jednog senzora za merenje. Zadatak algoritma za minimizaciju osnovnih gubitaka u motoru je nalaženje optimalnih vrednosti struja i_d i i_q i brzine klizanja, tako da se ostvari brz odziv na zahtevanu vrednost momenta. Iz izraza za ukupne gubitke u motoru, određuje se vrednost struje i_d pri kojoj ovaj izraz ima minimum i

dobija se da je ona funkcija zahtevanog momenta i parametara motora. Za ovu vrednost struje i_d , izračunavaju se optimalne vrednosti fluksa i brzine klizanja. Od interesa je primetiti, da se predstavljenom metodom nastoji, da se brzina klizanja održi na konstantnoj vrednosti, u slučajevima kada se pri promenljivim momentima opterećenja brzina ne menja, što sugeriše upotrebu takozvanih tabela za pretraživanje (*look up table*) kao zadovoljavajućeg rešenja. Kada se fluks više ne može menjati zbog zasićenja, brzina klizanja odstupa od svoje optimalne vrednosti i raste sa porastom opterećenja do neke kritične vrednosti, izvan koje mašina više nije u mogućnosti da radi u optimalnom režimu. Dakle, za razumno velike promene u zahtevanom momentu, motor će se i dalje ponašati kao potpuno raspregnut sistem (imaće brz odziv), koji radi sa maksimalnim stepenom iskorišćenja. Za još veće promene zahtevanog momenta, regulatori su projektovani tako da obezbede da motor ostvari odgovarajuće brz i stabilan odziv u prelaznom režimu, koji je višeg prioriteta u odnosu na optimizaciju stepena korisnog dejstva u stacionarnom stanju. Ovo se postiže zadavanjem takozvanog "*boost*" signala na ulazu u regulator struje u d osi, tako da se korišćenjem celokupnog kapaciteta invertora diktira veći fluks od potrebnog, a time se postiže brži odziv upravljačke petlje pri dostizanju potrebnog nivoa fluksa. Da bi se sprečio dalji porast fluksa izvan potrebnog nivoa, mora da se isključi ovaj signal, što se postiže akcijom odgovarajućeg koordinacionog logičkog regulatora, a u zavisnosti od maksimalne vrednosti struje statora.

Autori rada [17] su se koncentrisali na projektovanje ekonomičnog, mikroprocesorski baziranog adaptivnog kontrolera, koji bi se koristio za optimizaciju stepena korisnog dejstva kod najrasprostranjenijih pogona sa asinhronim motorom, koji se napaja iz konvencionalnog "*six step*" invertora, a radi pri konstantnom U/f odnosu bez brzinske petlje [17]. Jedan od načina da se poboljša stepen korisnog dejstva ovakvog pogona je da se brzina klizanja održava konstantnom na unapred određenoj optimalnoj vrednosti, koja je bliska nominalnoj vrednosti klizanja. Nedostatak ovakvog pristupa optimizaciji stepena korisnog dejstva je u tome što je optimalna vrednost brzine klizanja vrlo osetljiva na varijacije parametara motora, posebno na varijacije rotorskog otpora usled zagrevanja i vrste opterećenja motora, kao i na varijacije parametara motora usled zasićenja. Autori predlažu da se ovaj nedostatak otkloni implementacijom dodatnog algoritma, koji će varirati vrednost brzine klizanja u okolini unapred zadate optimalne vrednosti ove veličine, koja je dobijena određivanjem minimuma izraza za ukupne gubitke u motoru, a tako da se ostvari minimum ulazne snage kada se izlazna snaga ne menja. Dakle, moguća su dva režima rada ovog pogona:

1. regulacija brzine i stepena korisnog dejstva pogona u otvorenoj sprezi, sa održavanjem brzine klizanja na unapred zadatoj optimalnoj vrednosti putem podešenja amplitude napona u jednosmernom međukolu i ,
2. perturbaciona regulacija brzine i stepena korisnog dejstva pogona u otvorenoj sprezi, pri kojoj se zadata vrednost brzine klizanja menja u malim koracima u jednu ili drugu stranu, u cilju nalaženja minimuma ulazne snage, dok se zadata brzina održava putem podešenja amplitude napona u jednosmernom međukolu.

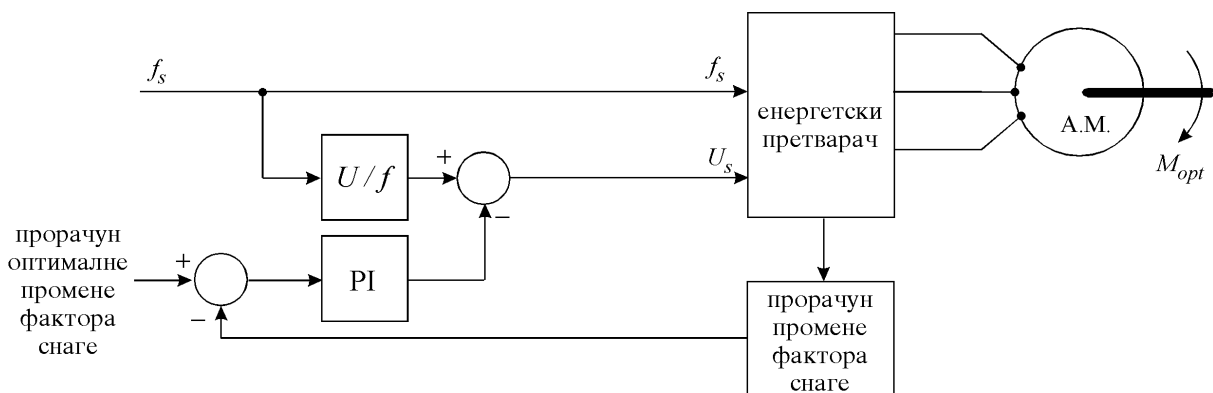
Za primenu ove metode potrebno je poznavanje parametara motora za nominalne uslove rada, a uticaj njihovih varijacija sa zagrevanjem i zasićenjem na optimalnu vrednost iskorišćenja pogona je otklonjen, implementacijom dodatne perturbacione regulacije. Takođe su potrebna i dva senzora, za merenje brzine motora i ulazne trofazne snage. Zaključci koji se mogu izvesti iz rezultata eksperimentalno verifikovane predstavljene metode, su sledeći:

1. značajno povećanje stepena korisnog dejstva pri smanjenim momentima opterećenja u celom opsegu brzina, u odnosu na U/f regulaciju.
2. slabo povećanje stepena korisnog dejstva pri malim brzinama i momentima opterećenja bliskim nominalnom.

3. najbolji rezultati su postignuti kada moment opterećenja motora ima nelinearnu zavisnost od brzine, kao što je to slučaj sa pogonima koji pokreću pumpe i ventilatore.

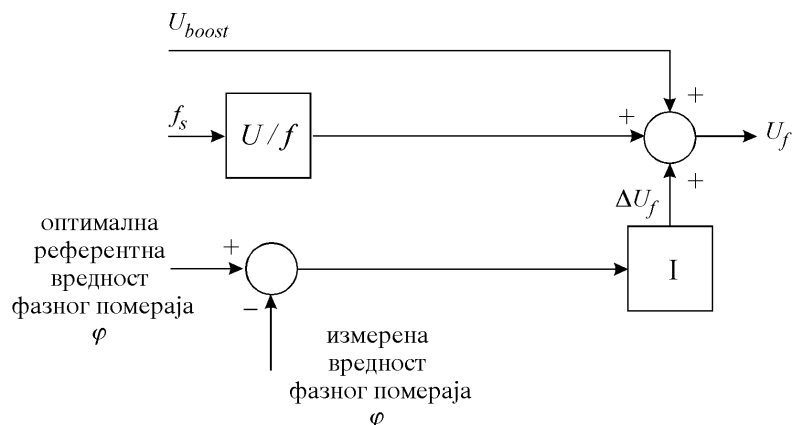
2.1.2. Optimizacija stepena korisnog dejstva pogona regulacijom faktora snage

Primer regulacije faktora snage u cilju optimizacije stepena korisnog dejstva pogona prikazan je na slici 2.1.2.1.. Vrlo interesantan je način na koji se referenca generiše u ovoj metodi. Najjednostavnije rešenje je konstantna referenca, ali ona ne obezbeđuje optimalno iskorišćenje u celoj oblasti rada pogona, a može izazvati i probleme vezane za stabilnost rada pogona. Neki autori smatraju da referenca treba da zavisi samo od statorske učestanosti, neki smatraju da je potrebno da referenca zavisi i od statorske učestanosti i od napona napajanja statora, a neki opet, od detektovanog opterećenja [20].



Slika 2.1.2.1.: Jedan primer jednostavnog upravljanja nekom od promenljivih stanja motora, u kome se reguliše faktor snage u cilju optimizacije stepena korisnog dejstva motora.

Autori rada [19], razvili su jednostavnu metodu za optimizaciju gubitaka snage za pogone male snage sa promenljivom brzinom u kvazi stacionarnom stanju rada, koju su nazvali "Promena faktora snage" (*Displacement Power Factor - DPF*). Ova metoda je pogodna za pogone sa regulacijom brzine u otvorenoj petlji, kod kojih nije potrebno meriti ili estimirati brzinu. Trofazni asinhroni motor se napaja iz invertora čiji su poluprovodnički prekidači i *PWM* modulišuća struktura (60° *PWM*) izabrani tako da je njegov stepen korisnog dejstva u opsegu od 90 do 95 %, u zavisnosti od izlazne snage. Prema ovoj metodi se optimalna radna tačka nalazi regulacijom faznog pomeraja između statorskog napona i struje, koji se određuje na osnovu merenja struje u jednosmernom međukolu.



Slika 2.1.2.2.: Optimizacija stepenam korisnog dejstva regulacijom promene faktora snage motora.

Dakle, metoda zahteva postojanje samo jednog senzora, prikazana je na slici 2.1.2.2., a sastoji se u sledećem: jedan kontroler integralnog tipa proizvodi dodatni napon pri postojećoj osnovnoj U/f regulaciji, da bi prilagodio fazni pomeraj u kvazi stacionarnom stanju rada; K_{uf} je nominalni odnos napona i frekvence; U_{boost} je dodatni napon pri povećanju opterećenja; f_s je statorska učestanost; ΔU_f je napon iz kontrolera integralnog tipa, a U_f je napon statora koji se dobija kao rezultat opisane optimizacione metode. Optimalna referentna vrednost faznog pomeraja φ je funkcija ulazne statorske učestanosti, a može se predstaviti kao

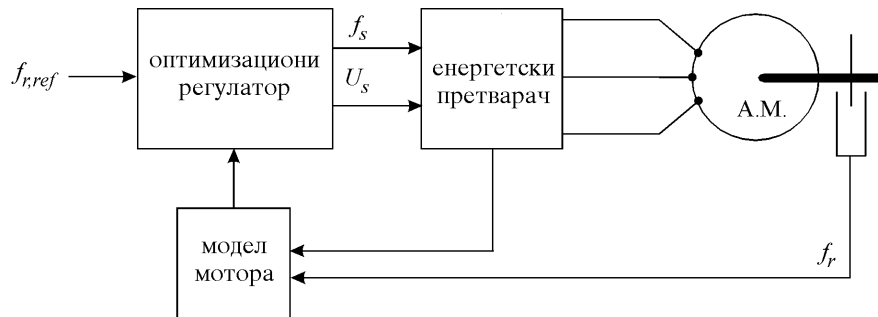
$$\varphi = c + b \cdot f_s + a \cdot f_s^2, \quad (2.1.2.1.)$$

gde su a , b i c koefecijenti za konkretni pogon u slučaju parabolične DPF regulacije. Postoje još i konstantna i linearna DPF regulacija. U radu je izvršeno poređenje, u kome je konstantna DPF regulacija odnela pobedu nad optimizacionom metodom kojom se rotorska učestanost održava na konstantnoj vrednosti, a koja se pregledom dosadašnje literature pokazala kao najjednostavnija i najpogodnija za pogone niskih performansi. Takođe je konstantna DPF regulacija pokazala bolje rezultate u poređenju sa standardnom U/f regulacijom, pri opterećenjima manjim i većim od nominalnog, dok su za nominalno opterećenje, ove dve metode izjednačene. Nešto bolji rezultati se postižu sa paraboličnom DFT regulacijom, tako da nju treba primenjivati pri optimizaciji stepena korisnog dejstva pogona sa asinhronim motorom.

Prednost ove metode optimizacije stepena korisnog dejstva pogona regulacijom faktora snage, je u njenoj jednostavnosti i nepotrebnosti senzora za merenje brzine. Nedostatak metode su u tome što se referenca faktora snage generisana za određeni motor ne može primeniti na neki drugi motor, dakle važi samo za slučaj za koji je i određena. Drugi nedostatak se ogleda u tome, što je ovako dobijen optimalni režim rada pogona osetljiv na promenu parametara motora; takođe treba primetiti da se brzina motora ne reguliše precizno [20].

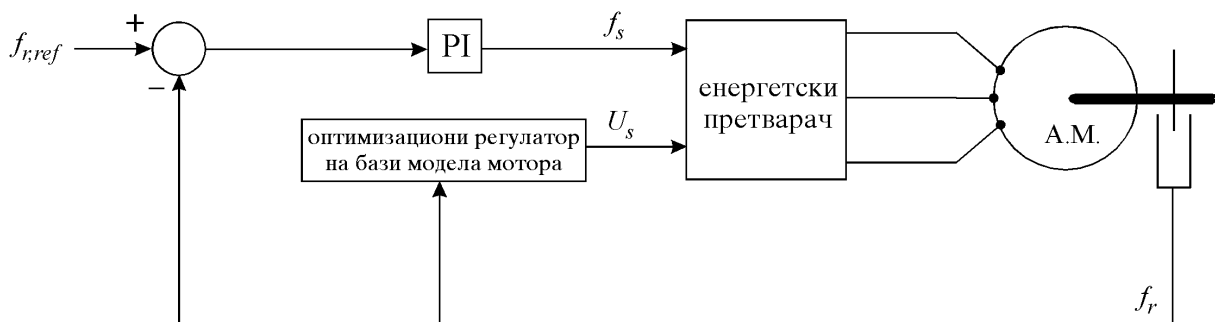
2.2. OPTIMIZACIJA STEPENA KORISNOG DEJSTVA POGONA MINIMIZACIJOM PRECIZNO MODELOVANIH GUBITAKA SNAGE U POGONU

Glavna karakteristika ove upravljačke strukture, prikazane na slici 2.2.1., je postojanje modela motora, a često i modela invertora iz koga se motor napaja, koji se kontinualno koriste za određivanje optimalne radne tačke [21,8,22,23].



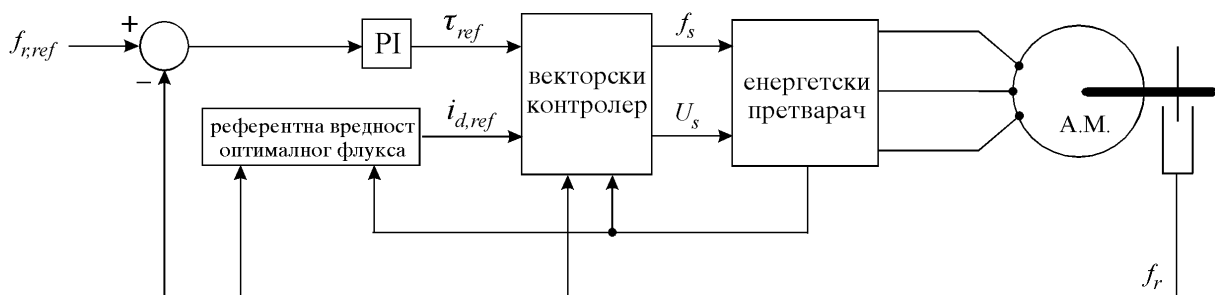
Slika 2.2.1.: Blok dijagram upravljačke strukture za optimizaciju stepena korisnog dejstva, koja se zasniva na modelu pogona.

Moguće je koristiti modifikovanu ekvivalentnu jednofaznu električnu šemu asinhronog motora za predstavu detaljnog modela motora [21], u koji obavezno mora da bude uključen i uticaj zasićenja magnetnog kola, slika 2.2.2.. Svi parametri u modelu su poznati. Za poznatu brzinu obrtanja motora i poznati moment opterećenja, optimalna radna tačka se računa direktno, ili iterativnim postupkom.



Slika 2.2.2.: Blok dijagram upravljačke strukture za optimizaciju stepena korisnog dejstva, koja se zasniva na jednofaznoj ekvivalentnoj električnoj šemi asinhronog motora, za stacionarna stanja.

Drugačiji pristup prikazan je na slici 2.2.3.. Optimizacija radne tačke vrši se u vektorski kontrolisanom pogonu, zbog prednosti koje nudi ovaj referentni sistem, a to je da se magnetizacija kontroliše samo jednom jedinom varijablom - strujom u d osi, i_d ; nedostatak vektorskog načina upravljanja pogonom je njegoa složenost u odnosu na skalarno upravljane pogone [20]. Optimizacioni algoritmi se baziraju na radnim karakteristikama motora u stacionarnom režimu rada.



Slika 2.2.3.: Blok dijagram upravljačke strukture za optimizaciju stepena korisnog dejstva, koja se zasniva na modelu pogona sa vektorski kontrolisanim asinhronim motorom.

Posebno su interesantni radovi u kojima se autori bave optimizacijom stepena korisnog dejstva pogona, ne mereći brzinu obrtanja motora [20]. Posmatra je model asinhronog motora u dq referentnom sistemu koji rotira sinhronom brzinom; klizanje se kompenzuje estimacijom momenta opterećenja, a stepen korisnog dejstva motora se optimizuje redukcijom fluksa pri malim opterećenjima. Redukcija fluksa je kompromis između uštede energije i prihvatljive vrednosti za kritični moment, tako da postizanje optimalne radne tačke na ovaj način, ne može da bude garantovano. Moguće je takođe, meriti ulaznu snagu motora, pa na osnovu modela motora izračunati vrednost napona napajanja statora, u funkciji od izmerene snage i statorske učestanosti [20].

Kirschen et al. je pošao od činjenice da za bilo koji asinhroni motor pod opterećenjem, postoji kombinacija napona i učestanosti kojom se napaja stator ovog motora, a pri kojoj se imaju minimalni gubici u motoru [21]. Da bi odredili ovu optimalnu radnu tačku za bilo koju brzinu i bilo koji moment opterećenja u definisanoj oblasti rada pogona, koristili su model asinhrone mašine koji u sebe uključuje uticaje zasićenja magnetnog kola, rasipnih gubitaka i "skin" efekta.

Varijacije parametara motora sa promenom napona i učestanosti napajanja statora asinhronog motora su često zanemarivane kada su estimirane radne karakteristike motora, što ne sme biti slučaj pri optimizaciji stepena korisnog dejstva motora jer ove promene mogu imati značajan uticaj na položaj optimalne radne tačke. Uticaj promene učestanosti napajanja i viših harmonika na gubitke u gvožđu statora i rotora, koji se sastoje od gubitaka usled histerezisa i gubitaka usled vrtložnih struja, predstavljen je modifikacijom vrednosti za otpornost u paralelnoj grani ekvivalentne šeme asinhronog motora, koja iznosi:

$$R_m = \frac{K R_m}{\beta_h \frac{(1+s)}{f} + \beta_e (1+s^2)}, \quad (2.2.1.)$$

gde je $K R_m$ eksperimentalno određen koeficijent koji prilagođava R_m promenama fluksa (nezavisno od učestanosti), β_h i β_e su vrednosti za gubitke usled histerezisa i gubitke usled vrtložnih struja u statoru (ili u rotoru) u relativnim jedinicama respektivno, pri fluksu u iznosu od jedne relativne jedinice, 1 [r.j.], i nominalnoj učestanosti napajanja statora (ili nominalnoj rotorskoj učestanosti). Isti izraz će važiti za izračunavanje gubitaka u gvožđu statora i rotora usled viših harmonika, ako se u njega uvrste korektne vrednosti za učestanost i klizanje. Zasićena vrednost reaktanse magnećenja se dobija iz izraza:

$$X_m = K X_m X_{mo}, \quad (2.2.2.)$$

gde je $K X_m$ ekperimentalno određen koeficijent, a X_{mo} vrednost reaktanse magnećenja pri vrednosti fluksa od 1 [r.j.]. Gubici u motoru, koji se sastoje od gubitaka usled vrtložnih struja i gubitaka usled histerezisa, a indukovani su različitim vrstama rasutog fluksa u laminiranim i drugim strukturnim delovima mašine, čiji uticaj na radne karakteristike motora postaje značajan tek kada se on napaja iz invertora, mogu se predstaviti pomoću otpornika koji se vezuje paralelno sa statorskom i rotorskom reaktansom rasipanja. Na opisani način korigovana ekvivalentna šema asinhronog motora, koja se koristi u optimizaciji stepena korisnog dejstva motora, predstavljena je na slici 2.2.4..

Pokazalo se da uvedene korekcije imaju ograničeni efekat na rezultat kod malih mašina, a da mogu da imaju značajan efekat kod velikih mašina.

Problem koji je razmatran u ovom radu se može definisati na sledeći način: za zadatu radnu tačku koja je definisana izlaznim veličinama, momentom opterećenja i brzinom obrtanja motora, treba pronaći vrednosti za napon i učestanost napajanja statora, u cilju minimizacije ulazne snage

motora. Najlakši pristup njegovom rešavanju sastoji se u tome da se klizanje smatra za nezavisnu ili upravljajku promenljivu (napon i učestanost napajanja statora tako postaju zavisno promenljive veličine), i da se traga za optimalnom vrednošću ove veličine pri kojoj se ima minimalna ulazna snaga. U svakom koraku ovog algoritma, prvo se izračuna vrednost učestanosti na osnovu postavljenih ograničenja u pogledu brzine, (svaki izraz je u sistemu relativnih jedinica, [r.j.]),

$$f = \frac{\omega_r}{1-s}, \quad (2.2.3.)$$

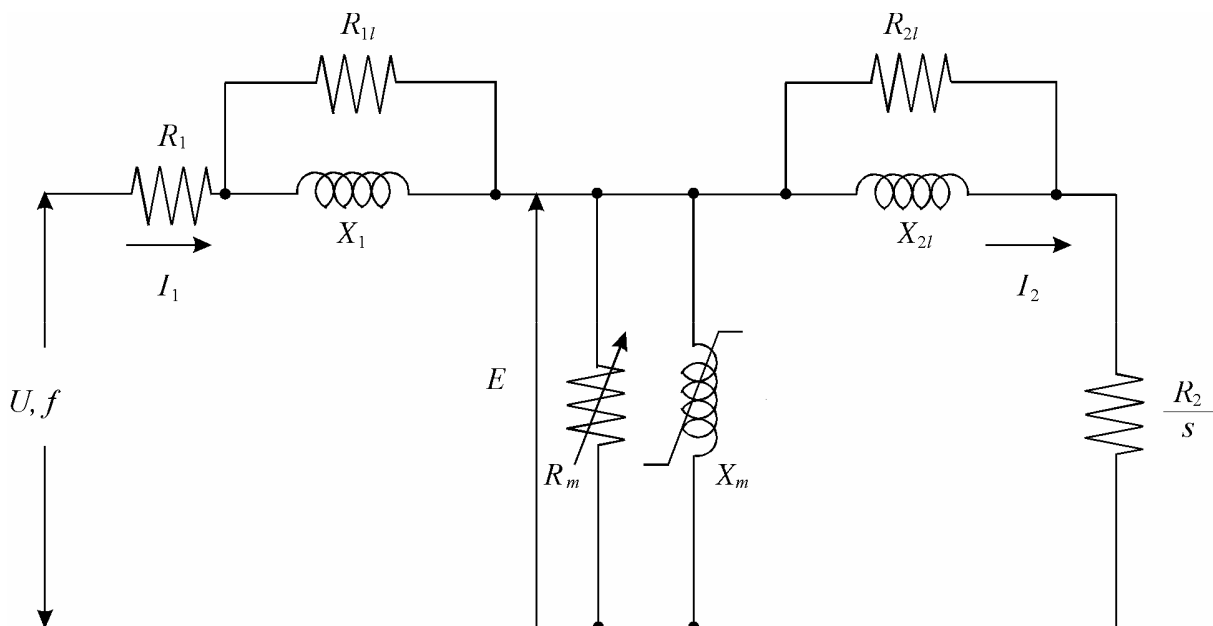
zatim se izračunavaju parametri mašine za tu učestanost napajanja, pa se rešavanjem ekvivalentnog električnog kola određuje vrednost napona napajanja statora, a na osnovu zahteva postavljenih u pogledu momenta na izlaznoj osovini motora,

$$V = \sqrt{\frac{T_1}{T_e(s, f)}} \quad (2.2.4.)$$

gde je $T_e(s, f)$ elektromagnetni moment koji motor razvija za datu vrednost klizanja i učestanost napajanja, pri vrednosti napona statora od 1 r.j. Ulazna snaga za osnovni harmonik napona se izračunava iz izraza:

$$P_{in} = V^2 \frac{R_m}{Z^2}, \quad (2.2.5.)$$

gde je Z ulazna impedansa, a R_m , njen realni deo. Ulazna snaga za svaki viši harmonik se izračunava posebno i ta vrednost se dodaje vrednosti za ulaznu snagu pri osnovnom harmoniku napona. Ova ukupna ulazna snaga se poredi sa vrednošću određenom u prethodnom koraku, dok se ne dobije minimalna vrednost ulazne snage (pri kojoj se ima minimalna vrednost gubitaka u motoru).



Slika 2.2.4.: Modifikovana ekvivalentna električna šema asinhronog motora.

Osnovni zaključci koji se mogu izvesti na osnovu analize sprovedene u ovom radu, su:

1. Gubici snage u asinhronom motoru se mogu redukovati primenom dva mehanizma: povećanjem fluksa za velike momente opterećenja i smanjenjem fluksa za male momente opterećenja.
2. Zasićenje magnetnog kola na određivanje optimalne radne tačke ima presudan i dvostruki uticaj : ograničava porast fluksa u vazдушnom zazoru pri velikim opterećenjima, a takođe čini optimalnu vrednost fluksa zavisnom od momenta opterećenja.

3. Harmonijski gubici imaju samo ograničen uticaj na određivanje optimalne radne tačke, ali povećavaju potencijal za redukciju gubitaka.
4. Potencijalna ušteda snage je značajna, a ekperimenti izvršeni u laboratoriji, pokazuju da ovi rezultati u potpunosti mogu da se postignu.
5. Analiza uticaja vrednosti za nominalno klizanje i veličine mašine, pokazuje da su prethodno izvedeni zaključci primenljivi u širokom izboru asinhronih motora.

Autori rada [22], su predstavili jednu strukturu niske cene za merenje stepena korisnog dejstva pogona koji se sastoji od asinhronog motora napajanog iz invertora, sa tačnošću od 0.25 % u merewu ulazne snage. Predstavljeni postupak koristi simultano semplovanje odgovarajućih signala, smeštanje podataka u memoriju i prenošenje podataka u računar u cilju njihove primene u modelima motora, i dalje korišćenje dobijenih rezultata za razdvajanje gubitaka na gubitke koji su izazvani talasnim oblikom napona na izlazu iz invertora, na gubitke u magnetnom jezgru motora i na gubitke na otpornostima. Eksperimentalni pogon koji su autori koristili, sastojao se od trofaznog asinhronog motora (pod testom) napajanog iz "six step" invertora i mehanički spregnutog preko mernog pretvarača, u funkciji merača momenta na bazi merenja istežanja osovine, sa jednosmernim motorom koji služi kao opterećenje. šantovi za merenje faznih struja i_a i i_b , i međufaznih napona u_{ac} i u_{bc} su preko identičnih izolacionih pojačavača povezani sa analogno digitalnim konvertorima, koji merene signale digitalizuju i dobijene podatke skladište u lokalnoj memoriji, odakle se dalje prenose u PC računar. Moment koji motor razvija na svojoj osovini meri se pomoću mernog pretvarača koji na svom izlazu daje digitalni signal proporcionalan veličini momenta, a brzina motora pomoću digitalnog tahometra. Ovi podaci se takođe prenose na propisani način u PC računar. Svi primljeni podaci se obrađuju u realnom vremenu, prebacivanjem u dq referentni sistem, odakle se dalje primenjuju u dva ekvivalentna modela motora. Jedan model je predstavljen standardnom ekvivalentnom šemom asinhronog motora u dq referentnom sistemu, a služi za izračunavanje i prikazivanje u realnom vremenu prostornih vektora za napon, struju i fluks, radi razumevanja ponašanja motora, a sa ciljem sinteze upravljačke strukture. Takođe se na osnovu izvornih podataka može izračunati stvarna vrednost ulazne snage

$$p_{ac} = u_{ac}i_{an} + u_{bc}i_{bn}, \quad (2.2.6.)$$

i uporediti sa ulaznom snagom dobijenom proračunom u dq referentnom sistemu koja bi dala samo komponentu srazmernu osnovnoj učestanosti napona,

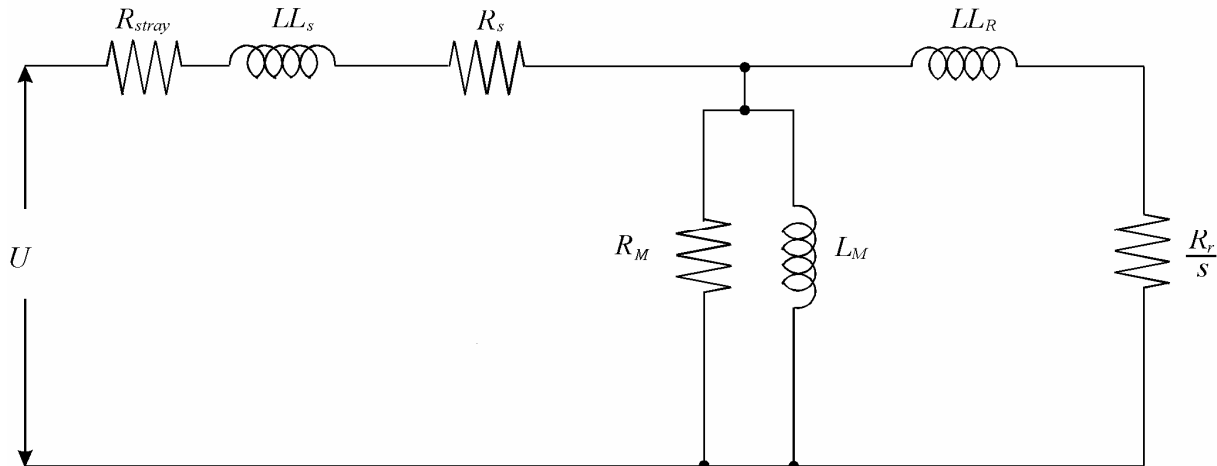
$$p_f = \frac{3}{2}(u_{ds}i_{ds} + u_{qs}i_{qs}). \quad (2.2.7.)$$

Poređenjem ove dve vrednosti mogu se dobiti gubici u motoru koji su posledica prekidačke učestanosti invertora.

Drugi model je predstavljen modifikovanom ekvivalentnom šemom, prikazanom na slici 2.2.5., a služi za proračun sledećih gubitaka u motoru: gubitaka na statorskoj i rotorskoj otpornosti, gubitaka u gvožđu motora, dodatnih gubitaka, gubitaka na trenje i ventilaciju i harmonijskih gubitaka. Otpornosti R_s i R_r su temperaturno zavisne, a R_r takođe zavisi i od učestanosti napajanja, što se uzima u obzir proračunom harmonijskih gubitaka. Otpornost R_m predstavlja gubitke u gvožđu i zavisi nelinearno od učestanosti (približno se uzima da zavisi sa $f^{3/2}$) i od napona napajanja, posebno u slučaju zasićenja magnetnog kola. Otpornost R_{stray} predstavlja sve ostale gubitke u motoru, koji se bazno sastoje od gubitaka prouzrokovanih visokofrekventnim komponentama u rotorskim šipkama i žlebovima stator i rotora, a koji takođe rastu sa porastom harmonijskog sastava napona na izlazu iz invertora. kako su ovi gubici često vrlo mali i iznose oko 2 % opterećenja, mogu se predstaviti otpornošću R_{stray} koja ima konstantnu vrednost.

Induktivnost rasipanja statorskog namotaja nije osetljiva na promene učestanosti, ali može da pokaže male varijacije sa promenom opterećenja usled zasićenja zubaca. Induktivnost rasipanja

rotorskog namotaja se modeluje tako da je se njena zavisnost od učestanosti uzima u obzir, a takođe i male varijacije sa promenom opterećenja. Induktivnost magnećenja nije osetljiva na promene učestanosti i opterećenja kao prethodne, ali zato zavisi od nivoa fluksa u motoru, zbog mogućeg zasićenja magnetnog kola motora. Gubici usled trenja i ventilacije zavise od brzine i temperature motora, tako što se gubici usled trenja posle postizanja radne temperature mašine mogu smatrati konstantnim, a gubici usled ventilacije, zavise sa trećim stepenom brzine.

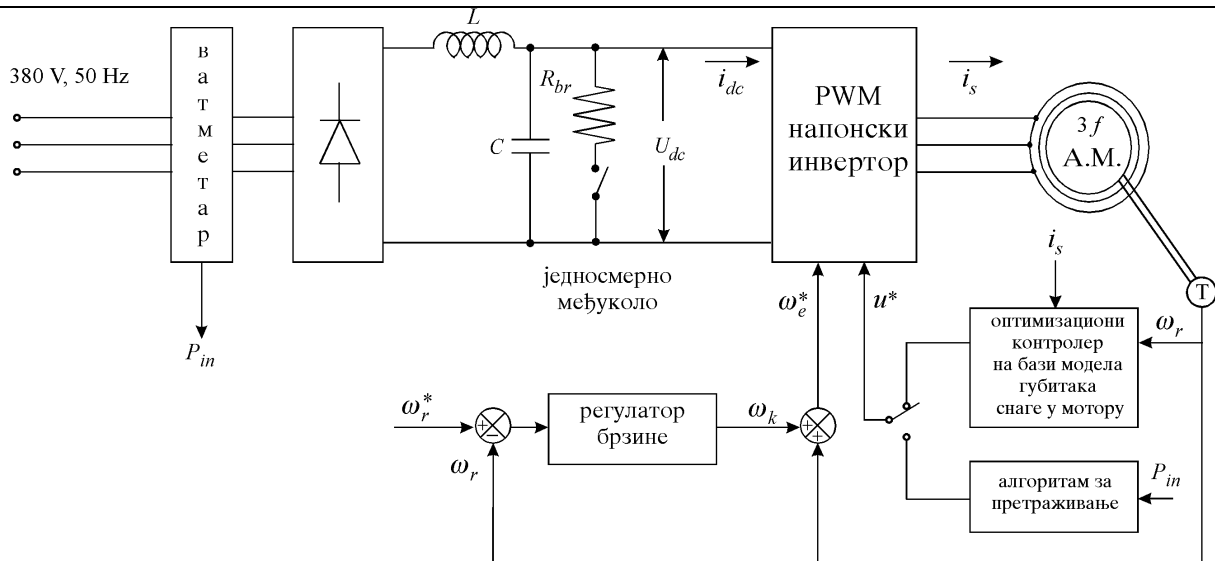


Slika 2.2.5.: Ekvivalentna električna šema za analizu gubitaka snage.

Autori predlažu optimizaciju stepena korisnog dejstva motora, podizanjem napona (fluksa) i smanjenjem struje pri velikim opterećenjima, čime se redukuju gubici u bakru motora, i smanjenjem napona (fluksa) pri malim opterećenjima, čime se redukuju gubici u gvožđu motora.

Kioskeridis i Margaris su projektovali optimizacionu strukturu koja određuje optimalnu vrednost fluksa u zazoru, a za koju se imaju minimalni gubici u skalarno upravljanom asinhronom motoru [23]. Radi se o veoma jednostavnoj optimizacionoj strukturi, čija implementacija ne povećava bitno cenu pogona, niti njegovu složenost. Interesantno je da se struktura ovog regulatora bazira na modelu gubitaka u asinhronom motoru, a da za njegovu realizaciju nije potrebno poznavati model gubitaka u konkretnom slučaju. Blok dijagram opisanog optimalnog pogona, predstavljen je na slici 2.2.6..

Prema blok dijagramu, moguće je primeniti jedan od postojećea dva optimizatora: prvi, koji na osnovu merenja struje statora i brzine obrtanja motora, pomoću modela gubitaka u motoru određuje optimalnu vrednost fluksa pri kojoj su gubici minimalni (*LMC - loss model controller*), i drugi, koji na osnovu merenja ulazne snage u pogon, traži optimalnu vrednost fluksa pri kojoj se ima minimalna ulazna snaga, poredeći vrednost ulazne snage u svakom trenutku, sa vrednošću u prethodnom trenutku (takozvani algoritam za pretraživanje ili "*search controller*"- *SC*). Prema postojećoj literaturi, veliki broj i složenost matematičkih operacija, kao i teškoće u merenju parametara motora, predstavljaju loše strane prvog optimizacionog kontrolera (*LMC - a*), a prednost se daje kontrolerima koji optimalnu radnu tačku nalaze primenom algoritama (*SC*) ili tabela za pretraživanje (*look-up tables*). Nedostatak primene tabela za pretraživanje je u tome što je neophodno primeniti veliki broj složenih i preciznih merenja, koja su skupa i zahtevaju puno vremena, a ne mogu se primeniti na motore koji su već u pogonu. Nedostatak algoritama za pretraživanje je u merenju ulazne snage, koje, da bi se izvelo sa zadovoljavajućom preciznošću zahteva skupu i složenu aparaturu, teško se nalazi minimum ulazne snage jer je ova funkcija zaravnjena u okolini minimuma, a takođe moment poseduje određene pulsacije (ripl), jer algoritmi za pretraživanje nikada ne dostižu stacionarno stanje, neko osciluju oko ravnotežne tačke sa nekim, malim korakom.



Slika 2.2.6.: Blok dijagram upravljačke strukture za optimizaciju stepena korisnog dejstva skalarno upravljanog pogona.

Autori ovog rada su konstruisali ogovarajući regulator za optimizaciju radne tačke kod jednosmernih mašina, koji radi na osnovu modelovanja gubitaka u motoru, a koji je pokazao veoma dobre rezultate [24]. Oni tvrde, da se svaka obrtna električna mašina, prema Gabrielu Kronu (*Gabriel Kron*), može smatrati jednim fizičkim sistemom koji se posmatra iz različitih referentnih sistema, te tako sledi iste fizičke zakone. Autori zaključuju, da se postojeći regulator za jednosmerne mašine, može primeni i na asinhronu, čak u istoj formi.

Gubici su razmatrani na osnovu električne šeme po fazi asinhronog motora, razvijene u sistemu relativnih jedinica ([r.j.]), a prikazane na slici 2.2.7..

Veličine označene na slici 2.2.7., date su sledećim izrazima u sistemu relativnih jedinica (u [r.j.]):

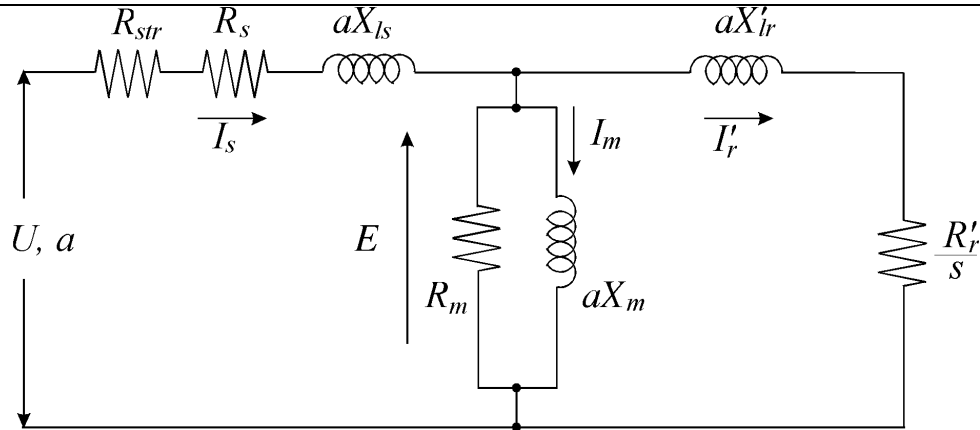
- učestanost statora
$$a = \frac{\omega}{1-s}, \quad (2.2.8.)$$

- struja magnetizacije
$$I_m = \frac{E/a}{X_m} = \frac{\Phi_m}{X_m}, \quad (2.2.9.)$$

- struja rotora (svedena na stranu statora)
$$I'_r = \frac{\Phi_m}{\sqrt{(r'_r/sa)^2 + X'^2_{lr}}}, \quad (2.2.10.)$$

- fluks u vazдушnom zazoru je
$$\Phi_m = I'_r \sqrt{(r'_r/sa)^2 + X'^2_{lr}}, \quad (2.2.11.)$$

- elektromagnetni moment
$$T_e = I'^2_r \frac{r'_r}{sa}. \quad (2.2.12.)$$



Slika 2.2.7.: Ekvivalentna električna šema asinhronog motora u sistemu relativnih jedinica.

Zamenom izraza za struju rotora u izraz za moment, a smatrajući da je pri malim klizanjima (što su uobičajeni radni režimi asinhronog motora) $r'_r / s \ll a X'_{lr}$, dobija je novi, približni izraz za moment

$$\left. \begin{aligned} T_e &\approx \frac{sa}{r'_r} \Phi_m^2 \\ \Phi_m &\approx \frac{r'_r I'_r}{sa} \end{aligned} \right\} \Rightarrow T_e = \Phi_m I'_r. \quad (2.2.13.)$$

Poznata je relacija za struju statora

$$I_s^2 = I_m^2 + c_l I_r'^2, \quad (2.2.14.)$$

gde je $c_l = 1 + 2 \frac{X'_{lr}}{X_m}$.

Kriva magnećenja je data izrazom

$$I_m = s_1 \Phi_m + s_2 \Phi_m^3 + s_3 \Phi_m^5, \quad (2.2.15.)$$

a reaktansa magnećenja, na koju za razliku od reaktanse rasipanja, zasićenje magnetnog kola može da im veliki uticaj,

$$X_m = \frac{\Phi_m}{I_m} = \frac{1}{s_1 + s_2 \Phi_m^2 + s_3 \Phi_m^4} = k_s X_{m0}. \quad (2.2.16.)$$

Gubici u bakru statora i rotora asinhronog motora iznose

$$P_{Cu} = r_s I_s^2 + r'_r I_r'^2. \quad (2.2.17.)$$

Gubici u gvožđu statora i rotora asinhronog motora iznose

$$P_{Fe} = [k_e (1 + s^2) a^2 + k_h (1 + s) a] \Phi_m^2, \quad (2.2.18.)$$

gde se delovi izraza koji sadrže klizanje s , odnose na gubitke u gvožđu rotora, koji se mogu zanemariti kada motor radi sa $s \ll 1$, dakle, u uobičajenim režimima rada motora. Gubici u gvožđu asinhronog motora, predstavljeni su na ekvivalentnoj šemi otpornošću r_m .

Dodatni gubici u asinhronom motoru su uglavnom izazvani indukovanom strujom u rotoru, predstavljeni otpornošću r_{str} na ekvivalentnoj šemi, a dati su izrazom

$$P_{str} = c_{str} \omega^2 I_r'^2, \quad (2.2.19.)$$

ali kako struju statora nije moguće meriti u slučaju kaveznog asinhronog motora, ovi gubici se najčešće predstavljaju preko struje statora:

$$P_{str} = c_{zb} I_s^2 + c_s \Phi_m^2 I_s^2 + c_e a I_s^2. \quad (2.2.20.)$$

Ukupni gubici u motoru (P_{loss}) jednaki su zbiru navedenih gubitaka. Gubici u gvožđu rotora su zanemareni. Optimalna vrednost fluksa pri kojoj se imaju minimalni gubici u motoru, dobija se rešavanjem izraza

$$\left. \frac{\partial P_{loss}}{\partial \Phi_m} \right|_{T_e, \omega} = 0. \quad (2.2.21.)$$

Rešenje ima oblik amplitude odziva niskopropusnog filtra prvog reda ($T_{cs} > T_s$),

$$\Phi_{opt} = I_s G_s \left| \frac{1 + j\omega T_s}{1 + j\omega T_{cs}} \right|, \quad (2.2.22.)$$

gde su G i T_s veličine koje zavise od parametara motora, a T_{cs} je veličina koja predstavlja pol filtra i zavisi i od parametara i od brzine obrtanja motora. Kao što je pokazano u [24], ovaj filter može biti prikazan kao filter prvog reda sa konstantnim polom, ali tako da oba filtra imaju istu graničnu učestanost (ω_{ps}), koja je izračunata i data u radu, a novi pol filtra je $T_{ps} = 1 / \omega_{ps}$.

Iz izraza za optimalnu vrednost fluksa, jasno se zaključuje da parametri *LMC*-a utiču na njegov odziv i to svaki za različiti opseg brzina: G_s pri malim brzinama, T_{ps} pri srednjim i T_s pri velikim brzinama. Posledica toga je da su u odnosu na brzinu ovi parametri praktično raspregnuti i zbog toga se mogu lako eksperimentalno podesiti, u 5 koraka :

1. Trofazni vatmetar se koristi za merenje ukupne ulazne snage u pogon.
2. Motor se obrće malom brzinom, koja iznosi 10 % - 15 % nominalne brzine. U tim uslovima ($\omega \ll 1$), izraz za optimalnu vrednost fluksa postaje

$$\Phi_{mopt} \approx I_s G_s, \quad (2.2.23.)$$

a pojačanje G_s se podešava tako da se dobije minimalno pokazivanje vatmetra.

3. Brzina se povećava na vrednost od 30 % - 50 % nominalne brzine. U tim uslovima, izraz za optimalnu vrednost fluksa postaje

$$\Phi_{mopt} \approx I_s G_s \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^2 T_{ps}^2}}, \quad (2.2.24.)$$

a minimum pokazivanja vatmetra se sada dobija podešavanjem parametra T_{ps} .

4. Brzina se povećava do svoje maksimalne vrednosti, a minimum pokazivanja vatmetra se postiže podešavanjem parametra T_s .
5. Koraci 2, 3 i 4 se ponavljaju, sve dok se željena tačnost ne postigne.

Za vreme izvođenja koraka od 2 do 5, moment opterećenja se održava na konstantnoj vrednosti od 0.2 - 0.3 r.j., da bi se ostvarilo što tačnije nalaženje minimuma gubitaka snage, a kako pojačanje G_s zavisi od zasićenja magnetnog jezgra motora, korak 2 se mora ponoviti za srednje i velike vrednosti momenta opterećenja.

Ovako koncipirana struktura za optimizaciju stepena korisnog dejstva motora, lako se može implementirati bilo u analognoj, bilo u digitalnoj formi. Takođe je jasno da za njenu implementaciju nije potrebno poznavati parametre motora, kao i da se na ovaj način minimiziraju gubici ne samo u motoru, nego i u celom pogonu. Da se ne bi poremetio dinamički odziv pogona, mora se koristiti adaptivni *PI* regulator za regulaciju brzine, a u slučaju manjih pogona se on može izbeći ako se svaki put pri promeni momenta opterećenja, vrednost fluksa podesi na nominalnu. U radu je takođe izvršeno poređenje *LMC*-a i *SC*-a, a dobijeni rezultati pokazuju višestruke prednosti *LMC*-a. Ovaj kontroler se može koristiti i u pogonima sa regulacijom brzine u otvorenoj petlji i u pogonima sa regulacijom brzine u zatvorenoj petlji.

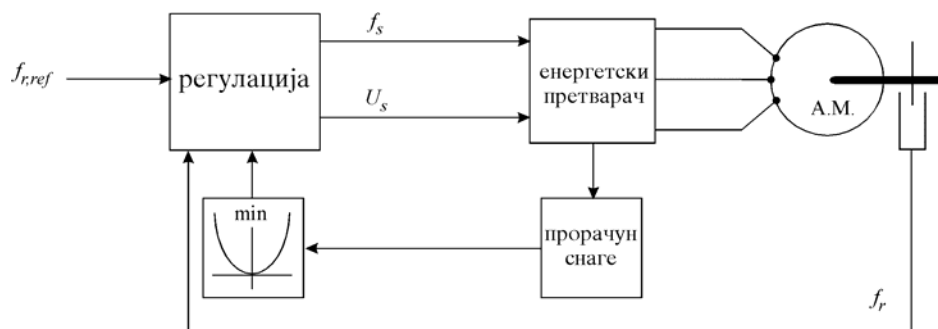
Sousa, Bose i Cleland su razvili jedinstven i sveobuhvatan model gubitaka u pogonu sa asinhronim motorom, koji precizno oslikava ponašanje pogona i u stacionarnom stanju i u

prelaznim procesima [25]. Razmatrani su električni gubici u motoru, kao što su gubici u bakru statora i rotora, gubici u magnetnom jezgru mašine i dodatni gubici, kako za osnovnu, tako i za više harmonijske učestanosti. Takođe su razmatrali uticaj "skin" efekta na rotorsku otpornost, zavisnost statorske i rotorske otpornosti od temperature, uticaj zasićenja magnetnog jezgra na induktivnost magnećenja i gubitke usled trenja i ventilacije. Sva navedena razmatranja su na odgovarajući način uključili u model asinhronog motora u dq referentnom sistemu koji rotira sinhronom brzinom, a predstavljen je ekvivalentnom električnom šemom. Konvertor koji se sastoji od diodnog ispravljača i PWM tranzistorskog invertora je precizno modelovan sa stanovišta gubitaka usled provođenja i prekidanja. Svoja razmatranja, autori su potvrdili putem simulacija i eksperimentalno, na vektorski kontrolisanom pogonu. Modeli su važeći za svaki tip upravljačke strukture sa proizvoljnim PWM algoritmom, a mogu se koristiti u različite svrhe, kao što su: projektovanje optimalnog pogona, u pogledu gubitaka, koji se sastoji od konvertora i asinhronog motora, određivanje stepena korisnog dejstva pogona, projektovanje sistema za hlađenje i uopštene dinamičke studije.

2.3. OPTIMIZACIJA STEPENA KORISNOG DEJSTVA PRIMENOM PRETRAŽIVAČKIH ALGORITAMA ("SEARCH CONTROLLERS"-SC)

Optimizacioni regulatori koji se zasnivaju na pretraživačkim algoritmima, okarakterisani su kao adaptivni regulatori. Polazi se od pretpostavke da je sistem koji se optimizira u pogledu stepena iskorišćenja nepoznat, kao i njegova optimalna radna tačka. Najčešće su projektovani tako da se negde, na neki način u sistemu meri ulazna aktivna snaga koja se zatim minimizuje, variranjem u koracima neke promenljive stanja pogona, kao što je to učestanost klizanja, struja magnetizacije ili napon statora, slika 2.3.1.

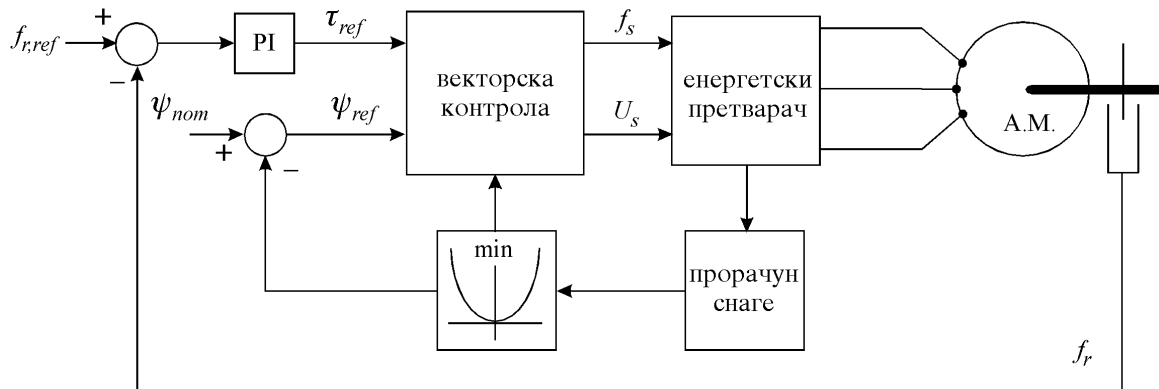
Izlazna snaga bi trebalo da ostane nepromenjena za vreme optimizacionog procesa. Problem je u tome što se učestanost statora drži na konstantnoj vrednosti, dok se napon napajanja statora redukuje, pa će brzina motora malo opasti i na taj način uzrokovati smanjenje izlazne snage. Ako se brzina ne održava na konstantnoj vrednosti, algoritam za optimizaciju će smanjivati ulaznu snagu do nule. Kriterijum za izbor upravljačke varijable je da je ona, pri konstantnoj izlaznoj snazi, funkcija ulazne snage, ali tako da ova funkcija ima minimalnu vrednost.



Slika 2.3.1.: Blok dijagram upravljačke strukture za optimizaciju stepena korisnog dejstva koja primenjuje pretraživački regulator.

Pretraživačke algoritme je moguće primeniti kako u skalarno upravljanim pogonima, tako i u vektorski upravljanim pogonima. U slučaju primene pretraživačkih algoritama u vektorski upravljanim pogonima [26,16,28], kao što je to prikazano na slici 2.3.2., snaga se meri na priključnim krajevima pogona, fluks Ψ_{ref} se postavlja na početnu nominalnu vrednost (Ψ_{nom}), a zatim se redukuje, laganim smanjivanjem magnetizacione komponente struje statora, i_d , u malim koracima, dok se ne dostigne minimum ulazne snage. Bez obzira na parametre motora, postiže se apsolutno maksimalan stepen korisnog dejstva pogona. Nedostatak ove metode je pojava talasnosti

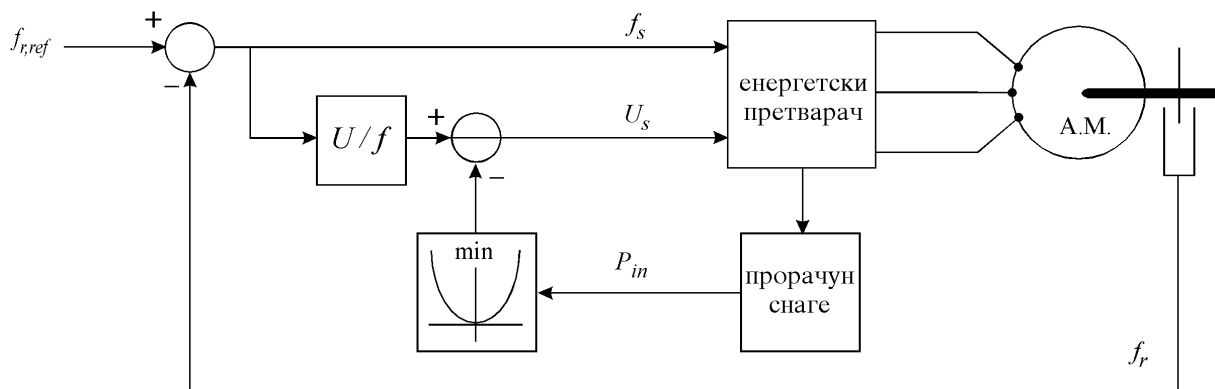
(ripla) u talasnom obliku momenta, pri svakom koraku smanjenja fluksa, a veličina talasnosti (ripla) zavisi od veličine koraka fluksa i od nivoa namagnetisanja magnetnog kola.



Slika 2.3.2.: Blok dijagram upravljačke strukture za optimizaciju stepena korisnog dejstva koja primenjuje pretraživački regulator u vektorski upravljanoj pogonu.

Isti princip je moguće iskoristiti sa malom modifikacijom, koja se sastoji u primeni fazi regulatora za određivanje smera i vrednosti koraka promene magnetizacione komponente struje statora, i_d , [32,33]. Sintezom optimizacionog regulatora na bazi fazi logike, postiže se mnogo glatkija adaptacija sa bržom konvergencijom ka optimumu. Takođe je moguće redukovati talasnost momenta, pri smanjenju fluksa [32], što se postiže povećanjem q komponente struje statora, i_q , kada se smanji struja i_d , u cilju održavanja konstantnog momenta.

Ako se pretraživački regulator koristi u skalarno upravljanoj pogonu, onda se ulazna snaga u pogon (ili ulazna snaga motora) minimizira sukcesivnim inkrementiranjem ili dekrementiranjem, ili učestanosti klizanja ili U/f odnosa, u određenim koracima [20], slika 2.3.3..



Slika 2.3.3.: Blok dijagram upravljačke strukture za optimizaciju stepena korisnog dejstva koja primenjuje pretraživački regulator u skalarno upravljanoj pogonu.

Zajedničko za sve prethodno spomenute pretraživačke regulatore je neophodnost merenja ili estimiranja brzine motora. Metod za optimizaciju stepena korisnog dejstva u skalarno upravljanoj pogonu, koji je predstavljen u referenci [29], vrlo je sličan načinu optimizacije stepena korisnog dejstva u vektorski upravljanim pogonima. Razlika je u tome što se ne koristi senzor za merenje brzine montiran na osovinu motora, već se brzina obrtanja motora procenjuje merenjem fluksa u vazдушnom zazoru. Za metod predstavljen u radu [30], nije potrebno merenje brzine, ali je potrebno poznavati odnos između momenta opterećenja i brzine obrtanja motora. Struja i učestanost statora se variraju u cilju minimizacije snage u jednosmernom međukolu i održavanja brzine konstantnom.

Zajednički nedostatak pretraživačkih regulatora je nizak nivo kritičnog momenta u trenutku kada je postignuta optimalna radna tačka, tako da je motor veoma osetljiv na promene momenta opterećenja.

Autori rada [29], pošli su od činjenice da se gubici u asinhronom motoru mogu podeliti na a) gubitke u bakru statora, b) gubitke u bakru rotora, c) gubitke u magnetnom kolu motora, d) dodatne gubitke e) gubitke na trenje i ventilaciju, od kojih prve četiri grupe obuhvataju 90 %, a poslednja grupa preostalih 10 %, od ukupnih gubitaka u motoru, grubo procenjujući. Ovakva raspodela među gubicima se menja ukoliko se motor napaja iz invertora, što je posledica pojave viših harmonika u talasnim oblicima napona i struje, tako da dodatni gubici u motoru rastu i postaju značajni deo ukupnih gubitaka, u zavisnosti od prirode harmonijskog spektra. Optimalno projektovana mašina će forsirati rad oko nominalne radne tačke, jer se u toj tački postiže željeni balans između gubitaka u bakru i gubitaka u gvožđu mašine, a samim tim i najveći stepen iskorišćenja. Kada mašina radi sa manjim opterećenjima, ili pri nižim brzinama od nominalne, njen stepen korisnog dejstva opada usled poremećenog balansa između gubitaka u bakru i gubitaka u gvožđu mašine, pri čemu gubici u gvožđu mašine dominiraju pri malim opterećenjima. Ušteda energije u slučaju konvencionalnih primena asinhronog motora u pogonima sa konstantnom brzinom, u kojima se moment opterećenja menja u širokom opsegu, može se ostvariti smanjenjem nivoa fluksa u motoru sa smanjenjem opterećenja. Kako se u pogonima sa konstantnom brzinom moment opterećenja ne menja značajno u vremenu, u odnosu na cenu regulatora fluksa, u većini slučajeva, ekonomski je neisplativo optimizirati stepen korisnog dejstva mrežno napajanih asinhronih motora. Ovo nije slučaj sa asinhronim motorima koji se napajaju iz invertora, jer je regulator optimalnog fluksa izveden iz istog konvertora, iz koga se vrši regulacija brzine pogona, kao dodatna aplikacija, što vrlo malo utiče na cenu pogona.

Jednostavniji pristup rešenju problema optimizacije stepena korisnog dejstva je primena optimizacionog regulatora u vektorski upravljanim pogonima, u kojima se već meri ili reguliše moment i brzina motora. Kako su po prirodi koncepcije vektorske kontrole, komponenta struje statora koja stvara moment (i_q) i komponenta struje statora koja stvara fluks (i_d) raspregnute, fluks motora se može varirati, tako da se moment i brzina motora održe na konstantnoj vrednosti. Međutim, većina pogona za opštu namenu nije vektorski upravljana, pa optimizacija stepena korisnog dejstva ne predstavlja lak zadatak, jer se brzina ne meri, a moment ne reguliše direktno. Ključ za rešenje ovog problema i za praktičnu implementaciju optimizacionog regulatora, leži u razvoju jednostavnog metoda za merenje momenta i brzine. U tom smislu, autori ovoga rada su razvili novu tehniku, na osnovu merenja trećeg harmonika statorskog faznog napona, za određivanje trenutne prostorne pozicije osnovog harmonika rezultujućeg fluksa u vazдушnom zazoru, a samim tim i komponente struje statora koja stvara moment (i_q) i komponente struje statora koja stvara fluks (i_d). Takođe se signal trećeg harmonika statorskog napona može iskoristiti za određivanje brzine motora, a zatim i izlazne snage motora i to, sa dodatkom samo jednog senzora, provodnika povezanog sa neutralnom tačkom mašine. Rasprezanjem struje statora na dve komponente, moguće je dalje podešavanjem struje i_d , podešavati fluks mašine na optimalnu vrednost, pri kojoj se ima minimum ulazne snage za konstantnu izlaznu snagu (konstantnu brzinu), putem regulacije amplitude priključenog statorskog napona.

Jedna od ključnih tačaka u ovom radu je određivanje trenutne amplitude fluksa u vazдушnom zazoru i njenog relativnog položaja u odnosu na vektor statorske struje, korišćenjem trećeg harmonika statorskog napona. Asinhrona mašine, kao i većina drugih elektromagnetnih naprava, su konstruisane tako da rade u kolenu $B - H$ karakteristike magnetnog materijala koji je upotrebljen za njihovu konstrukciju. Statorska struja, koja cirkuliše kroz kvazisinusoidalno raspoređene provodnike statora, stvara magnetopobudnu silu približno sinusoidalno raspoređenu oko vazdušnog zazora, a takođe i kvazisinusoidalnu raspodelu fluksa u vazдушnom zazoru. Ako se zasićenje i viši harmonici u namotajima zanemare, gustina fluksa u vazдушnom zazoru ima sinusoidalnu raspodelu, pa u slučaju da mašina ima p pari polova, izraz za prostornu raspodelu gustine fluksa u vazдушnom zazoru ima oblik

$$B_g(\theta_m) = B_{g1} \sin \frac{p\theta_m}{2}, \quad (2.3.1.)$$

gde je θ_m ugaoni pomeraj duž obima vazdušnog zazoru. U slučaju da se zasićenje ne zanemaruje, gustina fluksa u vazdušnom zazoru će imati oblik zaravnjene sinusoide, sa vrhom $B_{sat} < B_{g1}$, što je primarno prouzrokovano postojanjem komponente trećeg harmonika u talasnom obliku magnetne indukcije.

Ako je namotaj statora asinhrona mašine povezan u zvezdu, bez neutralnog provodnika, ne postoji nulta komponenta struje, a ako se rotorski kavez smatra ekvivalentnim vezi rotorskog namotaja u trougao, asinhrona mašina se može posmatrati kao neuzemljeni trofazni zvezda-trougao transformator, u kome cirkulacija nulte komponente struje ne postoji. Zbog toga će statorska struja, a samim tim i magnetopobudna sila u vazdušnom zazoru sadržati samo takozvane karakteristične harmonike (peti, sedmi, jedanaesti...), dok će fluks u vazdušnom zazoru, a samim tim i fazni napon statora sadržati i treći harmonik i njegove umnoške i visokofrekventne žlebne harmonike. Amplituda ovih harmonika je funkcija nivoa zasićenja, koje diktira osnovna komponenta fluksa. Neophodno je primetiti, da će treći harmonik u talasnom obliku fluksa u vazdušnom zazoru obuhvatiti namotaj statora i u njemu indukovati treći harmonik u talasnom obliku statorskog faznog napona, samo ako funkcija raspodele statorskog namotaja sadrži nenultu prostornu komponentu trećeg harmonika. Ovo će biti u slučaju da je navojni korak statorskog namotaja različit od 2/3, što i jeste najčešće, s obzirom da se veličina navojnog koraka bira tako da se minimiziraju peti, sedmi i ostali harmonici.

U suštini, oblik prostorne raspodele magnetne indukcije je izobličen zbog visokofrekventnih komponenti koje su posledica postojanja žlebova u statoru i rotoru mašine, a koje su proporcionalne mehaničkoj brzini rotora, te tako mogu da se iskoriste kao sredstvo za merenje brzine motora, eliminišući potrebu za enkoderom ili tahogeneratorom.

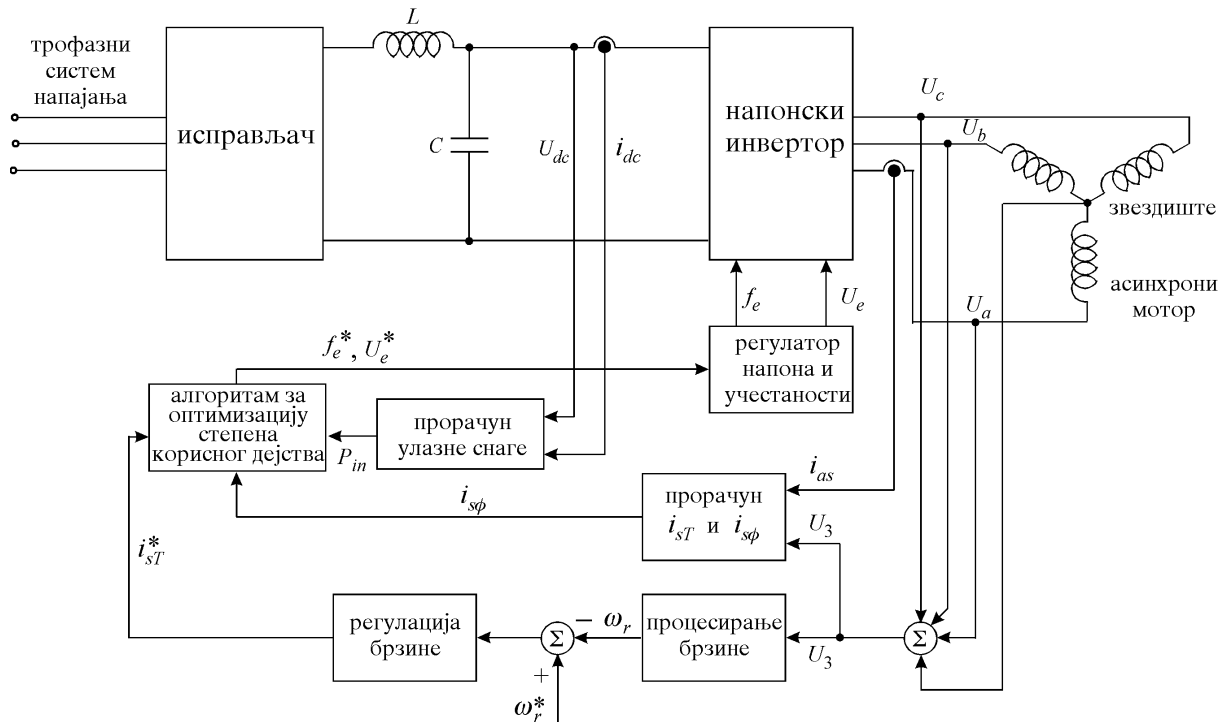
Kada se naponi u tri faze motora saberu, osnovni harmonici, kao i karakteristični harmonici se međusobno ponište, a rezultatni talas napona sadrži uglavnom treći harmonik zajedno sa visokofrekventnim harmonicima koji su posledica ožljebljenja. Ovaj treći harmonik u rezultatnom talasu napona je indukovao trećim harmonikom u talasnom obliku fluksa u vazdušnom zazoru, koji jasno zadržava nepromenjenu poziciju u odnosu na osnovni harmonik fluksa. Na taj način, treći harmonik u nultoj naponskoj komponenti se može iskoristiti za određivanje trenutne pozicije fluksa u vazdušnom zazoru, kao i za estimaciju amplitude osnovnog harmonika fluksa. U slučaju da je statorski namotaj vezan u trougao, zbog male vrednosti struje trećeg harmonika, u izuzetnim slučajevima nedovoljna tačnost u merenju će onemogućiti primenu ove metode.

Predstavljenom metodom se do optimalne radne tačke dolazi pomoću pretraživačkog regulatora, kojim se traži minimum ulazne snage, koja se meri digitalnim vatmetrom, za konstantnu izlaznu snagu, i na taj način minimiziraju gubici snage u mašini. Predstavljeni sistem za merenje momenta koristi samo jedan dodatni senzor za merenje linijske struje statora, dok se brzina motora izračunava iz visokofrekventnog signala koji izobličava talasni oblik trećeg harmonika napona statora, a čija se učestanost određuje iz izraza:

$$\omega_{stot} = (n_r \omega_r \pm \omega_e), \quad (2.3.2.)$$

gde je n_s - broj rotorskih žlebova, ω_r - brzina rotora, a ω_e - sinhrona brzina. U radu su predstavljena dva vida primene optimizacionog regulatora. U prvom slučaju, amplituda trećeg harmonika se ne koristi, dok se fazni stav ovog signala koristi za razdvajanje statorske struje na komponente i_d i i_q . Amplituda i učestanost invertora se zatim podešavaju, da se postigne minimum ulazne snage, podešavanjem struje i_d i održavanjem brzine na konstantnoj vrednosti, kao što je prikazano na slici 2.3.4.. U suštini, optimizacioni regulator radi samo u pozadini sa minimizacionim algoritmom koji koriguje komande za napon i učestanost, samo nekoliko puta u toku jedne sekunde, u cilju

podešavanja radne tačke na njenu optimalnu vrednost, dok se izlazna snaga održava na konstantnoj vrednosti. Dinamika pogona ne menja, ako moment razumno varira sa brzinom, ili ako su te promene dovoljno spore.



Slika 2.3.4.: Uprošćen blok dijagram prve optimizacione metode; i_{sT} , $i_{s\phi}$ su komponente statorske struje srazmerne momentu i fluksu, respektivno.

Drugi pristup je moguć, samo ako je oblik mehaničke karakteristike opterećenja fiksna, kao što je to slučaj kod pumpi ili ventilatora. U tim slučajevima, može se izostaviti estimacija brzine, jer regulacija pri konstantnom momentu implicira održavanje izlazne snage na konstantnoj vrednosti, kao što je to prikazano na slici 2.3.5..

Moment se u ovom slučaju računa pomoću struje statora i fluksa u vazдушnom zazoru,

$$T_e = \frac{3p}{4} |i_{as}| |\lambda_g| \sin \gamma, \quad (2.3.3.)$$

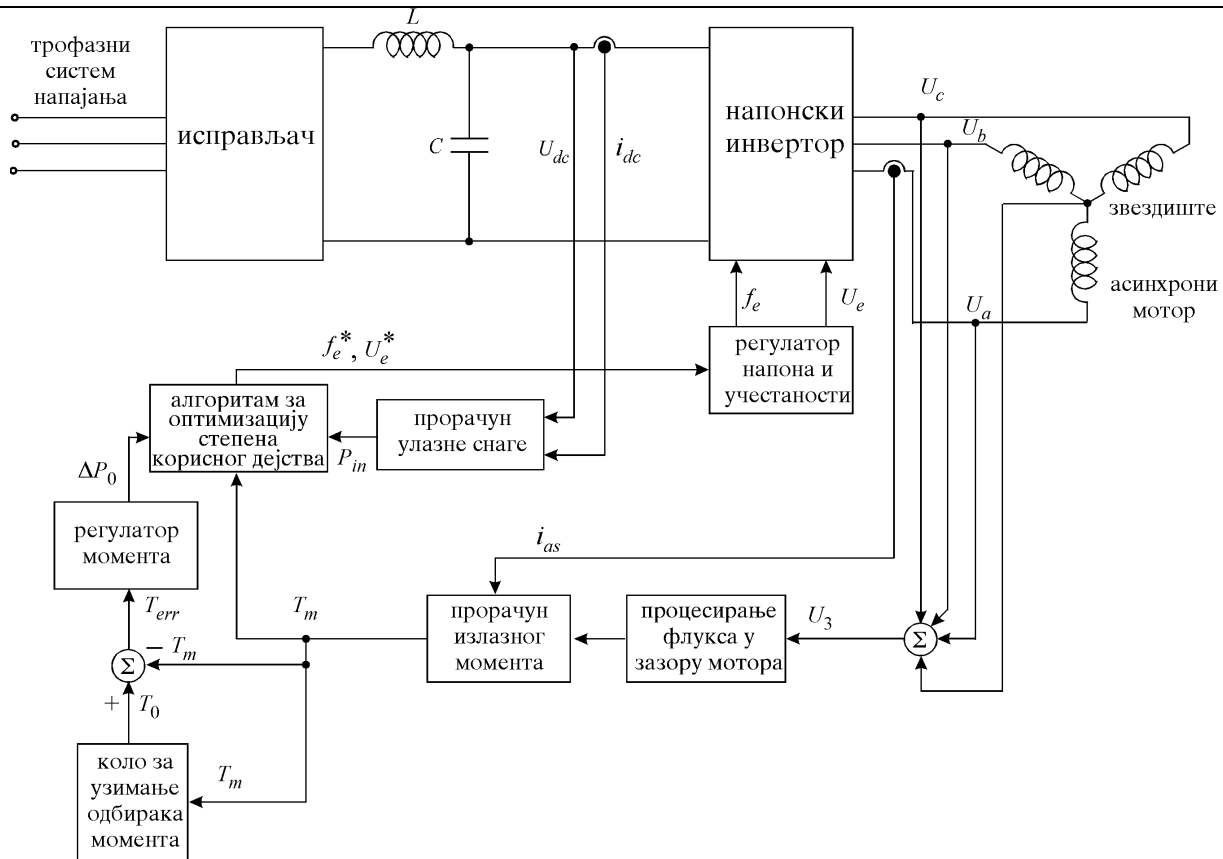
gde su $|i_{as}|$ i $|\lambda_g|$ - apsolutne vrednosti fazne struje statora i fluksa u vazдушnom zazoru, a ugao γ - fazni pomeraj između struje statora i osnovnog harmonika fluksa u vazдушnom zazoru, koji se računa iz izraza

$$\lambda_g = \int u_g dt, \quad (2.3.4.)$$

u kome je $u_g = f(u_3)$ - osnovni harmonik elektromotorne sile u vazдушnom zazoru. Moment motora se može izračunati i iz sledećeg izraza:

$$T_e = \frac{3p}{4} \frac{|i_{as}| |u_g|}{\omega_e} \cos \gamma, \quad (2.3.5.)$$

u kome je ω_e - željena ugaona brzina, odnosno, komandovana učestanost inverteru.

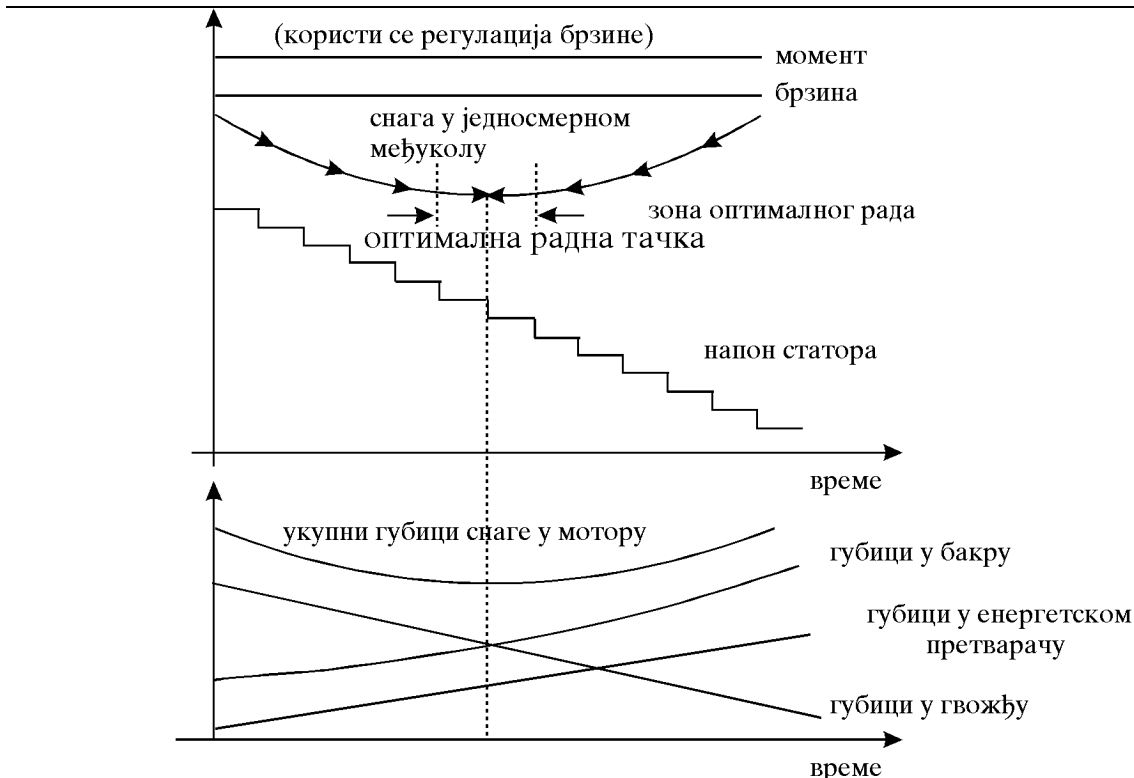


Slika 2.3.5.: Blok dijagram druge metode za optimizaciju stepena korisnog dejstva motora, primenom regulacije momenta.

Cleland et al., je projektovao optimizacioni regulator za skalarno upravljane pogone promenljive brzine sa asinhronim motorom, koji se sastoji iz tri dela, odnosno tri pojedinačna regulatora [30]. Regulatori su robusni i pokazali su koegzistentno ponašanje pri testiranju na različitim motorima i za različite radne režime. Optimizacija stepena korisnog dejstva se postiže merenjem ulazne snage pogona i delovanjem na tri promenljive stanja u cilju postizanja minimalne ulazne snage za datu radnu tačku.

Prvi regulator varira vrednost napona napajanja statora. Početno stanje u procesu optimizacije je vrednost napona u skladu sa standardnom vrednošću U/f odnosa za zadatu brzinu motora, a zatim se napon smanjuje u smeru smanjenja ulazne snage, kao što je prikazano na slici 2.3.6..

Vrednost i smer koraka promene statorskog napona, određeni su merenjem snage u jednosmernom međukolu korišćenjem diferencijalnog pojačavača i strujnih transformatora na bazi Holovog efekta. Jedno elektronsko kolo sa operacionim pojačavačem je korišćeno za merenje jednosmernog napona koji je proporcionalan naponu u jednosmernom međukolu. Izmerene vrednosti za napon i struju se usrednjavaju na odgovarajućem vremenskom intervalu, u cilju dobijanja srednje vrednosti za ulaznu snagu. Vrednost koraka promene napona se reguliše na osnovu rezultujuće vrednosti koraka ulazne snage i prethodnog koraka promene napona, a da bi se obezbedila glatka kriva koja brzo konvergira ka minimumu ulazne snage, za zadati moment opterećenja.



Slika 2.3.6.: Optimalno upravljanje variranjem statorskog napona.

Svaki korak promene napona, takođe izaziva promenu fluksa, blago menjajući na taj način rotorsku struju, kao i brzinu motora. Ovaj efekat se mora kompenzovati promenom statorske učestanosti. U cilju održavanja brzine na zadatoj vrednosti, kao i izlazne snage na konstantnoj vrednosti, autori su razvili regulator koji estimira brzinu rotora posle promene napona i koriguje brzinu bez korišćenja senzora za merenje brzine za dobijanje povratne informacije. Ovaj regulator je konstruisan na bazi jednostavne analize sprovedene na modelu asinhronog motora u stacionarnom stavu, a tako da se može primeniti na bilo koji regulisani pogon i za bilo koju vrstu opterećenja.

Treći regulator koji deluje u interakciji sa prethodna dva odnosi se na kompenzaciju klizanja i reaguje pre nego što se izvrši promena napona, a u cilju postizanja tačne vrednosti za zadatu brzinu motora. Za razliku od drugih kompenzatora klizanja, ovaj kompenzator je orjentisan i u smislu optimizacije stepena korisnog dejstva pogona. On koriguje brzinu motora samo samo u slučaju smanjenja brzine i ulazne snage. Za ovakvu kompenzaciju klizanja, nije potrebno poznavati parametre motora, a zasniva se na predikciji i klizanja i početne vrednosti momenta. Potrebno je poznavati moment opterećenja, bilo da je poznata zavisnost momenta opterećenja od brzine obrtanja, bilo da moment opterećenja ne zavisi od brzine obrtanja. Iste polazne stavke su usvojene i za korektor brzine.

Ovim integralnim optimizacionim regulatorom se postižu poboljšanja stepena korisnog dejstva u iznosu od 2 % do 16 %. Sprovedenom analizom je utvrđeno, da je optimalno klizanje za zadati moment opterećenja i brzinu motora, funkcija načina konstrukcije motora, i da u skladu sa tim, projektovanje motora i optimizacionog regulatora treba vršiti istovremeno. Takođe je utvrđeno da vrednosti parametara magnetnog kola i zasićenje fluksa, predstavljaju glavne odrednice za mogućnost povećanja stepena korisnog dejstva u okolini nominalne izlazne snage.

Kioskeridis i **Margaris** su projektovali još jedan optimizacioni kontroler koji određuje optimalnu vrednost fluksa u zazoru, za koju se imaju minimalni gubici u skalarno upravljanim asinhronom motoru [28], a koji radi na principu pretraživačkog regulatora ("search controller" - SC). Problemi koji se javljaju kada se za upravljačku varijablu uzima ulazna snaga, prevaziđeni su

izborom struje statora za upravljačku varijablu. Teoretska razmatranja data u radu [23], potpuno se poklapaju sa teoretskim razmatranjima izloženim u ovom radu, do trenutka kada se ulazna snaga izračunava na osnovu izraza

$$P_{in} = P_{loss} + P_{out} = P_{loss} + T_e \omega, \quad (2.3.6.)$$

gde je $P_{out} = T_e \omega$ izlazna snaga, za razliku od prethodnog rada [23], u kome se merila ulazna snaga. Zamenom izraza za gubitke u prethodni izraz i uvažavanjem efekta zasićenja, dobija se složen izraz za ulaznu snagu. Osetljivost funkcije ulazne snage u odnosu na fluks, u stacionarnom stanju, dobija se rešavanjem izraza

$$\left. \frac{\partial P_{in}}{\partial \Phi_m} \right|_{T_e, \omega} = 0. \quad (2.3.7.)$$

Analizom eksperimentalno dobijenih rezultata, može se izvesti zaključak da je osetljivost funkcije ulazne snage u odnosu na fluks u okolini optimalne radne tačke veoma mala, posebno u slučaju velikih motora, a takođe i da zavisi od brzine motora. Da bi se izbegli navedeni nedostaci, umesto ulazne snage, P_{in} , minimizira se struja u jednosmernom međukolu invertora, i_{dc} . Zanimarenjem gubitaka u ispravljaču, ulazna snaga u pogon data je izrazom

$$P_{in} = \frac{2}{3} u_{dc} i_{dc}. \quad (2.3.8.)$$

Kako je napon u jednosmernom međukolu, u_{dc} , praktično konstantan, varijacije ulazne snage, P_{in} , prate varijacije struje u jednosmernom međukolu, i_{dc} . I ako se na ovaj način smanjuje cena optimizacionog regulatora, i ovom metodom se osetljivost u okolini radne tačke ne povećava bitno, a sa postojanjem šuma u realnim pogonima, ova metoda postaje pogodna samo u slučaju malih motora, koji imaju mali stepen korisnog dejstva.

Promenljiva koja pokazuje mnogo veću osetljivost na promene fluksa u vazдушnom zazoru u odnosu na ulaznu snagu, je struja statora I_s . Zamenom izraza za struju magnećenja sa uvažavanjem efekta zasićenja, kao i izraza za struju rotora, u izraz za struju statora, dobija se izraz:

$$I_s = \sqrt{I_m^2 + \frac{c_l T_e^2}{\Phi_m^2}} = \sqrt{(s_1 \Phi_m + s_2 \Phi_m^3 + s_3 \Phi_m^5)^2 + \frac{c_l T_e^2}{\Phi_m^2}}. \quad (2.3.9.)$$

Osetljivost funkcije struje statora na varijacije fluksa u vazдушnom zazoru, dobija se na osnovu izraza

$$S_{\Phi_m}^{I_s} = \left. \frac{\partial I_s}{\partial \Phi_m} \right|_{T_e}, \quad (2.3.10.)$$

iz čijeg se rešenja izvodi zaključak, da je osetljivost mnogo veća nego u slučaju ulazne snage, kao i da ne zavisi od brzine motora, a takođe i nebitno od stepena korisnog dejstva motora.

Ponašanje pretraživačkog regulatora (SC) se može prikazati u četiri koraka:

1. meri se vrednost varijable y (struja statora), koja se reguliše i koja odgovara trenutnoj vrednosti upravljačke varijable (fluks u vazдушnom zazoru).
2. vrši se promena vrednosti upravljačke varijable za korak promene Δu .
3. meri se nova vrednost regulisane varijable $y + \Delta y$, koja odgovara novoj vrednosti upravljačke varijable $u + \Delta u$.
4. ako je $\Delta y < 0$ ($\Delta y > 0$), forsira se promena vrednosti upravljačke varijable za novi korak promene Δu ($-\Delta u$).

U slučaju primene pretraživačkog regulatora, postavljaju se određena ograničenja:

1. vrednost regulisane varijable se meri tek pošto je uspostavljeno stacionarno stanje. U trenutku kada optimizacioni proces postiže tačku minimuma, zbog rada u oblasti slabljenja polja, vreme smirenja prelaznih pojava u pogonu raste, rezultujući u porastu vremena odabiranja u pretraživačkom regulatoru. što je opterećenje motora manje, a samim tim i vrednost fluksa u optimalnoj radnoj tački, vreme odabiranja u pretraživačkom regulatoru je veće.
2. veliki pozitivan korak promene upravljačke varijable je prihvatljiv i poželjan u slučaju promene radnog režima, kada se pojavi veliki porast momenta opterećenja na osovini motora, dok se u suprotnom, amplituda negativnog koraka promene upravljačke varijable mora da ograniči. Ovo je neophodno učiniti zbog porasta q komponente struje statora i pojave pulsacija u talasnom obliku momenta, kada se desi velika promena fluksa.
3. smanjenje vrednosti koraka promene upravljačke veličine, Δu , u trenutku postizanja optimalne radne tačke ima dve svoje loše strane:
 - a) promena regulisane varijable, Δy , nije merljiva.
 - b) nivo šuma koji prati merenje regulisane veličine, uvek postavlja minimalnu vrednost za korak promene upravljačke varijable Δu .

Iako slabljenje polja ne izaziva probleme u stabilnosti rada pogona, svakako deluje na ponašanje mašine u prelaznim procesima, zbog čega autori rada smatraju da je poželjno da se u pogon implementira adaptivni *PI* regulator brzine, koji će obezbediti nominalni fluks, svaki put kada se pojavi zahtev za promenom momenta.

Kirschen et al., je razvio jednostavnu metodu za minimiziranje ukupnih gubitaka u vektorski upravljanim pogonima, u realnom vremenu, koja se zasniva na adaptivnoj regulaciji rotorskog fluksa š26Ć. Pokazalo se da je kombinacija napona i učestanosti napajanja statora, pri kojoj se ostvaruje minimum gubitaka u motoru, složena funkcija radne tačke, odnosno zadate brzine i momenta opterećenja. Pored toga, na ovu funkcionalnu zavisnost veliki uticaj ima nivo zasićenja fluksa u mašini, tako da se optimalna radna tačka ne može postići primenom konstantnog odnosa između statorskog napona i učestanosti. Primena adaptivnog regulatora, osim što vodi ka stvarnom minimumu gubitaka, ima još dve dodatne prednosti:

1. Ako se utrošena snaga meri na ulazu u ispravljač, minimizacijom gubitaka obuhvaćen je ne samo motor, već i pretvarač, tako da se redukuje ukupna energija koju troši celokupni pogon. Kako talasni oblici napona i struje napajanja, imaju mnogo manji sadržaj harmonijskih komponenti u odnosu na odgovarajuće talasne oblike motora, merenje ulazne snage na ovaj način, mnogo je tačnije i lakše se izvodi.
2. Ovako projektovan adaptivni regulator ne zahteva poznavanje parametara motora, pa se u skladu sa tim, može primeniti na bilo koji motor, koji se napaja iz bilo kog invertora. Upravljačka struktura, koja je na ovaj način ostvarena, pokazuje visok stepen robusnosti, jer je praktično neosetljiva na varijacije parametara motora, kao što je na primer promena rotorske otpornosti usled porasta temperature u motoru.

Upotreba adaptivnog optimizacionog regulatora u pogonu sa asinhronim motorom, nailazi na izvesna ograničenja:

1. Međusobna zavisnost pogonske varijable, čijim se podešavanjem minimizira ulazna snaga i snaga gubitaka u motoru je takva funkcija, čiji je drugi izvod uvek različit od nule. Konvergencija ka minimumu gubitaka bi bila brža, ukoliko bi on jasno bio definisan, a ovo će biti slučaj kada pogonska varijabla ima direktan uticaj na promenu gubitaka.
2. Optimizacioni regulator će težiti da smanji izlaznu snagu iz motora, ukoliko se upravljačkom spregom po momentu, on ne održava na zadatoj vrednosti.

3. U idealnom slučaju, optimizaciona kontura i upravljačka kontura po momentu trebalo bi da budu potpuno raspregnute. Mada je potpuno raspregzanje verovatno nemoguće, ono se može približno ostvariti na taj način, što će se vreme odziva momenta u momentnoj konturi učiniti mnogo kraćim od vremenskog intervala između dve akcije adaptivnog regulatora. Ako ovaj zahtev nije ispunjen, momentna upravljačka kontura neće biti u mogućnosti da održi izlaznu snagu na zahtevnoj vrednosti.
4. Do sada je u literaturi pokazano da se nivo fluksa mora redukovati pri malim opterećenjima, a u cilju povećanja stepena korisnog dejstva motora. Na ovaj način se usporava odziv pogona na promenu momenta i smanjuje maksimalna vrednost momenta koju motor može da razvije. Na ovaj problem se mora obratiti pažnja ukoliko zadovoljavajuća dinamika pogona mora da se održi.

Autori ovog rada smatraju da od svih do sada predloženih rešenja u literaturi, direktna vektorska kontrola najbolje zadovoljava gore spomenuta ograničenja. Rotorski fluks je stvarno jedna od upravljačkih varijabli, koja direktno utiče na raspodelu gubitaka u motoru. Pored toga, vektorskom kontrolom se ostvaruje, za sada, najbolje raspregzanje između upravljačkih kontura po momentu i fluksu, a na taj način pojednostavljuje sinteza adaptivnog kontrolera.

U vektorski upravljanim pogonima, reguliše se struja statora, koja se posmatra kao vektor, tako da se reguliše i njena amplituda i fazni stav, ili potpuno analogno, njene dve komponente u dq referentnom sistemu koji rotira sinhronom brzinom i čija je d osa u fazi sa vektorom rotorskog fluksa. Na ovaj način fluks se reguliše podešavanjem d komponente struje statora, i_{ds} , a moment, podešavanjem q komponente struje statora, i_{qs} , i mada se promena amplitude fluksa reflektuje na moment preko struje i_{qs} , ovo neće remetiti ostvarivanje vektorske kontrole i postignutu raspregnutost sistema, ako se brzina klizanja održava na propisani način.

U stacionarnom radnom režimu motora, sa zanemarenjem zasićenja magnetnog kola, važe sledeće jednakosti:

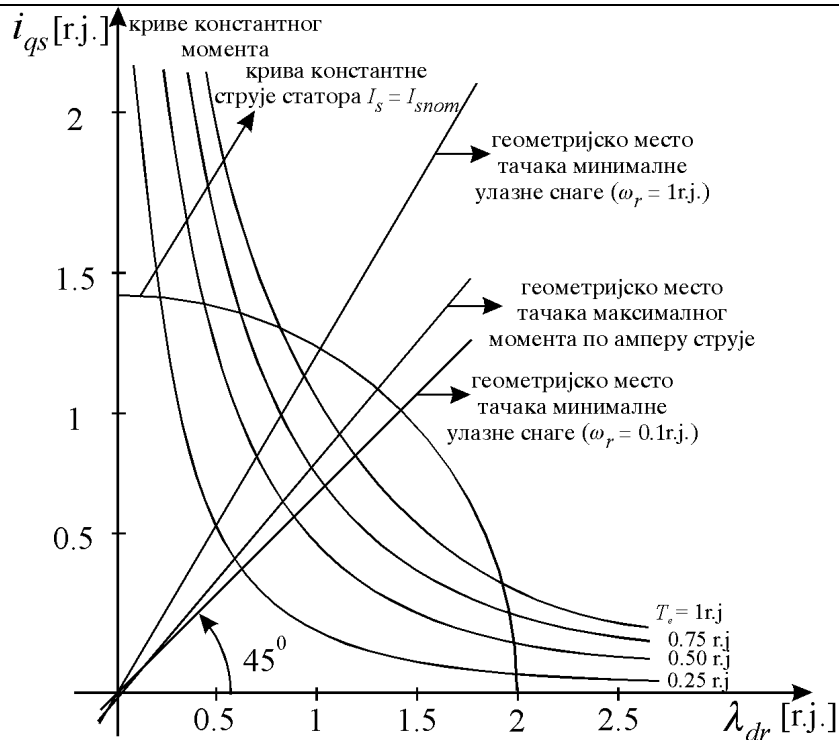
$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds}, \quad (2.3.11.)$$

$$T_e = \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} = \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs}, \quad (2.3.12.)$$

$$\omega_s = \frac{r_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}}, \quad (2.3.13.)$$

koje se mogu grafički interpretirati, kao na slici 2.3.7..

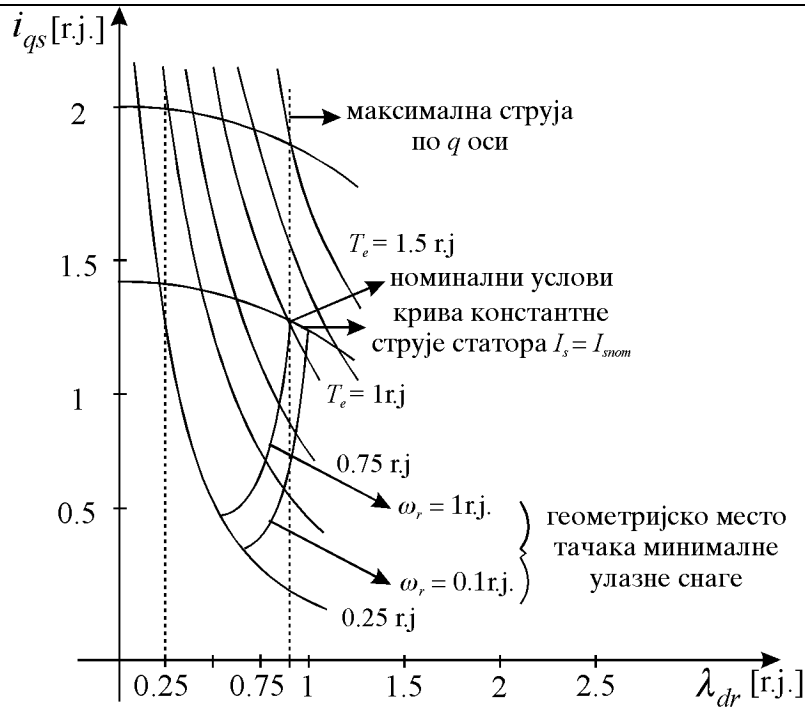
Ako se struja i_{ds} uzme za apscisu, a struja i_{qs} za ordinatu, onda se izraz za elektromagnetni moment grafički može predstaviti familijom pravouglanih hiperbola. Kako su komponente struje statora, struje i_{ds} i i_{qs} međusobno ortogonalne, amplituda statorske struje ima konstantnu vrednost na kružnicama koje imaju centar u koordinatnom početku. Iz izraza za klizanje u stacionarnom režimu rada motora, vidi se da je vrednost ove veličine konstantna na bilo kojoj pravoj liniji koja prolazi kroz koordinatni početak. Poznato je, da učestanost klizanja pri maksimalnom stepenu iskorišćenja motora ne zavisi od momenta opterećenja, ako je zasićenje magnetnog kola zanemareno. Ulazna snaga ima svoju minimalnu vrednost, takođe na pravoj liniji koja prolazi kroz koordinatni početak, a čiji nagib zavisi od brzine motora. Elektromagnetni moment koji motor razvija po amperu struje statora, ima svoju maksimalnu vrednost u tačkama, u kojima je hiperbola konstantnog momenta, tangenta na kružnicu konstantne struje statora. Geometrijsko mesto ovih tačaka u $i_{ds} - i_{qs}$ ravni je prava linija koja prolazi kroz koordinatni početak pod uglom od 45° , a to je takođe geometrijsko mesto tačaka u kojima je klizanje konstantno. Ovim je dokazano, a na osnovu izraza za klizanje, da date vrednosti klizanja ne zavise od momenta i brzine motora, i da su obrnuto proporcionalne vremenskoj konstanti rotora.



Slika 2.3.7.: Karakteristične krive za 7.5 K.S. vektorski kontrolisani asinhroni motor sa zanemarenjem zasićenja magnetnog kola.

U realnim uslovima rada pogona, na parametre motora L_m i L_r utiče zasićenje magnetnog kola mašine, pa geometrijski prikaz nema ovako jednostavan oblik, ali se nastalo izobličenje može minimizirati, kao što je prikazano na slici 2.3.8., uzimavem fluksa rotora za apscisu.

Kako je pri konstantnom rotorskom fluksu, moment motora direktno proporcionalan q komponenti struje statora, i_{qs} , radna tačka se može pomerati duž vertikalne linije na slici, radna tačka se može pomerati duž vertikalne linije na slici 2.3.8. (linija konstantnog fluksa), onoliko brzo koliko se brzo struja i_{qs} može da mewa. S druge strane, na osnovu jednačina koje karakterišu vektorsku kontrolu, odnos između rotorskog fluksa i struje i_{ds} , obuhvata i vremensku konstantu rotora, tako da će se radna tačka mnogo sporije kretati po horizontali, nego po vertikali. Zaključak je da će se motor najbolje ponašati u prelaznim režimima, ako se radna tačka kreće duž vertikalne linije koja odgovara nominalnom fluksu. Zadatak optimizacionog regulatora je da pomera radnu tačku duž hiperbole konstantnog momenta do optimalne vrednosti, koja se nalazi u preseku hiperbole sa linijom koja predstavlja geometrijsko mesto tačaka u kojima ulazna snaga ima minimalnu vrednost, a čiji nagib zavisi od brzine motora.



Slika 2.3.8.: Karakteristične krive za 7.5 K.S. vektorski kontrolisani asinhroni motor sa uvažanjem zasićenja magnetnog kola.

Prethodno iznešena razmatranja su potvrđena na simulacionom modelu. Za početnu vrednost fluksa usvojena je njegova nominalna vrednost, koja se zatim smanjuje sa određenom vrednošću koraka u smeru smanjenja ulazne snage, dok se ne postigne novo stacionarno stanje koje odgovara minimumu gubitaka, a u kome fluks nastavlja da osciluje sa umanjenom vrednošću koraka. Veličina ovog koraka ne sme da bude manja od neke granične vrednosti, pri kojoj sistem zadržava dovoljnu osetljivost na promenu izlazne snage. Dakle, jednom kada regulator dostigne optimalnu radnu tačku, on mora da nastavi da varira fluks u malim koracima oko optimuma, da bi sistem bio sposoban da se dovoljno brzo prilagodi promeni radnog režima. Vreme dostizanja optimalne radne tačke se može skratiti povećanjem koraka promene fluksa u smeru smanjenja ulazne snage, ali se pri tome mora voditi računa o tome, da se sa svakim korakom promene fluksa, u talasnom obliku momenta pojavljuju pulsacije, koje su srazmerne veličini koraka. Dakle, mora da se pronade kompromisno rešenje, između dužine trajanja optimizacionog procesa sa jedne strane i postizanja glatke promene momenta u vremenu (bez pulsacija), sa druge strane.

Za dati nivo fluksa, maksimalna struja koja je raspoloživa za stvaranje momenta, data je izrazom:

$$i_{qs}^2 = i_{lim}^2 - \left(\frac{\lambda_{dr}}{L_r} \right)^2, \quad (2.3.14.)$$

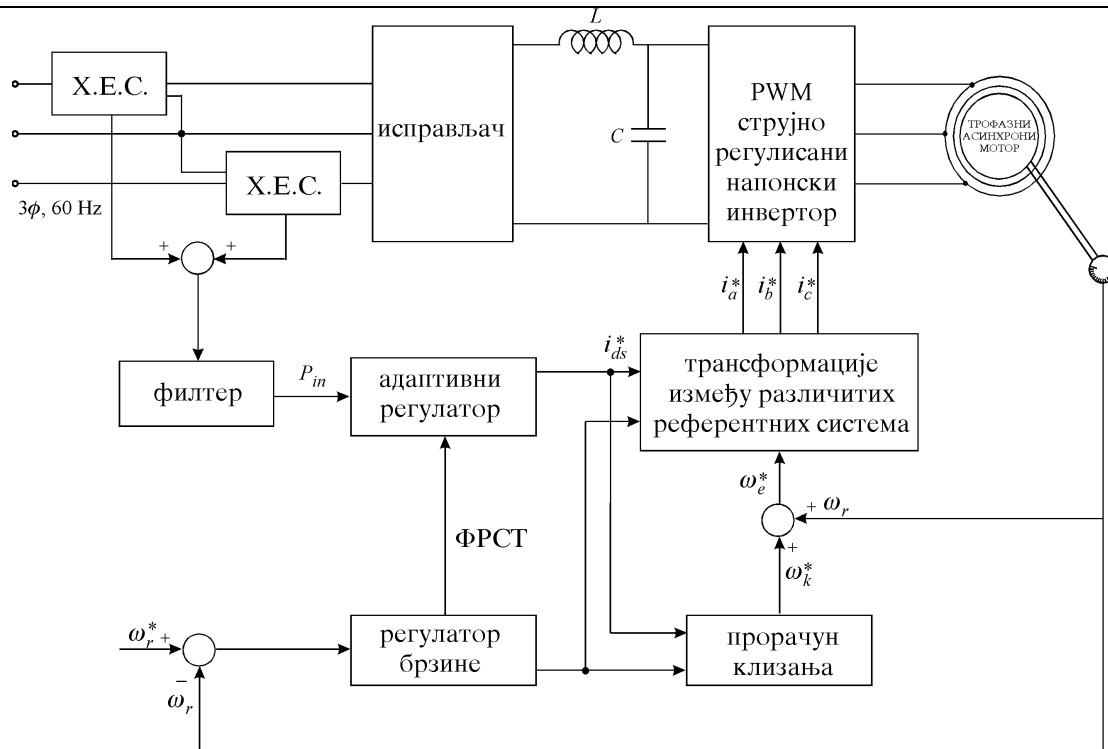
gde je i_{lim} - strujni limit invertora. Kada se motor suoči sa zahtevom za velikom promenom momenta, u trenutku kada se nalazi u radnoj tački u kojoj je snižen nivo fluksa, upravljačka struktura može da bude projektovana tako da forsira struju do maksimalne vrednosti, date u gornjem izrazu. Ovaj način reagovanja upravljačke strukture bi bio poguban, ukoliko sa postignutom strujom i_{qs} nije postignuta zahtevana promena momenta, jer više nema mogućnosti da se podizanjem struje i_{ds} , podigne nivo fluksa i dostigne zadata vrednost momenta, jer je sav strujni kapacitet invertora potrošen na uspostavljanje maksimalne vrednosti struje i_{qs} . Praktično rešenje ovog problema se sastoji u postavljanju veštačkog limita za struju i_q i na taj način korišćenjem preostalog dela strujnog kapaciteta invertora za podizanje nivoa fluksa, do postizanja zadanog momenta.

Testirajući ovaj adaptivni optimizacioni regulator na različitim motorima, autori rada su zaključili da će, za slična strujna ograničenja, optimizacioni proces trajati duže u slučaju velikih mašina, i da će trajati kraće u slučaju motora sa većom nominalnom brzinom klizanja.

Isti autori su objavili još jedan rad, koji je nastao kao posledica prethodnog i koji predstavlja eksperimentalnu verifikaciju prikazane optimizacione metode, na laboratorijskom prototipu čiji je blok dijagram predstavljen na slici 2.3.9., [27].

Asinhroni motor sa indirektnom vektorskom kontrolom, napaja se iz strujno kontrolisanog naponskog invertora sa impulsno širinskom modulacijom (*C.R.P.NJ.M.*), jer je na ovaj način omogućeno raspregnuto upravljanje obema komponentama struje statora, i_{ds} i i_{qs} . Dva senzora koja rade na principu Holovog efekta, montirana su kao dva jednofazna vatmetra u slučaju merenja snage trofaznog sistema (Aronova sprega) na ulaznim priključcima ispravljača. Izmerena trenutna vrednost snage se filtrira digitalnim filtrom (usrednjava se na određenom vremenskom intervalu), u osmобitnom mikroprocesorskom sistemu, u kome je takođe implementiran program za indirektnu vektorsku kontrolu, kao i adaptivni optimizacioni regulator. Problem odziva motora na iznenadne velike promene momenta, kada on radi u optimalnoj radnoj tački, znači sa redukovanom vrednošću fluksa, rešen je na jednostavan način, resetovanjem struje i_{ds} na nominalnu vrednost, svaki put kada regulator brzine uputi zahtev za maksimalnom vrednošću q komponente struje statora. Analiza rezultata koji su dobijeni testiranjem na laboratorijskom prototipu, pokazala je veliko slaganje sa rezultatima dobijenim simulacijama odgovarajućeg modela sistema.

"Inteligentno" upravljanje se zasniva na veštačkoj inteligenciji, koja se može definisati kao kompjuterska emulacija procesa razmišljanja svojstvenog za čovečiji um [31]. Poznate tehnike u oblasti veštačke inteligencije se mogu generalno svrstati u sledeće grupe: ekspertni sistemi, fazi logika, veštačke neuralne mreže i genetski algoritmi. Sousa, Bose i Cleland su razvili optimizacionu strukturu, koja na bazi fazi logike u realnom vremenu vrši optimizaciju stepena korisnog dejstva pogona sa asinhronim motorom kod koga je primenjena indirektna vektorska kontrola [32]. U stacionarnom radnom režimu motora, fazi regulator određuje smer i vrednost koraka promene magnetizacione komponente struje statora, i_d , na osnovu merenja ulazne snage a u cilju postizanja minimalne ulazne snage za zadati moment opterećenja i brzinu motora, odnosno maksimuma stepena korisnog dejstva. Sintezom optimizacione strukture na bazi fazi logike, postiže se brža konvergencijom ka optimumu sa adaptivnim korakom promene i sa smanjenim obimom pulsacija. Redukcija pulsacija u talasnom obliku momenta, pri smanjenju fluksa, postiže se povećanjem q komponente struje statora, i_q , pri smanjenju struje i_d , a u cilju održavanja konstantnog momenta. Ako se promeni komandovana vrednost brzine ili momenta, ukida se delovanje optimizacionog regulatora i uspostavlja se nominalni fluks da bi se ostvarilo najbolje ponašanje motora u prelaznim režimima.



Слика 2.3.9.: Блок дијаграм представљеног прототипа (H.E.S. - Сензор на бази Холовог ефекта, FRST - Команда за ресетовање флукса) [27].

Bimal K. Bose et al., је даље развијао фази регулатор представљен у референци [32], а у циљу проширења истог начина управљања на погон електричног возила са асинхроним мотором, код кога је применјена директна векторска контрола [33]. Тако пројектован фази регулатор се затим користи за обуку неуралне мреже са повратном везом са кашњењем, која замењује фази регулатор у погону. Све предности фази регулатора се задржавају на овај начин, само се неуралном мрежом добија нова, а то је брже спровођење потребног рачуна, или помоћу специјализованог чипа или помоћу софтверске рутине имплементиране у дигиталном сигналном процесору.

2.4. OPTIMIZACIJA STEPENA KORISNOG DEJSTVA ASINHRONOG MOTORA OPTIMIZACIJOM TRAJEKTORIJE FLUKSA ZA POZNATA OPTEREĆENJA MOTORA

U slučaju upotrebe asinhronog motora u zatvorenom upravljačkom kolu, kao što je to slučaj kada se asinhroni motor koristi kao aktuator u mehaničkim procesima, stepen iskorišćenja motora je od velikog značaja zbog pojave vršnih zahteva u kratkotrajnim ciklusima rada. Gubici u pogonima sa asinhronim motorom, mogu se redukovati na sledeća tri načina:

1. projektovanjem mašine, tako da u zadatoj radnoj tački radi sa maksimalnim stepenom iskorišćenja.
2. usavršavanjem pretvarača i upravljačke logike, tako da se maksimalnim poboljšanjem talasnih oblika napona i struje napajanja smanje gubici usled viših harmonika.
3. projektovanjem trajektorije fluksa na osnovu koje se podešava ulaz u pogon, tako da mašina uvek radi sa minimalnim gubicima.

Postoji bogata literatura u kojoj je obrađen ovaj poslednji pristup, a koji se u potpunosti razlikuje od svega što je do sada izloženo u tezi, jer se radi o drugačijoj vrsti pogona čije je opterećenje poznato, odnosno čiji su radni ciklusi potpuno određeni i poznati, za razliku od do sada razmatranih uslova rada pogona [34, 35, 36, 37, 38, 39]. Ovaj pristup se u osnovi oslanja na primenu poznatih optimizacionih tehnika.

Lorenz et al. je koristio dinamičko programiranje za minimizaciju gubitaka u pogonu sa vektorski kontrolisanim asinhronim motorom, u toku zatvorenog ciklusa rada sa upravljačkim i strukturnim ograničenjima koja postoje [34]. Primenom vektorske kontrole asinhronog motora sa predikcijom trajektorije rotorskog fluksa, sistem jednačina kojima se modeluje asinhroni motor se redukuje tako da sadrži samo sledeće promenljive stanja: rotorski fluks, brzinu i poziciju. Skup ograničenja koji se postavlja u optimizacionom zadatku, sastoji iz ograničenja po maksimalnoj vrednosti struje statora i ograničenja po maksimalnoj vrednosti brzine motora. Efekat zasićenja magnetnog kola je uključen u model sistema, a opterećenje se tretira kao funkcija položaja rotora, što i jeste najčešće viđen slučaj. Pokazalo se, da trajektorije fluksa koje su dobijene kao optimalno rešenje, variraju značajno u toku radnog ciklusa mašine, i da se u odnosu na rad mašine sa konstantnim fluksom postiže poboljšanje u iznosu od 10 do 20 %, što zavisi od primenjenog ubrzanja.

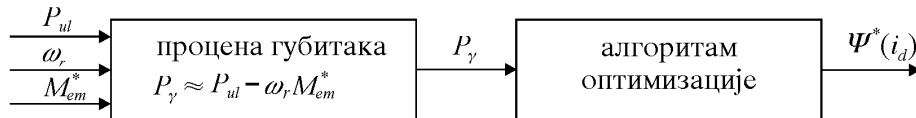
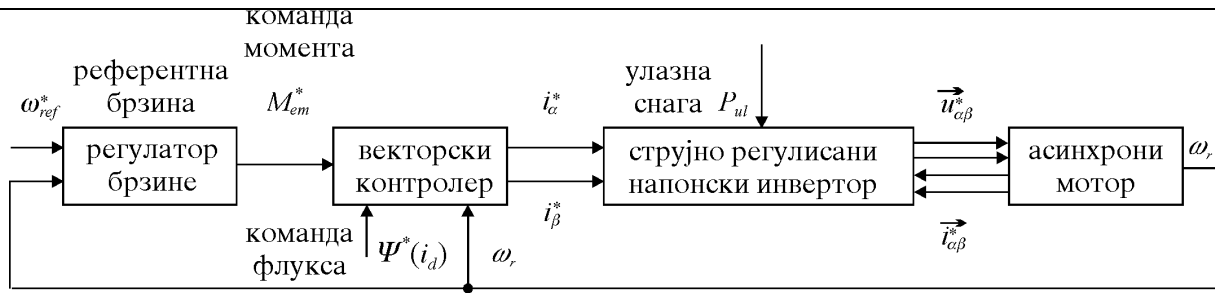
Isti autori su zatim u sledećem radu [35], na bazi predstavljenih istraživanja, razvili proceduru za izbor motora minimalne veličine, odnosno za postizanje optimalnog ponašanja postojeće mašine u pozicionim servo aplikacijama.

3. PROJEKTOVANJE ALGORITMA ZA OPTIMIZACIJU STEPENA KORISNOG DEJSTVA NA MODELU POGONA

Vektorski kontrolisani asinhroni motor se po regulacionim karakteristikama izjednačava sa motorom jednosmerne struje. Mogućnost za nezavisno upravljanje fluksom i momentom motora proistekla je iz uslova korektno podešenih parametara u modelu rotorskog kola, koji je sastavni deo vektorskog kontrolera. Elektromagnetni moment se definiše kao proizvod fluksa i aktivne komponente struje statora. U slučaju rada motora sa konstantnim fluksom, elektromagnetni moment se može izraziti kao proizvod aktivne (i_q) i magnetizacione (i_d) komponente vektora statorske struje. Može se uočiti da za svaku vrednost momenta opterećenja postoji više parova (fluks-aktivna komponenta statorske struje, ili struja i_d – struja i_q) koji generišu istu vrednost elektromagnetnog momenta, a da se stabilnost elektromehaničkog dela sistema ne narušava. U pogledu generisanja momenta pomenuti parovi su ekvivalentni, ali ne i u pogledu gubitaka u invertoru i motoru.

Pojavom tehnike vektorskog upravljanja i invertora sa modulacijom širine impulsa, stvorena je mogućnost podešavanja amplitude fluksa u širokom opsegu brzina [26,27]. U tezi je opisan praktičan metod za postizanje optimalnog stepena korisnog dejstva motora u celokupnoj oblasti rada pogona sa promenljivom brzinom. Prikazani metod, koji se bazira na direktnom merenju ulazne snage, podešava nivo fluksa u motoru. Amplituda fluksa se menja u konačnim koracima, zadavanjem različitih vrednosti struje i_d . U uslovima konstantne brzine i momenta opterećenja, promene utrošene snage predstavljaju merilo za promene gubitaka snage u pogonu. Struja i_d se menja u smeru koji prouzrokuje smanjenje ulazne snage, što nakon konačnog vremena rezultuje amplitudom fluksa koja daje minimalne gubitke. Ovim postupkom se postiže optimalno podešavanje fluksa, na način koji ne zahteva poznavanje parametara motora, niti poznavanje temperaturne zavisnosti raspodele gubitaka. Nedostatak ovog rešenja je pretpostavka o konstantnoj brzini i momentu opterećenja. U slučaju kada se brzina menja, ili momenat opterećenja sadrži pulsacije, promene ulazne snage, koje su osnov za određivanje struje i_d , ne odražavaju verno promene gubitaka, jer sadrže i promene snage na izlaznoj osovini pogona. Time se uspostavlja sprega optimizacionog algoritma i brzinske petlje, što može usporiti ili onemogućiti konvergenciju ka optimalnom fluksu [27].

Digitalni mikrokontroler, koji vrši funkcije vektorskog upravljanja, raspolaže podatkom o brzini i komandovanoj vrednosti elektromagnetnog momenta. Ako algoritam upravljača raspolaže tačnom vrednošću rotorskog otpora, elektromagnetni momenat je proporcionalan komandovanoj vrednosti, pa se množenjem ove veličine sa brzinom može proceniti izlazna snaga pogona. Procena gubitaka se vrši oduzimanjem ovog proizvoda od izmerene ulazne snage. Na ovaj način se, u slučaju korektno podešenih parametara indirektnog vektorskog kontrolera, vrši raspresawe optimizacionog algoritma i brzinske petlje [40]. Rešewe je ilustrovano na slici 3.1..



Slika 3.1.: Mehanizam prilagođavanja fluksa momentu opterećenja.

3.1. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛ АСИНХРОНОГ МОТОРА СА ИНДИРЕКТНОМ ВЕКТОРСКОМ КОНТРОЛОМ

Uobičajene polazne pretpostavke pri modelovanju asinhronе mašine su [41]:

1. fazni namotaji statora su identični i međusobno pomereni za 120 električnih stepeni,
2. vazdušni zazor je ravnomeran, odnosno stator i rotor su cilindričnog oblika a uticaj zubaca se zanemaruje,
3. kavezni namotaj rotora se može ekvivalentirati trofaznim namotajem koji ima isti broj polova kao i namotaj statora,
4. magnetopobudna sila namotaja je sinusno raspodeljena po obimu zazora,
5. pojava vrtložnih struja i histerezis se zanemaruju, kao i sve parazitne kapacitivnosti,
6. omski otpori i rasipne induktivnosti namotaja statora i rotora imaju konstantne vrednosti
7. karakteristika magnećenja je linearna, odnosno zasićenje magnetnog kola mašine je zanemareno.

Za simetričnu mašinu, u praksi, pretpostavke 1, 2 i 3 ne predstavljaju nikakvo ograničenje. Uvažavajući pretpostavke 6 i 7, strogo gledano, dobijeni model bi se mogao koristiti za analizu stacionarnih stanja ili prelaznih režima za male poremećaje, ili, pri analizama koje ne zahtevaju vrlo veliki stepen tačnosti [42]. Matematički model sa navedenim uprošćenjima, pogodan je za kvalitativnu analizu brojnih procesa u mašini.

Jednačine naponske ravnoteže asinhronog motora sa kratko spojenim namotajem rotora su:

$$\begin{aligned}
 u_a &= R_a i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} ; 0 = R_A i_A + \frac{d\Psi_A}{dt} \\
 u_b &= R_b i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} ; 0 = R_B i_B + \frac{d\Psi_B}{dt} \\
 u_c &= R_c i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} ; 0 = R_C i_C + \frac{d\Psi_C}{dt}
 \end{aligned} \tag{3.1.1.}$$

Naponi u_a, u_b, u_c su naponi na priključcima statora. Otpornosti statorskog (R_a, R_b, R_c) i rotorskog (R_A, R_B, R_C) namotaja su kod simetrične mašine jednaki ($R_a = R_b = R_c; R_A = R_B = R_C$). Veza fluksnih obuhvata statora (Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c) i rotora (Ψ_A, Ψ_B, Ψ_C) sa strujama je:

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \\ \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} \\ L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} & L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} & L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} & L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (3.1.2.)$$

Koeficijenti L_{xy} u matrici induktivnosti su promenljivi i zavise od ugaonog pomeraja između statora i rotora (θ_r na slici 3.1.1.) i magnetnog zasićenja. Jednačina 3.1.1. opisuje električni podsistem asinhronog motora i sadrži šest diferencijalnih jednačina. Postoji, međutim, međuzavisnost flukseva, napona i struja trofazne mašine. Na osnovu prvog Kirkohevog zakona zbir struja statora mora biti nula ($i_a + i_b + i_c = 0$). Konstrukcija magnetnog kola je takva, da je magnetni otpor za aksijalni fluks neuporedivo veći nego za radijalni, pa je: $\Psi_a + \Psi_b + \Psi_c = 0$ i $\Psi_A + \Psi_B + \Psi_C = 0$.

U svakom od namotaja postoje samo dve nezavisno promenljive struje i dva nezavisno promenljiva fluksa, pa je model električnog podsistema zapravo četvrtog reda, što znači da se trofazna mašina može predstaviti ekvivalentnom dvofaznom.

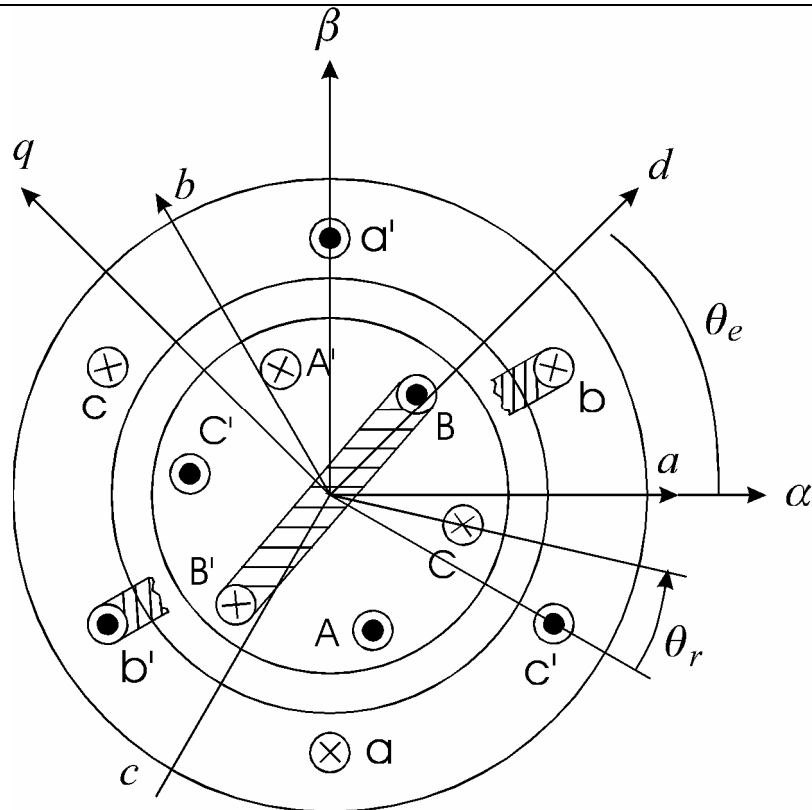
Preslikavanjem statorskih i rotorskih veličina na $\alpha \beta$ referentni sistem osa vezanih za stator (izraz 3.1.3.), jednačine električnog podsistema asinhronog motora prelaze u oblik dat izrazom 3.1.4.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [C]_s [i]_s ;$$

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} = [C]_s [u]_s ; \quad \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s} \\ \Psi_{\beta s} \end{bmatrix} = [C]_s [\Psi]_s ;$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = [C]_r [i]_r ;$$

$$\theta_r = \theta_r(0) + \int_0^t \omega_r dt ; \quad \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} = [C]_r [\Psi]_r \quad (3.1.3.)$$



Slika 3.1.1. Ilustracija rotacione transformacije.

Jednačine električnog podsistema u $\alpha \beta$ referentnom sistemu:

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt}; & u_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} \\
 0 &= R_r \cdot i_{\alpha r} + \frac{d\Psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \Psi_{\beta r}; & 0 &= R_r i_{\beta r} + \frac{d\Psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \Psi_{\alpha r} \\
 \omega_r &= \frac{d\theta_r}{dt}.
 \end{aligned} \tag{3.1.4}$$

Veza flukseva i struja je:

$$\tag{3.1.5}$$

Veličine u $\alpha \beta$ stacionarnom referentnom sistemu su promenljive i u tranzijentnom i u stacionarnom režimu rada. Pri konstantnoj brzini i opterećenju ove veličine su sinusoidalne i učestanost im je jednaka ugaonoj brzini obrtnog polja (ω_e). Transformacijom promenljivih u $d q$ referentni sistem (slika 3.1.1.) koji rotira sinhrono sa obrtnim poljem, koordinate napona, struje i fluksa u stacionarnom stanju postaju konstantne. Položaj $d q$ referentnog sistema u odnosu na $\alpha \beta$ referentni sistem određen je uglom θ_e (slika 3.1.1.). Transformacija vektora $[v]_{\alpha\beta}$ u vektor $[v]_{dq}$ data je jednačinom 3.1.6, dok su jednačine električnog podsistema u $d q$ referentnom sistemu date izrazom 3.1.7.

$$[v]_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} [v]_{\alpha\beta}; \quad \theta_e = \theta_e(0) + \int_0^t \omega_e dt. \tag{3.1.6}$$

U jednačinama 3.1.7. Ψ_d, Ψ_q, i_d i i_q označavaju promenljive statora, a Ψ_D, Ψ_Q, i_D i i_Q promenljive rotora:

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_e \Psi_q ; \\ u_q &= R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_e \Psi_d ; \\ 0 &= R_r i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \Psi_Q ; \\ 0 &= R_r i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_D . \end{aligned} \quad (3.1.7.)$$

Izrazom 3.1.8. data je veza flukseva i struja pod pretpostavkom da su koeficijenti induktivnosti konstantni. Koeficijenti $L_{\gamma s}$ i $L_{\gamma r}$ predstavljaju induktivnost rasipanja statora i rotora, i smatraju se konstantnim.

$$\begin{aligned} \Psi_d &= L_s i_d + M i_D ; \quad \Psi_q = L_s i_q + M i_Q ; \quad L_s = L_{\gamma s} + M ; \\ \Psi_D &= L_r i_D + M i_d ; \quad \Psi_Q = L_r i_Q + M i_q ; \quad L_r = L_{\gamma r} + M . \end{aligned} \quad (3.1.8.)$$

Elektromagnetni moment se može odrediti kao vektorski proizvod vektora struje i vektora fluksa statorskog namotaja. Obeležavajući sa \vec{d}, \vec{q} i \vec{o} jedinične vektore d i q ose i jedinični vektor na pravcu osovine mašine, izrazi za struju, fluks i moment M_{em} uzimaju oblik:

$$\begin{aligned} \vec{i} &= \vec{d} i_d + \vec{q} i_q ; \quad \vec{\Psi} = \vec{d} \Psi_d + \vec{q} \Psi_q ; \\ \vec{M}_{em} &= \vec{\Psi} \times \vec{i} = \begin{bmatrix} \vec{d} & \vec{q} & \vec{o} \\ \Psi_d & \Psi_q & 0 \\ i_d & i_q & 0 \end{bmatrix} = \vec{o} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) . \end{aligned} \quad (3.1.9.)$$

Izvedene transformacije promenljivih vršene su tako da dvofazni model motora ima, u stacionarnom stanju, amplitudu strujnog vektora jednaku amplitudi fazne struje trofaznog motora (otuda faktor 2/3 u transformacionim matricama). Transformacije nisu invarijantne po snazi, pa izraze za moment i snagu treba korigovati sa faktorom 3/2. Izraz za moment 3.1.9. važi za dvopolnu mašinu ($p = 2$), pa ga treba korigovati u slučaju $p > 2$. Izraz za elektromagnetni moment trofazne mašine sa proizvoljnim brojem pari polova je:

$$M_{em} = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) . \quad (3.1.10.)$$

Jednačinama 3.1.7. - 3.1.10. opisan je električni podsistem modela asinhronog motora u rotacionom $d q$ referentnom sistemu. Mehanički podsistem, koji kompletira model, dat je sledećim izrazom (k_t je koeficijent trenja, M_m moment opterećenja, a J moment inercije):

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = M_{em} - M_m - k_t \omega_r . \quad (3.1.11.)$$

Vektorska kontrola asinhronog motora podrazumeva da se $d q$ referentni sistem orijentiše tako da d osa ima smer i pravac vektora rotorskog fluksa $\vec{\Psi}_r$, onda je:

$$\vec{Y}_r = \vec{d} \vec{Y}_D + \vec{q} 0 \Leftrightarrow \vec{Y}_Q = 0 . \quad (3.1.12.)$$

Struje rotora i fluks statora se mogu izraziti u funkciji fluksa rotora i struje statora:

$$\begin{aligned}\Psi_Q &= L_r i_Q + M i_q = 0 \Rightarrow i_Q = -\frac{M}{L_r} i_q ; \\ \Psi_q &= L_s i_q + M i_Q = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_q = L_\sigma i_q ; L_\sigma = L_s - \frac{M^2}{L_r} ; \\ \Psi_d &= L_s i_d + M i_D = \frac{M}{L_r} \left(\frac{L_s L_r}{M} i_d + L_r i_D + M i_d - M i_d \right) = \\ &= \frac{M}{L_r} \Psi_D + L_\sigma i_d ; i_D = \frac{\Psi_D - M i_d}{L_r} .\end{aligned}\quad (3.1.13.)$$

Zamenom 3.1.13. u 3.1.7., dobija se:

$$u_d = R_s i_d + L_\sigma \frac{di_d}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_e L_\sigma i_q ; \quad (3.1.14.)$$

$$u_q = R_s i_q + L_\sigma \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_\sigma i_d + \omega_e \frac{M}{L_r} \Psi_D ;$$

$$u_D = 0 = \frac{R_r}{L_r} \Psi_D + \frac{d\Psi_D}{dt} - R_r \frac{M}{L_r} i_d ; \quad (3.1.15.)$$

$$u_Q = 0 = -R_r \frac{M}{L_r} i_q + (\omega_e - \omega_r) \Psi_D .$$

Izraz za elektromagnetni moment u funkciji struja statora i rotorskog fluksa se dobija iz izraza 3.1.10. :

$$M_{em} = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\Psi_d i_d - \Psi_q i_q) = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{M}{L_r} \Psi_D i_q . \quad (3.1.16.)$$

Dakle, iz prethodnih izraza sledi da je veza između fluksa rotora Ψ_D i struje statora i_d vektorski kontrolisanog asinhronog motora

$$\Psi_D = \frac{M}{1 + s \frac{L_r}{R_r}} i_d , \quad (3.1.17.)$$

a veza između klizanja $\omega_k = \omega_e - \omega_r$, struje i_q i fluksa Ψ_D :

$$\omega_k = -\frac{R_r}{\Psi_D} i_Q , i_Q = -\frac{M}{L_r} i_q \Rightarrow \omega_k = \frac{M}{L_r} \frac{i_q}{\Psi_D} . \quad (3.1.18.)$$

Smenom izraza 3.1.17. u 3.1.18., uz pretpostavku da se posmatra stacionarno stanje motora (nema promene struje i_d , t.j. $s = 0$), dobija se zavisnost klizanja od struja statora:

$$\omega_k = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_q}{i_d} . \quad (3.1.19.)$$

Na osnovu jednačina 3.1.16., 3.1.17. i 3.1.18. može se formirati blok dijagram (slika 3.1.2.) koji predstavlja model vektorski upravljani asinhronog motora.

Vektorski kontrolisan asinhroni motor se po regulacionim karakteristikama izjednačava sa motorom jednosmerne struje. Jednačine d ose asinhronog motora analogne su jednačinama pobudnog namotaja jednosmerne mašine, dok struje q ose odgovaraju struji indukta. Rasprezanje regulacionih kontura omogućeno je zahvaljujući poznavanju položaja vektora rotorskog fluksa, odnosno poznavanja ugla između d i α ose $\theta_e = \theta_r + \theta_k$ (slika 3.1.1.), poznavanje ovog ugla omogućava obrtnu transformaciju $dq \rightarrow \alpha\beta$ koja se koristi u algoritmu vektorskog upravljanja.



Slika 3.1.2.: Ilustracija regulacionih karakteristika vektorski kontrolisanog asinhronog motora.

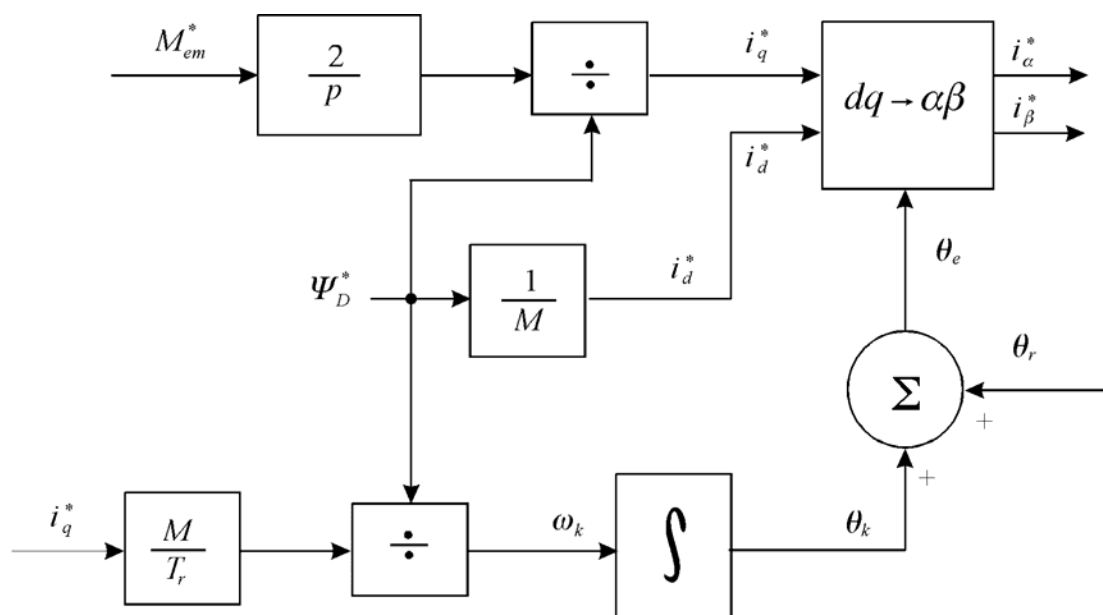
Dakle, da bi vektorsko upravljanje bilo korektno potrebno je poznavati uglove θ_r i θ_e . Ugao položaja rotora θ_r se dobija očitavanjem dvosmernih brojača *UP* i *DOWN* impulsa koji stižu sa inkrementalnog enkodera, a ugao klizanja rotora u odnosu na d osu obrtnog polja θ_k se dobija estimacijom pomoću jednačine 3.1.19..

Regulacija brzine se postiže uspostavljanjem povratne sprege po brzini preko koje se dobija informacija o grešci koja je ulazna veličina u regulator brzine. Izlazna veličina regulatora brzine je željeni elektromagnetni moment M_{em}^* , algoritam vektorske kontrole na osnovu željenog elektromagnetnog momenta i na osnovu jednačina 3.1.16 – 3.1.19. proračunava potrebne struje i_q^* i i_d^* koje zatim transformiše obrtnom transformacijom u struje i_α^* i i_β^* .

Blok dijagram na slici 3.1.3. ilustruje algoritam vektorske kontrole koji se izvršava u procesoru *PC* računara i sa koga se može sagledati proces pretvaranja zadatog elektromagnetnog momenta M_{em}^* u struje i_α^* i i_β^* , potrebne za realizaciju istog. Ove struje su zapravo brojevi koje algoritam vektorske kontrole šalje na *D/A* konvertore koji pretvaraju digitalne brojeve u naponske reference koje se dalje prosleđuju na karticu strujne regulacije. Može se smatrati da je propusni opseg nelinearnog strujnog regulatora dovoljno veliki da obezbedi da stvarne struje budu jednake željenim strujama, odnosno:

$$i_{q,d} = i_{q,d}^* \Leftrightarrow i_{a,b,c} = i_{a,b,c}^* \Leftrightarrow i_{\alpha,\beta} = i_{\alpha,\beta}^* \Leftrightarrow M_{em}^* = M_{em}. \quad (3.1.20.)$$

Na ovaj način je takođe obezbeđena i realizacija željenog elektromagnetnog momenta M_{em}^* .



Slika 3.1.3. Blok dijagram algoritma vektorske kontrole koji se izvršava u *PC* računaru.

Na slici 3.1.3. se može zapaziti da nedostaje množenje željenog elektromagnetnog momenta sa $2/3$, na osnovu relacije 3.1.16. Ovo je posledica načina na koji je u konkretnom slučaju (laboratorijski prototip na kome je vršen eksperiment) izvedena strujna regulacija, t.j. ovo množenje se obavlja na kartici strujne regulacije.

3.2. MODELOVANJE GUBITAKA U POGONU

3.2.1. Modelovanje gubitaka u asinhronom motoru

Gubici u bakru: Ispravno modelovanje gubitaka u bakru, zahteva detaljno razmatranje uticaja temperature i "skin" efekta na otpornost namotaja. Uticaj "skin" efekta na statorki namotaj kod mašina manje snage može se zanemariti. Ovaj efekat je vrlo izražen u rotorskim šipkama asinhronog motora sa kaveznim rotorom. Kod asinhronog motora koji se napaja iz invertora, "skin" efekat koji je posledica osnovne učestanosti klizanja se može zanemariti, ali, za više harmonijske učestanosti, rotor se ponaša kao da je nepomičan u odnosu na stator i zbog toga, praktično sve statorske struje viših harmonijskih učestanosti teku kroz rotor, stvarajući dominantni "skin" efekat. Otpornost rotora za harmonik učestanosti f_n je data aproksimativno izrazom

$$R_m = R_{rdc} (1 + c_1 d f_n^{0.5}), \quad (3.2.1.1.)$$

gde je R_{dc} , otpornost rotorskog namotaja merena jednosmernom strujom, d je debljina rotorske šipke, a c_1 je konstanta koja zavisi od vrste materijala od koga su načinjene rotorske šipke, kao i od njihovog oblika. Za otpornosti na različitim harmonijskim učestanostima važi princip superpozicije, u cilju dobijanja ukupne otpornosti.

Gubici u gvožđu: U razmatranju ovih gubitaka, polazi se od pretpostavke da se gubici u gvožđu, koji su posledica zajedničkog harmonijskog fluksa, isto ponašaju kao i gubici u gvožđu, koji su posledica zajedničkog fluksa osnovne učestanosti. Gubici u gvožđu statora, P_{Fes} , usled zajedničkog fluksa osnovne učestanosti Φ , dati su izrazom

$$P_{Fes} = k_h f \Phi^2 + k_e f^2 \Phi^2, \quad (3.2.1.2.)$$

gde je f osnovna učestanost, k_h i k_e su histerezisni sačinilac i sačinilac vrtložnih struja, respektivno. Odgovarajući gubici u gvožđu rotora su

$$P_{Fer} = k_h s f \Phi^2 + k_e (s f)^2 \Phi^2, \quad (3.2.1.3.)$$

gde je s relativno klizanje.

Kako je odnos između zajedničkog fluksa, odnosno fluksa u zazoru mašine i indukovane elektromotorne sile (napon na grani magnećenja u ekvivalentnoj električnoj šemi),

$$\Phi = \sqrt{k_c} \frac{U_m}{f}, \quad (3.2.1.4.)$$

ukupni gubici u gvožđu mašine se mogu predstaviti izrazom:

$$P_{Fe} = P_{Fes} + P_{Fer} = k_d \left[k_h \frac{1+s}{f} + k_e (1+s^2) \right] U_m^2. \quad (3.2.1.5.)$$

Ekvivalentna otpornost kojom se modeluju gubici u gvožđu mašine je oblika:

$$R_M = \frac{1}{k_d \left[k_h \frac{1+s}{f} + k_e (1+s^2) \right]}. \quad (3.2.1.6.)$$

Smatrajući da će koeficijenti k_h i k_e ostati isti za različite harmonijske učestanosti, a kako je za više harmonijske učestanosti klizanje približno jednako jedinici (za n -ti harmonik, $s_n \approx 1$), ekvivalentna otpornost kojom se modeluju gubici u gvožđu pri učestanosti f_n , biće

$$R_{Mn} = \frac{0.5}{k_e \left[\frac{k_h}{f_n} + k_e \right]}. \quad (3.2.1.7.)$$

Dodatni gubici: Polazna ideja u izvođenju izraza za dodatne gubitke u asinhronom motoru je, da se oni u osnovi sastoje od gubitaka usled vrtložnih struja i gubitaka usled histerezisa koji su indukovani različitim vrstama rasipnog fluksa u laminiranim i drugim strukturnim delovima mašine. Zbog toga se dodatni gubici u motoru mogu na sličan način da modeluju, kao i gubici u gvožđu. Pri učestanosti f_n dodatni gubici u statoru motora, po jednoj njegovoj fazi iznose

$$P_{ds} = k_{dsn} \left[\frac{k_n}{f_n} + k_e \right] U_{dsn}^2, \quad (3.2.1.8.)$$

gde je U_{dsn} , napon na statorskoj induktivnosti rasipanja, a k_{dsn} - sačinilac dodatnih gubitaka. Dodatni gubici se mogu predstaviti pomoću ekvivalentne otpornosti R_{dsn} u paraleli sa induktivnošću rasipanja, kao

$$R_{dsn} = \frac{1}{k_{dsn} \left[\frac{k_n}{f_n} + k_e \right]}. \quad (3.2.1.9.)$$

Sličan izraz se može izvesti za dodatne gubitke u rotoru pri višim harmonicima, dok su dodatni gubici koji su uzrokovani strujom osnovne učestanosti suštinski koncentrisani u statoru, pa se takođe izraz sličan prethodnom može upotrebiti. Otpornost pomoću koje se modeluju dodatni gubici, može da bude predstavljena na ekvivalentnoj šemi i redno vezana sa statorskom rasipnom reaktansom, ako se datoj pojavi pristupi na malo drugačiji način. Pad napona $U_{\gamma s1}$ na statorskoj rasipnoj reaktansi za osnovnu učestanost iznosi

$$U_{\gamma s1} = 2 \pi f L_{\gamma s} I_{s1}, \quad (3.2.1.10.)$$

gde je I_{s1} , struja statora za osnovnu učestanost. Ovaj izraz se može zameniti u izraz za dodatne gubitke i dobiće se

$$P_{ds1} = k_{ds1} [k_h f + k_e f^2] I_{s1}^2 = R_{\gamma s1} I_{s1}^2, \quad (3.2.1.11.)$$

gde je $R_{\gamma s1}$ ekvivalentna redna otpornost. Dakle, iz gornjeg izraza sledi da je

$$R_{\gamma s1} = k_{ds1} [k_h f + k_e f^2]. \quad (3.2.1.12.)$$

Gubici usled trenja i ventilacije: Ovi gubici su suštinski funkcija brzine obrtanja motora ω_r , i zavise od vrste napajanja. Mogu se izraziti kao

$$P_{fv} = k_{fv} \omega_r^3. \quad (3.2.1.13.)$$

Uticaaj temperature: I statorska i rotorska otpornost rastu sa porastom temperature. Temperatura statora može da se prati, a približni faktor korekcije otpornosti statorskog namotaja usled varijacija temperature može da se izvede, ali to nije slučaj sa rotorom. Precizna predikcija temperature u svakom delu mašine, zahteva detaljni dinamički termički model koji zavisi od geometrije mašine, karakteristika materijala, načina hlađenja i vrlo je teško estimirati je. Termički odziv mašine u prelaznom procesu može približno da se opiše modelom prvog reda, u kome je porast temperature dat izrazom

$$\Delta T = \frac{P_\gamma}{\theta(1 + \tau s)}, \quad (3.2.1.14.)$$

gde su P_γ - ukupni gubici snage u mašini, θ - termička otpornost u stacionarnom stanju i τ - termička vremenska konstanta. Parametri θ i τ mogu da se približno odrede putem merenja.

Otpornosti statorskog i rotorskog namotaja se mogu korigovati usled temperaturnog efekta korišćenjem dobro poznate formule:

$$R_{T_2} = R_{T_1}(1 + \alpha_{T_1}(T_2 - T_1)), \quad (3.2.1.15.)$$

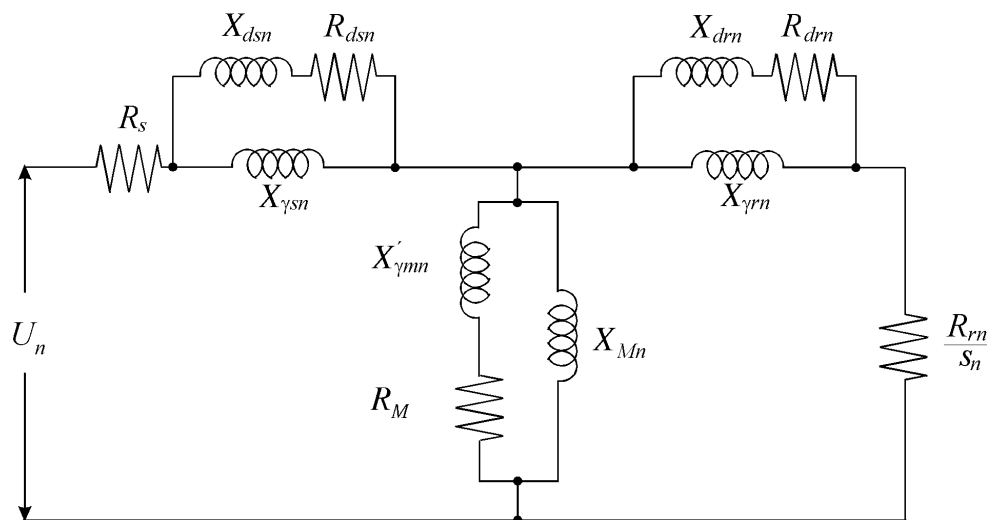
gde je α_{T_1} - temperaturni koeficijent (obično na temperaturi od $T_1 = 25^\circ\text{C}$), a $\Delta T = T_2 - T_1$. Ovako korigovana otpornost se posle koristi za proračun gubitaka u bakru koje stvaraju osnovni i viši harmonici struje. Za harmonijske gubitke u rotorskom namotaju, "skin" efekat se superponira na temperaturni.

Uticao zasićenja: Uticaj zasićenja magnetnog kola na radne karakteristike asinhronog motora, strogo se predstavlja i pomoću induktivnosti rasipanja i pomoću induktivnosti magnećenja. Nešto jednostavniji pristup, kojim se ne čini velika greška, podrazumeva da se ovaj efekat uzima u obzir samo preko induktivnosti magnećenja, koja se može predstaviti pomoću različitih linearnih funkcija struje I_m za različite vrednosti ove struje, na sledeći način:

$$L_m = \begin{cases} L_m, & \text{za } I_m < I_{m0} \\ L_{m0} - m(I_m - I_{m0}), & \text{za } I_m > I_{m0} \end{cases} \quad (3.2.1.16.)$$

gde je L_{m0} - vrednost za induktivnost magnećenja pri nezasićenom magnetnom kolu, a I_m - struja magnetizacije u kolenu krive magnećenja. Sačinilac zasićenja m je izabran tako da se postigne najbolje uklapanje sa krivom magnećenja.

Ekvivalentna električna šema po fazi asinhronog motora, sa uvažavanjem navedenih gubitaka snage i efekata: Efekat viših harmonika se standardno proučava rešavanjem ekvivalentne šeme po fazi asinhronog motora koja je prikazana na slici 3.2.1.1., na kojoj su dodatni gubici usled viših harmonika predstavljeni pomoću šant otpornika R_{dsn} i R_{drn} . Za svaki harmonik se rešava ekvivalentna električna šema i primenjuje se princip superpozicije u cilju razmatranja ukupnog efekta usled svih prisutnih viših harmonika. Na ovaj način, frekventna zavisnost parametara precizno se uzima u dalja razmatranja.



Slika 3.2.1.1.: Ekvivalentno električno kolo po fazi asinhronog motora u slučaju n - tog harmonika

Sa ove tačke gledišta se mogu uvažiti sledeća pojednostavljenja:

1. za sinusoidalni *PWM*, kao i za inverter sa histerezisnom strujnom regulacijom, za izračunavanje frekventno zavisnih parametara motora može se posmatrati samo osnovna učestanost, a rezultujuća ekvivalentna električna šema se može iskoristiti za određivanje efekta svih harmonika sa prihvatljivom greškom,
2. harmonijske učestanosti su dovoljno velike da se klizanje pri n - tom harmoniku, s_n , može smatrati bliskim jedinici ($s_n \approx 1$).

U ovim uslovima, ekvivalentna električna šema prikazana na slici 3.2.1.1., transformiše se u ekvivalentnu električnu šemu prikazanu na slici 3.2.1.2., na kojoj su nadvučeni parametri dobijeni jednostavnom transformacijom paralelne u rednu vezu. Na primer, ekvivalentna redna otpornost kojom se modeluju dodatni gubici u statoru, može se predstaviti sledećim izrazom:

$$\bar{R}_{dsn} = \frac{R_{dsn} X_{\gamma sn}^2}{R_{dsn}^2 + (X_{dsn} + X_{\gamma sn})^2} \approx \frac{R_{dsn} X_{\gamma sn}^2}{R_{dsn}^2 + X_{\gamma sn}^2}, \quad (3.2.1.17.)$$

gde se približni izraz dobija zanemarenjem sekundarne rasipne reaktanse X_{dsn} , koja ima vrlo malu vrednost.

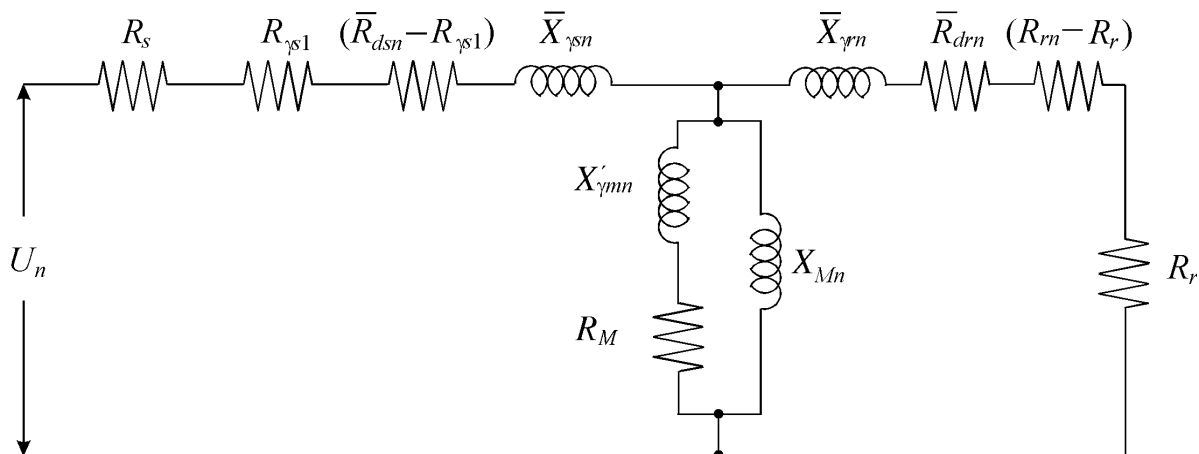
Na slici 3.2.1.2. je otpornost rotora usled n - tog harmonika R_{rn} prikazana tako što je razdvojena u dve otpornosti: rotorsku otpornost za osnovnu učestanost R_r i rotorsku otpornost $R_{rn} - R_r$. Slično je i otpornost \bar{R}_{dsn} , predstavljena preko otpornosti kojom se modeluju dodatni gubici u statoru za osnovnu učestanost $R_{\gamma s1}$ i otpornosti $\bar{R}_{dsn} - R_{\gamma s1}$.

Otpornost kojom se modeluju gubici u magnetnom kolu motora usled viših harmonika R_{Mn} je u šemi na slici 3.2.1.2. predstavljena kao kombinacija date otpornosti pri osnovnoj učestanosti R_M i modifikovane sekundarne reaktanse magnećenja $X'_{\gamma Mn}$, tako da se obezbedi nepromenjena vrednost gubitaka u magnetnom kolu motora usled viših harmonika, P_{Fen} . Na osnovu slike 3.2.1.1., gubici u magnetnom kolu motora usled viših harmonika, P_{Fen} , (zanemarujući reaktansu $X'_{\gamma Mn}$, zbog njene male vrednosti), su dati izrazom:

$$P_{Fen} = \frac{3 U_{mn}^2}{R_{Mn}}, \quad (3.2.1.18.)$$

u kome je U_{mn} - efektivna vrednost n -tog harmonika elektromotorne sile na grani magnećenja. Na osnovu ekvivalentne električne šeme sa slike 3.2.1.2., gubici u magnetnom kolu motora usled viših harmonika, P_{Fen} , su dati izrazom:

$$P_{Fen} = \frac{3 U_{mn}^2 R_M}{R_M^2 + X_{\gamma Mn}^2}. \quad (3.2.1.19.)$$

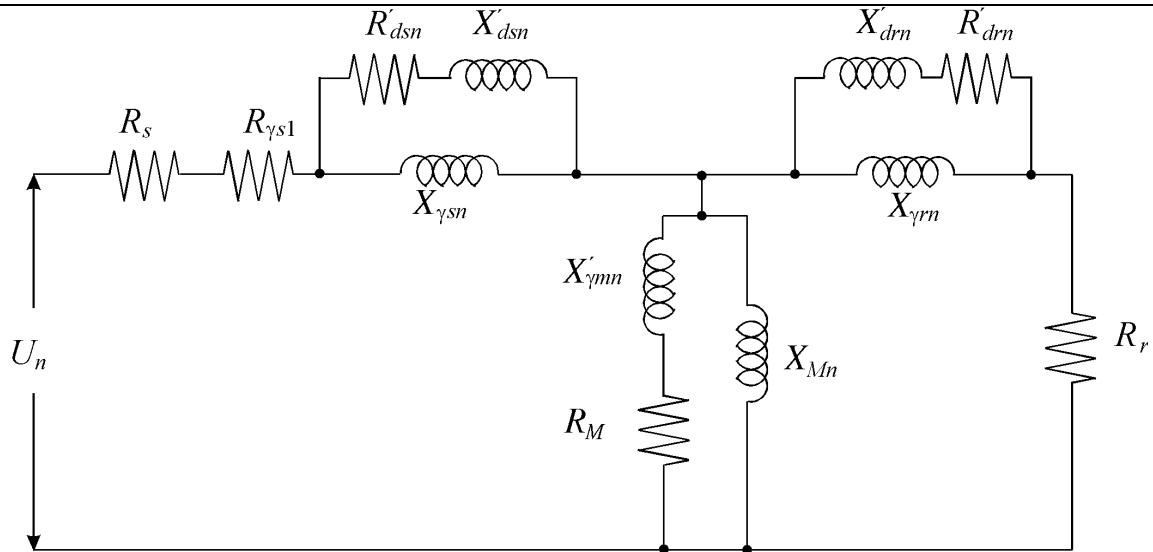


Slika 3.2.1.2.: Serijska forma ekvivalentnog električnog kola po fazi asinhronog motora u slučaju n - tog harmonika, prikazanog na slici 3.2.1.1.

Izjednačavanjem prethodna dva izraza, dobija se izraz za modifikovanu sekundarnu induktivnost magnećenja $X'_{\gamma Mn}$,

$$X'_{\gamma Mn} = \sqrt{R_{Mn} R_M - R_M^2}. \quad (3.2.1.20.)$$

Dalje se ekvivalentna električna šema sa slike 3.2.1.2. može da transformiše u takozvanu modifikovanu "šant" formu, prikazanu na slici 3.2.1.3..



Slika 3.2.1.3.: Modifikovana šant forma ekvivalentnog električnog kola po fazi asinhronog motora, prikazanog na slici 3.2.1.2.

Krajnje vrednosti za otpornosti kojima se modeluju dodatni gubici u statoru i rotoru usled viših harmonika, R'_{dsn} i R'_{drn} , dobijaju se jednostavnim transformacijama redno u paralelno spregnute otpornosti na osnovu ekvivalentnih električnih šema prikazanih na slikama 3.2.1.2. i 3.2.1.3.. Zanemarujući reaktansu X'_{drn} , zbog njene male vrednosti, dobija se sledeći izraz:

$$\frac{R'_{dm} X_{\gamma m}^2}{R_{dre}^2 + X_{\gamma m}^2} = R_{dre}, \quad (3.2.1.21.)$$

u kome je $R_{dre} = R_{dm} + (R_M - R_r)$. Rešavanjem prethodnog izraza po R'_{dm} , dobija se:

$$R'_{dm} = \frac{\frac{X_{\gamma m}^2}{R_{dre}} \pm \sqrt{\left(\frac{X_{\gamma m}^2}{R_{dre}}\right)^2 - 4 X_{\gamma m}^2}}{2}. \quad (3.2.1.22.)$$

Kod većine realnih pogona R'_{drn} je veće od $X_{\gamma rn}$, pa se u prethodnom izrazu uzima znak za sabiranje. Na sličan način se može odrediti i izraz za R'_{dsn} . Takođe je, kod većine realnih pogona, vrednost za $R_{\gamma s1}$ zanemarljiva u odnosu na R_{dsn} , tako da se može smatrati da je $R'_{dsn} \approx R_{dsn}$. Treba zapaziti da R'_{dm} ne predstavlja samo dodatne gubitke u rotoru usled viših harmonika, već takođe i dodatne harmonijske gubitke u bakru rotora usled "skin" efekta.

Ekvivalentne električne šeme za model asinhronog motora u dq referentnom sistemu:

Ekvivalentna električna šema prikazana na slici 3.2.1.3. važi samo za stacionarne radne režime i ne može se koristiti za razmatranje rada motora u prelaznim procesima. Obično se za proučavanje dinamičkih procesa u asinhronom motoru koristi njegova ekvivalentna predstava u dq referentnom sistemu koji rotira sinhronom brzinom. U tom slučaju, u ekvivalentnoj električnoj šemi se ne može naći paralelno spregnuta otpornost (kojom se modeluju gubici u magnetnom kolu) sa induktivnošću magnećenja, jer jednosmerna struja (ekvivalentna struja osnovne učestanosti u dq referentnom sistemu) neće proticati kroz nju. Da bi se uvažili gubici u magnetnom kolu motora, vrši se modifikacija ekvivalentne šeme prikazane na slici 3.2.1.3., a pomoću sledećih jednačina:

$$R_s \begin{pmatrix} i_q^s \\ i_d^s \end{pmatrix} + L_{\gamma s} \begin{pmatrix} \dot{i}_q^s \\ \dot{i}_d^s \end{pmatrix} + R_M \begin{pmatrix} i_{Qm}^s \\ i_{Dm}^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_q^s \\ u_d^s \end{pmatrix}, \quad (3.2.1.23.)$$

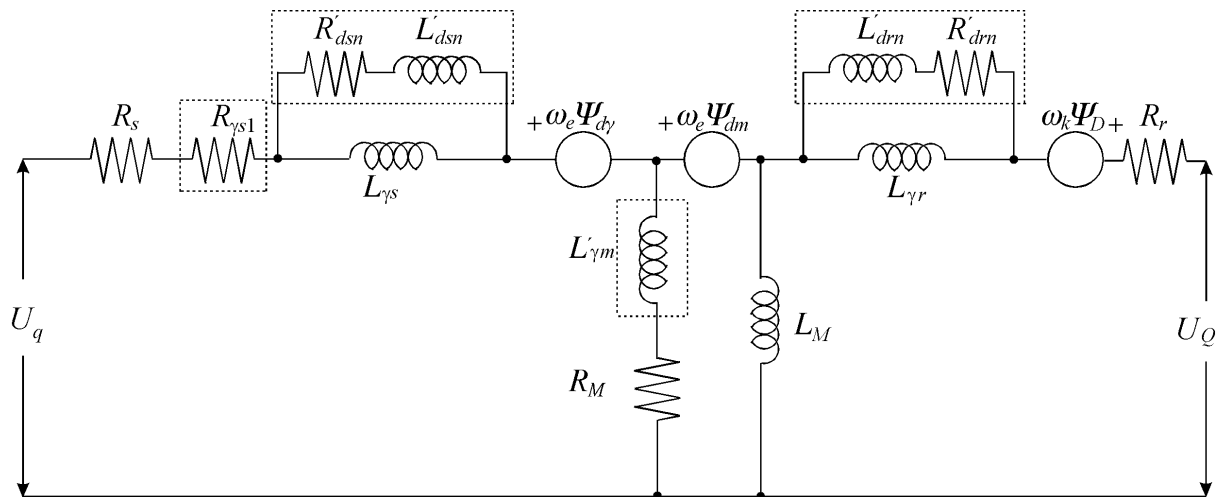
$$\begin{aligned}
 & -L_M \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qm}^s \\ i_{dm}^s \end{pmatrix} + R_M \begin{pmatrix} i_{Qm}^s \\ i_{Dm}^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \\
 & -\omega_r \begin{pmatrix} \Psi_D^s \\ \Psi_Q^s \end{pmatrix} + R_r \begin{pmatrix} i_Q^s \\ i_D^s \end{pmatrix} + L_{\gamma r} \begin{pmatrix} i_Q^s \\ i_D^s \end{pmatrix} + L_M \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qm}^s \\ i_{dm}^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_Q^s \\ u_D^s \end{pmatrix}.
 \end{aligned} \tag{3.2.1.24.}$$

Ovako napisane jednačine za stacionarni referentni sistem lako se mogu prebaciti u referentni sistem koji rotira sinhronom brzinom pomoću odgovarajućih transformacionih matrica, tako da se dobijaju sledeće jednačine,

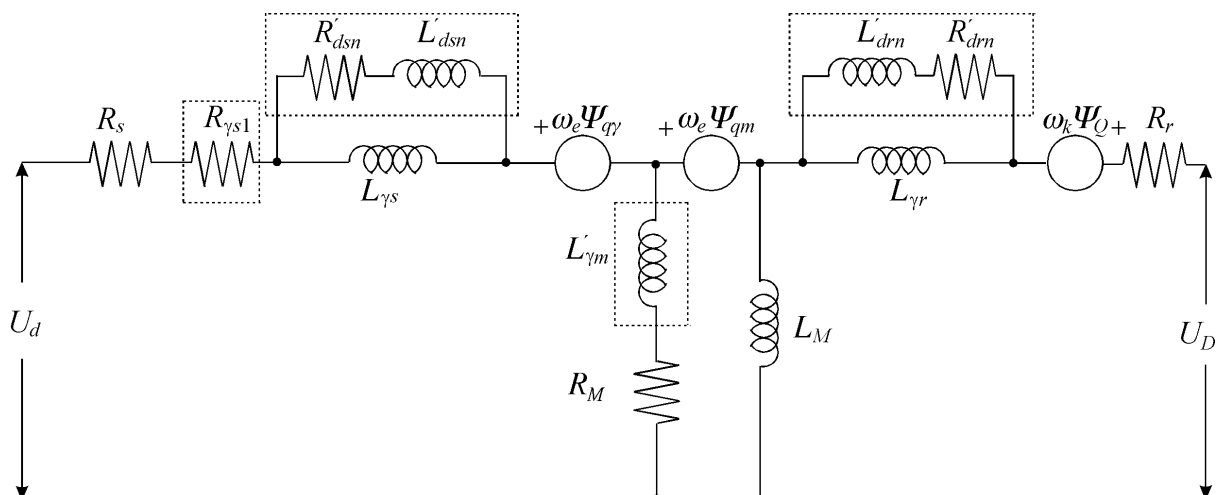
$$\begin{aligned}
 R_s \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} + \omega_e \begin{pmatrix} \Psi_{d\gamma} \\ -\Psi_{q\gamma} \end{pmatrix} + L_{\gamma s} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} + R_M \begin{pmatrix} i_{Qm} \\ i_{Dm} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} u_q \\ u_d \end{pmatrix}, \\
 \omega_e \begin{pmatrix} \Psi_{dm} \\ \Psi_{qm} \end{pmatrix} + L_M \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qm} \\ i_{dm} \end{pmatrix} - R_M \begin{pmatrix} i_{Qm} \\ i_{Dm} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix},
 \end{aligned} \tag{3.2.1.25.}$$

$$(\omega_e - \omega_r) \begin{pmatrix} \Psi_D \\ \Psi_Q \end{pmatrix} + R_r \begin{pmatrix} i_Q \\ i_D \end{pmatrix} + L_{\gamma r} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_Q \\ i_D \end{pmatrix} + L_M \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qm} \\ i_{dm} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_q \\ u_d \end{pmatrix}, \tag{3.2.1.26.}$$

čiji je ekvivalentna predstava data na slici 3.2.1.4. (bez delova uokvirenih isprekidanom linijom):



Slika 3.2.1.4.a): Ekvivalentno električno kolo za proračun gubitaka u asinhronom motoru koji je predstavljen u dq sinhrono rotirajućem referentnom sistemu; ekvivalentno električno kolo po q osi



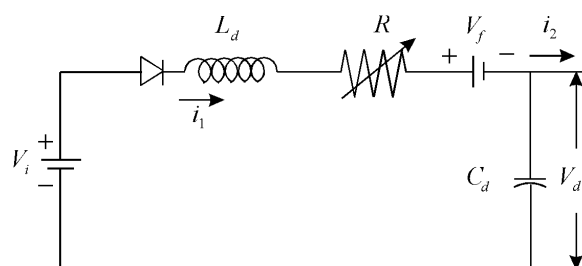
Slika 3.2.1.4.b): Ekvivalentno električno kolo za proračun gubitaka u asinhronom motoru koji je predstavljen u dq sinhrono rotirajućem referentnom sistemu; ekvivalentno električno kolo po d osi

Mada ekvivalentna električna šema po fazi asinhronog motora, data na slici 3.2.1.3., koja uvažava harmonijske gubitke u mašini, važi za stacionarni režim rada, ona se takođe može primeniti i na dq koordinatni sistem koji rotira sinhronom brzinom, sa malim gubitkom na preciznosti, zato što će rotacija osa imati efekat sabiranja (ili oduzimanja) osnovne učestanosti sa pojedinačnim harmonijskim učestanostima. Zbog toga, pod pretpostavkom da je učestanost n -tog harmonika mnogo veća od osnovne učestanosti, $f_n \gg f$, efekat rotacije osa je zanemariv. Ekvivalentna električna šema sa slike 3.2.1.3. se može superponirati na ekvivalentnu električnu šemu prikazanu na slici 3.2.1.4., na taj način će se uključiti i delovi koji su uokvireni isprekidanom linijom i dobiće se potpuna ekvivalentna električna šema za asinhronu mašinu modelovanu u dq sinhrono rotirajućem referentnom sistemu, koja oslikava realno ponašanje mašine i na osnovu koje se mogu dalje analizirati osnovni i harmonijski gubici u mašini, kao i dinamički procesi u mašini. Kako u stacionarnom stanju, sve veličine u dq referentnom sistemu postaju jednosmerne, struja osnovne učestanosti neće proticati kroz otpornost R'_{dsn} i R'_{dm} , tako da šantovi koji modeluju dodatne harmonijske gubitke u motoru neće imati uticaj na osnovne gubitke. Slično, postojanje sekundarne induktivnosti magnećnja $L'_{\gamma M}$ neće imati uticaja na osnovne gubitke u magnetnom kolu motora.

Da bi se koristile ekvivalentne električne šeme prikazane na slikama 3.2.1.3. i 3.2.1.4., moraju se odrediti njihovi parametri. Parametri koji zavise od električnih veličina osnovne učestanosti dobijaju se primenom standardnih laboratorijskih testova, dok se parametri, zavisni od viših harmonijskih učestanosti estimiraju iz praktičnih, prethodno iznetih razmatranja.

3.2.2. Modelovanje gubitaka u energetskom pretvaraču

Modelovanje gubitaka u diodnom ispravljaču: Za diodni ispravljač, gubici usled uključivanja i isključenja prekidača mogu da se zanemare, pa su jedini gubici koji se razmatraju, gubici usled provođenja. Na slici 3.2.2.1. je prikazano ekvivalentno električno kolo diodnog ispravljača pri usvojenim zanemarenjima,



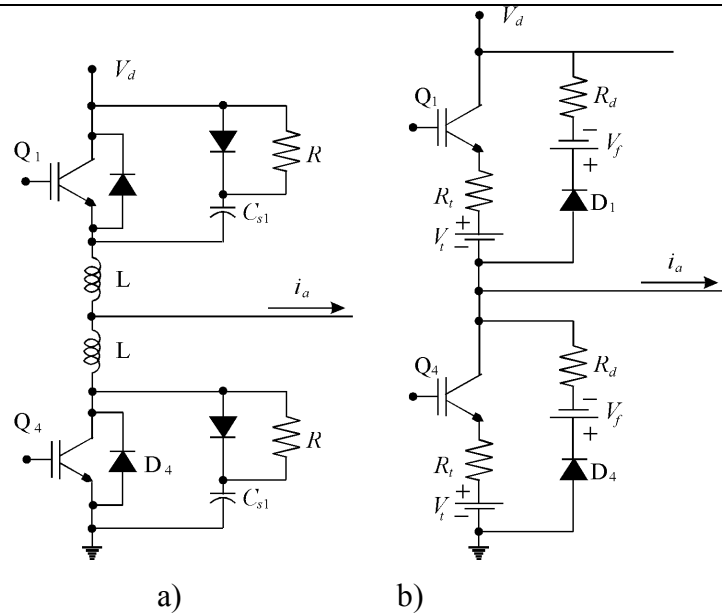
Slika 3.2.2.1.: Ekvivalentno električno kolo diodnog ispravljača

gde je V_i idealno ispravljeni napon, induktivnost u jednosmernom kolu je $L_d = 2 L_s$, gde je L_s - induktivnost rasipanja po fazi naizmeničnog izvora. Dve diode koje provode u isto vreme, mogu se modelovati pomoću ofset napona V_f na red sa nelinearnom otpornošću R , kao što je označeno na slici. Odgovarajućom aproksimacijom uz pomoć računara iz kataloških podataka za karakteristiku provođenja konkretne diode može se dobiti izraz koja opisuje pad napona na njoj sledećeg oblika:

$$v_{dd} = v_{do} + K i_d^m, \quad (3.2.2.1.)$$

gde je v_{do} - ofset napon, a m - eksponent koji opisuje otpornički pad napona. Trenutna vrednost gubitaka usled provođenja za diodni most, data je izrazom:

$$P_{\gamma d} = 2 v_{dd} i_1. \quad (3.2.2.2.)$$



Slika 3.2.2.2.: a) Faza tranzistorskog invertora

b) Ekvivalentno električno kolo za proračun gubitaka usled provođenja u fazi invertora

Modelovanje gubitaka u invertoru: Za *PWM* invertor se moraju razmatrati i gubici usled provođenja i gubici usled uključenja i isključenja poluprovodničkih prekidača u granama invertora.

Gubici usled provođenja: Ovi gubici se raspodeljuju između tranzistora i povratnih dioda. Na slici 3.2.2.2. a) je prikazana jedna faza invertora sa povratnom diodom i "*dv/dt*" zaštitnim kolom, a na slici 3.2.2.2. b) je prikazano ekvivalentno električno kolo za proračun gubitaka pri provođenju poluprovodničkih elemenata. Odgovarajućom aproksimacijom uz pomoć računara kataloški date krive koja karakteriše zasićenja konkretnog tranzistora može se dobiti linearna jednačina za pad napona na tranzistoru pri provođenju

$$v_{td} = v_{to} + R_t i_c, \quad (3.2.2.3.)$$

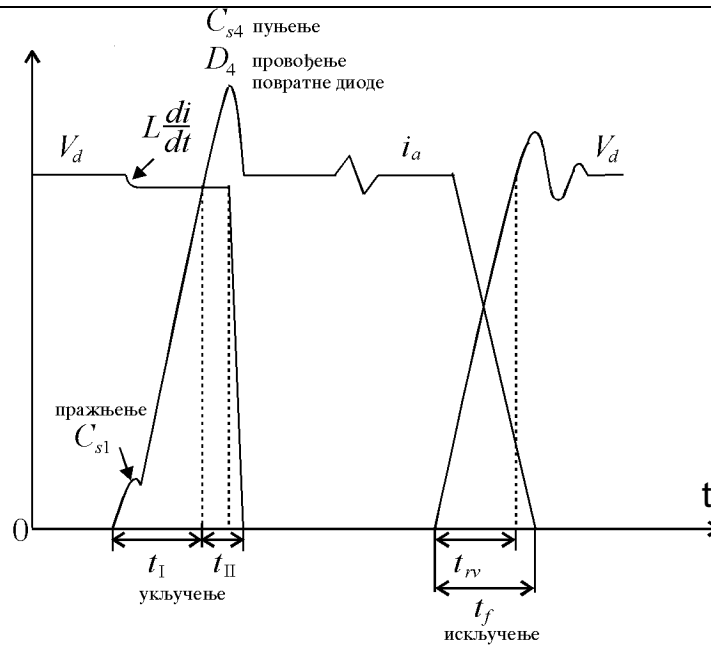
dok je odgovarajuća jednačina za diodu data u prethodnom odeljku.

Gubici u "*dv/dt*" zaštitnom kolu invertora: Na slici 3.2.2.3. su dati tipični talasni oblici pri uključenju i isključenju tranzistora \$Q_1\$ (slika 3.2.2.2.). Gubici snage u "*dv/dt*" zaštitnom kolu invertora se računaju iz sledećeg izraza:

$$P_{gs} = \left(\frac{3}{2} \right) N_s C_s V_d^2 f, \quad (3.2.2.4.)$$

gde je \$N_s\$ -broj uključenja i isključenja tranzistora u jednoj fazi invertora, u toku jednog ciklusa invertora osnovne učestanosti \$f\$, \$V_d\$ je napon u jednosmernom međukolu, a \$C_s\$ kapacitivnost u "*dv/dt*" zaštitnom kolu. Gubici u "*dv/dt*" zaštitnom kolu se mogu modelovati pomoću ekvivalentnog šant otpornika \$R_s\$ u jednosmernom međukolu, na sledeći način:

$$R_s = \frac{2}{3 f N_s C_s}. \quad (3.2.2.5.)$$



Slika 3.2.2.3.: Tipični talasni oblici napona pri uključenju i isključenju tranzistora Q_1 u fazi invertora sa slike 3.2.2.2.

Gubici usled isključenja poluprovodničkih prekidača: U literaturi je pokazano da je za optimalnu vrednost ukupnih gubitaka u invertoru (gubici u " dv/dt " zaštitnom kolu plus gubici usled uključenja i isključenja tranzistora) vrlo često, vrednost kapacitivnosti C_s toliko mala, da je t_{rv} , vreme uspostavljanja napona kolektor-emiter V_{ce} , manje od t_r , vremena opadanja kolektorske struje i_c , tako da važi

$$t_{rv} = \sqrt{\frac{2 C_s V_d t_f}{I_{av}}}, \quad (3.2.2.6.)$$

gde je V_d - napon u jednosmernom međukolu, a I_{av} - srednja vrednost u toku polovine ciklusa apsolutne vrednosti struje opterećenja. Sledi da je srednja vrednost gubitaka u toku isključenja tranzistora $P_{\gamma_{off}}$, data izrazom:

$$P_{\gamma_{off}} = 3 K_{off} V_d (N_s / 2) I_{av} f = \frac{V_d^2}{R_{\gamma_{off}}}, \quad (3.2.2.7.)$$

gde je $N_s / 2$ - broj isključenja tranzistora u grani invertora u jednom ciklusu osnovne učestanosti f , a konstanta isključenja je data izrazom:

$$K_{off} = \frac{t_f}{2} \left(1 - \frac{4}{3} \frac{t_{rv}}{t_f} + \frac{1}{2} \left(\frac{t_{rv}}{t_f} \right)^2 \right). \quad (3.2.2.8.)$$

Iz prethodne dve jednačine je očigledno da će gubici usled isključenja tranzistora da opadaju sa porastom kapacitivnosti u " dv/dt " zaštitnom kolu. Gubici snage usled isključenja tranzistora se mogu modelovati pomoću ekvivalentne otpornosti u jednosmernom međukolu, date sledećim izrazom:

$$T_{\gamma_{off}} = \frac{V_d}{3 K_{off} (N_s / 2) I_{av} f}. \quad (3.2.2.9.)$$

Gubici usled uključenja poluprovodničkih prekidača: Za tranzistorski invertor, induktivnost u " di/dt " zaštitnom kolu, kao što je to prikazano na slici 3.2.2.2., se obično ne koristi. Rasipna induktivnost, koja je posledica postojanja provodne veze između kondenzatora u jednosmernom međukolu i tranzistora, će se ponašati kao parazitna induktivnost za " di/dt " zaštitu. Koristeći se istim postupkom kao u slučaju proračuna gubitaka usled isključenja tranzistora, gubici usled uključenja tranzistora se mogu izraziti kao:

$$P_{\gamma_{ton}} = 3 K_{on} V_d (N_s / 2) I_{av} f = \frac{V_d^2}{R_{ton}}, \quad (3.2.2.10.)$$

gde je konstanta uključenja tranzistora data izrazom:

$$K_{on} = \frac{t_{fv}}{2} \left(1 - \frac{4}{3} \frac{t_r}{t_{fv}} + \frac{1}{2} \left(\frac{t_r}{t_{fv}} \right)^2 \right), \quad (3.2.2.11.)$$

pri čemu je t_r - vreme uspostavljanja kolektorkestruje i_c , a $t_{fv} = t_r + t_{rr}$ je vreme opadanja napona V_{ce} . Ponovo, t_r je dato izrazom:

$$t_r = \sqrt{\frac{2 L t_{fv} I_{av}}{V_d}}. \quad (3.2.2.12.)$$

Ekvivalentna šant otpornost u jednosmernom međukolu pomoću koje se mogu modelovati gubici pri uključenju tranzistora, sledi iz izraza za ove gubitke i iznosi:

$$R_{ton} = \frac{V_d}{3 K_{on} (N_s / 2) I_{av} f}. \quad (3.2.2.13.)$$

Iz navedenih jednakosti, očigledno je da će gubici pri uključenju tranzistora opadati sa porastom induktivnosti L .

Analizom stacionarnih režima rada, pri različitim vrednostima momenta opterećenja i različitim brzinama obrtanja motora, zaključuje se da za zadatu vrednost brzine, ukupni gubici rastu sa porastom momenta opterećenja, pre svega zbog porasta gubitaka u bakru i dodatnih gubitaka u motoru. Za nepromenljiv moment opterećenja, gubici rastu sa porastom brzine, pre svega zbog dodatnih gubitaka u magnetnom kolu mašine, kao i zbog porasta gubitaka usled trenja i ventilacije. Takođe se može zaključiti da na porast gubitaka u pretvaraču više utiče porast momenta pri konstantnoj brzini, nego porast brzine motora pri konstantnom momentu. Ovo se može objasniti na sledeći način: pri nominalnom fluksu, struja motora je u suštini funkcija momenta opterećenja i praktično je nezavisna od brzine. Zbog toga, gubici u invertoru, koji u osnovi zavise od struje motora, su dominantno zavisni od momenta opterećenja. Gubici u diodnom ispravljaču su funkcija struje u jednosmernom međukolu, koja raste sa porastom izlazne snage. Zbog toga, gubici u ispravljaču zavise i od momenta opterećenja i od brzine obrtanja motora [25].

3.3. ALGORITAM ZA OPTIMIZACIJU STEPENA KORISNOG DEJSTVA POGONA SA VEKTORSKI KONTROLISANIM ASINHRONIM MOTOROM

3.3.1. Gradijentna metoda za nalaženje ekstremne vrednosti funkcije

Mnogobrojni industrijski procesi su takvi da se njihovo odvijanje može poboljšati, podešavanjem parametara pogona u cilju maksimizacije nekog kriterijuma koji karakteriše ponašanje pogona. Upravljanje procesom tako da se on odvija kontinualno u tački maksimalnih performansi pogona, zove se optimalno upravljanje ili regulacija ekstremuma. Generalno posmatrano, proces optimizacije je složen zadatak, koji u sebe uključuje značajan obim potrebnih proračunavanja i primenu sofisticiranih optimizacionih algoritama. Međutim, postoje i takvi primeri, u kojima se problem optimizacije može svesti na jednostavan slučaj, u kome se manipuliše samo sa jednim parametrom pogona $x(t)$ (u konkretnom slučaju fluks motora, odnosno struja $i_d(t)$), u cilju maksimizacije neke veličine kojom se karakteriše kvalitet rada pogona, a koja se meri ili izračunava kao skalarna funkcija za dati režim rada, $y(t)$ (u konkretnom slučaju stepen korisnog dejstva pogona $\eta(t)$) [43].

U opštem slučaju, zadatak optimalnog upravljanja pogonom preklapa se sa zadatkom dinamičkog upravljanja pogonom. Funkciju, koja karakteriše kvalitet radnog režima $y(t)$, moguće je meriti samo u slučaju kada je "filtrirana" od prelaznih procesa u sistemu i senzoru. Obrnuto, parametar koji se podešava bi mogao da deluje na funkciju koja karakteriše radni režim kroz aktuator i dinamičke procese u sistemu. Sprega između dinamike i optimizacionog procesa u stacionarnom radnom režimu pogona, predstavlja veliki problem za adaptivne optimizatore, tako da se problem optimizacije može rešavati u sistemu u kome se smatra da dinamički procesi ne postoje, ili da su toliko brzi da se mogu zanemariti [43].

Da bi se primenila tehnika adaptivne regulacije, usvaja se pretpostavka da se pokazatelj kvaliteta ponašanja može predstaviti kvadratnom funkcijom [43]. U praksi ovo uglavnom nije slučaj, pa se u tim slučajevima može smatrati da sistem radi dovoljno blisko optimalnoj radnoj tački, tako da se međusobni odnos između $y(t)$ i $x(t)$ može približno predstaviti kvadratnom funkcijom:

$$y(t) = y_0 - a(x(t) - x_0)^2, \quad (3.3.1.1.)$$

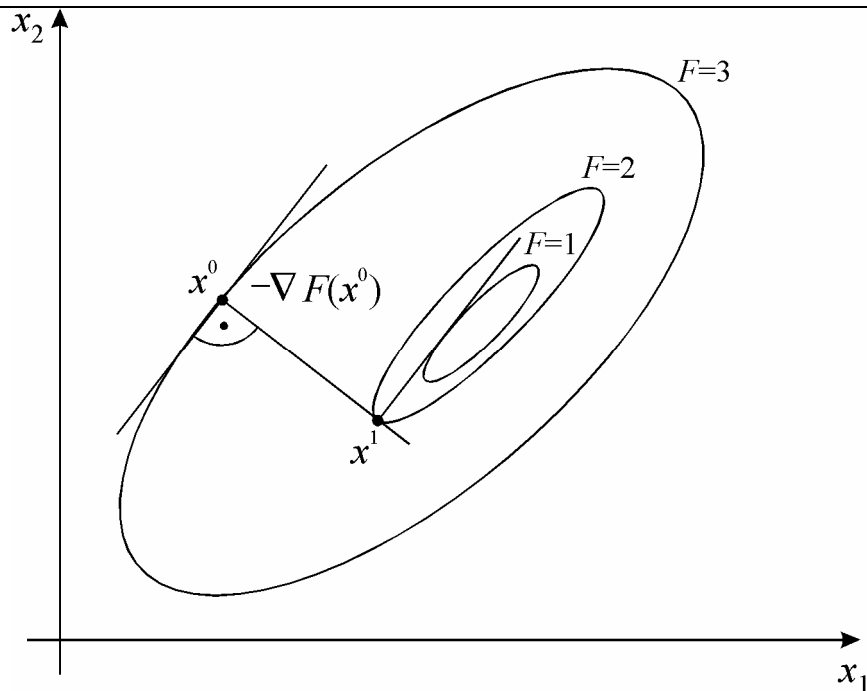
gde je y_0 maksimalna vrednost funkcije $y(t)$, x_0 je vrednost parametra $x(t)$ za koju se postiže maksimum funkcije $y(t)$, dok je a - osetljivost kvadratne krive.

Promenljiva $y(t)$ može da bude izložena povremenim poremećajima, koji su predstavljeni funkcijom $e(t)$,

$$y(t) = y_0 - a(x(t) - x_0)^2 + e(t). \quad (3.3.1.2.)$$

a koji su najčešće posledica greške u merenju (šum koji unosi senzor). Parametri koji karakterišu optimalnu radnu tačku x_0 , y_0 i a su nepoznate, konstantne vrednosti. Adaptivni optimizacioni regulator mora da estimira ove parametre i da sintetiše novu vrednost upravljačke veličine $x(t)$, tako da se novom akcijom regulatora, proces pomera u smeru maksimuma krive $y(t)$.

Matematički gledano, ako se za funkciju podvrgnutu postupku traženja ekstremuma (minimuma ili maksimuma, pri čemu se maksimum može tretirati kao negativni minimum) mogu analitički odrediti parcijalni izvodi po svim varijablama, tada za pojedine tačke, osim podataka o iznosu funkcije, postoji i podatak o gradijentu, pa se može primeniti neki od gradijentnih postupaka za nalaženje ekstremuma funkcije, kao što je na primer metoda najbržeg spusta [44].



Slika 3.3.1.1.: Metoda najbržeg spusta

Uz pretpostavku da su krive jednakih vrednosti zatvorene, i da je kriva manjeg iznosa funkcije potpuno okružena krivom većeg iznosa funkcije, minimiziranje se sastoji u prelazu na krive sve nižeg iznosa, slika 3.3.1.1., (dok je maksimiziranje suprotno). Očigledno je da se najbrže smanjenje funkcije može očekivati u smeru negativnog gradijenta, t.j. treba tražiti minimum u pravcu smeru

$$v = - \frac{\nabla F(x_0)}{\|\nabla F(x_0)\|}, \quad (3.3.1.3.)$$

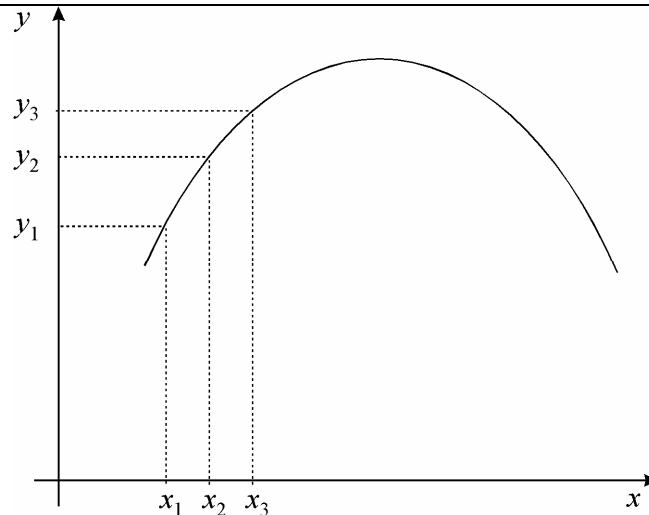
gde je za $F = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, gradijentni vektor $\nabla F = \begin{bmatrix} \frac{\partial F}{\partial x_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial F}{\partial x_n} \end{bmatrix}$,

a $\|\nabla F(x_0)\|$ - norma vektora $\nabla F(x_0)$, koja se definiše u slučaju radijus vektora \vec{x} , kao udaljenost vektora \vec{x} od koordinatnog početka:

$$\|\vec{x}\| = \sqrt{\sum_{i=1}^n x_i^2}. \quad (3.3.1.4.)$$

Na ovaj način se problem svodi na jednodimenzionalni, tj. treba pronaći λ_m za koje funkcija $F(x_0 + \lambda v)$ ima minimum. Tako se dolazi u tačku $x^1 = x^0 + \lambda_m v$, odakle se na isti način ide dalje dok se ne dostigne minimum funkcije [44].

U slučaju optimalnog upravljanja pogonom, gradijentna metoda se svodi na određivanje tačke ekstremuma primenom neke poznate tehnike, kao što je tehnika najbržeg spusta (porasta). Ova tehnika se sastoji u tome da se vrednost parametra koji se podešava, polazeći od neke inicijalne vrednosti, preko serije koraka u kojima se ona sukcesivno inkrementira ili dekrementira, kreće ka optimalnoj vrednosti, slika 3.3.1.2..



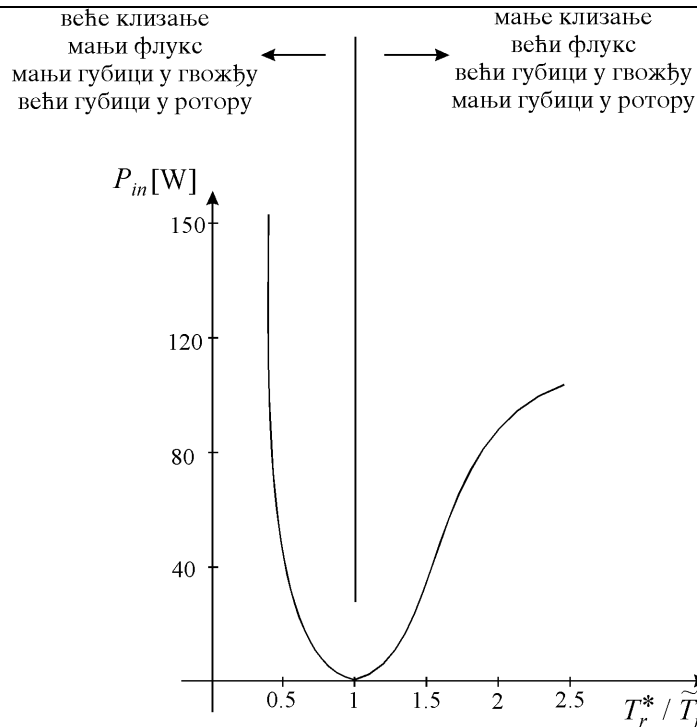
Slika 3.3.1.2.: Jednostavan algoritam koji primenjuje gradijentnu metodu najbržeg spusta odnosno porasta

Za najjednostavniji oblik opisanog algoritma nije potrebno poznavati oblik krive koja predstavlja pokazatelj kvaliteta ponašanja. Iz inicijalne vrednosti x_1 čini se probni korak ka novoj vrednosti $x_1 + h$. Zatim se porede vrednosti y_1 i y_2 . Ako se na primer traži maksimum, u slučaju da je y_2 veće od y_1 , za vrednost parametra $x(t)$ usvaja se $x_2 = x_1 + h$, a u suprotnom $x_2 = x_1 - h$. Proces primene probnih koraka je kontinualan. U jednom trenutku, koji zavisi od veličine koraka h , vrednost parametra $x(t)$ se podešava tako da se ona sukcesivno povećava i smanjuje, odnosno osciluje oko tačke optimuma. Opisani postupak ne pretpostavlja da je potrebno poznavati konkretan oblik za krivu koja predstavlja pokazatelj kvaliteta ponašanja, i u suštini je pouzdan. Loše strane ovog pristupa optimizacionom problemu su:

1. mogućnost spore konvergencije ka optimumu, ako je veličina koraka h mala.
2. ako korak h ima veliku vrednost, oscilacije oko optimuma će biti velike i predstavljajuće velike smetnje u radu pogona.
3. algoritam može da napravi korak u pogrešnom smeru, ukoliko veličina kojom se karakteriše kvalitet rada pogona, a koja se određuje kao skalarna funkcija za dati režim rada, $y(t)$, nije zadovoljavajuće isfiltrirana, do nivoa uklanjanja šuma $e(t)$.

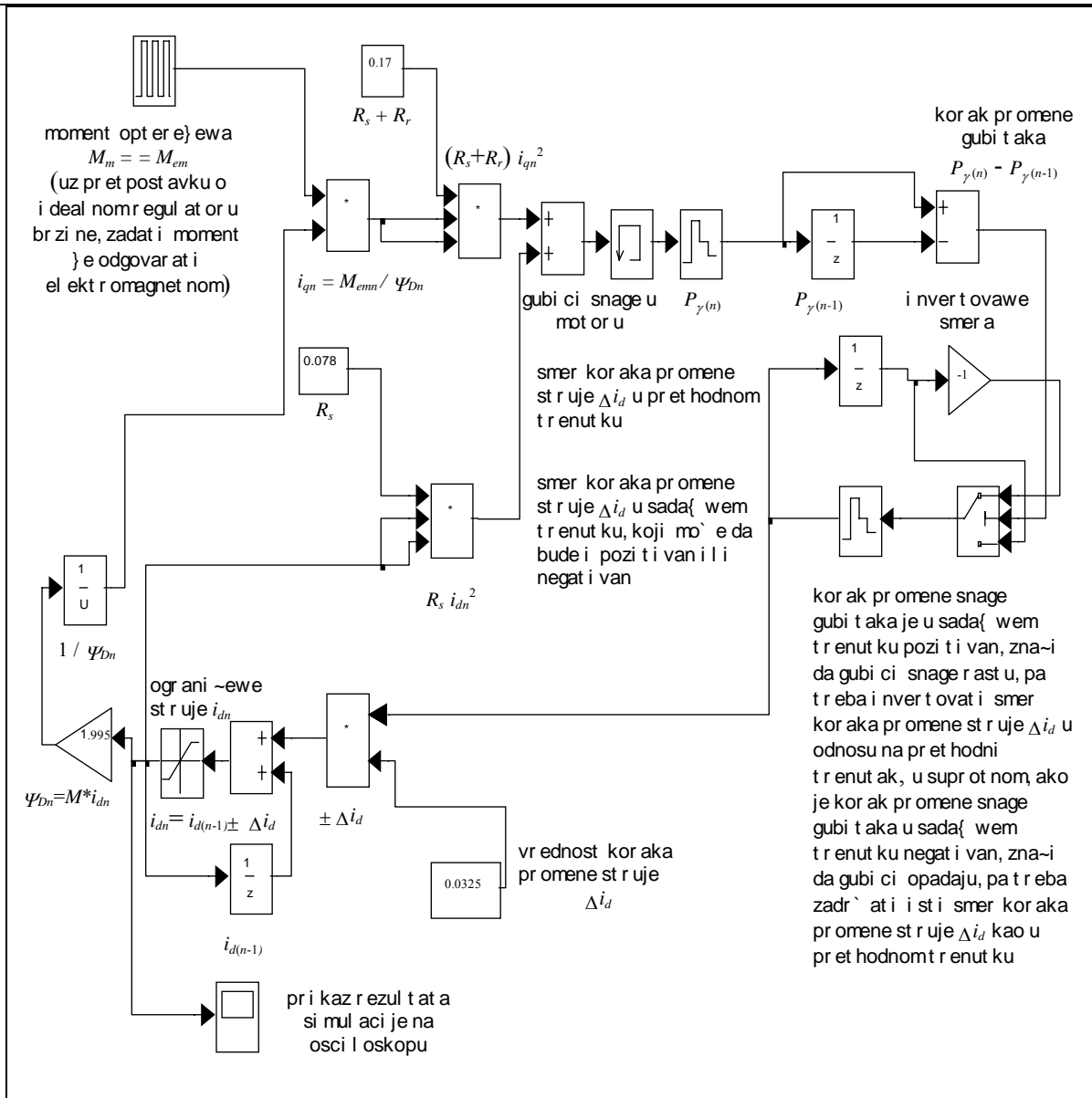
3.3.2. Dvokoračni optimizacioni algoritam

Polazeći od matematičkog modela vektorski upravljano asinhronog motora i detaljne analize gubitaka u elektromotornom pogonu čiji je on sastavni deo, sprovedne u poglavlju 3.2., može se napraviti vrlo precizan model ovog pogona, čijom se simulacijom može steći uvid u ponašanje realnog pogona [32]. Na toj osnovi, kao i na osnovu analize koju su sprovedli **Daniel S. Kirschen et al.** u referenci [26,27], a koja je detaljno predstavljena u poglavlju 2.3., jasno je da je zavisnost ukupnih gubitaka od amplitude fluksa konkavna funkcija (slika 3.3.2.1.). Kako funkcija $P_\gamma(\Psi)$ ima jedinstven minimum, određivanje optimalne vrednosti fluksa moguće je izvršiti gradijentnom metodom [40], i to na način opisan u poglavlju 3.3.1.



Slika 3.3.2.1.: Varijacije ulazne snage u funkciji omera rotorske konstante, koji koristi regulator da bi najbolje estimirao ovu konstantu za testirani motor od 3 K.S., koji radi sa 600 ob/min i momentom u iznosu od 1 r.j.

Algoritam je organizovan tako da se struja i_d menja u ekvidistantnim trenucima, dovoljno udaljenim da bi se omogućilo smirenije prelaznog procesa uspostavljanja nove vrednosti fluksa Ψ_D i struje i_q . Uspostavljanje fluksa je određeno vremenskom konstantom rotorskog kola, dok brzina uspostavljanja struje i_q zavisi od vremenskih konstanti regulatora brzine. Perioda odabiranja ulazne snage mora biti 3 do 5 puta veća od ovih konstanti, kako bi odmereni gubici odgovarali komandovanoj vrednosti fluksa i kako bi se, akcijom brzinskog regulatora, proizvod komandovanog momenta i brzine izjednačio sa izlaznom snagom.



Slika 3.3.2.2.: Blok dijagram optimizacionog modela sa konstantnom veličinom koraka promene struje i_d

Algoritam optimizacije treba da omogući određivanje veličine i smera sukcesivnih promena struje i_d , kako bi se obezbedila konvergencija fluksa ka optimumu.

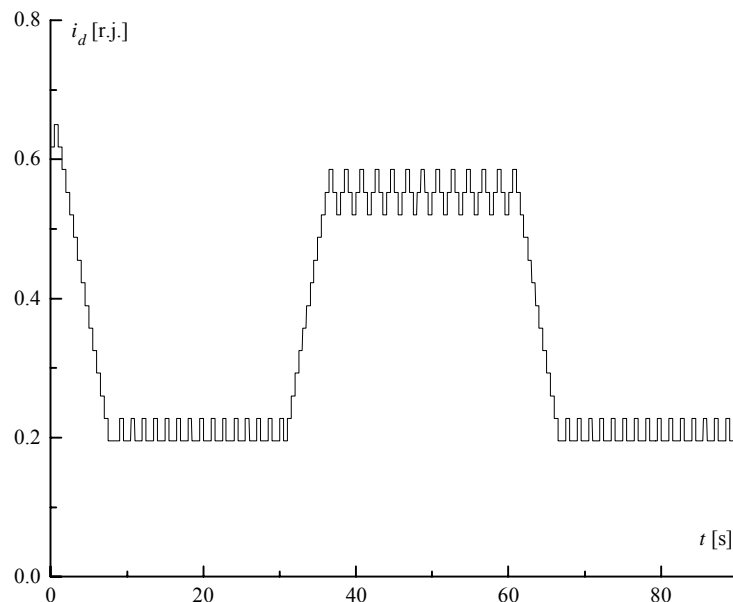
Amplituda fluksa se kontroliše kroz sukcesivno inkrementiranje i dekrementiranje komande fluksa (ili struje i_d) na osnovu gubitaka, procenjenih u svakom koraku. Korak od 500 ms je, u slučaju eksperimentalog pogona, dovoljan da se stabilišu prelazni procesi, prouzrokovani prethodnom promenom struje i_d . Početni smer pretraživanja je proizvoljan, a na dalje se određuje prema sledećim izrazima:

- $\Delta P_{\gamma(n)} = P_{\gamma(n)} - P_{\gamma(n-1)}$,
- $\Delta P_{\gamma(n)} > 0 \Rightarrow$ smer koraka promene struje i_d , $\pm \Delta i_{dn}$, u sadašnjem trenutku (n), suprotan je smeru koraka promene struje i_d , $\pm \Delta i_{d(n-1)}$, u prethodnom trenutku, ($n-1$),
- $\Delta P_{\gamma(n)} < 0 \Rightarrow$ smer koraka promene struje i_d , $\mp \Delta i_{dn}$, u sadašnjem trenutku (n), isti je kao i smer koraka promene struje i_d , $\pm \Delta i_{d(n-1)}$, u prethodnom trenutku, ($n-1$), gde se pod smerom koraka promene struje i_d , Δi_d , podrazumeva pozitivan ili negativan smer, ($i_{d(n)} = i_{d(n-1)} + \Delta i_d$ ili

$i_{d(n)} = i_{d(n-1)} - \Delta i_d$), dok se veličina koraka promene struje i_d , u najjednostavnijem slučaju može smatrati konstantnom.

Prikazana analitička razmatranja, sprovedena su i kvalitativno analizirana pomoću digitalnih simulacija uprošćenog modela vektorski upravljano asinhronog motora sa jednostavnim algoritmom za minimizaciju gubitaka snage, u kome su modelovani samo gubici u bakru statora i rotora. Sve simulacije, na čije se rezultate poziva u tezi, vršene su u *Matlab Simulink* - u, a krajnja jednostavnost modela uslovljena je osnovnim ciljem koji je trebalo postići ovim simulacijama, a to je sticanje glavnih odrednica u pogledu adaptivnog podešenja veličine koraka promene struje i_d , da bi se ubrzao proces konvergencije ka optimalnoj radnoj tački i smanjile oscilacije u njenoj okolini. Realni rezultati primenjenih algoritama dobijeni su tek eksperimentalnom verifikacijom na laboratorijskom prototipu i pokazali su veliki stepen slaganja sa rezultatima dobijenim simulacijom, poglavlje 5.

Rezultat dobijen simulacijom modela sa konstantnom veličinom koraka promene struje i_d , (na primer, $\Delta i_d = 0.0325$ [r.j.] = 5 % i_{dn}), koji je predstavljen blok dijagramom na slici 3.3.2.2., prikazan je na slici 3.3.2.3..



Slika 3.3.2.3.: Rezultati simulacije optimizacionog modela koji primenjuje algoritam sa konstantnom veličinom koraka, $\Delta i_d = 0.0325$ [r.j.] = 5 % i_{dn}

Slika 3.3.2.3. predstavlja proces prilagođenja amplitude fluksa promenama momenta opterećenja. Može se uočiti da je porast srednje vrednosti momenta opterećenja od 3 % do 70 %, praćen porastom struje i_d u istom iznosu. Amplituda fluksa prati istu trajektoriju, a potrebno je da se uvek održava na vrednosti većoj od 30 % nominalne vrednosti, zbog činjenice da se povećanim slabljenjem polja u zazoru motora iznad granične vrednosti, uzrokuju velike rotorske struje, elektromagnetski poremećaji i porast gubitaka snage [30].

Konstantan smer koraka promene struje i_d ukazuje na sukcesivno smanjenje gubitaka, pa je tada, radi povećanja brzine konvergencije potrebno povećati vrednost koraka promene (veliki korak promene). Promenljivi smer ukazuje na blizinu optimuma, i tada je potrebno smanjiti vrednost koraka promene struje i_d u cilju preciznijeg podešavanja i smanjenja amplitude oscilacija struje i_d oko optimalne vrednosti (mali korak promene). Dakle, potrebno je uvesti bar dve vrednosti za korak promene struje i_d . Na osnovu izvršenih brojnih simulacija modela, takođe se pokazalo da nije svejedno koliko se prethodnih trenutaka u kojima su smerovi koraka promene struje i_d isti posmatra pri sintezi optimizacionog algoritma.

Smer koraka promene struje i_d , ($\pm \Delta i_d$), određuje se na osnovu vrednosti koraka promene gubitaka snage u sadašnjem trenutku (n), $\Delta P_{\gamma(n)} = P_{\gamma(n)} - P_{\gamma(n-1)}$, koja može biti pozitivna ili negativna, poštujući sledeća pravila:

- $\Delta P_{\gamma(n)} > 0 \Rightarrow$ smer koraka promene struje i_d , $\pm \Delta i_d$, u sadašnjem trenutku (n), suprotan je smeru koraka promene struje i_d , $\pm \Delta i_d$, u prethodnom trenutku, ($n-1$);
- $\Delta P_{\gamma(n)} < 0 \Rightarrow$ smer koraka promene struje i_d , $\mp \Delta i_d$, u sadašnjem trenutku (n), isti je kao i smer koraka promene struje i_d , $\pm \Delta i_d$, u prethodnom trenutku, ($n-1$).

Veličina koraka promene struje i_d , ($\Delta i_d =$ veliki korak ili $\Delta i_d =$ mali korak), određuje se na osnovu smera koraka promene snage gubitaka ΔP_{γ} , poštujući sledeća pravila:

- Ako su $\Delta P_{\gamma(n)}$, $\Delta P_{\gamma(n-1)}$, ..., $\Delta P_{\gamma(n-k)}$, negativne vrednosti, odnosno ako gubici snage u pogonu opadaju, i

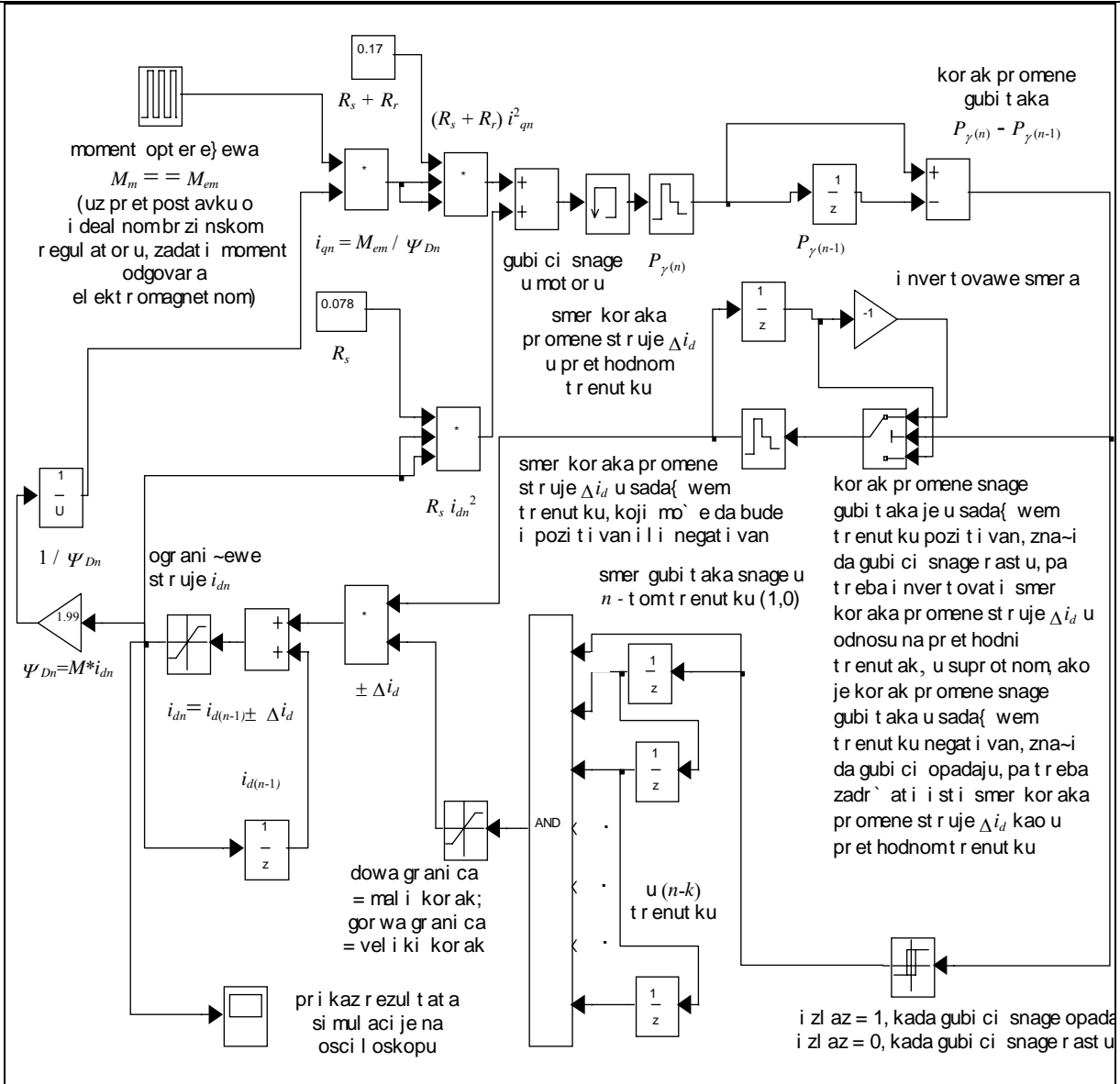
$$\left. \begin{array}{l} \text{smer } \Delta P_{\gamma(n)} = \text{smer } \Delta P_{\gamma(n-1)} \\ + \\ \text{smer } \Delta P_{\gamma(n-1)} = \text{smer } \Delta P_{\gamma(n-2)} \\ + \\ \dots \\ + \\ \text{smer } \Delta P_{\gamma(n-k)} = \text{smer } \Delta P_{\gamma(n-k+1)} \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta i_d = \text{veliki korak};$$

- $\text{smer } \Delta P_{\gamma(n)} \neq \text{smer } \Delta P_{\gamma(n-1)} \Rightarrow \Delta i_d = \text{mali korak}.$

Na osnovu ovih pravila, simuliran je model prikazan blok dijagramom na slici 3.3.2.4.

Detaljnou analizom rezultata dobijenih simulacijom modela prikazanog na slici 3.3.2.4., uočeno je da kvalitet procesa prilagođenja amplitude fluksa, odnosno struje i_d , promenama momenta opterećenja, zavisi od broja k (broj posmatranih koraka promene struje i_d u istom smeru, na osnovu koga se donosi odluka o primeni velikog koraka). U cilju izbora najbolje strukture optimizacionog algoritma, potrebno je utvrditi kriterijum ocene predloženih rešenja. Predložena rešenja su:

1. algoritam sa konstantnim korakom promene struje i_d , ($\Delta i_d = \text{const}$);
2. algoritam na osnovu koga se primenjuju dve vrednosti za veličinu koraka promene struje i_d , ($\Delta i_d =$ veliki korak ili $\Delta i_d =$ mali korak):
 - a) veliki korak se primenjuje u slučaju da su poslednja dva koraka promene struje i_d u istom smeru;
 - b) veliki korak se primenjuje u slučaju da su poslednja tri koraka promene struje i_d u istom smeru;



Slika 3.3.2.4.: Blok dijagram optimizacionog modela koji primenjuje dvokoračni algoritam

- c) veliki korak se primenjuje u slučaju da su poslednja četiri koraka promene struje i_d u istom smeru;
- d) veliki korak se primenjuje u slučaju da su poslednja pet koraka promene struje i_d u istom smeru;
- e) veliki korak se primenjuje u slučaju da su poslednja šest koraka promene struje i_d u istom smeru.

3.3.2.1. Kriterijumska funkcija

Kriterijumska funkcija, na osnovu koje bi se vršila ocena predloženih rešenja, treba kvantitativno da iskaže:

- a) brzinu kojom funkcija $i_d = f(t)$ konvergira ka optimalnoj vrednosti;

- b) veličinu oscilacija struje i_d oko optimalne vrednosti;
 c) veličinu preskoka optimalne vrednosti struje i_d , u trenutku kada je funkcija $i_d = f(t)$ postiže.

Potrebno je da funkcija $i_d = f(t)$ za što kraće vreme postigne svoju optimalnu vrednost. Ovo vreme bi se moglo meriti brojem koraka N koje struja i_d napravi do postizanja optimuma. Idealno bi bilo da se postigne optimalna vrednost u jednom koraku ($N = 1$). Zatim, struja i_d bi trebalo da sa što manjim korakom, Δi_{dmin} , osciluje oko optimalne vrednosti, kako bi elektromagnetni moment motora imao manje pulsacije. Idealno bi bilo, da je moguće ostvariti $\Delta i_{dmin} = 0$. U slučaju da se primenjuje algoritam sa vrlo brzim odzivom struje i_d pri skokovitim promenama momenta opterećenja, moguće je da struja i_d ostvari preskok (p) optimalne vrednosti, u koju se zatim vrlo brzo vraća. Idealno bi bilo da p uzima vrednost jednaku nuli. Opisani slučaj nije tako česta pojava, pa ga u kriterijumskoj funkciji, svakako treba tretirati sa značajno manjim težinskim koeficijentom u odnosu na prethodna dva.

Na osnovu izložene analize, kriterijumska funkcija bi mogla da ima sledeći oblik:

$$k = \alpha_1 \frac{1}{N} + \alpha_2 \frac{1}{1 + \Delta i_{dmin}} + \alpha_3 \frac{1}{1 + p}, \quad (3.3.2.1.1.)$$

gde je očigledno da funkcija k uzima vrednosti iz skupa $[0,1]$; α_1 , α_2 i α_3 su težinski koeficijenti, čiji je zbir jednak jedinici. U idealnom slučaju, $N = 1$, $\Delta i_{dmin} = 0$ i $p = 0$, kriterijumska funkcija dakle, ima maksimalnu vrednost jednaku jedinici, a u svim ostalim slučajevima, kada Δi_{dmin} uzima vrednost iz skupa $(0, i_{dn} [r.j.])$ i $p \in (0, i_{dn} [r.j.])$, vrednost kriterijumske funkcije se nalazi u intervalu od 0 do 1. Problem nalaženja minimalne vrednosti funkcije $P_\gamma(\Psi)$ za datu radnu tačku, svodi se na ovaj način, na problem nalaženja maksimalne vrednosti kriterijumske funkcije, kojom se opisuje optimizacioni proces u datoj radnoj tački.

Ako se za α_3 usvoji vrednost 0.1, radi uprošćenja analize, pri čemu se ne gubi na kvalitetu ocene posmatranog optimizacionog algoritma, problem se svodi na nalaženje optimalnih vrednosti za težinske koeficijente α_1 i α_2 . Dva uslova treba da budu zadovoljena u tom slučaju:

1. da je $\alpha_1 + \alpha_2 = 0.9$
2. osetljivost kriterijumske funkcije na varijaciju parametra N jednaka je osetljivosti kriterijumske funkcije na varijaciju parametra Δi_{dmin} .

Funkcija osetljivosti S_x^k , definisana je odnosom relativne promene kriterijumske funkcije k , $\partial k / k$, prema relativnoj promeni parametra x , $\partial x / x$ [45]:

$$S_x^k = \frac{\partial k / k}{\partial x / x}. \quad (3.3.2.1.2.)$$

U posmatranom slučaju, osetljivost kriterijumske funkcije k na promenu parametara N i Δi_{dmin} , bi se mogla interpretirati na sledeći način:

1. $\partial N = \Delta N$, gde je ΔN razlika između dve ekstremne vrednosti parametra N , N_1 i N_2 :
 - a) N_1 je najveći broj ostvarenih koraka do postizanja optimalne vrednosti struje i_d , koji se pojavljuje primenom svih generisanih optimizacionih algoritama, u slučaju kada se posmatra prilagođenje amplitude struje i_d momentu opterećenja u iznosu od 3 % M_n , a struja i_d se kreće od i_{dn} ka optimalnoj vrednosti, pri čemu važi ograničenje $i_{dmin} = 0.3 i_{dn}$.
 - b) N_2 je najmanji broj ostvarenih koraka do postizanja optimalne vrednosti struje i_d , koji se pojavljuje primenom svih generisanih optimizacionih algoritama, u slučaju kada se posmatra prilagođenje amplitude struje i_d momentu opterećenja u iznosu od 3 % M_n , a struja i_d se kreće od i_{dn} ka optimalnoj vrednosti, pri čemu važi ograničenje $i_{dmin} = 0.3 i_{dn}$.

2. $\partial(\Delta i_{dmin}) = \Delta(\Delta i_{dmin})$, gde je $\Delta(\Delta i_{dmin})$ razlika između dve ekstremne vrednosti parametra Δi_{dmin} , Δi_{dmin1} i Δi_{dmin2} , pri čemu Δi_{dmin1} odgovara N_1 , a Δi_{dmin2} odgovara N_2 .
3. $k_1 = f(N_1, \Delta i_{dmin1})$; $k_2 = f(N_2, \Delta i_{dmin2})$.
4. $\Delta k = k_1 - k_2$; $\Delta N = N_1 - N_2$; $\Delta(\Delta i_{dmin}) = \Delta i_{dmin1} - \Delta i_{dmin2}$.
5. $N = (N_1 + N_2) / 2$; $\Delta i_{dmin} = (\Delta i_{dmin1} + \Delta i_{dmin2}) / 2$; $k = (k_1 + k_2) / 2$.

Sinteza optimizacionih algoritama vršena je u sledećim uslovima:

1. struja i_d se menja u ekvidistantnim koracima u iznosu od

$$0.01 i_{dn} [\text{r.j.}] \leq \Delta i_d \leq 0.1 i_{dn} [\text{r.j.}];$$
2. početna vrednost struje i_d jednaka je njenoj nominalnoj vrednosti;
3. vrednost struje i_d kreće se u intervalu:

$$0.3 i_{dn} \leq i_d \leq 1.2 i_{dn};$$
4. oscilacije struje i_d oko optimalne vrednosti iznose $\pm \Delta i_{dmin}$, gde je Δi_{dmin} vrednost najmanjeg koraka promene struje i_d , koji se primenjuje u konkretnom optimizacionom algoritmu;
5. posmatra se proces prilagođenja amplitude struje i_d sledećoj promeni momenta opterećenja:

$$M_m = \begin{cases} 0.03 M_n & 0 \leq t \leq 30s \\ 0.7 M_n & 30 \leq t \leq 60s \\ 0.03 M_n & 60 \leq t \leq 90s, \end{cases}$$

($0.03 M_n$ je vrednost elektromagnetnog momenta motora u praznom hodu).

Ekstremne vrednosti parametara N_1 i N_2 , a samim tim i Δi_{dmin1} i Δi_{dmin2} , slede iz rezultata simulacija optimizacionog algoritma sa konstantnim korakom, a njihove vrednosti, u skladu sa gore navedenim uslovima, iznose:

$$N_1 = 71; \Delta i_{dmin1} = 0.0065 [\text{r.j.}]; N_2 = 7; \Delta i_{dmin2} = 0.065 [\text{r.j.}].$$

Određivanjem težinskih koeficijenata α_1 i α_2 iz jednakosti

$$S_N^k = S_{\Delta i_{dmin}}^k, \quad (3.3.2.1.3.)$$

$$\text{odnosno} \quad \frac{\frac{\Delta k}{k}}{N} = \frac{\frac{\Delta k}{k}}{\Delta(\Delta i_{dmin})}, \quad (3.3.2.1.4.)$$

dobijene su vrednosti ovih koeficijenata, takve, da se njihovom zamenom u izraz (3.3.2.1.1.), a zatim primenom ovako određene kriterijumske funkcije na ocenjivanje optimizacionog algoritma, ne ostvaruje očekivani rezultat. Nedostatak se sastoji u tome što su vrednosti kriterijumske funkcije u različitim slučajevima vrlo bliske, tako da je uticaj promene bilo kog parametra na vrednost kriterijumske funkcije, slabo uočljiv. Zbog toga se prešlo na nešto drugačiji oblik kriterijumske funkcije, koji je dat sledećim izrazom:

$$k = \alpha_1 \operatorname{th} \frac{10}{N} + (0.9 - \alpha_1) [1 - \operatorname{th}(10 \cdot \Delta i_{dmin})] + 0.1 e^{-10p}. \quad (3.3.2.1.5.)$$

Izabrana je funkcija $\operatorname{th} x$, zato što je $|\operatorname{th} x| \leq 1$, što je u skladu sa gore izloženim, željenim načinom ponašanja kriterijumske funkcije. Isto važi i za funkciju e^{-x} , čija se vrednost, za moguće vrednosti parametra x , nalazi u intervalu $[0,1]$. U odnosu na članove u kriterijumskoj funkciji koja je data izrazom (3.3.2.1.1.), funkcije u relevantnim članovima u novoj kriterijumskoj funkciji ($\operatorname{th} x$, e^{-x}), imaju manji nagib, koji se još više smanjuje množenjem sa faktorom 10. Primenom ovako određene kriterijumske funkcije na ocenjivanje optimizacionog algoritma, ostvaruje se očekivani

rezultat, odnosno, uticaj promene bilo kog parametra na vrednost kriterijumske funkcije, u ovom slučaju, jasno je uočljiv.

U potpuno istim uslovima kao u prethodnom slučaju, određuju se vrednosti težinskih koeficijenata α_1 i α_2 , koje iznose 0.35 i 0.55, respektivno, tako da je krajnji oblik kriterijumske funkcije:

$$k = 0.35 \operatorname{th} \frac{10}{N} + 0.55 \cdot [1 - \operatorname{th}(10 \cdot \Delta i_{d \min})] + 0.1 e^{-10 p}. \quad (3.3.2.1.6.)$$

3.3.2.2. Izbor najboljeg rešenja za dvokoračni optimizacioni algoritam primenom kriterijumske funkcije

Usvaja se da se kriterijumska funkcija primenjuje u ocenjivanju optimizacionog algoritma, na sledeći način:

1. posmatra se proces prilagođenja amplitude struje i_d momentu opterećenja $M_{m1} = 0.03 M_n$, pri čemu se struja i_d menja od početne vrednosti, i_{dn} , do optimalne vrednosti. Ocena dobijena primenom kriterijumske funkcije ima vrednost k_1 .
2. posmatra se proces prilagođenja amplitude struje i_d promeni momenta opterećenja od $M_{m1} = 0.03 M_n$ do $M_{m2} = 0.7 M_n$, pri čemu se struja i_d menja od postignute optimalne vrednosti, do nove optimalne vrednosti. Ocena dobijena primenom kriterijumske funkcije ima vrednost k_2 .
3. za konačnu ocenu optimizacionog algoritma, uzima se srednja vrednost, $k_{sr} = (k_1 + k_2) / 2$.

U simulacijama je korišćen model motora, koji je sastavni deo laboratorijskog pogona na kome je vršena eksperimentalna verifikacija rezultata. Parametri ovog četvoropolnog ($p = 2$) **asinhronog motora, AM1**, čiji je statorski namotaj spregnut u zvezdu, a parametri rotora svedeni na stranu statora su:

P_n [W]	750	M_n [r.j.]	0.5855	$L_{\gamma r}$ [r.j.]	0.111
U_n [V]	3×380	R_s [Ω]	8.1	L_m [mH]	442.357
I_n [A]	2.1	R_s [r.j.]	0.078	L_m [r.j.]	1.33
J_{ekv} [kgm ²]	0.01798	R_r [Ω]	9.6	I_{dn} [A]	1.37
n_n [ob/min]	1390	R_r [r.j.]	0.092	I_{dn} [r.j.]	0.65
$\cos \varphi_n$	0.72	$L_{\gamma s}$ [mH]	54	I_{qn} [A]	1.59
η_n	0.75	$L_{\gamma s}$ [r.j.]	0.162	I_{qn} [r.j.]	0.75
M_n [Nm]	5.152	$L_{\gamma r}$ [mH]	36.95	T_m [s]	0.2678
/	/	/	/	T_r [s]	0.0838

Kriterijumskom funkcijom su ocenjivani rezultati simulacija pogona sa asinhronim motorom AM1. Najbolji rezultati, dobijeni primenom različitih dvokoračnih i višekoračnih optimizacionih algoritama, kao i optimizacionih algoritama sa konstantnim korakom promene struje i_d , prikazani su u daljem tekstu. Ovi rezultati su zatim provereni pomoću simulacija modela sa asinhronim motorima AM2 i AM3, sledećih parametara:

asinhroni motor AM2: Parametri šestopolnog ($p = 3$) asinhronog motora, AM2, čiji je statorski namotaj spregnut u zvezdu, a parametri rotora svedeni na stranu statora su:

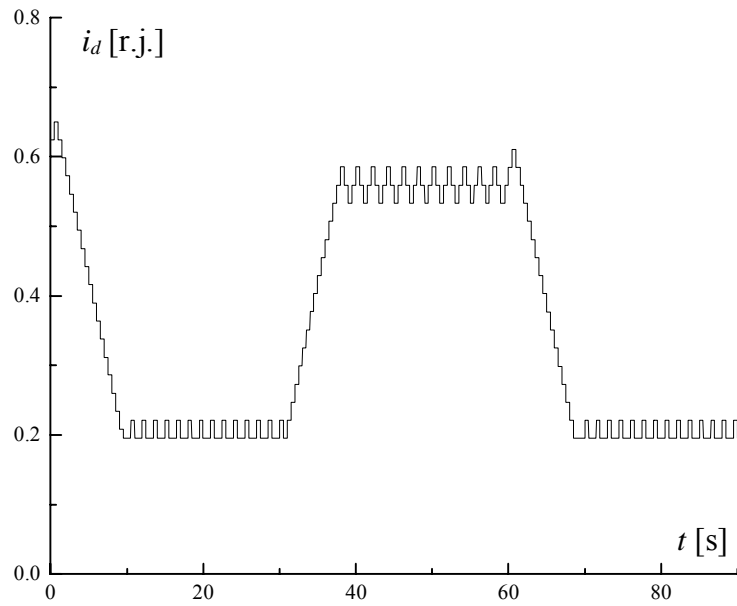
P_n [kW]	1.5	M_n [r.j.]	0.6313	$L_{\gamma r}$ [r.j.]	0.0625
U_n [V]	3×380	R_s [Ω]	2.52	L_m [mH]	187.761
I_n [A]	4	R_s [r.j.]	0.0458	L_m [r.j.]	1.073
J_{ekv} [kgm ²]	/	R_r [Ω]	5.123	I_{dn} [A]	3.454
n_n [ob/min]	900	R_r [r.j.]	0.0931	I_{dn} [r.j.]	0.863
$\cos\varphi_n$	0.8	$L_{\gamma s}$ [mH]	13.694	I_{qn} [A]	2.017
η_n	0.71	$L_{\gamma s}$ [r.j.]	0.0783	I_{qn} [r.j.]	0.504
M_n [Nm]	15.915	$L_{\gamma r}$ [mH]	10.931	T_m [s]	/
/	/	/	/	T_r [s]	/

asinhroni motor AM3: Parametri šestopolnog ($p = 3$) asinhronog motora, AM3, čiji je statorski namotaj spregnut u trougao, a parametri rotora svedeni na stranu statora su:

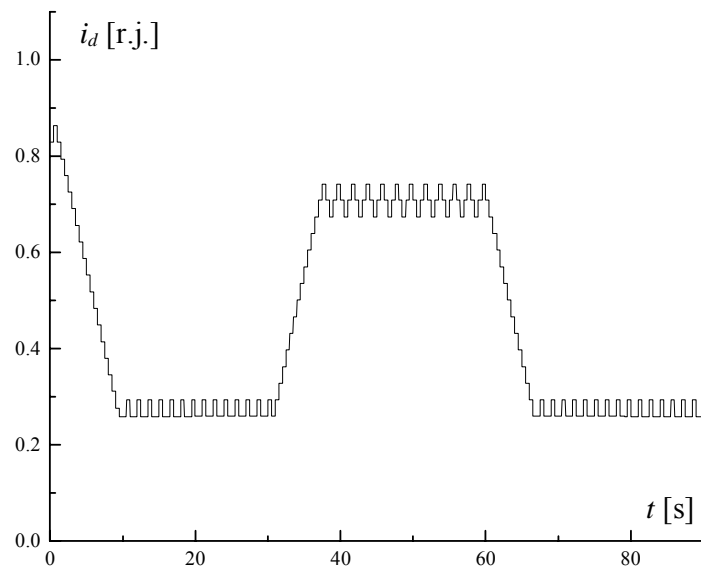
P_n [kW]	7.5	M_n [r.j.]	0.689	$L_{\gamma r}$ [r.j.]	0.1003
U_n [V]	3×380	R_s [Ω]	2.108	L_m [mH]	209.069
I_n [A]	17.4	R_s [r.j.]	0.0557	L_m [r.j.]	1.742
J_{ekv} [kgm ²]	/	R_r [Ω]	1.886	I_{dn} [A]	5.440
n_n [ob/min]	950	R_r [r.j.]	0.0499	I_{dn} [r.j.]	0.542
$\cos\varphi_n$	0.78	$L_{\gamma s}$ [mH]	12.038	I_{qn} [A]	8.446
η_n	0.84	$L_{\gamma s}$ [r.j.]	0.1161	I_{qn} [r.j.]	0.841
M_n [Nm]	75.389	$L_{\gamma r}$ [mH]	13.93	T_m [s]	/
/	/	/	/	T_r [s]	/

Rezultati odgovarajućih simulacija modela asinhronog motora AM2 i asinhronog motora AM3, potvrđuju rezultate simulacija modela sa asinhronim motorom AM1, a prikazani su na slikama, ispod slika, koje ilustruju rezultate simulacija modela asinhronog motora AM1.

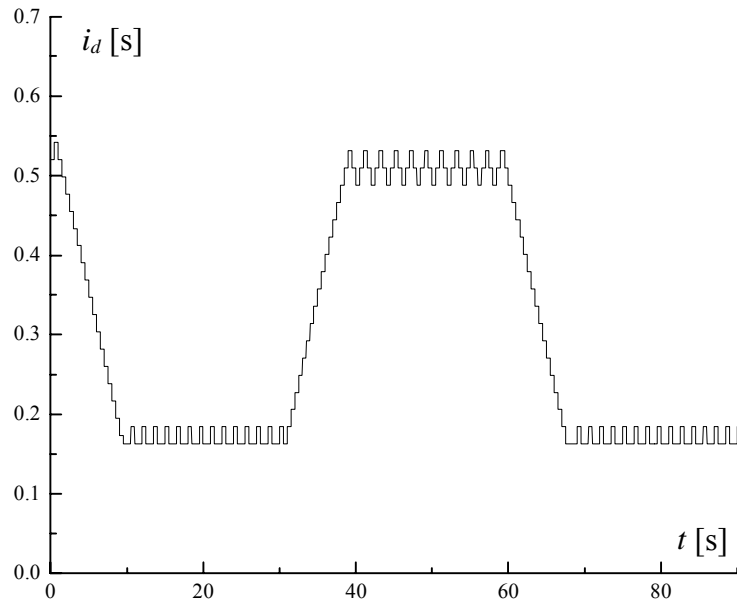
Primenom kriterijumske funkcije u ocenjivanju optimizacionog algoritma sa konstantnim korakom na propisani način, dobija se da k_{sr} ima najveću vrednost, u iznosu od $k_{sr} = 0.7075$, u slučaju kada je korak promene struje i_d , $\Delta i_d = 0.026$ [r.j.] = 4 % i_{dn} . Rezultat simulacije pogona u ovom slučaju, prikazan je na slici 3.3.2.2.1..



Slika 3.3.2.2.1.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje algoritam sa konstantnim korakom promene struje i_d , $\Delta i_d = 0.026$ [r.j.] = 4 % i_{dn} , (AM1).

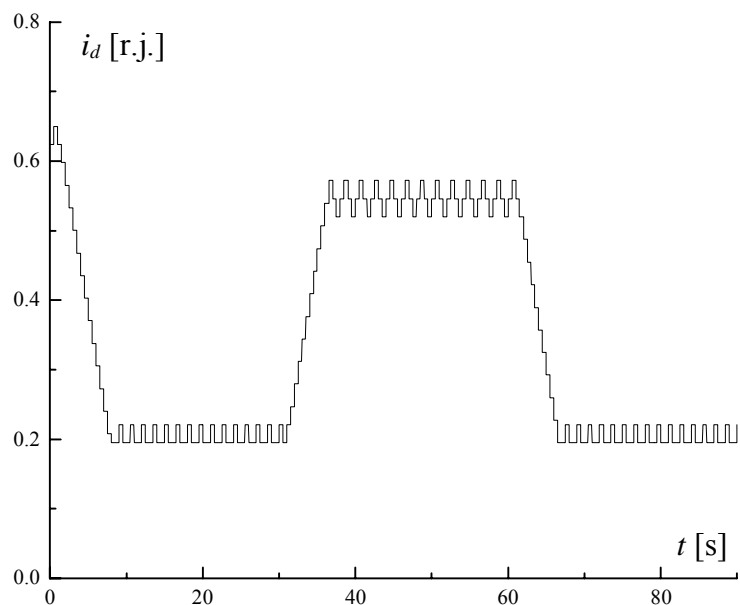


Slika 3.3.2.2.2.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje algoritam sa konstantnim korakom promene struje i_d , $\Delta i_d = 0.026$ [r.j.] = 4 % i_{dn} , (AM2).

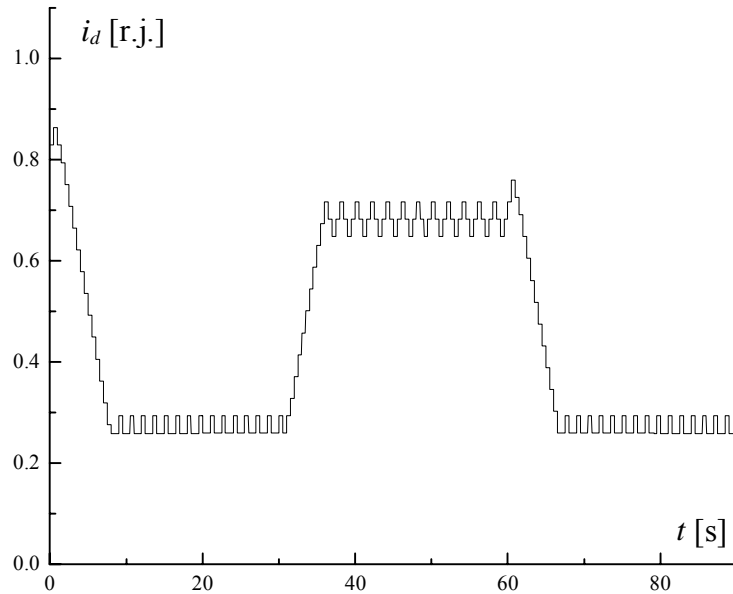


Slika 3.3.2.2.3.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje algoritam sa konstantnim korakom promene struje i_d , $\Delta i_d = 0.026$ [r.j.] = 4 % i_{dn} , (AM3).

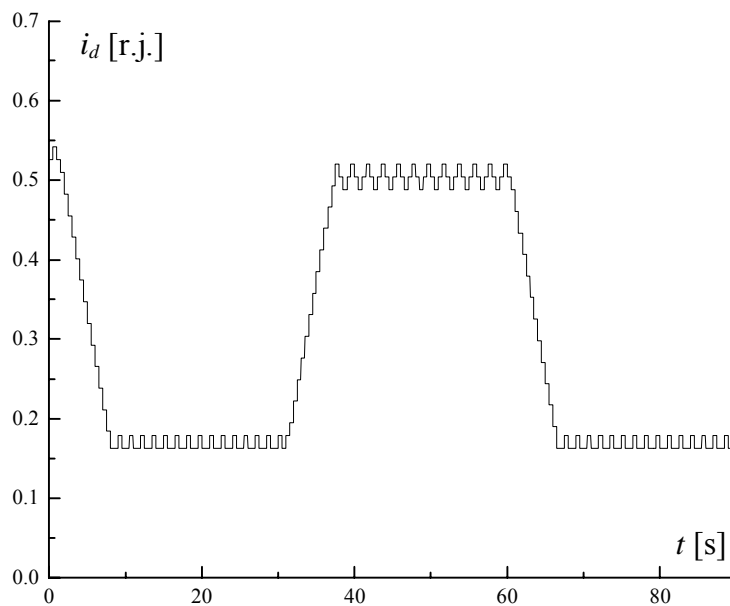
Primenom kriterijumske funkcije u ocenjivanju dvokoračnog optimizacionog algoritma, u kome se veliki korak primenjuje u slučaju da su poslednja dva koraka promene struje i_d u istom smeru, na propisani način, dobija se da k_{sr} ima najveću vrednost, u iznosu od $k_{sr} = 0.733$, u slučaju kada je mali korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.026$ [r.j.] = 4 % i_{dn} , a veliki korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmax} = 0.0325$ [r.j.] = 5 % i_{dn} . Rezultat simulacije pogona u ovom slučaju, prikazan je na slici 3.3.2.2.4..



Slika 3.3.2.2.4.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.026$ [r.j.] = 4 % i_{dn} , i $\Delta i_{dmax} = 0.0325$ [r.j.] = 5 % i_{dn} u slučaju da su poslednja dva koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM1).

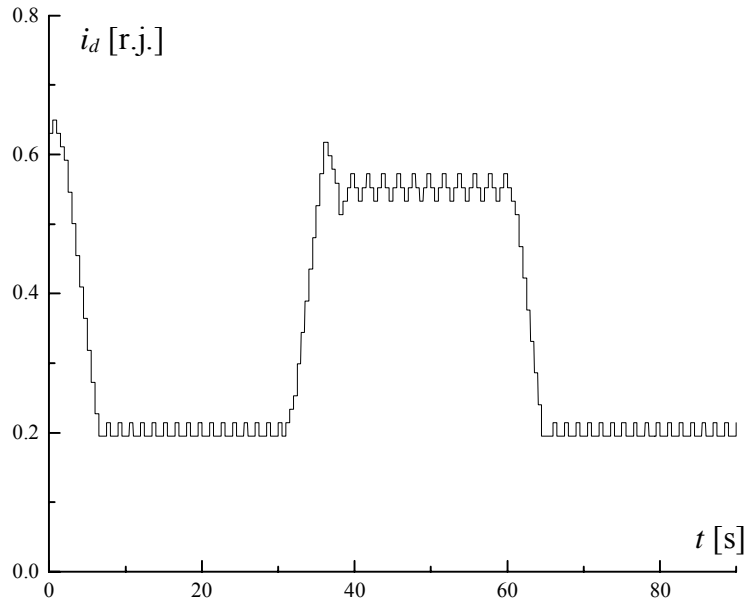


Slika 3.3.2.2.5.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.026$ [r.j.] = 4 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.0325$ [r.j.] = 5 % i_{dn} u slučaju da su poslednja dva koraka promene struje i_d u istom smeru (AM2).



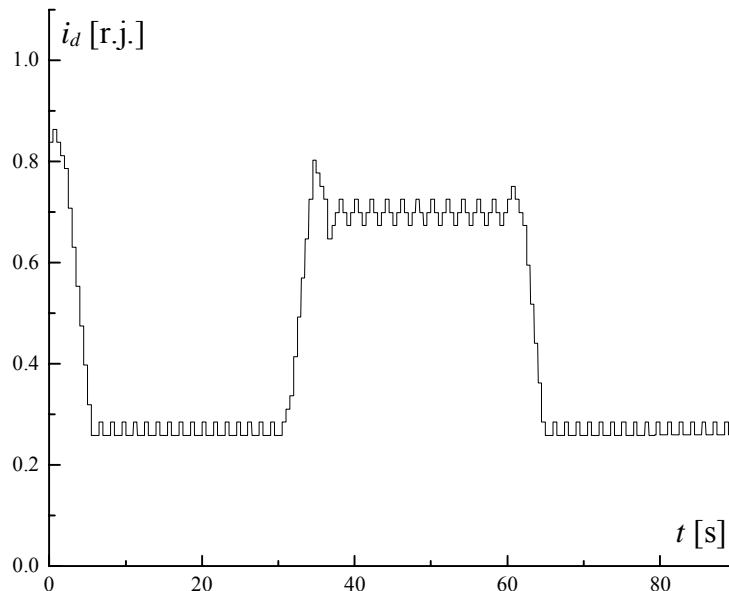
Slika 3.3.2.2.6.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.026$ [r.j.] = 4 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.0325$ [r.j.] = 5 % i_{dn} u slučaju da su poslednja dva koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM3).

Primenom kriterijumske funkcije u ocenjivanju dvokoračnog optimizacionog algoritma, u kome se veliki korak primenjuje u slučaju da su poslednja tri koraka promene struje i_d u istom smeru, na propisani način, dobija se da k_{sr} ima najveću vrednost, u iznosu od $k_{sr} = 0.7665$, u slučaju kada je mali korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} , a veliki korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmax} = 0.0455$ [r.j.] = 7 % i_{dn} .

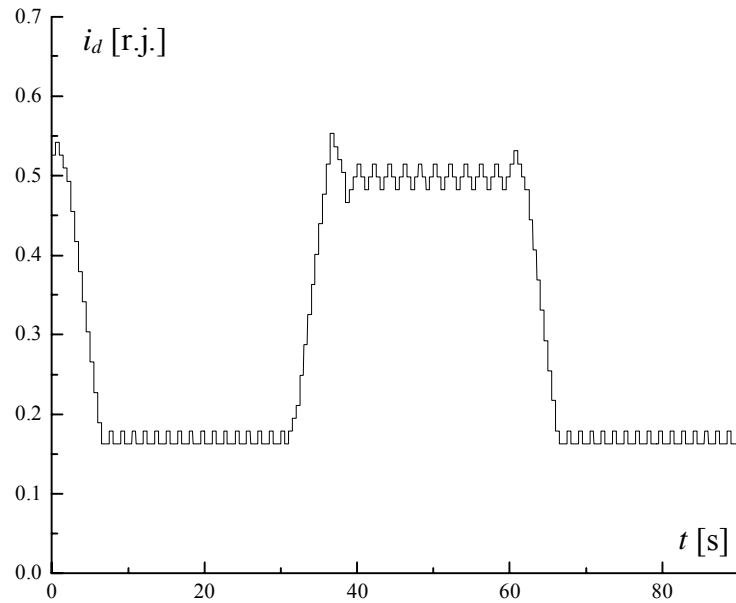


Slika 3.3.2.2.7.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.0455$ [r.j.] = 7 % i_{dn} u slučaju da su poslednja tri koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM1).

Rezultati odgovarajućih simulacija modela asinhronog motora AM3, potvrđuju rezultate simulacija modela sa asinhronim motorom AM1, dok su se u slučaju simulacija modela sa asinhronim motorom AM2 pojavila izvesna odstupanja, koja su rezultovala u dobijanju najboljeg rezultata za slučaj kada je mali korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} , a veliki korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmax} = 0.0585$ [r.j.] = 9 % i_{dn} . Rezultati odgovarajućih simulacija modela sa ova tri motora (AM1, AM2 i AM3), prikazani su na slikama 3.3.2.2.7., 3.3.2.2.8. i 3.3.2.2.9., respektivno.

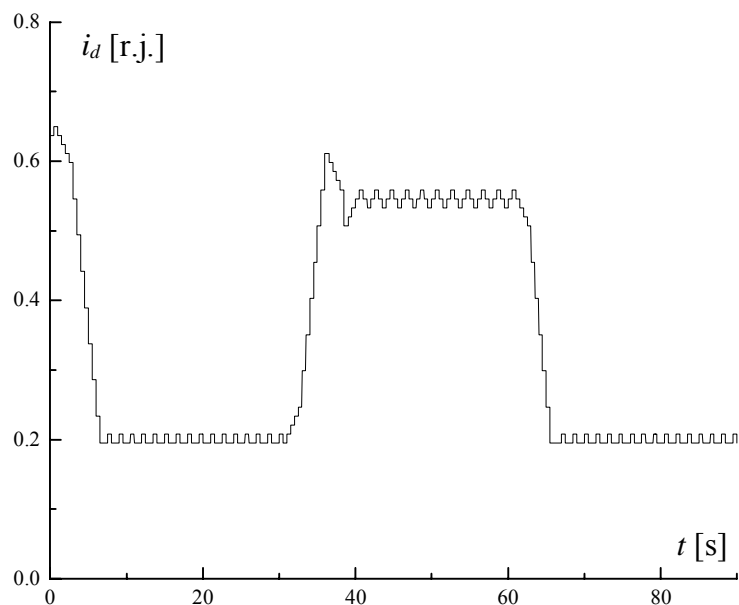


Slika 3.3.2.2.8.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.0585$ [r.j.] = 9 % i_{dn} u slučaju da su poslednja tri koraka promene struje i_d u istom smeru, $k_{sr} = 0.754$, (AM2)

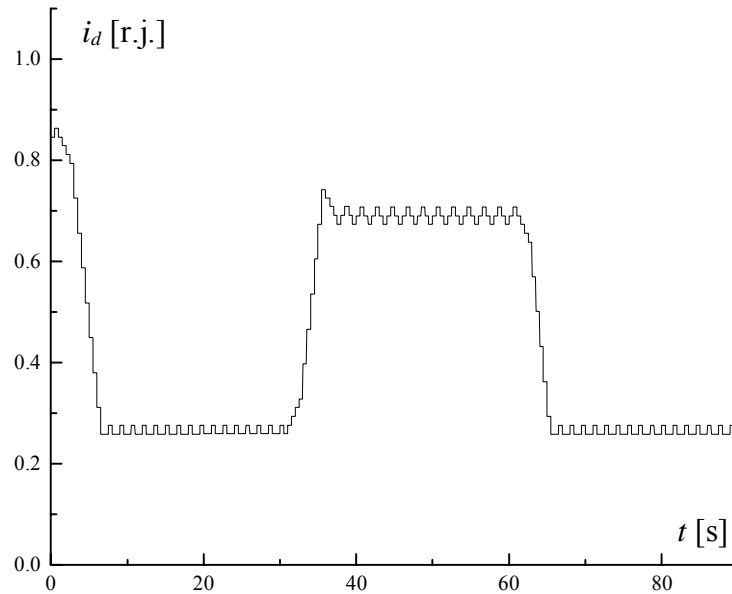


Slika 3.3.2.2.9.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.0455$ [r.j.] = 7 % i_{dn} u slučaju da su poslednja tri koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM3).

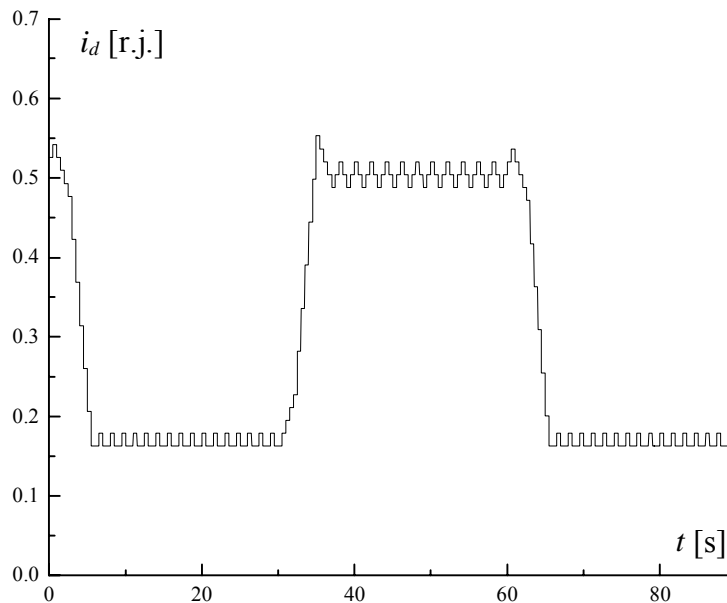
Primenom kriterijumske funkcije u ocenjivanju dvokoračnog optimizacionog algoritma, u kome se veliki korak primenjuje u slučaju da su poslednja četiri koraka promene struje i_d u istom smeru, na propisani način, dobija se da k_{sr} ima najveću vrednost, u iznosu od $k_{sr} = 0.795$, u slučaju kada je mali korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} , a veliki korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} .



Slika 3.3.2.2.10.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} u slučaju da su poslednja četiri koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM1).

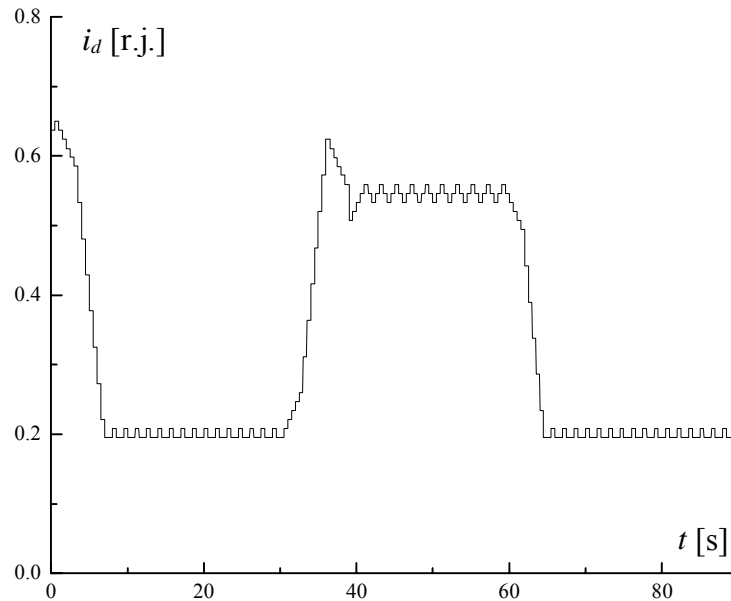


Slika 3.3.2.2.11.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} u slučaju da su poslednja četiri koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM2).



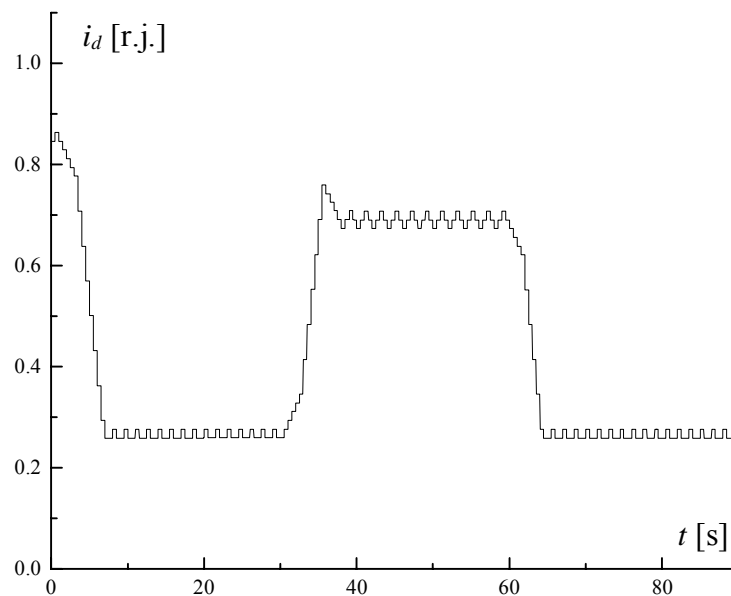
Slika 3.3.2.2.12.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.065$ [r.j.] = 10 % i_{dn} u slučaju da su poslednja četiri koraka promene struje i_d u istom smeru, $k_{sr} = 0.809$, (AM3).

Rezultati odgovarajućih simulacija modela asinhronog motora AM2, potvrđuju rezultate simulacija modela sa asinhronim motorom AM1, dok su se u slučaju simulacija modela sa asinhronim motorom AM3 najbolji rezultat dobija za slučaj kada je mali korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} , a veliki korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmax} = 0.065$ [r.j.] = 10 % i_{dn} . Rezultati odgovarajućih simulacija modela sa ova tri motora (AM1, AM2 i AM3), prikazani su na slikama 3.3.2.2.10., 3.3.2.2.11. i 3.3.2.2.12., respektivno.

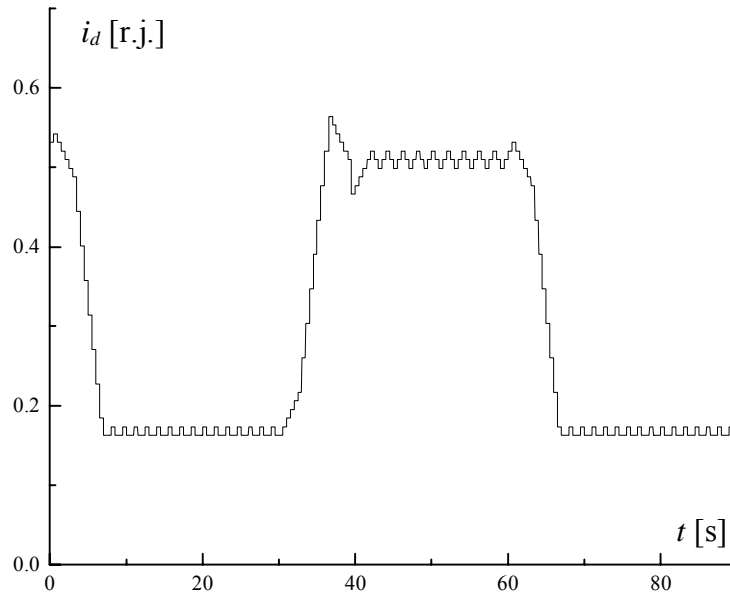


Slika 3.3.2.2.13.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} u slučaju da je poslednjih pet koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM1).

Primenom kriterijumske funkcije u ocenjivanju dvokoračnog optimizacionog algoritma, u kome se veliki korak primenjuje u slučaju da su poslednjih pet koraka promene struje i_d u istom smeru, na propisani način, dobija se da k_{sr} ima najveću vrednost, u iznosu od $k_{sr} = 0.785$, u slučaju kada je mali korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} , a veliki korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} . Rezultat simulacije pogona u ovom slučaju, prikazan je na slici 3.3.2.2.13..

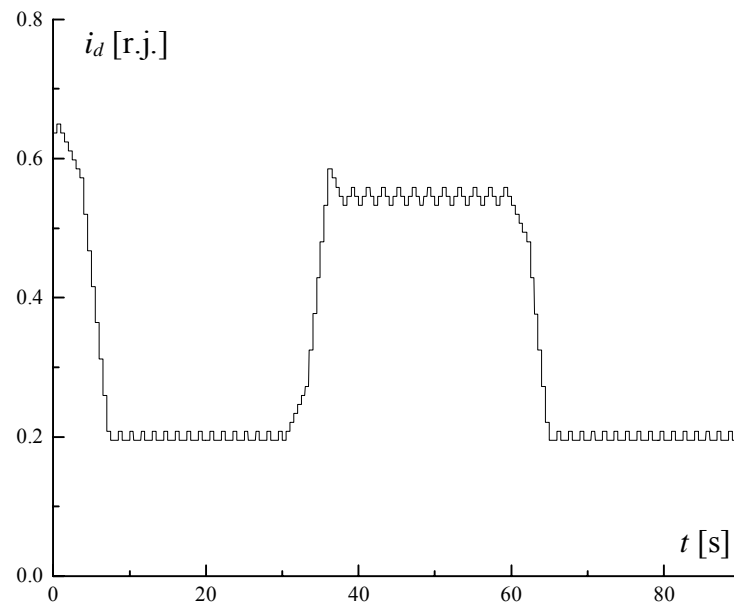


Slika 3.3.2.2.14.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} u slučaju da je poslednjih pet koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM2).

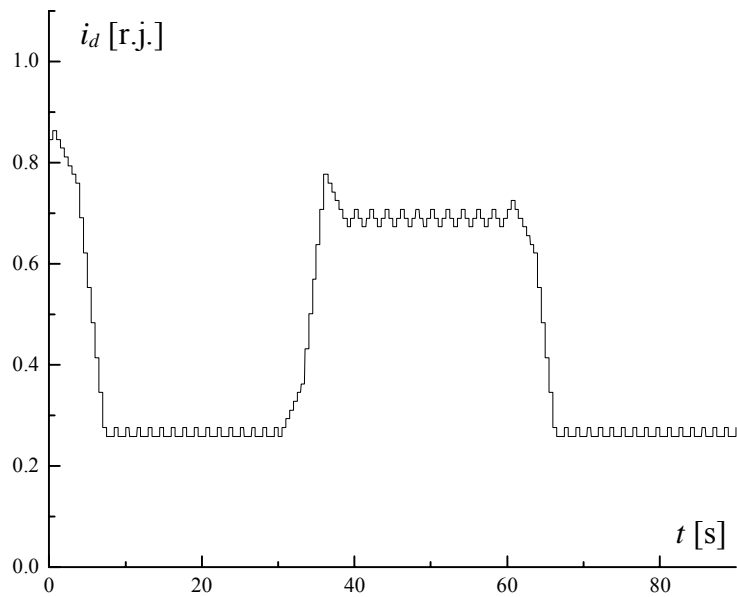


Slika 3.3.2.2.15.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} u slučaju da je poslednjih pet koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM3).

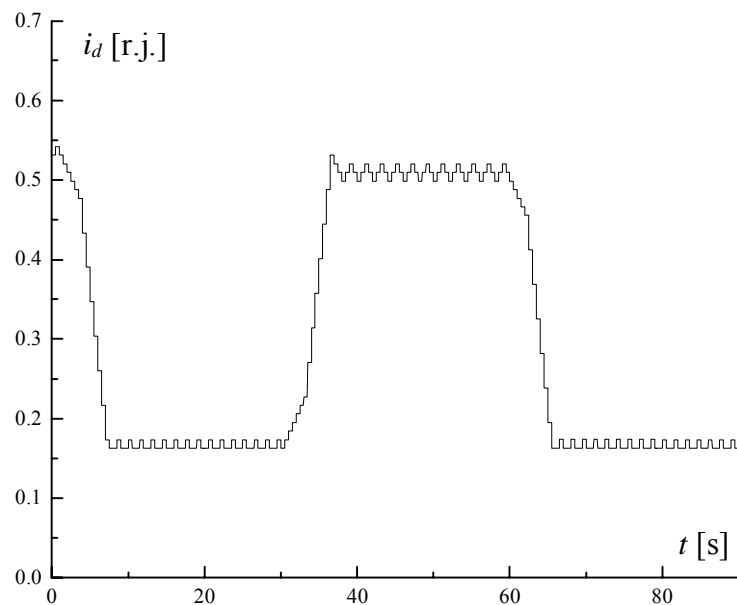
Primenom kriterijumske funkcije u ocenjivanju dvokoračnog optimizacionog algoritma, u kome se veliki korak primenjuje u slučaju da su poslednjih [est koraka promene struje i_d u istom smeru, na opisani način, dobija se da k_{sr} ima najveću vrednost, u iznosu od $k_{sr} = 0.791$, u slučaju kada je mali korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} , a veliki korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} . Rezultat simulacije pogona u ovom slučaju, prikazan je na slici 3.3.2.2.16..



Slika 3.3.2.2.16.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} u slučaju da je poslednjih šest koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM1).



Slika 3.3.2.2.17.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} u slučaju da je poslednjih šest koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM2).



Slika 3.3.2.2.18.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje dvokoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} i $\Delta i_{dmax} = 0.052$ [r.j.] = 8 % i_{dn} u slučaju da je poslednjih šest koraka promene struje i_d u istom smeru, (AM3).

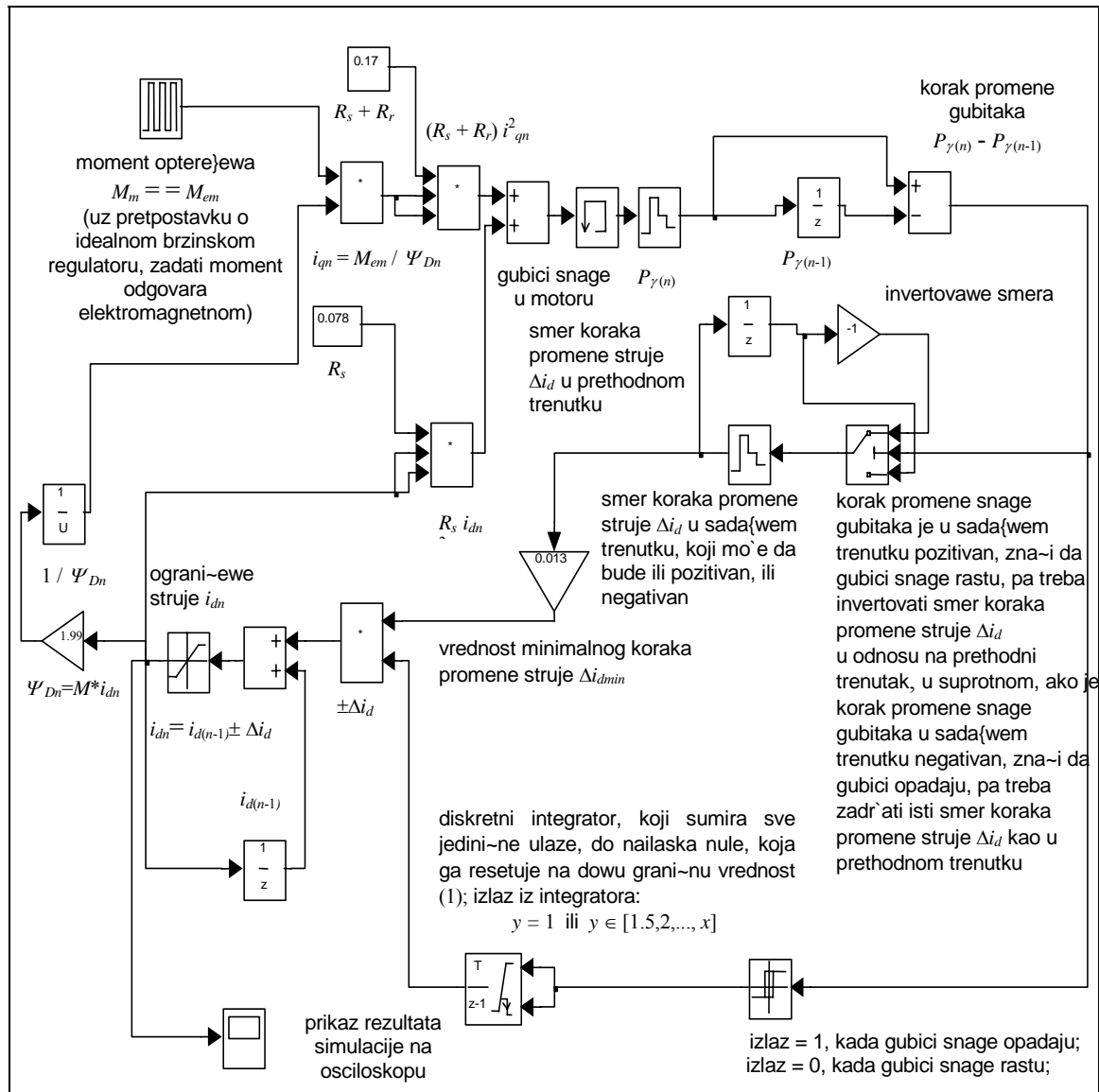
Na osnovu sprovedene analize može se zaključiti da je uticaj promene parametara motora zanemarljiv i da vrednost kriterijumske funkcije raste sa porastom posmatranog broja koraka promene struje i_d u istom smeru, dok taj broj ne dostigne vrednost 4, a zatim počinje da opada. Dakle, kriterijumska funkcija ima maksimalnu vrednost u slučaju dvokoračnog algoritma u kome se veliki korak primenjuje kada je poslednjih četiri koraka promene struje i_d u istom smeru.

Takođe se može zaključiti, da se sa porastom broja posmatranih koraka promene struje i_d u istom smeru, kvalitet optimizacionog procesa povećava, mali korak, Δi_{dmin} , pokazuje tendenciju opadanja (ovo je u skladu sa težnjom da se oscilacije oko optimalne radne tačke umanje), dok veliki

korak, Δi_{dmax} , pokazuje tendenciju rasta (ovo je u skladu sa težnjom da se optimalna radna tačka postigne za što kraće vreme). Kombinacija koraka $\Delta i_{dmin} = 2 \% i_{dn}$ i $\Delta i_{dmax} = 8 \% i_{dn}$, dobijena u slučaju optimizacionog algoritma u kome se veliki korak primenjuje kada je poslednjih četiri koraka promene struje i_d u istom smeru, potvrđena je kao najbolja, kroz rezultate simulacija optimizacionog algoritma u kome se veliki korak primenjuje kada je poslednjih pet i šest koraka promene struje i_d u istom smeru, i to za sva tri motora. Posmatranjem rezultata simulacija prikazanih na slikama 3.3.2.2.1. do 3.3.2.2.18., uočavanjem dobrih i loših strana navedenih zaključaka, može se primetiti da bi se bolji rezultati mogli ostvariti primenom više od dve vrednosti za korak promene struje i_d . Rukovodeći se ovim zaključkom, formiran je novi pristup rešenju datog problema, koji je iskazan kroz takozvani višekoračni optimizacioni algoritam.

3.3.3. Višekoračni optimizacioni algoritam

Razlika u sintezi višekoračnog i dvokoračnog algoritma nastupa u trenutku kada treba odrediti veličinu koraka promene struje i_d . U slučaju dvokoračnog algoritma, primenjivale su se dve vrednosti: kada je određen broj koraka promene struje i_d u istom smeru, primenjuje se veliki korak, a u svim ostalim slučajevima, mali korak. U slučaju višekoračnog algoritma, uvodi se diskretni integrator, čiji je izlaz ograničen donjom i gornjom graničnom vrednošću, pri čemu je donja granična vrednost uvek jednaka jedinici, a gornja, zavisi od željene vrednosti za maksimalni korak, koji se primenjuje u konkretnom višekoračnom optimizacionom algoritmu.



Slika 3.3.3.1.: Blok dijagram optimizacionog modela koji primenjuje višekoračni algoritam.

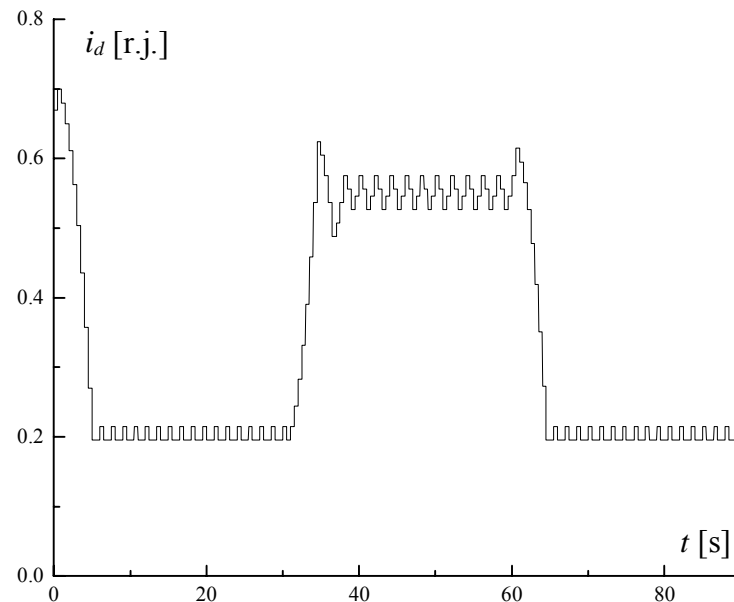
Ulaz u integrator ima dve vrednosti: 0, kada gubici snage u posmatranom trenutku (n) rastu, i 1, kada gubici snage u posmatranom trenutku (n) opadaju. U integratoru se vrši sumiranje svih koraka u nizu, u kojima gubici snage opadaju. Promena smera koračanja, odnosno porast gubitaka snage (pojava nule), izaziva resetovanje integratora na nulu, odnosno na donju graničnu vrednost, koja je uvek jednaka jedinici. Izlazna vrednost iz integratora množi se brojem koji odgovara željenoj vrednosti za minimalni korak promene struje i_d .

Ako se sa x označi gornja granična vrednost izlaza iz integratora, (donja granična vrednost jednaka je jedinici), veličina koraka promene struje i_d , Δi_d će uzimati vrednost:

$$\Delta i_d \in [1, 1.5, 2, \dots, x] \Delta i_{dmin}.$$

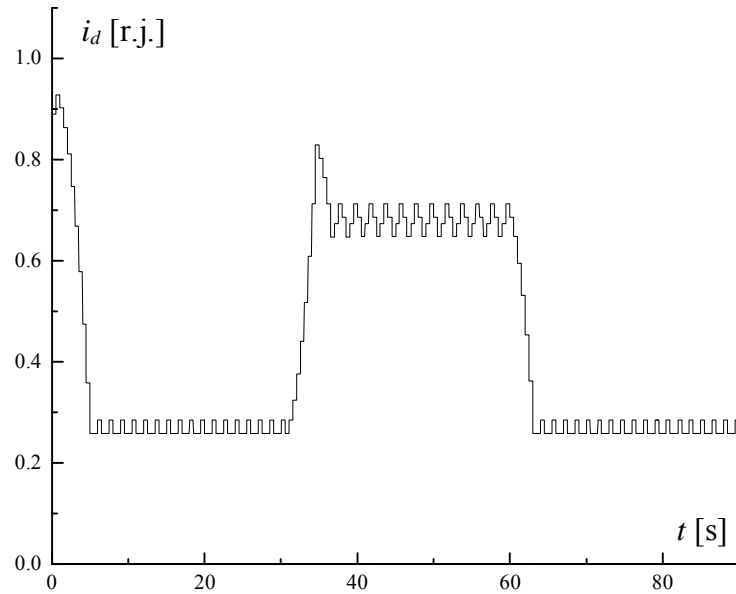
Višekoračni algoritam za optimizaciju stepena korisnog dejstva prikazan je blok dijagramom na slici 3.3.3.1..

Primenom kriterijumske funkcije u ocenjivanju višekoračnog optimizacionog algoritma, u kome je varirana vrednost minimalnog koraka promene struje i_d , Δi_{dmin} , (promenom veličine kojom se množi izlaz iz integratora) i vrednost maksimalnog koraka promene struje i_d , Δi_{dmax} , (promenom gornje granične vrednosti izlaza iz integratora), na opisani način dat u poglavlju 3.3.2.2., dobija se da k_{sr} ima najveću vrednost, u iznosu od $k_{sr} = 0.7915$, u slučaju kada je minimalni korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} , a gornja granična vrednost izlaza iz integratora 5, ($\Delta i_{dmax} = 5 \cdot 0.0195 = 0.0975$ [r.j.] = 15 % i_{dn}). Rezultati simulacija pogona sa asinhronim motorima AM1, AM2 i AM3 u ovom slučaju, prikazan je na slikama 3.3.3.2., 3.3.3.3. i 3.3.3.4., respektivno.

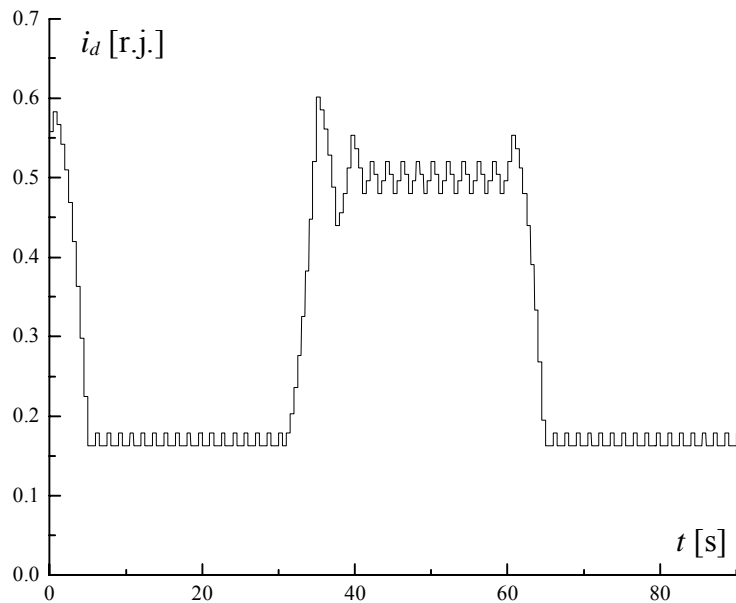


Slika 3.3.3.2.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje višekoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} , ($\Delta i_{dmax} = 5 \cdot 0.0195 = 0.0975$ [r.j.] = 15 % i_{dn}) (AM1).

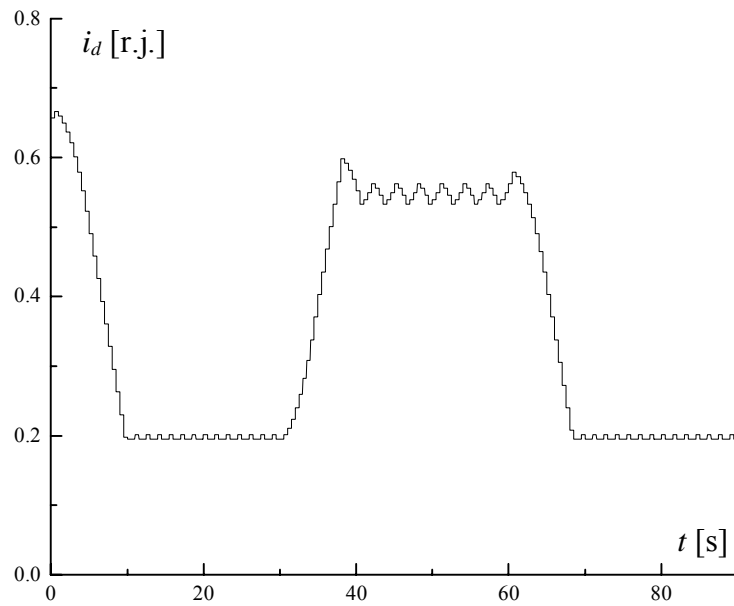
Prvi sledeći rezultat koji sledi iza najboljeg, dobijen je u slučaju kada je minimalni korak promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.0065$ [r.j.] = 1 % i_{dn} , a gornja granična vrednost izlaza iz integratora 5, ($\Delta i_{dmax} = 5 \cdot 0.0065 = 0.0325$ [r.j.] = 5 % i_{dn}) i iznosi $k_{sr} = 0.757$. Ovde je načinjen izuzetak u odnosu na postavljena pravila po kojima se rezultat simulacije ocenjuje kriterijumskom funkcijom. Izuzetak se sastoji u tome, što oscilacije oko optimalne vrednosti struje i_d ne iznose jedan korak, Δi_{dmin} , već 1.5 korak. Ovo je učinjeno iz sledeća dva razloga: prvi razlog je, da se situacija ne ponavlja u slučaju simulacija modela asinhronih motora AM2 i AM3, a drugi je, veličina minimalnog koraka u iznosu od 1 % i_{dn} , što predstavlja najmanju vrednost koraka promene struje i_d koja se primenjuje. Rezultati simulacija pogona sa sva tri motora u ovom slučaju, prikazani su na slikama 3.3.3.5., 3.3.3.6. i 3.3.3.7..



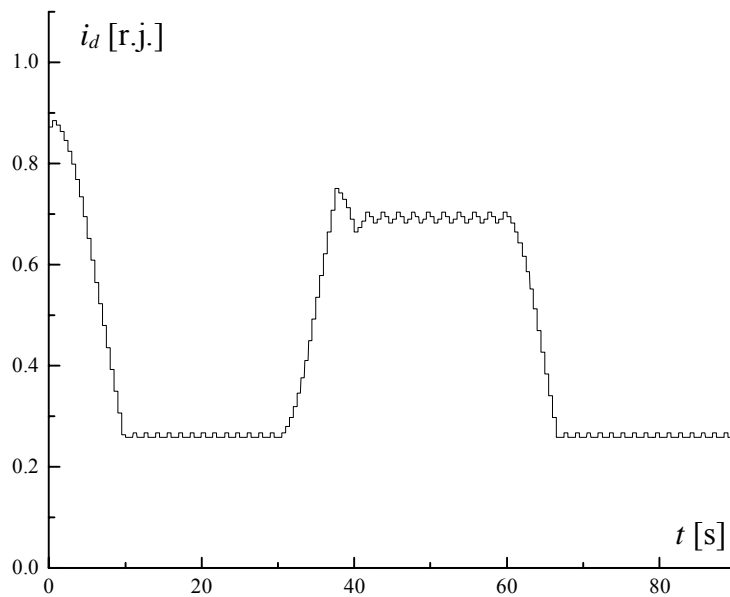
Slika 3.3.3.3.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje višekoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} , ($\Delta i_{dmax} = 5 \cdot 0.0195 = 0.0975$ [r.j.] = 15 % i_{dn}) (AM2).



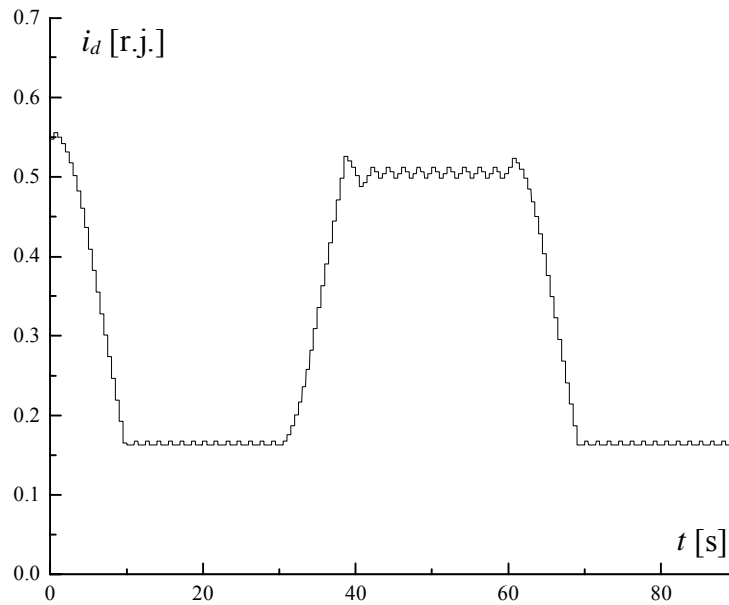
Slika 3.3.3.4.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje višekoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} , ($\Delta i_{dmax} = 5 \cdot 0.0195 = 0.0975$ [r.j.] = 15 % i_{dn}) (AM3).



Slika 3.3.3.5.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje višekoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.0065$ [r.j.] = 1 % i_{dn} , ($\Delta i_{dmax} = 5 \cdot 0.0065 = 0.0325$ [r.j.] = 5 % i_{dn}) (AM1).



Slika 3.3.3.6.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje višekoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.0065$ [r.j.] = 1 % i_{dn} , ($\Delta i_{dmax} = 5 \cdot 0.0065 = 0.0325$ [r.j.] = 5 % i_{dn}) (AM2).

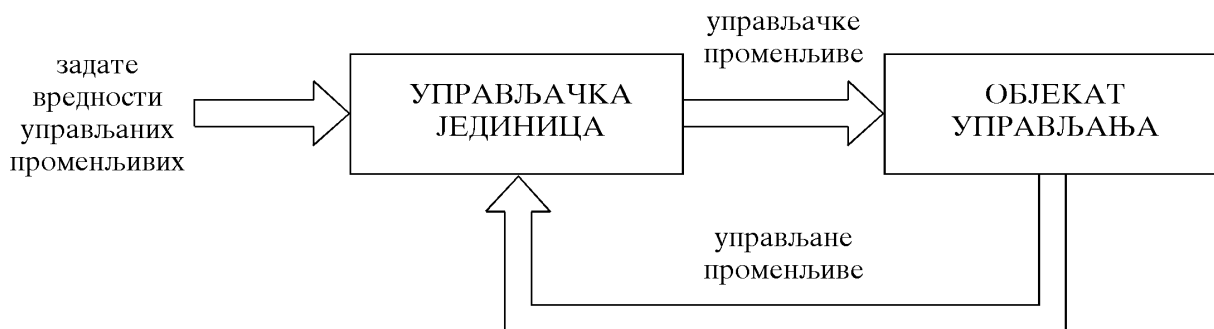


Slika 3.3.3.7.: Rezultati simulacije modela koji primenjuje višekoračni algoritam sa $\Delta i_{dmin} = 0.0065$ [r.j.] = 1 % i_{dn} , ($\Delta i_{dmax} = 5 \cdot 0.0065 = 0.0325$ [r.j.] = 5 % i_{dn}) (AM3).

Na osnovu prikazanih rezultata, može se uočiti da promena parametara motora slabo utiče na optimizacioni proces, kao i da se višekoračnim optimizacionim algoritmom, ne postiže, na žalost, nikakvo poboljšanje u odnosu na dvokoračni optimizacioni algoritam. Zbog toga se u osnovi sinteze optimizacionog algoritma sa adaptivnim korakom promene struje i_d , mora nalaziti neki drugačiji način razmišljanja, koji će adekvatnijim izborom koraka promene struje i_d da obezbedi veću vrednost za maksimum kriterijumske funkcije, u odnosu na predstavljene metode. Pokušaj koji je u tom smislu učinjen, a predstavljen je u narednom poglavlju, odnosi se na sintezu optimizacionog algoritma na bazi fazi logike.

4. SINTEZA ALGORITMA ZA OPTIMIZACIJU STEPENA KORISNOG DEJSTVA POGONA PRIMENOM FAZI LOGIKE

Svaki sistem automatskog upravljanja sastoji se od objekta upravljanja i upravljačke jedinice. Mada sistemi mogu imati različite i vrlo složene strukture, oni se mogu predstaviti zajedničkim, opštim blok dijagramom, prikazanim na slici 4.1., koji pokazuje uloge promenljivih i tok informacija ili podataka između pojedinih delova sistema. Upravljačke promenljive su izlazi upravljačke jedinice i predstavljaju ulaze u objekat upravljanja. Izlazi iz objekta upravljanja nazivaju se upravljanim promenljivama [46].



Slika 4.1.: Struktura sistema automatskog upravljanja.

Cilj svakog upravljanja je da se upravljane promenljive objekta upravljanja menjaju po određenom, unapred zadatom zakonu. Ovo se izvodi na taj način, što upravljačka jedinica na osnovu razlike između zadatih i izmerenih vrednosti upravljanih promenljivih, odnosno signala greške, proizvodi određene vrednosti za upravljačke promenljive. Zavisnost upravljačkih promenljivih od signala greške, proizvodi određene vrednosti za upravljačke promenljive. Zavisnost upravljačkih promenljivih od signala greške, odnosno od upravljanih promenljivih, zove se zakon upravljanja.

U zavisnosti od objekta upravljanja, zakon upravljanja može da bude linearan ili nelinearan. Pri linearnim zakonima upravljanja, upravljačke promenljive su proporcionalne signalima greške ili upravljanim promenljivama, izvodima ili integralima tih promenljivih, ili nekoj njihovoj složenoj kombinaciji. Pri nelinearnim zakonima upravljanja, upravljačka promenljiva može po karakteru da se menja, na primer, u zavisnosti od veličine signala greške. Odnosno, kada se u linearnim sistemima automatskog upravljanja menja veličina signala greške ili upravljane promenljive, upravljačka promenljiva zadržava isti karakter promene, samo joj se vrednost menja. U nelinearnim sistemima, ovaj zakon može suštinski da se promeni [46].

U današnje vreme, upravljačke jedinice se uglavnom realizuju pomoću mikrokontrolera, koji su nastali integracijom mikroprocesora sa perifernim jedinicama. Umesto na veće dužine reči i na veći adresni prostor, naglasak se stavlja na brže upravljanje u realnom vremenu.

Klasična realizacija se zasniva na matematičkom modelu objekta upravljanja. Međutim, upravljanje je moguće sprovesti i na drugačiji način. Ukoliko je matematički model objekta upravljanja suviše složen ili je nepoznat, a objekat upravljanja ima definisano ponašanje, upravljanje se može vršiti na osnovu pravila po kojima se sistem ponaša. Ovakvi sistemi predstavljaju osnovu svakog sistema veštačke inteligencije.

Fazi logika predstavlja jednostavan način za obradu ovakvih pravila. Sredinom šezdesetih godina, profesor **Lotfi Zadeh** (Univerzitet Berkli, Kalifornija) je uvideo da tačno - netačna priroda Bulove logike, ne uključuje mnoge nijanse "sivog", koje su prisutne u stvarnom svetu. Da bi uvažio prelaz između tačnog i netačnog, **Zadeh** je proširio ideju klasičnog skupa na, kako ga je nazvao,

fazi skup. Za razliku od Bulove logike, fazi logika je višeznačna. Izjave da element pripada ili ne pripada nekom skupu, da je iskaz potpuno tačan ili netačan, fazi logika pretvara u stepene pripadnosti ili stepene istinitosti, odnosno, neki iskaz može biti delimično tačan i delimično netačan u isto vreme. Zahvaljujući takvom pristupu, rečima opisano ponašanje nekog sistema se može matematički oblikovati, a pravila po kojima se sistem ponaša se mogu izraziti pomoću brojeva, sa kojima mogu da rade i najjednostavniji mikrokontroleri. Dakle, za razliku od klasičnog pristupa projektovanju regulatora, gde je polazna tačka bila da se pronađe matematički model objekta upravljanja, u fazi pristupu se naglasak stavlja na razumevanje ponašanja celog sistema i oblikovanje takvog saznanja u pravila. Ovakav pristup je veoma pogodan za nelinearne sisteme upravljanja, odnosno za sisteme čije je ponašanje definisano, a matematički model komplikovan, kao što je to slučaj sa matematičkim modelom gubitaka snage u jednom elektromotornom pogonu.

4.1. OSNOVNE POSTAVKE FAZI LOGIKE

4.1.1. Elementi fazi logike

Fazi logika predstavlja metod koji pruža velike mogućnosti za rešavanje problema u automatskom upravljanju i obradi informacija. Ona omogućava da se na jednostavan način izvuku tačni zaključci iz nedovoljno određenih i nepreciznih informacija i u tom smislu ona podražava čovekov način donošenja odluka.

Ako se na primer, analizira sledeći iskaz,

"Dnevna temperatura vazduha je visoka",

u slučaju da je temperatura 37°C, gornja izjava je potpuno tačna. Ali, ako je temperatura 36°C, ili 33°C, ili 30°C, da li to znači da je gornji iskaz netačan? Kako se temperatura vazduha menja postepeno, teško je naći graničnu vrednost iznad koje je temperatura visoka, odnosno ispod koje temperatura nije visoka. Da bi se rešila ova dilema, može se usvojiti da je temperatura "visoka" samo do određenog nivoa istinitosti u oblasti u kojoj se posmatra. Fazi logika je matematički formalizam, pomoću koga se obrađuje ovakva vrsta neodređenih iskaza. On se razlikuje od klasičnog matematičkog formalizma, jer dozvoljava da se modeluje neodređenost u procesu odlučivanja.

Postoje tri osnovna pojma pomoću kojih fazi logika modeluje neodređenost u odlučivanju, i to su:

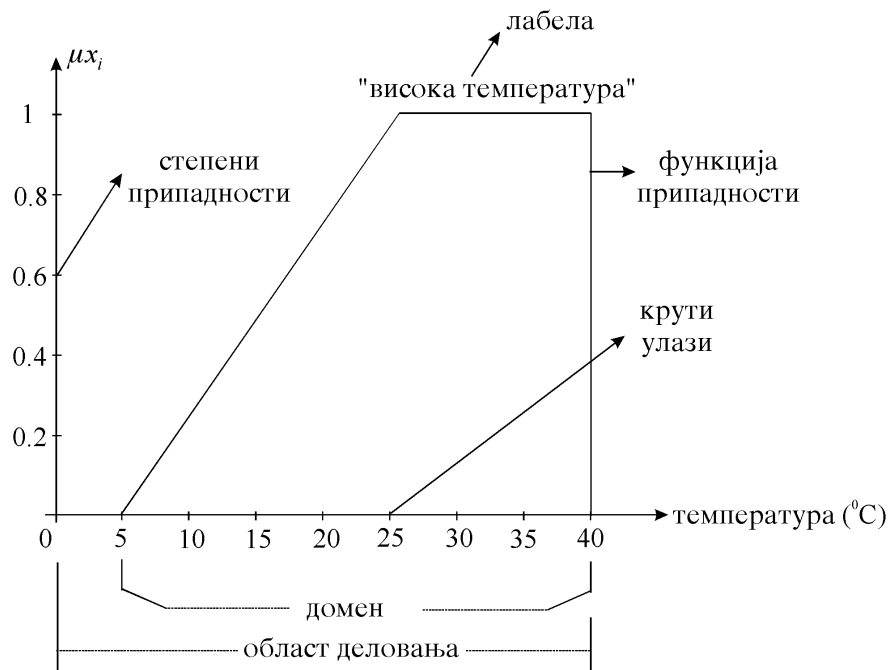
1. funkcije pripadnosti
2. operacije fazi logike
3. fazi pravila za zaključivanje.

Funkcije pripadnosti: Iskazu "Dnevna temperatura vazduha je visoka", može se dodeliti numerička istinitosna vrednost, koja se nalazi u opsegu od 0 do 1, tako što se uvodi opisna promenljiva "Visoka temperatura" koja se definiše na određenom skupu vrednosti. Izmerenoj temperaturi se zatim, dodeljuje stepen pripadnosti tom skupu, kao što je prikazano u tabeli 4.1.1.1.,

temperatura (°C)	stepen pripadnosti opisne promenljive "Visoka temperatura" posmatranom skupu vrednosti od 0°C do 40°C
0	0.0
5	0.0

10	0.2
15	0.4
20	0.6
25	0.8
30	1.0
35	1.0
40	1.0

Tabela 4.1.1.1.



Slika 4.1.1.1.: Elementi fazi skupa (x - opisna promenljiva "temperatura", x_i - fazi skup, μ_{x_i} - stepen pripadnosti).

Temperatura 20°C, pripada skupu na kome je definisana opisna promenljiva "Visoka temperatura" sa stepenom pripadnosti 0.6, i označava se:

$$\text{Visoka temperatura (20°C)} = 0.6.$$

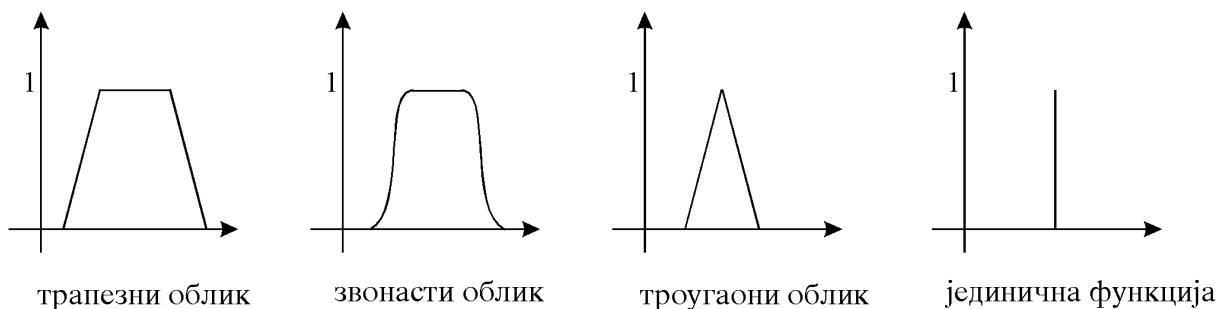
Na ovaj način se definiše pojam fazi skupa. Na slici 4.1.1.1., data je njegova grafička predstava i naznačeni su osnovni pojmovi teorije fazi skupova.

Definicije osnovnih pojmova sa slike 4.1.1.1. su sledeće [47]:

- kruti ulazi (*crisp inputs*) - ulazne veličine koje se egzaktno mere ili definišu (kao što je, na primer, 37°C - izmerena vrednost temperature).
- oblast delovanja (*universe of discourse*) - oseg svih mogućih vrednosti koje može da ima kruta promenljiva (kruti ulaz ili kruti izlaz).
- domen (*domen*) - oblast definisanosti funkcije pripadnosti u kojoj je njena vrednost različita od nule.
- funkcija pripadnosti (*membership function*) - definiše fazi skup tako što krutom ulazu iz domena u kome se nalazi, dodeljuje tačno određenu vrednost za stepen pripadnosti.

- stepen pripadnosti (*grade of membership, degree of membership*) - stepen saglasnosti čvrstog ulaza sa funkcijom pripadnosti; vrednost ovog stepena se kreće u osegu od 0 do 1, a naziva se još i stepen istinitosti.
- labela (*label*) - opisno ime koje se koristi da bi se označila određena funkcija pripadnosti.

Funkcija pripadnosti predstavlja način da se jezički iskazi izraze pomoću brojeva, i da se na taj način matematički modeluje neodređenost prisutna u svakodnevnom govoru i rasuđivanju. Na slici 4.1.1.2., prikazano je nekoliko mogućih oblika za funkcije pripadnosti. Najčešće korišćeni su trougaoni i trapezni oblik, jer se lako projektuju, zbog čega su podesni za primenu u mikrokontrolerima. Zvonast oblik omogućava finiju i verniju predstavu funkcije pripadnosti, ali je njegova implementacija vrlo složena, dok jedinična funkcija (*singleton*), linija nulte širine na određenoj vrednosti promenljive u oblasti delovanja, predstavlja najnepreciznije modelovanje funkcije pripadnosti.



Slika 4.1.1.2.: Oblici funkcije pripadnosti.

Operacije fazi logike: U svakodnevnom govoru se vrlo često koriste logički operatori, kao što su "i" i "ili", za kombinovanje prostih iskaza u složene. U slučaju da se pored iskaza "Dnevna temperatura vazduha je visoka", definiše još jedan prost iskaz "Pritisak je nizak", može da se napravi složen iskaz:

"Dnevna temperatura vazduha je visoka i Pritisak je nizak".

Posle dodele istinitosnih vrednosti svakom od prostih iskaza, pomoću operacija fazi logike moguće je da se tačno izračuna istinitosna vrednost složenog iskaza. U tabeli 4.1.1.2., data je uporedna analiza rezultata Bulove logike i fazi logike za različite kombinacije istinitosnih vrednosti gornjih iskaza.

Iz prikazanih rezultata može da se zaključi da Bulova i fazi logika daju iste rezultate sa iskazima koji su 1 i 0. Za vrednosti različite od 1 i 0, fazi logika daje razumljive rezultate, dok Bulova logika nije definisana da obradi takve slučajeve.

		Bulova logika		Fazi logika	
<i>A</i>	<i>B</i>	<i>A</i> i <i>B</i>	<i>A</i> ili <i>B</i>	<i>A</i> i <i>B</i>	<i>A</i> ili <i>B</i>
1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	1
0	1	0	1	0	1
0	0	0	0	0	0
0.7	1	X	X	0.7	1
0.7	0.8	X	X	0.7	0.8
0.7	0	X	X	0	0.7
0.5	0.5	X	X	0.5	0.5

Tabela 4.1.1.2.: *A* = Dnevna temperatura vazduha je visoka;
B = Pritisak je nizak

Fazi logika koristi posebne matematičke funkcije, "minimum" i "maksimum", za izračunavanje istinitosnih vrednosti složenih izraza, koji se sastoje iz prostih izraza (X, Y), međusobno povezanih "i" ili "ili" operatorima fazi logike, prema sledećoj tabeli:

složena operacija nad iskazima X, Y	matematička funkcija za izračunavanje istinitosti
$X \text{ i } Y$	minimum
$X \text{ ili } Y$	maksimum

Tabela 4.1.1.3.

Ako, na primer, istinitosna vrednost iskaza X iznosi 0.8, a iskaza Y , 0.2, onda će istinitosne vrednosti složenih iskaza biti:

$$X \text{ i } Y = \text{minimum}(X, Y) = \text{minimum}(0.8, 0.2) = 0.2$$

$$X \text{ ili } Y = \text{maksimum}(X, Y) = \text{maksimum}(0.8, 0.2) = 0.8.$$

Fazi pravila za zaključivanje: Ovim pravilima se opisuje ponašanje sistema, odnosno međusobna zavisnost fazi skupova različitih opisnih promenljivih. Ako se, na primer, posmatra proces regulacije vodenog mlaza u uređaju za navodnjavanje bašte, opisne promenljive fazi regulatora mogu se na primer, definisati na sledeći način:

ulazne: "temperatura_vazduha",
"vlažnost_tla",

izlazne: trajanje_vodenog_mlaza,

a opisna pravila za zaključivanje, mogu biti:

If temperatura_vazduha **is** visoka **and** vlažnost_tla **is** mala **then** trajanje_vodenog_mlaza **is** dugo.

If temperatura_vazduha **is** niska **and** vlažnost_tla **is** velika **then** trajanje_vodenog_mlaza **is** kratko.

Iako izgleda da su fazi pravila - slobodne jezičke forme, ona imaju ograničen skup jezičkih izraza i strogu sintaksu. Jezik fazi pravila koji je ovde opisan, veoma je jednostavan a samim tim i koristan za fazi mikrokontrolerske uređaje. Svako pravilo ima gore navedenu formu, a sintaksa je sledeća:

- svako pravilo počinje sa **IF**;
- svaki uzrok je u obliku: $ULAZ_X \text{ is } LABELA_A$, gde je
is - obavezna reč,
 $ULAZ_X$ - prethodno definisana ulazna opisna promenljiva fazi regulatora, npr. "temperatura_vazduha", "vlažnost_tla",
 $LABELA_A$ - prethodno definisana labela ulazne opisne promenljive $ULAZ_X$, npr. "visoka", "niska", "velika", "mala";
- između **IF** i **THEN** je dozvoljen proizvoljan broj uzroka, međusobno odvojenih sa **AND**;
- reč **THEN** se koristi da odvoji uzroke od posledica;
- svaka posledica je u obliku $IZLAZ_Y \text{ is } LABELA_C$, gde je
is - obavezna reč,
 $IZLAZ_Y$ - prethodno definisana izlazna opisna promenljiva fazi regulatora, npr. "trajanje_vodenog_mlaza",
 $LABELA_C$ - prethodno definisana labela izlaza, npr. "dugo", "kratko".

- dozvoljen je proizvoljan broj posledica poslereči **THEN**, međusobno odvojenih sa **AND**.

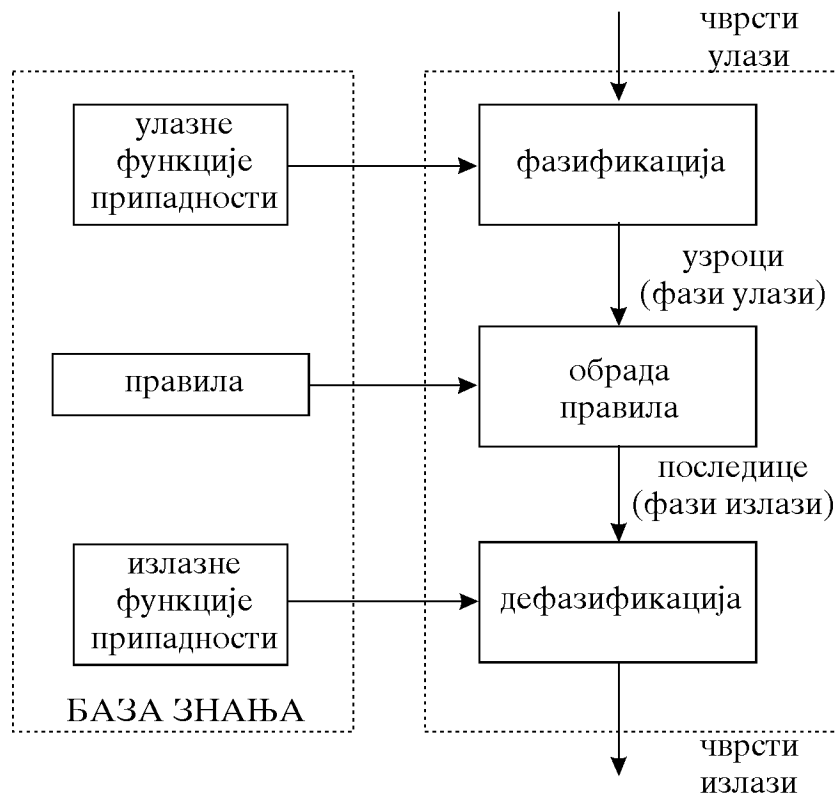
Navedeni primer pravila predstavlja opšti oblik, sa proizvoljnim brojem uzroka i posledica.

4.1.2. Struktura fazi regulatora

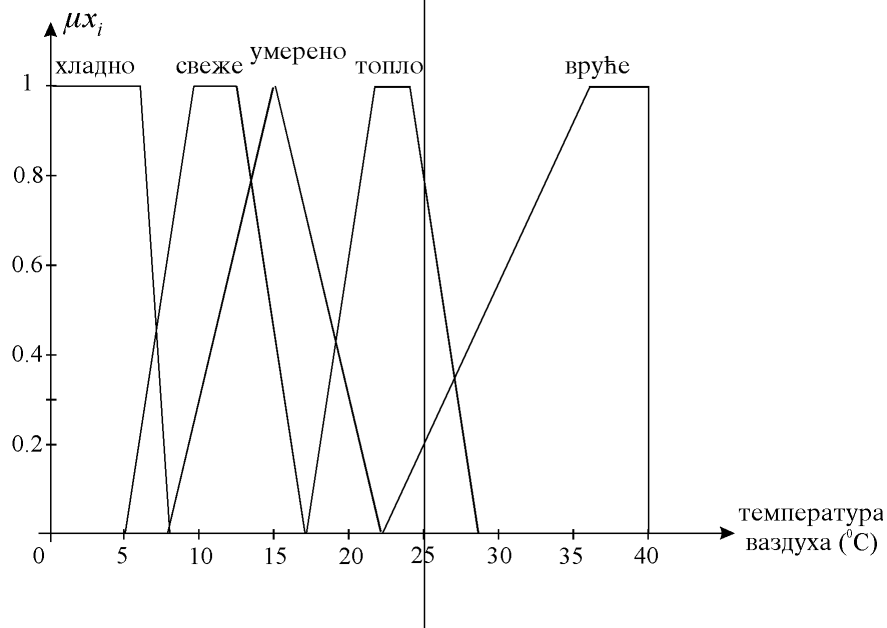
Sinteza regulatora na bazi fazi logike podrazumeva tri koraka: fazifikaciju, obradu pravila i defazifikaciju (slika 4.1.2.1.).

Proces fazifikacije se odigrava u sledeća tri koraka:

1. meri se vrednost ulazne veličine u cilju dobijanja krutog ulaza;
2. primenjuje se skaliranje ulazne veličine na oblast delovanja;
3. primenjuju se ulazne funkcije pripadnosti, koje oblast delovanja pretvaraju u fazi skupove sa određenim labelama i na taj način dobijaju fazi ulazi.



Slika 4.1.2.1.: Sinteza fazi regulatora.



Slika 4.1.2.1.: Funkcije pripadnosti opisne ulazne promenljive "temperatura vazduha", (x - opisna promenljiva "temperatura vazduha", x_i - fazi skup, μx_i - stepen pripadnosti).

Svaki krut ulaz ima obično od tri do devet pridruženih labela. Na primer, opisna ulazna promenljiva "temperatura vazduha", može da ima labela: hladno, sveže, normalno, toplo i vruće. Funkcije pripadnosti služe da daju numeričko značenje svakoj labeli. Svaka funkcija pripadnosti definiše opseg ulaznih vrednosti u oblasti delovanja, koji odgovara labeli. Za razliku od Bulove logike, granice opsega nisu stroge tačke prekida, gde se labela primenjuje sa jedne, a uopšte ne primenjuje sa druge strane, već postoji delimično preklapanje između različitih labela, kao što je to prikazano na slici 4.1.2.2., za slučaj opisne ulazne promenljive "temperatura vazduha".

Neka je temperatura 25°C, kao što je to ilustrovano vertikalnom referentnom linijom na slici 4.1.2.2.. Vertikalna referentna linija ne preseca funkcije pripadnosti "hladno", "sveže" i "normalno", tako da će ti fazi ulazi biti nule. Vertikalna referentna linija preseca funkciju pripadnosti "toplo" na visini od 0.8, što znači da iskaz "vazduh je topao", ima visok stepen istinitosti. Referentna linija preseca funkciju pripadnosti "vruće" na visini 0.2, što znači da iskaz "vazduh je vruć", ima nizak stepen istinitosti. Može se zaključiti da se u procesu fazifikacije, dodeljuju brojne vrednosti neodređenim iskazima "vazduh je topao" i "vazduh je vruć", zahvaljujući čemu pravila pisana pomoću ovakvih iskaza, mogu biti matematički obrađena od strane jednostavnog mikroprocesora.

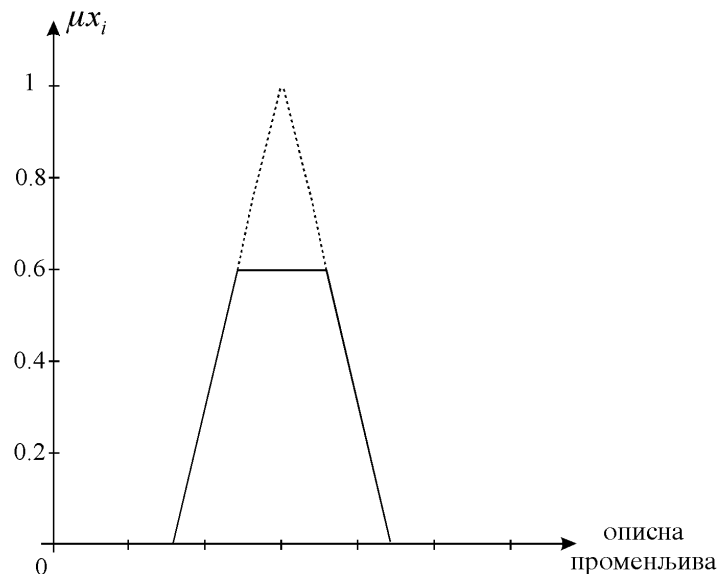
Obrada pravila ili fazi zaključivanje, koristi tehniku zvanu "min-max" zaključivanje da izračuna numeričke zaključke iz pravila, a na osnovu vrednosti ulazne promenljive u sistem (vrednost krutog ulaza). Različita pravila mogu imati različitu jačinu (različit stepen istinitosti) i na taj način mogu da proizvedu konkurentne rezultate. Obrada pravila se sastoji u određivanju minimalne vrednosti uzroka u pravilu, za koju se zatim uzima da predstavlja istinitosnu vrednost pravila. Ova vrednost pravila se primenjuje na posledice u pravilu. Može da se desi, da jedna labela opisne izlazne promenljive, odnosno jedan fazi izlaz, bude posledica koja se dobija primenom više različitih fazi pravila. Ako se to desi, onda se taj fazi izlaz postavlja na maksimalnu dobijenu vrednost. Rezultat obrade pravila je kompletan skup vrednosti fazi izlaza, koje predstavljaju uticaj svih pravila, čija je istinitosna vrednost veća od nule. Ovakav način obrade naziva se "min-max" odlučivanje.

Defazifikacija je proces kombinovanja svih fazi izlaza, tako da se kao rezultat iz fazi regulatora dobije krut izlaz (tačno određena brojna vrednost izlazne veličine iz sistema). Znači,

defazifikacija predstavlja obrnut proces od fazifikacije, u kome se od fazi izlaza, primenom izlaznih funkcija pripadnosti, dobija krut izlaz.

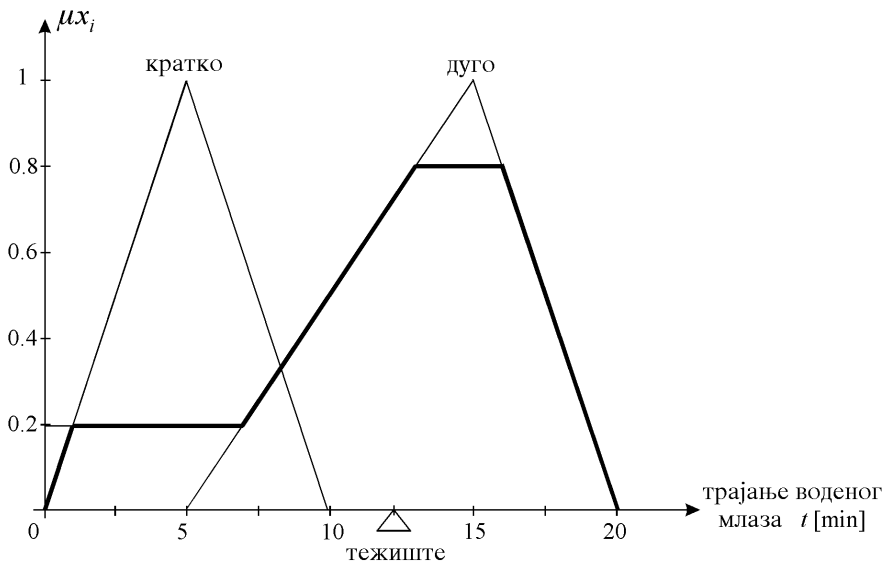
Najpoznatiji metod defazifikacije je metod težišta (*center of gravity - COG*). Prvi korak u ovome metodu je odsecanje izlaznih funkcija pripadnosti, iznad istinitosnih vrednosti koje su dobijene za fazi izlaze. Ovaj proces odsecanja, zove se još "lambda - odsecanje" (λ - *cuts*) i prikazan je na slici 4.1.2.3..

Na ovaj način obrađene izlazne funkcije pripadnosti, zatim se integrale u celoj oblasti delovanja. Izračunata vrednost je tražena vrednost krutog (diskretnog) izlaza. Na primer, ako je rezultat fazi zaključivanja u slučaju regulacije vodenog mlaza kod uređaja za navodnjavanje bašte, "kratko" = 0.2 i "dugo" = 0.8, defazifikacija može izgledati kao na slici 4.1.2.4..



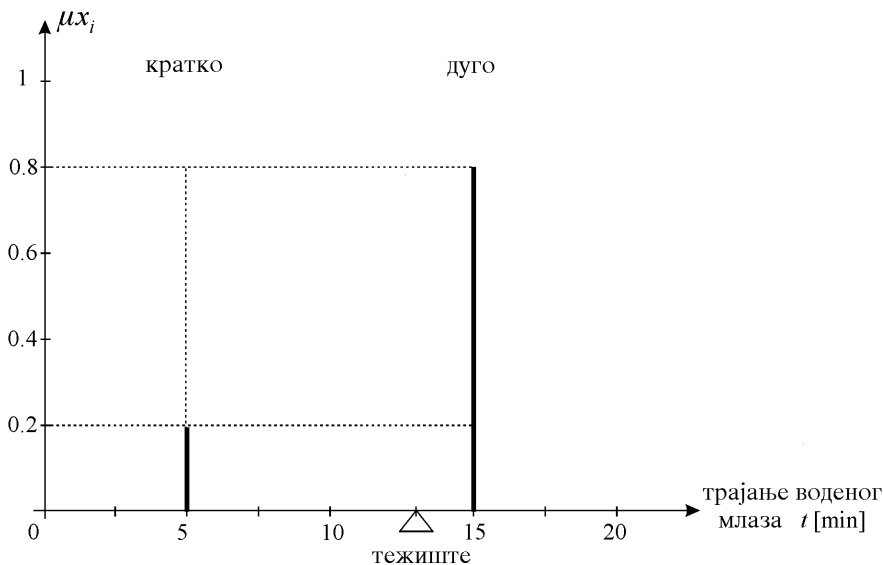
Slika 4.1.2.3.: Lambda odsecanje.

Oblik funkcije pripadnosti veoma utiče na fazi odlučivanje. Trapezni i trougaoni oblik su najčešće korišćeni. Iako drugi oblici mogu vernije da dočaraju prirodu procesa, oni zahtevaju komplikovanija izračunavanja, a samim tim i više mesta i vremena za implementaciju. Jedinične funkcije se lako predstavljaju u izračunavanjima i omogućavaju prostije algoritme defazifikacije, pa se često koriste za opisivanje fazi izlaza. Primenom jediničnih funkcija, metod težišta se znatno uprošćava, pa bi defazifikacija u prethodnom primeru, izgledala kao na slici 4.1.2.5..



Slika 4.1.2.4.: Defazifikacija u slučaju regulacije vodenog mlaza kod uređaja za navodnjavanje bašte, (x - opisna promenqiva "trajanje vodenog mlaza", x_i - fazi skup, μ_{x_i} - stepen pripadnosti).

$$COG = \frac{\int_0^{20} \mu_{x_i}(x_i) x dx}{\int_0^{20} \mu_{x_i}(x_i) dx} = \dots = 12.15 \text{ min}$$



Slika 4.1.2.5.: Defazifikacija u slučaju da funkcije pripadnosti izlazne opisne promenqive imaju oblik jediničnih funkcija, (x - opisna promenqiva "trajanje vodenog mlaza", x_i - fazi skup, μ_{x_i} - stepen pripadnosti).

$$COG = \frac{\sum_0^{20} \mu_{x_i}(x_i) x}{\sum_0^{20} \mu_{x_i}(x_i)} = 13 \text{ min.}$$

Nedostatak korišćenja jediničnih funkcija pripadnosti umesto fazi skupova je gubitak preciznosti u regulaciji, koji može da da neočekivane rezultate.

4.2. SINTEZA FAZI REGULATORA NA OSNOVU FUZZY LOGIC TOOLBOX-A

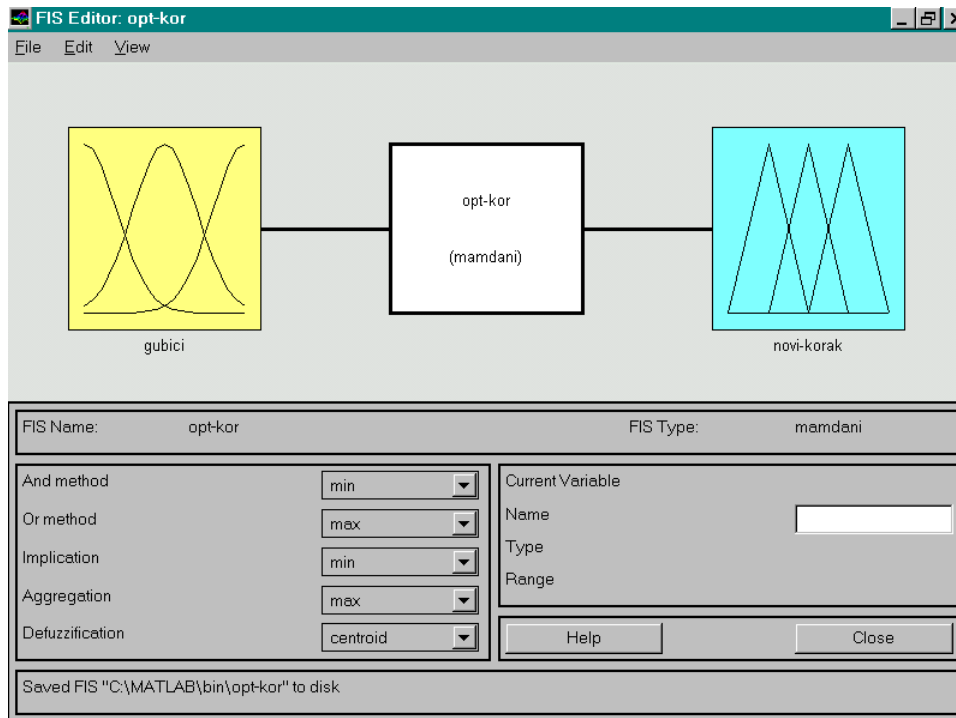
Fuzzy Logic Toolbox je skup funkcija izgrađenih u *Matlab* numeričkom računarskom okruženju [46]. On obezbeđuje alat korisnicima ovog programskog paketa, da kreiraju i prikažu fazi sistem u *Matlab* okruženju, ili da ga integrišu u simulacioni model napravqen u *Matlab Simulink* - u, čak i da naprave nezavisne C programe koji proističu iz fazi sistema izgrađenih u *Matlab* - u. Ovaj radionica u okviru *Matlab* programskog paketa, puno se oslanja na mogućnosti koje pruža grafički korisnički interfejs (*Graphical User Interface - GUI*) u sintezi fazi sistema, mada je moguće isto uraditi i sa *Matlab* komandne linije.

Fuzzy Logic Toolbox obezbeđuje tri vrste alata:

- unošenje funkcija sa komandne linije *Matlab* - a,

- grafički interaktivni alat,
- *Simulink* blokove i primere.

Prvu vrstu alata sačinjavaju funkcije, koje korisnik može da pozove sa komandne linije ili iz svoje sopstvene aplikacije. Mnoge od ovih funkcija su *Matlab* fajlovi, *M* tipa, odnosno nizovi *Matlab* naredbi koje omogućavaju primenu specijalnih algoritama na bazi fazi logike.



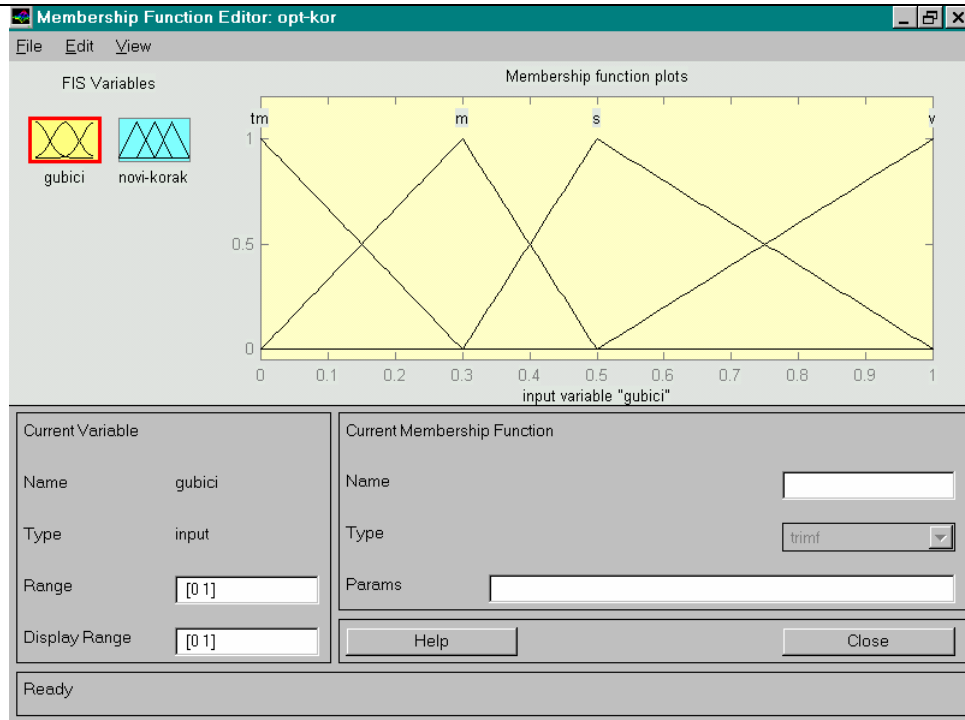
Slika 4.2.1.: Osnovni prikaz fazi sistema u *Fuzzy Logic Toolbox* - u, *Matlab* 5.0.

Druga vrsta alata obezbeđuje brojne mogućnosti, da se pristupi mnogobrojnim funkcijama pomoću grafičkog korisničkog interfejsa. Alat grafičkog korisničkog interfejsa predstavlja okruženje za sintezu fazi sistema, njegovu analizu i primenu.

Treća vrsta alata je skup blokova za korišćenje sa *Simulink* simulacionim softverom. Ovaj alat je specijalno napravljen, da omogući brzo uključivanje fazi sistema u *Simulink* okruženje.

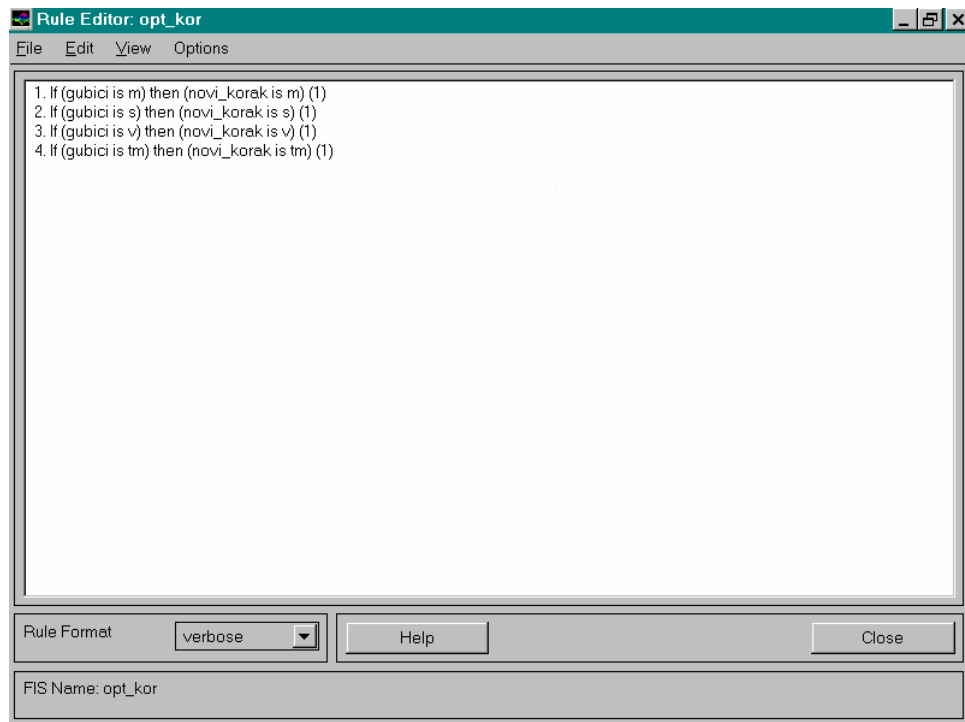
Postoji pet osnovnih alatki grafičkog korisničkog interfejsa za sintezu, prikaz i analizu fazi sistema u *Fuzzy Logic Toolbox* - u, do kojih se dolazi biranjem žeqene komande u *Vienj* opciji *meni* -a, slika 4.2.1.:

- Osnovni prikaz fazi sistema, (*Fuzzy Inference System* ili *FIS Editor*)
- Editor funkcija pripadnosti (*Membership Function Editor*)



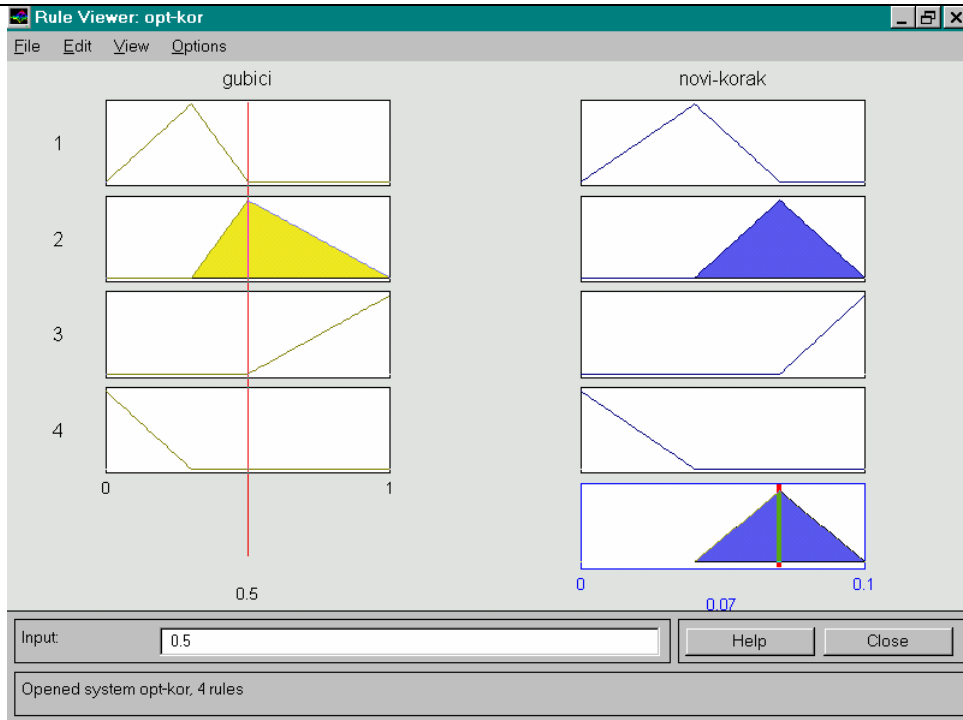
Slika 4.2.2.: Izgled ekrana za prikaz funkcija pripadnosti u *Fuzzy Logic Toolbox*-u, *Matlab* 5.0.

- Editor fazi pravila (*Rule Editor*)



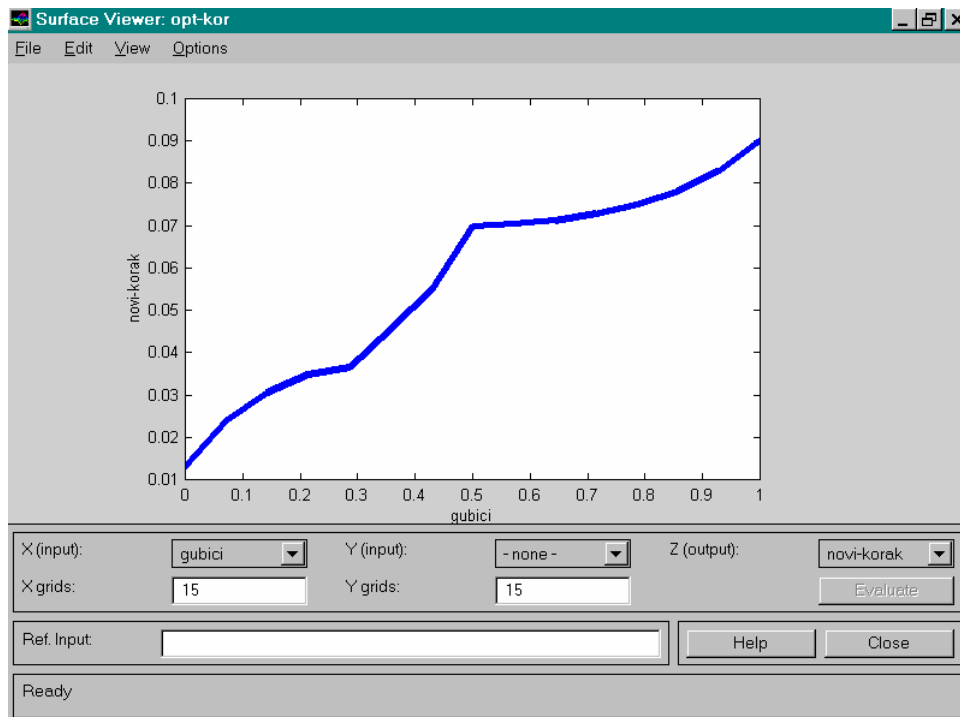
Slika 4.2.3.: Izgled ekrana za prikaz fazi pravila u *Fuzzy Logic Toolbox* - u, *Matlab* 5.0.

- Pregled dejstva pravila od ulaza do izlaza iz fazi sistema (*Rule Viewer*).



Slika 4.2.4.: Izgled ekrana za pregled dejstva pravila od ulaza do izlaza iz fazi sistema u *Fuzzy Logic Toolbox* - u, *Matlab* 5.0.

- Prikaz generisane upravqačke funkcije (*Surface Viewer*).



Slika 4.2.5.: Izgled ekrana za prikaz generisane upravqačke funkcije u *Fuzzy Logic Toolbox* - u, *Matlab* 5.0.

U osnovnom prikazu fazi sistema, kao što se vidi sa slike 4.2.1., definiše se broj ulaznih i izlaznih promenljivih, kao i njihova imena. Editor funkcija pripadnosti se koristi za definisanje oblika svih funkcija pripadnosti koje su pridružene svim opisnim promenljivama u fazi sistemu.

Editor pravila služi za unošenje liste pravila, kojima se definiše ponašanje sistema. Preostale dve alatke se koriste samo za posmatranje ponašanja generisanog fazi sistema.

4.3. SINTEZA OPTIMIZACIONOG FAZI REGULATORA

Kao što je utvrđeno detaljnom analizom gubitaka snage u elektromotornom pogonu sa asinhronim motorom, precizan matematički model gubitaka snage u jednom elektromotornom pogonu veoma je složen, a zavisnost gubitaka snage od nivoa fluksa u motoru je izrazito nelinearna funkcija. Dakle, radi se o nelinearnom sistemu čije je ponašanje definisano, a matematički model složen, tako da je pristup koji se bazira na principima fazi logike, idealan za sintezu algoritma za optimizaciju stepena korisnog dejstva elektromotornog pogona sa asinhronim motorom.

Optimizacija stepena korisnog dejstva elektromotornog pogona u realnom vremenu, koja se bazira na traženju optimalne radne tačke, sukcesivnim inkrementiranjem ili dekrementiranjem fluksa motora u koracima, predstavlja veoma atraktivan metod, jer za njegovu primenu nije potrebno poznavati parametre motora, potpuno je neosetljiv na varijacije parametara, a algoritam je univerzalno primenljiv na bilo koju proizvodnu mašinu.

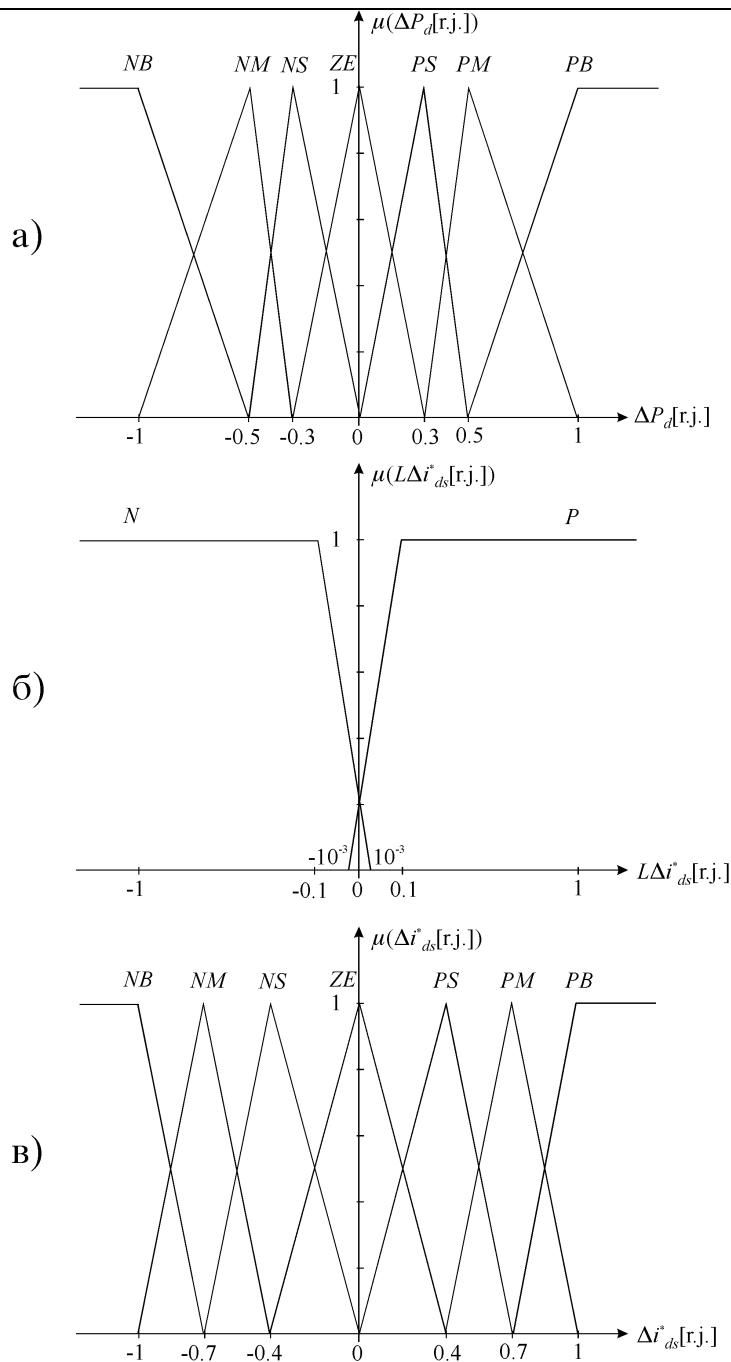
Gilberto C. D. Sousa, Bimal K. Bose i John G. Cleland su projektovali fazi regulator za optimizaciju stepena korisnog dejstva u stacionarnom stanju motora [32], na sledeći način:

- uzima se odbirak snage u jednosmernom međukolu $P_{d(n)}$, koji se poredi sa prethodnim odbirkom snage $P_{d(n-1)}$, u ciqu određivanja koraka promene snage $\Delta P_{d(n)}$ u jednosmernom međukolu;
- na isti način se određuje i promena struje i_d u odnosu na prethodnu vrednost, a u razmatranje se uzima prethodni korak promene struje i_d , $L\Delta i_d^*$;
- na osnovu $\Delta P_{d(n)}$ i $L\Delta i_d$, primenom fazifikacije, fazi pravila i na kraju defazifikacije, određuje se novi korak promene struje i_d (smer i veličina), Δi_d^* .

Funkcije pripadnosti za optimizacioni fazi regulator prikazane su na slici 4.3.1.. Oblast delovanja je normalizovana za sve promenljive fazi sistema i svedena na interval $[-1,1]$. Pokazalo se da je za upravljačku promenljivu Δi_d^* potrebno sedam fazi skupova da bi se obezbedila kvalitetna regulacija, dok je promenljivu $L\Delta i_d^*$ (odnosno $\Delta i_d^*(n-1)$) dovoqno predstaviti sa dva fazi skupa, jer osnovna informacija koja se prenosi ovom promenljivom je u stvari znak koraka promene. Malo preklapanje između pozitivne (P) funkcije pripadnosti i negativne (N) funkcije pripadnosti je neophodno zbog uspešnog izvođenja defazifikacione metode, odnosno da bi se sprečili neočekivani rezultati kada se $L\Delta i_d^*$ približi nuli.

Fazi pravila su data tabelarno, tabela 4.3.1., a jedan primer fazi pravila se može interpretirati na sledeći način:

If korak promene snage $\Delta P_{d(n)}$ **is** negativan srednji (NM) **and** prethodni korak promene struje $L\Delta i_d^*$ **is** negativan (N), **then** novi korak promene struje Δi_d^* **is** negativan srednji (NM).



Slika 4.3.1.: Funkcije pripadnosti za optimizacioni regulator:

- a) Promena vrednosti snage u jednosmernom međukolu (ΔP_d [r.j.])
 б) Poslednja promena struje magnećenja ($\Delta L i_{ds}^*$ [r.j.])
 v) Inkrement struje magnećenja, kao izlaz iz optimizacionog regulatora (Δi_{ds}^* [r.j.])

$\Delta P_{d(n)}$ [r.j.] \ $L\Delta i_{ds}^*$ [r.j.]	<i>N</i>	<i>P</i>
<i>PB</i>	<i>PM</i>	<i>NM</i>
<i>PM</i>	<i>PS</i>	<i>NS</i>
<i>PS</i>	<i>PS</i>	<i>NS</i>

<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>
<i>NS</i>	<i>NS</i>	<i>PS</i>
<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>PM</i>
<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>PB</i>

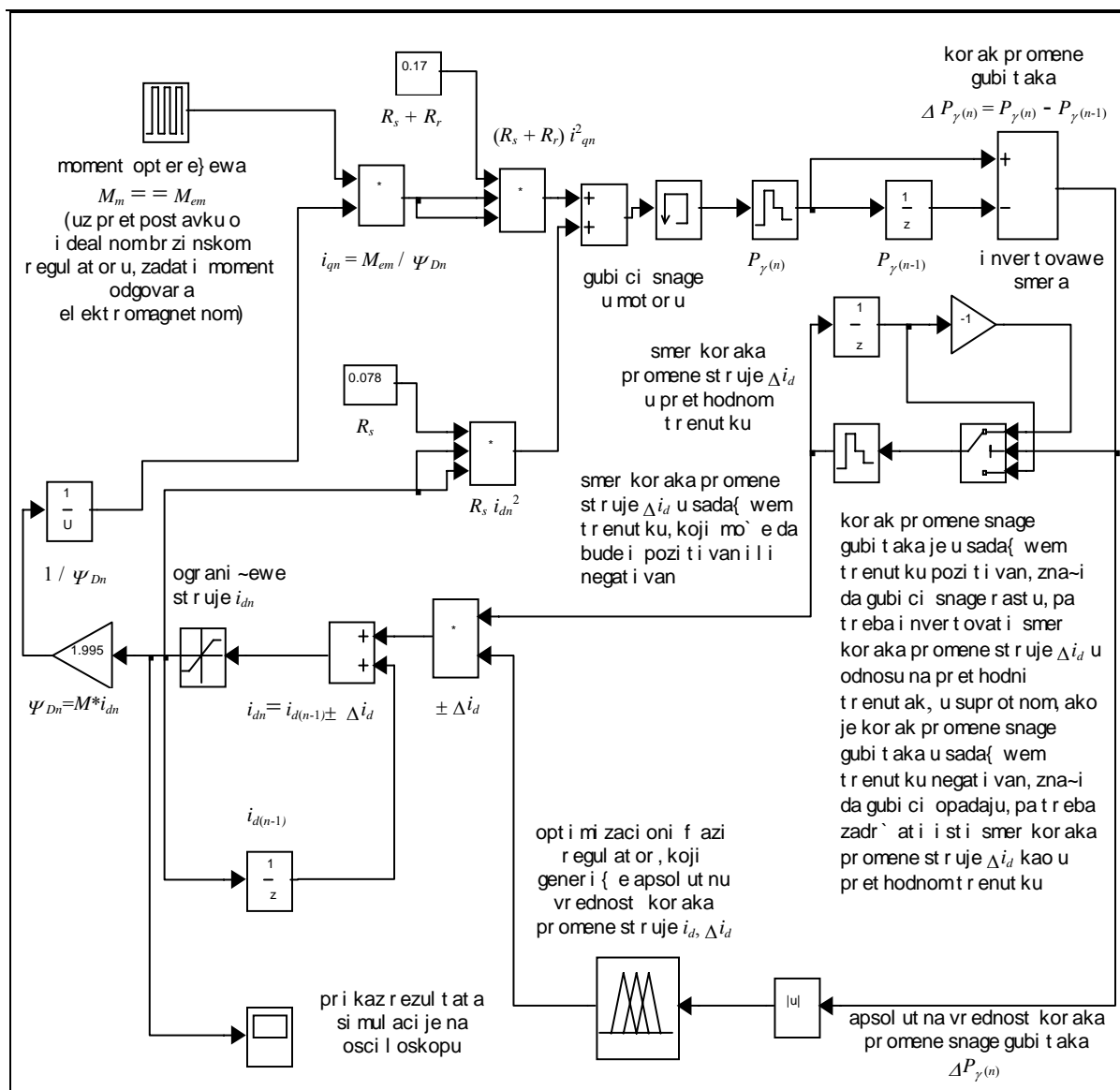
Tabela 4.3.1.

Osnovna ideja ovakvog optimizacionog fazi regulatora je, da kada se prethodnom akcijom regulatora ostvari smanjenje snage u jednosmernom međukolu, da se nastavi sa traženjem optimalne vrednosti struje i_d u istom smeru, i da je veličina koraka promene struje i_d , Δi_d^* , proporcionalna veličini koraka promene snage $\Delta P_{d(n)}$. U slučaju da se prethodnom akcijom regulatora ostvari povećanje snage u jednosmernom međukolu, ($\Delta P_{d(n)} > 0$), smer traženja se menja, a veličina koraka promene struje i_d , Δi_d^* , se smanjuje, da bi se umanjila amplituda oscilacija u procesu traženja optimalne radne tačke pogona.

4.3.1. Sinteza optimizacionog fazi regulatora sa jednim ulazom i jednim izlazom

Analizom prikazanog optimizacionog fazi regulatora, došlo se na ideju da se proba sinteza nešto jednostavnijeg fazi regulatora. Uprošćenje bi se sastojalo u tome da se izbacii drugi ulaz u fazi regulator, odnosno smer prethodnog koraka promene struje i_d , $L\Delta i_d^*$. Zadatak optimizacionog algoritma je da generiše odgovarajuću vrednost koraka promene struje i_d u smeru koji izaziva opadanje ukupnih gubitaka snage u pogonu. U slučaju određivanja smera koračanja, ne postoji ništa neodređeno: smer koraka promene struje i_d se menja u odnosu na prethodni, u slučaju porasta gubitaka snage u pogonu, ili ostaje isti u obrnutom slučaju. Ovo predstavlja dobar razlog, da se smer koraka promene struje i_d , i daće određuje na način koji je opisan u poglavqima 3.3.2. i 3.3.3., a da se veličina koraka promene struje i_d određuje primenom pravila fazi logike. Na ovaj način moguće je dobiti jednostavniji fazi regulator, čije su projektovanje i implementacija bitno olakšani.

Najboqe projektovan fazi regulator određiće se primenom kriterijumske funkcije na rezultate simulacija novog modela sa fazi regulatorom, koji je prikazan blok dijagramom na slici 4.3.1.1., i u istim uslovima, kao što je to rađeno u poglavqima 3.3.2. i 3.3.3.



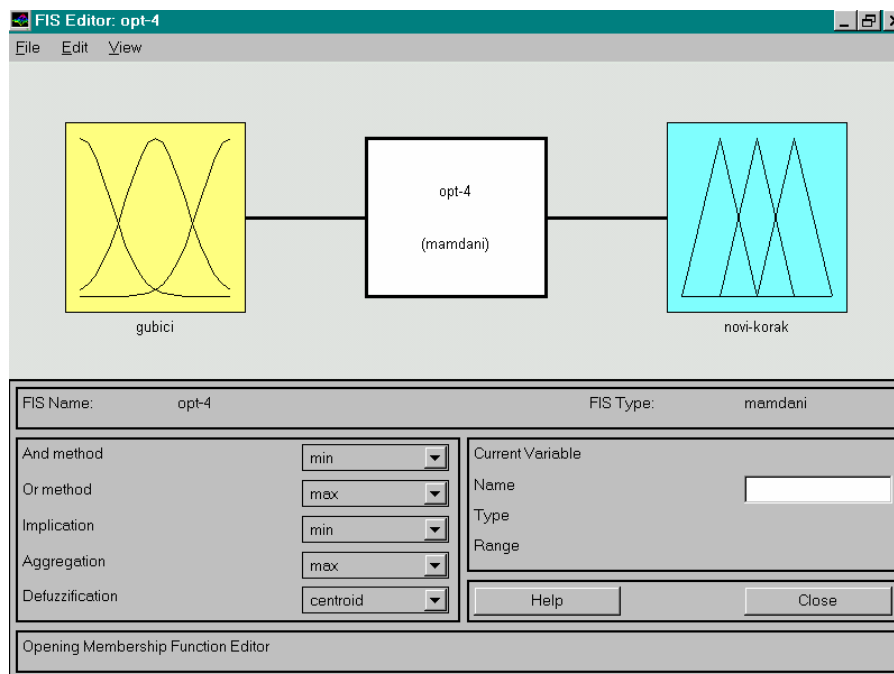
Slika 4.3.1.1.: Blok dijagram optimizacionog modela koji primenjuje fazi regulator

Ulaz u fazi regulator je apsolutna vrednost koraka promene gubitaka snage, $\Delta P_{\gamma(n)}$ [r.j.], čija je oblast delovanja od 0 do 1 [r.j.], a izlaz iz fazi regulatora je apsolutna vrednost koraka promene struje $i_d, \Delta i_d$ [r.j.], čija je oblast delovanja od 0 do 0.65 [r.j.]. Pokazalo se, da se potreban broj fazi skupova za promenljivu $\Delta P_{\gamma(n)}$ kreće između 3 i 5, što je slučaj i sa promenljivom Δi_d . Pri sintezi različitih fazi regulatora, a u cilju dobijanja najboljeg rešenja problema, variran je broj fazi skupova i veličina minimalnog koraka promene struje $i_d, \Delta i_{dmin}$. Pri simulaciji modela sistema sa fazi regulatorom, prikazanog blok dijagramom na slici 4.3.1.1., primećeno je da se u slučaju iznenadnog porasta momenta, struja i_d naglo povećava i da dolazi do preskoka optimalne vrednosti fluksa, koja se zatim postiže vrlo sporo, preko niza sitnih koraka, za većinu primenjenih fazi regulatora. Da bi se ograničila vrednost velikog koraka promene struje i_d , koga treba primeniti u slučaju da se pojavi veliki korak promene gubitaka snage i time umanjio preskok optimalne vrednosti fluksa, uveden je još jedan fazi skup za izlaznu promenljivu, čija je labela označena sa D , a uloga mu je da u procesu defazifikacije pomeri težište ka koordinatnom početku i na taj način smanji vrednost velikog koraka promene struje i_d . U zavisnosti od rezultata koji se želi da postigne, stepen pripadnosti odnosno stepen saglasnosti čvrstog ulaza sa datim fazi skupom D , može biti manji od jedinice. Primenom kriterijumske funkcije na rezultate izvršenih simulacija, u potpuno istim uslovima i za sva tri

asinhrona motora, kao što je to prikazano u poglavljima 3.3.2. i 3.3.3., dobijeni su najbolji rezultati u sledeća tri slučaja:

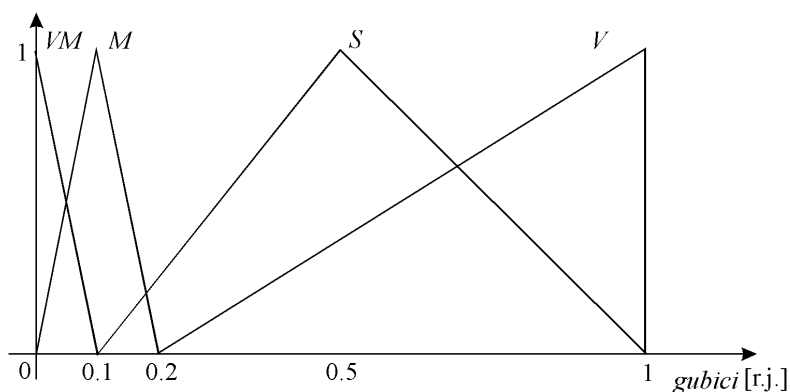
1. Fazi regulator sa četiri fazi skupa za ulaznu promenljivu $\Delta P_{\gamma(n)}$ i četiri fazi skupa za izlaznu promenljivu Δi_d , i sa minimalnim korakom promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.0195$ [r.j.] = 3 % i_{dn} .

- FIS editor u ovom slučaju prikazan je na slici 4.3.1.2..



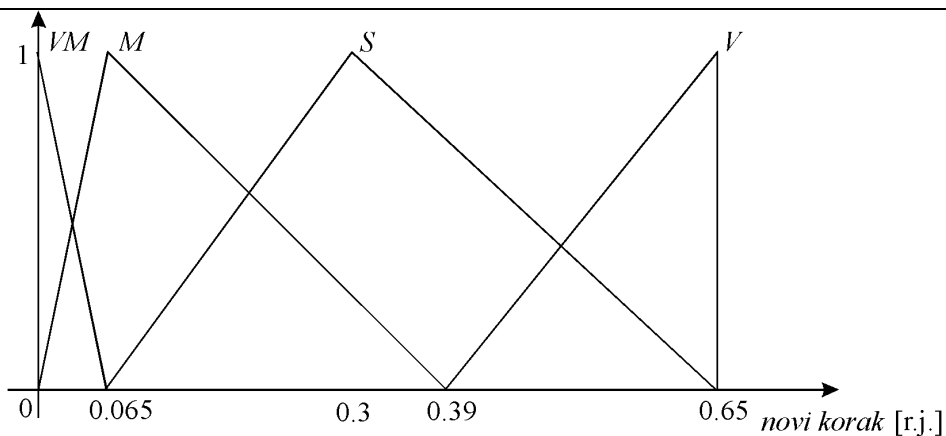
Slika 4.3.1.2.: FIS editor za prvi slučaj fazi regulatora.

- funkcije pripadnosti (fazi skupovi) za ulaznu promenljivu fazi regulatora, $\Delta P_{\gamma(n)}$, kojoj je dato opisno ime "gubici", date su na slici 4.3.1.3..



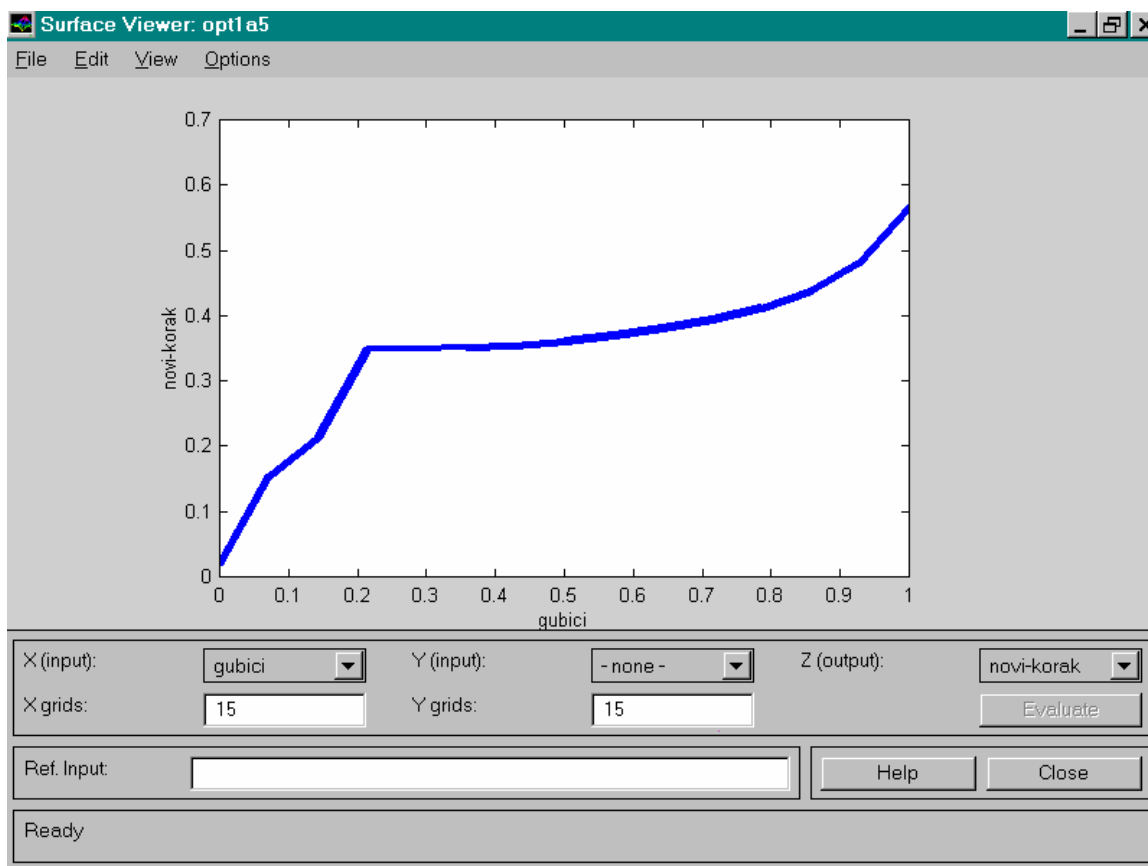
Slika 4.3.1.3.: Funkcije pripadnosti za opisnu promenljivu "gubici".

- funkcije pripadnosti (fazi skupovi) za izlaznu promenljivu fazi regulatora, Δi_d , kojoj je dato opisno ime "novi korak", date su na slici 4.3.1.4..



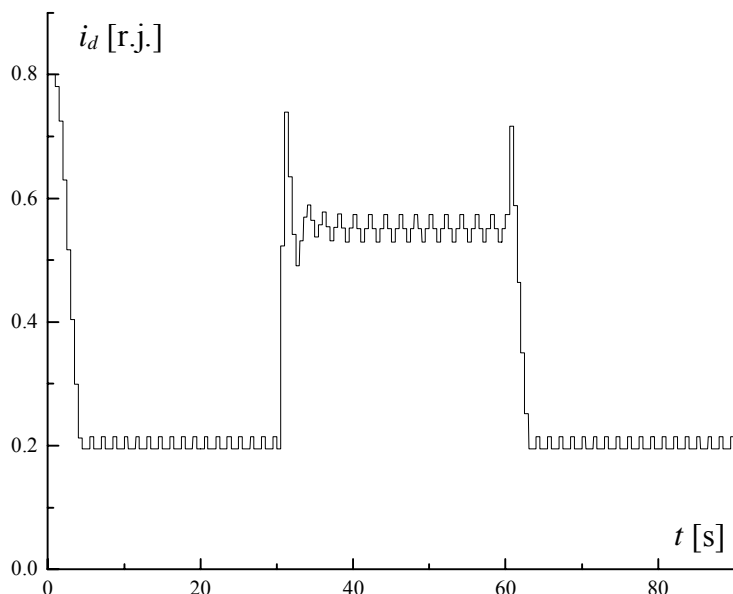
Slika 4.3.1.4.: Funkcije pripadnosti za opisnu promenljivu "novi korak".

- Fazi pravila glase:
 1. **If (gubici is VM) then (novi korak is VM)**
 2. **If (gubici is M) then (novi korak is M)**
 3. **If (gubici is S) then (novi korak is S)**
 4. **If (gubici is V) then (novi korak is V)**
- Izgled generisane funkcije upravljanja, prikazan je na slici 4.3.1.5.



Slika 4.3.1.5.: Izgled generisane funkcije upravljanja.

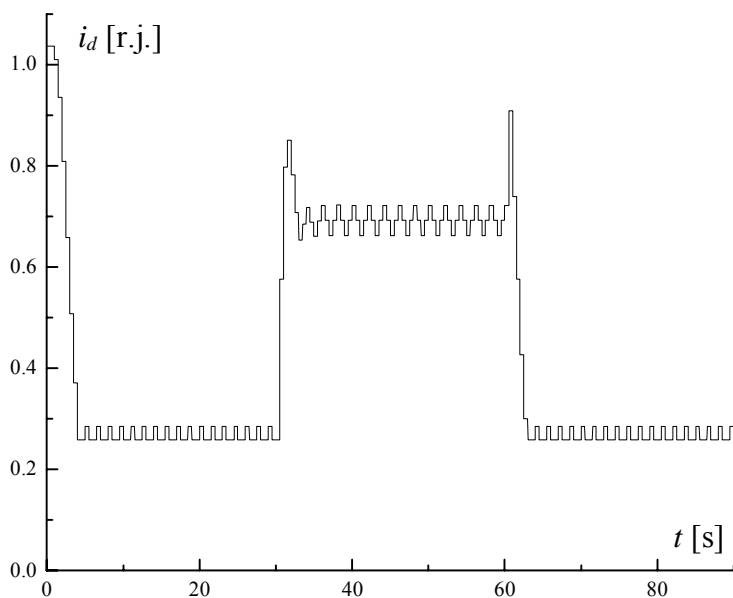
- Rezultat dobijen simulacijom modela sistema sa asinhronim motorom AM1, u koji je implementiran opisani fazi regulator, dat je na slici 4.3.1.6.,



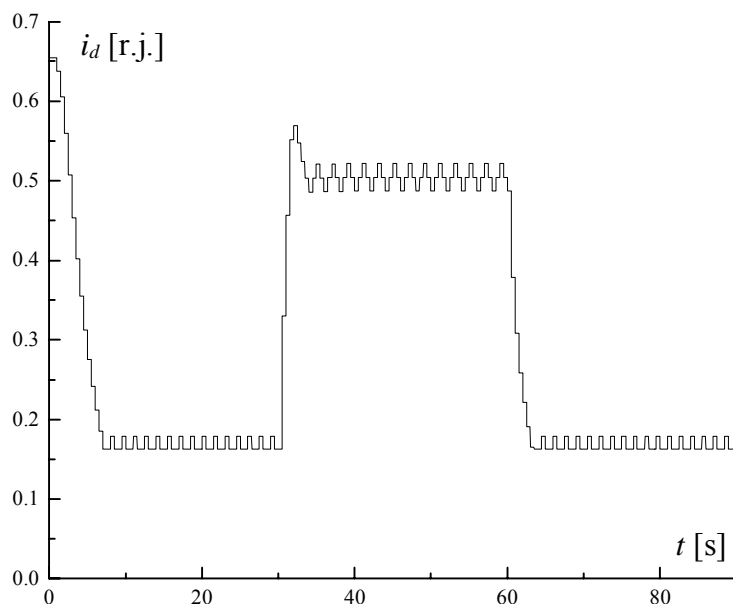
Slika 4.3.1.6.: Rezultati simulacije optimizacionog sistema sa fazi regulatorom, opisanim kao slučaj 1 (AM1).

a primenom kriterijumske funkcije na dati rezultat simulacije dobija se $k_{sr} = 0.8185$.

Implementacijom istog tipa fazi regulatora u simulacioni model sistema sa asinhronim motorom AM2, dobija se rezultat prikazan na slici 4.3.1.7., a u slučaju simulacionog modela sistema sa asinhronim motorom AM3, rezultat prikazan na slici 4.3.1.8..



Slika 4.3.7.: Rezultati simulacije optimizacionog sistema sa fazi regulatorom, opisanim kao slučaj 1 (AM2).

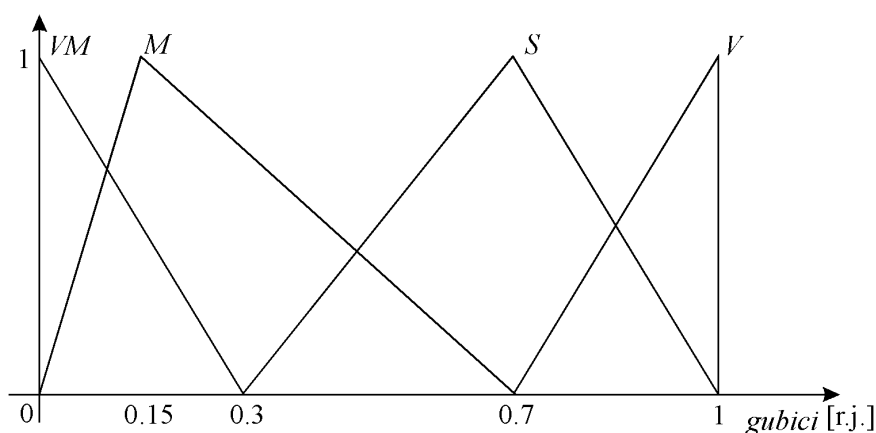


Slika 4.3.1.8.: Rezultati simulacije optimizacionog sistema sa fazi regulatorom, opisanim kao slučaj 1 (AM3).

Posmatranjem rezultata simulacija koji su prikazani na prethodnim slikama, može se uočiti, da će za postizanje optimalne vrednosti fluksa pri smanjenom momentu opterećenja, više vremena trebati motoru sa manjom relativnom vrednošću struje magnetizacije, u slučaju primene istog tipa fazi regulatora.

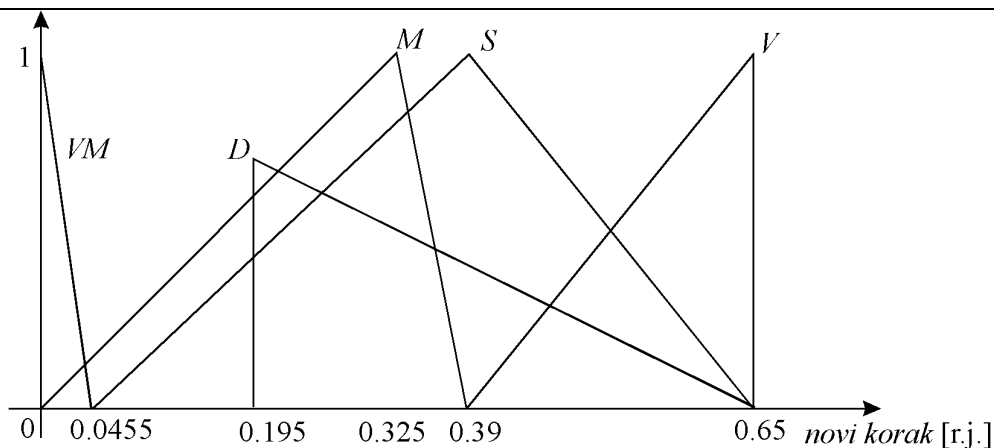
2. Fazi regulator sa četiri fazi skupa za ulaznu promenljivu $\Delta P_{\gamma(n)}$ i pet fazi skupova za izlaznu promenljivu Δi_d , i sa minimalnim korakom promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j. $\dot{C} = 2\% i_{dn}$.

- FIS editor u ovom slučaju prikazan je na slici 4.3.1.2..
- funkcije pripadnosti (fazi skupovi) za ulaznu promenljivu fazi regulatora, $\Delta P_{\gamma(n)}$, kojoj je dato opisno ime "gubici", date su na slici 4.3.1.9..



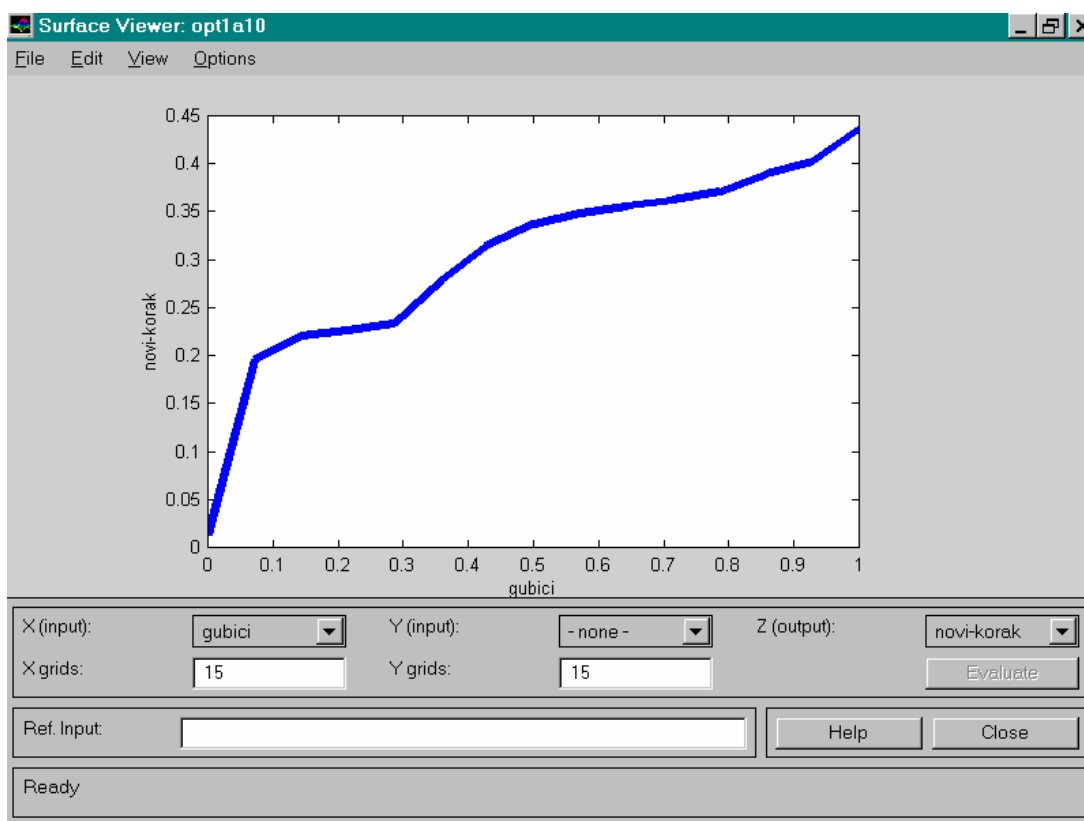
Slika 4.3.1.9.. Funkcije pripadnosti za opisnu promenljivu "gubici".

- funkcije pripadnosti (fazi skupovi) za izlaznu promenljivu fazi regulatora, Δi_d , kojoj je dato opisno ime "novi korak", date su na slici 4.3.1.10..



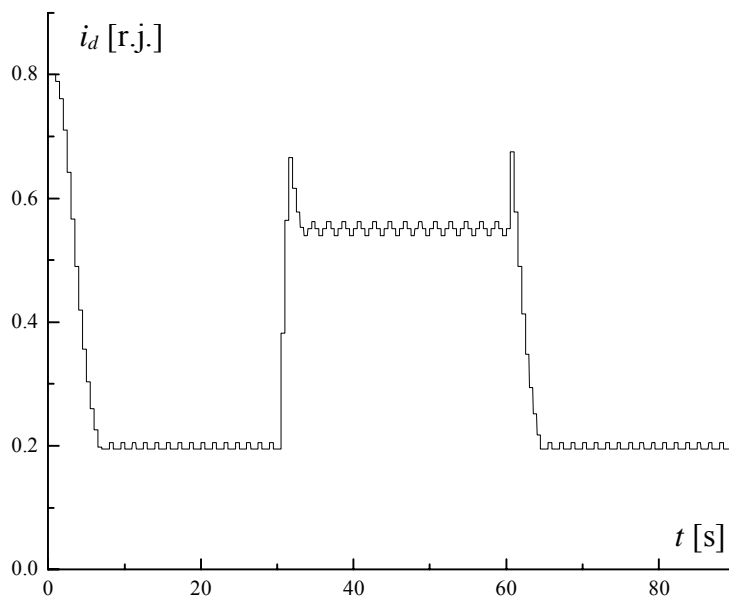
Slika 4.3.1.10.: Funkcije pripadnosti za opisnu promenljivu "novi korak".

- Fazi pravila glase:
 1. **If (gubici is VM) then (novi korak is VM)**
 2. **If (gubici is M) then (novi korak is M)**
 3. **If (gubici is S) then (novi korak is S)**
 4. **If (gubici is V) then (novi korak is V)**
 5. **If (gubici is V) then (novi korak is D)**
- Izgled generisane funkcije upravljanja, prikazan je na slici 4.3.1.11.



Slika 4.3.1.11.: Izgled generisane funkcije upravljanja.

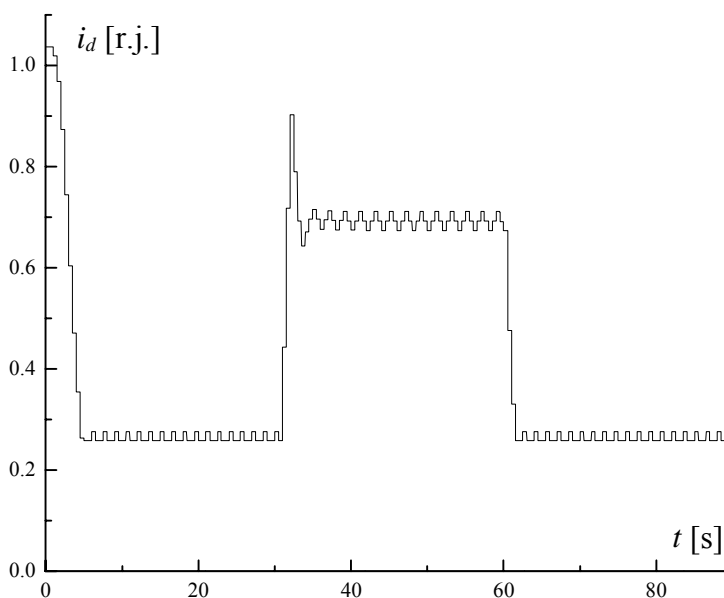
- Rezultat dobijen simulacijom modela sistema sa asinhronim motorom AM1, u koji je implementiran opisani fazi regulator, dat je na slici 4.3.1.12.,



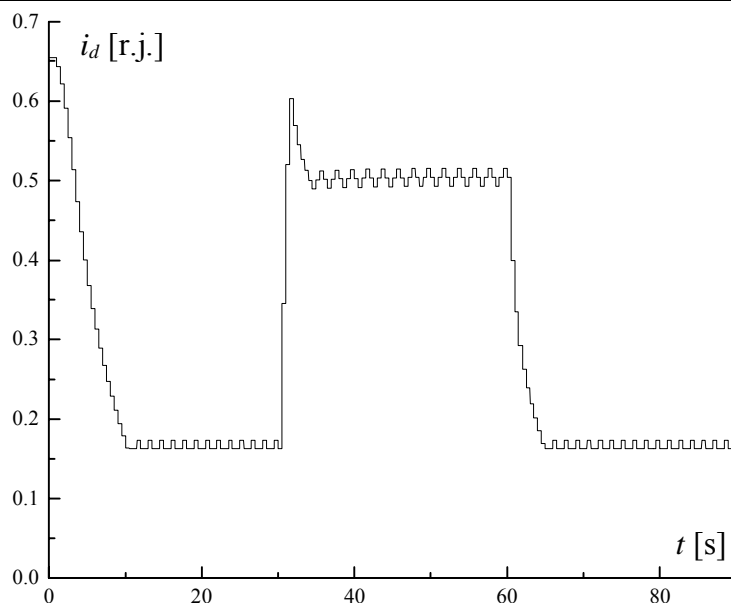
Slika 4.3.1.1.12.: Rezultati simulacije optimizacionog sistema sa fazi regulatorom, opisanim kao slučaj 2 (AM1).

a primenom kriterijumske funkcije na dati rezultat simulacije dobija se $k_{sr} = 0.8475$.

Implementacijom istog tipa fazi regulatora u simulacioni model sistema sa asinhronim motorom AM2, dobija se rezultat prikazan na slici 4.3.1.13., a u slučaju simulacionog modela sistema sa asinhronim motorom AM3, rezultat prikazan na slici 4.3.1.14..



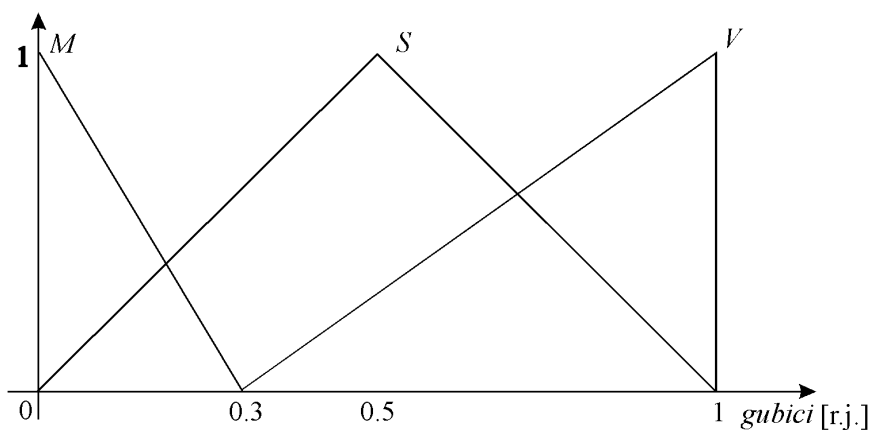
Slika 4.3.1.1.13.: Rezultati simulacije optimizacionog sistema sa fazi regulatorom, opisanim kao slučaj 2 (AM2).



Slika 4.3.1.14.: Rezultati simulacije optimizacionog sistema sa fazi regulatorom, opisanim kao slučaj 2 (AM3).

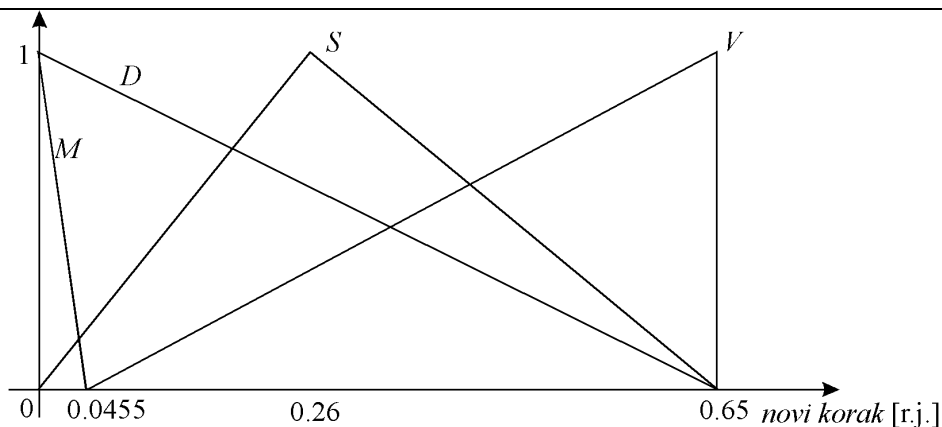
3. Fazi regulator sa tri fazi skupa za ulaznu promenljivu $\Delta P_{\gamma(n)}$ i četiri fazi skupa za izlaznu promenljivu Δi_d , i sa minimalnim korakom promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.013$ [r.j.] = 2 % i_{dn} .

- FIS editor u ovom slučaju prikazan je na slici 4.3.1.2..
- funkcije pripadnosti (fazi skupovi) za ulaznu promenljivu fazi regulatora, $\Delta P_{\gamma(n)}$, kojoj je dato opisno ime "gubici", date su na slici 4.3.1.15..



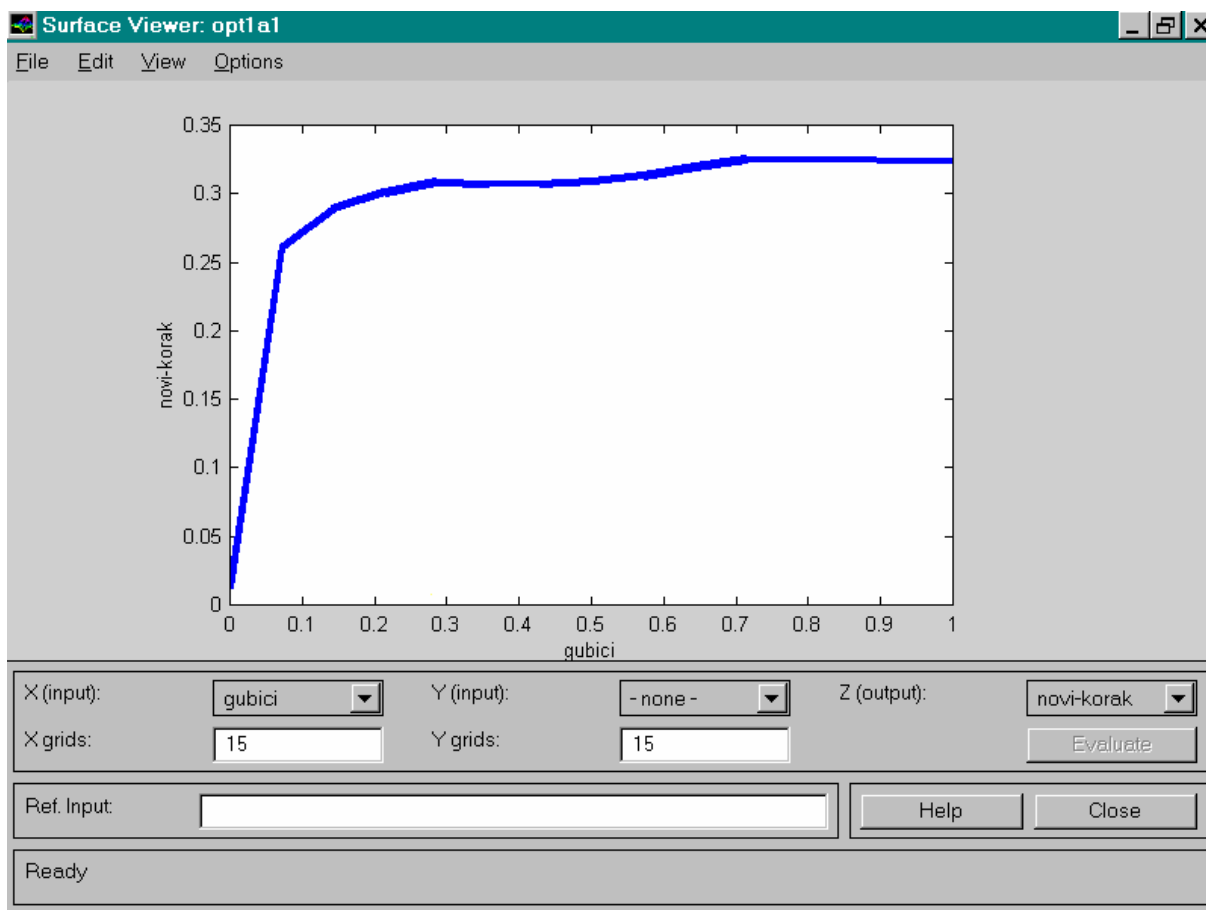
Slika 4.3.1.15.. Funkcije pripadnosti za opisnu promenljivu "gubici".

- funkcije pripadnosti (fazi skupovi) za izlaznu promenljivu fazi regulatora, Δi_d , kojoj je dato opisno ime "novi korak", date su na slici 4.3.1.16..
- Fazi pravila glase:
 1. **If (gubici is M) then (novi korak is M)**
 2. **If (gubici is S) then (novi korak is S)**
 3. **If (gubici is V) then (novi korak is V)**
 4. **If (gubici is V) then (novi korak is D)**



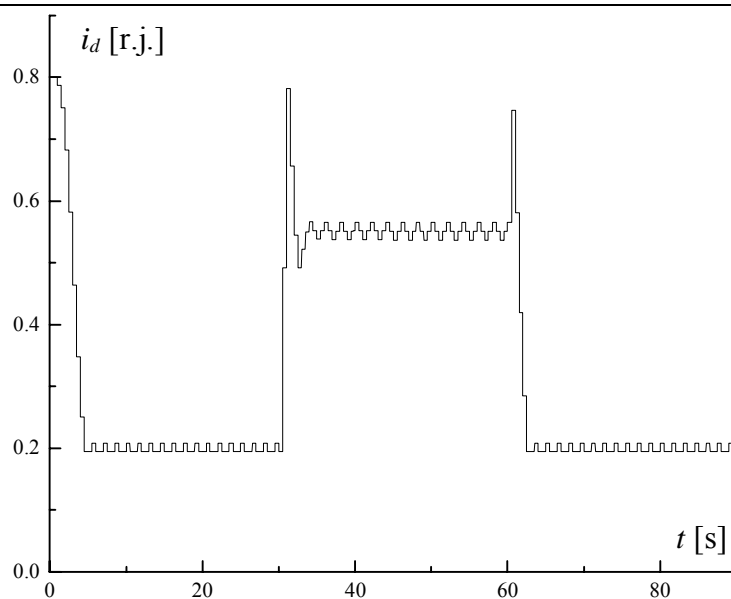
Slika 4.3.1.16.: Funkcije pripadnosti za opisnu promenljivu "novi korak".

- Izgled generisane funkcije upravljanja, prikazan je na slici 4.3.1.17.



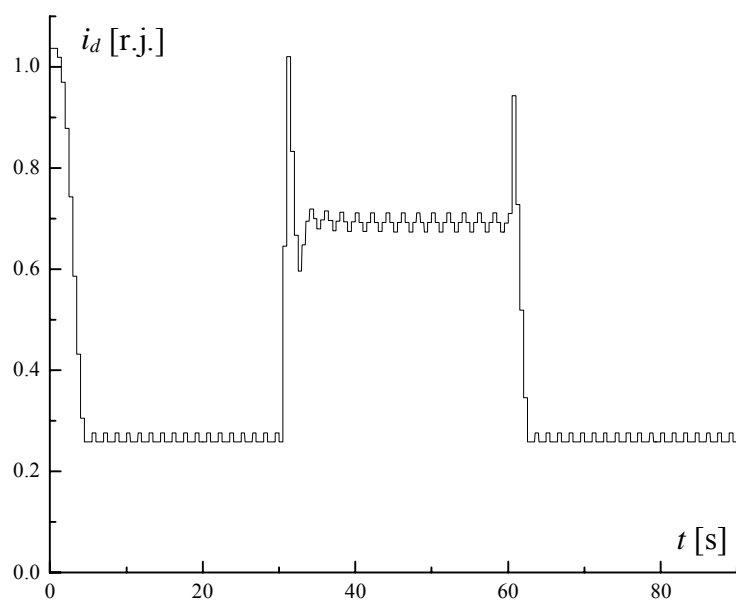
Slika 4.3.1.17.: Izgled generisane funkcije upravljanja.

- Rezultat dobijen simulacijom modela sa asinhronim motorom AM1, u koji je implementiran opisani fazi regulator, dat je na slici 4.3.1.18., a primenom kriterijumske funkcije na dati rezultat simulacije dobija se $k_{sr} = 0.8485$.

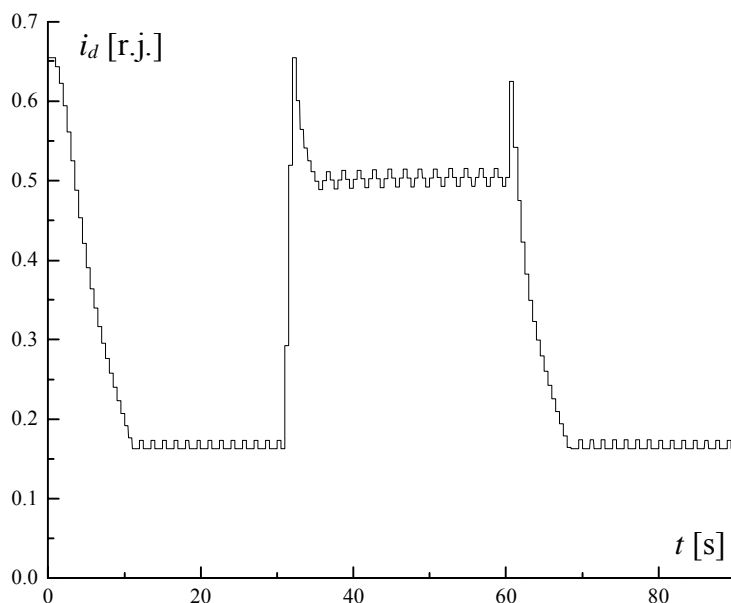


Slika 4.3.1.18.: Rezultati simulacije optimizacionog sistema sa fazi regulatorom, opisanim kao slučaj 3 (AM1).

Implementacijom istog tipa fazi regulatora u simulacioni model sistema sa asinhronim motorom AM2, dobija se rezultat prikazan na slici 4.3.1.19., a u slučaju simulacionog modela sistema sa asinhronim motorom AM3, rezultat prikazan na slici 4.3.1.20..



Slika 4.3.1.19.: Rezultati simulacije optimizacionog sistema sa fazi regulatorom, opisanim kao slučaj 3 (AM2).



Slika 4.3.1.20.: Rezultati simulacije optimizacionog sistema sa fazi regulatorom, opisanim kao slučaj 3 (AM3).

Na osnovu izvršene analize, može se zaključiti da se najbolji rezultati postižu primenom trećeg tipa fazi regulatora, kao i da se primenom fazi regulatora generalno, dobijaju mnogo bolji rezultati u odnosu na rezultate dobijene primenom dvokoračnih i višekoračnih optimizacionih algoritama.

Posmatranjem rezultata simulacija, može se uočiti, da je problem koji se pojavljivao i u slučaju dvokoračnog i višekoračnog optimizacionog algoritma, a odnosi se na povećanje struje i_d u slučaju pada momenta opterećenja sa vrednosti od $0.7 M_n$ na vrednost od $0.03 M_n$, postao naročito izražen u slučaju fazi optimizacionog regulatora. Može se učiniti da optimizacioni regulatori "greše", primenjujući pogrešan smer za korak promene struje i_d , povećavajući njenu vrednost u slučaju očiglednog opadanja gubitaka snage. Ovakav zaključak bio bi pogrešan. Opisani problem će se pojaviti u zavisnosti od trenutka u kome se desila promena momenta opterećenja, odnosno u zavisnosti od smera koraka Δi_{dmin} , koji predstavlja korak oscilacije oko optimalne vrednosti, neposredno pre nastupanja promene momenta. Dakle, ako se smatra da je do pada momenta opterećenja došlo u trenutku n , onda je objašnjenje nastale situacije sledeće: u trenutku $(n - 2)$ akcija optimizacionog algoritma se ogledala u smanjenju struje i_d za korak Δi_{dmin} ; zbog toga je došlo do povećanja gubitaka snage u trenutku $(n - 1)$, pa je nova akcija optimizacionog algoritma bila da se promeni smer koračanja u trenutku $(n - 1)$, odnosno da se poveća struja i_d , za korak Δi_{dmin} ; posledica ove akcije bilo je smanjenje snage gubitaka u trenutku n , na koje se superponira novo smanjenje gubitaka snage zbog pada momenta opterećenja, pa optimizacioni algoritam zaključuje da treba da zadrži isti smer koračanja, odnosno da poveća struju i_d u trenutku n . Može se zaključiti, da bi do smanjenja struje i_d u slučaju pada momenta opterećenja došlo ukoliko bi u trenutku $(n - 1)$ korak Δi_{dmin} oscilacije struje i_d oko optimalne vrednosti, bio u smeru smanjenja njene vrednosti, što je posledica slučajnih okolnosti, jer struja i_d sukcesivno menja svoju vrednost u jednu i u drugu stranu, oscilujući oko optimalne vrednosti.

Opisani problem bi se mogao rešiti usložnjavanjem datih optimizacionih algoritama, uvođenjem odgovarajućih akcija na osnovu detekcije smera promene momenta opterećenja, ali se svakako, mnogo potpunije rešenje može postići tek proširenjem optimizacionog procesa na prelazne (nestacionarne) režime rada. Primenom odgovarajuće optimalne preraspodele između i_d i i_q

komponente struje statora u prelaznim režimima rada, pored rešenja datog problema, rešava se i problem propada brzine pri iznenadnim porastima momenta opterećenja [40].

5. PRAKTIČNA REALIZACIJA

Precizno merenje napona, struje i snage u uslovima nesinusoidalnog napajanja, od suštinskog je značaja za određivanje stepena korisnog dejstva elektromotornog pogona i razdvajanja gubitaka snage u samom motoru od gubitaka snage u celom pogonu. Ove informacije su od neprocenjive važnosti za projektante, proizvođače i korisnike opreme.

U proteklih deset i više godina, elektromotorni pogoni sa regulacijom brzine su doživeli veliku industrijsku i komercijalnu primenu. Njihova upotreba se zasniva na mogućnosti regulacije brzine, upravljanja procesom u industrijskoj primeni, kao i na mogućnosti uštede električne energije u komercijalnim i standardnim aplikacijama.

Problem koji još nije privukao svetsku pažnju, odnosi se na električna merenja koja je neophodno izvršiti u elektromotornim pogonima sa regulisanom brzinom [49]. Stavka na koju izgleda, nisu obratili pažnju mnogi projektanti pogona i proizvođači mernih instrumenata je, da elektromotorni pogoni sa regulacijom brzine, moraju da budu tako konstruisani da zadovolje potrebe korisnika i to sa najnižom mogućom cenom. Da bi se to postiglo, projektant motora i projektant regulatora, moraju da znaju kako se gubici snage raspodeljuju između ova dva dela pogona. Jednom kada se to postigne, oba projektanta mogu da odrede kompromisno rešenje za projekat pogona, tako da odgovore zahtevima korisnika, a da pogon ima najnižu moguću cenu.

Autori rada [49] dali su detaljan prikaz rezultata studije, koja je izvršena u cilju određivanja mogućnosti postojeće merne opreme da ostvari merenja napona, struje i snage sa razumnom tačnošću, i u elektronskom regulatoru i u električnom motoru [49]. Ova studija je rađena na inicijativu *ASHRAE (American Society of Heating, Refrigerating, and Air-Conditioning Engineers)* i završena je 1996. godine. Testovi su rađeni u jednoj od najsavremenije opremljenih laboratorija Univerziteta u Floridi, na regulisanim elektromotornim pogonima sa asinhronim motorom, jednosmernim motorom bez četkica i prekidačkim reluktantnim motorom. Na osnovu rezultata studije, autori su zaključili da merni instrumenti koji su dostupni na sadašnjem nivou razvoja, nisu u mogućnosti da ostvare merenja napona, struje i snage sa zahtevanom tačnošću, kada se testira većina regulisanih elektromotornih pogona u radu, ili u fazi razvoja. Svako ko očekuje da će pri merenju imati grešku u iznosu od 0.1 % do 0.25 %, koju je moguće ostvariti pri merenju datih veličina u slučaju sinusoidalnog napajanja, treba da se pripremi na grešku u iznosu od 5 % do 6 %. Ovaj iznos greške je najviše posledica velikog sadržaja visokofrekventnih harmonika, u spektru naponskog talasa, regulisanog elektromotornog pogona. Sa učestanošću odabiranja, koja je samo 5 puta veća od realnih harmonika u rezultujućem talasnom obliku trenutne snage, korišćeni merni instrumenti nisu bili u mogućnosti da rekonstruišu talasni oblik snage za dalje procesiranje, zbog prisutnosti efekta lažnog lika (*aliasing effect*). Autori predlažu da se velike naučne snage u budućnosti skoncentrišu na ovu oblast istraživanja, zbog njenog nesumnjivog značaja.

5.1. OPIS HARDVERA

Laboratorijski prototip na kome je izvršena eksperimentalna verifikacija rezultata simulacija prikazanih u poglavljima 3 i 4, sastoji se od:

1. asinhronog motora, koji predstavlja pogonsku mašinu,
2. laboratorijske stanice za vektorsku kontrolu,
3. sekcije za merenje struje u jednosmernom međukolu i
4. *Raganot* kočnice, koja predstavlja opterećenje.

- Parametri pogonskog motora su:

P_n [W]	750	M_n [r.j.]	0.5855	$L_{\gamma r}$ [r.j.]	0.111
U_n [V]	3×380	R_s [Ω]	8.1	L_m [mH]	442.357
I_n [A]	2.1	R_s [r.j.]	0.078	L_m [r.j.]	1.33
J_{ekv} [kgm ²]	0.01798	R_r [Ω]	9.6	I_{dn} [A]	1.37
n_n [ob/min]	1390	R_r [r.j.]	0.092	I_{dn} [r.j.]	0.65
$\cos \varphi_n$	0.72	$L_{\gamma s}$ [mH]	54	I_{qn} [A]	1.59
η_n	0.75	$L_{\gamma s}$ [r.j.]	0.162	I_{qn} [r.j.]	0.75
M_n [Nm]	5.152	$L_{\gamma r}$ [mH]	36.95	T_m [s]	0.2678
/	/	/	/	T_r [s]	0.0838

- Opterećenje predstavlja *Raganot* kočnica, čiji su parametri:

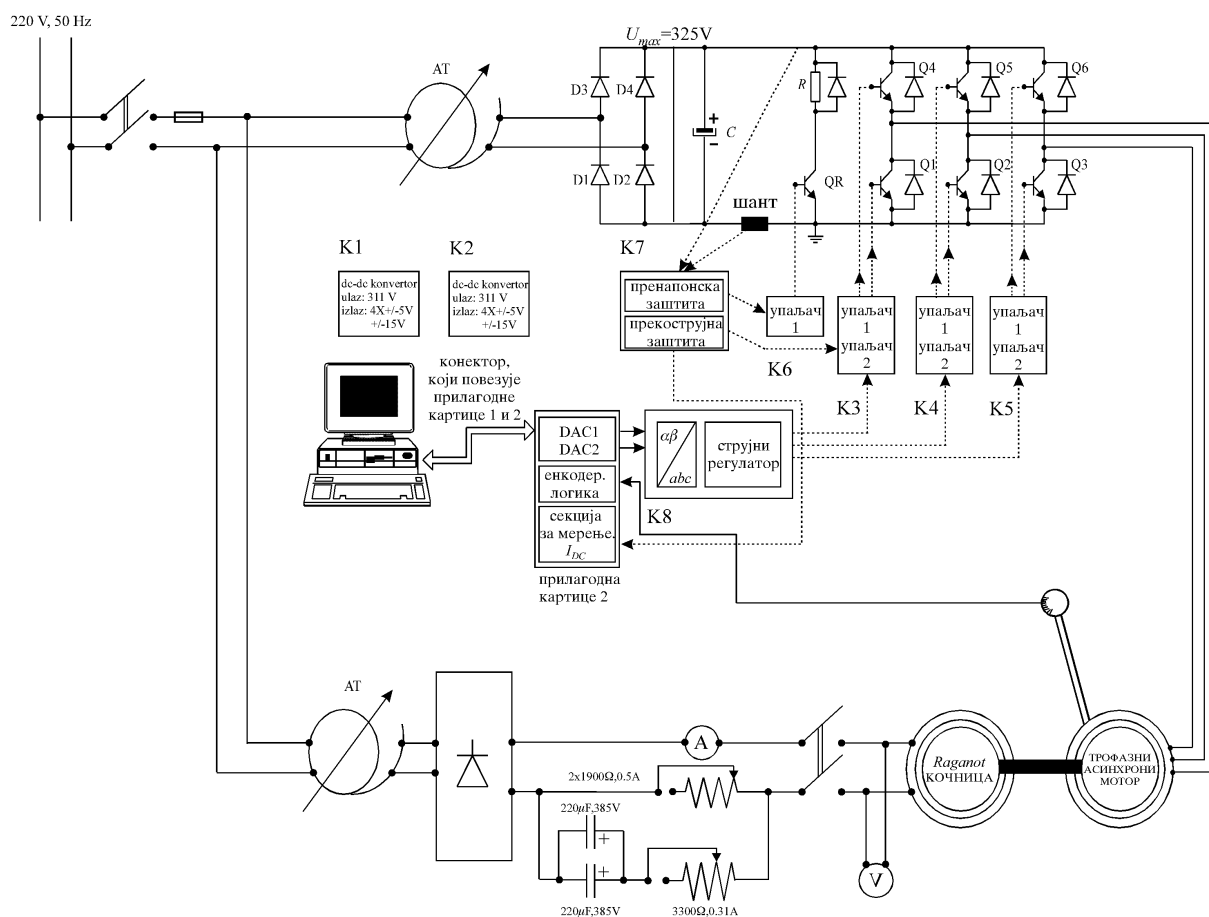
P_n [kW]	pobuda			
	U [V]	I [A]	L [H]	R [Ω]
1.85	160	0.64	1.16	237

Raganot kočnica ima nazubljen rotor od laminiranog gvožđa. Preko njega se nalazi bakarni kavez koji je spojen za drugu osovinu, a iznad svega se nalazi raspodeljen pobudni namotaj na statoru, koji se napaja jednosmernom strujom. Ova kočnica kada radi, radi kao asinhroni motor u stanju polaska ($s = 1$), pošto je očigledno zakočena ona osovina za koju je vezan bakarni kavez. Tako rotor *Raganot* kočnice predstavlja stator nekog fiktivnog asinhronog motora u kratkom spoju, a bakarni kavez, vezan za drugu osovinu *Raganot* kočnice, ukočeni rotor fiktivnog asinhronog motora. Ekvivalentna otpornost statora fiktivnog asinhronog motora je nula, pošto obrtno polje prave gubici usled histerezisa u rotoru kočnice koga pokreće pogonska mašina (odnosno u statoru fiktivnog asinhronog motora). Takođe nema nikavog pada napona na nekakvoj rasipnoj reaktansi statora, a učestanost obrtnog polja statora fiktivnog asinhronog motora proporcionalna je brzini obrtanja rotora kočnice (kako rotor kočnice ima žlebove, stvara se ravnomerno raspodeljen putujući talas B sa onoliko polova koliko ima žlebova). Znači, $R_s = 0$ u ekvivalentnoj šemi fiktivnog asinhronog motora. Takođe, ni reaktansa magnećenja ne postoji kao pojam, što znači da se razmatra samo grana rotora fiktivnog asinhronog motora. U opisanom slučaju, formula za polazni momenat fiktivnog asinhronog kaveznog motora degeneriše u

$$m = \frac{p q}{2 \pi f} k^2 B^2 f^2 \frac{R_r}{R_r^2 + 4 \pi^2 f^2 L_r^2}, \quad (5.1.1.)$$

gde se smatra da je priključen napon po fazi jednak $k B f$, p je broj pari polova, q broj faza, R_r svedeni otpor kaveza u kratkom spoju, L_r reaktansa rasipanja kaveza u kratkom spoju. Uprošćenjem prethodnog izraza, dobija se izraz

$$m = k_1 I_{pob}^2 f^2 \frac{R_r}{R_r^2 + 4 \pi^2 f^2 L_r^2} \quad (5.1.2.)$$



Slika 5.1.1.: šema veza laboratorijskog mesta na kome je urađen završni eksperiment.

To drugim rečima znači da pri velikim učestanostima, kada R_r može da se zanemari, moment je prosto proporcionalan kvadratu pobudne struje i obrnuto proporcionalan brzini.

Pri manjim (i malim brzinama) proporcionalan je brzini i proporcionalan je kvadratu struje pobude (koja pravi amplitudu obrtnog polja). Može se smatrati da je polje B proporcionalno pobudnoj struji sve do nominalne struje kočnice, jer se tek pri većoj vrednosti struje od nominalne, zalazi u zasićenje.

Kao što je prethodno pokazano, moment *Raganot* kočnice, proporcionalan je jednosmernoj pobudnoj struji, koja se prilično sporo uspostavlja, zbog velike induktivnosti statorskog namotaja kočnice. Posledica toga je da se i moment kočnice ne uspostavlja dovoljno brzo, tako da se direktno uključanje, odnosno isključanje opterećenja, ne može smatrati funkcijom koja ima oblik odskočnog signala, za dati pogonski asinhroni motor. Da bi se ovaj zahtev ostvario, u kolo pobude *Raganot* kočnice ubačen je jedan RC član, tako da je šema veza laboratorijskog mesta na kome je urađen završni eksperiment, data na slici 5.1.1..

5.1.1. Laboratorijska stanica za vektorsku kontrolu

5.1.1.1. Osnovni elementi laboratorijske stanice za vektorsku kontrolu, njihova funkcija i međusobna povezanost

Elementi laboratorijske stanice za vektorsku kontrolu "VECTRA", koja se nalazi u laboratoriji za mikroprocesorsko upravljanje elektromotornim pogonima Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu, su [48]:

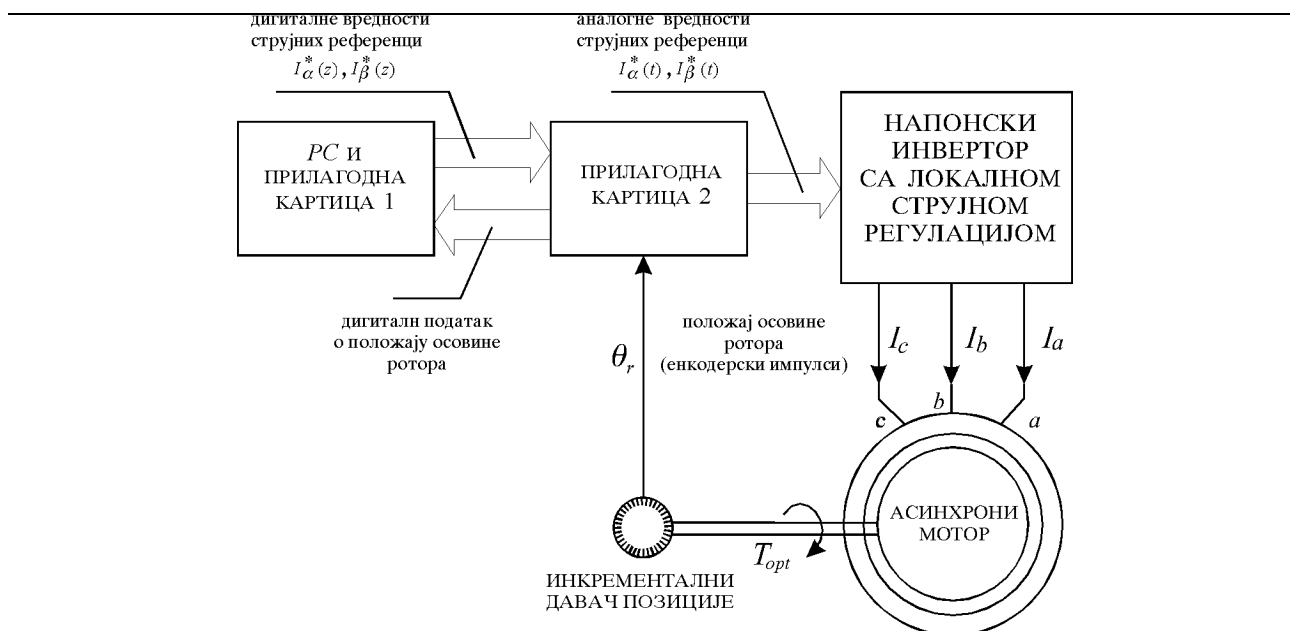
1. strujno regulisani naponski inverter koji omogućava zadavanje vektora statorske struje \vec{i}_s potrebne amplitude i prostorne orijentacije,
2. PC računar,
 - sa mernim sistemom položaja osovine rotora θ_r i brzine obrtanja rotora ω_r (ove veličine se određuju na osnovu enkoderskih impulsa), i
 - D/A konvertori pomoću kojih PC zadaje referentnu vrednost struje statora \vec{i}_s .

Na slici 5.1.1.1. su prikazani:

- CRPWM, strujno regulisani trofazni naponski inverter sa bipolarnim tranzistorima 50 A, 450 V;
- Prilagodna kartica 1, koja se nalazi u PC računaru i vezana je na osmobaritnu ISA magistralu. Na njoj se nalaze tri paralelna interfejsa 8255 preko kojih računar komunicira sa prilagodnom karticom 2;
- Prilagodna kartica 2, na kojoj se nalazi enkoderska logika, dvosmerni dvanestobitni brojač enkoderskih impulsa i četiri osmobaritna D/A konvertora od kojih su dva optički izolovana od PC - a i služe za zadavanje strujnih referenci strujnom regulatoru, a druga dva za posmatranje pomoću osciloskopa veličina koje generiše algoritam upravljanja koji se izvršava u PC računaru;
- PC 486 66 MHz, računar na kome se izvršava algoritam indirektno vektorske kontrole.

Laboratorijska stanica omogućava upravljanje motorom, čija se brzina meri inkrementalnim optičkim enkoderom, a statorska struja reguliše analognim strujnim regulatorom pomoću CRPWM strujno regulisanog naponskog invertora.

Upravljački algoritam indirektno vektorske kontrole i algoritam brzinske regulacije se izvršavaju u "srcu" PC računara u osnovnom procesoru matične ploče. Ulazna veličina algoritma kontrole je podatak o položaju rotora koji se dobija periodičnim iščitavanjem stanja dvosmernih brojača enkoderskih impulsa.



Slika 5.1.1.1.1. Elementi laboratorijske stanice za vektorsku kontrolu.

Izlazne veličine algoritma su strujne reference u $\alpha\beta$ referentnom sistemu u vidu dva osmобitna digitalna signala koji se šalju na D/A konvertore koji obavljaju ulogu kola nulte zadržke, odnosno, na osnovu ulaza generišu naponske reference koje su ulazne veličine analognog histerezisnog strujnog regulatora koji je u invertoru (Slika 5.1.1.1.). Veza PC računara sa pogonom se ostvaruje preko paralelnih portova kojima pripada deo ulazno-izlaznog (I/O) adresnog prostora u granicama od $300H$ do $30BH$, a koji se nalaze na prilagodnoj kartici 1 u PC računaru. U ovom prostoru su locirane adrese četiri osmобitna D/A konvertora i brojačkog sistema za detekciju položaja osovine asinhronog motora koji se nalaze na prilagodnoj kartici 2. Kartica 2 služi kao veza između PC računara, invertora i optičkog enkodera. Preostala dva D/A konvertora mogu poslužiti za posmatranje pomoću osciloskopa promenljivih, algoritma upravljanja motorom.

5.1.1.2. Invertor

Strujno regulisani naponski invertor sa bipolarnim tranzistorima, $CRPWM$, sastoji se iz:

- K1 i K2, kartice sa jednosmernim naponskim izvorima; na svakoj se nalazi po jedan jednosmerni izvor $\pm 15V$ i po četiri $\pm 5V$, koji su međusobno galvanski izolovani ($DC-DC$ pretvarač iz koga se napaja upravljačka elektronika);
- K3, K4, K5, K6, četiri upaljačke kartice (pojačavači impulsa) koje uobličavaju, pojačavaju i optički izoluju signale za uključenje energetskih tranzistora invertora, koji dolaze sa kartice strujne regulacije;
- K7, kartice prekostrujne i prenaponske zaštite;
- K8, kartice strujne regulacije;
- K9, kartice preko koje se dovode naponski signali strujnih referenci $i_{\alpha}^*(t)$ i $i_{\beta}^*(t)$, sa adaptivne kartice na karticu strujne regulacije energetskog kola invertora.

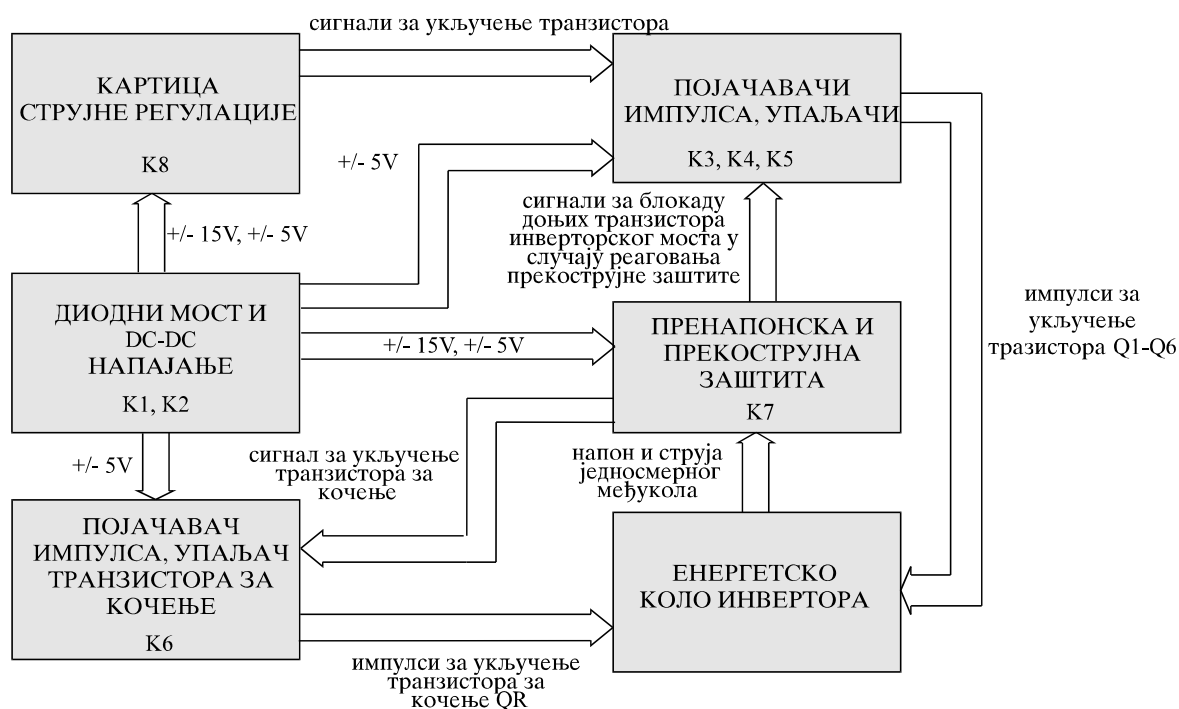
Funkcionalna šema invertora (Slika 5.1.1.2.1.) pokazuje međusobnu povezanost kartica i njihovu povezanost sa energetskim kolom invertora.

Na slici 5.1.1.2.2. je prikazana blok šema invertora.

Zbog potrebe galvanskog razdvajanja pojačavača impulsa tj. upaljača (energetski tranzistori se nalaze na različitim naponskim nivoima sa mogućom razlikom potencijala od 325V) kartice sa pojačavačima impulsa K3, K4, K5 i K6 su izolovane pomoću optokaplera od kartice strujne regulacije.

Na slici 5.1.1.2.2. se mogu zapaziti dve mase, jedna je označena ∇ i nalazi se na potencijalu zvezdišta asinhronog motora, druga masa je označena \perp i nalazi se na potencijalu donje invertorske grane. Postoji i treća masa, to je PC masa i prisutna je na prilagodnim karticama 1 i 2, u šemama je označena simbolom ∇ .

Kartica K9 služi da se preko nje uvedu analogni naponski signali referentnih struja i_α^* i i_β^* koji dolaze sa adaptivne kartice u inverter, odnosno u karticu strujne regulacije.



Slika 5.1.1.2.1. Funkcionalna šema invertora.

K8 je kartica strujne regulacije koja je izrađena analogno pomoću histerezisnih komparatora. Na ulaze histerezisnih komparatora, koji se nalaze u modulu M2 (Slika 5.1.1.2.2.), dovode se analogne naponske reference (sa D/A konvertora adaptivne kartice) struja i_α^* i i_β^* , i naponski signali stvarnih struja i_α i i_β , koji se dobijaju sa šantova otpornosti $R_s = 1\Omega$ (Slika 5.1.1.2.2.), koji su vezani u zvezdište asinhronog motora. Zvezdište je izvedeno van motora i nalazi se u inverteru. Transformacija struja i_α, i_β, i_c u $\alpha \beta$ referentni sistem se obavlja na kartici strujne regulacije u modulu M1 (Slika 5.1.1.2.2.).

Kako je veza između struja u $\alpha \beta$ referentnom sistemu i faznih struja:

$$i_\alpha = i_a - \frac{1}{2} \cdot i_b - \frac{1}{2} \cdot i_c, \quad i_a + i_b + i_c = 0 \Rightarrow i_\alpha = \frac{3}{2} \cdot i_a$$

$$i_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (i_b - i_c),$$
(5.1.1.2.1.)

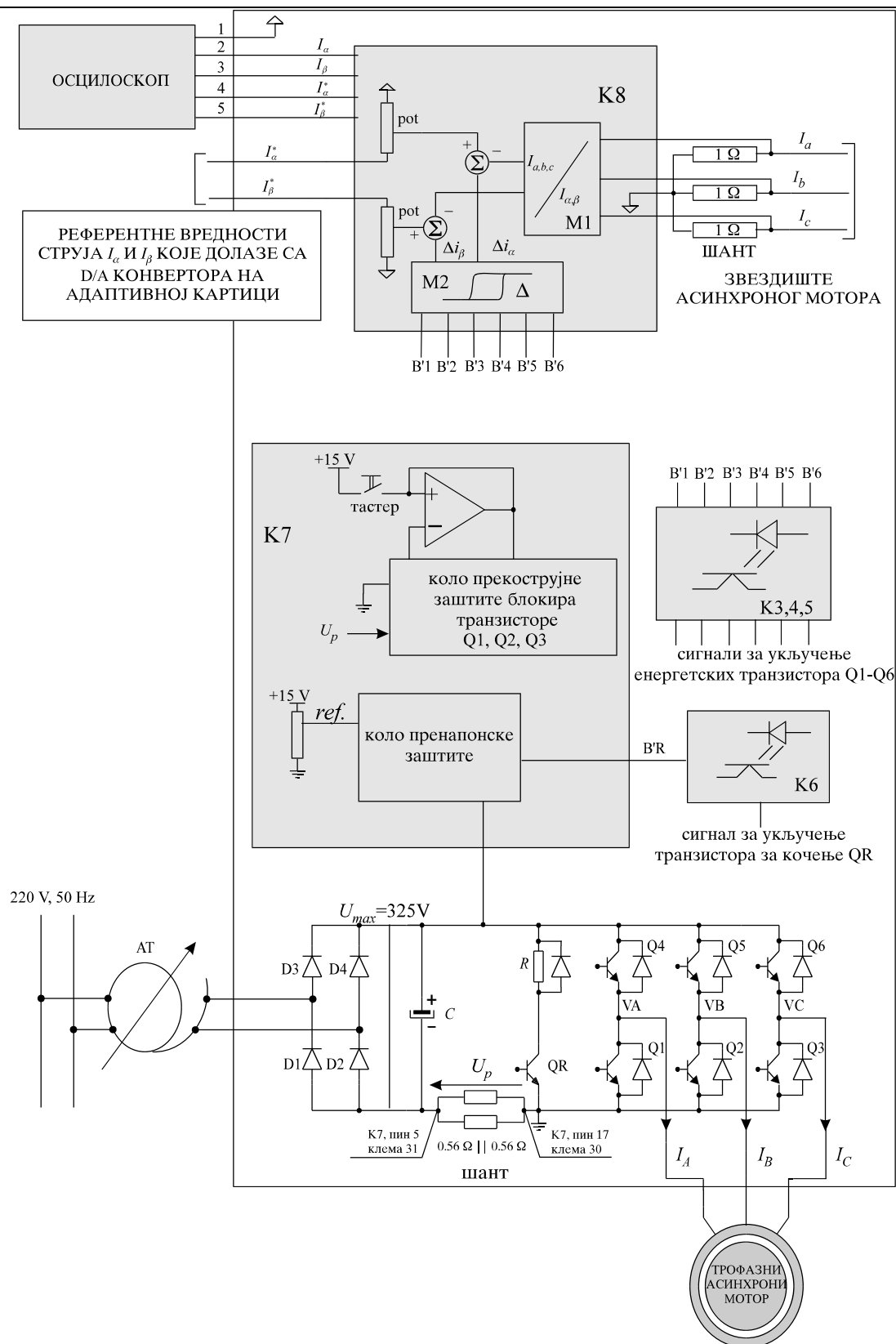
znači da faznoj struji $i_a = 1A$ odgovara naponski signal $u_a = 3/2 V$. Nivo naponskih signala koji odgovaraju strujama i_α^* i i_β^* , koji dolaze sa D/A konvertora adaptivne kartice, je pomoću potencijometara na kartici strujne regulacije prilagođen nivou naponskih signala koji odgovaraju strujama i_a i i_b , a dobijaju se sa šantova. Tako pri naponu od 10 V koji dolazi sa D/A konvertora (Slika 5.1.1.2.2.), sa potencijometra se dobija napon od 7.5 V, a ovom naponu odgovara fazna struja:

$$i_a = 7.5 \text{ V} \cdot \frac{2}{3} \text{ A / V} = 5 \text{ A} . \quad (5.1.1.2.2.)$$

K7 je kartica prenaponske i prekostrujne zaštite. Prekostrujna zaštita reaguje kada struja u jednosmernom međukolu poraste preko podešene vrednosti. Informacija o struji na karticu K7 dolazi sa šantova postavljenih u donjoj grani jednosmernog međukola invertora (slika 5.1.1.2.2.). Napon na šantovima U_p je proporcionalan struji koja teče kroz njih. Ovaj napon se dovodi na ulaz u komparator koji ga poredi sa referentnim naponom koji se dobija sa potenciometra.

Kada napon na šantovima poraste preko referentnog napona onda se blokiraju donji tranzistori Q_1 , Q_2 i Q_3 , i struja statora asinhronog motora opadne na nulu (vreme opadanja struje je reda nekoliko vremenskih konstanti rotora T_r). Deblokada prekostrujne zaštite se vr i pritiskom na reset taster koji je deo kola prekostrujne zaštite (ukoliko je prekostrujna zaštita odreagovala u toku rada pogona, onda treba isključiti pogon). Donji tranzistori su blokirani po uključenju invertora kao kad odreaguje prekostrujna zaštita, pa je zato potrebno pritisnuti reset prekidač da bi se deblokirala zaštita i pogon startovao. Reset prekidač se nalazi na prednjoj ivici kartice K7.

Prenaponska zaštita reaguje kada napon jednosmernog međukola poraste preko referentnog (slika 5.1.1.2.2.). Referentni napon je podešen pomoću odgovarajućeg potenciometra na kartici K7 i njemu odgovara napon na jednosmernim sabirnicama od 325 V. Kada napon na jednosmernom međukolu poraste preko dozvoljenog uključuje se tranzistor Q_R i višak energije se prazni preko otpora za kočenje koji je vezan na red sa njim (slika 5.1.12.2.). Usled toga napon opada i kada padne ispod 325 V, prenaponska zaštita isključuje tranzistor Q_R . Ukoliko bi tranzistor Q_R i suviše dugo provodio došlo bi do pregrevanja otpora za kočenje i na kraju do njegovog pregorevanja i proboja na elektrolitu. Ovo je moguće ukoliko bi napon napajanja diodnog mosta bio previsok. Zato treba biti pažljiv pri uključenju energetskog kola invertora preko autotransformatora AT (slika 5.1.1.2.2.).



Slika 5.1.1.2.2. Blok šema invertora.

Ulazni signali na šemi prenaponske i prekostrujne zaštite su napon U_p na šantu jednosmernog međukola (Slika 5.1.1.2.2) (uvodi se u karticu preko pina 5), i napon jednosmernog međukola, (uvodi se u karticu preko pina 31). Masa kartice je na potencijalu donje grane invertorskog mosta. Izlazni signali prekostrujne zaštite idu na pojačavače impulsa donjih tranzistora

invertorskog mosta (kartice K3, K4 i K5), čiji rad blokiraju tako da donji tranzistori invertorskog mosta budu isključeni posle reagovanja zaštite. Izlazni signal kola prenaponske zaštite ide na donji pojačavač impulsa (kartica K6), koji upravlja tranzistorom za kočenje Q_R .

Kartice K3, K4, K5 i K6 predstavljaju upaljače energetskih tranzistora. Upaljači prihvataju signale za uključenje tranzistora sa kartice strujne regulacije preko optokaplera, a zatim ih uobličavaju i pojačavaju u oblik potreban da bi se uključivali i isključivali energetski tranzistori. Na svakoj od kartica postoje po dva upaljača. Na karticama K3, K4, K5 su upaljači tranzistora $Q1-Q6$ i to: na kartici K3 se nalaze upaljači za tranzistore $Q1$ i $Q2$, na kartici K4 se nalaze upaljači za tranzistore $Q3$ i $Q4$, a na kartici K5 se nalaze upaljači za tranzistore $Q5$ i $Q6$. Na kartici K6 se nalaze dva upaljača ali se koristi samo jedan, donji upaljač, tranzistora za otporničko kočenje Q_R .

Na karticama K1 i K2 se nalaze jednosmerni izvori koji napajaju upravljačka kola invertora. Kartice K1 i K2 se napajaju iz posebnog diodnog ispravljača sa 300 V, čime je razdvojeno napajanje energetskog dela invertora od upravljačkog. Kartice su identične i na svakoj od kartica se nalaze izvori jednosmernog napona međusobno galvanski izolovani, i to po četiri izvora ± 5 V i jednim izvorom ± 15 V. Izvori su galvanski izolovani zbog različitih naponskih nivoa na kojima se nalaze energetski tranzistori invertora. Spuštanje napona je izvedeno preko samooscilujućeg *DC-DC* pretvarača.

Energetsko kolo invertora je sastavljeno od tri bloka (Slika 5.1.1.2.2.). Prvi deo je diodni most, drugi deo je jednosmerno međukolo sa dva šanta u donjoj grani sa kojih se dobija naponski signal o struji kola, otpornikom za kočenje $R = 48 \Omega$, 100 W vezanim na red sa tranzistorom Q_R i 450 V elektrolitima $2 \cdot 1100$ mF, treći deo je invertorski most sa bipolarnim energetskim 50 A tranzistorima i antiparalelno vezanim diodama ugrađenim u isto kućište.

5.1.1.3. Prilagodna kartica ugrađena u PC računar

Prilagodna kartica 1 se fizički nalazi unutar PC računara i priključena je na takozvanu ISA magistralu. Na kartici se nalaze tri paralelna interfejsa 8255 (*PIA*), vezana na osmobitnu magistralu podataka, koja je prisutna na ISA magistrali. Adrese *PIA* se nalaze u *I/O* prostoru (znači pristupa im se asemblerskim instrukcijama *IN* i *OUT*). Svi portovi *PIA* su konfigurisani kao ulazni ili izlazni, osim porta *1PC*. Isti konektor koji se nalazi na prilagodnoj kartici 2, nalazi se i na prilagodnoj kartici 1, samo što je redosled oznaka suprotan (pin 1 *a* → pin 32 *a*, pin 1 *b* → pin 32 *b* ...). Kartica sadrži i tajmer 8253, čiji su signali dostupni na konektoru kao i dva *A/D* konvertora (*AD571*) koji se takođe nalaze na *PC* kartici i čiji analogni ulazi postoje na konektoru.

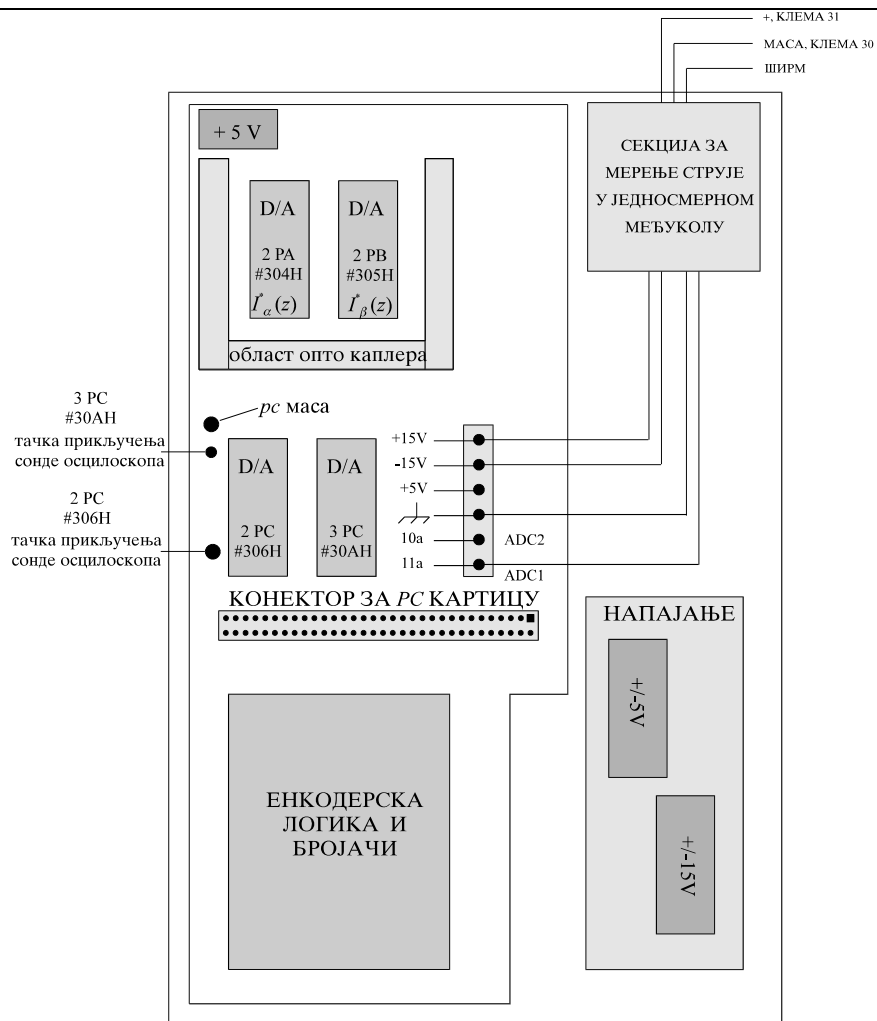
5.1.2. Sekcija za merenje struje u jednosmernom međukolu

Kako je u stacionarnom stanju, trenutna vrednost ulazne snage simetrične trofazne mašine konstantna veličina [60], zanemarujući gubitaka u invertoru, može se smatrati da je jednaka snazi u jednosmernom međukolu, $P_{ul} = U_{DC} I_{DC}$. Ako se smatra da se napon na jednosmernim šinama, U_{DC} , održava na konstantnoj vrednosti, onda je snaga, P_{ul} , proporcionalna struji u jednosmernom međukolu, I_{DC} . Merenjem struje I_{DC} pomoću sekcije za merenje struje u jednosmernom međukolu, koja je montirana na prilagodnoj kartici 2 (slika 5.1.2.1.), dolazi se do podatka o ulaznoj snazi trofaznog asinhronog motora, za potrebe optimizacionog algoritma.

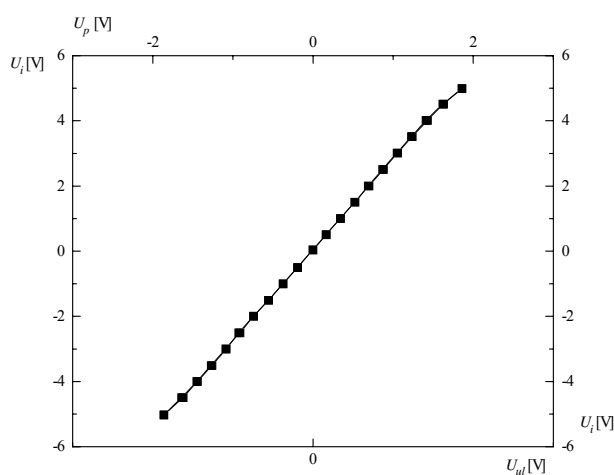
Kao što je prikazano na slici 5.1.1.2.2. i objašnjeno u poglavlju 5.1.1.2., ulazni signali na šemi prenaponske i prekostrujne zaštite su napon U_p na šantu jednosmernog međukola (uvodi se u

karticu preko pina 5), i napon jednosmernog međukola, (uvodi se u karticu preko pina 31). Masa kartice je na potencijalu donje grane invertorskog mosta, (uvodi se u karticu preko pina 17). Pinovi 5 i 17 su izvedeni na kleme 31 i 30 klem lajsne, koja se nalazi na zadnjoj strani invertora, respektivno. Napon U_p , sa šanta u jednosmernom međukolu, dovodi se sa kleva 31 i 30 klem lajsne, na ulaz sekcije za merenje struje u jednosmernom međukolu (slika 5.1.2.3.), čiji je osnovni element izolacioni pojačavač AD284J, gde se galvanski izoluje i pojačava, a zatim prosleđuje na ulaz u A/D konvertor, ADC1. Kao što je već rečeno, PC kartica (prilagodna kartica 1, koja se nalazi u PC računaru), sadrži dva A/D konvertora (AD571), čiji analogni ulazi postoje na konektoru, a izvedeni su na slobodno čip postolje na prilagodnoj kartici 2, gde dolazi izlazni signal sa sekcije za merenje struje u jednosmernom međukolu (slika 5.1.2.3.).

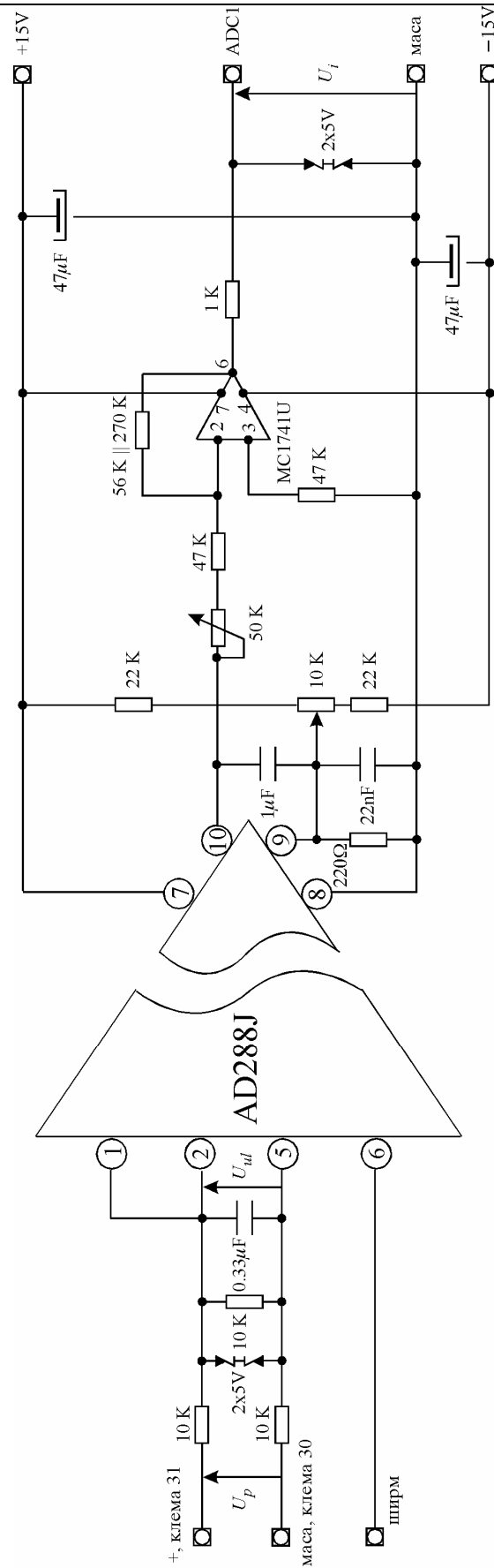
Napon sa šanta, U_p , dovodi se na ulazne pinove izolacionog pojačavača AD284J (2 i 5), preko naponskog razdelnika i nikopropusnog RC filtra (3.3 ms), U_{ul} , (slika 5.1.2.3.). Izlazni naponski signal iz sekcije za merenje struje u jednosmernom međukolu, U_i , dovodi se na odgovarajuće pinove A/D konvertora, ADC1, koji su preko konektora izvedeni na prilagodnu karticu 2 i označeni sa 11a i 11b. Ukupno kašnjenje signala iznosi 3.8 ms. Funkcija prenosa sekcije za merenje struje u jednosmernom međukolu, odnosno funkcija $U_i = f(U_{ul})$, kao i funkcija $U_i = f(U_p)$, prikazane su na slici 5.1.2.2. Sa slike se može zaključiti da se radi o linearnoj funkciji. Problem ofseta je rešen softverski, oduzimanjem ofset vrednosti od odgovarajućeg signala za struju I_{DC} , u svakom koraku odabiranja. A/D konvertor, ADC1, je desetopitni AD571, koji je povezan da radi u unipolarnom režimu, (analogni ulaz je napon iz intervala [0,10 V], digitalni izlaz je broj iz intervala [0, $2^{10} = 1024$]). Asinhroni motor može da radi i u motornom i u generatorskom režimu, tako da struja u jednosmernom međukolu može da ima i pozitivnu i negativnu vrednost. Da bi se dobila ispravna informacija o znaku struje u jednosmernom međukolu, softverski je rešeno, da brojevi od 0 do 512 predstavljaju negativnu vrednost, a brojevi od 512 do 1024, pozitivnu vrednost struje u jednosmernom međukolu. Kako je od interesa samo motorni režim rada asinhronog motora, odnosno pozitivan smer struje u jednosmernom međukolu, može se zaključiti, da je na ovaj način rezolucija A/D konvertora, ADC1, svedena na 9 bita ($512 = 2^9$), što ne predstavlja problem od značaja za tačnost merenja struje u jednosmernom međukolu.



Slika 5.1.2.1. Izgled prilagodne kartice 2.



Slika 5.1.2.2. Prenosna funkcija sekcije za merenje struje u jednosmernom međukolu.



Slika 5.1.2.3. Šema veza sekcije za merenje struje u jednosmernom međukolu.

5.2. PROGRAMSKA PODRŠKA

Program za indirektnu vektorsku kontrolu asinhronog motora, napisan je u programskom jeziku C, a sastoji se iz dva dela: prekidne rutine svake $T_s = 1$ ms i pozadinske petlje, koja služi za komunikaciju sa korisnikom preko tastature i ekrana. U prekidnoj rutini se izvršava algoritam indirektno vektorske kontrole sa regulacijom brzine asinhronog motora. Perioda odabiranja za regulator brzine je $T = 10$ ms. Ulazi brzinskog regulatora su referentna brzina i srednja brzina obrtanja motora, izračunata u toku poslednje periode odabiranja T . Srednja brzina obrtanja je srazmerna razlici akumulisanog broja *UP* i *DOWN* impulsa u brojaču impulsa koji se očitava preko dvanestobitnog leča.

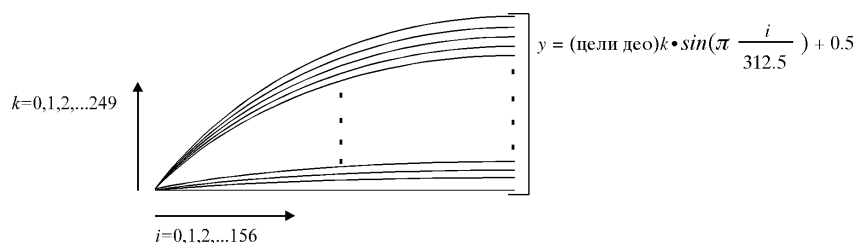
Izlaz iz regulatora brzine je željeni elektromagnetni moment M_{em}^* . U slučaju rada sa konstantnim poljem $\Psi_D = \Psi_{Dn}$, odnosno, $i_d = i_{dn} = const$, pa je struja i_q direktno srazmerna elektromagnetnom momentu M_{em} , na osnovu izraza izvedenih u poglavlju 3.1.. Na osnovu prethodnog, proizilazi da je struja i_d konstanta, a da se struja i_q menja svakih 10 ms, odnosno, svakog desetog interapta sa promenom izlaza iz brzinskog regulatora. Primenom algoritma za optimizaciju stepena korisnog dejstva asinhronog motora, vrši se optimizacija fluksa za datu radnu tačku, tako da motor ne radi sa konstantnim poljem. Vrednost struje i_d se dobija kao rezultat optimizacionog algoritma, a vrednost fluksa, modelovanjem nelinearne karakteristike magnećenja, koja je data sledećim izrazom:

$$\frac{i_d}{i_{dn}} = \left(\frac{\Psi_D}{\Psi_{Dn}} \right)^\beta + (1 - \beta) \left(\frac{\Psi_D}{\Psi_{Dn}} \right)^s; \beta = 0.7; s = 7. \quad (5.2.1.)$$

Dakle, za dati moment M_{em}^* pri odgovarajućoj vrednosti fluksa, izračunava se potrebna vrednost struje i_q .

Međutim to su veličine $d q$ referentnog sistema, koje je potrebno transformisati u struje i_α^* i i_β^* , koje su naizmenične veličine. Zbog tačnosti, obrtna transformacija se obavlja u svakom interaptu, znači svake milisekunde. Ulazne veličine obrtne transformacije su i_d , i_q i električni ugao $\theta_e = \theta_r + \theta_k$. Položaj rotora θ_r se dobija očitavanjem dvanestobitnog leča, koji prenosi informaciju o stanju brojača *UP* i *DOWN* impulsa. Razlika u akumuliranim vrednostima brojača između dva očitavanja predstavlja priraštaj pozicije $\Delta\theta_r$, a klizanje θ_k se izračunava estimacijom na osnovu izraza izvedenih u poglavlju 3.1.. Jednačina obrtne transformacije je:

$$\begin{aligned} i_\alpha^* &= i_d \cos(\theta_e) - i_q \sin(\theta_e) \\ i_\beta^* &= i_d \sin(\theta_e) + i_q \cos(\theta_e) \end{aligned} \quad (5.2.2.)$$



Slika 5.2.1.: Način popunjavanja sinusne tabele.

Da bi se skratilo vreme izvršavanja interapta, umesto izračunavanja sinusa i kosinusa, i množenja struja i_d i i_q sa sinusom i kosinusom, koja su potrebna na osnovu izraza za obrtnu transformaciju, koristi se sinusna funkcija tabelirana od 0° do 90° sa vrednostima dobijenim na način prikazan na slici 3.7. Pointer na tabelu je veličine dva bajta. Ako je vrednost nižeg bajta pointera k , a vrednost višeg bajta pointera i , onda pointer pokazuje na memorijsku lokaciju veličine bajt čiji je sadržaj y sa slike. Dodavanje broja 0.5 je izvršeno zbog smanjivanja greške usled kvantovanja. Veličina tabele je $157 \cdot 250 = 39250$ bajta. Kod koji generiše tabelu, dat u fajlu

tabela.c, dok je sama tabela je uskladištena u datoteci *tabela.dat* koja se učitava u *RAM* pri startovanju programa. Po završetku obrtne transformacije struja i_d^* se šalje na osmобitni *D/A* konvertor čija je adresa #304H, a struja i_q^* , na osmобitni *D/A* konvertor, čija je adresa #305H.

Vrednost na izlazu iz *A/D* konvertora očitava se u svakom interaptu (svake milisekunde), i usrednjava se na intervalu od 10 ms. Svakih 10 ms,

- na izlazu iz brzinskog *PI* regulatora, pri datoj vrednosti fluksa, određuje se vrednost momenta M_{em}^* ,
- izračunava se vrednost struje i_q ,
- izračunava se vrednost struje u jednosmernom međukolu, usrednjavanjem na intervalu od 10 ms, a samim tim i ulazna snaga pogona,
- izračunava se vrednost izlazne snage, kao proizvod brzine i momenta pri odgovarajućoj vrednosti fluksa,
- izračunava se vrednost snage gubitaka, kao razlika ulazne i izlazne snage,
- vrednosti za struju i_d , struju i_q i snagu gubitaka, upisuju se u odgovarajuće bafere.

Optimizacioni algoritam se izvršava svakih 0.5 s. Dakle, svakih 0.5 s,

- izračunava se srednja vrednost struje u jednosmernom međukolu,
- izračunava se srednja vrednost ulazne snage, izlazne snage i snage gubitaka,
- izračunava se srednja vrednost struje i_q ,
- primenjuje se optimizacioni algoritam, iz koga se kao rezultat dobija nova vrednost struje i_d ,
- izračunava se nova vrednost fluksa na osnovu modelovane nelinearne karakteristike magnećenja,
- izračunava se nova vrednost klizanja.

Svakih 10 ms, u odgovarajuće bafere se smeštaju trenutne vrednosti za struju i_d , struju i_q i snagu gubitaka. Sadržaj ovih bafera, pomoću odgovarajućih potprograma, upisuje se u datoteke, koje se zatim obrađuju pomoću bilo kog programa koji služi za tu namenu, a dobijeni grafici ilustruju rezultate izvršenih eksperimenata.

Fazi optimizacioni regulator je tabelarno imlementiran u odgovarajući *C* program. Rezultat odgovarajućeg fazi modela, formiranog u *Fuzzy Toolbox* - u, pretvara se u *ASCII* tabelu, pomoću *Matlab* programa, *lfeval.m*, koji je specijalno u tu svrhu načinjen i dat u tekstu koji sledi:

```

function lfeval (inputfis, x_low, x_hi, Nx)
% učitavaju se argumenti funkcije lfeval: ime fazi modela formiranog u Fuzzy%
% Toolbox - u, donja granična vrednost ulazne promenljive u dati fazi model,%
% gornja granična vrednost ulazne promenljive u fazi model, broj tačaka na%
% odabranom segmentu ulazne promenljive u kojima će se vršiti%
% interpolacija krive koja je dobijena kao rezultat iz datog fazi modela%

if nargin < 4
    Nx = 20;
end

% ako je izostavljen greškom neki od numeričkih argumenata funkcije lfeval,%
% usvaja se 20 tačaka na segmentu ulazne promenljive%

if nargin < 2
    x_low = -1;
    x_hi = 1;
end

% ako je greškom izostavljeno više od jednog numeričkog argumenta funkcije%
% lfeval, pored već usvojenog broja tačaka na segmentu ulazne promenljive u %
% fazi model, usvajaju se za njenu donju i gornju granicu vrednosti -1 i 1,%
% respektivno%

step_x = (x_hi - x_low)/Nx;

% podešava se veličina koraka interpolacije%

x = [x_low:step_x:x_hi];
input = x';

% učitavaju se sve tačke ulazne promenljive u kojima će se vršiti%
% interpolacija%

fismatrix = readfis([inputfis, '.fis']);
out = evalfis(input, fismatrix);

% učitava se fazi model kao određena matrična forma i izračunava se za%
% svaku tačku ulaza odgovarajuća vrednost izlaza, koja se dobija%
% interpolacijom krive koja je rezultat datog fazi modela%

plot (x, out);
title(inputfis)

% crtanje grafika funkcije dobijenog izlaza od zadanog ulaza%

[fid, message] = fopen ([inputfis, '.dat'], 'wt');
if fid == -1
    message
    return
end

% otvaranje datoteke, koja ima isto ime kao i odgovarajući fazi model%
% formiran u Fuzzy Toolbox- u, za upis dobijenih vrednosti za potrebe C %
% programa, odnosno formiranje tebele pomoću koje se fazi optimizacioni%
% regulator implementira u C program%

for i = 1:size(x, 2)

```

```

fprintf(fid, '%8.4f', out(i));
fprintf(fid, '\n');
end
fclose(fid);
% upis podataka na disk%.
```

Ova tabela se na isti način kao i sinusna tabela, učitava u *RAM* pri startovanju programa, samo što se za razliku od sinusne tabele, u ovom slučaju odmah vrši potrebno skalirane vrednosti.

5.3. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

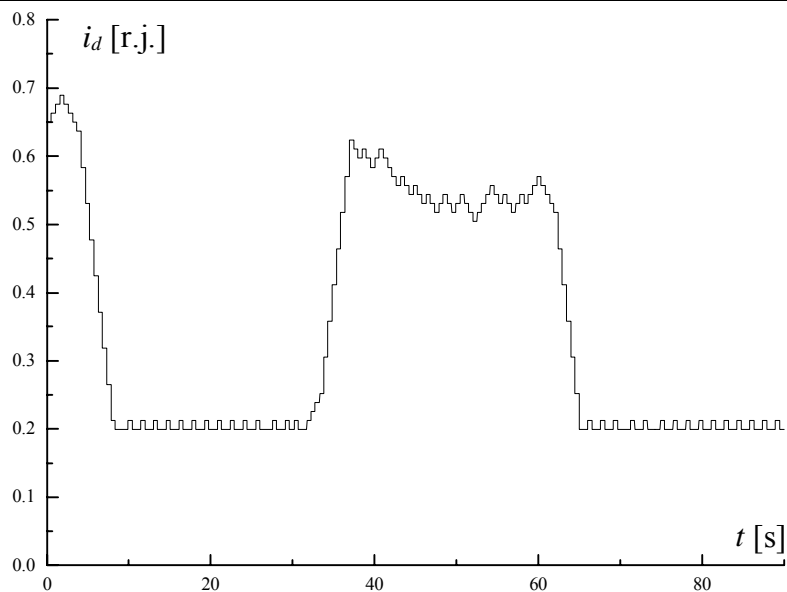
Ekspertiment je vršen na laboratorijskom prototipu opisanom u poglavlju 5.1., primenom softvera, opisanog u poglavlju 5.2.. Kako je maksimalna brzina koju ovaj motor može da razvije, a da strujni regulator ne uđe u zasićenje, 800 ob/min, ekspertiment je vršen u sledećim uslovima:

- prvi ogled: pri brzini od 400 ob/min, motor je 30 s opterećivan minimalnim momentom u iznosu od $0.03 M_n$, (moment u praznom hodu motora), zatim je sledećih 30 s bio izložen opterećenju od $0.7 M_n$, i na kraju, 30 s minimalnim momentom u iznosu od $0.03 M_n$. Donja i gornja granična vrednost struje i_d iznose 0.3 i $1.2 i_{dn}$, respektivno. Slike koje ilustruju ovaj ogled, nose oznaku: broj slike -1a.
- drugi ogled: pri brzini od 400 ob/min, motor je 15 s opterećivan minimalnim momentom u iznosu od $0.03 M_n$, (moment u praznom hodu motora), zatim je sledećih 75 s bio izložen opterećenju od $0.7 M_n$. Donja i gornja granična vrednost struje i_d iznose 0.3 i $1.2 i_{dn}$, respektivno. Slike koje ilustruju ovaj ogled, nose oznaku: broj slike -1g.
- treći ogled: pri brzini od 400 ob/min, motor je 90 s opterećivan minimalnim momentom u iznosu od $0.03 M_n$, (moment u praznom hodu motora), a donja i gornja granična vrednost struje i_d iznose 0.1 i $1.2 i_{dn}$, respektivno. Slike koje ilustruju ovaj ogled, nose oznaku: broj slike -1d.
- četvrti, peti i šesti ogled, su ponovljeni prvi, drugi i treći ogled, respektivno, pri brzini od 100 ob/min i opterećenju koje se menja od $0.03 M_n$ do $0.5 M_n$. Slike koje ilustruju ove ogled, nose oznake: broj slike - 2 a,g,d, respektivno.

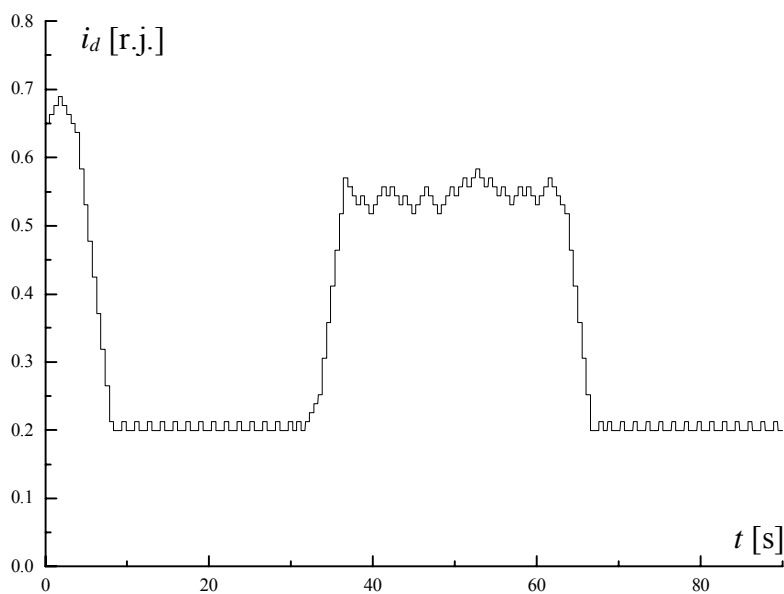
U svim ogledima početna vrednost struje i_d je njena nominalna vrednost. Na slikama su prikazane promene struje i_d (slike sa oznakom *broj slike - 1a* ili *broj slike - 2a*), struje i_q (slike sa oznakom *broj slike - 1b* ili *broj slike - 2b*) i snage gubitaka P_γ (slike sa oznakom *broj slike - 1v* ili *broj slike - 2v*), u gore navedenim ogledima, kada je ulazna veličina u optimizacioni algoritam snaga gubitaka. Takođe je prikazana i promena struje i_d , kada je u prvom ogledu ulazna veličina u optimizacioni algoritam ulazana snaga pogona, P_{ul} (slike sa oznakom *broj slike - 1* ili *broj slike - 2*).

Ogledi su vršeni za one primere dvokoračnog, višekoračnog i fazi optimizacionog algoritma, za koje se na osnovu simulacija, pokazalo da kriterijumska funkcija u tim slučajevima, ima najveću vrednost.

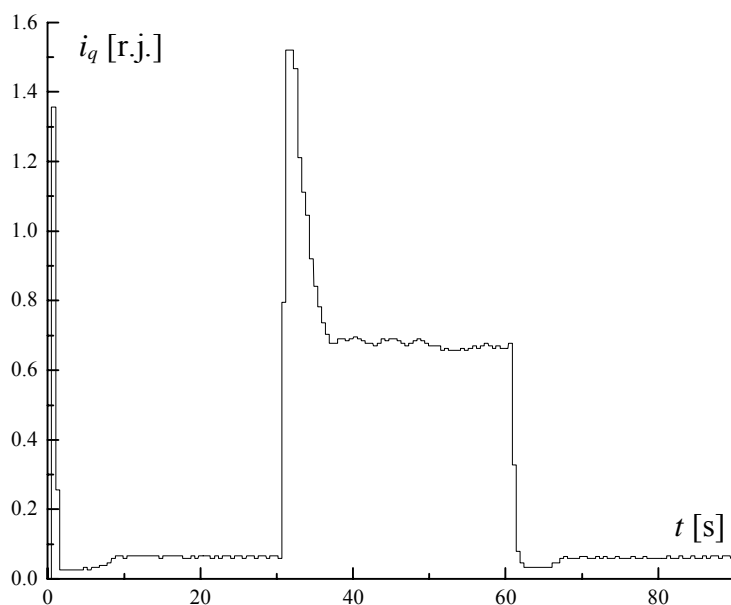
1. Rezultati dvokoračnog algoritma sa $i_{dmin} = 2 \% i_{dn}$ i $i_{dmax} = 8 \% i_{dn}$:



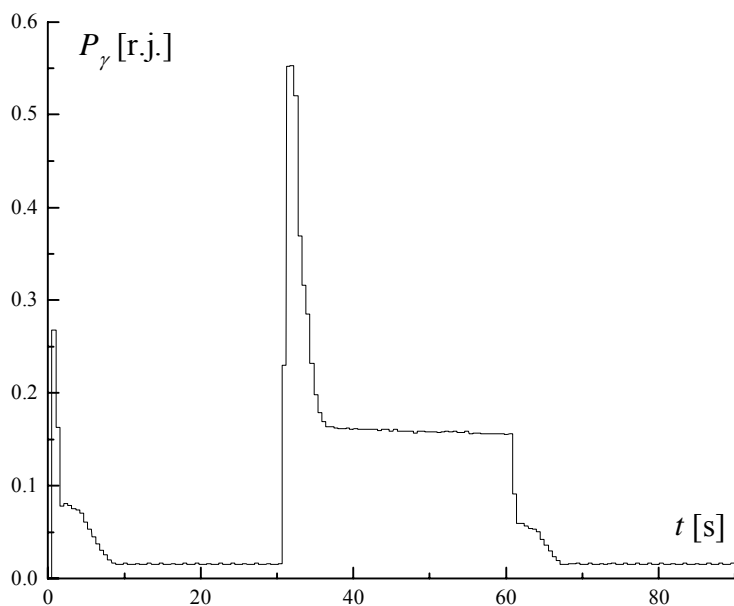
Slika 5.3.1. - 1, dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2 \%$, $i_{dmax} = 8 \%$,
 (grafik struje i_d , optimizira se P_{ul} , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



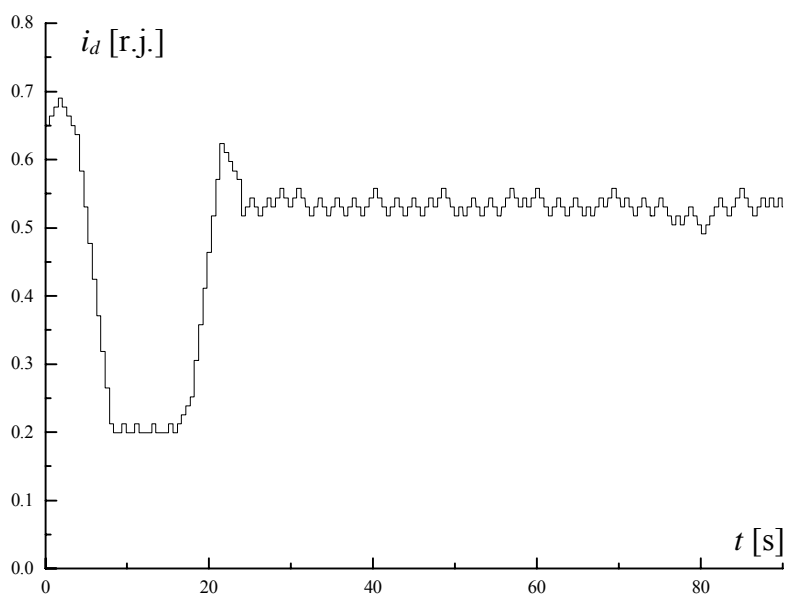
Slika 5.3.1. - 1a, dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2 \%$, $i_{dmax} = 8 \%$,
 (grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



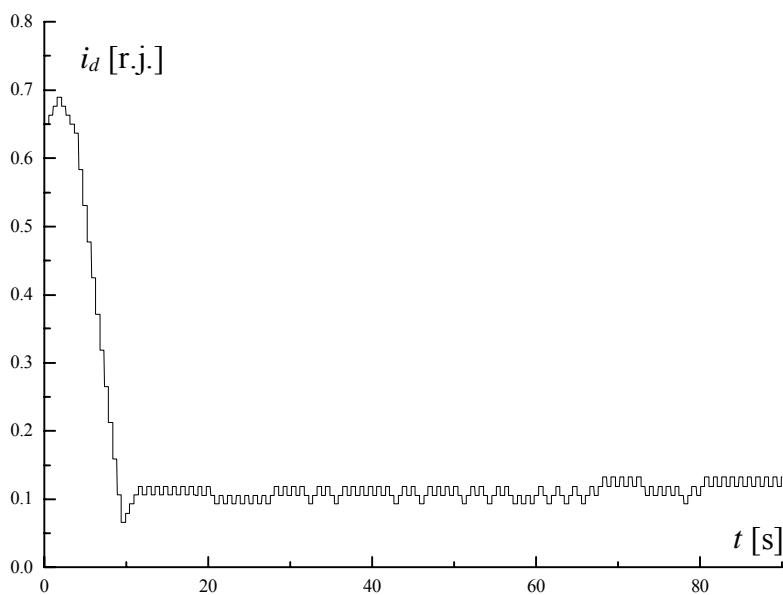
Slika 5.3.1.- 1b. dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$, $i_{dmax} = 8\%$,
(grafik struje i_q , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



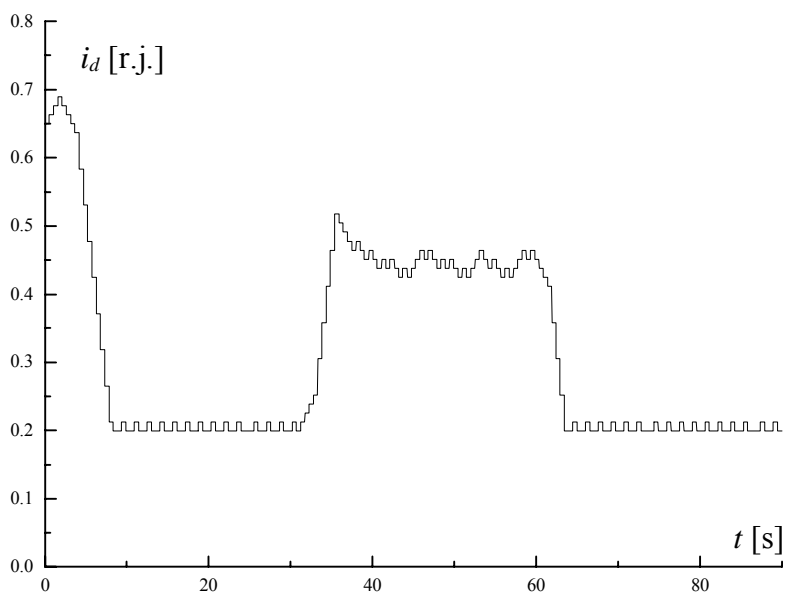
Slika 5.3.1.- 1v. dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$, $i_{dmax} = 8\%$,
(grafik snage gubitaka P_γ , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



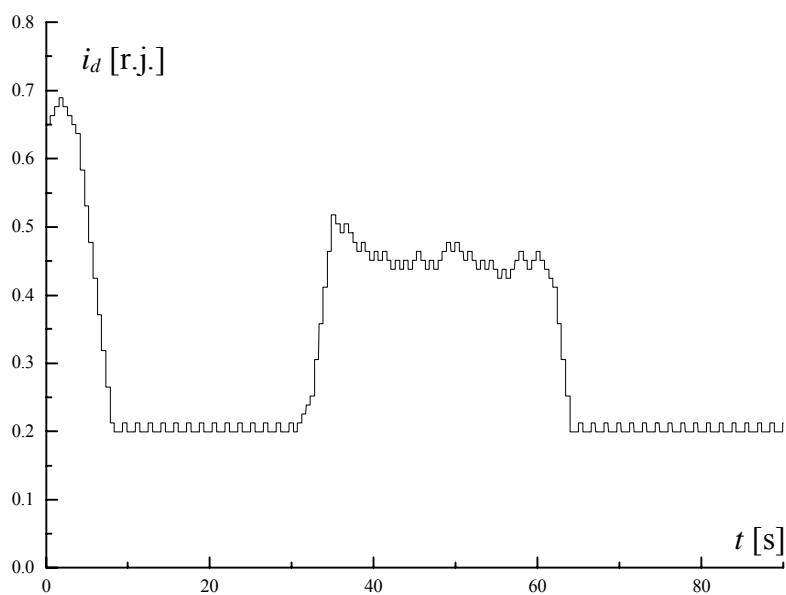
Slika 5.3.1. - 1g, dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$, $i_{dmax} = 8\%$,
(optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$.)



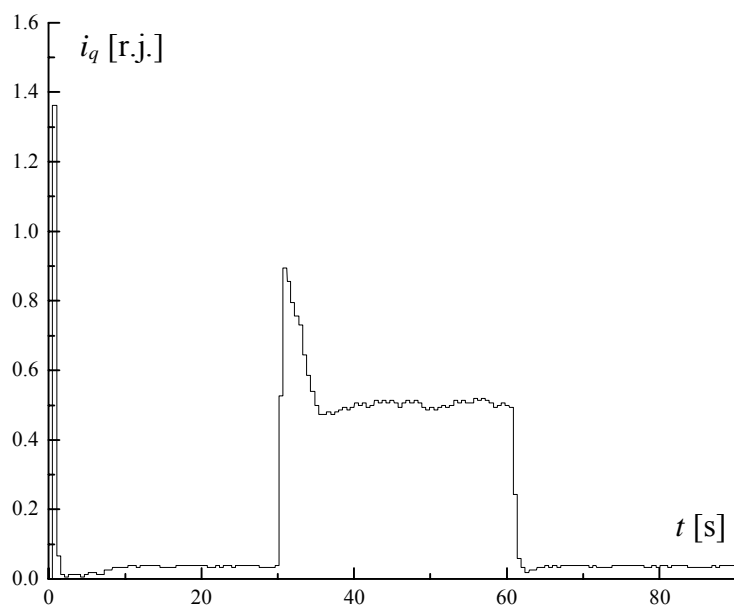
Slika 5.3.1. - 1d, dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$, $i_{dmax} = 8\%$,
(optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min, $M_1 = 0.03 M_n$).



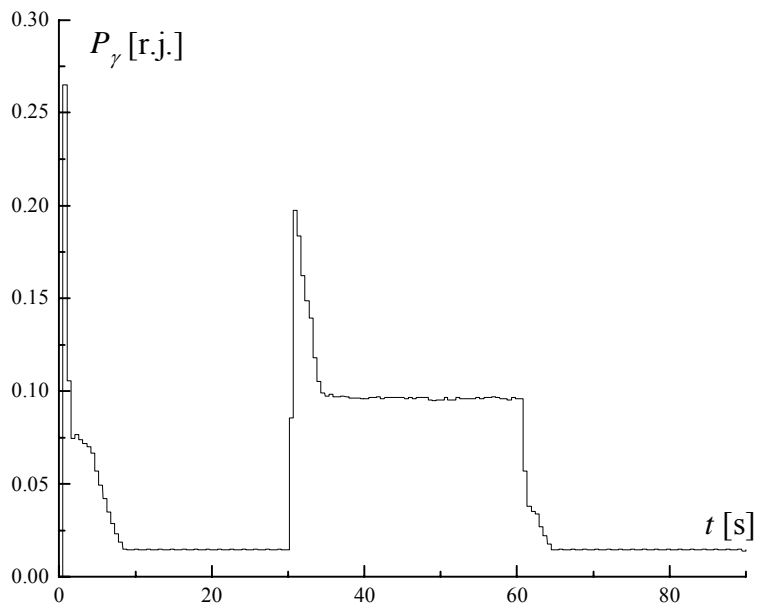
Slika 5.3.1. - 2, dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2 \%$, $i_{dmax} = 8 \%$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_{ul} , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



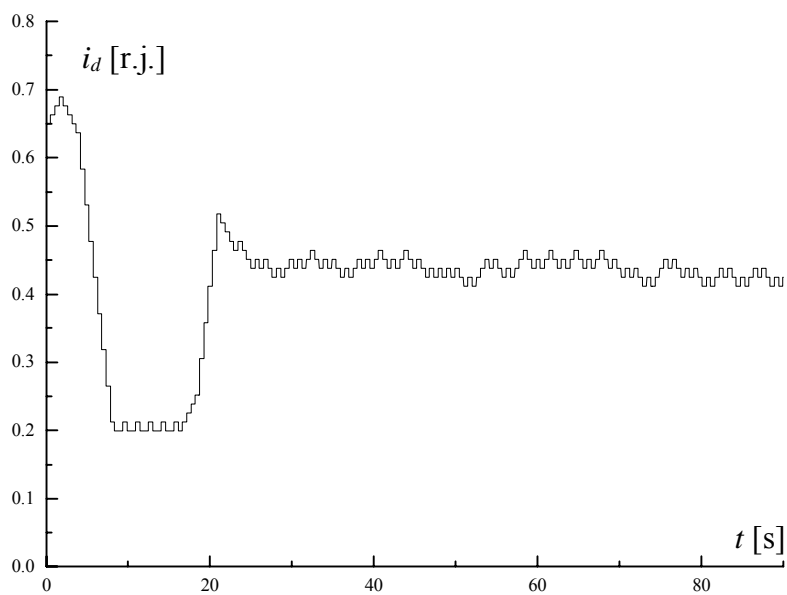
Slika 5.3.1. - 2a, dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2 \%$, $i_{dmax} = 8 \%$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



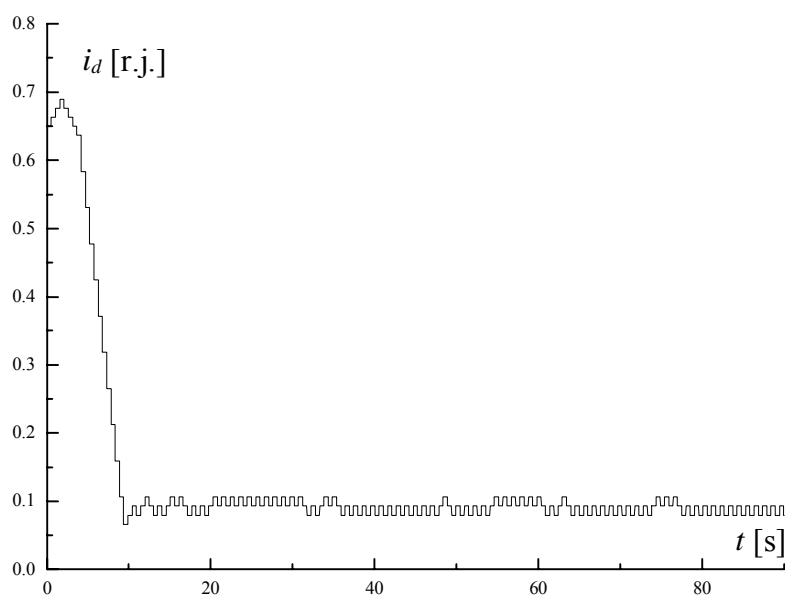
Slika 5.3.1.- 2b. dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$, $i_{dmax} = 8\%$,
 (grafik struje i_q , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



Slika 5.3.1.- 2v. dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$, $i_{dmax} = 8\%$,
 (grafik snage gubitaka P_γ , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).

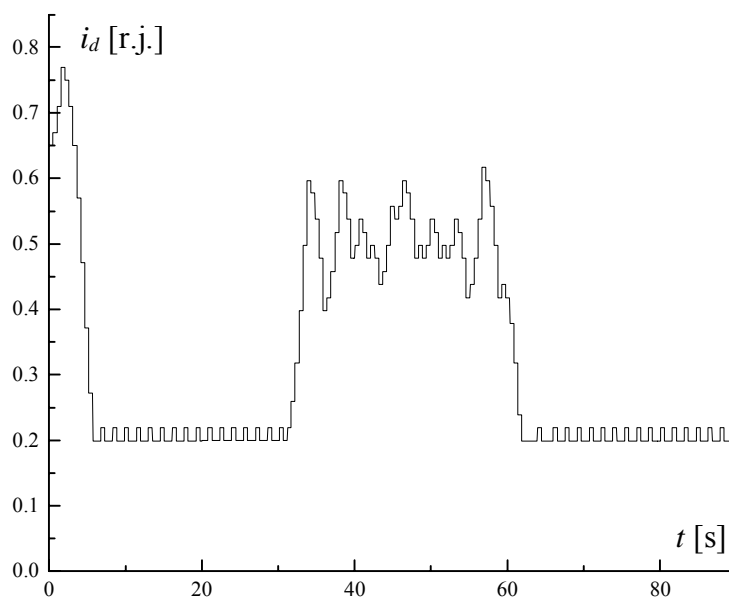


Slika 5.3.1. - 2g, dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$, $i_{dmax} = 8\%$,
(optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$).

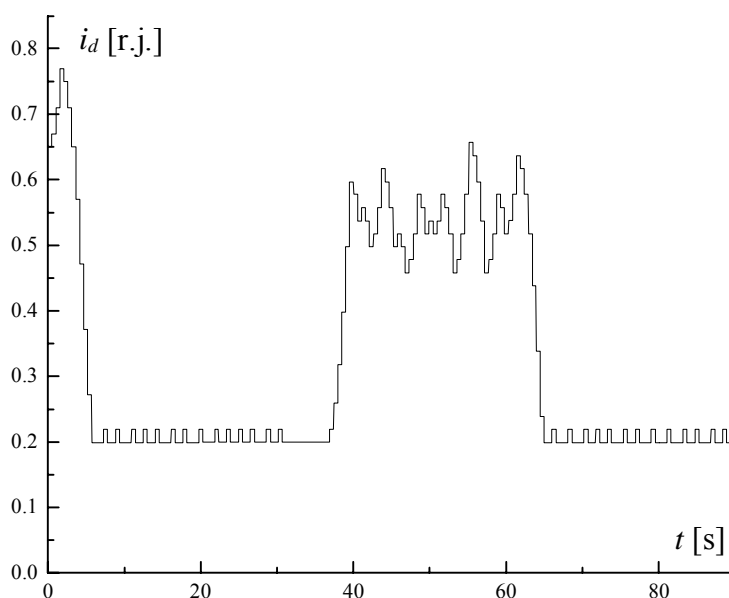


Slika 5.3.1. - 2d, dvokoračni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$, $i_{dmax} = 8\%$,
(optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min, $M_1 = 0.03 M_n$).

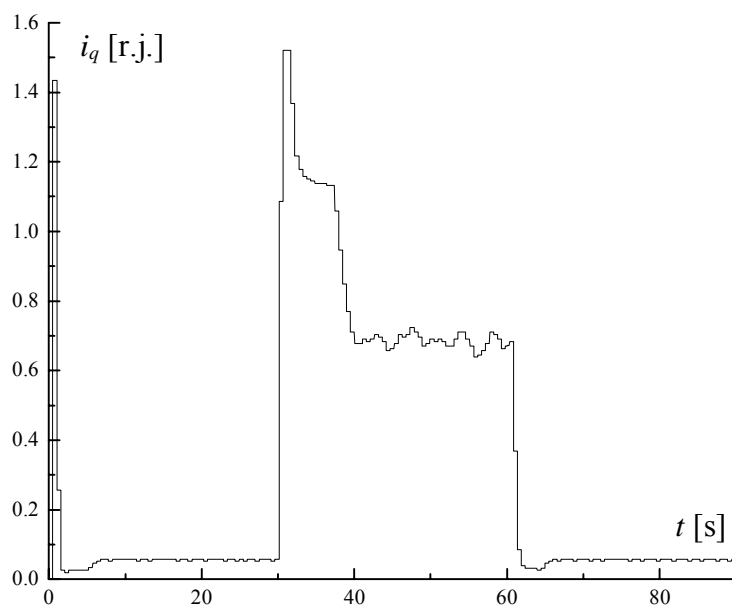
2. a) Rezultati višekoračnog algoritma sa $i_{dmin} = 3 \% i_{dn}$ i $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$:



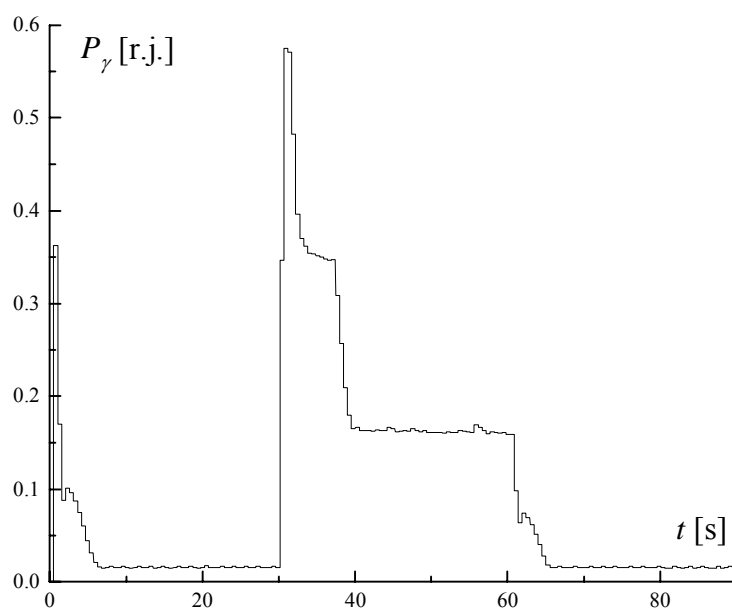
Slika 5.3.2. - 1, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_{ul} , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



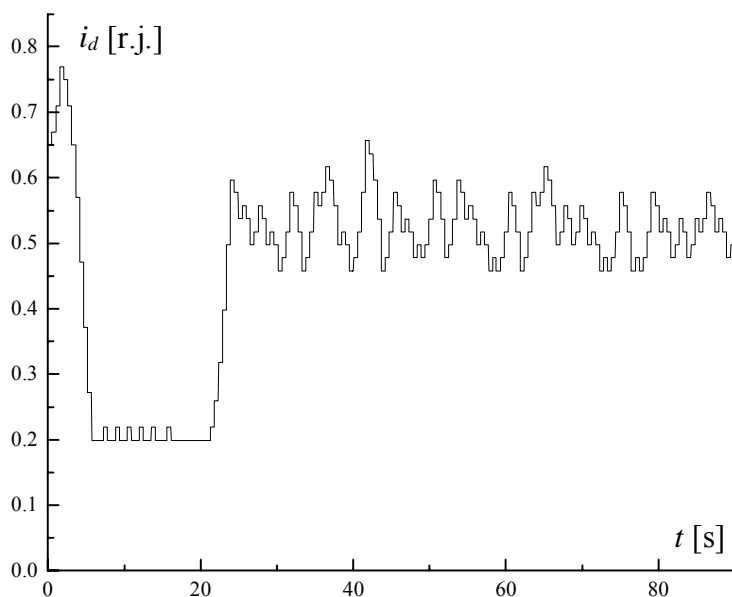
Slika 5.3.2. - 1a, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



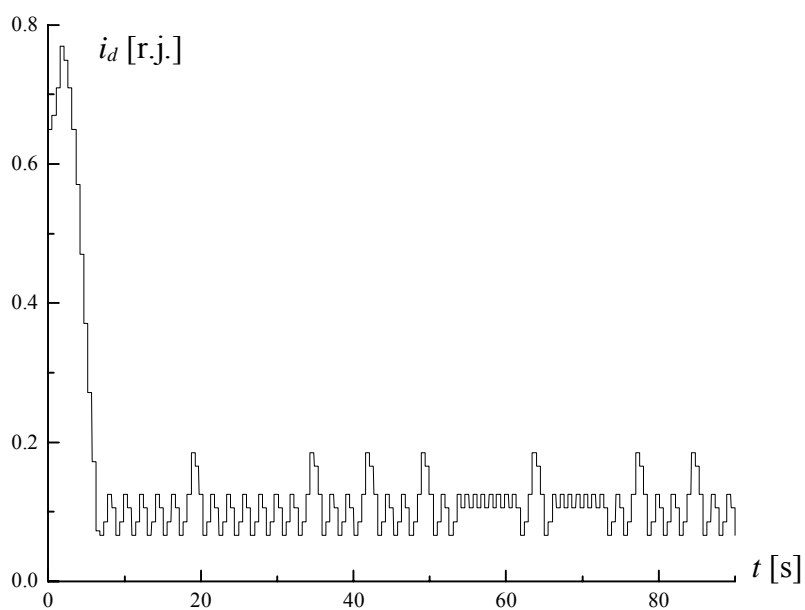
Slika 5.3.2. - 1b, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_q , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



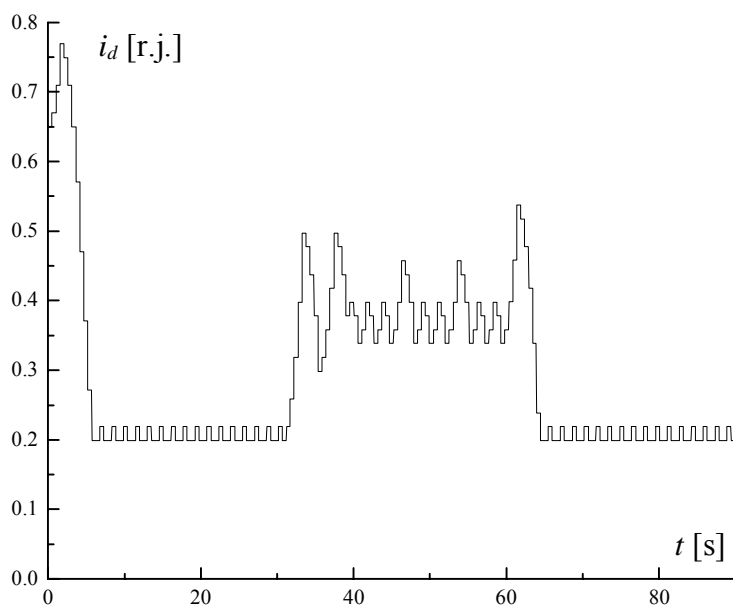
Slika 5.3.2. - 1v, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik snage gubitaka P_γ , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



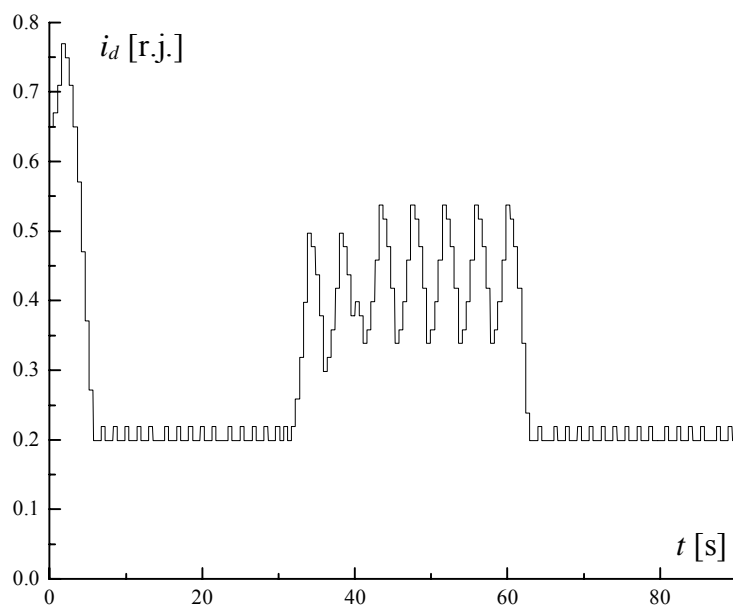
Slika 5.3.2. - 1g, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$).



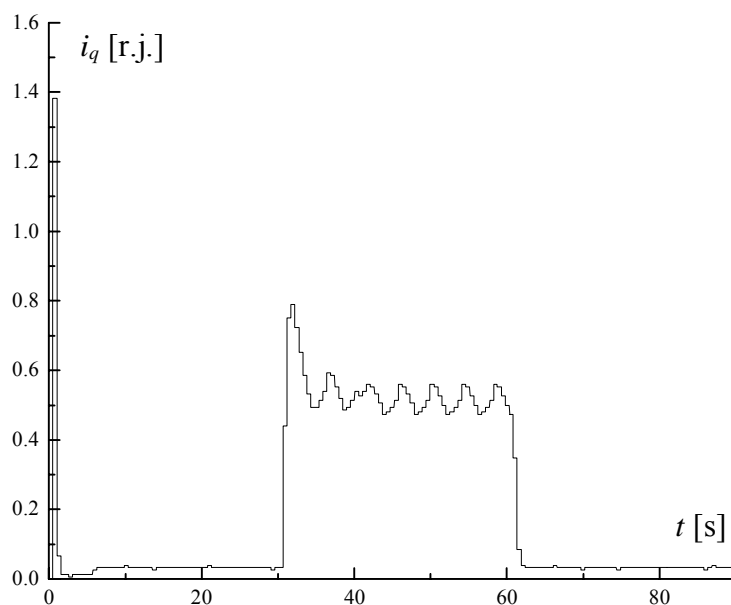
Slika 5.3.2. - 1d, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min, $M_1 = 0.03 M_n$).



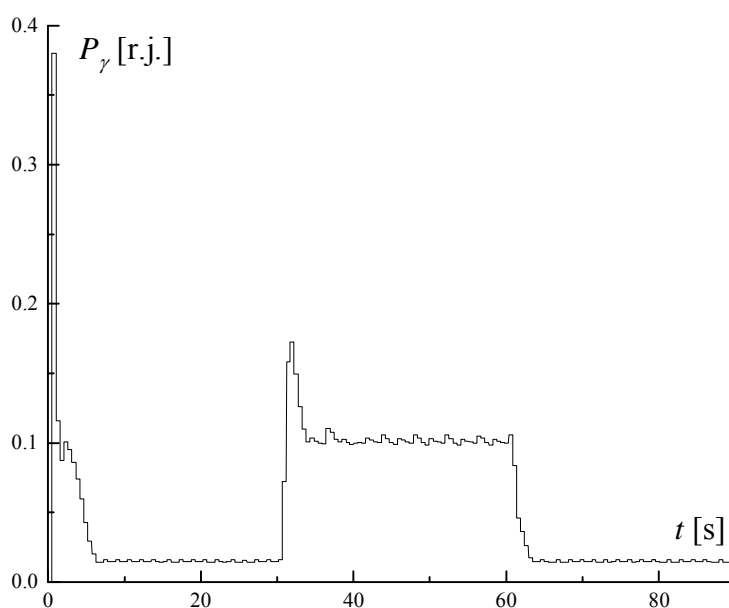
Slika 5.3.2. - 2, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_d , optimizira se P_{ul} , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



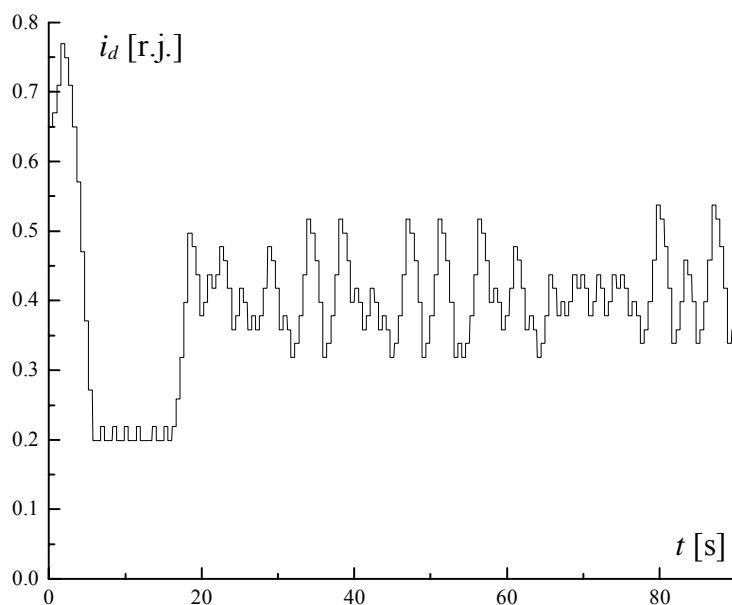
Slika 5.3.2. - 2a, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



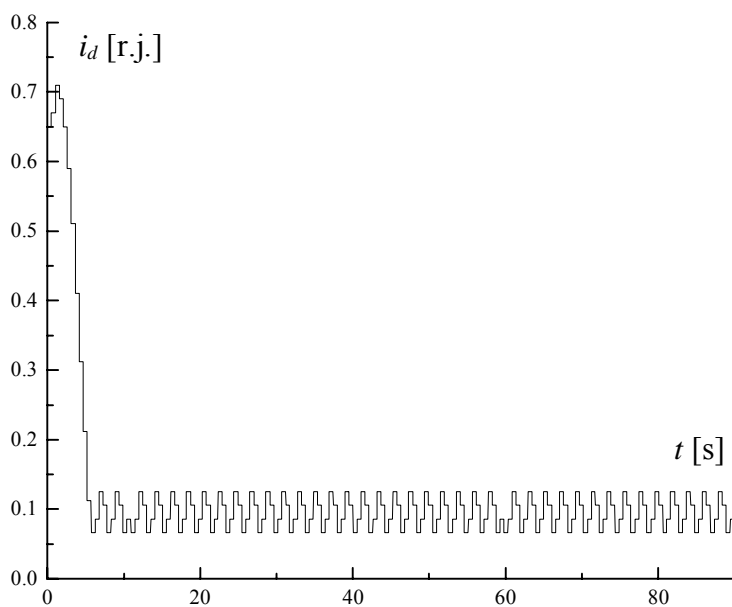
Slika 5.3.2. - 2b, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_q , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$)



Slika 5.3.2. - 2v, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik snage gubitaka P_γ , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$)

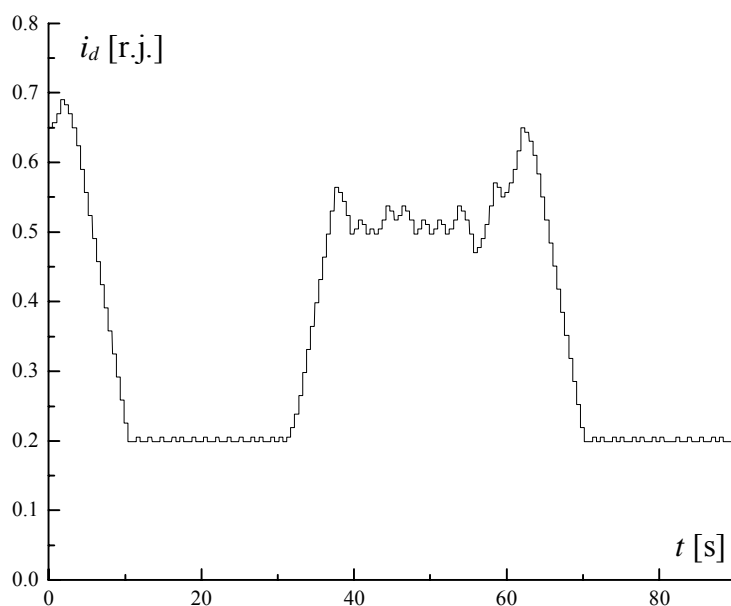


Slika 5.3.2. - 2g, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$).

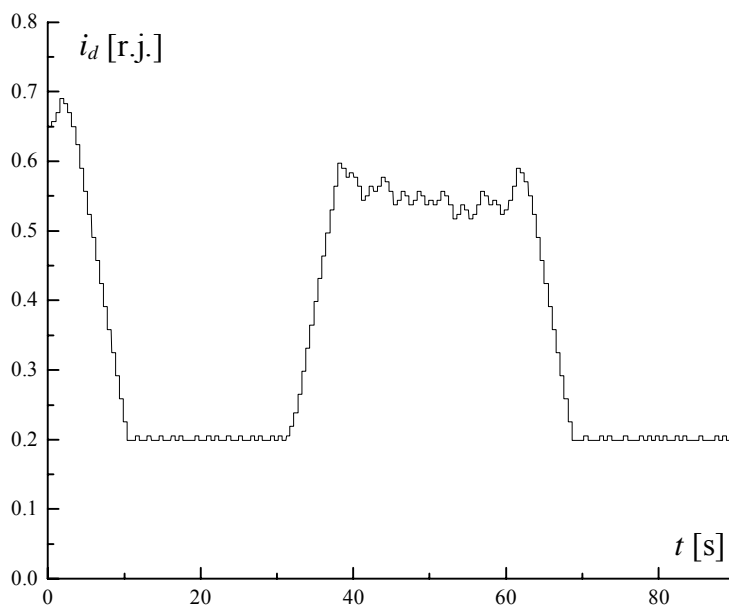


Slika 5.3.2. - 2d, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 3 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min, $M_1 = 0.03 M_n$).

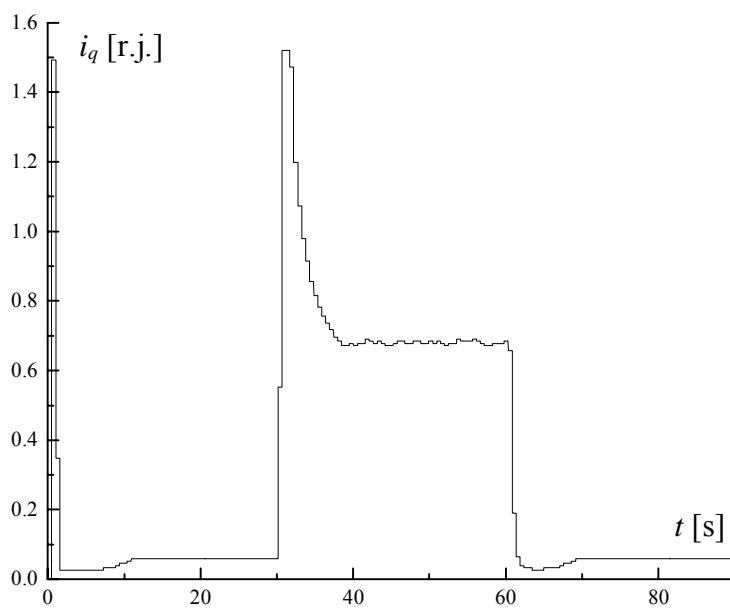
2. b) Rezultati višekoračnog algoritma sa $i_{dmin} = 1 \% i_{dn}$ i $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$:



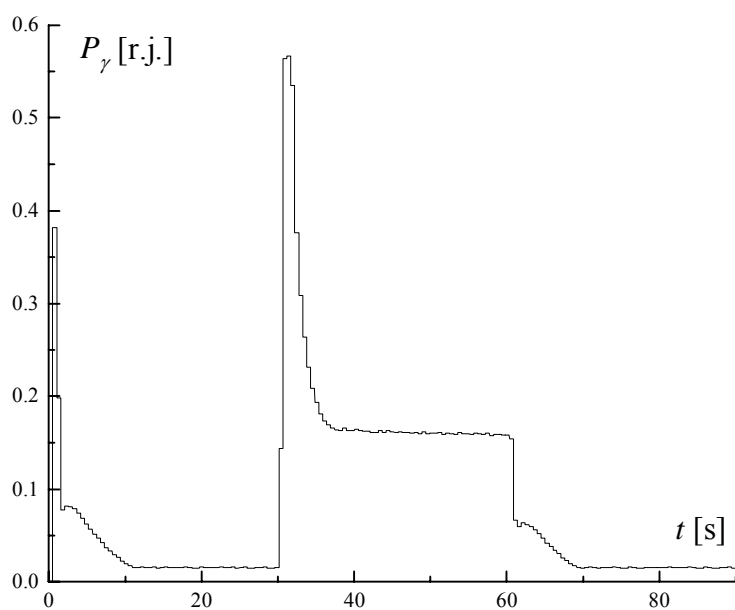
Slika 5.3.3. - 1, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_{ul} , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



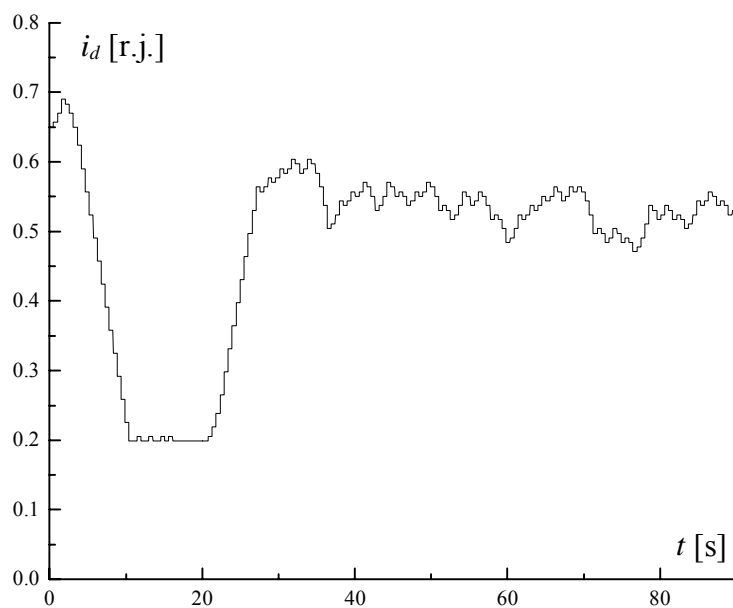
Slika 5.3.3. - 1a, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



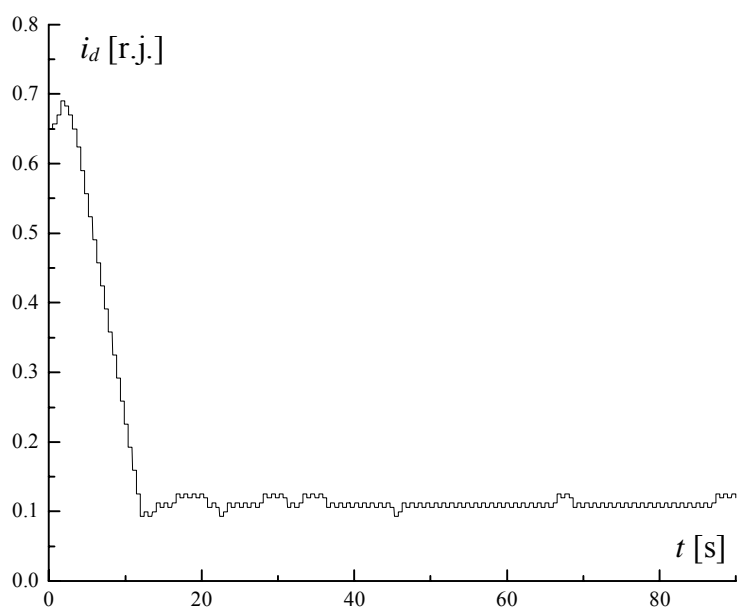
Slika 5.3.3. - 1b, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_q , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



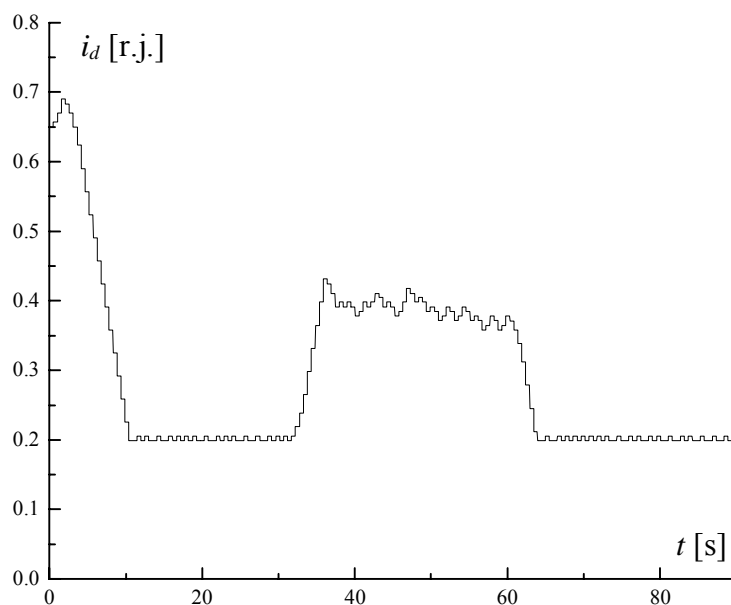
Slika 5.3.3. - 1v, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik snage gubitaka P_γ , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



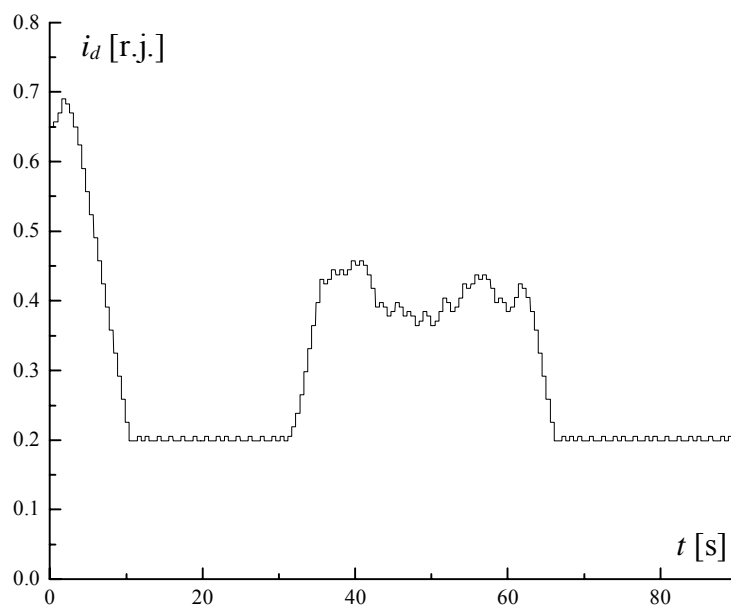
Slika 5.3.3. - 1g, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$).



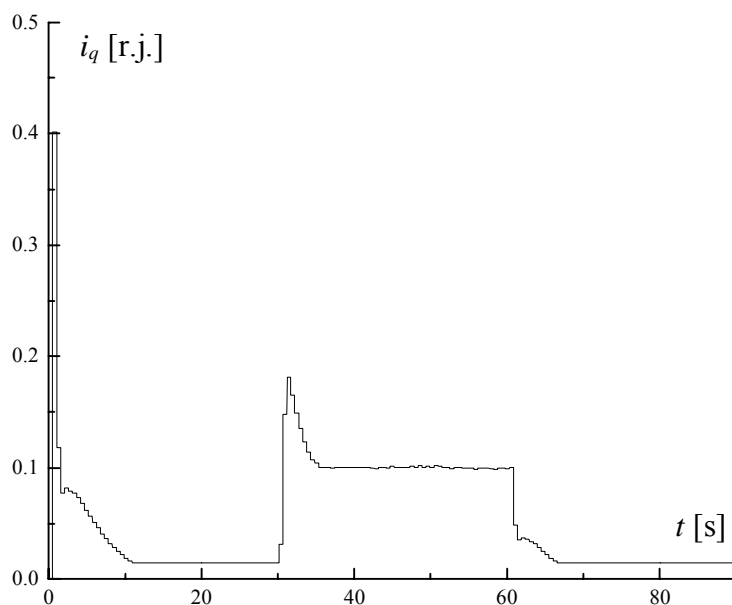
Slika 5.3.3. - 1d, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min, $M_1 = 0.03 M_n$).



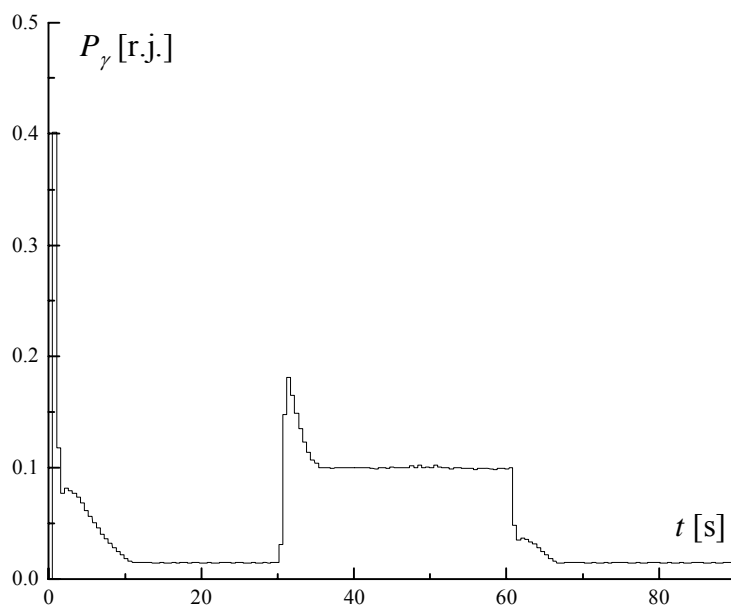
Slika 5.3.3. - 2, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_{ul} , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



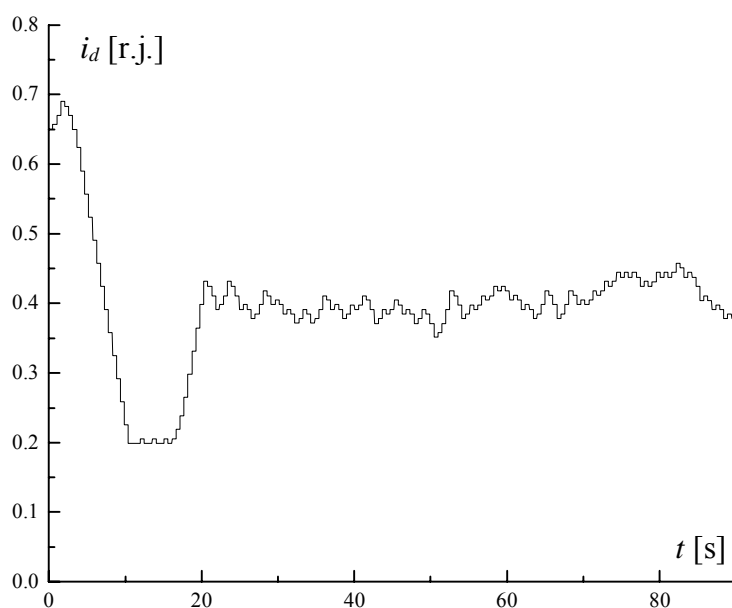
Slika 5.3.3. - 2a, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



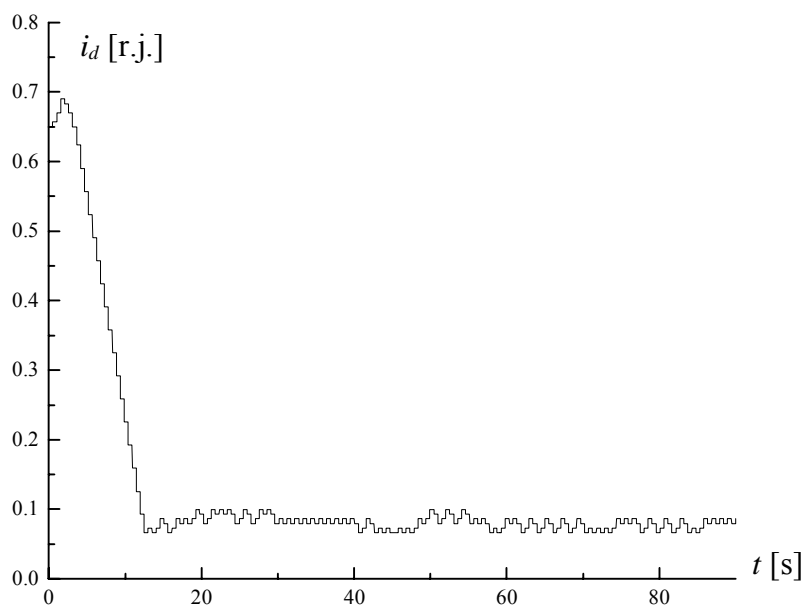
Slika 5.3.3. - 2b, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik struje i_q , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



Slika 5.3.3. - 2v, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1 \%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
 (grafik snage gubitaka P_γ , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).

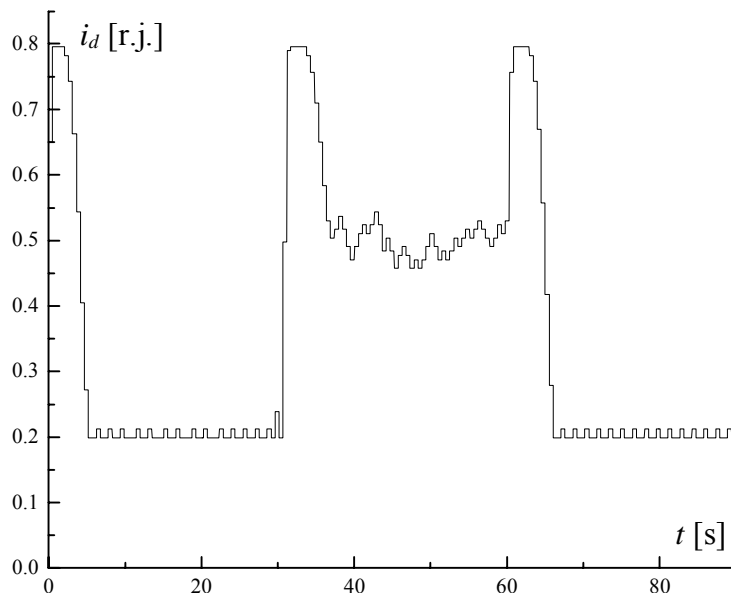


Slika 5.3.3. - 2g, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$).

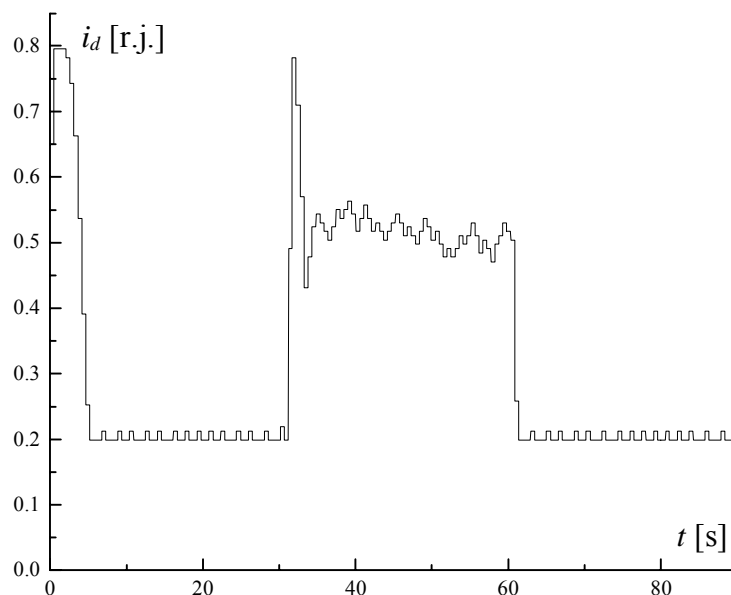


Slika 5.3.3. - 2d, višekoračni algoritam, $i_{dmin} = 1\%$, $i_{dmax} = 5 i_{dmin}$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min, $M_1 = 0.03 M_n$).

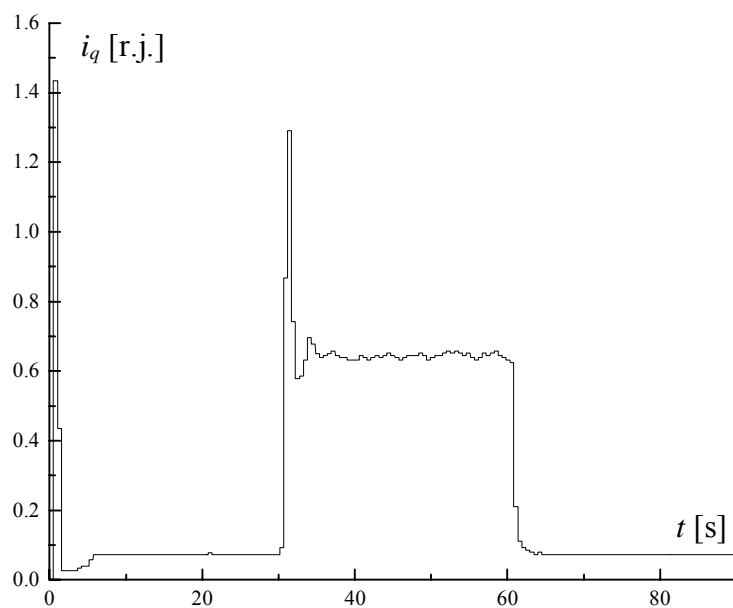
3. Rezultati fazi optimizacionog algoritma sa najvećim k_{sr} , koji je opisan u poglavlju 4.3.1. kao treći slučaj, sa tri fazi skupa za ulaznu promenljivu $\Delta P_{\chi(n)}$ i četiri fazi skupa za izlaznu promenljivu Δi_d , i sa minimalnim korakom promene struje i_d , $\Delta i_{dmin} = 0.013$ šr.j.] = 2 % i_{dn} :



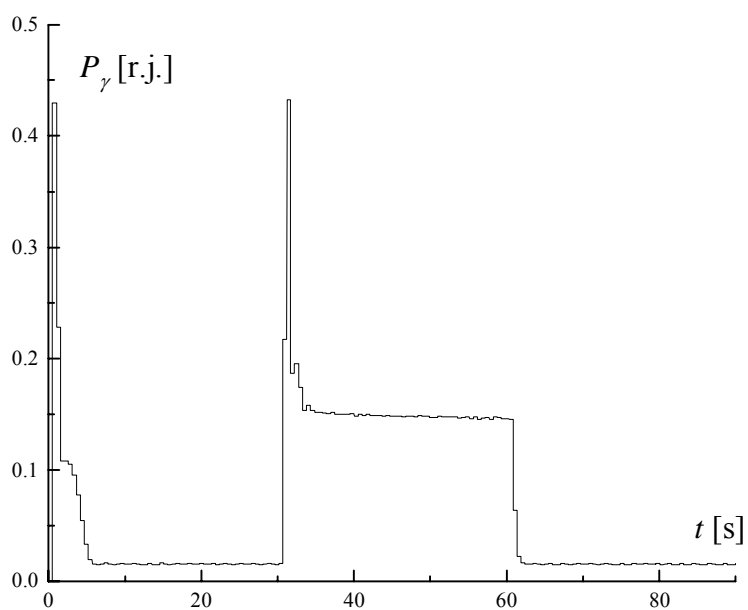
Slika 5.3.4. - 1, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2$ %, (grafik struje i_d , optimizira se P_{ul} , $n = 400$ ob/min, $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



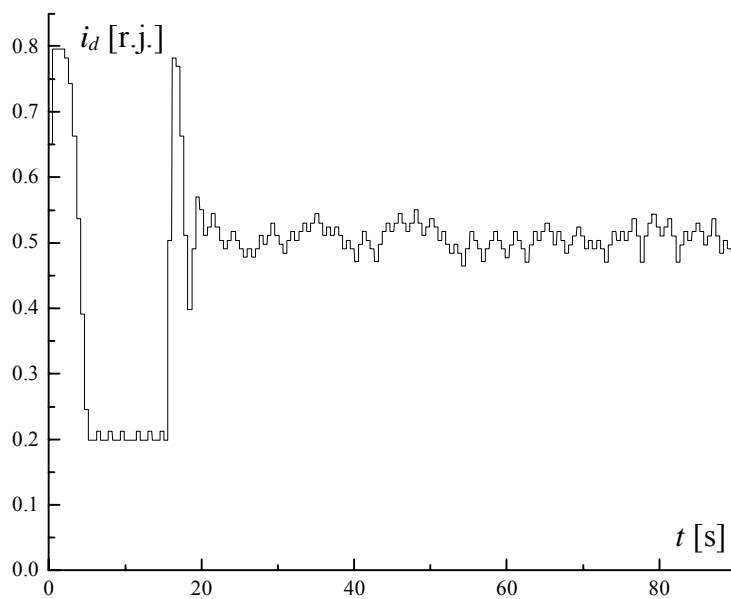
Slika 5.3.4. - 1a, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2$ %, (grafik struje i_d , optimizira se P_{γ} , $n = 400$ ob/min, $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



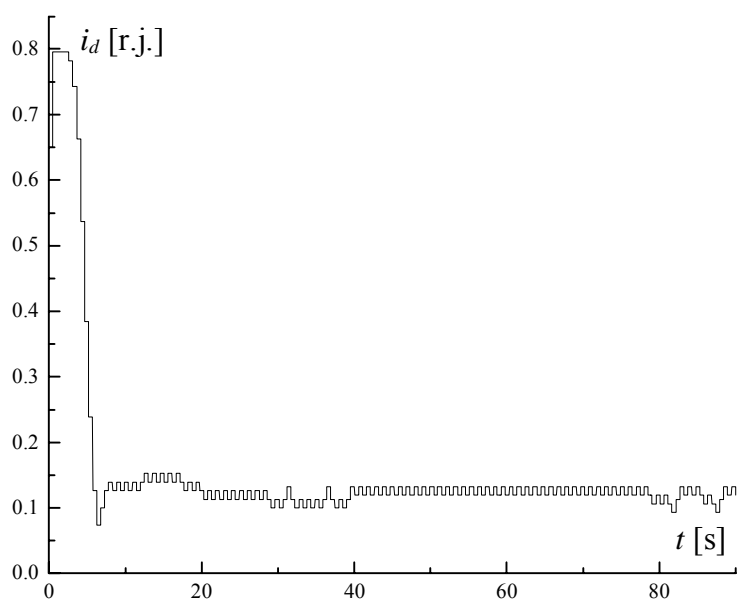
Slika 5.3.4. - 1b, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$,
(grafik struje i_q , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



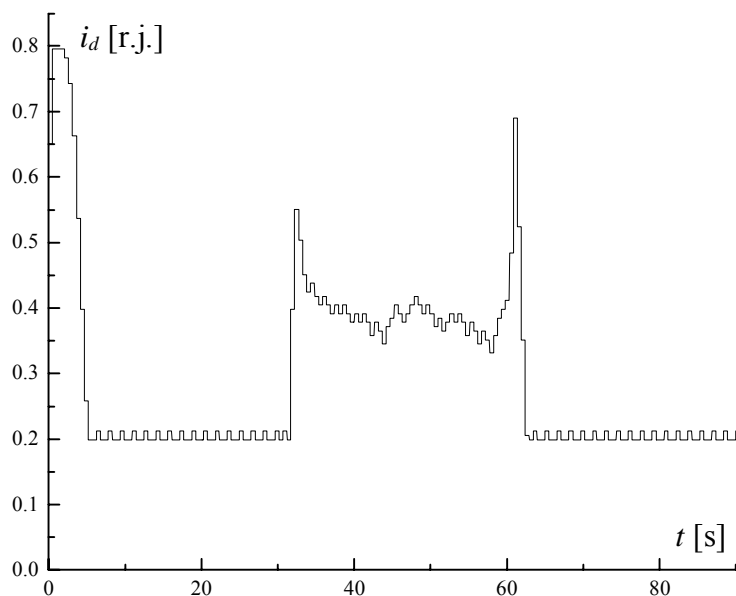
Slika 5.3.4. - 1v, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$,
(grafik gubitaka snage P_γ , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



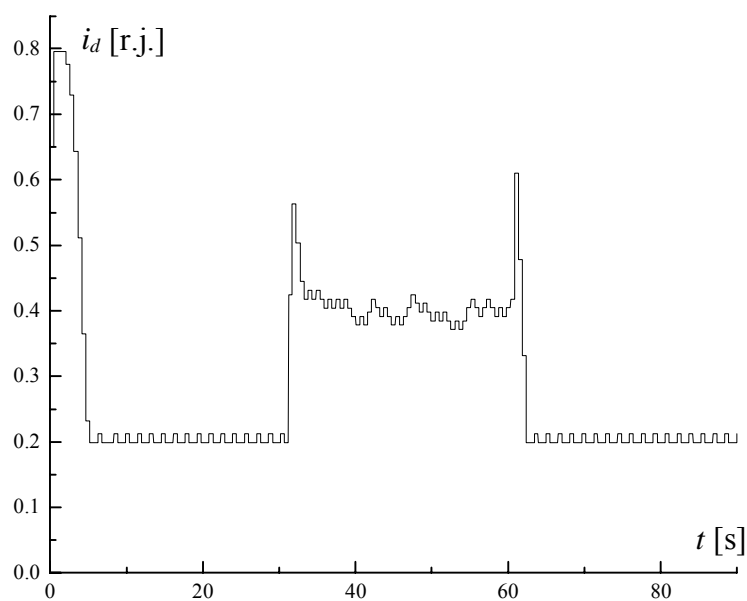
Slika 5.3.4. - 1g, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.7 M_n$).



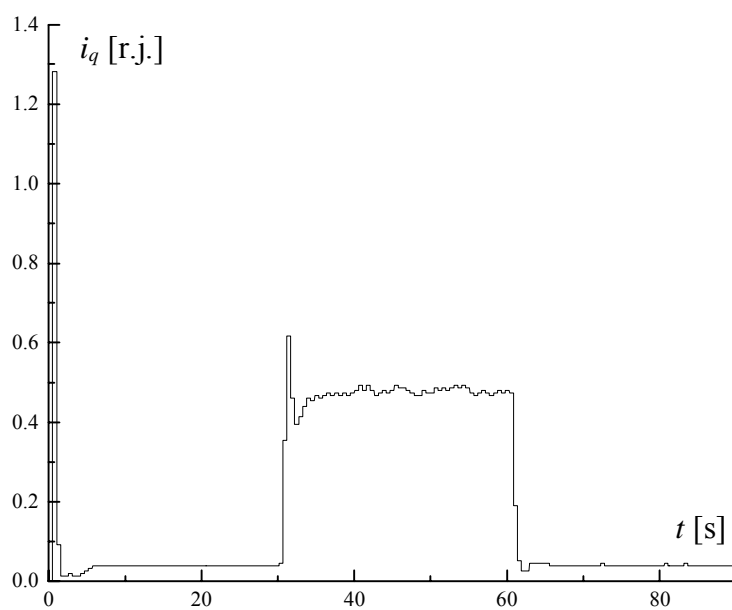
Slika 5.3.4. - 1d, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 400$ ob/min, $M_1 = 0.03 M_n$).



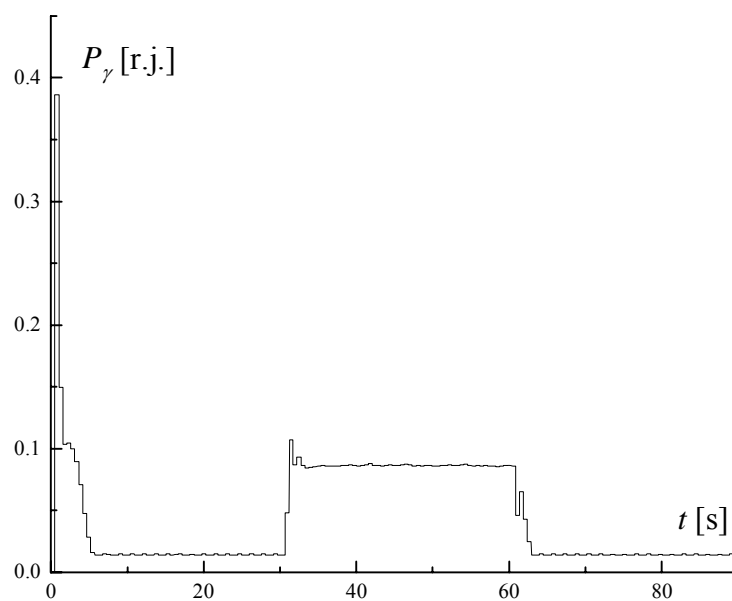
Slika 5.3.4. - 2, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_{ul} , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



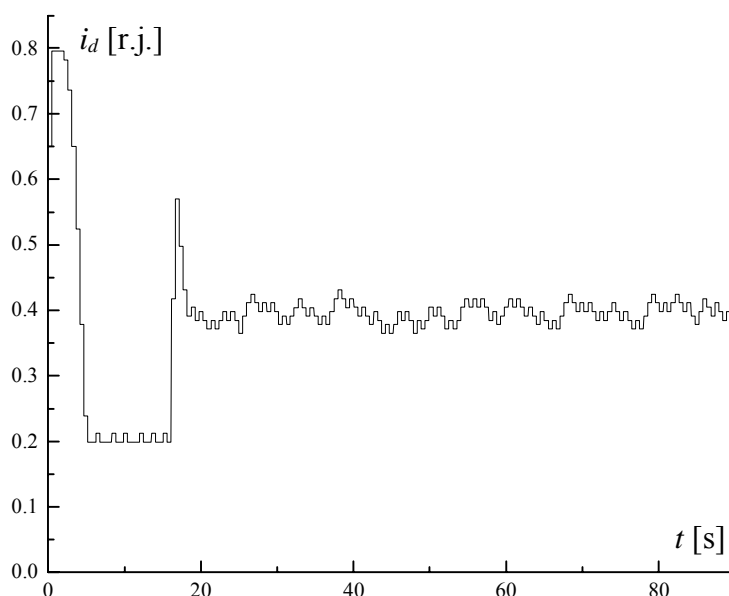
Slika 5.3.4. - 2a, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



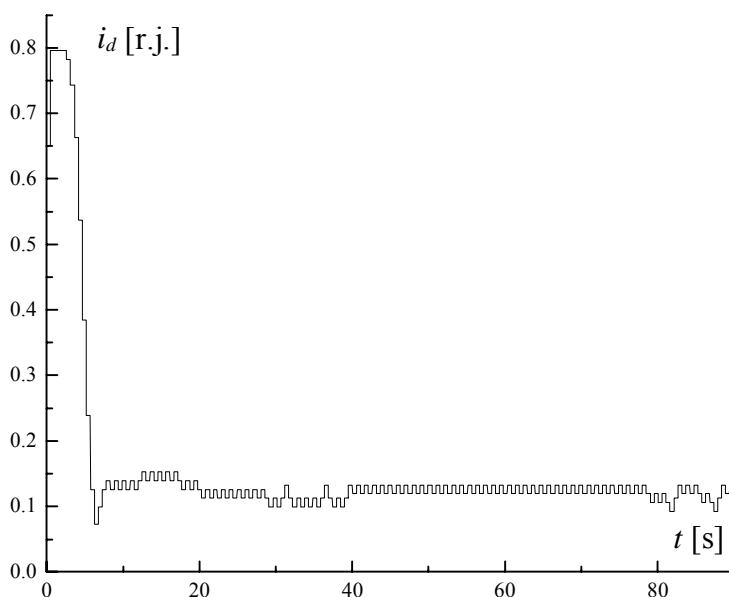
Slika 5.3.4. - 2b, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$,
(grafik struje i_q , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



Slika 5.3.4. - 2v, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$,
(grafik gubitaka snage P_γ , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$, $M_3 = 0.03 M_n$).



Slika 5.3.4. - 2g, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min,
 $M_1 = 0.03 M_n$, $M_2 = 0.5 M_n$).



Slika 5.3.4. - 2d, fazi optimizacioni algoritam, $i_{dmin} = 2\%$,
(grafik struje i_d , optimizira se P_γ , $n = 100$ ob/min, $M_1 = 0.03 M_n$).

Uvažavanjem prisutnog šuma i greške pri merenju struje u jednosmernom međukolu u iznosu od $1/512 \approx 0.2\%$, kao i nepotpunosti simulacionog modela, analizom prikazanih eksperimentalnih rezultata može se uočiti visok stepen podudarnosti sa odgovarajućim simulacionim rezultatima. Zaključak izveden na osnovu simulacija modela sa višekoračnim optimizacionim algoritmom, potvrđen je eksperimentalnim rezultatima, iz kojih se takođe može zaključiti da ga velika osetljivost u prvom slučaju (2. a)), praktično čini neupotrljivim, dok se drugi slučaj pokazao kao prihvatljivije rešenje. Iz prikazanih eksperimentalnih rezultata, može se uočiti nesumnjiva prednost optimizacije stepena korisnog dejstva pogona u slučaju kada je ulazna

veličina u optimizacioni regulator snaga gubitaka, u odnosu na slučaj kada je ulazna veličina, ulazna snaga u pogon, naročito u slučaju fazi optimizacionog regulatora. Takođe je očigledna i veća osetljivost fazi regulatora na uslove merenja, u odnosu na dvokoračni optimizacioni regulator, što se negativno odražava na prethodno navedene brojne prednosti ovog regulatora.

6. ZAKLJUČAK

U okviru rada je razvijen algoritam za optimizaciju stepena korisnog dejstva kod elektromotornih pogona sa vektorski kontrolisanim asinhronim motorom. Kako se elektromotorni pogoni često projektuju bez ikakvog znanja o parametrima motora, najnovije metode za minimizaciju gubitaka snage u realnom vremenu putem smanjenja nivoa fluksa, ne bi trebalo da zahtevaju poznavanje parametara motora, a poželjno bi bilo da se mogu primeniti kako u pogonima asinhronih motora sa U/f regulacijom, tako i u pogonima sa skalarnom, direktnom i indirektnom vektorskom kontrolom. Svaki dobro projektovan optimizacioni regulator bi trebalo da odredi optimalnu radnu tačku za svaku brzinu i za svaki moment opterećenja u okviru definisane oblasti rada za najkraće moguće vreme. Takođe bi trebalo da bude jednostavan za primenu, da zahteva minimalan broj potrebnih senzora, kao i da pokazuje visok stepen robusnosti u slučaju poremećaja opteretnog momenta, ili u slučaju varijacije parametara motora.

U tezi je prikazan metod za optimizaciju stepena korisnog dejstva asinhronog motora koji se bazira na adaptivnom podešavanju nivoa fluksa u cilju određivanja optimalne radne tačke minimiziranjem gubitaka, koji se dobijaju kao razlika merene ulazne snage i procenjene izlazne snage, u slučaju asinhronog motora sa indirektnom vektorskom kontrolom. Algoritam je organizovan tako da se struja i_d menja u ekvidistantnim trenucima, dovoljno udaljenim da bi se omogućilo smirenje prelaznog procesa uspostavljanja nove vrednosti fluksa Ψ_D i struje i_q , u uslovima konstantnog momenta i brzine. Amplituda fluksa se kontroliše kroz sukcesivno inkrementiranje ili dekrementiranje komande fluksa i_d na osnovu gubitaka, procenjenih u svakom koraku. Digitalni mikrokontroler, koji vrši funkcije vektorskog upravljanja, raspolaze podatkom o brzini i komandovanoj vrednosti elektromagnetnog momenta. Kako algoritam upravljanja raspolaze tačnom vrednošću rotorskog otpora, elektromagnetni momenat je proporcionalan komandovanoj vrednosti, pa se množenjem ove veličine sa brzinom može proceniti izlazna snaga pogona. Procena gubitaka se vrši oduzimanjem ovog proizvoda od izmerene ulazne snage. Na ovaj način se, u slučaju korektno podešenih parametara indirektnog vektorskog kontrolera, vrši rasprezanje optimizacionog algoritma i brzinske petlje, a dobijeni eksperimentalni rezultati potvrđuju prednost optimizacije gubitaka snage u odnosu na optimizaciju ulazne snage motora, pri konstantnoj brzini i momentu opterećenja. U tezi su razvijene tri varijante optimizacionog algoritma:

1. dvokoračna metoda - korak promene struje i_d uzima dve vrednosti: vrednost koraka je veća što je optimum dalji, odnosno manja, u okolini optimalne radne tačke;
2. višekoračna metoda - korak promene struje i_d uzima različite vrednosti iz određenog skupa u zavisnosti od udaljenosti optimalne radne tačke;
3. metoda određivanja veličine koraka promene struje i_d primenom fazi logike.

Sve tri varijante datog optimizacionog algoritma ocenjene su kriterijumskom funkcijom, koja je osmišljena tako da se na jednostavan način proceni u kojoj meri projektovani optimizacioni algoritam odgovara na osnovne zahteve koji se pred njega postavljaju. U tom smislu, pokazuje se da, vrlo jednostavan fazi optimizacioni regulator, koji je razvijen u ovom radu, ima najveću ocenu. Rezultati dobijeni simulacijom, potvrđuju praktično nezavisnost projektovanih optimizacionih algoritama od parametara motora, a jednostavnost njihove realizacije, otvara mogućnosti za njihovu primenu u pogonima sa skalarnom i vektorskom kontrolom.

Ako se meri snaga u jednosmernom međukolu, minimizacijom gubitaka obuhvaćen je ne samo motor, već i pretvarač, tako da se redukuje ukupna energija koju troši celokupni pogon. Kako talasni oblici napona i struje napajanja, imaju mnogo manji sadržaj harmonijskih komponenti u

odnosu na odgovarajuće talasne oblike motora, merenje ulazne snage na ovaj način, mnogo je tačnije i lakše se izvodi. Upravljačka struktura, koja je na ovaj način ostvarena, pokazuje visok stepen robusnosti, jer je praktično neosetljiva na varijacije parametara motora. Kao nedostatak algoritama za pretraživanje, često se navodi merenje ulazne snage, koje, da bi se izvelo sa zadovoljavajućom preciznošću zahteva skupu i složenu aparaturu. Ako se merenje ulazne snage vrši na način koji je opisan u radu, dakle, merenjem struje u jednosmernom međukolu, ovaj nedostatak se otklanja. Daljim usavršavanjem merne metode, kao i načina njene realizacije, primećeni nedostaci u eksperimentalnim rezultatima dobijenim u radu, mogu se u potpunosti otkloniti.

Upotreba adaptivnog optimizacionog regulatora u pogonu sa asinhronim motorom, nailazi na izvesna ograničenja koja se ogledaju u tome da minimum snage gubitaka nije jasno definisan, što je posledica činjenice da je zavisnost snage gubitaka od fluksa takva funkcija, čiji je drugi izvod uvek različit od nule, pa je konvergencija ka minimumu gubitaka sporija. Zatim, optimizacioni regulator će težiti da smanji izlaznu snagu iz motora, ukoliko se upravljačkom spregom po momentu, on ne održava na zadatoj vrednosti, zbog čega, optimizaciona petlja i upravljačka petlja po momentu, moraju da budu potpuno raspregnute. Detaljnom analizom literature koja je u radu sprovedena, a takođe i dobijenim eksperimentalnim rezultatima, utvrđeno je da od svih do sada predloženih rešenja u literaturi, vektorska kontrola najbolje zadovoljava gore spomenuta ograničenja.

Činjenica koja je do sada jasno pokazana je da se nivo fluksa mora redukovati pri malim opterećenjima, a u cilju povećanja stepena korisnog dejstva motora. Na ovaj način se usporava odziv pogona na promenu momenta i smanjuje maksimalna vrednost momenta koju motor može da razvije. Ovom problemu se mora posvetiti pažnja, ukoliko treba da se održi zadovoljavajuća dinamika pogona. Takođe, moment poseduje određene pulsacije, koje su posledica činjenice da algoritmi za pretraživanje nikada ne dostižu stacionarno stanje, nego osciluju oko ravnotežne tačke sa nekim, malim korakom. I ovaj problem zahteva rešenje, ukoliko se teži otklanjanju mogućnosti za pojavu mehaničke rezonacije, kao i opštem poboljšanju kvaliteta rada pogona. Ovim su određene smernice daljeg naučnog rada u ovoj oblasti.

7. LITERATURA

- [1] Slobodan N. Vukosavić: "Present Trends in Controlled Electrical Drives", *XLII Jugoslovenka Konferencija ETRAN - a*, pp. 1 - 11, Vrnjačka Banja 1998.
- [2] S. Mirčevski, G. Arsov, D. Manov, M. Šarevski, Z. Andonov, G. Rafaljevski, D. Andonov, "Rational Use of Electric Energy in AC Drives", *VIII Konferencija Energetska elektronika - Ee'95*, pp. 45 - 53, Novi Sad, 1995.
- [3] L.Matić, M. R. Stojić, V. Vučković, S. Vukosavić, "Efficiency Optimization of Induction Motor Drives With a Mechanism Against Speed Dips on Sudden Load Changes", *Proceed. of International Power Electronics & Motion Control Conference PEMC '96*, vol. 2., pp. 139 - 144, 1996.
- [4] V. Stefanović, D. Borojević, "Current Problems in Industrial Drives", *VIII Konferencija Energetska elektronika - Ee'95*, pp. 15 - 23, Novi Sad, 1995.
- [5] Bimal K. Bose: "Variable Frequency Drives - Technology and Applications", *Proceed. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '93)*, pp. 1 - 19, 1993.
- [6] *Operating Manual for Danfoss VLT 3500 HVAC*, pp. 14 - 20
- [7] D. W. Novotny, S.A. Nasar, B. Jeftenić, D. Maly: "Frequency dependance of Time Harmonic Losses in Induction Machines", *Proceed. of ICEM90*, pp. 233 - 238, 1990.
- [8] Steven C. Peak, John L. Oldenkamp: "A Study of System Losses in a Transistorized Inverter - Induction Motor Drive System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA - 21, No. 1, pp. 248 - 258, January / February 1985.
- [9] F. J. Nola: "Power Factor Control System for AC Induction Motor", *U.S. Patent 4 052 648*, October 4., 1977.
- [10] K. Venkatesen, James F. Lindsay: "Comparative Study of the Losses in Voltage and Current Source Inverter Fed Induction Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA - 18, No. 3, pp. 240 - 246, May / June 1982.
- [11] Isao Takahashi, Hiroshi Mochikawa: " A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA - 21, No. 4, pp. 580 - 587, May / June 1985.
- [12] Stephen Williamson, Roy G. Cann, "A Comparison of PWM Switching Strategies on the Basis of Drive System Efficiency", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA - 20, No. 6, pp. 1460 - 1472, November / December 1984.
- [13] J. M. Moreno - Eguílaz, J. Paracaula: "Loss Minimization in an Indirect Field Oriented Control Induction Motor Drive: Comparison of Model and Measure based Approach", *Proceed. of the 1998 Power Electronics and Motion Control (PEMC '98)*, vol. 4, pp. 166 - 170, 1998.
- [14] 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. 6, pp. 1453 - 1459, November / December 1984.
- [15] Isao Takahashi, Toshihiko Noguchi: "A New Quick - Response and High - Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA - 22, No. 5, pp. 820 - 827, September / October 1986.

-
- [16] Syad M. Islam, Clement B. Somuah: "An Efficient High Performance Voltage Decoupled Induction Motor Drive with Excitation Control", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 2, No. 1, pp. 109 - 117, March 1989.
- [17] Parviz Famouri, Jimmie J. Cathey: "Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 1, pp. 32 - 37, January / February 1991.
- [18] T. W. Jian, N. L. Shmitz, D. W. Nowotny: "Characteristic Induction Motor Slip Values for Variable Voltage Part Load Performance Optimization", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS - 102, No. 1, January 1983.
- [19] H. R. Andersen, J. K. Pedersen: "Low Cost energy optimized Controlstrategy for a Variable Speed Three - Phase Induction Motor", *Proceed. of PESC '96*, pp. 920 - 924, 1996.
- [20] F. Abrahamsen, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg: "State - of - Art of Optimal Efficiency Control of Low Cost Induction Motor Drives", *Proceed. of the 1996 Power Electronics and Motion Control (PEMC '96)*, vol. 2, pp. 163 - 170, 1996.
- [21] Daniel S. Kirschen, Donald W. Novotny, Warin Suwanwisoot, "Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA - 20, No. 5, pp. 1244 - 1250, September / October 1984.
- [22] Allan B. Plunkett, Gerald B. Kliman, Michael J. Boyle: "Digital Techniques in the Evaluation of a High - Efficiency Induction Motors for Inverter Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA - 21, No. 2, pp. 456 - 463, March / April 1985.
- [23] Iordanis Kioskeridis, Nikos Margaris: "Loss Minimization in Induction Motor Adjustable - Speed Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 43, No. 1, pp. 226 - 231, February 1996.
- [24] Nikos Margaris, Theodoros Goutas, Zoe Doulgeri, Agnes Paschali: "Loss Minimization in DC Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 38, No. 5, pp. 328 - 336, October 1991.
- [25] Gilberto C. D. Sousa, Bimal K. Bose, John Cleland, Roland J. Spiegel, P. Jeffrey Chapell: "Loss Modeling of Converter Induction Machine System for Variable Speed Drive", *Proceed. of International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation and Automation (IECON '92)*, pp. 114 - 120, 1992.
- [26] Daniel S. Kirschen, Donald W. Novotny, Thomas A. Lipo, "On - line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA - 21, No. 4, pp. 610 - 615, May / June 1985.
- [27] Daniel S. Kirschen, Donald W. Novotny, Thomas A. Lipo, "Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. EC - 2, No. 1, pp. 70 - 76, March 1987.
- [28] Iordanis Kioskeridis, Nikos Margaris: "Loss Minimization in Scalar - Controlled Induction Motor Drives with Search Controllers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, pp. 213 - 220, March 1996.
- [29] Julio C. Moreira, Thomas A. Lipo, Vladimir Blasko: "Simple Efficiency Maximizer for an Adjustable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 5, pp. 940 - 946, September / October 1991.
- [30] John G. Cleland, Vance E. McCormick, M. Wayne Turner: "Design of a Efficiency Optimization Controller for Inverter - fed AC Induction Motors", *Proceed. of Ind. App. Society*, pp.16 - 21, 1995.

-
- [31] Bimal K. Bose: "High Performance Control of Induction Motor Drives", *IEEE Industrial Electronics Society Newsletter*, pp. 7 - 11, September 1998.
- [32] Gilberto C. D. Sousa, Bimal K. Bose, John Cleland: "FuzzyLogicBased On - Line Efficiency Optimization Control of an Indirect Vector - Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, No. 2, pp. 192 - 198, April 1995.
- [33] 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 Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 2, pp. 270 - 273, April 1997.
- [34] Robert D. Lorenz, Sheng - Ming Yang: "Efficiency - Optimized Flux Trajectories for Closed - Cycle Operation of Field Orientation Induction Machine Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No. 3, pp. 574 - 580, May / June 1992.
- [35] Robert D. Lorenz, Sheng - Ming Yang: " ac Induction Servo Sizing for Motion Control Applications via Loss Minimizing Real - Time Flux Control", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No. 3, pp. 589 - 593, May / June 1992.
- [36] Jose Ramirez, Carlos Canudas de Wit: "Optimal Torque - Flux Control for Induction Motors: Experimental evaluation", *Proceed. of ELECTRIMACS '96*, pp. 763 - 768, 1996.
- [37] B. Busco, G. De Marco, P. Marino, V. Mungiguerra, M. Porzio, F. Russo, F. Vasca: "Flux Observation and Parameter Estimation for Induction Motors in Traction Drives", *Proceed. of International Symposium on Industrial Electronics ISIE*, pp. 1408 - 1413, 1996.
- [38] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli: "Iron Loss Identification and Detuning Evaluation in Rotor Flux Oriented Induction Machines", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 1, No. 5, pp. 698 - 709, 1996.
- [39] A. I. Panasyuk, M. S. Shmakov: "Optimal Control of a Asynchronous Electric Motor with Varying Frequency", *Electric Machines and Power Systems*, pp. 451 - 465, 1996.
- [40] S. N. Vukosavić: Projektovawe adaptivnog mikroprocesorskog upravljanja brzinom i pozicijom asinhronog motora, doktorska disertacija, Univerzitet u Beogradu, 1989.
- [41] V. Vučković: Opšta teorija električnih mašina, Nauka, Beograd, 1992.
- [42] Mile Božić: Projektovanje strujnog regulatora trofaznog motora zasnovano na rekonstrukciji faznih struja iz detektovane struje jednosmernog međukola frekventnog pretvarača, magistarski rad, Univerzitet u Beogradu, 1997.
- [43] P.E. Wellstead, P.G. Scotson: "Self - tuning extremum control", *IEE Proceedings*, Vol. 137, Pt. D., No. 3, May 1990.
- [44] Stanko Turk, Leo Budin: Analiza primjenom računala, školska knjiga, Zagreb, 1978.
- [45] M. R. Stojić: Kontinualni sistemi automatskog upravljanja, Naučna knjiga, Beograd, 1985.
- [46] Bogdan B. Spasojević: Primena fazi kontrolera u mašini za pranje rublja, magistarski rad, Univerzitet u Beogradu, 1996.
- [47] *Motorola: Fuzzy Logic Educational Program*, 1992.
- [48] Stevan Antić: Radna stanica za ispitivanje algoritama upravljanja asinhronim motorom - uputstvo za korisnike, Beograd, 1997.
- [49] Alexander Domijan, Dariusz Czarkowski, J. Herbert Johnson: "Power Measurement of Variable Speed Motors", *IEEE IAS Annual Meeting*, New Orleans, LA, 1997.

-
- [50] Frede Blaabjerg, John K. Pedersen: "Optimized Design of a Complete Three - phase PWM - VS Inverter", *Proceed. of PESC '96*, pp. 1272 - 1280, 1996.
- [51] S. Mukherjee, G.E. Adams, R. Hoft: "FEM Analysis of Inverter - Induction Motor Rotor Conduction Losses", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 4, No. 4, pp. 671 - 680, December 1989.
- [52] A. Boglietti, O. Bottauscio, M. Chiampi, M. Repetto: "A Model for the Prediction of the Flux Waveform Influence on Iron Losses", *Proceed. of ELECTRIMACS '96*, pp. 743 - 749, 1996.
- [53] Masayuki Morimoto, Kiyotaka Sumito, Shinji Sato, Katsumi Oshitani, Muneaki Ishida, Shigeru Okuma, "High Efficiency, Unity Power Factor VVVF Drive System of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, No. 3, pp. 498 - 503, July 1991.
- [54] Chuen Chien Lee: "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller - Part I", *IEEE Transactions on System, Man and Cybernetics*, Vol. 20, No. 2, pp. 404 - 418, March / April 1990.
- [55] Chuen Chien Lee: "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller - Part II", *IEEE Transactions on System, Man and Cybernetics*, Vol. 20, No. 2, pp. 419 - 435, March / April 1990.
- [56] J. L. Silva Neto, Minh Ta - Cao, Hoang Le - Huy: "A Fuzzy Logic Control Blockset for Simulink", *Proceed. of ELECTRIMACS '96*, pp. 587 - 591, 1996.
- [57] *MATLAB™: User guide*, The MATH WORKS Inc, Natick, 1994.
- [58] *SIMULINK™: User guide*, The MATH WORKS Inc, Natick, 1994.
- [59] *FUZZY LOGIC TOOLBOX™: User guide*, The MATH WORKS Inc, Natick, 1995.
- [60] Peter Vas: *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines*, Clarendon Pres - Oxford, 1993.