

**PROJEKTOVANJE ADAPTIVNOG
MIKROPROCESSORSKOG UPRAVLJANJA BRZINOM I
POZICIJOM ASINHRONOG MOTORA**

S.N. Vukosavić

SADRŽAJ

1. UVOD	1
1.1. Kratak sadržaj rada	1
1.2. Problematika i pregled rešenja vektorskog upravljanja asinhronim motorom	3
1.3. Struktura rada	9
2. MATEMATIČKI MODEL VEKTORSKI KONTROLISANOG ASINHRONOG MOTORA NAPAJANOG IZ STRUJNO REGULISANOG NAPONSKOG INVERTORA	13
2.1. Matematički model asinhronog motora u rotacionom, koordinatnom sistemu	13
2.2. Raspregnuto upravljanje fluksom i momentom, asinhronog motora	17
2.3. Promene parametara motora usled skin efekta, i zasićenja magnetnog kola	21
2.3.1. Uticaj efekta potiskivanja struje u , provodnicima rotora	22
2.3.2. Promena parametara usled zasićenja , magnetnog kola	25
2.4. Uticaj promena rotorskog otpora na izračunavanje, vektora fluksa u modelu rotorskog kola	29
3. PREKIDAČKI ALGORITAM ZA UPRAVLJANJE NAPONSKIM INVERTOROM	34
4. MERENJE I ESTIMACIJA STANJA MOTORA	45

4.1. Merenje brzine i pozicije-----	45
4.2. Estimacija fluksa i momenta na bazi merenja, terminalnih napona i struja-----	48
4.2.1. Estimacija elektromagnetnog momenta -----	49
4.2.2. Estimacija rotorskog fluksa -----	51
5. MEHANIZAM ZA AUTOMATSKU KOMPENZACIJU PROMENA ROTORSKOG OTPORA-----	54
6. STRUKTURA I PODEŠAVANJE PARAMETARA REGULATORA BRZINE -----	61
7. SINTEZA REGULATORA POZICIJE-----	68
8. ALGORITAM ZA MINIMIZACIJU GUBITAKA-----	76
8.1. Određivanje optimalne amplitude fluksa -----	76
8.2. Optimalna raspodela raspoloživog strujnog, kapaciteta pretvarača na magnetizacionu, i aktivnu komponentu-----	81
9. OPIS I REZULTATI EKSPERIMENATA -----	87
10. ZAKLJUČAK-----	107
11. LITERATURA -----	110

KORIŠĆENE OZNAKE

t	vreme
s	operator diferenciranja–kompleksna učestanost
T	perioda odabiranja
z	$\exp(sT)$
j	$\sqrt{-1}$
σ	specifična provodnost
μ_0	permeabilnost vakuuma
ϵ_0	dielektrična konstanta vakuuma
H	jačina magnetnog polja
E	jačina električnog polja ; elektromotorna sila
DC	jednosmerna struja
AC	naizmenična struja
R_s	otpornost statorskog namotaja
R_r	otpornost rotorskog namotaja
R_r^*	otpornost rotorskog namotaja u modelu rotorskog kola
L_{xy}	međusobna induktivnost između namotaja (x) i (y)
L_{xx}	sopstvena induktivnost namotaja (x)
L_s	induktivnost statorskog namotaja
L_r	induktivnost rotorskog namotaja
M, L_m	međusobna induktivnost statora i rotora
$L_{\gamma s}$	induktivnost rasipanja statorskog namotaja
$L_{\gamma r}$	induktivnost rasipanja rotorskog namotaja
$\alpha - \beta$	stacionarni koordinatni sistem
$d - q$	rotacioni sistem koordinata vezan za rotorski fluks
$\Psi_{a,b,c}$	fluksni obuhvati faza a, b, c
$\Psi_{\alpha,\beta}$	komponente fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu
$\Psi_{d,q}$	komponente statorskog fluksa u d–q sistemu
$\Psi_{D,Q}$	komponente rotorskog fluksa u d–q sistemu
$i_{a,b,c}$	fazne struje motora
$i_{\alpha,\beta}$	komponente vektora struje u α – β koordinatnom sistemu
$i_{d,q}$	komponente vektora statorske struje u d–q sistemu
$i_{D,Q}$	komponente vektora struje rotora u d–q sistemu
$u_{a,b,c}$	fazni naponi motora
$u_{\alpha,\beta}$	komponente vektora napona u α – β koordinatnom sistemu

$u_{d,q}$	komponente vektora napona statora u d–q sistemu
Ψ_{md}, Ψ_{mq}	komponente fluksa u vazdušnom zazoru
i_{md}, i_{mq}	komponente struje magnetizacije
Ψ_m	amplituda fluksa u zazoru
i_m	ukupna struja magnetizacije
T_r	vremenska konstanta rotorskog kola
T_m	vremenska konstanta mehaničkog podsistema
T_e	elektromagnetni moment
T_L	moment opterećenja
J	moment inercije
K_t	koeficijent frikcije
p	broj polova mašine
θ_r	položaj rotora
θ_e	položaj vektora rotorskog fluksa
ω_r	ugaona brzina rotora
ω_e	ugaona brzina obrtnog polja
θ^*	komandovana vrednost pozicije
ω^*	komandovana vrednost brzine
$\Delta\theta$	poziciona greška
$\Delta\omega$	brzinska greška
ΔR	odstupanje otpornosti rotorskog namotaja
$V_{\alpha 0}$	ofset napon integratora napona $u_{\alpha s}$
$V_{\beta 0}$	ofset napon integratora napona $u_{\beta s}$
f	frekvencija
$\omega = 2\pi f$	ugaona učestanost
m	indeks modulacije
H	histerezis
h	dubina žleba rotora
w	širina žleba
ω_s	učestanost klizanja

1.1. KRATAK SADRŽAJ RADA

Predmet naučne rasprave u disertaciji je predlog projektovanja strukture regulatora za upravljanje brzinom i pozicijom pogona sa asinhronim motorom u uslovima delovanja promenljivog opterećenja i parametara. Da bi se optimizirali brzina reagovanja i kvalitet prelaznog procesa i minimizirala greška stacionarnog stanja u praćenju sporopromenljivih signala, neophodno je postići raspregnuto upravljanje momentom i fluksom asinhronog motora. Pogon sa asinhronim motorom se može razložiti na električni i mehanički podsistem. Električni podsistem je četvrtog reda i u njemu se, kao promenljive stanja, mogu uočiti vektor magnetopobudne sile statora i vektor rotorskog fluksa. Elektromagnetni moment je određen vektorskim proizvodom magnetopobudne sile i fluksa, pa algoritam upravljanja mora omogućiti kontrolu nad amplitudom i položajem oba vektora. Pored strukturnih i aditivnih nelinearnosti, električni podsistem ima i promenljive parametre koji zavise od temperature, učestanosti i nivoa fluksa. Takođe, preko momenta i mehaničke brzine postoji sprega električnog i mehaničkog podsistema, pa zahtev za nezavisnom kontrolom fluksa i momenta nameće složenu strukturu regulacije, koja će uključivati povratnu spregu po stanju, mehanizam za procenu stanja, mehanizam za kompenzaciju promene parametara i elemente adaptacije u odnosu na radni režim.

Izborom strujno regulisanog naponskog invertora kao pretvarača za napajanje asinhronog motora i primenom adekvatnih strujnih regulatora, postiže se upravljanje vektorom magnetopobudne sile statora praktično nezavisno od ostalih promenljivih stanja. Da bi se ovo postiglo, pojačanja strujnih regulatora moraju biti tako podešena da u jednačinama statorskog kola spregnutog sistema, povratna sprega po struji za red veličine nadmašuje sprege sa ostalim stanjima.

Podatak o amplitudi i položaju rotorskog fluksa dobija se na izlazu matematičkog modela rotorskog kola. Ovaj model, u toku rada pogona, simulira procese koji u rotorskom kolu samoga motora dovode do generacije fluksa. Model zahteva poznavanje otpornosti i induktivnosti rotorskog kola, pa je neophodno kompenzovati promene ovih parametara kako bi se održale performanse pogona.

Kompenzacija promene parametara rotorskog kola realizuje se tako što se amplituda vektora rotorskog fluksa, izračunata preko modela rotorskog kola, poredi sa rezultatom estimacije fluksa. Estimator kao ulazne podatke ima

terminalne napone i struje i do podatka o fluksu dolazi simulacijom pojava u statorskom kolu. Ovo znači da je sam estimator osetljiv na parametre statorskog kola, međutim, adekvatnom sintezom estimatora, zavisnost od otpornosti statora biva eliminisana.

Realizacija pozicionog regulatora oslanja se na činjenicu da vektorski kontroler asinhronog motora, uz korektno podešene parametre, omogućuje upravljanje elektromagnetnim momentom u širokom opsegu brzina, uključujući i slučaj kada je brzina jednaka nuli. Uz zanemarenje trenja, mehanički podsistem je dvostruki integrator, pa se za pozicioni regulator uzima PD struktura sa proporcionalnim dejstvom po grešci i diferencijalnim dejstvom po merenoj poziciji. Kao kriterijum za podešavanje parametara uzeto je vreme smirenja i krutost u uslovima malih poremećaja (poremećaja pri kojima moment ne dostiže limit). Promene momenta inercije utiču na raspored polova i odziv pozicionog sistema, pa je u cilju očuvanja kvaliteta prelaznog procesa potrebno u toku rada pogona vršiti procenu momenta inercije i prilagođavati pojačanja proporcionalnog i diferencijalnog dejstva regulatora. Pri dejstvu velikih poremećaja, nelinearnost u vidu ograničenog momenta može prouzrokovati prebačaj i oscilatoran odziv, čak i u slučaju kada je sistem za male poremećaje aperiodičan. Ovaj problem se rešava tako što se umesto bloka sa proporcionalnim pojačanjem pozicione greške uvodi nelinearni pojačavač. Nelinearno pojačanje pozicione greške se može podesiti tako da se u uslovima dejstva velikih poremećaja dobije vremenski optimalan odziv. Za male poremećaje, pozicioni regulator ostaje linearan, pa vreme smirenja ne zavisi od veličine poremećaja.

Kod pogona asinhronog motora sa regulacijom brzine, javlja se potreba prilagođavanja nivoa fluksa u odnosu na radni režim, kako bi se minimizirali gubici ili smanjila buka. Razrađen je mehanizam koji vrši optimizaciju stepena korisnog dejstva na osnovu razlike između merene ulazne snage i izlazne snage, procenjene kao proizvod mehaničke ugaone brzine i komandovanog momenta. Posebna pažnja je posvećena problemu optimalne raspodele struje na magnetizacionu i aktivnu komponentu, radi postizanja optimalnog odziva na poremećaj, koji mašinu zatiče podpobuđenu.

U okviru rada, detaljno su analizirani problemi matamatičkog modelovanja asinhronog motora u različitim režimima rada, problemi merenja terminalnih napona, ugaone brzine i pozicije, problemi regulacije struje kao i problemi uvažavanja nelinearnosti i promene parametara. Rezultati rada su prezentirani u vidu metoda analitičkog projektovanja, simulacijom rešenja na digitalnom računaru i eksperimentalnom verifikacijom na prototipu.

1.2. PROBLEMATIKA I PREGLED REŠENJA VEKTORSKOG UPRAVLJANJA ASINHRONIM MOTOROM

Rad u oblasti razvoja elektronski kontrolisanih elektromotornih pogona iniciran je potrebom da se automatizuju proizvodni procesi u industriji, poveća pouzdanost, smanji potreba za održavanjem i minimiziraju gubici električne energije. Počevši od pedesetih godina i razvoja tiristora, rad u ovoj oblasti traje sa nesmanjenim intenzitetom. Paralelno se odvija istraživanje novih rešenja pretvarača za napajanje motora, rad na usavršavanju postojećih i razvoju novih motora kao i razvoj upravljačkih kola i algoritama upravljanja.

Više od 50% električne energije proizvedene u industrijskim zemljama se preko elektromotornih pogona konvertuje u mehaničku, pri čemu oko 80% pogona radi sa konstantnom a oko 20% sa promenljivom brzinom [128]. U pogonima promenljive brzine i pogonima sa servo zahtevima, uglavnom je korišćen jednosmerni (DC) motor, zbog vrlo povoljnih regulacionih karakteristika: raspregnuto upravljanje momentom i fluksom omogućeno je ortogonalnim položajem pobudnog fluksa i magnetopobudne sile indukta i direktnom kontrolom nad strujama u rotoru i statoru, što obezbeđuje mehanički komutator. Jedna od slabosti DC motora je upravo komutator koji zahteva redovno održavanje i smanjuje preopteretljivost motora, ograničavajući maksimalnu dozvoljenu struju armature. Za razliku od DC motora, asinhroni motor je znatno složeniji za upravljanje, jer se rotorske struje i fluks ne mogu direktno meriti. Kod njega se proces komutacije obavlja van motora, u energetsom pretvaraču. Motor je konstruktivno jednostavniji, robusniji i ne zahteva održavanje. Kratkotrajna preopteretljivost asinhronog motora određena je karakteristikama pretvarača i može dostići osmostruku vrednost nominalnog momenta [22]. Prednost pogona sa asinhronim motorom je i niža cena u odnosu na DC pogon. Oko 70% cene pogona sa asinhronim motorom leži u upravljačkim kolima i energetsom pretvaraču. Kod DC pogona ovaj iznos je 30% [13], pa su izgledi da će dalja usavršavanja favorizovati pogone sa asinhronim motorom. U oblasti servo pogona godišnje se 15% motora jednosmerne (DC) struje zameni motorima naizmenične (AC) struje [128].

Izbor motora naizmenične struje za pogon visokih performansi je uglavnom ograničen na asinhroni motor i sinhroni motor sa permanentnim magnetom na rotoru [24]. Motor sa permanentnim magnetom ima definisanu pobudu, pa izostaje potreba za magnetizacionom komponentom struje statora. Efikasnost ovog motora je veća od efikasnosti asinhronog, jer izostaju gubici usled

PROBLEMI U VEŠTAČENJU I PRAVOG IZNETIJA REZULTATSKOG U PRAVILNOSTI...

magnetizacione komponente struje statora i nema gubitaka u rotoru. Upravljanje sinhronim motorom sa permanentnim magnetom je jednostavnije, jer je rotorski fluks određen pozicijom rotora; dok smer rotorskog fluksa asinhronog motora zavisi od struja rotorskog kola, koje se ne mogu direktno meriti. Primena motora sa permanentnim magnetom je, ipak, ograničena na pogone kod kojih se ne zahteva slabljenje polja i rad iznad nominalne brzine. Smanjenje fluksa kod ovih motora zahteva uvođenje demagnetizacione komponente statorske struje, što povećava gubitke i narušava ortogonalnost rotorskog fluksa i magnetopobudne sile statora. Problem sinhronih motora sa permanentnim magnetom je mogućnost delimične demagnetizacije usled ekscernih struja statora u slučaju kvara, povećane temperature ili vibracija. Karakteristike motora se poboljšavaju zamenom feritnih magneta kvalitetnijim (obično samarijum-kobaltnim). Primenu ovih motora ograničava i problem asembliranja rotora kao i cena permanentnog magneta. Na sadašnjem nivou razvoja, sinhroni motori sa permanentnim magnetom primenjuju se u pogonima koji ne zahtevaju rad u oblasti slabljenja polja i koji, usled otežanog hlađenja, zahtevaju minimiziranje gubitaka u rotoru [9], [24]. Kada se zahteva robustan pogon sa širokim opsegom regulacije brzine, primenjuje se asinhroni motor.

Raspregnuta kontrola fluksa i momenta asinhronog motora se postiže vektorskim upravljanjem, odnosno orijentacijom vektora magnetopobudne sile statora prema rotorskom fluksu. Pojam prostornog vektora u analizu mašina naizmenične struje uvodi Kovač [1]. Pod nazivom "Transvektor", principe vektorskog upravljanja izlaže Blaschke [3], [5]. U ovim radovima date su osnove direktnog vektorskog upravljanja, kod koga se položaj i amplituda fluksa određuju merenjem u vazdušnom zazoru mašine. Elemente indirektnog vektorskog upravljanja daje Hasse [2]. Pod indirektnim upravljanjem podrazumeva se varijanta u kojoj se vektor fluksa dobija procesiranjem brzine i struje u strujnom modelu rotorskog kola mašine. Kod obe varijante vektorske kontrole, nezavisno upravljanje momentom i fluksom se postiže manipulacijom vektora statorske struje [4], [5] ili napona [4], [5], [6], tako da se nezavisno kontrolišu komponenta magnetopobudne sile statora normalna na fluks i komponenta paralelna sa fluksom. U slučaju orijentacije prema rotorskom fluksu, amplituda fluksa je jednoznačno određena paralelnom komponentom a moment normalnom [7], [9], [11]. Kod orijentacije prema statorskom fluksu ili fluksu u vazdušnom zazoru, između ovih veličina postoji sprega [11], [18], [19] pa se mora primeniti dodatno raspreganje, bazirano na poznavanju parametara mašine. Osnovni problem vektorskog upravljanja je akvizicija položaja i amplitude rotorskog fluksa koji nije direktno merljiv. Langweiler [7] predlaže određivanje rotorskog fluksa na osnovu

merjenja fluksa u vazdušnom zazoru i kompenzacije fluksa rasipanja rotora. Prvobitni metod određivanja fluksa u zazoru bio je umetanje Hall-ovih elemenata [5]. Kako Hallov element zapravo vrši lokalno merenje, rezultujući signal sadrži pulsacije usled žlebnih harmonika polja, pa se pojavljuju i pulsacije momenta pri vektorskoj kontroli baziranoj na ovakvom merenju fluksa [20]. Detekcija fluksa putem integracije napona, indukovanih u namotajima mašine, usled efekta prostorne integracije [20] nije osetljiva na žlebne harmonike. Određivanje orijentacije fluksa na osnovu terminalnih napona mašine daje dobre rezultate pri većim brzinama [17], [18], pri kojima je pad napona na statorskom otporu zanemarljiv. Kompenzacijom ovog pada omogućen je rad pri brzinama većim od 3% nominalne [20]. Ukoliko se u mašinu ugrade posebni namotaji, namenjeni detekciji fluksa, ova granica se može spustiti na 1% [9], [20]. Da bi izbegao dodatne namotaje, Lipo [10] predlaže da se naponi indukovani u delovima namotaja same mašine odaberu i saberu tako da u zbiru ne figuriše pad napona na statorskoj otpornosti. Rezultati su ekvivalentni ugradnji posebnih namotaja, ali je potrebno načiniti više izvoda na namotajima same mašine.

Vektorska kontrola bazirana na integraciji indukovanih napona ima degradirane performanse pri malim brzinama [9] i ne omogućuje razvijanje momenta pri brzini jednakoj nuli, što je neophodno kod pozicionog sistema. U pogonima visoke performanse, koji zahtevaju rad u oblasti malih brzina, vektor rotorskog fluksa se izračunava obradom signala struje i mehaničke brzine u modelu rotorskog kola mašine [11], [13], [22]. Tačnost određivanja orijentacije i amplitude fluksa tada ne zavisi od mehaničke brzine, što ovaj pristup čini atraktivnim za servo aplikacije. Neophodno je, međutim, poznavati parametre mašine koji figurišu u modelu rotorskog kola, pri čemu je od posebnog uticaja rotorska vremenska konstanta [23]. Greške u modelu dovode do zavisnosti struje magnetizacije od opterećenja i neželjenih oscilacija momenta u prelaznim procesima [25]. Ovakav način upravljanja asinhronim motorom često se naziva indirektnom vektorskom kontrolom [9].

Realizacija vektorskog upravljanja zahteva transformaciju koordinata, složena izračunavanja fluksa i upravljanje energetskim pretvaračem za napajanje motora, pa je praktična primena bila uslovljena razvojem digitalnih kontrolera [12], [14] potrebne brzine i tačnosti. Upravljačke funkcije se mogu podeliti na vremenski kritične funkcije nižeg nivoa odlučivanja i složene funkcije, pa se i kontroler obično gradi tako da sadrži dva mikroprocesora [16], ili se funkcije nižeg nivoa odlučivanja, koje se često ponavljaju, izdvajaju u poseban, namenski dizajniran sklop. Vektorsko upravljanje se ostvaruje manipulacijom statorskog napona ili struje. Ohnishi [15] analizira mogućnost napajanja iz naponskog izvora

PROBLEMI REŠENJA IZ OBLASTI ELEKTROTEHNIKE I ELEKTROENERGETIKE ...

i pokazuje da se zadavanjem paralelne i normalne komponente naponskog vektora ne postiže raspregnuto upravljanje fluksom i momentom. U istom radu, predlaže se upravljačka struktura koja se oslanja na poznavanje parametara statorskog kola i omogućava raspregnuto upravljanje. Prednost naponskog napajanja je manja osetljivost na promene rotorske vremenske konstante [11], [31], dok se nedostatak ogleda u oslanjanju na parametre statora. Dinamika strujno napajanog motora opisana je rotorskim jednačinama i parametri statora nemaju uticaja na odziv [9], [19]. Novotny [9] i Lipo [13] predlažu strujno napajanje iz strujno regulisanog naponskog invertora u svim slučajevima koji zahtevaju brz odziv momenta. Naponski invertor sa adekvatnim strujnim regulatorima omogućava brze promene položaja i amplitude vektora magnetopobudne sile statora, što je preduslov za širok propusni opseg pri regulaciji momenta.

Opseg snaga, pri kojima je primenljivo vektorsko upravljanje, određen je uglavnom razvojem tehnologije poluprovodničkih prekidača. Saito [122] navodi primer primene vektorski kontrolisanih pogona sa asinhronim motorima do 500 kW u industriji papira i čelika. Leonhard [128] daje primer sporohodnog valjaoničkog pogona sa asinhronim motorom od 5 MW, napajanog iz ciklokonvertora. Primenom vektorskog upravljanja, postiže se regulacija brzine sa vremenom smirenja od 80 ms. Snaga motora određuje tip prekidača i konfiguraciju energetskog pretvarača koji napaja motor [9], [13], [128]. Zahtev za servoperformansama se uglavnom javlja u opsegu do 100 kW [128], gde se uobičajeno koristi tranzistorski naponski invertor sa bipolarnim ili IGBT tranzistorima.

Za nezavisno upravljanje fluksom i momentom asinhronog motora potrebno je poznavati parametre mašine. Induktivnosti statorskog i rotorskog kola zavise od nivoa zasićenja, dok se otpornosti menjaju sa temperaturom i učestanošću [53]. Pojavljuje se više radova koji analiziraju osetljivost na promene parametara i predlažu metode za identifikaciju. Odlučujući uticaj na karakteristike pogona sa indirektnom vektorskom kontrolom, napajanog iz strujno regulisanog naponskog invertora, ima vremenska konstanta rotorskog kola [32]. Ova konstanta zavisi od sopstvene induktivnosti i otpornosti rotorskog namotaja. Lorenz [51] pokazuje da je poznavanje vremenske konstante rotora neophodno radi korektnog podešavanja regulatora fluksa, momenta i kalkulatora klizanja. Koyama [57] analizira uticaj promena ove konstante na stacionarna stanja i prelazne procese. Kumamoto [54] predlaže da se uticaj odstupanja vremenske konstante rotora na regulaciju brzine koriguje prilagođenjem koeficijenata u rednoj i povratnoj grani brzinskog regulatora. Nordin [36] sprovodi detaljnu analizu kvantitativnih efekata i primerom pokazuje da su na

promene vremenske konstante rotora osetljiviji motori veće snage i veće efikasnosti. On takođe navodi mogućnost da se uticaj ovih promena na kvalitet prelaznih procesa smanji adekvatnim dizajnom brzinskog ili pozicionog regulatora, ali smatra da je najnepovoljnija posledica promena vremenske konstante rotora odstupanje fluksa i momenta u stacionarnom stanju, koje smanjuje maksimalni moment, ograničava oblast statičke stabilnosti i znatno povećava gubitke. Identifikacija vremenske konstante rotora je olakšana u slučaju linearnog [52] ili sporopromenljivog [58] opterećenja, kao i u slučaju kad se merenja vrše na mašini van pogona [37], [43]. Algoritam za identifikaciju se obično oslanja na merenje brzine [14], [28] ili terminalnih napona [39], [41], [45], [47], [49], [59], [60]. Mogu se uočiti rešenja koja se baziraju na merenju odziva motora na injektovani test signal [34], [44], [56] i rešenja koja se oslanjaju na merenje veličina u radnom stanju [33], [41], [45]. Loeser [33] predlaže metod za kompenzaciju promena rotorskog otpora usled promene temperature. Metod se zasniva na merenju statorskog napona, struje i učestanosti. Rotorski otpor se izračunava analizom modela motora za stacionarna stanja. Matsuo i Lipo [34] vrše određivanje rotorskog otpora po metodi perturbacije. U statorske struje se utiskuju test signali koji formiraju inverzno obrtno polje. Meri se inverzna komponenta terminalnih napona i iz nje određuje rotorska otpornost. Kako inverzno polje prouzrokuje jake pulsacije momenta, autori predlažu periodičnu aktivaciju identifikacionog mehanizma. Metoda Gabriela i Leonharda [14] sastoji se utiskivanju pulsacija u magnetizacionu komponentu struje. Kao rezultat utiskivanja test signala pojavljuju se pulsacije momenta i odstupanja brzine. Odstupanje rotorske vremenske konstante se određuje izračunavanjem korelacije test signala i izmerenih pulsacija brzine. Sličan pristup ima Sugimoto [56], koji za test signal u magnetizacionoj komponenti uzima sinusoidalni niskofrekventni (6 Hz) signal u iznosu od 10 % nominalne struje. U mašinu se ugrađuju namotaji za detekciju fluksa. Analizom napona indukovanih u ovim namotajima utvrđuje se odziv rotorskog kola na test signal i određuje vremenska konstanta rotora. Zai i Lipo [42] razvijaju algoritam za identifikaciju koji koristi metodu perturbacije, ali ne unosi neželjene pulsacije momenta injekcijom test signala, već posmatra odziv motora na šum koji generiše energetski pretvarač.

Sopstvene i međusobne induktivnosti namotaja asinhronog motora menjaju se sa nivoom fluksa usled zasićenja magnetnog kola. Vas [61] pokazuje da je uticaj nelinearnosti magnetnog kola na odziv vektorski kontrolisanog pogona najveći kod strujno napajanog motora u režimu slabljenja polja. Niz radova analizira uticaj zasićenja na rad asinhronog motora [62], [66], [67]. Lipo [64] smatra da se zasićenjem prouzrokovane promene dinamičke

induktivnosti u osi normalnoj na fluks mogu zanemariti. Levi [124] daje matematički model pogona sa zasićenim motorom zasnovan na eksperimentalno određenoj karakteristici magnećenja. Khater [65] uticaj zasićenja kompenzuje preko dvoparametarske aproksimacije krive magnećenja. Tačnije uvažavanje prostorno raspodeljenog zasićenja može se postići analizom preko ekvivalentnih magnetnih kola [69], [70].

Otpornost i induktivnost rotorskog namotaja menjaju se sa učestanošću usled efekta potiskivanja struje u provodnicima rotora (skinefekat) [71], [72]. Potiskivanje je uglavnom izraženo kod motora sa dubokim žlebovima. Doncker [73] analizira frekventnu zavisnost rotorskih parametara i predlaže metod za sintezu modela rotorskog kola koji uvažava ovaj efekat i omogućava vektorsku kontrolu asinhronog motora sa dubokim žlebovima.

Odziv asinhronog motora pod vektorskom kontrolom zavisi od brzine i tačnosti upravljanja magnetopobudnom silom statora. Ove karakteristike određene su konfiguracijom energetskog pretvarača, vrstom poluprovodničkih prekidača i prekidačkim algoritmom koji upravlja statorskim strujama. Dosada primenjena rešenja strujnih regulatora se mogu podeliti u četiri grupe : histerezisni regulatori [75], [86], [92]; pulsno-širinski modulatori sa prirodnim odabiranjem [76], [91]; regulatori sa predikcijom (feed-forward) [77], [83] i regulatori u rotacionom koordinatnom sistemu [78], [93]. Uporedna analiza linearnih i nelinearnih prekidačkih algoritama [85] pokazuje da su nelinearni regulatori superiorni u pogledu dinamike ali da za nedostatak imaju promenljivu učestanost komutacija. Ima pokušaja da se ovaj nedostatak otkloni upotrebom fazno spregnute petlje za sinhronizaciju komutacija [79], [88] uz neznatno degradiranje odziva. Problem dislociranja strujnih regulatora iz eksternog, analognog hardvera u digitalni mikrokontroler još uvek nije do kraja rešen. Napon motora se usled promena napona jednosmernog međukola, mrtvog vremena i pada napona na prekidačima razlikuje od napona koji zadaje mikrokontroler. Kao posledica, pojavljuju se pulsacije momenta i nestabilan rad [80], [81], [82], [94], [95]. Kašnjenja prouzrokovana ograničenom brzinom procesiranja signala u kontroleru rezultuju faznim kašnjenjem regulisane struje [28]. Leonhard [20] smatra da se uticaj ovih pojava na rad pogona može tolerisati ukoliko je učestanost odabiranja strujnog regulatora veća od 1 kHz. Sukegawa [89] daje prikaz pogona sa direktnom digitalnom kontrolom i mehanizmom za kompenzaciju uticaja kašnjenja i mrtvog vremena invertora. Divan [126] predlaže izmenu konfiguracije energetskog pretvarača uvodeći rezonantno međukolo. Lorenz [90] daje algoritam za regulaciju struje sa rezonantnim invertorom kao aktuatom. Razvoj novih vrsta prekidača [74] omogućuje poboljšanje performansi

postojećih pretvaračkih konfiguracija i primenu novih, uključujući i Venturinijev matrični pretvarač za direktnu AC-AC konverziju [13].

Vektorski kontrolisan asinhroni motor je po regulacionim karakteristikama ekvivalentan DC motoru, pa se pri sintezi brzinskog ili pozicionog regulatora može poći od strukture regulatora za digitalno upravljanje DC motorom [99], [100], [101]. Kod obe vrste motora postoji strujnim limitom ograničeni maksimalni moment koji ograničava brzinu odziva. Priroda ovog ograničenja zavisi od vrste motora. Kod DC motora aktivna i magnetizaciona komponenta struje teku kroz dva odvojena namotaja. Karakteristikama komutatora ograničena je aktivna komponenta struje (struja armature). Kod asinhronog motora je strujnim kapacitetom pretvarača ograničen vektorski zbir magnetizacione i aktivne komponente struje. Kod pozicionog servo pogona sa asinhronim motorom mora se posebna pažnja posvetiti termici [98], jer je prirodno hlađenje pri malim brzinama zanemarljivo.

Nezavisna kontrola fluksa i momenta asinhronog motora, omogućuje prilagođenje amplitude fluksa momentu opterećenja i brzini, kako bi se minimizirali ukupni gubici energije u pretvaraču i motoru [108], [109], [110], [113], [114] ili smanjila buka [106], [107]. Kirschen [115] minimizaciju gubitaka postiže uspostavljanjem povratne sprege po ulaznoj snazi pretvarača. Amplituda fluksa se podešava sve dok se ne postigne minimum ulazne snage za dato opterećenje.

Navedeni radovi pokazuju da aktivnosti na razvoju algoritama, upravljačkih kola i pretvarača za upravljanje asinhronim motorom traju nesmanjenim intenzitetom. Problem identifikacije promenljivih parametara asinhronog motora i dalje traži adekvatno rešenje. U algoritam treba ugraditi mehanizam za automatsko prilagođenje uslovima pogona, kako bi se inicijalna podešavanja parametara mogla obaviti bez učešća čoveka. Odziv brzinske i pozicione petlje se može poboljšati kompenzacijom promena momenta inercije i ubrzati pravilnom raspodelom raspoložive struje na magnetizacionu i aktivnu komponentu.

1. 3. STRUKTURA RADA

Rad se bavi projektovanjem mikroprocesorskog upravljanja brzinom i pozicijom pogona sa asinhronim motorom u uslovima promenljivog opterećenja i promenljivih parametara motora. Aktuator brzinske i pozicione petlje je asinhroni motor napajan iz strujno regulisanog naponskog invertora i upravljan

po metodu indirektno vektorske kontrole. Kontrola fluksa i momenta u širokom opsegu brzina zahteva uspostavljanje povratne sprege po vektoru rotorskog fluksa, koji se ne može direktno meriti, već se izračunava u modelu rotorskog kola. Tačnost ovog modela bitno utiče na performanse. U okviru ovog rada je prikazan algoritam za automatsku korekciju promena parametara rotorskog kola u toku rada pogona. Mehanizam za prilagođenje parametara se oslanja na estimaciju amplitude vektora rotorskog fluksa. Estimator se bazira na merenju terminalnih napona. Da bi se mogao primenjivati i u oblasti malih brzina, sintetizovan je tako da estimirana vrednost fluksa ne zavisi od otpornosti statorskog namotaja. U radu se daje rešenje algoritma za prilagođenje fluksa opterećenju, kako bi se minimizirali gubici u pogonu. Ugrađen je i mehanizam za optimalnu raspodelu ograničenog strujnog kapaciteta pretvarača na magnetizacionu i aktivnu komponentu vektora statorske struje. Dat je i predlog projektovanja brzinskog i pozicionog regulatora u uslovima ograničenog pogonskog momenta i promenljivog momenta inercije.

U drugom poglavlju dat je matematički model pogona. Deo 2.1. sadrži model asinhronog motora u rotacionom koordinatnom sistemu. Deo 2.2. izlaže principe indirektno vektorske kontrole kao metoda za raspregnuto upravljanje fluksom i momentom motora. U delu 2.3. analizira se uticaj promene parametara motora i diskutuje opravdanost zanemarenja uobičajenih pri modelovanju asinhronog motora. Deo 2.4. analizira uticaj greške u podešavanju vremenske konstante modela rotorskog kola na tačnost indirektnog određivanja orijentacije rotorskog fluksa. Proučava se negativan uticaj greške u orijentaciji na regulaciju fluksa i momenta i rad pogona.

Treće poglavlje bavi se konfiguracijom pretvarača za napajanje motora, merenjem vektora magnetopobudne sile i sintezom prekidačkog algoritma za njenu regulaciju. Brzina uspostavljanja momenta zavisi od dinamike upravljanja magnetopobudnom silom. Pokazuje se da je najpogodnija konfiguracija energetskog pretvarača za napajanje motora naponski inverter sa strujnom regulacijom. Projektovani prekidački algoritam organizovan je tako da se na osnovu vektora strujne greške selektuje najpogodniji među raspoloživim naponskim vektorima invertora. U algoritam je ugrađen mehanizam za redukciju strujnih pulsacija pri malim brzinama i malim kontraelektromotornim silama mašine. Merenje struje je organizovano tako da se direktno očitavaju komponente strujnog vektora u stacionarnom Dekartovom koordinatnom sistemu.

U poglavlju 4.1. opisan je metod merenja brzine i pozicije. Kao senzor se koristi inkrementalni optički enkoder. Rezolucija pri određivanju brzine se povećava kombinovanim merenjem širine i broja impulsa. Poglavlje 4.2. daje

predlog sinteze estimatora amplitude fluksa rotora. Estimator se oslanja na integraciju terminalnih napona, pa se postavlja pitanje uticaja pada napona na otpornosti statora i uticaja ofsetnapona integratora na rezultat estimacije. Predloženi estimator, pored terminalnih napona, koristi i podatak o vektoru struje (koji je kod vektorske kontrole već prisutan u memoriji digitalnog kontrolera) i ima strukturu određenu tako da je uticaj statorskog otpora i ofseta eliminisan.

U petom poglavlju data je sinteza mehanizma za automatsku kompenzaciju promena rotorskog otpora i vremenske konstante rotora u toku rada pogona. Model rotorskog kola simulira pojave koje u mašini dovode do generacije rotorskog fluksa. Parametri modela moraju odgovarati parametrima mašine, jer se fluks modela koristi za uspostavljanje povratne sprege po stanju. Rotorski otpor varira sa temperaturom i dovodi do razlika između fluksa mašine i fluksa modela. Mehanizam za prilagođenje parametara modela vrši poređenje fluksa estimiranog preko terminalnih napona i fluksa modela. Parametri modela se koriguju u skladu sa detektovanim odstupanjem.

Šesto poglavlje se bavi sintezom i podešavanjem parametara digitalnog regulatora brzine. Pogon sa vektorski kontrolisanim asinhronim motorom, kao objekat upravljanja, redovno ima znatno veću mehaničku vremensku konstantu od transportnog kašnjenja, pa se za dobijanje odziva bez prebačaja može izvršiti podešavanje parametara prema Dahlinovom [103], [120] algoritmu. Regulator ima proporcionalnointegralno dejstvo. Radi ublažavanja skoka momenta pri poremećaju na ulazu, proporcionalno dejstvo je izmešteno u kolo lokalne povratne sprege.

Predlog projektovanja algoritma za regulaciju pozicije dat je u sedmom poglavlju. Struktura regulatora uključuje povratnu spregu po brzini i pozicionoj grešci. Ograničen pogonski moment nameće primenu nelinearnog pojačavača greške. Ovaj pojačavač se realizuje tako da za male poremećaje radi u linearnom režimu, dok pri velikim poremećajima obezbeđuje dostizanje komandovane pozicije u najkraćem vremenu, koje se uz ograničeni moment može postići. Parametri linearnog režima se određuju tako da se postiže maksimalno brz odziv bez prebačaja. Karakteristika pojačavača greške i parametri linearnog režima se prilagođavaju promenama momenta inercije u toku rada pogona.

U poglavlju 8.1. dat je algoritam za optimizaciju stepena korisnog dejstva pogona. Gubici energije u pretvaraču i motoru se izračunavaju kao razlika ulazne snage i procene mehaničke snage na izlaznom vratilu. Amplituda fluksa se prilagođava tako da minimizira ove gubitke. U poglavlju 8. 2. razmatra se problem uspostavljanja momenta u uslovima malog početnog fluksa. Izračunava

se optimalna dinamička raspodela struje na magnetizacionu i aktivnu komponentu. Kriterijum za optimizaciju je minimalni propad brzine pri skokovitom porastu opterećenja mašine sa oslabljenim poljem. Pri optimizaciji se uvažava nelinearnost magnetnog kola mašine.

Deveto poglavlje sadrži opis eksperimentalnog prototipa i prezentira rezultate eksperimenata u vidu osciloskopskih snimaka.

2. MATEMATIČKI MODEL VEKTORSKI KONTROLISANOG ASINHRONOG MOTORA NAPAJANOG IZ STRUJNO REGULISANOG NAPONSKOG INVERTORA

2.1. MATEMATIČKI MODEL ASINHRONOG MOTORA U ROTACIONOM KOORDINATNOM SISTEMU

Uobičajene polazne pretpostavke pri modelovanju asinchronog motora [1], [27], [28], [29] su postojanje raspodeljenog trofaznog namotaja na rotoru i statoru, rotaciona simetrija mašine, sinusoidalna promena magnetopobudne sile u zazoru (odsustvo prostornih harmonika), zanemarenje ivičnih efekata, gubitaka u magnetiku usled histerezisa i vihornih struja i zanemarenje efekta potiskivanja struje. Složeniji modeli uticaj nelinearnosti magnetnog kola uvažavaju uvođenjem promenljivih koeficijenata induktivnosti ili funkcionalnom aproksimacijom krive magnećenja [29], [61], [66]. Opravdanost ovih zanemarenja analizirana je u poglavlju 2.3.

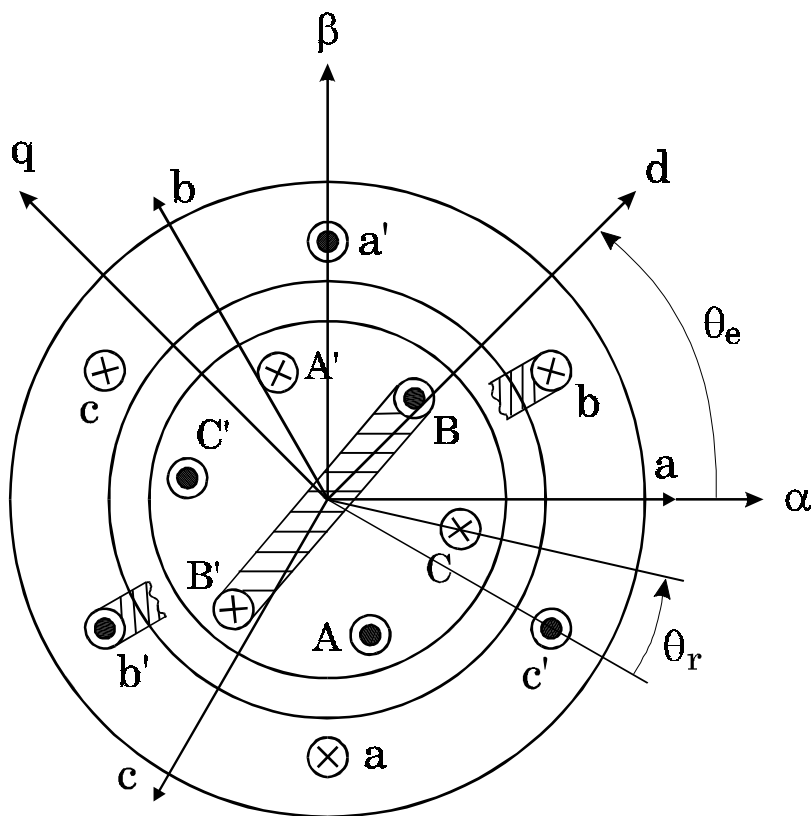
Jednačine naponske ravnoteže asinchronog motora sa kratko spojenim namotajem rotora su:

$$\begin{aligned}
 u_a &= R_a \cdot i_a + \frac{d\psi_a}{dt} ; 0 = R_A \cdot i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\
 u_b &= R_b \cdot i_b + \frac{d\psi_b}{dt} ; 0 = R_B \cdot i_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\
 u_c &= R_c \cdot i_c + \frac{d\psi_c}{dt} ; 0 = R_C \cdot i_C + \frac{d\psi_C}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Naponi u_a , u_b , i 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:

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} \\ L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} & L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} & L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} & L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Koeficijenti L_{xy} u matrici induktivnosti su promenljivi i [9] zavise od ugaonog pomeraja između statora i rotora (θ_r na sl.2.1.) i magnetnog zasićenja. Jednačina 2.1. opisuje električni podsistem asinhronog motora i sadrži šest diferencijalnih jednačina. Postoji, međutim, međuzavisnost flukseva, napona i struja trofazne mašine. Statorski namotaji su vezani u zvezdu, pa zbir struja 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 $\psi_a + \psi_b + \psi_c = 0$ $\Psi_A + \Psi_B + \Psi_C = 0$. 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.



Slika 2.1.: *Ilustracija rotacione transformacije.*

Preslikavanjem statorskih i rotorskih veličina na $(\alpha - \beta)$ koordinatni sistem osa vezanih za stator (izraz 2.3.), jednačine električnog podsistema asinhronog motora prelaze u oblik dat izrazom 2.4. [9], [28], [29] :

$$\begin{aligned}
 \begin{Bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{Bmatrix} &= \frac{2}{3} \cdot \begin{Bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{Bmatrix} = \|C\|_s \|i\|_s \quad ; \\
 \begin{Bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{Bmatrix} &= \|C\|_s \|i\|_s \quad ; \quad \begin{Bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \end{Bmatrix} = \|C\|_s \|\psi\|_s \quad ; \\
 \begin{Bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{Bmatrix} &= \frac{2}{3} \cdot \begin{Bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{Bmatrix} = \|C\|_r \|i\|_r \quad ; \\
 \theta_r &= \theta_r(0) + \int_0^t \omega_r dt \quad ; \quad \begin{Bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \end{Bmatrix} \quad ; \quad \begin{Bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \end{Bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Jednačine električnog podsistema u (α - β) sistemu koordinata :

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha s} &= R_s \cdot i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \quad ; \quad u_{\beta s} = R_s \cdot i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \\
 0 &= R_r \cdot i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \cdot \psi_{\beta r} \quad ; \quad 0 = R_r \cdot i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} + \omega_r \cdot \psi_{\alpha r} \\
 \omega_r &= \frac{d\theta_r}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Veza flukseva i struja je:

$$\begin{aligned}
 \psi_{\alpha s} &= L_s \cdot i_{\alpha s} + M \cdot i_{\alpha r} \quad ; \quad L_s - \text{induktivnost statorskog namotaja} \\
 \psi_{\beta s} &= L_s \cdot i_{\beta s} + M \cdot i_{\beta r} \quad ; \quad M - \text{koeficijent međ usobne induktivnosti} \\
 \psi_{\alpha r} &= L_r \cdot i_{\alpha r} + M \cdot i_{\alpha s} \quad ; \quad \text{istatora i rotora} \\
 \psi_{\beta r} &= L_r \cdot i_{\beta r} + M \cdot i_{\beta s} \quad ; \quad L_r - \text{induktivnost rotorskog namotaja}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Veličine u (α - β) stacionarnom koordinatnom 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 koordinatni sistem (Sl .2.1.) koji rotira sinhrono sa obrtnim poljem, koordinate napona, struje i fluksa u stacionarnom stanju postaju konstantne. Položaj d-q koordinatnog sistema u odnosu na α - β koordinatni sistem određen je uglom θ_e (Sl .2.1.). Transformacija vektora $[v]_{\alpha\beta}$ u vektor $[v]_{dq}$ data je jednačinom 2.6. , dok su jednačine električnog podsistema u d-q koordinatnom sistemu date izrazom 2.7. :

$$\|v\|_{dq} = \left\| \begin{array}{cc} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{array} \right\| \cdot \|v\|_{\alpha\beta} ; \theta_e = \theta_e(0) + \int_0^t \omega_e dt \quad (2.6)$$

U jednačinama 2.7. Ψ_d, Ψ_q, i_d i i_q označavaju promenljive statora, a Ψ_D, Ψ_Q, i_D i i_Q promenljive rotora:

$$\begin{aligned} u_d &= R_s \cdot i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_e \cdot \Psi_q ; \\ u_q &= R_s \cdot i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_e \cdot \Psi_d ; \\ 0 &= R_r \cdot i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_Q ; \\ 0 &= R_r \cdot i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_D ; \end{aligned} \quad (2.7)$$

Izrazom 2.8. data je veza flukseva i struja pod pretpostavkom da su koeficijenti induktivnosti konstantni. Za slučaj nelinearne karakteristike magnetizacije $\Psi_m = f(i_m)$, fluksevi i struje su povezani relacijom 2.9. Koeficijenti $L_{\gamma s}$ i $L_{\gamma r}$ predstavljaju induktivnost rasipanja statora i rotora, i smatraju se konstantnim.

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_s \cdot i_d + M \cdot i_D ; \psi_q = L_s \cdot i_q + M \cdot i_Q ; \\ \Psi_D &= L_r \cdot i_D + M \cdot i_d ; \Psi_Q = L_r \cdot i_Q + M \cdot i_q ; \end{aligned} \quad (2.8)$$

Za nelinearnu karakteristiku magnetizacije $\Psi_m = f(i_m)$:

$$\begin{aligned} i_m &= \sqrt{(i_d + i_D)^2 + (i_q + i_Q)^2} ; \Psi_m = f(i_m) ; L_m = \frac{\Psi_m}{i_m} ; \\ \Psi_{md} &= \frac{i_d + i_D}{i_m} \cdot \Psi_m = L_m \cdot i_{md} ; \Psi_{mq} = \frac{i_q + i_Q}{i_m} \cdot \Psi_m = L_m \cdot i_{mq} ; \\ \psi_d &= L_{\gamma s} \cdot i_d + \Psi_{md} ; \psi_q = L_{\gamma s} \cdot i_q + \Psi_{mq} ; \\ \Psi_D &= L_{\gamma r} \cdot i_D + \Psi_{md} ; \Psi_Q = L_{\gamma r} \cdot i_Q + \Psi_{mq} ; \end{aligned} \quad (2.9)$$

Elektromagnetni moment se može odrediti kao vektorski proizvod vektora struje i vektora fluksa statorskog namotaja [1], [28]. 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 T_e uzimaju oblik 2.10.:

$$\begin{aligned} \vec{i} &= \vec{d} \cdot i_d + \vec{q} \cdot i_q ; \quad \vec{\psi} = \vec{d} \cdot \psi_d + \vec{q} \cdot \psi_q ; \\ \vec{T}_e = \vec{\psi} \times \vec{i} &= \begin{vmatrix} \vec{d} & \vec{q} & o \\ \psi_d & \psi_q & 0 \\ i_d & i_q & 0 \end{vmatrix} = \vec{o} \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \end{aligned} \quad (2.10)$$

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 [28], [29]. Izraz za moment (2.10.) 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:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (2.11)$$

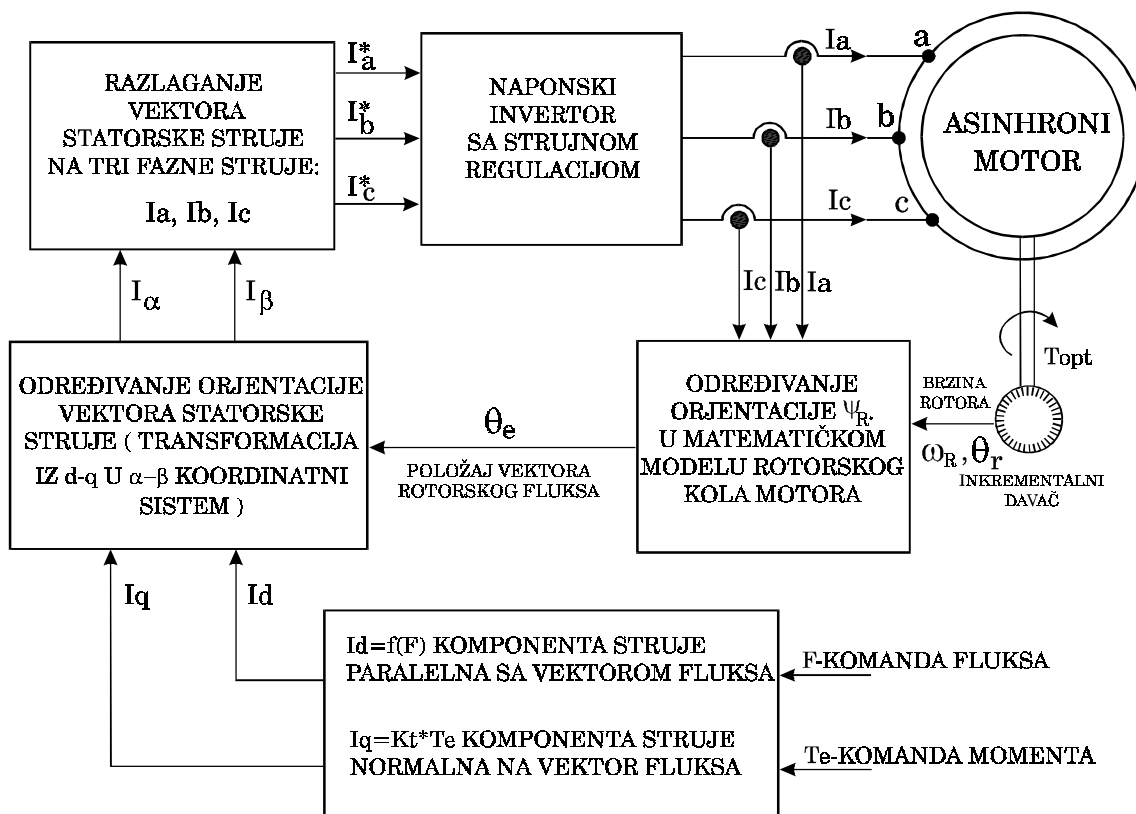
Jednačinama 2.7. - 2.11. opisan je električni podsistem modela asinhronog motora. Mehanički podsistem, koji kompletira model, dat je sledećim izrazom (K_t je koeficijent trenja, T_L moment opterećenja, a J moment inercije):

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - K_t \cdot \omega_r ; \quad (2.12)$$

2.2.RASPREGNUTO UPRAVLJANJE FLUKSOM I MOMENTOM ASINHRONOG MOTORA

Upravljanje fluksom i momentom asinhronog motora se može ostvariti kontrolom amplitude vektora statorske struje i njegove orijentacije u odnosu na vektor rotorskog fluksa. Uproćeni prikaz ovakvog upravljanja dat je na slici 2.2. :

Motor se napaja iz strujno regulisanog naponskog invertora, koji omogućava manipulaciju strujnim vektorom nezavisno od brzine i opterećenja. Za kontrolu momenta i fluksa, neophodno je poznavati orijentaciju vektora rotorskog fluksa. Ugaoni pomeraj θ_e između vektora rotorskog fluksa i ose α stacionarnog koordinatnog sistema α - β zračunava se u matematičkom modelu rotorskog kola (Sl.2.2.). Na osnovu merenja struja statora i ugaone brzine rotora, model simulira pojave koje u rotorskom kolu rezultuju generacijom fluksa (u daljoj analizi, u okviru ovog poglavlja, smatraće se da je model rotorskog kola idealan i da nema grešaka pri određivanju orijentacije fluksa). Uz pomoć strujno regulisanog



Slika 2.2.: Principijelna šema upravljanja fluksom i momentom motora.

invertora, u motor se injektuje statorska struja određene amplitude i pomeraja u odnosu na vektor fluksa. Komponenta ove struje paralelna sa vektorom rotorskog fluksa određuje amplitudu fluksa, dok komponenta normalna na fluks daje moment. Analiza rada sistema na slici 2.2. je olakšana transformacijom promenljivih na d-q rotacioni sistem koordinata odabran tako da se d osa poklapa sa vektorom rotorskog fluksa (čime se ne gubi na opštosti) :

$$\vec{\psi}_r = \vec{d} \cdot \psi_D + \vec{q} \cdot 0 \Rightarrow \psi_Q = 0 ; \quad (2.13)$$

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

$$\begin{aligned} \psi_Q &= L_r \cdot i_Q + M \cdot i_q = 0 \Rightarrow i_Q = -\frac{M}{L_r} \cdot i_q ; \\ \psi_q &= L_s \cdot i_q + M \cdot i_Q = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \cdot i_q = L_\sigma \cdot i_q ; L_\sigma = L_s - \frac{M^2}{L_r} ; \\ \psi_d &= L_s \cdot i_d + M \cdot i_D = \frac{M}{L_r} \cdot \left(\frac{L_s \cdot L_r}{M} \cdot i_d + L_r \cdot i_D + M \cdot i_d - M \cdot i_d \right) = \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\frac{M}{L_r} \cdot \psi_D + L_\sigma \cdot i_d ; i_D = \frac{\psi_D - M \cdot i_d}{L_r} ;$$

Zamenom 2.14. u 2.7. :

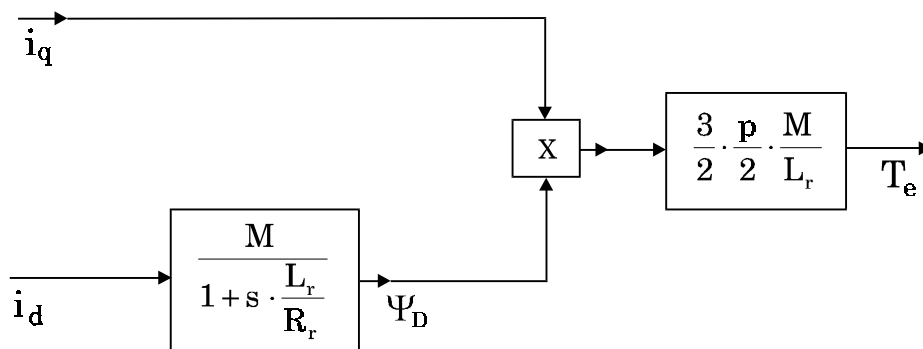
$$\begin{aligned} u_d &= R_s \cdot i_d + L_\sigma \cdot \frac{di_d}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\psi_D}{dt} - \omega_e \cdot L_\sigma \cdot i_q ; \\ u_q &= R_s \cdot i_q + L_\sigma \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega_e \cdot L_\sigma \cdot i_d + \omega_e \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \psi_D ; \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} u_D = 0 &= \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_D + \frac{d\psi_D}{dt} - R_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot i_d ; \\ u_Q = 0 &= -R_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot i_q + (\omega_e - \omega_r) \cdot \psi_D ; \end{aligned} \quad (2.16)$$

Izraz za elektromagnetni moment u funkciji struja statora i, rotorskog fluksa se dobija iz izraza 2.11. :

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot (\psi_d \cdot i_d - \psi_q \cdot i_q) = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \psi_D \cdot i_q \quad (2.17)$$

Dinamika strujno napajanog vektorski kontrolisanog motora je potpuno definisana rotorskim jednačinama 2.16. , 2.17. i 2.12.. Jednačine su ilustrovane blok dijagramom 2.3.:



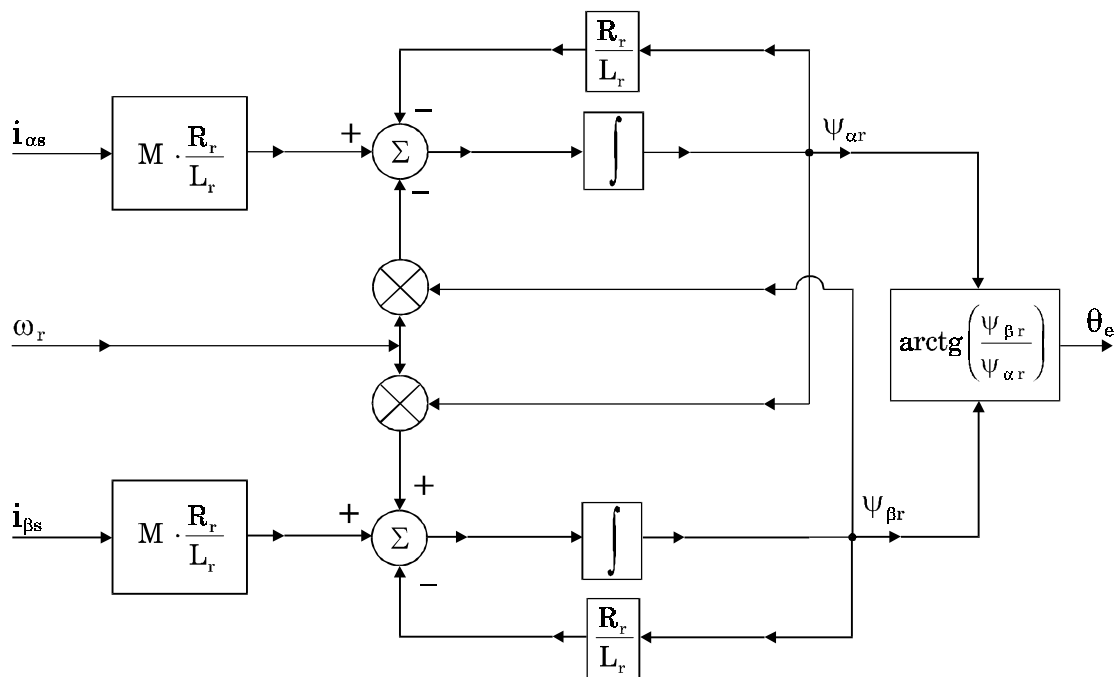
Slika 2.3.: Ilustracija regulacionih karakteristika vektorski kontrolisanog asinhronog motora.

Vektorski kontrolisan asinhroni motor se po regulacionim karakteristikama izjednačava sa motorom jednosmerne struje. Jednačine d ose asinhronog motora analogne su jednačinama pobudnog namotaja DC mašine, dok

struje q ose odgovaraju struji armature. Raspredanje regulacionih kontura omogućeno je zahvaljujući poznavanju položaja vektora rotorskog fluksa. Model rotorskog kola, na slici 2.2. , položaj rotorskog fluksa izračunava na osnovu podataka o statorskim strujama i brzini rotora. Kada se struje rotora izraze preko struja statora i rotorskog fluksa, jednačine rotorskog kola (2.4.) poprimaju sledeći oblik :

$$\begin{aligned}
 0 &= \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{\alpha r} - M \cdot \frac{R_r}{L_r} \cdot i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \cdot \psi_{\beta r} \\
 0 &= \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{\beta r} - M \cdot \frac{R_r}{L_r} \cdot i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \cdot \psi_{\alpha r}
 \end{aligned}
 \tag{2.178}$$

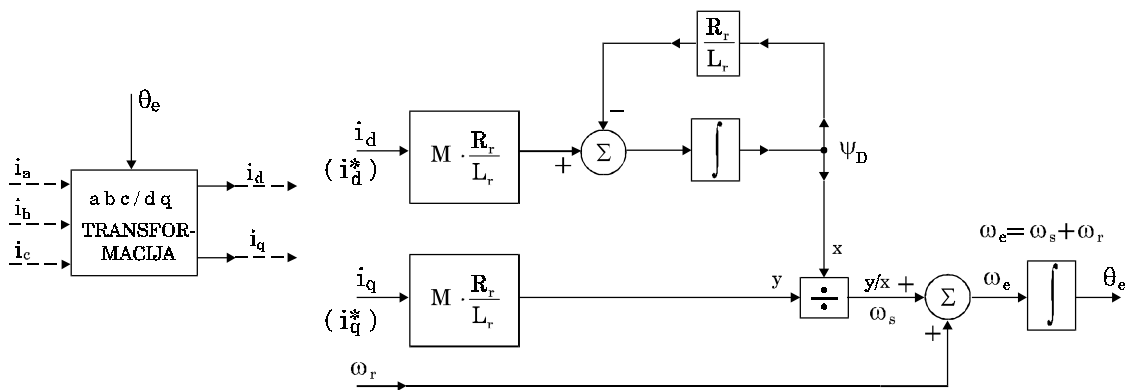
Komponente rotorskog fluksa ($\psi_{\alpha r}$, $\psi_{\beta r}$) se mogu odrediti rešavanjem jednačina 2.18. na osnovu poznatih parametara, brzine rotora i komponenata struje statora $i_{\alpha s}$ i $i_{\beta s}$. Blok dijagram modela rotorskog kola u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu dat je na sl. 2.4. :



Slika 2. 4.: Određivanje orijentacije θ_e rotorskog fluksa preko modela rotorskog kola u stacionarnom koordinatnom sistemu.

Parametri rotorskog kola neophodni za izračunavanje položaja vektora rotorskog fluksa su induktivnost magnetizacije i vremenska konstanta rotorskog kola (odnosno karakteristika magnećenja mašine i vrednost otpornosti rotorskog

namotaja). Struje i_α i i_β se određuju na osnovu merenja faznih struja motora. Ovo merenje je moguće izbeći u slučaju napajanja iz strujno regulisanog naponskog invertora sa karakteristikama bliskim idealnim. Razlike između komandovanih i aktuelnih (slika 2.2.) vrednosti faznih struja se tada mogu zanemariti, pa se kao ulazne veličine modela rotorskog kola uzimaju komandovane vrednosti struja. Imajući u vidu da se reference faznih struja izračunavaju transformacijom strujnog vektora u d-q koordinatnom sistemu (sl. 2.2.), može se zaključiti da se izračunavanja pojednostavljuju ako se model rotorskog kola formira u d-q koordinatnom sistemu. Jednačine rotorskog kola u d-q sistemu date su izrazom 2.16. . Blok dijagram, koji ilustruje ove jednačine, dat je na slici 2.5. . U slučaju kad se komponente i_d i i_q određuju merenjem faznih struja (isprekidane linije na slici 2.5.), sistemi na slikama 2.4. i 2.5. su ekvivalentni. Za izračunavanje položaja rotorskog fluksa, potrebno je, kao i kod modela u α - β koordinatnom sistemu, poznavati karakteristiku magnećenja mašine i vrednost rotorskog otpora.



Slika 2.5.: Model rotorskog kola u sinhronom d-q koordinatnom sistemu.

Orijentacija rotorskog fluksa θ_e , izračunata modelovanjem rotorskog kola, u vektorskom kontroleru ima ulogu povratne sprege po stanju i od velikog je značaja za korektno izračunavanje orijentacije vektora struje. Performanse vektorski kontrolisanog pogona sa asinhronim motorom zavise od tačnosti modela rotorskog kola. Uticaj odstupanja parametara modela od parametara motora će biti analiziran u poglavlju 2.3. i 2.4. .

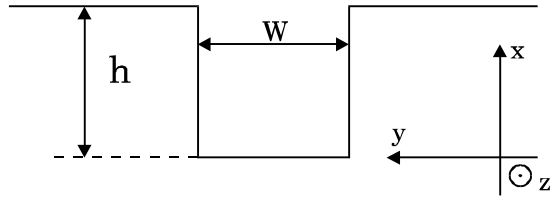
2.3. PROMENE PARAMETARA MOTORA USLED SKIN EFEKTA I ZASIĆENJA MAGNETNOG KOLA

Odziv vektorski kontrolisanog asinhronog motora, napajanog iz strujno regulisanog naponskog invertora, u potpunosti je određen jednačinama naponske ravnoteže rotorskog kola (2. 16.) i izrazom za elektromagnetni moment (2. 17.). Parametri koji figurišu u ovim jednačinama su otpornost rotorskog namotaja R_r , induktivnost rotorskog namotaja L_r i međusobna induktivnost statora i rotora M (induktivnost magnećenja). Induktivnost L_r se može izraziti kao zbir međusobne induktivnosti M i induktivnosti rasipanja rotorskog namotaja $L_{\sigma r}$. Rotorska otpornost zavisi od temperature namotaja i njene relativna promena je približno $0.4 \% / ^\circ\text{C}$. Na višim učestanostima dolazi do efekta potiskivanja struje u provodnicima rotora kaperiferiji, što rezultuje povećanjem ekvivalentne otpornosti namotaja i smanjenjem induktivnosti rasipanja. Međusobna induktivnost i induktivnosti rasipanja namotaja zavise od efekta zasićenja magnetnog kola glavnog fluksa i zasićenja na putu rasipnog fluksa. Karakteristike vektorski kontrolisanog pogona zavise od tačnog određivanja amplitude i orijentacije rotorskog fluksa, pa je od interesa utvrditi kakav je uticaj navedenih promena parametara na tačnost izračunavanja u modelu rotorskog kola (sl. 2. 4.). Uticaj skinefeka analiziran je u 2.3.1., uticaj zasićenja u 2.3.2., dok se uticaj temperaturnih promena otpornosti rotorskog namotaja razmatra u poglavlju 2.4. .

2.3.1. UTICAJ EFEKTA POTISKIVANJA STRUJE U PROVODNICIMA ROTORA

Provodnici rotora su obično izliveni od aluminijuma ili formirani ulaganjem punih bakarnih šina u žlebove rotora. Kako im je poprečni presek veći od preseka provodnika statora, skin efekat je izraženiji kod provodnika rotora. Radi utvrđivanja prirode promene otpornosti i induktivnosti rasipanja, izvršena je uprošćena analiza elektromagnetnog polja u provodniku položenom u pravougaoni, otvoren žleb i izvedeni su izrazi za podužnu otpornost i rasipnu induktivnost ovakvog provodnika. Pretpostavljeno je da se rasipni fluks u žlebu prostire tako da su linije magnetnog polja normalne na bočne stranice žleba, da se električno polje i vektor gustine struje prostiru po uzdužnoj osi, da je u žlebu puni bakarni provodnik, koji ga sasvim ispunjava, i da je učestanost struja ω znatno manja od odnosa σ/ϵ_0 . U izvođenju 2.19., h predstavlja visinu žleba, w širinu, σ provodnost bakra, ϵ_0 i μ_0 dielektričnu konstantu i magnetnu permeabilnost i $j\omega$ kompleksnu učestanost sinusoidalne strujne pobude I . Rešavanjem diferencijalnih jednačina polja, na osnovu graničnih uslova, dobijaju se izrazi za polje $H(x)$ i $E(x)$.

Izračunavanjem podužnih gubitaka u bakru i podužne energije magnetnog polja, dobijaju se izrazi za podužnu otpornost i rasipnu induktivnost:



$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = \sigma \cdot E_z = J_z ; \quad (2.19)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = \mu_0 \cdot \frac{\partial H_y}{\partial t} = j \cdot \omega \cdot \mu_0 H_z ;$$

$$\Rightarrow \frac{\partial^2 H}{\partial x^2} - j \cdot \sigma \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot H = 0 ; j \cdot \sigma \cdot \omega \cdot \mu_0 = p^2 ; p = a + j \cdot a ; a^2 = \frac{\sigma \cdot \mu_0 \cdot \omega}{2} ;$$

$$H(x) = K_1 \cdot e^{p \cdot x} + K_2 \cdot e^{-p \cdot x} ; H(0) = K_1 + K_2 = 0 ; H(h) = K_1 \cdot e^{p \cdot h} + K_2 \cdot e^{-p \cdot h} = \frac{I}{w} ;$$

$$\Rightarrow H(x) = \frac{I}{w} \cdot \frac{sh(p \cdot x)}{sh(p \cdot h)} ; j(x) = \sigma \cdot E(x) = \frac{p \cdot I}{w} \cdot \frac{ch(p \cdot x)}{sh(p \cdot h)} ;$$

$$P'_{cu} = w \cdot \int_0^h \sigma \cdot |E|^2 dx ; W'_m = w \cdot \int_0^h \mu_0 \cdot |H|^2 dx ; R' = \frac{P'_{cu}}{I^2} ; L' = \frac{2 \cdot W'_m}{I^2} ;$$

$$R' = \frac{\mu_0 \cdot \omega}{4 \cdot a \cdot w} \cdot \frac{\sin(2 \cdot a \cdot h) + sh(2 \cdot a \cdot h)}{\sin^2(ah) + sh^2(a \cdot h)} ; L' = \frac{\mu_0}{4 \cdot a \cdot w} \cdot \frac{sh(2 \cdot a \cdot h) - \sin(2 \cdot a \cdot h)}{\sin^2(ah) + sh^2(a \cdot h)} ; \quad (2.20)$$

U oblasti niskih učestanosti, frekventna zavisnost podužne otpornosti provodnika rotora se može približno predstaviti jednačinom 2.21., koja se dobija na osnovu razvoja 2.20. u red, u okolini $a \cdot h = 0$. Vidi se da je otpornost pri niskim učestanostima kvadratno zavisna od učestanosti. U oblasti visokih učestanosti ($ah \gg 1$) približan izraz za podužnu otpornost daje jednačina 2.22.. Pri visokim učestanostima, otpor se menja sa korenom učestanosti.

$$a \cdot h \ll 1 \Rightarrow R' \approx R(\omega = 0) \cdot \left(1 + \frac{1}{45} \cdot \sigma^2 \cdot \omega^2 \cdot \mu_0 \cdot h^4 \right) \quad (2.21), (2.22)$$

$$a \cdot h \gg 1 \Rightarrow R' \approx \frac{1}{w} \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{2 \cdot \sigma}}$$

Izrazi za podužnu otpornost i induktivnost rasipanja 2.20. se odnose na pravougaoni oblik žleba. Kod drugačijeg oblika žleba, tačno određivanje frekventne zavisnosti parametara zahteva detaljniju analizu polja, dok se izrazi 2.20. mogu upotrebiti za približan proračun promene otpora i induktivnosti rasipanja za datu dubinu žleba. Približan proračun promene otpora rotorskog namotaja usled skin efekta izvršen je za deset motora različitih snaga. Rezultati su dati u tabeli (2.1.). Motori #19 su standardni niskonaponski četvoropolni asinhroni motori proizvodnje 'Sever'. Za motor #10, efekat potiskivanja struje u rotorskim provodnicima je detaljno analiziran u studiji [129]. U slučaju motora #1 #9 oblik

žlebova je aproksimiran pravougaonim žlebom jednake površine i dubine, nakon čega je za izračunavanje otpornosti primenjen izraz 2.20.:

Tabela 2.1.: Frekventna zavisnost rotorskog otpora

oznaka motora	$\frac{(a \cdot h)^2}{f}$	nom. klizanje f_s [Hz]	P_n [kW]	$\frac{R(f_s)}{R(f=0)}$	$\frac{R(50 \text{ Hz})}{R(f_s=0)}$	$\frac{R(2 \text{ kHz})}{R(f_s=0)}$
#1 ZK 71 B-4	0.0148	4	0.37	1.0003134	1.0482	5.45
#2 ZK 80 B-4	0.0174	3.33	0.75	1.0002934	1.0654	5.9
#3 ZK 90 B-4	0.0273	2.66	1.5	1.00047	1.1544	7.38
#4 ZK 112 B-4	0.0499	2	4	1.0008876	1.4495	9.95
#5 ZK 160 B-4	0.0911	1.5	11	1.001659	2.0546	13.49
#6 ZK 180 B-4	0.1257	1.16	18.5	1.001911	2.4854	15.86
#7 ZK 200 B-4	0.1691	0.66	30	1.001128	2.9152	18.39
#8 ZK 315 B-4	0.3573	0.5	110	1.002834	4.2274	26.73
#9 ZK 355 B-4	0.5433	0.33	200	1.002913	5.2119	32.9
#10 ([129])	0.7833	0.233	6500	1.002965	6.2583	39.58

Tačnost modela rotorskog kola zavisi od vrednosti rotorskog otpora na uobičajenim učestanostima struja u provodnicima rotora. Pri radu sa nominalnim fluksom i nominalnim opterećenjem, struje rotora imaju učestanost nominalnog klizanja. U oblasti slabljenja polja, motor se napaja približno konstantnim (maksimalnim) naponom pa učestanost u rotoru ne prekoračuje vrednost prevalnog klizanja, dva do tri puta veću od nominalnog. Rezultati približnog proračuna u tabeli 2. 1. pokazuju da je povećanje rotorskog otpora na učestanosti nominalnog klizanja izraženije kod mašina velike snage. Za mašine do 30 kW, promena je pri nominalnom režimu rada manja od 0. 1%, što je ekvivalentno promeni otpornosti usled porasta temperature za 0.25 °C, pa se kod ovih mašina uticaj skin efekta na tačnost modela rotorskog kola može zanemariti. Mašine veće snage (110 i 200 kW) pri nominalnom režimu rada imaju rotorski otpor uvećan za manje od 0. 3% u odnosu na otpor pri jednosmernoj struji. Slično povećanje otpora ima se i kod visokonaponskog asinhronog motora (#10) snage 6. 5 MW. Ukoliko bi se mašine #8-10 izlagale opterećenjima 2-3 puta većim od nominalnog ili radu sa

prevalnim klizanjem, rotorski otpor bi se, prema izrazu 2.21., mogao povećati približno za 1.2%-2.7% . Iz ove analize se može zaključiti da je uticaj frekventne zavisnosti parametara na tačnost modela rotorskog kola u najvećem broju slučajeva zanemarljiv. Izuzetak predstavljaju motori snage nekoliko stotina kW u pogonu čiji zahtevi iziskuju učestanost rotorskih struja blisku prevalnom klizanju.

Efekat koji se ne može zanemariti je povećanje otpornosti na višim učestanostima. Iz tabele 2.1. se vidi da je rotorski otpor na učestanosti 2kHz (što može biti komutaciona učestanost pretvarača) znatno povećana i kod malih motora.

2. 3. 2. PROMENA PARAMETARA USLED ZASIĆENJA MAGNETNOG KOLA

Magnetni otpor na putu zajedničkog fluksa statora i rotora se sastoji od otpora pri prolasku kroz vazdušni zazor mašine i otpora u feromagnetiku. Magnetni otpor u vazdušnom zazoru je konstantan dok je karakteristika magnetizacije feromagnetika nelinearna, pa se struja magnetizacije može razložiti na komponentu proporcionalnu fluksu i komponentu nelinearno zavisnu od fluksa. Kod vektorski kontrolisanog asinhronog motora napajanog iz strujno regulisanog pretvarača, kontrola fluksa se postiže zadavanjem struje magnetizacije i_m , pa je neophodno poznavati induktivnost magnećenja $L_m = \Psi_m / i_m$. Pri radu sa konstantnim fluksom induktivnost L_m se ne menja, jer je nivo zasićenja magnetnog kola konstantan. Blaschke [59] daje metod za identifikaciju induktivnosti magnećenja u intervalima kada je pogon rasterećen. Ako je pogon predviđen za rad u oblasti slabljenja polja, ili se amplituda fluksa prilagođava opterećenju radi minimizacije gubitaka, induktivnost L_m i nivo zasićenja se menjaju. Metoda identifikacije L_m [59] ne može pratiti brze promene zasićenosti mašine. U takvim uslovima potrebno je raspolagati eksperimentalnim podacima o karakteristici magnećenja ili približnom funkcionalnom zavisnošću struje i_m i fluksa Ψ_m . Dvoparametarska aproksimacija karakteristike magnećenja data je izrazom 2.23.:

$$\frac{i_m}{i_{mn}} \approx \beta \cdot \frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}} + (1 - \beta) \cdot \left(\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}} \right)^s \quad (2.23)$$

Khater [65] pokazuje da aproksimacija 2.23. pokazuje dobro slaganje sa eksperimentalnim rezultatima. Kod standardnih motora nelinearnost karakteristike magnećenja je naglašenija nego u slučaju motora sa visokim

stepenom korisnog dejstva, koji se dimenzionišu tako da rade sa nižim vrednostima indukcije. Tipične vrednosti [65] parametara funkcije 2.23. su za standardne motore $\beta=0.7$ i $s=9$, a za motore visoke efikasnosti $\beta=0.92$ i $s=6.9$. Odnos magnetizacionih induktivnosti L_m za 50% i 100% nominalnog fluksa kod standardnog motora 1.42:1. U slučaju motora sa visokim stepenom korisnog dejstva, induktivnost L_m je pri 50% fluksa svega 8.6% veća od nominalne. Karakteristika magnećenja u znatnoj meri zavisi i od strukture rotora. Iriša [53] vrši merenja parametara asinhronih motora sa zatvorenim i otvorenim žlebovima rotora. Kod motora sa zatvorenim žlebom dolazi do naglašenog lokalnog zasićenja uz površinu rotora čak i pri relativno malim nivoima fluksa. Eksperimentalni rezultati koje daje Iriša pokazuju da je, u slučaju motora sa otvorenim žlebom, induktivnost magnećenja znatno manje zavisna od fluksa nego u slučaju motora sa zatvorenim žlebom, dok se rasipna induktivnost može smatrati nepromenljivom.

U slučaju linearnog odnosa struje i fluksa (jednačina 2.8.) struja magnetizacije d ose i_m nema uticaja na fluks q ose Ψ_{mq} obratno, jer su ose ortogonalne i važi teorema superpozicije. Kod nelinearne zavisnosti $\Psi_m(i_m)$ veza struja magnetizacije i fluksnih obuhvata d ose i q ose data je izrazom 2.9.. Amplituda rezultantnog fluksa Ψ_m zavisi od struja magnetizacije obe ose. Indukivnosti magnećenja $L_{md} = L_{mq} = \Psi_m / i_m = \Psi_{md} / i_{md} = \Psi_{mq} / i_{mq}$ (2.9) na taj način zavise od veličina obe ose, pa se tako uspostavlja sprega struja i fluksnih obuhvata ortogonalnih osa. Sprega d i q ose, prouzrokovana nelinearnošću magnetnog kola, proučavana je od strane više autora [61], [63], [68], [124]. Proračun magnetnog polja cilindrične mašine [63] pokazuje da je ovaj efekat istaknut pri približno jednakim amplitudama fluksa ortogonalnih osa. Uvažavajući specifičnosti vektorski kontrolisanog pogona, potrebno je utvrditi koliki je uticaj ovog efekta na tačnost izračunavanja orijentacije fluksa uz pomoć modela rotorskog kola na slici 2.5.. Jednačine naponske ravnoteže rotorskog kola 2. 16. za slučaj nelinearnog odnosa struja i fluksnih obuhvata 2.9. uzimaju oblik:

$$\frac{R_r}{L_m + L_r} \cdot \Psi_D + \frac{d\Psi_D}{dt} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \cdot L_m \cdot i_d = 0 \quad (2.24)$$

$$-\frac{R_r}{L_m + L_r} \cdot L_m \cdot i_q + (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_D - \frac{d\Psi_q}{dt} = 0 \quad (2.25)$$

Model rotorskog kola, na slici 2.5., na osnovu ovih jednačina izračunava amplitudu i orijentaciju rotorskog fluksa θ_e . Koordinatni d-q sistem, u kome se zadaje vektor struje, korektno je orijentisan ukoliko je q komponenta rotorskog fluksa jednaka nuli ($\Psi_Q=0$). Ugao θ_e (slika 2.5.) se određuje integracijom sume

ugaonih brzina rotora (ω_r) i klizanja ($\omega_s = \omega_e - \omega_r$), pa je zahtev za korektnim određivanjem orijentacije fluksa ekvivalentan zahtevu za korektnim izračunavanjem klizanja ω_s koordinatnog d-q sistema u odnosu na rotor. Klizanje ($\omega_s = \omega_e - \omega_r$), u jednačini q ose rotora 2.25., mora balansirati aktivni pad napona ($R_r \cdot i_Q \cong -R_r \cdot i_q$). U protivnom, dolazi do uspostavljanja fluksa Ψ_Q i greške u orijentaciji (vektor rotorskog fluksa se više ne poklapa sa d-osom). Uslov za korektno određivanje položaja fluksa rotora dat je jednakošću 2. 26.:

$$-R_r \cdot i_Q = \frac{L_m}{L_m + L_{\gamma r q}} \cdot R_r \cdot i_q = (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_D \quad (L_{mq} = L_m ; L_{\gamma r q} = L_{\gamma r}) \quad (2.26)$$

Potrebno je analizirati kakav je uticaj zasićenja i sprege ortogonalnih osa na veličine u gornjem izrazu. Za korektno izračunavanje klizanja potrebno je raspolagati podatkom o fluksu Ψ_D . Zbog nelinearnosti magnetnog kola, na uspostavljanje fluksa u d osi utiče i fluks q ose Ψ_{mq} . Kod vektorski kontrolisanog pogona, Ψ_Q je jednak nuli, pa je Ψ_{mq} određen rasipnom induktivnošću rotora $L_{\gamma r}$ i aktivnom komponentom struje i_q ($\Psi_{mq} \cong L_{\gamma r} \cdot i_q$). Za standardne asinhronne motore iz tabele 2.1., relativna vrednost rotorskog rasipanja uzima vrednosti od 0.06 do 0.09 p.u.. Kvantitativni efekti uticaja fluksa Ψ_{mq} na uspostavljanje fluksa Ψ_{md} prikazani su u tabeli 2.2..

Tabela 2.2. : Uticaj nelinearnosti magnetnog kola na sprege ortogonalnih osa: odstupanja fluksa Ψ_{md} usled promene prostorne raspodele zasićenja prouzrokovane fluksom Ψ_{mq} .

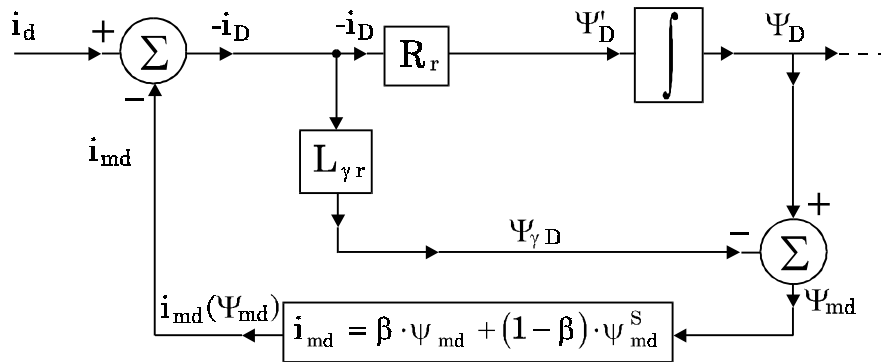
motor	$i_q = i_{qn} / 2$	$i_q = i_{qn}$	$i_q = 2 \cdot i_{qn}$	$i_q = 4 \cdot i_{qn}$	$i_q = 8 \cdot i_{qn}$
ZK 80 B-4 P=750 W					
$\Psi_D^* = \Psi_{Dn}$	-0.016%	-0.065%	-0.26%	-1.02%	-3.97%
$\Psi_D^* = \frac{3}{4} \cdot \Psi_{Dn}$	-0.011%	-0.044%	-0.17%	-0.7%	-2.7%
$\Psi_D^* = \frac{1}{2} \cdot \Psi_{Dn}$	-0.007%	-0.029%	-0.118%	-0.47%	-1.8%
motor					
ZK 355 M-4 P=200 k W	$i_q = i_{qn} / 2$	$i_q = i_{qn}$	$i_q = 2 \cdot i_{qn}$	$i_q = 4 \cdot i_{qn}$	$i_q = 8 \cdot i_{qn}$
$\Psi_D^* = \Psi_{Dn}$	-0.031%	-0.125%	-0.49%	-1.9%	-7.3%
$\Psi_D^* = \frac{3}{4} \cdot \Psi_{Dn}$	-0.02%	-0.08%	-0.33%	-1.32%	-4.9%
$\Psi_D^* = \frac{1}{2} \cdot \Psi_{Dn}$	-0.014%	-0.056%	-0.22%	-0.879%	-3.27%

Tabela daje procentualno odstupanje Ψ_m u zavisnosti od struje i_q za standardne asinhronne motore snage 750 W i 200 kW (motori #2 i #9 iz tabele 2.1.). Podaci u tabeli su izračunati na osnovu relacija 2.9., kataloških podataka za motore i funkcionalne aproksimacije eksperimentalno merenih karakteristika magnećenja u radu [124]. Smatra se da je struja magnetizacije i_{md} konstantna i određena tako, da je fluks Ψ_D , u odsustvu struje i_q , jednak komandovanoj vrednosti Ψ_D^* . Preko relacija 2.9. određuje se odstupanje ovog fluksa pod uticajem struje i_m .

Rezultati prikazani u tabeli 2.2. pokazuju da je uticaj promenljivih q-ose na uspostavljanje fluksa u d-osi, prouzrokovan nelinearnošću magnetnog kola, od marginalnog značaja kod opterećenja koja ne prelaze dvostruku nominalnu vrednost. Potreba za uvažavanjem uticaja q-ose na zasićenje magnetnog kola pojavljuje se tek u slučaju kada aktivna komponenta struje i osmostruko nadmašuje nominalnu vrednost.

Uticaj fluksa Ψ_{mq} na procese u d-osi je od sekundarnog značaja, jer se u uslovima vektorske kontrole održava $\Psi_Q = 0$, pa fluks Ψ_{mq} zapravo predstavlja fluks rasipanja rotorskog namotaja i znatno je manji od fluksa. Iz istog razloga, fluks Ψ_{md} ima odlučujući uticaj na induktivnosti q-ose [61]. Induktivnosti L_{mq} i $L_{\gamma r q}$ koriste se u modelu rotorskog kola, kako bi se na osnovu poznate struje i_q i uslova $\Psi_Q = 0$ izračunala struja rotora i_Q . U izrazu 2.26. figuriše količnik induktivnosti magnećenja i rotorske induktivnosti q-ose. Količnik se menja u zavisnosti od $L_{mq}=L_m$ i rasipne induktivnosti rotora $L_{\gamma r}$. Kako je induktivnost rasipanja rotora znatno manja od magnetizacione induktivnosti, vrednost količnika je bliska jedinici, pa su i promene odnosa $L_m / (L_m + L_{\gamma r})$ sa zasićenjem manje istaknute. Na primeru motora od 200 kW, promena magnetizacionog fluksa sa 50% na 100% nominalne vrednosti prouzrokuje promenu odnosa $L_{mq} / L_{r q}$ sa 0.986 na 0.981.

Na osnovu navedenih razmatranja se može zaključiti da se, kod



Slika 2.6.: Uvažavanje uticaja zasićenja magnetnog kola na uspostavljanje fluksa Ψ_D (uticaj fluksa q -ose na zasićenje feromagnetika je zanemaren).

vektorski kontrolisanog asinhronog motora, sprega ortogonalnih osa usled nelinearnosti magnetnog kola može zanemariti. Greška koja se pri tome čini je ispod uobičajenog [9] nivoa rezolucije pozicionog senzora i rezolucije konvertora za zadavanje strujnog vektora. Uz navedeno zanemarenje, izračunavanje klizanja u modelu rotorskog kola se, prema izrazu 2.26., može korektno izvesti ako je poznat rotorski otpor i zavisnost fluksa Ψ_D od struje i_d . Model rotorskog kola na slici 2.5. se mora, u slučaju rada sa promenljivom amplitudom fluksa, modifikovati tako da pri simulaciji pojava, koje dovode do generacije fluksa Ψ_D , uvažava nelinearan odnos $\Psi_{md}(i_{md})$. Potrebno je raspolagati tabelarno zadatom karakteristikom $\Psi_m(i_m)$ ili funkcijom koja karakteristiku aproksimira [65], [124]. Izmene koje treba izvesti na modelu rotorskog kola (slika 2.5.) date su na slici 2.6.:

Uvođenjem korekcije na slici 2.6. u model rotorskog kola sa slike 2.5., omogućuje se korektno izračunavanje odziva fluksa Ψ_D na promene komande fluksa i_d .

Pored uticaja na karakteristiku magnećenja mašine, nelinearnost magnetnog kola prouzrokuje i zavisnost rasipnih induktivnosti od struja statora i rotora. Odstupanja induktivnosti rasipanja od njihovih nominalnih vrednosti su od sekundarnog uticaja na tačnost modela rotorskog kola strujno napajane mašine. U modelu se pojavljuje jedino induktivnost rasipanja rotora $L_{\gamma r}$, i to kroz odnos $L_m / (L_m + L_{\gamma r})$, koji je uvek $\cong 1$. Podatak o induktivnostima rasipanja značajan je pri sintezi estimatora parametara i stanja, ukoliko se ove strukture oslanjaju na terminalne napone mašine. Promene $L_{\gamma s}$ i $L_{\gamma r}$ su izrazitije kod asinhronih motora sa zatvorenim žlebom [53], dok se za slučaj otvorenog žleba ovi parametri mogu smatrati konstantnim. Određivanje reaktanse kratkog spoja [129] mašine sa

otvorenim žlebovima na rotoru (#10 iz tabele 2.1.) pokazuje da proticanje nominalne struje kroz namotaje prouzrokuje pad ove reaktanse za 0.002 p.u.

2.4. UTICAJ PROMENA ROTORSKOG OTPORA NA IZRAČUNAVANJE VEKTORA FLUKSA U MODELU ROTORSKOG KOLA

Učestanost klizanja ω_s d-q koordinatnog sistema , u kome se zadaje vektor struje $\vec{i} = \vec{d} \cdot i_d + \vec{q} \cdot i_q$, određuje se na osnovu veličina u modelu rotorskog kola (sl.2.5.). Prema relaciji 2.26., klizanje je proporcionalno veličini rotorskog otpora R_r , pa je jedan od uslova za korektno određivanje orijentacije rotorskog fluksa poznavanje tačne vrednosti otpornosti rotorskog namotaja. U poglavlju 2.3.1. je analizirana frekventna zavisnost R_r , i utvrđeno da se otpor zanemarljivo menja na uobičajenim učestanostima rotorskih struja. Promene R_r sa temperaturom su znatno veće. Uobičajeno povećanje temperature rotora u odnosu na ambijent dostiže ≈ 130 C [38]. U slučaju bakarnih provodnika, relativni porast otpora iznosi 50 %. Parametar R_r modela rotorskog kola se može podesiti tako da odgovara vrednosti otpora na polovini temperaturnog opsega i tada razlike između $R_{r, \text{modela}}$ i $R_{r, \text{namotaja}}$ u navedenom temperaturnom opsegu iznose $\pm 25\%$. Ova odstupanja se direktno odslikavaju na izračunavanje klizanja ω_s prouzrokuju gubitak kontrole nad uglom između rotorskog fluksa i vektora magnetopobudne sile. Potrebno je analizirati uticaj promene rotorskog otpora na uspostavljanje fluksa i momenta asinhronog motora. U analizi koja sledi, pretpostavljeno je da vektorski kontroler zadaje konstantnu vrednost fluksa Ψ_{D0} , određenu strujom $i_d = i_{d0}$. Razlika između otpora namotaja rotora R_r i parametra R_r^* modela označena je sa $\Delta R = R_r^* - R_r$. U slučaju korektno određene orijentacije rotorskog fluksa i konstantne vrednosti struje i_d , jednačine rotorskog kola mašine date su izrazima 2.27. i 2.28. :

$$\frac{1}{T_r} \cdot \Psi_{D0} = \frac{1}{T_r} \cdot M \cdot i_{d0} \left(M = \frac{\Psi_m}{i_m} ; T_r = \frac{L_r}{R_r} \right) \quad (2.27)$$

$$\omega_s \cdot \Psi_{D0} = \frac{1}{T_r} \cdot M \cdot i_q \left(\Psi_{Q0} = 0 ; \Psi_{D0} = \text{const.} \right) \quad (2.28)$$

Odstupanje parametra R_r^* , u modelu rotorskog kola, dovodi do greške, pri izračunavanju klizanja:

$$\omega_s = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_q}{i_d} \cdot \left(1 + \frac{\Delta R}{R_r}\right) \quad (2.29)$$

Posledica ove greške je ugaoni pomeraj između d ose i vektora rotorskog fluksa, pa Ψ_D više nije konstantan, niti je Ψ_Q . Jednačine rotorskog kola sada imaju sledeći oblik :

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_r} \cdot \Psi_D + \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_s \cdot \Psi_Q &= \frac{1}{T_r} \cdot M \cdot i_d \\ \frac{1}{T_r} \cdot \Psi_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} + \omega_s \cdot \Psi_D &= \frac{1}{T_r} \cdot M \cdot i_q \end{aligned} \quad (2.30)$$

uvodeći: $\Psi_D = \Psi_{D0} + \Delta\Psi_D$ i $\Psi_Q = \Psi_{Q0} + \Delta\Psi_Q = \Delta\Psi_Q$; jednačine dobijaju oblik:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_r} \cdot \Delta\Psi_D + \frac{d\Delta\Psi_D}{dt} - \omega_s \cdot \Delta\Psi_Q &= 0 \\ \frac{1}{T_r} \cdot \Delta\Psi_Q + \frac{d\Delta\Psi_Q}{dt} + \omega_s \cdot \Delta\Psi_D &= -M \cdot i_q \frac{1}{T_r} \cdot \frac{\Delta R}{R_r} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Rešenje sistema jednačina 2.31. u s-domenu:

$$\begin{aligned} \Delta\Psi_D &= -M \cdot i_q \cdot \frac{\Delta R}{R_r} \cdot \frac{\omega_s \cdot T_r}{s^2 \cdot T_r^2 + 2 \cdot T_r \cdot s + 1 + \omega_s^2 \cdot T_r^2} ; \Delta\Psi_D(t \gg T_r) \approx -M \cdot i_q \cdot \frac{\Delta R}{R_r} \cdot \frac{\omega_s \cdot T_r}{1 + \omega_s^2 \cdot T_r^2} \\ \Delta\Psi_Q &= -M \cdot i_q \cdot \frac{\Delta R}{R_r} \cdot \frac{1 + s \cdot T_r}{s^2 \cdot T_r^2 + 2 \cdot T_r \cdot s + 1 + \omega_s^2 \cdot T_r^2} ; \Delta\Psi_Q(t \gg T_r) \approx -M \cdot i_q \cdot \frac{\Delta R}{R_r} \cdot \frac{1}{1 + \omega_s^2 \cdot T_r^2} \\ \Delta T_e &= \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\Delta\Psi_D \cdot i_q - \Delta\Psi_Q \cdot i_d) \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\xi = \frac{1}{\sqrt[3]{1 + \omega_s^2 \cdot T_r^2}} ; \omega_s \cdot T_r = \frac{i_q}{i_d} \quad (2.33)$$

Sistem jednačina 2.31. opisuje ponašanje odstupanja fluksa $\Delta\Psi_D$ i $\Delta\Psi_Q$ u zavisnosti od odstupanja rotorskog otpora ΔR . Kao posledica nepodešenosti modela rotorskog kola , javlja se oscilatorni odziv momenta i fluksa (izrazi 2.32.). Koreni polinoma u imeniocu izraza 2.32. imaju negativan realni deo koji ne zavisi od ΔR , pa je sistem stabilan. Faktor prigušenja ξ dat je izrazom 2.33.. Oscilacije fluksa i momenta su prigušenije ukoliko je odnos struja i_q / i_d manji. Ovo znači da osetljivost vektorski kontrolisanog pogona na promene rotorske otpornosti raste sa opterećenjem. Imajući u vidu da asinhroni motori veće snage imaju nižu relativnu vrednost struje magnećenja, može se zaključiti da su posledice promene rotorskog otpora sa

temperaturom izraženije kod pogona za veće snage. Oscilacije fluksa kod većih mašina imaju veću amplitudu i slabije su prigušene. Zavisnost amplitude rotorskog fluksa u stacionarnom stanju od ΔR , izračunata tako što su u jednačinama 2.30. izvodi izjednačeni sa nulom, data je izrazom 2.34.. Zavisnost ustaljene vrednosti elektromagnetnog momenta T_e od odstupanja rotorskog otpora ΔR određena je jednačinom 2.35..

$$|\Psi_r|_{(t \gg T_r)} = \sqrt[2]{\Psi_D^2 + \Psi_Q^2} = \Psi_{D0(\Delta R=0)} \cdot \left(\frac{1 + \left(\frac{i_q}{i_d}\right)^2}{1 + \left(\left(1 + \frac{\Delta R}{R_r}\right) \cdot \frac{i_q}{i_d} \right)^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.34)$$

$$T_{e(t \gg T_r)} = T_{e(\Delta R=0)} \cdot \frac{\left(1 + \frac{\Delta R}{R_r}\right) \cdot \left(1 + \left(\frac{i_q}{i_d}\right)^2\right)}{1 + \left(\left(1 + \frac{\Delta R}{R_r}\right) \cdot \frac{i_q}{i_d} \right)^2} = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{M}{L_r} \cdot M \cdot i_d \cdot i_q \cdot \frac{\left(1 + \frac{\Delta R}{R_r}\right) \cdot \left(1 + \left(\frac{i_q}{i_d}\right)^2\right)}{1 + \left(\left(1 + \frac{\Delta R}{R_r}\right) \cdot \frac{i_q}{i_d} \right)^2} \quad (2.35)$$

Usled promene otpora rotorskog namotaja, moment i fluks odstupaju od komandovanih vrednosti u toku prelaznih procesa kao i pri ustaljenom stanju. Onemogućeno je raspregnuto upravljanje momentom i fluksom. Iz jednačina 2.32., 2.34. i 2.35. se vidi da obe komponente strujnog vektora (i_d i i_q) utiču na fluks, kao i to da je relacija između momenta i komande momenta i_q nelinearna. Oscilatorna promena momenta negativno utiče na odziv kod regulacije brzine ili pozicije. U izvesnim slučajevima (kada su vremenske konstante motora znatno veće od vremenskih konstanti regulatora brzine) ovaj problem se može ublažiti podešavanjem parametara spoljne petlje [54]. Problem odstupanja fluksa i momenta u stacionarnom stanju se na taj način ne može rešiti. Uticaj promene rotorskog otpora na statičke karakteristike vektorski kontrolisanog asinhronog motora je detaljno analiziran od strane više autora [9], [23], [25], [32], [36], [62]. Neke od posledica različite vrednosti rotorske otpornosti R_r mašine i parametra R_r^* u modelu rotorskog kola su povećani gubici i nedozvoljeno povećanje temperature motora pri nominalnom opterećenju, zavisnost amplitude fluksa od opterećenja, nelinearna zavisnost elektromagnetnog momenta od komande momenta i_q i redukcija maksimalnog momenta koji pogon može razviti u uslovima ograničenog strujnog kapaciteta energetskog pretvarača. Za standardni asinhroni motor snage 0.75 kW, izvršen je proračun amplitude fluksa u stacionarnom stanju, u uslovima vektorske kontrole sa nekorektno podešenim modelom rotorskog kola.

Proračun je izvršen uz uvažavanje efekta zasićenja magnetnog kola. Rezultati su sadržani u tabeli 2.3.:

Tabela 2.3.: Uticaj odstupanja parametra R_r modela rotorskog kola na amplitudu fluksa u stacionarnom stanju

motor ZK 80 B-4	$\frac{\Delta R_r}{R_r} = -25\%$	$\frac{\Delta R_r}{R_r} = 0$	$\frac{\Delta R_r}{R_r} = +25\%$
$i_d = 0.34 = I_{dn}^*$ $i_q = I_{qn}$	$\Psi_r = 0.635 \cdot \Psi_{rn}$	$\Psi_r = 0.5 \cdot \Psi_{rn}$	$\Psi_r = 0.408 \cdot \Psi_{rn}$
$i_d = I_{dn}$ $i_q = I_{qn}$	$\Psi_r = 1.035 \cdot \Psi_{rn}$	$\Psi_r = \Psi_{rn}$	$\Psi_r = 0.945 \cdot \Psi_{rn}$
$i_d = I_{dn}$ $i_q = 2 \cdot I_{qn}$	$\Psi_r = 1.090 \cdot \Psi_{rn}$	$\Psi_r = \Psi_{rn}$	$\Psi_r = 0.869 \cdot \Psi_{rn}$

Pri polovini nominalnog fluksa, rezultati odgovaraju jednačini 2.34., dok su odstupanja pri nominalnom fluksu unekoliko ublažena zasićenjem. Nelinearna zavisnost elektromagnetnog momenta i komande momenta i_q , prouzrokovana promenom rotorskog otpora sa temperaturom, prikazana je na primeru istog motora u tabeli 2.4.:

Tabela 2.4.: Uticaj promene otpora rotorskog namotaja na odnos elektromagnetnog momenta i komande momenta i_q .

motor ZK 80 B-4 $i_d = I_{dn}$	$T_e(i_q)$ $i_q = \frac{I_{qn}}{2}$	$T_e(i_q)$ $i_q = I_{qn}$	$T_e(i_q)$ $i_q = 1.5 \cdot I_{qn}$	$T_e(i_q)$ $i_q = 2 \cdot I_{qn}$	$T_e(i_q)$ $i_q = 2.5 \cdot I_{qn}$
$\frac{\Delta R_r}{R_r} = -0.25$	$0.39 \cdot T_n$	$0.799 \cdot T_n$	$1.274 \cdot T_n$	$1.77 \cdot T_n$	$2.30 \cdot T_n$
$\frac{\Delta R_r}{R_r} = 0$	$0.5 \cdot T_n$	T_n	$1.5 \cdot T_n$	$2 \cdot T_n$	$2.5 \cdot T_n$
$\frac{\Delta R_r}{R_r} = 0.25$	$0.609 \cdot T_n$	$1.118 \cdot T_n$	$1.523 \cdot T_n$	$1.88 \cdot T_n$	$2.25 \cdot T_n$

U slučaju kada je struja i_q jednaka polovini svoje nominalne vrednosti, relativno odstupanje elektromagnetnog momenta T_e odgovara relativnoj promeni rotorske

* Indeks ' n ' ukazuje na fluks i struje pri nominalnim uslovima.

otpornosti. Pri opterećenjima većim od nominalnog, za $i_q = 2 \cdot I_{qn}$ ili $2.5 \cdot I_{qn}$, elektromagnetni moment pogona sa nepodešenim modelom rotorskog kola se smanjuje, kako za pozitivne, tako i za negativne vrednosti ΔR . U uslovima ograničenog strujnog kapaciteta pretvarača za napajanje motora, razlika ΔR između otpornosti namotaja rotora R_r i parametra R_r^* , sa kojim operiše model rotorskog kola, prouzrokuje redukciju maksimalnog momenta koji pogon može razviti.

Analiza, sprovedena u ovom poglavlju, pokazuje da se uticaj promena rotorskog otpora na određivanje orijentacije rotorskog fluksa u modelu rotorskog kola ne može zanemariti, jer prouzrokuje degradiranje performansi pogona. Promene R_r sa temperaturom je neophodno kompenzovati prilagođavanjem parametra R_r^* u modelu rotorskog kola, kako bi upravljanje fluksom i momentom bilo raspregnuto u punom opsegu temperatura i opterećenja.

3. PREKIDAČKI ALGORITAM ZA UPRAVLJANJE NAPONSKIM INVERTOROM

Vektorsko upravljanje asinhronim motorom se zasniva na kontroli amplitude magnetopobudne sile mašine i ugaonog pomeraja između vektora magnetopobudne sile i fluksa. Prostorna raspodela magnetopobudne sile zavisi od struja u namotajima mašine. Ukoliko je moguće kontrolisati struje statorskog namotaja, magnetopobudna sila se može usmeriti u proizvoljan položaj uz željenu amplitudu. Pošto elektromagnetni moment zavisi od vektorskog proizvoda magnetopobudne sile i fluksa, brzina uspostavljanja momenta zavisi od brzine promene orijentacije i amplitude vektora magnetopobudne sile. Zato je jedan od zahteva, koji pretvarač za napajanje motora treba da ispuni, mogućnost brze izmene amplitude i faze statorskih struja. Strujni inverter omogućava brzu kontrolu nad faznim stavom statorskih struja, ali je brzina promene amplitude struje ograničena veličinom prigušnice u jednosmernom međukolu pretvarača. Zato se, za napajanje asinhronih motora, u pogonima visokih performansi, uobičajeno [9], [13], [14] koristi naponski inverter koji, uz adekvatne strujne regulatore, omogućava brze promene amplitude i orijentacije vektora statorske struje.

Karakteristike strujnih regulatora bitno utiču na performanse vektorski kontrolisanog pogona. Pored dinamike, strujni regulatori moraju obezbediti i što manju grešku stacionarnog stanja. Neželjena jednosmerna komponenta struje u iznosu od 2.5% [9], prouzrokovana neidealnošću strujnih regulatora, prouzrokuje pulsacije elektromagnetnog momenta u relativnom iznosu od 5%. Fazno kašnjenje statorskih struja [28] dovodi do nekorektne orijentacije vektora magnetopobudne sile, što remeti odziv pogona i utiče na stacionarne vrednosti fluksa i momenta.

U slučaju idealnog naponskog izvora i proporcionalnog regulatora statorskih struja, uspostavljanje ovih struja u stacionarnom (α - β) koordinatnom sistemu opisuju jednačine 3.1. i 3.2.:

$$u_{\alpha s} = K \cdot (i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}) ; u_{\beta s} = K \cdot (i_{\beta s}^* - i_{\beta s}) \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{\alpha s}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_\sigma} \cdot i_{\alpha s} - \frac{1}{L_\sigma} \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \frac{K}{L_\sigma} \cdot (i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}) \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_\sigma} \cdot i_{\beta s} - \frac{1}{L_\sigma} \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} + \frac{K}{L_\sigma} \cdot (i_{\beta s}^* - i_{\beta s}) \end{aligned} \quad (3.2)$$

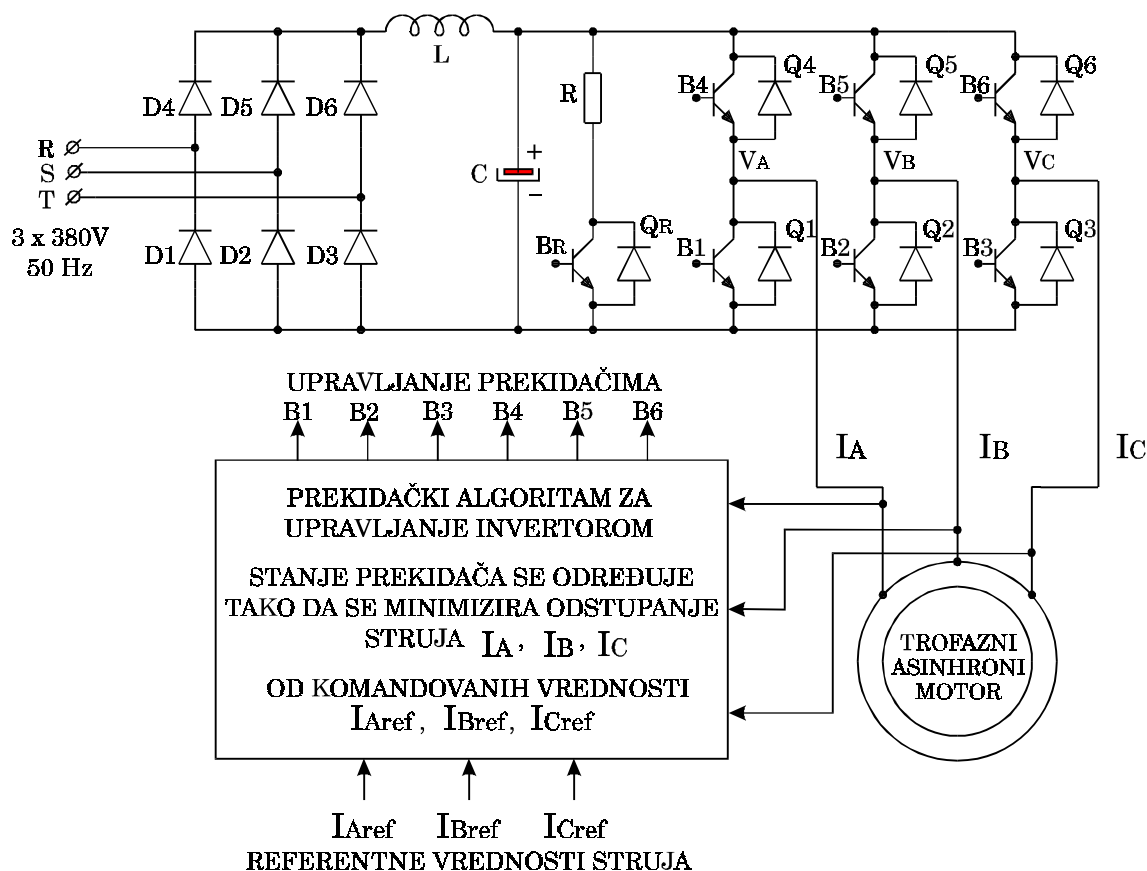
Odnos proporcionalnog pojačanja K i induktivnosti rasipanja L_{σ} mora biti dovoljno veliki da eliminiše zavisnost struja od rotorskog fluksa, brzine i parametara motora. U uslovima kada se tako velika pojačanja ne mogu postići, naponi $u_{\alpha s}$ i $u_{\beta s}$ moraju biti određeni tako da kompenzuju uticaj kontra-elektromotorne sile, indukovane u namotajima.

Konfiguracija energetske kola pretvarača za napajanje asinhronog motora prikazana je na slici 3.1.. Prekidačkom akcijom trofaznog tranzistorskog mosta, jednosmerni napon U_c se konvertuje u trofazni sistem naizmeničnih napona V_a , V_b i V_c . Osnovna razlika između naponskog invertora i idealnog naponskog izvora je diskretan karakter izlaznih napona invertora. Upravljanjem prekidačima $Q_1..Q_6$, izlazni naponi V_a , V_b i V_c se po potencijalu mogu izjednačiti sa pozitivnom ili negativnom oblogom kondenzatora C . Linijski naponi V_{ab} , V_{bc} i V_{ca} pri tome uzimaju vrednosti $+U_c$, $-U_c$ ili 0 . Poluprovodnički prekidači imaju konačan pad napona, što prouzrokuje zavisnost izlaznih napona od amplitude i polariteta struje. Prelazni procesi u poluprovodničkim prekidačima zahtevaju manju ili veću pauzu između vođenja gornjeg i donjeg prekidača u svakoj od vertikala ($Q_1 - Q_4$, $Q_2 - Q_5$ i $Q_3 - Q_6$), pa postoje intervali ("mrtvo vreme") kada su izlazni naponi van kontrole. U neidealnosti invertora se ubraja i konačno vreme kašnjenja između promene stanja upravljačkih signala $B_1 - B_6$ i promene stanja prekidača invertorskog mosta. Generisanjem upravljačkih signala $B_1 - B_6$, prekidački algoritam treba da omogući upravljanje statorskim strujama tako da se minimizira uticaj neidealnosti invertora i zavisnost struja od stanja i parametara motora. Algoritam se može izvršavati u postojećem mikrokontroleru, neophodnom za vršenje funkcija vektorskog upravljanja, dodatnom mikrokontroleru za regulaciju struje ili posebnom sklopu baziranom na analognim kolima (komparatorima i pojačavačima)

Pristup sintezi algoritma za upravljanje naponskim invertorom može biti nelinearan, zasnovan na diskretnom karakteru izlaznih napona, ili linearan, zasnovan na linearizaciji regulacionih karakteristika invertora primenom tehnike modulacije širine impulsa [85].

Kod nelinearnog pristupa, stanje prekidača u invertorskom mostu se određuje dovodenjem greške regulisane veličine na ulaz komparatora sa histerezisom ili vremenskim kašnjenjem [85]. Murray [75] i Gaio [86] analiziraju rad histerezisnih regulatora struje. Usled beskonačno velikog pojačanja (pojačanje integrisanog komparatora), brzina uspostavljanja struje je ograničena jedino maksimalnim raspoloživim naponom i induktivnošću rasipanja motora, dok je uticaj parametara i stanja motora na regulaciju struje, prema jednačini 3.2., praktično eliminisan. Amplitudna i fazna greška su zanemarljive, jer se struje

motora uvek nalaze u uzanom, histerezisom definisanom pojasu oko referentne vrednosti. Nedostatak navedenih rešenja je zavisnost učestanosti komutacija od veličine kontraelektromotorne sile indukovane u namotajima motora. Pri malim brzinama, komutaciona učestanost raste i uvećava gubitke. Nedostatak predstavlja i primena tri nezavisna regulatora za tri statorske struje povezane uslovom $i_a + i_b + i_c = 0$, što jedan od regulatora čini redundantnim. S druge strane, ako se mere i regulišu dve statorske struje, odstupanja treće dostižu dvostruki iznos histerezisa komparatora.



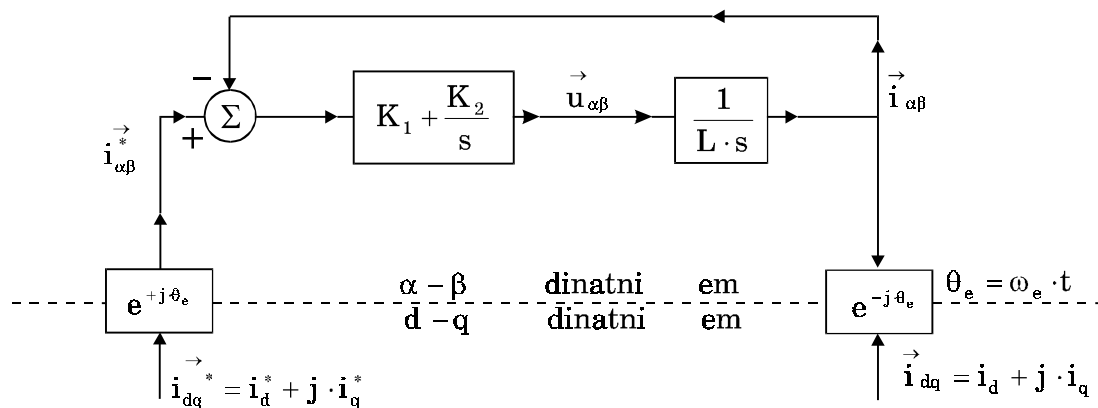
Slika 3.1.: Strujno regulisani naponski inverter za napajanje asinhronog motora.

Diskretan spektar i konstantna učestanost komutacija postiže se usvajanjem linearnog pristupa upravljanju inverterom [85]. Primena tehnike modulacije širine impulsa omogućava, u idealnom slučaju, kontrolu nad srednjom vrednošću izlaznog napona u toku jedne periode komutacione učestanosti. Ukoliko se u spektru izlaznog napona zanemari komponenta na učestanosti komutacija, naponski inverter se može posmatrati kao linearni pojačavač snage. Regulacija struje se vrši tako što se strujna greška dovodi na ulaz bloka sa proporcionalno-integralnim dejstvom. Izlaz ovog bloka predstavlja modulacioni signal modulatora širine impulsa [76], [84]. PI regulator struje se može izvršavati i u rotacionom, d - q

koordinatnom sistemu [78] ili u koordinatnom sistemu vezanom za rotor [93]. Kako sinhroni modulator širine impulsa zapravo predstavlja odabirač, analiza njegove primene u zatvorenoj petlji, sprovedena je u z-domenu [85] i pokazuje da stabilan rad nalaže ograničenu vrednost kružnog pojačanja, određenu karakteristikama opterećenja i učestanošću komutacija pretvarača. Ovo znači da koeficijent K , u jednačinama 3.1. i 3.2. ima ograničenu vrednost. Kao posledica, javlja se neželjena zavisnost struja statora od parametara statorskog kola i stanja motora. Holtz [77] i Lorenz [83] predlažu metod za regulaciju struja zasnovan na predikciji kontraelektromotorne sile indukovane u namotajima. Ukoliko su poznati parametri statorskog namotaja, brzina i fluks motora, moguće je izračunati vrednost prva dva člana sa desne strane jednakosti 3.2.. Sabiranjem ovih vrednosti sa signalom na izlazu PI regulatora struje, omogućuje se nezavisno upravljanje strujom pri relativno niskim pojačanjima. Problem kod primene ovog metoda predstavlja osetljivost na promene otpornosti i induktivnosti rasipanja statorskog namotaja i potreba za kompleksnim izračunavanjima, koja prouzrokuju kašnjenja i ograničavaju brzinu reagovanja.

Linearni regulatori struje se mogu podeliti na regulatore u stacionarnom ($\alpha - \beta$) koordinatnom sistemu i regulatore u rotacionom koordinatnom sistemu (d - q). Prvi se mogu realizovati sa analognim komponentama [76] i u tom slučaju nema kašnjenje usled ograničene brzine A/D konverzije i izračunavanja, dok se drugi moraju izvršavati u okviru mikrokontrolera, jer je kod njih neophodno vršiti transformacije koordinata iz $\alpha - \beta$ u d-q koordinatni sistem. Kraća analiza biće posvećena karakteristikama PI regulatora struje u $\alpha - \beta$ i d-q koordinatnom sistemu.

Blok dijagram PI regulatora struje u stacionarnom koordinatnom sistemu prikazan je na slici 3.2.. Smatra se da je motor, kao opterećenje invertora, moguće ekvivalentirati induktivnošću L . Pretpostavljeno je i to, da modulator širine impulsa omogućava tretiranje naponskog invertora kao linearnog pojačavača.



Slika 3.2.: PI strujni regulator u $\alpha - \beta$ koordinatnom sistemu.

Transformacije prikazane na slici 3.2. nisu deo strujnog regulatora, već ilustruju zadavanje strujnog vektora \vec{i}_{dq}^* iz d-q koordinatnog sistema i omogućavaju posmatranje rezultujuće struje statora u istom sistemu koordinata. Evaluacija prenosne funkcije $\vec{i}_{dq} / \vec{i}_{dq}^*$ data je sledećim izrazima:

$$W(s) = \left(K_1 + \frac{K_2}{s} \right) \cdot \frac{1}{L \cdot s} = \frac{K_p}{s} + \frac{K_i}{s^2} \quad (3.3)$$

$$\frac{\vec{i}_{\alpha\beta}(s)}{\vec{i}_{\alpha\beta}^*(s)} = \frac{W(s)}{1+W(s)} = \frac{K_i + s \cdot K_p}{K_i + s \cdot K_p + s^2} = W(s)$$

$$\vec{i}_{\alpha\beta}^*(s) = \mathcal{L}[\vec{i}_{\alpha\beta}^*(t)] = \mathcal{L}[\vec{i}_{dq}^*(t) \cdot e^{j\omega_e t}] = \vec{i}_{dq}^*(s - j \cdot \omega_e \cdot t) \quad (3.4)$$

$$\vec{i}_{\alpha\beta}(s) = W_s(s) \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}^*(s) = W_s(s) \cdot \vec{i}_{dq}^*(s - j \cdot \omega_e \cdot t) \quad (3.5)$$

$$\vec{i}_{dq}(s) = \mathcal{L}[\vec{i}_{\alpha\beta}(t) \cdot e^{-j\omega_e t}] = \vec{i}_{\alpha\beta}(s + j \cdot \omega_e \cdot t) = W_s(s + j \cdot \omega_e) \cdot \vec{i}_{dq}^*(s) \quad (3.6)$$

$$\frac{\vec{i}_{dq}(s)}{\vec{i}_{dq}^*(s)} = W_s(s + j \cdot \omega_e) = \frac{K_i + (s + j \cdot \omega_e) \cdot K_p}{K_i + (s + j \cdot \omega_e) \cdot K_p + (s + j \cdot \omega_e)^2}$$

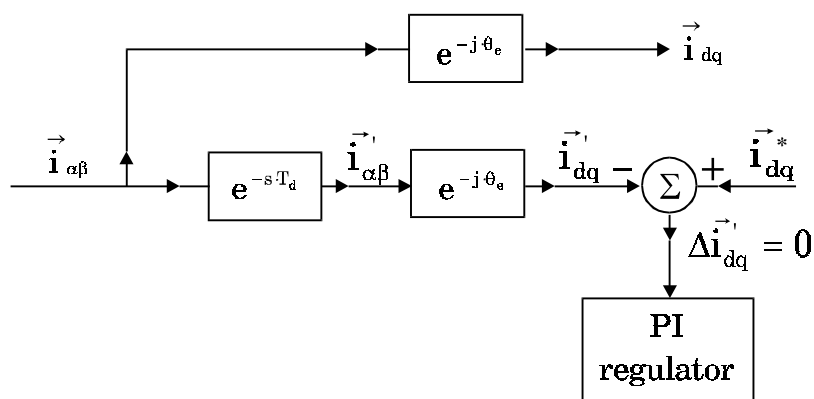
U stacionarnom stanju su struje i_d^* i i_q^* konstantne. Odnos vektora statorske struje \vec{i}_{dq} i njegove referentne vrednosti \vec{i}_{dq}^* dobija se uvrštavanjem $s=0$ u izraz 3.6.:

$$\vec{i}_{dq}^*(s) = \frac{\vec{i}_{dq}(s)}{s} ; \left. \frac{\vec{i}_{dq}(s)}{\vec{i}_{dq}^*(s)} \right|_{s \Rightarrow 0} = \frac{1}{1 - \frac{\omega_e^2}{K_i + j \cdot \omega_e \cdot K_p}} \quad (3.7)$$

Izraz 3.7. ima argument jednak nuli jedino u slučaju ω_e ili pri beskonačno velikoj vrednosti pojačanja K_i ili K_p . To znači da PI regulator struje, implementiran u stacionarnom koordinatnom sistemu, neminovno unosi fazni pomeraj u struje statora. Praktične vrednosti pojačanja rezultuju faznim kašnjenjem [78] koje se ne može zanemariti.

Premeštanjem PI regulatora u d-q koordinatni sistem, regulisane struje (i_d i i_q) su u stacionarnom stanju jednosmerne. Algoritam strujnog regulatora se izvršava u mikrokontroleru. Struje motora se A/D konverzijom prevode u digitalne reči, a zatim transformišu u d-q koordinatni sistem. PI regulator izračunava napone u_d i u_q , koji se transformišu nazad u α - β koordinatni sistem i dovode na ulaz modulatora širine impulsa. Usled integralnog dejstva, strujna greška sa kojom

operiše mikrokontroler je u stacionarnom stanju jednaka nuli. I pored toga, do fazne greške u regulaciji statorskih struja ipak može doći, ukoliko se vremensko kašnjenje T_d usled procesiranja signala statorskih struja i neophodnih izračunavanja ne može zanemariti. Uticaj kašnjenja je ilustrovan slikom 3.3. i jednakošću 3.8. :



Slika 3.3.: Uticaj kašnjenja na PI strujni regulator u d-q sistemu.

$$\begin{aligned} \Delta \vec{i}'_{dq} = 0 &\Rightarrow \vec{i}'_{dq} = \vec{i}^*_{dq} ; \vec{i}_{dq}(s) = \vec{i}_{\alpha\beta}(s - j \cdot \omega_e) = \vec{i}'_{\alpha\beta}(s - j \cdot \omega_e) \cdot e^{-(s-j\omega_e)T_d} ; \\ \vec{i}'_{\alpha\beta}(s) = \vec{i}^*_{dq}(s + j \cdot \omega_e) &\Rightarrow \vec{i}'_{dq}(s) = \vec{i}^*_{dq}(s) \cdot e^{j\omega_e T_d} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Prema jednakosti 3.8., fazna greška zavisi od ugaone brzine obrtnog polja ω_e . Uticaj kašnjenja T_d je naročito izražen pri radu pogona iznad nominalne brzine, u oblasti slabljenja polja. Radi ilustracije, za vektorski kontrolisan pogon sa asinhronim motorom od 750 W (ZK 80 B4), koji je opterećen nominalnom snagom pri dvostrukoj nominalnoj brzini, kašnjenje $T_d = 25 \mu s$ rezultuje relativnim odstupanjem magnetizacione komponente struje od $\cong 8 \%$.

Zajednički problem linearnih pristupa regulaciji struje je nesavršenost invertora sa modulacijom širine impulsa kao linearnog pojačavača snage. Struja se reguliše posredno, kontrolom statorskog napona. Usled pada napona na prekidačima, pulsacija jednosmernog napona napajanja, neophodnog mrtvog vremena i kašnjenja signala za upravljanje prekidačima, izlazni napon se razlikuje od vrednosti komandovane signalima $B_1 - B_6$. Posledice ovih nesavršenosti mogu biti neželjene oscilacije energije između motora i pretvarača, [80], [81], [82], pulsacije momenta [94] i pojava viših harmonika struje i napona u oblasti između baze i komutacione učestanosti. Performanse linearnih regulatora struje se mogu poboljšati kompenzacijom nesavršenosti naponskog invertora. Sukegawa [89]

pokazuje da se uticaj mrtvog vremena (deo komutacionog perioda kada su svi prekidači isključeni) može kompenzovati na osnovu znaka faznih struja u toku procesa komutacije.

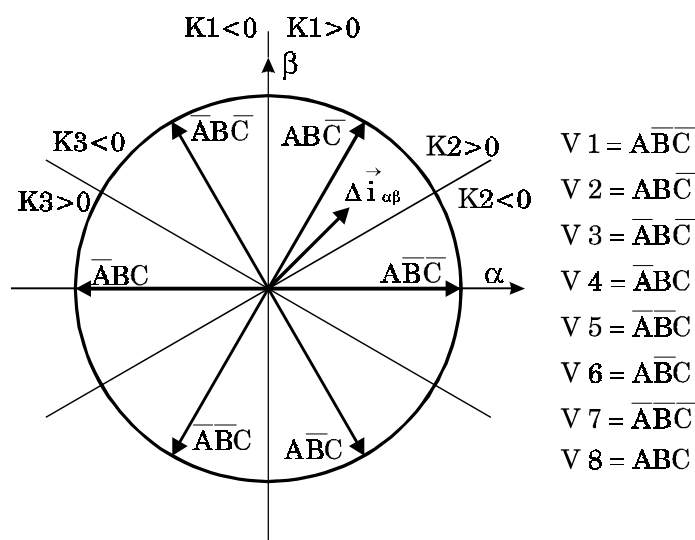
Nelinearni strujni regulatori su praktično neosetljivi na nesavršenost invertora , jer imaju (teoretski) beskonačno veliko pojačanje. U ovom poglavlju prikazan je nelinearni prekidački algoritam koji upravljanje naponskim invertorom vrši na osnovu vektora strujne greške u stacionarnom ($\alpha - \beta$) koordinatnom sistemu ($\Delta \vec{i}_{\alpha\beta} = \vec{i}_{\alpha\beta}^* - \vec{i}_{\alpha\beta}$). Zatvaranjem povratne sprege po vektoru struje $\vec{i}_{\alpha\beta}$, umesto po faznim strujama, rešava se problem redundantnosti tri nezavisna regulatora međusobno zavisnih faznih struja i_a , i_b i i_c . Određivanje stanja prekidača ilustrovano je slikom 3.4..

Vektorski kontroler zadaje referentne vrednosti struja i_α^* i i_β^* . Veza između faznih struja motora i komponenti vektora struje u $\alpha - \beta$ stacionarnom koordinatnom sistemu iskazana je jednačinama 3.9:

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \cdot \left(i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2} \right)$$

$$i_\beta = \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_c \right)$$
(3.9)

Komponente i_α i i_β je moguće direktno meriti, pri čemu su dovoljna dva strujna senzora. Pri gradnji prototipa, za detekciju struje korišćeni su strujni detektori koji rade na principu Hallovog efekta.



Slika 3.4. : *Određivanje vektora statorskog napona na osnovu strujne greške u $\alpha - \beta$ koordinatnom sistemu.*

Jezgro detektora i_α komponente struje obuhvata, u pozitivnom smeru, dva navojka sa strujom i_a . U negativnom smeru detektor obuhvata provodnike sa strujama i_b i i_c . Detektor i_β komponente struje obuhvata provodnik sa strujom i_b u pozitivnom, i provodnik sa strujom i_c u negativnom smeru. Koeficijenti koji figurišu u izrazu 3.9. određuju pojačanje signala na izlazu detektora. Oduzimanjem izmerene vrednosti struje $\vec{i}_{\alpha\beta}$ od referentne vrednosti, dobija se vektor strujne greške $\Delta\vec{i}_{\alpha\beta}$

Skup vektora izlaznih napona, koji se mogu postići upravljanjem prekidačima invertora u vertikalama A, B i C, dat je na slici 3.4.. Ako se motor, kao opterećenje invertora, na komutacionoj učestanosti predstavi ekvivalentnom induktivnošću rasipanja, tada je očigledno da se najbrže smanjenje strujne greške postiže izborom vektora napona koji se, po pravcu, približno poklapa sa vektorom greške $\Delta\vec{i}_{\alpha\beta}$.

Pomoćne promenljive K_1 , K_2 i K_3 se formiraju iz komponenata greške Δi_α i Δi_β :

$$K_1 = \Delta i_\alpha ; K_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \Delta i_\beta - \frac{1}{2} \cdot \Delta i_\alpha ; K_3 = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \Delta i_\beta - \frac{1}{2} \cdot \Delta i_\alpha$$

Signali za upravljanje prekidačima invertora ($B_1 - B_6$) određuju se na osnovu znaka pomoćnih promenljivih K_1 , K_2 i K_3 . Na slici 3.4. se može uočiti da nema preklapanja oblasti $K_1 > 0$, $K_2 > 0$ i $K_3 > 0$, niti preklapanja oblasti $K_1 < 0$, $K_2 < 0$ i $K_3 < 0$. U slučaju da komparatori promenljivih K_1, K_2 i K_3 nemaju ofset, pri radu invertora ne dolazi do uspostavljanja 'nultih' naponskih vektora $V_7 = \overline{ABC}$ i $V_8 = ABC$ (slika 3.4.).

Primena nelinearnog prekidačkog algoritma rezultuje kliznim režimom [85]. Radi ograničenja učestanosti komutacija, klizni režim se mora učiniti neidealnim, uvođenjem histerezisa ili vremenskog kašnjenja u komparatore. Ukoliko se znak pomoćnih promenljivih K_1 , K_2 i K_3 određuje komparatorima sa histerezisom H , komutaciona učestanost je određena vremenom potrebnim da strujna greška napravi eskurziju od $2H$. Pored zavisnosti od veličine histerezisa, ovo vreme je zavisno i od strmine struje. Strmina struje, s druge strane, zavisi od napona na invertorskom mostu E , kontraelektromotorne sile (ems) indukovane u namotajima i induktivnosti rasipanja motora L_σ . Jednačina 3.10. daje zavisnost komutacione učestanosti od veličine histerezisa u odsustvu kontraelektromotorne sile (pri brzini bliskoj nuli). Zavisnost komutacione učestanosti od indukovane kontraelektromotorne sile, prema analizi koju je sproveo Murray [75], daje jednakost 3.11..

$$f_0 = \frac{E}{4L_\sigma H} ; \tag{3.10}$$

E-napon invertorskog mosta, H-histerezis, L_{σ} -rasipanje

$$m = \frac{ems}{E} \quad (\text{indeks modulacije}) \tag{3.11}$$

$$f(m) = f_0(1 - m^2) ;$$

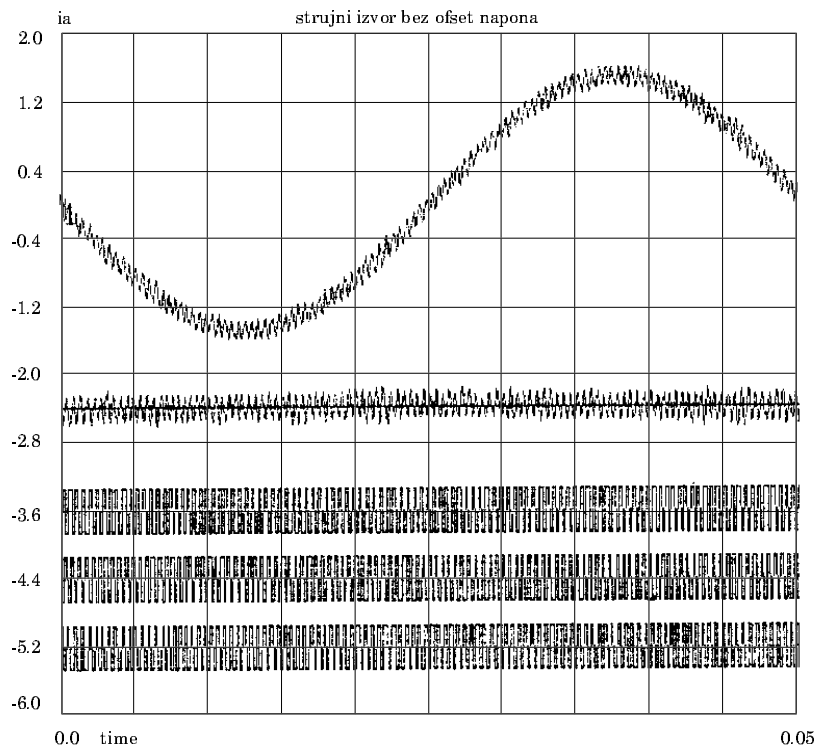
Problem koji se pojavljuje kod primene komparatora sa histerezisom ogleda se u povećanju komutacione učestanosti u oblasti malih brzina, gde kontra-elektromotorna sila motora ima malu vrednost. Ovaj problem se može rešiti unošenjem ofset-napona u komparatore pomoćnih promenljivih $K_1 - K_3$. Ofset jednakog polariteta i amplitude prouzrokuje periodičnu pojavu 'nultih' vektora napona (slika 3.4.). Ofset negativnog polariteta za posledicu ima produženo vreme vođenja prekidača Q_1, Q_2 i Q_3 (slika 3.1.) i skraćenje vremena vođenja prekidača Q_4, Q_5 i Q_6 , jer prouzrokuje periodičnu primenu 'nultog' naponskog vektora V_7 , kada su svi prekidači donjeg reda (Q_1, Q_2 i Q_3) uključeni. Kako je zbir statorskih struja jednak nuli, unošenje negativnog ofset-napona jednake amplitude u komparatore, ne dovodi do pojave jednosmerne komponente struja, već prouzrokuje pomeraj srednje vrednosti napona zvezdišta motora prema potencijalu (-) sabirnice invertora. Izlazni naponi invertora V_a, V_b i V_c se po srednjoj vrednosti takođe pomeraju prema (-) sabirnicama za isti iznos, što pri malim brzinama prouzrokuje povećanje indeksa modulacije m i redukciju komutacione učestanosti. Promena faznih napona V_a, V_b i V_c za isti iznos ne utiče na rad motora, jer međufazni naponi ostaju nepromenjeni. Verifikacija ovih razmatranja izvršena je simulacijom na računaru. Simuliran je rad trofaznog, strujno regulisanog naponskog invertora upravljanog prema opisanom prekidačkom algoritmu, i opterećenog trofaznim asinhronim motorom rasipne induktivnosti $L_{\sigma} = 0.2$ p.u. . Posmatra se rad motora pri brzini $\omega_r \cong 0$. Histerezis iznosi 3% nominalne struje motora. Slika 3.5. prikazuje rezultate simulacije za slučaj kada komparatori rade bez ofset-napona. Tri donja traga predstavljaju izlazne napone invertora, dok gornji trag predstavlja strujnu grešku. Slika 3.6. prikazuje rezultate simulacije za slučaj kada komparatori imaju negativan ofset-napon, jednak histerezisu H . Odstupanja struje imaju istu amplitudu, kao i pri radu bez ofseta, i ne dolazi do pojave jednosmerne komponente struje, dok je komutaciona učestanost vidno umanjena.

Prikazani prekidački algoritam za upravljanje naponskim invertorom omogućuje da se vektor statorske struje $\vec{i}_{\alpha\beta}$ održava u histerezisom određenoj oblasti oko referentne vrednosti. Simulacijom na računaru je utvrđeno da histerezis u iznosu od 3% nominalne vrednosti struje rezultuje srednjom komutacionom učestanošću od $\cong 17$ kHz. Fazno kašnjenje, prouzrokovano

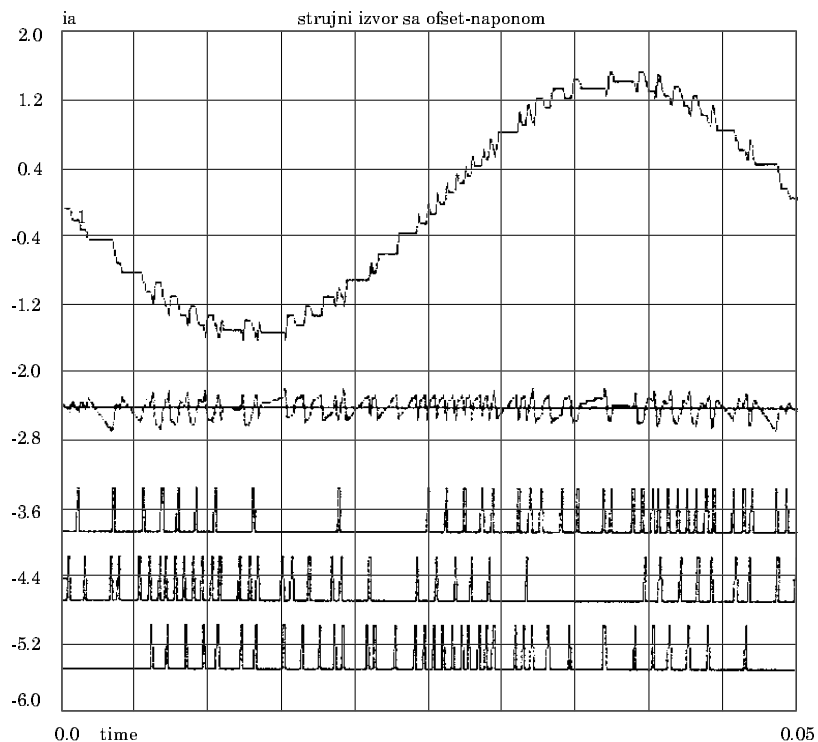
unošenjem histerezisa u komparatore, na učestanosti statorskih struja od 100 Hz (pri dvostrukoj nominalnoj brzini) iznosi 0.056^0 , dok je amplituda struja 0.015% manja od referentne vrednosti.

Tačnost u regulaciji statorskih struja se održava sve dok inverter ima dovoljnu naponsku marginu, odnosno, dok elektromotorne sile, indukovane u namotajima, ne dostignu vrednost maksimalnog raspoloživog napona. Pri radu sa brzinama iznad nominalne, mora se smanjiti fluks mašine, kako bi inverter raspolagao dovoljnom naponskom marginom za regulisanje statorskih struja. U protivnom, pojavljuju se znatne razlike između komandovane i aktuelne vrednosti struja statora.

Za izračunavanje orijentacije rotorskog fluksa, vektorski kontroler treba da raspoláže podatkom o statorskim strujama. Tačnost prikazanog algoritma za regulaciju struja omogućuje da se izbegne merenje, filtriranje, A/D konverzija i transformacija statorskih struja u d-q koordinatni sistem, i da se na ulaz modela rotorskog kola dovedu komandovane vrednosti struja i_d^* i i_q^* , sa kojima mikrokontroler već raspoláže. Uslov za primenu ovakvog rešenja je postojanje naponske margine invertora u svim režimima rada.



Slika 3.5.: Rad regulatora struje bez ofseta komparatora



Slika 3.6.: Rad regulatora struje sa ofsetom jednakim histerezi

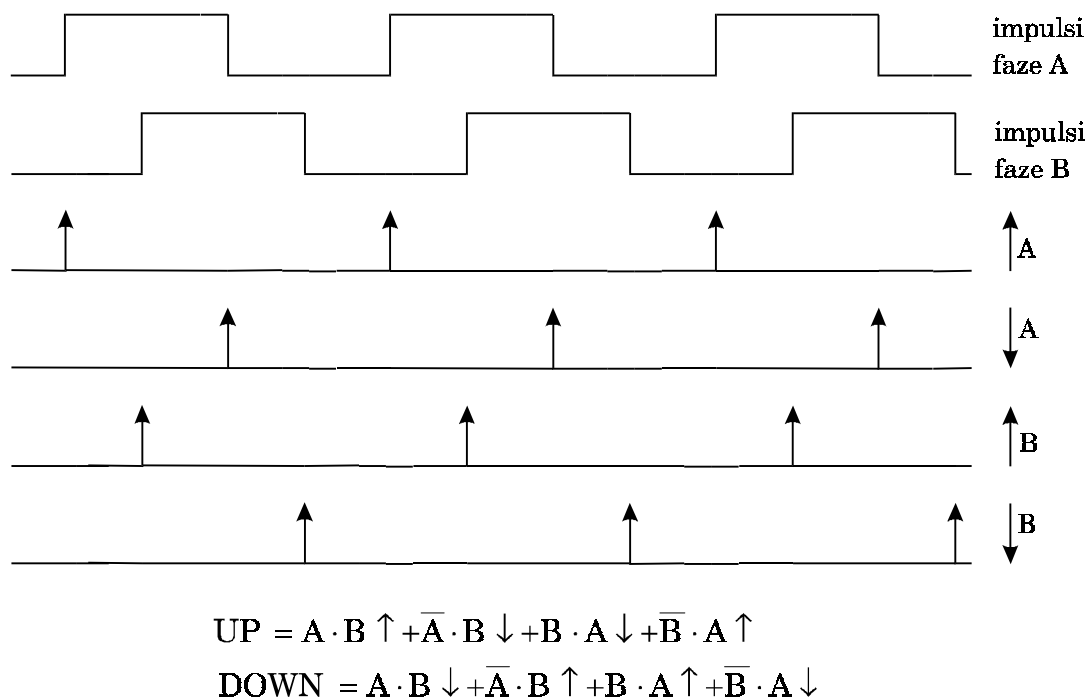
4. MERENJE I ESTIMACIJA STANJA MOTORA

14.1. MERENJE BRZINE I POZICIJE

U mikroprocesorski kontrolisanim elektromotornim pogonima potrebno je raspolagati digitalnom vrednošću brzine i pozicije, radi uspostavljanja povratne sprege i prikazivanja na digitalnom displeju. Podatak o brzini je moguće dobiti konverzijom analognog signala brzine, dobijenog pomoću klasičnog tahometra. Klasični tahometar ima dobre dinamičke karakteristike, ali mu je tačnost ograničena. Tahometar na izlaznim priključcima generiše analogni signal proporcionalan brzini. Određivanje pozicije bi zahtevalo integraciju ovog signala, što klasični tahometar čini praktično neprimenljivim za precizna poziciona merenja. Pored uticaja na tačnost u regulaciji brzine ili pozicije, tačnost merenja brzine i pozicije rotora, kod vektorski kontrolisanog asinhronog motora, utiče i na regulaciju fluksa i momenta, jer se model rotorskog kola, pri određivanju orijentacije rotorskog fluksa, oslanja i na podatak o ugaonoj brzini ω_r ili poziciji θ_r rotora.

Kao pozicioni senzor, u vektorski kontrolisanim pogonima se obično koristi impulsni davač (optički enkoder) ili rezolver [9], [97]. Rezolver je, po konstrukciji, sličan obrtnoj mašini. U osnovnom izvođenju, rezolver generiše dva analogna signala, od kojih je jedan sinusna, a drugi kosinusna funkcija pozicije. Potrebno je izvršiti konverziju ovih signala u digitalne, a zatim, pomoću pozicionog dekodera, izračunati poziciju. Rezolveri su robusniji od optičkih davača i podnose više temperature, ali im je primena složenija. Optički davači generišu digitalne signale, koji se uvode u digitalni kontroler bez dodatnih prilagodnih kola. Schumacher [97] predlaže rešenje pozicionog senzora koje, uz izvesna uslozljavanja kola za obradu signala, kombinuje dobre osobine enkoderskog i rezolverskog pristupa detekciji pozicije.

Kao pozicioni senzor, u eksperimentalni prototip je ugrađen inkrementalni optički enkoder sa 1250 impulsa po obrtaju. Apsolutna pozicija se određuje na osnovu 'marker'-signala, koji se pojavljuje jedanput po obrtaju. Impulsi faze A i faze B enkodera su fazno pomereni za 90° , da bi se omogućilo određivanje smeru obrtanja. Detekcijom pozitivnih i negativnih ivica faznih impulsa i kombinacijom ovako dobijenih impulsa sa faznim, rezolucija enkodera je uvećana četiri puta. Ovaj postupak je ilustrovan slikom 4.1.:



Slika 4.1.: Obrada faznih impulsa enkodera.

U zavisnosti od smera obrtanja, generišu se 'UP' ili 'DOWN' impulsi, i to sa četiri puta većom učestanošću od fazne. Kod enkodera sa 1250 impulsa po obrtaju, rezolucija se povećava na $2\pi / 5000$. Pri brzini od 1500 o/min, impulsi se pojavljuju svakih $8 \mu s$. Prekidanje programa mikrokontrolera, radi uvažavanja inkrementiranja pozicije za jedan podeok bi bilo nepraktično (u konkretnoj realizaciji neizvodljivo), pa se UP/DOWN impulsi dovode na zaseban up/down brojač. Brojač je izveden tako da mu je osnova brojanja jednaka broju impulsa u toku jednog obrtaja. Na ovaj način, sadržaj brojača u svakom trenutku predstavlja ugaoni položaj rotora od 0 do 2π . Mikrokontroler u trenucima odabiranja očitava sadržaj brojača i na taj način raspolaže sa podatkom o poziciji sa tačnošću od 0.0729° . Broj proteklih punih obrtaja se određuje brojanjem 'marker' impulsa, koji prouzrokuju prekid programa kontrolera i re-inicijalizuju up/down brojač.

Signali inkrementalnog enkodera se koriste i za merenje ugaone brzine. Brzina se može odrediti brojanjem impulsa proteklih u izvesnom vremenskom intervalu, ili merenjem širine faznog impulsa. Primer izračunavanja brzine na ova dva načina dat je jednačinama 4.1. i 4.2.:

- a) određivanje brzine merenjem broja impulsa M u vremenskom intervalu T_s ; broj impulsa enkodera po jednom obrtaju je N :

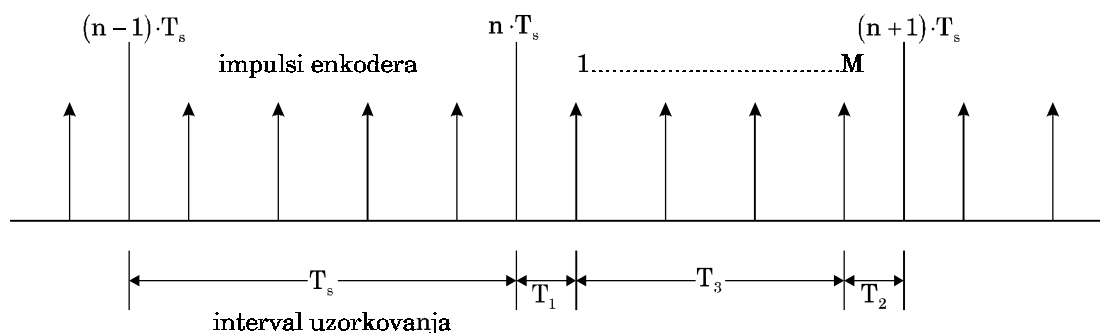
$$n [o/min] = \frac{60}{N \cdot T_s} \cdot M \quad (4.1)$$

b) određivanje brzine merenjem vremena T_i proteklog između , dva uzastopna fazna impulsa :

$$n [o/min] = \frac{60}{N \cdot T_i} \quad (4.2)$$

Merenje broja impulsa daje dobre rezultate pri velikim, a merenje širine impulsa pri malim brzinama. Nijedna od ovih metoda ne omogućava merenje brzine u širokom opsegu. Pri merenju brzine brojanjem impulsa, broj impulsa u intervalu odabiranja T opada sa brzinom. Za enkoder sa 1250 impulsa po obrtaju i vreme odabiranja od 10 ms, jedan impuls, prema jednačini 4.1., odgovara brzini od 4.8 o/min., što predstavlja i rezoluciju ovakvog načina merenja brzine. Merenjem širine impulsa se dobijaju zadovoljavajući rezultati pri malim brzinama, ali zato tačnost opada sa povećanjem brzine. Pri brzini od 1500 o/min, vremenski interval između dva uzastopna fazna impulsa , kod istog enkodera, iznosi 32 μ s. Ukoliko se ovo vreme meri pomoću brojača sa učestanošću takta od 2MHz, brzina se određuje sa rezolucijom od 23.4 o/min.

Preciznije merenje se može postići kombinacijom dobrih osobina obe metode. Potrebno je izmeriti broj impulsa enkodera u intervalu odabiranja , vreme proteklo od početka intervala do pojave prvog impulsa i vreme proteklo od poslednjeg impulsa do kraja intervala. Na taj način je moguće odrediti srednju širinu impulsa sa znatno većom tačnošću nego u slučaju kad se meri širina jednog impulsa. Ovaj način merenja je ilustrovan slikom 4.2. i jednačinom 4.3.:



Slika 4.2.: *Merenje srednje širine impulsa u okviru intervala. T_s*

$$\frac{T_3}{M-1} = \frac{T_s - T_1 - T_2}{M-1} \quad (\text{srednja \{irina impulsa})$$
$$n \text{ [o/min]} = \frac{60 \cdot (M-1)}{N \cdot (T_s - T_1 - T_2)} \quad (4.3)$$

Merenje brzine, primenjeno na eksperimentalnom prototipu vektorski kontrolisanog pogona, vrši se određivanjem srednje širine impulsa u vremenu odabiranja $T_s = 10$ ms. Vremena T_1 i T_2 se mere programabilnim brojačem sa učestanošću takta od 2 MHz. Fazni impulsi enkodera se obrađuju na način ilustrovan slikom 4.1., pa je ukupni broj impulsa po obrtaju jednak 5000. Broj impulsa M u intervalu odabiranja T_s se određuje na osnovu promene sadržaja up/down brojača, koji se koristi za očitavanje pozicije rotora. Za brzine iznad 2.4 o/min, postoje najmanje dva impulsa u intervalu T_s , pa se brzina izračunava prema jednačini 4.3.. Najmanje moguće vreme T_3 , koje se u ovim uslovima može pojaviti, je trećina vremenskog intervala T_s . Maksimalna greška, koja se može načiniti pri merenju vremena je $1 \mu\text{s}$, pa je relativna greška merenja, u najnepovoljnijem slučaju 0.03 % (svedeno na merenu brzinu). Apsolutna greška pri merenju brzine od 1500 o/min iznosi 0.45 o/min. Pri brzinama manjim od 2.4 o/min, pojavljuju se intervali T_s u kojima je broj impulsa $M=1$. Tada se širina impulsa (i brzina) određuje na osnovu vremena T_2 iz prethodnog intervala i izmerenog vremena T_1 . Pri brzinama manjim od 1.2 o/min, pojavljuju se intervali T_s u kojima je $M=0$. Tada se uzima da je brzina jednaka nuli.

Pri sintezi regulatora brzine, treba imati u vidu da opisani metod merenja daje (pri $T_1 \gg T_s$ i $T_2 \gg T_s$) srednju vrednost brzine u toku intervala odabiranja.

4.2. ESTIMACIJA FLUKSA I MOMENTA NA BAZI MERENJA TERMINALNIH NAPONA I STRUJA

Karakteristike pogona sa indirektnom vektorskom kontrolom zavise od tačnosti određivanja orijentacije rotorskog fluksa. Izračunavanje rotorskog fluksa se vrši u modelu rotorskog kola, na osnovu ugaone brzine rotora i vektora statorske struje. Tačnost ovih izračunavanja zavisi od poznavanja rotorske otpornosti R_r , koja je promenljiva sa temperaturom. Prilagođenje modela rotorskog kola promenama otpornosti rotora moguće je izvršiti na osnovu poređenja fluksa u modelu i fluksa mašine. Estimaciju rotorskog fluksa mašine moguće je izvršiti na osnovu terminalnih napona i struja.

U pogonima kod kojih se ne zahteva regulacija brzine, već uslovi pogona zahtevaju kontrolu momenta na izlaznoj osovini, potrebno je, usled parametarske osetljivosti indirektno vektorske kontrole, raspolagati povratnom informacijom o razvijenom momentu. Procenu elektromagnetnog momenta je moguće izvršiti obradom signala terminalnih struja i napona.

U slučaju napajanja motora iz strujno regulisanog naponskog invertora i regulatora struje sa odgovarajućom tačnošću, razlike između statorskih struja i njihovih referentnih vrednosti se sastoje jedino u pulsacijama na učestanosti komutacija. Tada se u procesu estimacije fluksa i momenta mogu koristiti referentne vrednosti struja, i_{α}^* i i_{β}^* , koje su već prisutne u memoriji digitalnog kontrolera. Potrebno je izvršiti jedino merenje terminalnih napona. Za razliku od struja, koje se pri radu pogona mogu kretati u opsegu od približno, 1:10, fundamentalna komponenta statorskog napona je zavisna od brzine i menja se u znatno širem opsegu. Pored toga, problem A/D konverzije statorskih napona je znatno veći nego problem konverzije struja, jer su struje praktično sinusoidalne, dok su naponi diskretnog karaktera, usled prirode naponskog invertora. Problem predstavlja i potreba za galvanskim odvajanjem upravljačkih kola od priključaka motora i invertora.

Estimacija fluksa i momenta, prikazana u ovom poglavlju, bazira se na integraciji u_{α} i u_{β} komponenti statorskih napona. Problem jednosmerne komponente na izlazu integratora rešava se izborom strukture estimatora koja nije osetljiva na ofsetnapon. Integracijom terminalnih napona se potiskuje komponenta napona na komutacionoj učestanosti i olakšava problem konverzije. Izlazni naponi invertora (V_a , V_b i V_c , slika 3.1.) su diskretnog karaktera; mogu biti jednaki naponu na (-) sabirnici ili naponu na (+) sabirnici. Ako je napon jednosmernog međukola E konstantan, dovoljno je raspolagati podatkom o polaritetu izlaznih napona. Merenje terminalnih napona motora se ovim svodi na generisanje tri binarna signala koji definišu stanje prekidačkog mosta. Problem galvanske izolacije rešava se optičkim prenosom signala.

4.2.1. ESTIMACIJA ELEKTROMAGNETNOG MOMENTA

Elektromagnetni moment se može izraziti preko statorskog fluksa i statorskih struja u α - β koordinatnom sistemu:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\psi_{\alpha s} \cdot i_{\beta s} - \psi_{\beta s} \cdot i_{\alpha s}) \quad (4.4)$$

Rezultat integracije napona u_α i u_β dat je jednačinama 4.5. i 4.6. (naponi $V_{\alpha 0}$ i $V_{\beta 0}$ su prisutni usled nesavršenosti integratora):

$$\int u_{\alpha s} dt = R_s \cdot \int i_{\alpha s} dt + \psi_{\alpha s} + V_{\alpha 0} \quad (4.5)$$

$$\int u_{\beta s} dt = R_s \cdot \int i_{\beta s} dt + \psi_{\beta s} + V_{\beta 0} \quad (4.6)$$

Množenjem rezultata integracije strujama $i_{\alpha s}$ i $i_{\beta s}$:

$$\begin{aligned} i_{\beta s} \cdot \int u_{\alpha s} dt - i_{\alpha s} \cdot \int u_{\beta s} dt &= R_s \cdot \left(i_{\beta s} \cdot \int i_{\alpha s} dt - i_{\alpha s} \cdot \int i_{\beta s} dt \right) + \\ V_{\alpha 0} \cdot i_{\beta s} + V_{\beta 0} \cdot i_{\alpha s} + \psi_{\alpha s} \cdot i_{\beta s} - \psi_{\beta s} \cdot i_{\alpha s} &= F_1(u_{\alpha s}, u_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Struje i naponi u α - β koordinatnom sistemu su naizmenične veličine učestanosti ω_e . Jednosmerni naponi $V_{\alpha 0}$ i $V_{\beta 0}$, koji se pojavljuju na izlazu iz integratora usled ofseta, u proizvodu sa strujama $i_{\alpha s}$ i $i_{\beta s}$ daju rezultat čija je srednja vrednost nula. Ukoliko se sumiraju odbirci funkcije F_1 u toku jedne periode $2\pi / \omega_e$, i na taj način izračuna srednja vrednost ove funkcije u toku periode, rezultat neće zavisiti od ofseta. Elektromagnetni moment se može proceniti kao :

$$T_e \approx \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \left(F_1(u_{\alpha s}, u_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}) - R_s \cdot \left(i_{\beta s} \cdot \int i_{\alpha s} dt - i_{\alpha s} \cdot \int i_{\beta s} dt \right) \right) \quad (4.8)$$

Ukoliko je poznata otpornost statorskog namotaja, moguće je, prema izrazu 4.8., raspolagati preciznom informacijom o srednjoj vrednosti elektromagnetnog momenta u toku periode $2\pi / \omega_e$. Ako se u izraz 4.8., umesto srednje vrednosti funkcije F_1 uvede trenutna vrednost, rezultat izračunavanja će biti trenutna vrednost momenta, ali će rezultujući signal sadržati pulsacije učestanosti ω_e , zavisne od veličine napona $V_{\alpha 0}$ i $V_{\beta 0}$.

Od interesa je utvrditi kolika se greška čini zanemarenjem statorskog otpora. U stacionarnom stanju se struje statora mogu izraziti preko amplitude I_s i učestanosti ω_e . Desna strana izraza 4.8. u stacionarnom stanju ima konstantnu vrednost:

$$\begin{aligned} i_{\alpha s} &= I_s \cdot \cos(\omega_e \cdot t) ; i_{\beta s} = I_s \cdot \sin(\omega_e \cdot t) ; \\ R_s \cdot \left(i_{\beta s} \cdot \int i_{\alpha s} dt - i_{\alpha s} \cdot \int i_{\beta s} dt \right) &= \frac{R_s \cdot I_s^2 \cdot \left(\cos^2(\omega_e \cdot t) + \sin^2(\omega_e \cdot t) \right)}{\omega_e} = \frac{R_s \cdot I_s^2}{\omega_e} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Izraz 4.9. predstavlja količnik statorskih gubitaka u bakru i ugaone brzine obrtnog polja. Asinhroni motori veće snage imaju male relativne vrednosti statorske

otpornosti, pa se zanemarenjem desnog dela izraza 4.8. pravi manja greška nego kod motora male snage. Tačnost određivanja momenta prema izrazu 4.8. opada, a osetljivost na promene statorskog otpora raste za manje vrednosti ugaone brzine obrtnog polja ω_e .

4.2.2. ESTIMACIJA ROTORSKOG FLUKSA

Rezultat integracije statorskih napona se može izraziti u funkciji statorskih struja i rotorskog fluksa:

$$\int u_{\alpha s} dt = R_s \int i_{\alpha s} dt + L_\sigma i_{\alpha s} + \frac{M}{L_r} \cdot \psi_{\alpha r} + V_{\alpha 0} \quad (4.10)$$

$$\int u_{\beta s} dt = R_s \int i_{\beta s} dt + L_\sigma i_{\beta s} + \frac{M}{L_r} \cdot \psi_{\beta r} + V_{\beta 0} \quad (4.11)$$

Naponi $V_{\alpha 0}$ i $V_{\beta 0}$ su konstantne veličine koje modeluju nesavršenost integratora. Kombinacijom statorskih struja i integrala statorskih napona, formira se funkcija $F_2(u_{\alpha s}, u_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s})$:

$$F_2(u_{\alpha s}, u_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}) = i_{\alpha s} \int u_{\alpha s} dt + i_{\beta s} \int u_{\beta s} dt = i_{\alpha s} \cdot V_{\alpha 0} + i_{\beta s} \cdot V_{\beta 0} + R_s \cdot \left(i_{\alpha s} \int i_{\alpha s} dt + i_{\beta s} \int i_{\beta s} dt \right) + L_\sigma i_s^2 + \frac{M}{L_r} \cdot (\psi_{\alpha r} \cdot i_{\alpha s} + \psi_{\beta r} \cdot i_{\beta s}) \quad (4.12)$$

Fluks rotora figuriše jedino u poslednjoj zagradi izraza 4.12. . Pored ovog člana, u izrazu figuriše član zavisen od ofset napona, član zavisen od statorske otpornosti i član proporcionalan ekvivalentnom rasipanju L_σ . Očigledno je da je izraz 4.12. nepogodan za određivanje trenutne vrednosti rotorskog fluksa. Može se, međutim, pokazati da jedino poslednja dva člana izraza 4.12. imaju srednju vrednost različitu od nule, što omogućava da se usrednjavanjem (ili propuštanjem kroz niskopropusni filter) funkcije F_2 odredi srednja vrednost rotorskog fluksa u intervalu merenja. Ako je ω_e ugaona učestanost obrtnog polja, tada je:

$$\begin{aligned} i_{\alpha s} &= I_s \cos(\omega_e \cdot t) ; i_{\beta s} = I_s \sin(\omega_e \cdot t) ; \\ R_s \cdot \left(i_{\alpha s} \int i_{\alpha s} dt + i_{\beta s} \int i_{\beta s} dt \right) &= \\ R_s \cdot I_s^2 \cdot \frac{(\cos(\omega_e \cdot t) \cdot \sin(\omega_e \cdot t) - \sin(\omega_e \cdot t) \cdot \cos(\omega_e \cdot t))}{\omega_e} &= 0 ; \quad (4.13) \\ (V_{\alpha 0} \cdot i_{\alpha s})_{sr} = 0 ; (V_{\beta 0} \cdot i_{\beta s})_{sr} = 0 ; F_2(u_{\alpha s}, u_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s})_{sr} &= \\ L_\sigma i_s^2 + \frac{M}{L_r} \cdot (\psi_{\alpha r} \cdot i_{\alpha s} + \psi_{\beta r} \cdot i_{\beta s}) & \end{aligned}$$

Prvi član izraza 4.13. predstavlja magnetnu energiju akumuliranu u induktivnostima rasipanja mašine. Član $(\psi_{\alpha s} \cdot i_{\alpha s} + \psi_{\beta s} \cdot i_{\beta s})$ se, radi jednostavnosti dalje analize, može izraziti pomoću veličina d-q sistema:

$$\begin{aligned}
 \psi_{\alpha r} \cdot i_{\alpha s} + \psi_{\beta r} \cdot i_{\beta s} &= [\psi_{\alpha r} \cdot \psi_{\beta r}]^T \times [i_{\alpha s} \cdot i_{\beta s}] ; \\
 [\psi_{\alpha\beta}] &= [C] \times [\psi_{DQ}] ; [i_{\alpha\beta}] = [C] \times [i_{dq}] ; \\
 [C] &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} ; [C]^T \times [C] = [I] ; \\
 [\psi_{\alpha\beta}]_r^T \times [i_{\alpha\beta}]_s &= [\psi_{DQ}]^T \times [C]^T \times [C] \times [i_{dq}] = [\psi_{DQ}]^T \times [i_{dq}] ; \\
 \psi_{\alpha r} \cdot i_{\alpha s} + \psi_{\beta r} \cdot i_{\beta s} &= \psi_D \cdot i_d + \psi_Q \cdot i_q
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Potrebno je utvrditi vezu izraza 4.14. sa amplitudom rotorskog fluksa. Amplituda fluksa vektorski kontrolisanog pogona sa korektno podešenim modelom rotorskog kola je konstantna, pri konstantnoj vrednosti komande fluksa i_d . Kod nepodešenog pogona, pojavljuju se oscilacije koje iščezavaju sa vremenskom konstantom T_r (jednačina 2.32. u poglavlju 2.4.). Ukoliko se usrednjavanje funkcije F_2 vrši u vremenu nekoliko puta većem od rotorske vremenske konstante, može se smatrati da u izrazu 4.14. figurišu srednje vrednosti fluksa ψ_D i ψ_Q . Jednačine stacionarnog stanja rotorskog kola su:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & -\omega_s \\ \omega_s & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \frac{M}{T_r} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \tag{4.14}$$

Rešenje ovog sistema jednačina je :

$$\psi_D = \frac{M \cdot i_d + \omega_s \cdot T_r \cdot M \cdot i_q}{1 + \omega_s^2 \cdot T_r^2} ; \psi_Q = \frac{M \cdot i_q + \omega_s \cdot T_r \cdot M \cdot i_d}{1 + \omega_s^2 \cdot T_r^2} \tag{4.15}$$

Amplituda rotorskog fluksa data je izrazom 4.17.:

$$|\psi_r| = \sqrt{\psi_D^2 + \psi_Q^2} = \frac{M \cdot i_s}{\sqrt{1 + \omega_s^2 \cdot T_r^2}} ; i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \tag{4.16}$$

S druge strane, zamenom 4.16. u izraz 4.14.:

$$\psi_D \cdot i_d + \psi_Q \cdot i_q = \frac{M \cdot i_s^2}{1 + \omega_s^2 \cdot T_r^2} \tag{4.17}$$

Poređenjem izraza 4.17. i 4.18., zaključuje se da važi jednakost :

$$\psi_D \cdot i_d + \psi_Q \cdot i_q = \frac{|\psi_r|^2}{M} \quad (4.18)$$

Kvadrat amplitude rotorskog fluksa sada se može proceniti kao :

$$\begin{aligned} |\psi_r|^2 &= L_r \cdot \left[F_2(u_{\alpha s}, u_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}) - L_\sigma \cdot i_s^2 \right] = \\ &L_r \cdot \left[i_{\alpha s} \cdot \int u_{\alpha s} dt + i_{\beta s} \cdot \int u_{\beta s} dt - L_\sigma \cdot (i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2) \right] \end{aligned} \quad (4.19)$$

Na osnovu podataka o terminalnim strujama i naponima motora, amplituda rotorskog fluksa mašine se može izračunati iz jednačine 4.20.. Izračunavanjem srednje vrednosti funkcije F_2 , ili propuštanjem kroz niskopropusni filter, dobija se srednja vrednost kvadrata rotorskog fluksa i potiskuje uticaj nesavršenosti integratora i statorskog otpora na rezultat estimacije. Statorska otpornost i ofset-napon integratora nemaju uticaja na srednju vrednost funkcije F_2 , čime se otvara mogućnost primene ovakvog estimatora u uslovima malih ugaonih brzina rotora i obrtnog polja.

Prikazani metod estimacije fluksa zavisan je od parametara L_σ i L_r asinhronog motora. Induktivnost L_r je preko karakteristike magnećenja povezana sa samim fluksom, pa je promene ovog parametra jednostavno kompenzovati. Problem može predstavljati promenljiva vrednost induktivnosti rasipanja L_σ . Kod pojedinih rešenja konstrukcije rotora [53], rasipna induktivnost se menja u takvim granicama da dovodi u pitanje tačnost estimacije 4.20.. Tada je za korektnu estimaciju neophodno poznavati i zavisnost $L_s(i_s)$.

5. MEHANIZAM ZA AUTOMATSKU KOMPENZACIJU PROMENA ROTORSKOG OTPORA

Indirektno vektorsko upravljanje asinhronim motorom, opisano u poglavlju 2., omogućava raspregnuto upravljanje momentom i fluksom uz minimalni broj potrebnih merenja. Potrebno je raspolagati impulsnim davačem na osovini motora i obezbediti merenje statorskih struja, radi lokalne povratne sprege u okviru strujno regulisanog naponskog invertora. Vektorsko upravljanje zahteva podatak o prostornoj orijentaciji vektora rotorskog fluksa, koji se ne meri direktno, već izračunava u modelu rotorskog kola. U poglavlju 2.4. je pokazano da tačnost ovih izračunavanja i karakteristike vektorski kontrolisanog pogona zavise od parametara motora. Od posebnog je uticaja zavisnost otpora rotorskog namotaja od temperature. U algoritam upravljanja pogonom potrebno je ugraditi mehanizam koji će vršiti prilagođenje parametara R_r^* , u modelu rotorskog kola, promenama rotorskog otpora motora R_r . U ovom poglavlju je dat algoritam prilagođenja zasnovan na poređenju amplitude rotorskog fluksa, izračunate u modelu rotorskog kola i rezultata estimacije rotorskog fluksa motora na osnovu terminalnih napona i struja. Struktura estimatora data je u poglavlju 4.2.. Dodatno merenje, koje je potrebno izvršiti radi prilagođenja parametra R_r^* , je merenje terminalnih napona.

Problem parametarske osetljivosti vektorski kontrolisanog pogona analiziran je od strane većeg broja autora. Predloženo je više rešenja prilagođenja upravljačkog algoritma promeni parametara. Nedostatak prikazanih rešenja je, uglavnom, neprimenljivost u oblasti malih brzina, ili unošenje pulsacija momenta usled injekcije testsignala, kod rešenja zasnovanih na metodi perturbacije. Pojedina rešenja su i sama parametarski osetljiva.

Wang [37] i Boussak [43] daju metod merenja rotorskog otpora kada je asinhroni motor van pogona. Time je obezbeđeno inicijalno podešavanje parametara, ali ne i kompenzacija promene otpornosti rotora u toku rada pogona. Određivanje rotorskog otpora motora u pogonu moguće je izvesti merenjem odziva na injektovani test signal. Rešenja ove vrste predlažu Matsuo [34], Gabriel i Leonhard [28],[14], Schmidt [44] i Sugimoto [56]. Injekcija test signala se vrši tako što se referentne vrednosti statorskih struja, koje izračunava vektorski kontroler, sabiraju sa sinusoidalnim ili impulsnim signalom. Strujno regulisani naponski inverter omogućuje da statorske struje odgovaraju ovako modifikovanim komandovanim vrednostima. Pulsacije struja prouzrokuju pulsacije fluksa, koje se mogu detektovati preko terminalnih napona [34], kao i pulsacije elektromagnetnog momenta, koje se mogu meriti preko pulsacija brzine [14], [28]. Određivanje rotorskog otpora se, kod navedenih rešenja, zasniva na izračunavanju

korelacije test signala i odziva, kao i poznavanju strukture matematičkog modela asinhronog motora. Nedostatak kod određivanja rotorskog otpora pomoću test signala je prisustvo pulsacija elektromagnetnog momenta. Karakteristike pogona se degradiraju usled oscilovanja brzine i povećanja buke. Pri određenim učestanostima pulsacija momenta, moguća je i pojava mehaničke rezonancije vratila. Amplituda pulsacija momenta, prouzrokovanih test signalom, zavisi od amplitude test signala i od manjeg je uticaja na fluktuacije brzine pri višim učestanostima test signala. Ova učestanost je ograničena propusnim opsegom strujnih regulatora i potrebom za merenjem odziva motora u frekventnom opsegu signala perturbacije. Amplituda test signala mora biti znatno veća od pulsacija struje na komutacionoj učestanosti, pa je neizbežno prisustvo pulsacija momenta u propusnom opsegu brzinskog regulatora. Matsuo [34] operiše sa test signalom čija je učestanost $\cong 60$ Hz, dok Sugimoto radi sa učestanošću od 6 Hz.

Srednja učestanost test signala je ograničena nesavršenošću invertora, ograničenom rezolucijom i ograničenom učestanošću odabiranja merne opreme. Otklanjanjem ovih ograničenja se učestanost test signala može uvećati, a amplituda smanjiti, čime se umanjuje uticaj injekcije test signala na rad pogona. Problem koji se ne može otkloniti usavršavanjem opreme ogleda se u tome da se injekcijom test signala meri vrednost rotorskog otpora na učestanosti test signala. Vrednost rotorskog otpora je frekventno zavisna. Za podešavanje modela rotorskog kola, potrebno je raspolagati otporom rotora na učestanosti klizanja. Analiza promena rotorskog otpora sa učestanošću, data u poglavlju 2.3., pokazuje da se otpornost na učestanosti klizanja neznatno razlikuje od otpora jednosmernoj struji. Već pri 50 Hz, ekvivalentna rotorska otpornost se može i do 6 puta uvećati. Pri 2 kHz, otpor može biti preko 30 puta veći, zavisno od dimenzija žleba i provodnika rotora. Usled frekventne zavisnosti, određivanje rotorskog otpora po metodi perturbacije je moguće uz uslov da učestanost test signala bude u oblasti učestanosti rotorskih struja, a tada je uticaj injektovanog signala na rad pogona neizbežan.

Zai i Lipo [42] predlažu da se, umesto injekcije test signala, upotrebi komutacioni šum invertora. Nedostatak ove metode ogleda se u činjenici da se na komutacionoj učestanosti električno kolo motora ne može tretirati kao mreža sa skoncentrisanim parametrima.

Evans [52] i Ohnishi [58] daju rešenje za poseban slučaj sporo promenljivog i linearno promenljivog opterećenja pogona. Ova rešenja se ne mogu primeniti u opštem slučaju.

Odstupanja otpornosti u modelu rotorskog kola od otpornosti rotora asinhronog motora, prema analizi u poglavlju 2.4., dovode do promene amplitude

rotorskog fluksa. Promene fluksa se mogu detektovati merenjem terminalnih napona motora. Na ovaj način se indirektno utvrđuju temperaturne promene otpornosti namotaja rotora i omogućuje prilagođenje parametara modela. Rešenja koja predlažu Loeser [33], Garces [41] i Vetter [45] kompenzaciju vrše na osnovu odstupanja fluksa, detektovanih merenjem terminalnih napona. Pri malim ugaonim brzinama obrtnog polja, terminalni napon se uglavnom sastoji od pada napona na statorskom otporu, pa je primena ovih metoda moguća jedino za učestanosti iznad $\cong 5$ Hz. Na osnovu terminalnih struja i napona, moguće je proceniti snagu obrtnog polja i elektromagnetni moment, što takođe može biti osnova za detekciju nekorektnog podešavanja parametara. Rešenja ove vrste daju Lorenz [47] i Dalal [55]. Prema iskustvima ovih autora, rešenja se ne mogu primeniti pri brzinama manjim od 10 % nominalne brzine motora.

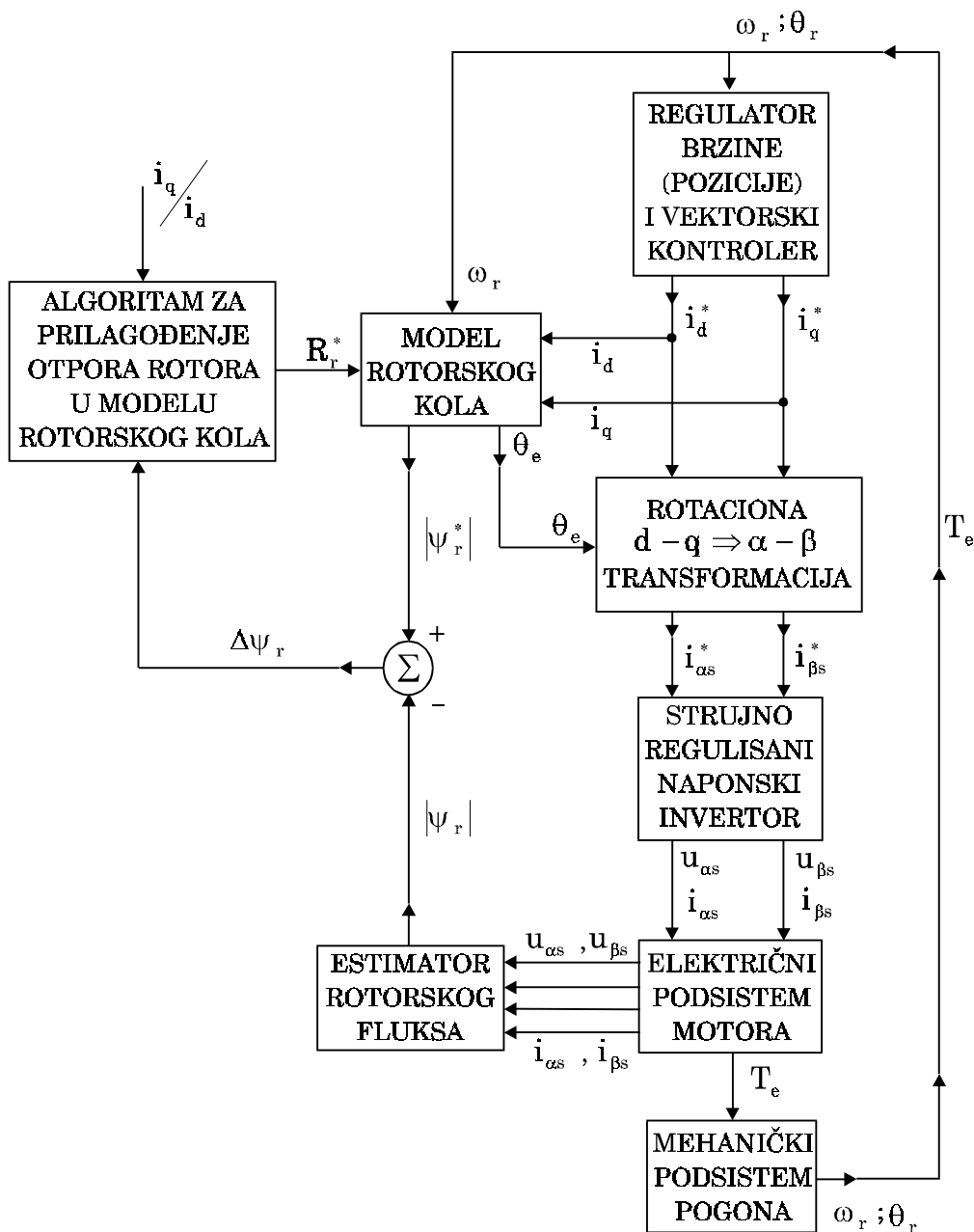
U ovom poglavlju je prikazan algoritam za prilagođenje modela rotorskog kola, zasnovan na poređenju estimiranog fluksa i fluksa izračunatog u modelu rotorskog kola. Amplituda rotorskog fluksa motora se određuje primenom estimatora čija je sinteza data u poglavlju 4.2.. Struktura estimatora je izabrana tako da rezultat estimacije ne zavisi od otpornosti statorskog namotaja i ofsetnapona integratora, pa se otvara mogućnost za rad kompenzacionog mehanizma pri vrlo malim brzinama. Odstupanja rotorskog otpora se određuju indirektno, na osnovu fluktuacija amplitude rotorskog fluksa. Blok dijagram pogona sa predloženim mehanizmom za kompenzaciju promene parametara dat je na slici 5.1..

Usled promena temperature rotora, u toku rada pogona dolazi do odstupanja parametra R_r^* , u modelu rotorskog kola, od otpornosti rotorskog namotaja motora R_r . Greška $\Delta R = R_r^* - R_r$ prouzrokuje netačno određivanje orijentacije rotorskog fluksa θ_e . Prema analizi, sprovedenoj u okviru poglavlja 2.4., jedna od posledica je odstupanje amplitude rotorskog fluksa motora od vrednosti sa kojom operiše model rotorskog kola :

$$\psi_r(\Delta R) = \psi_r(\Delta R = 0) \cdot \frac{\sqrt{1 + \frac{i_q^2}{i_d^2}}}{\sqrt{1 + \left(1 + \frac{\Delta R}{R_r}\right)^2 \cdot \left(\frac{i_q}{i_d}\right)^2}} \quad (5.1)$$

Pozitivne vrednosti ΔR prouzrokuju smanjenje fluksa motora u odnosu na fluks izračunat u modelu rotorskog kola. Na izlazu iz diskriminatora graške, na slici 5.1., pojavljuje se tada pozitivna vrednost $\Delta\psi_r$. Zadatak algoritma prilagođenja je korekcija parametra R_r^* . Izjednačavanjem greške $\Delta\psi_r$ sa nulom, postiže se

jednakost između otpornosti rotorskog namotaja motora i otpornosti sa kojom operiše model. Osetljivost amplitude fluksa na promene rotorskog otpora daje izraz 5.2.:



Slika 5.1.: Mehanizam za kompenzaciju temperaturnih promena otpornosti rotorskog namotaja

$$S_R^\psi = \frac{\partial \frac{\Delta\psi_r}{\psi_r}}{\partial \frac{\Delta R}{R_r}} = - \frac{\left(1 + \frac{\Delta R}{R_r}\right)^2}{\left(1 + \left(1 + \frac{\Delta R}{R_r}\right)^2 \cdot \left(\frac{i_q}{i_d}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta R}{R_r}\right) \cdot \left(\frac{i_q}{i_d}\right)^2 \quad (5.2)$$

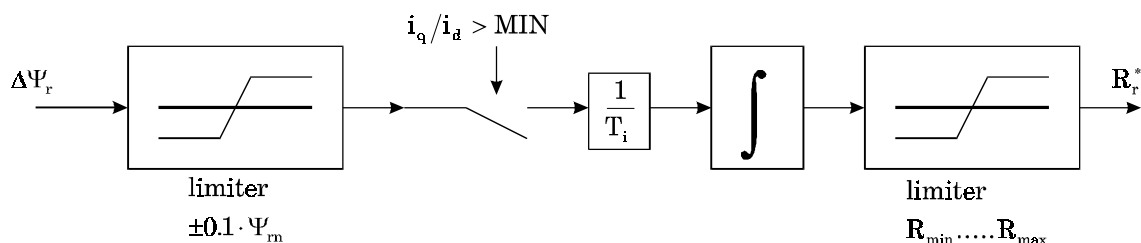
Osetljivost je , u realnim uslovima, uvek negativna. Na osnovu jednakosti 5.1. i 5.2. se može zaključiti da je kompenzaciju parametra R_r^* moguće vršiti proporcionalnim ili integralnim dejstvom po grešci $\Delta\psi_r$. Kad pogon radi u praznom hodu, struja i_q je bliska nuli. Prema jednakosti 5.2., osetljivost zavisi od odnosa i_q / i_d i izjednačava se sa nulom pri $i_q=0$. Tada je amplituda rotorskog fluksa praktično nezavisna od ΔR i rotorske otpornosti. Rotorske struje se, kod motora u idealnom praznom hodu, izjednačavaju sa nulom, pa njegovi parametri nemaju uticaja na terminalne napone. Pri radu sa aktivnom komponentom struje i_q bliskom nuli, osetljivost fluksa na odstupanja ΔR je smanjena, čime do izražaja dolaze greške pri merenju i šum usled nesavršenosti obrade signala. Zato je rad kompenzacionog mehanizma potrebno zaustaviti ukoliko je motor u praznom hodu i odnos i_q / i_d ispod unapred određene minimalne vrednosti.

Za mehanizam prilagođenja R_r^* usvaja se integralno dejstvo po grešci $\Delta\psi_r$. Vremenska konstanta integracije se određuje tako da je za red veličine veća od rotorske vremenske konstante. Postoji nekoliko razloga za ovakav izbor:

- integralno dejstvo po grešci $\Delta\psi_r$ omogućuje nultu grešku ΔR u stacionarnom stanju (pri konstantnoj temperaturi rotora).
- brzina promene temperature rotora ograničena je termičkom vremenskom konstantom, pa su i promene otpora relativno spore. Dinamika prilagođenja parametra R_r^* zato nije kritična, pa je prihvatljiva brzina konvergencije daleko veća od rotorske vremenske konstante.
- srednja vrednost signala na izlazu estimatora, opisanog u poglavlju 4.2., nezavisna je od statorskog otpora i ofseta integratora. Trenutna vrednost ovog signala može sadržati pulsacije čija učestanost odgovara ugaonoj brzini obrtnog polja, dok im je srednja vrednost jednaka nuli. Potrebno je vršiti usrednjavanje, kako se ove pulsacije ne bi odražavale na procenu R_r^* . Ovu funkciju na sebe preuzima integrator greške $\Delta\psi_r$, ukoliko je vremenska konstanta integracije dovoljno velika.

- nekorektna vrednost R_r^* prouzrokuje, pri prelaznim procesima, oscilacije fluksa sa učestanošću i vremenom smirenja određenim vremenskom konstantom rotorskog kola. Brzina konvergencije R_r^* mora biti za red veličine manja od recipročne vrednosti rotorske vremenske konstante, kako bi se izbegla sprega mehanizma kompenzacije i prelaznih procesa u rotorskom kolu.

Blok kompenzacije R_r^* na slici 5.1. detaljnije je prikazan slikom 5.2.. Pre ulaska u integrator, signal odstupanja fluksa $\Delta\Psi_r$ prolazi kroz limiter. Ograničenje limitera i vremenska konstanta integracije definišu maksimalnu brzinu promene parametra R_r^* . Limiter je uveden kako bi se, pri velikim odstupanjima fluksa, sprečile brze promene R_r^* i time uspostavila sprega procesa kompenzacije i prelaznih procesa ostalih regulacionih kontura pogona. Izlaz integratora je takođe limitiran, i ove granice odgovaraju minimalnoj i maksimalnoj vrednosti rotorskog otpora koje se mogu pojaviti u radu pogona. Mehanizam kompenzacije se blokira ukoliko je odnos i_q/i_d ispod minimalne vrednosti koja garantuje dovoljnu osetljivost (jednačina 5.2.).



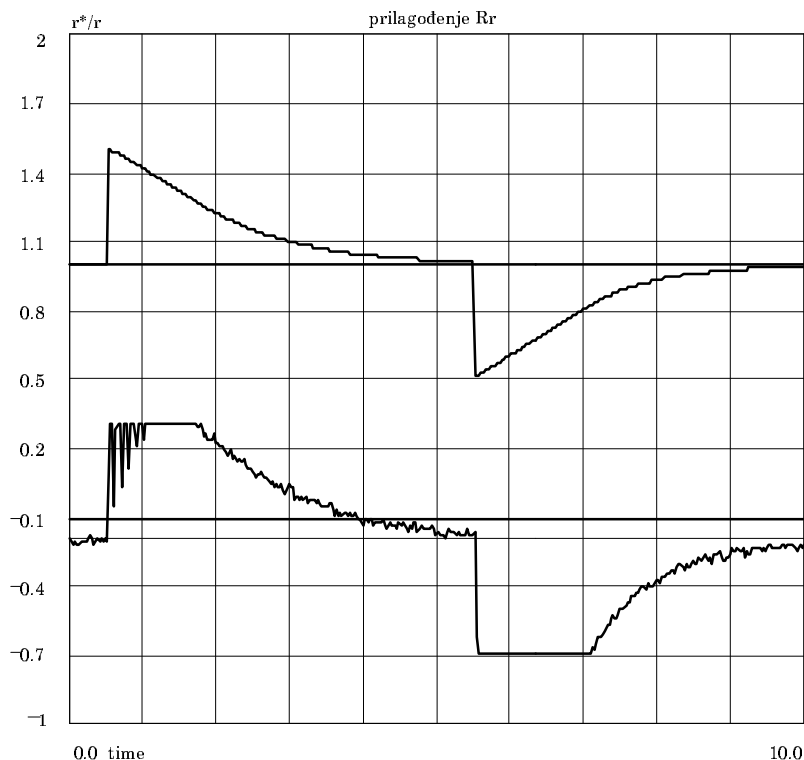
Slika 5.2. Prilagođenje modela rotorskog kola na osnovu, odstupanja rotorskog fluksa.

Vremenska konstanta integratora određena je tako da maksimalna brzina promene parametra R_r^* iznosi 20 % nominalne vrednosti u svakoj sekundi. Na slici 5.3. su prikazani rezultati digitalne simulacije algoritma za prilagođenje. Vektorski kontrolisan asinhroni motor, napajan iz strujno regulisanog naponskog invertora komutacione učestanosti 7.5 kHz, radi u nominalnom režimu. Nakon 0.5 sec simulacionog vremena, otpornost rotorskog namotaja se umanja za 50 %. Gornji trag na slici 5.3. predstavlja odstupanje $\Delta R = R_r^* - R_r$. Donji trag je limitirana razlika $\Delta\Psi_r$ između fluksa Ψ_r^* i estimiranog fluksa. Nakon 5.5 sec simulacionog vremena, otpornost rotorskog namotaja se povećava za istu vrednost. Može se

uočiti da rad mehanizma za prilagođenje obezbeđuje izjednačavanje parametra R_r^* sa otpornošću rotorskog namotaja nakon $\cong 3-5$ sec.

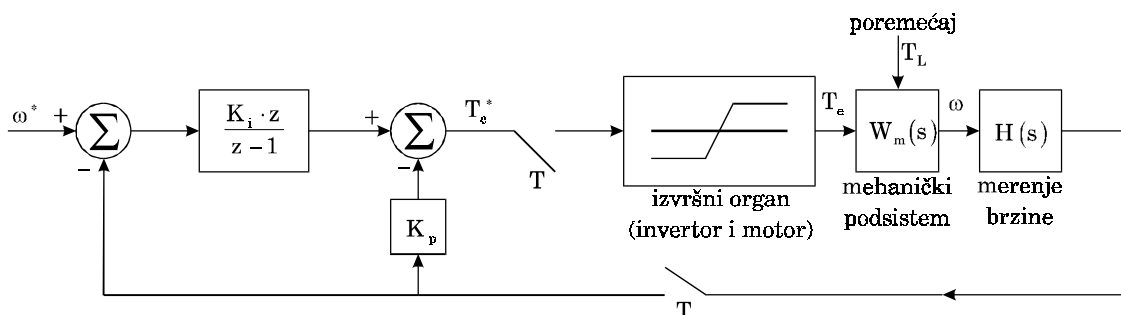
Prikazana digitalna simulacija opravdava izbor kompenzacionog mehanizma opisanog u ovom poglavlju. Simulacija ne uzima u obzir sve okolnosti koje u realnom pogonu otežavaju merenja i estimaciju, pa su detaljnija ispitivanja predloženog algoritma prilagođenja izvršena na osnovu eksperimentalnih rezultata (poglavlje 9.)

Slika 5.3.: *R algoritma za prilagođenje modela rotorskog kola temperaturnim promenama otpornosti rotorskog namotaja. Ukupno vreme simulacije iznosi 10 sec. Veštački unesena odstupanja rotorskog otpora iznose $\pm 50\%$. Gornji trag predstavlja odnos otpornosti rotorskog namotaja i otpornosti sa kojom operiše model rotorskog kola unutar vektorskog kontrolera, dok donji trag predstavlja razliku između fluksa modela i estimiranog fluksa motora. Simuliran je rad eksperimentalnog pogona. Podaci o motoru i invertoru se nalaze u poglavlju 9.. Simulacija se odnosi na rad pri nominalnoj brzini i nominalnom momentu.*



6. STRUKTURA I PODEŠAVANJE PARAMETARA REGULATORA BRZINE

Algoritam upravljanja asinhronim motorom, opisan u poglavlju 2.2., omogućuje nezavisnu kontrolu rotorskog fluksa i elektromagnetnog momenta. Brzina uspostavljanja momenta zavisi od karakteristika regulatora statorske struje. U slučaju eksperimentalnog prototipa, motor se napaja iz strujno regulisanog naponskog invertora. Prekidački algoritam za upravljanje invertorom, dat u okviru poglavlja 3., omogućava uspostavljanje nominalne struje i momenta za $\cong 500$ ms. Kašnjenje između trenutka odabiranja i uspostavljanja komandovanih vrednosti struja i momenta je uvećano za $\cong 160$ ms, zbog neophodnih izračunavanja u digitalnom mikrokontroleru. Brzina uspostavljanja struje i momenta je za dva reda veličine manja od vremenske konstante mehaničkog podsistema. Asinhroni motor, napajan iz strujno regulisanog naponskog invertora i upravljan po algoritmu vektorske kontrole možemo posmatrati kao proporcionalni izvršni organ sa zanemarljivim transportnim kašnjenjem. Mogućnost direktnog upravljanja momentom olakšava sintezu regulatora brzine, jer se prenosna funkcija objekta svodi na prenosnu funkciju mehaničkog podsistema pogona, koja je prvog reda. Radi postizanja nulte greške stacionarnog stanja, usvaja se proporcionalno–integralno dejstvo regulatora. Komandovana vrednost elektromagnetnog momenta, kao upravljačke promenljive, izračunava se na osnovu referentne i merene brzine. Regulator, izvršni organ i proces su prikazani u vidu blok dijagrama, na slici 6.1.. Da bi se izbegao nagli skok upravljačke promenljive (momenta) u trenutku delovanja poremećaja na ulazu, proporcionalno dejstvo se izmešta [120] u kolo lokalne povratne sprege. Moment koji se može razviti je ograničen strujnim kapacitetom invertora, pa blok dijagram 6.1. sadrži limiter. Prenosna funkcija $H(s)$ određena je načinom merenja brzine. Metod merenja brzine pomoću impulsnog davača, opisan u poglavlju 4.1., omogućuje određivanje srednje vrednosti brzine u toku intervala odabiranja, što se može približno modelovati kao kašnjenje u iznosu od polovine intervala odabiranja.



Slika 6.1.: Proporcionalnointegralni regulator brzine

Postupak određivanja parametara regulatora izveden je za dva različita slučaja. Ukoliko je moment opterećenja proporcionalan brzini, prenosna funkcija mehaničkog podsistema $W_m(s)$ se može predstaviti kao $K / (1+s \cdot T_1)$. Ako je trenje zanemarljivo, a moment opterećenja nezavisan od brzine (potencijalni, pulsacioni itd.), prenosna funkcija mehaničkog podsistema je $W_m(s)=1 / (s \cdot T)$. Tada se opterećenje T_L tretira kao spoljni poremećaj. Određivanje parametara za prvi i drugi slučaj je dato u poglavljima 6.1. i 6.2.. Prilikom izvođenja koriste se normalizovane vrednosti momenta, brzine i pozicije:

$$T_e(p.u.) = \frac{T_e(Nm)}{T_n} \quad ; \quad T_n = \text{nominalni momenat}$$

$$\omega(p.u.) = \frac{\omega(rad/s)}{\omega_n} \quad ; \quad \omega_n = \text{nominalna brzina}$$

$$\theta(p.u.) = \frac{\theta(rad)}{\theta_n} \quad ; \quad \theta_n = \omega_n \cdot T \quad ; \quad T = \text{perioda odabiranja}$$

$$K_f = \text{koeficijent frikcije} \quad ; \quad T_m = J \cdot \frac{\omega_n}{T_n}$$

6.1

Dinamika mehaničkog podsistema je opisana jednačinom 6.1.. Prelaskom na normalizovane veličine, prenosna funkcija $\omega(s) / T_e(s)$ uzima oblik 6.2.:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = T_e - K_f \cdot \omega \tag{6.1}$$

$$W_m(s) = \frac{\omega(s)}{T_e(s)} = \frac{K}{1+s \cdot T_1} \quad ; \quad K = \frac{1}{K_f} \quad ; \quad T_1 = \frac{T_m}{K_f} \tag{6.2}$$

Vremenske konstante mehaničkog podsistema su za jedan ili dva reda veličine veće od kašnjenja usled izračunavanja, merenja brzine i uspostavljanja momenta. Izvršni organ je proporcionalan. Ukoliko se želi postići aperiodičan odziv sa vremenom smirenja $\tau=1 / \lambda$, podešavanje parametra proporcionalnointegralnog regulatora brzine se može izvršiti po Dahlinovom algoritmu [103],[120]. Prenosna funkcija regulatora data je izrazom 6.3.. Parametri K_p i T_i se izračunavaju prema izrazima 6.4. i 6.5.:

$$D(z) = K_p \cdot \left(1 + \frac{T/T_i}{1-z^{-1}} \right) \quad (6.3)$$

$$K_p = \frac{1 - e^{-\lambda T}}{K \cdot \left(e^{\frac{T}{T_i}} - 1 \right) \cdot (1 + N \cdot (1 - e^{-\lambda T}))} \quad (6.4)$$

$$T/T_i = e^{\frac{T}{T_i}} - 1 \quad (6.5)$$

Broj N predstavlja maksimalni ceo broj intervala odabiranja sadržanih u transportnom kašnjenju T_d . Kašnjenje usled izračunavanja i uspostavljanja momenta vektorski kontrolisanog asinhronog motora je znatno manje od intervala T . Ako se brzina meri kao srednja vrednost u toku intervala T , ekvivalentno kašnjenje iznosi $\cong T/2$, pa je $N=0$.

6.2.

Asinhroni motor snage 1 kW, upotrebljen kao pogonski motor u eksperimentalnom prototipu, ima gubitke usled trenja i ventilacije koji pri nominalnoj brzini opterećuju motor sa $\cong 2\%$ nominalnog momenta. Mehanička vremenska konstanta grupe, koju čine asinhroni motor i opteretni generator, iznosi 1.11 sec. Ukoliko bi prenosnu funkciju mehaničkog podsistema pogona predstavili kao $W_m(s) = K / (1 + s \cdot T_1)$, koeficijent K i vremenska konstanta T_1 bi imali vrednosti $K=50$ i $T_1 = 55.5$ sec. Ovo znači da bi idealizovani motor, pogonjen nominalnim momentom, dostigao brzinu 50 puta veću od nominalne uz eksponencijalni odziv sa vremenskom konstantom od 55.5 sec. Konstante K i T_1 ne nose informaciju o karakteristikama pogona u oblasti nominalne brzine, pa prenosna funkcija W_m nije pogodna kao polazna osnova za određivanje parametara regulatora. U uslovima kada moment opterećenja nije direktno određen brzinom, prenosna funkcija mehaničkog podsistema je, praktično, $1 / (s \cdot T_m)$. Moment opterećenja predstavlja spoljni poremećaj.

Kao kriterijum za podešavanje parametara, usvaja se postizanje kritičnog odziva uz što širi propusni opseg. Posmatrano u z -ravni, polovi funkcije spregnutog prenosa treba, po mogućstvu, da budu na pozitivnom delu realne ose, i to što bliže koordinatnom početku. Širok propusni opseg regulatora brzine omogućuje potiskivanje fluktuacija brzine usled pulsacija momenta opterećenja. širinom propusnog opsega je uslovljen i izbor učestanosti odabiranja. Perioda

odabiranja brzinske petlje eksperimentalnog pogona je $T=10$ ms, što je znatno manje od vremenske konstante T_m .

Transportno kašnjenje usled izračunavanja i ograničene brzine uspostavljanja struja je za red veličine manje od periode odabiranja, pa se može smatrati da vektorski kontrolisani motor trenutno uspostavlja komandovanu vrednost elektromagnetnog momenta i održava ga konstantnim do narednog trenutka odabiranja. Ne može se, međutim, zanemariti činjenica da se merenjem brzine pomoću impulsnog davača i metode iz poglavlja 4.1. zapravo meri srednja vrednost brzine u toku proteklog intervala odabiranja.

Uz zanemarenje gubitaka usled ventilacije i trenja u ležajevima, relaciju između elektromagnetnog momenta T_e , momenta opterećenja T_L i brzine daju izrazi 6.6. i 6.7.. Zbog karakteristika izvršnog organa, elektromagnetni moment je konstantan u okviru periode odabiranja. Pod veličinom T_L se podrazumeva srednja vrednost momenta opterećenja u intervalu T .

$$\omega_{n+1} = \omega_n + \frac{1}{T_m} \cdot \int_0^T (T_e - T_L) \cdot dt = \omega_n + \frac{T}{T_m} \cdot T_e - \frac{T}{T_m} T_L \quad (6.6)$$

$$\omega(z) = \frac{T/T_m}{z-1} \cdot (T_e(z) - T_L(z)) \quad (6.7)$$

Rezultat merenja brzine ω^{mer} predstavlja srednju vrednost brzine ω u okviru intervala T :

$$\omega_{n+1}^{\text{mer}} = \frac{\omega_{n+1} + \omega_n}{2} \quad ; \quad \omega^{\text{mer}}(z) = \omega(z) \cdot \frac{z+1}{2 \cdot z} \quad (6.8)$$

Proporcionalno–integralni regulator, čije parametre treba odrediti, dat je izrazom 6.9.. Proporcionalno dejstvo treba izmestiti u kolo lokalne povratne sprege [120], što nema uticaja na karakteristični polinom, dat izrazom 6.10..

$$D(z) = K_p + K_i \cdot \frac{z}{z-1} \quad ; \quad (6.9)$$

$$f(z) = 1 + \left(K_p + K_i \cdot \frac{z}{z-1} \right) \cdot \frac{z+1}{z \cdot (z-1)} \cdot \frac{T}{2 \cdot T_m} \quad (6.10)$$

$$\text{smenom: } K_1 = K_p \cdot \frac{T}{2 \cdot T_m} \quad ; \quad K_2 = K_i \cdot \frac{T}{2 \cdot T_m}$$

$$f(z) = z^3 + (K_1 + K_2 - 2) \cdot z^2 + (1 + K_2) \cdot z - K_1 = 0 \quad (6.11)$$

$$f(z) = z^3 + a \cdot z^2 + b \cdot z + c$$

$$p = b - \frac{a^2}{3} ; q = c - \frac{a \cdot b}{3} + 2 \cdot \frac{a^3}{27} ; D = \frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27} \quad (6.12)$$

Pojačanja K_p i K_i treba odrediti tako da se postigne odziv bez prebačaja uz maksimalni mogući propusni opseg. To znači da koreni polinoma 6.11. treba da budu realni brojevi što manje apsolutne vrednosti, po mogućnosti pozitivni. Jednačina trećeg reda ima realne korene ukoliko je $D \leq 10$ (6.12.). Optimalne vrednosti koeficijenata K_1 i K_2 , izračunate preko relacije 6.12., uz uslov da su koreni polinoma što manji pozitivni brojevi, date su jednakostima 6.13.. Određivanje parametara PI regulatora brzine za pogon sa mehaničkom vremenskom konstantom T_m i periodom odabiranja T dato je relacijama 6.14..

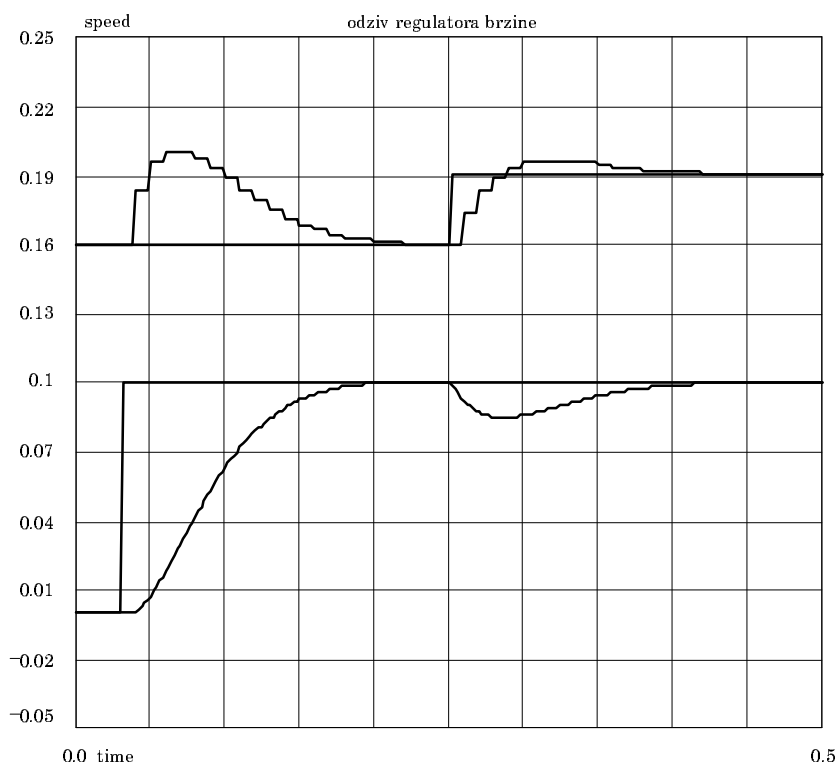
$$K_1 \approx 0.0350 ; K_2 \approx 0.2025 \quad (6.13.)$$

$$K_p = 0.2025 \cdot \frac{2 \cdot T_m}{T} ; K_i = 0.0350 \cdot \frac{2 \cdot T_m}{T} \quad (6.14.)$$

Za eksperimentalni pogon je $T_m = 1.11$ s, $T = 0.01$ s, $K_p \cong 45$ i $K_i \cong 7.8$. Na slici 6.2. su prikazani rezultati simulacije eksperimentalnog pogona . Maksimalni moment, koji motor može razviti, ograničen je programski na vrednost koja odgovara dvostrukom nominalnom momentu. Gornji trag na slici 6.2. predstavlja upravljačku promenljivu (elektromagnetni moment) i moment opterećenja. Donji trag prikazuje referentnu u aktuelnu brzinu. Trajanje simulacije je 500 ms. Najpre se referentna brzina skokovito promeni za 0.1 p.u., a nakon smirenja prelaznog procesa, događa se skok momenta opterećenja za 1 p.u.. Slika 6.3. prikazuje rezultate simulacije brzinskog regulatora za velike poremećaje. Referentna brzina se menja sa 0 na 1 p.u.. Momenat komandovan od strane PI regulatora prevazilazi dvostruki nominalni, pa je aktivirano programsko ograničenje momenta. U toku rada u oblasti ograničenja momenta, dolazi do akumulacije greške u integratoru PI regulatora, pa dolazi do prebačaja i oscilatornog odziva, uprkos činjenici da su polovi spregnutog prenosa realni. Ova neregularnost je posledica primene zakona upravljanja u pozicionoj formi. Problem se u potpunosti rešava ukoliko se primeni inkrementalna forma PI regulatora [120]. U trenucima odabiranja, izračunavaju se inkrementi upravljačke promenljive, vrši sabiranje sa prethodnom vrednošću a

zatim limitira rezultat. Slika 6.4. prikazuje simulaciju rada ovako modifikovanog regulatora brzine.

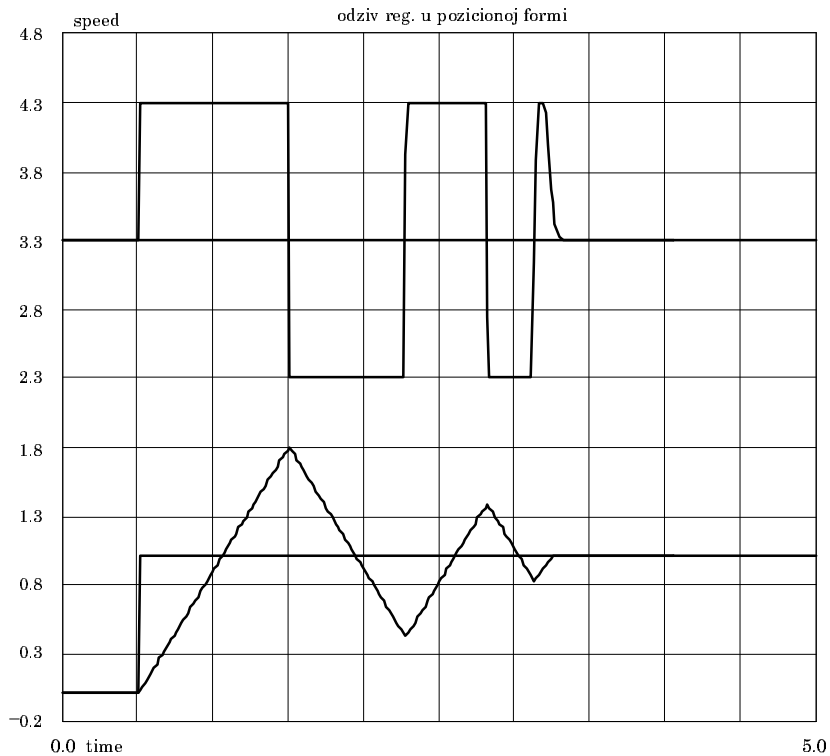
Predlog sinteze brzinskog regulatora, dat u okviru ovog poglavlja, polazi od zahteva da se minimizira uticaj pulsacija i srednje vrednosti momenta opterećenja na regulisanu promenljivu, brzinu. Pulsacije opterećenja u okviru propusnog opsega regulatora će biti kompenzovane pulsacijama elektromagnetnog momenta. Ukoliko su uslovi pogona takvi da tolerišu fluktuacije brzine a ne dozvoljavaju pulsacije momenta, treba odustati od gradnje brzog regulatora, smanjiti pojačanja i uvećati periodu odabiranja.



Slika 6.2.: *Odziv PI regulatora brzine za mali ulazni poremećaj.*

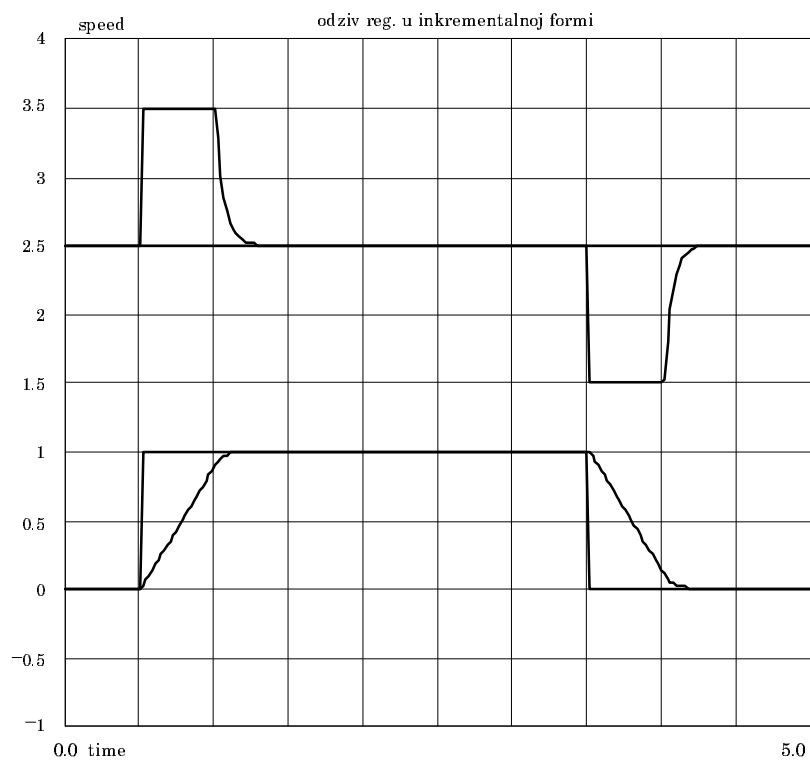
Detaljnija ispitivanja karakteristika regulatora brzine izvršena su eksperimentalno. Talasni oblici snimljeni pri radu regulatora brzine, implementiranom na eksperimentalnom prototipu pogona, dati su u okviru poglavlja 9..

Pri određivanju parametara regulatora zanemareni su gubici usled trenja i ventilacije. Ekvivalentni koeficijent trenja, koji odgovara ovim gubicima je $\cong 0.02$. Ovo znači da promena brzine za 1 p.u. prouzrokuje promenu momenta trenja za 0.02 p.u.. Proporcionalno dejstvo regulatora je tako podešeno da promena brzine od 1 p.u. prouzrokuje promenu komande momenta za $\cong 45$, pa je greška,



Slika 6.3.: Odziv PI regulatora u pozicionoj formi.

koja se čini zanemarenjem trenja, ekvivalentna promeni proporcionalnog pojačanja za 0.044%.



Slika 6.4.: Odziv PI regulatora u inkrementalnoj formi.

7. SINTEZA REGULATORA POZICIJE

Prenosna funkcija mehaničkog podsistema, uz moment kao ulaznu i poziciju kao izlaznu veličinu, drugog je reda. Iz razloga iznetih u prethodnom poglavlju, gubici usled frikcije i ventilacije se mogu zanemariti, pa mehanički podsistem pogona, u petlji regulatora pozicije, predstavlja dvostruki integrator. Struktura regulatora mora, iz razloga stabilnosti, sadržati diferencijalno dejstvo po poziciji. Astatizam prenosne funkcije sa ulaza na izlaz je obezbeđen prirodom samog procesa (integracijom u okviru objekta upravljanja). Na osnovu ovoga, integralno dejstvo nije neophodno, pa se struktura pozicionog regulatora određuje kao proporcionalno–diferencijalna. Regulator i objekat su prikazani blok dijagramom na slici 7.1.. Iz istih razloga kao i kod brzinskog regulatora [120], diferencijalno dejstvo je izmešteno u kolo lokalne povratne sprege. Prenosna funkcija objekta u z–domenu data je izrazom 7.1.. Pri određivanju prenosne funkcije uzet je u obzir način merenja brzine i pozicije, kao i karakteristike vektorski kontrolisanog asinhronog motora kao izvršnog organa. Pri svim izvođenjima operiše se sa normalizovanim veličinama. Osnove za normalizaciju su date u poglavlju 6.. Jednačine mehaničkog podsistema su :

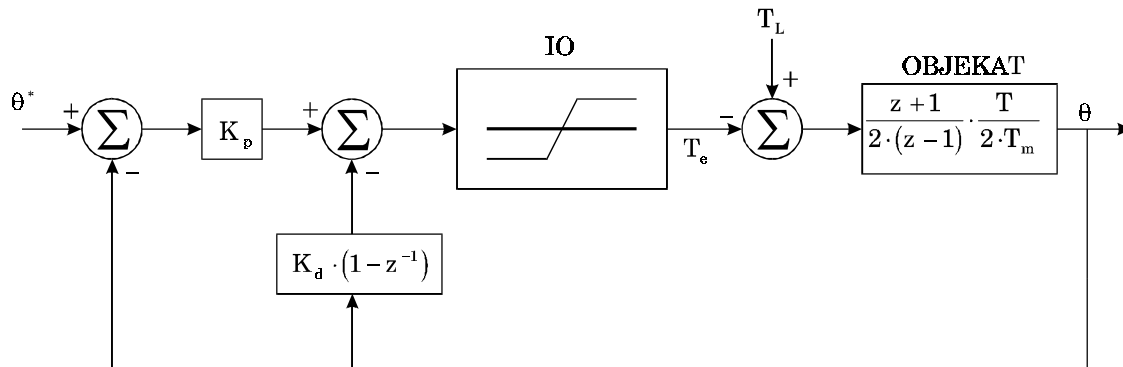
$$T_m \cdot \frac{d\omega}{dt} = T_e(t) - T_L ; T \cdot \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

Elektromagnetni moment T_e je konstantan u toku periode T , pa je brzina linearno promenljiva. Srednja vrednost linearno promenljive brzine jednaka je aritmetičkoj sredini trenutnih vrednosti na krajevima intervala :

$$\begin{aligned} n \cdot T \leq t \leq (n+1) \cdot T &\Rightarrow T_e(t) = T_n ; \omega(t) = \omega_n + \frac{t}{T_m} \cdot (T_n - T_L) \\ \omega_{n+1} = \omega_n + \frac{T}{T_m} \cdot (T_n - T_L) ; \theta_{n+1} &= \theta_n + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \omega(t) dt = \theta_n + \frac{\omega_{n+1} + \omega_n}{2} \\ \omega(z) = \frac{T/T_m}{z-1} \cdot (T_e(z) - T_L) ; \theta(z) &= \frac{z+1}{2 \cdot (z-1)} \cdot \omega(z) ; \\ \Rightarrow \theta(z) = \frac{z+1}{(z-1)^2} \cdot \frac{T}{2 \cdot T_m} \cdot (T_e(z) - T_L) ; W(z) &= \frac{z+1}{(z-1)^2} \cdot \frac{T}{2 \cdot T_m} \end{aligned} \quad (7.1)$$

Prenosne funkcije u odnosu na referentnu poziciju i opterećenje date su izrazima 7.2. i 7.3. :

$$\frac{\theta(z)}{\theta^*(z)} = \frac{K_p}{\frac{1}{W(z)} + K_p + K_d \cdot (1 - z^{-1})} = W_1(z) \quad (7.2.)$$

Slika 7.1.: *Struktura regulatora pozicije.*

$$\frac{\theta(z)}{T_L(z)} = \frac{-1}{\frac{1}{W(z)} + K_p + K_d \cdot (1 - z^{-1})} = W_2(z) \quad (7.3)$$

Od interesa je utvrditi odziv kada su referentna pozicija θ^* i moment opterećenja T_L Hevisajdove funkcije :

$$\theta^*(t) = \theta^* \cdot h(t) ; T_L(t) = T_L ; T_L ; \theta^*(z) = \frac{z}{z-1} \cdot \theta^* ; T_L(z) = \frac{z}{z-1} \cdot T_L$$

Nakon smirenja prelaznih procesa, uspostavlja se stacionarno stanje. Vrednost pozicije u stacionarnom stanju je:

$$\begin{aligned} \theta_{stac} &= \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \cdot \theta(z) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \cdot (W_1(z) \cdot \theta^*(z) + W_2(z) \cdot T_L(z)) = \\ &= \theta^* - \frac{T_L}{K_p} \end{aligned} \quad (7.4)$$

Na osnovu izraza za stacionarnu vrednost pozicije, može se zaključiti da u odsustvu momenta opterećenja nema greške stacionarnog stanja. Pojava momenta opterećenja prouzrokuje pozicionu grešku koja je obrnuto srazmerna koeficijentu proporcionalnog pojačanja. Recipročna vrednost K_p zapravo predstavlja krutost. Pri određivanju parametara regulatora, treba imati u vidu da veće vrednosti proporcionalnog pojačanja rezultuju većom krutošću, odnosno manjim odstupanjima pozicije usled momenta opterećenja. Karakteristični polinom sistema dat je jednakošću 7.5.:

$$f(z) = z^3 + (K'_p + K'_d - 2) \cdot z^2 + (1 + K'_p) \cdot z - K'_d$$

$$\left(K'_p = K_p \cdot \frac{T}{2 \cdot T_m} \quad ; \quad K'_d = K_d \cdot \frac{T}{2 \cdot T_m} \right) \quad (7.5)$$

Kao kriterijum za izbor parametara se usvaja zahtev za odzivom bez prebačaja uz maksimalnu moguću vrednost parametra K'_p . Polinom 7.5. je istog oblika kao i polinom 6.11. u poglavlju 6. Maksimalna vrednost K'_p koja daje realne korene polinoma i njoj odgovarajuća vrednost K'_d su date izrazom 7.6. (vrednosti su iste kao i u izrazu 6.13. u poglavlju 6.). Na osnovu ovih koeficijenata, periode odabiranja i mehaničke vremenske konstante pogona, određuju se koeficijenti proporcionalnog i integralnog dejstva regulatora (jednakosti 7.7.).

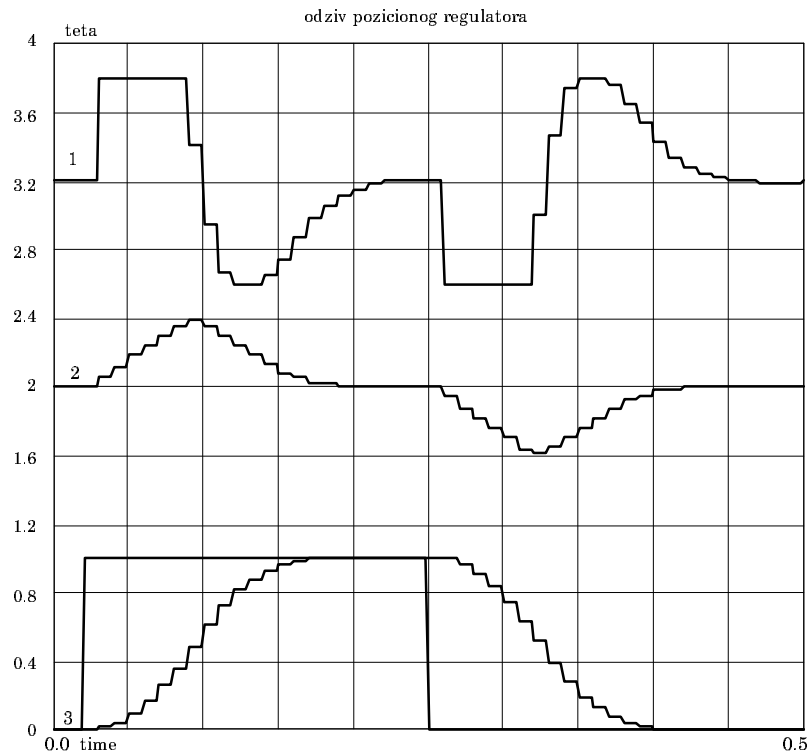
$$K'_p \approx 0.035 \quad ; \quad K'_d \approx 0.2025 \quad (7.6)$$

$$K_p = K'_p \cdot \frac{2 \cdot T_m}{T} \quad ; \quad K_d = K'_d \cdot \frac{2 \cdot T_m}{T} \quad (7.7)$$

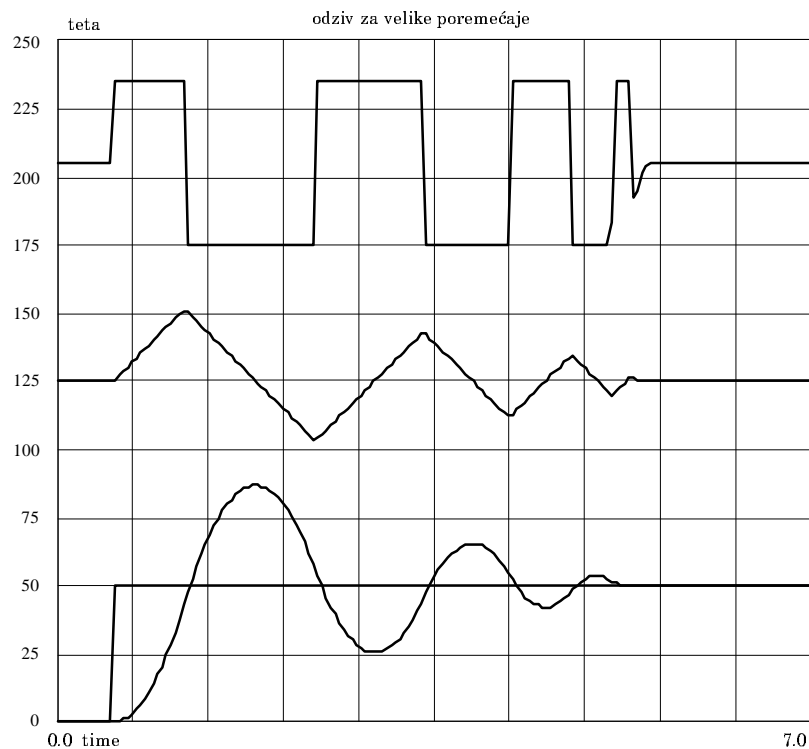
$$T_m = 1.11 \text{ s} \quad ; \quad T = 0.01 \text{ s} \quad \Rightarrow \quad K_p = 7.79 \quad ; \quad K_d = 45$$

Rad pozicionog regulatora sa ovako podešenim parametrima simuliran je na digitalnom računaru. Rezultati simulacije su prikazani na slikama 7.2. i 7.3.. Talasni oblici na slici 7.2. predstavljaju odziv sistema na male poremećaje. Gornji talasni oblik predstavlja moment, srednji trag brzinu a donja dva traga referentnu i aktuelnu poziciju. Simuliran je vremenski period od 500 ms, u okviru koga referentna pozicija ima skok od 1 p.u. (četvrtinu obrtaja). Na slici 7.3. prikazan je odziv na veliki poremećaj (poremećaj pri kome se aktivira limiter momenta i sistem prestaje da bude linearan). Odziv je oscilatoran i pored aperiodičnog karaktera polova spregnutog prenosa. Problem se ne može rešiti primenom inkrementalne forme zakona upravljanja, kao što je to bio slučaj sa regulatorom brzine. Regulator pozicije je, za razliku od brzinskog, proporcionalno–diferencijalni i ne sadrži memoriju u vidu integratora, pa do oscilacija pri velikim poremećajima ne dolazi zbog akumulacije greške u integratoru regulatora, već zbog ograničenog momenta kočenja i neblagovremenog zaustavljanja pri dostizanju komandovane pozicije. U odsustvu ograničenja momenta, odziv bi bio definisan polovima spregnutog prenosa pri svim vrednostima ulaznog poremećaja. Tada trajanje prelaznog procesa ne bi zavisilo od veličine poremećaja, dok bi amplitude brzine i momenta bile linearno srazmerne poremećaju. Kod realnog pogona, raspoloživi moment je ograničen strujnim kapacitetom pretvarača, i za eksperimentalni prototip jednak je dvostrukoj vrednosti nominalnog momenta. Jedna od posledica ograničenog

momenta je zavisnost vremena dostizanja komandovane pozicije od početne greške. Druga posledica je prebačaj i oscilatoran odziv prouzrokovan ograničenim momentom kočenja i neblagovremenim zaustavljanjem.



Slika 7.2.: Odziv za mali ulazni poremećaj.



Slika 7.3.: Odziv za veliki ulazni poremećaj.

Problem se može rešiti ograničenjem brzine u zavisnosti od pozicione greške. Ukoliko se brzina približavanja komandovanoj vrednosti pozicije blagovremeno smanji, moguće je eliminisati prebačaj i oscilacije. Potrebno je utvrditi zavisnost maksimalne dozvoljene brzine od pozicione greške i pronaći način da se ovo ograničenje primeni. Pri radu sa konstantnim (limitiranim) momentom, promene brzine i pozicije date su jednakostima 7.8. i 7.9.. Eliminacijom nezavisne promenljive t , dobija se zavisnost brzine i pozicije 7.10.. Ograničenje momenta obeleženo je sa T_{max} .

$$\omega(t) = \frac{T_{max}}{T_m} \cdot t \quad ; \quad (\text{usvojeno je } \omega(0) = 0) \tag{7.8}$$

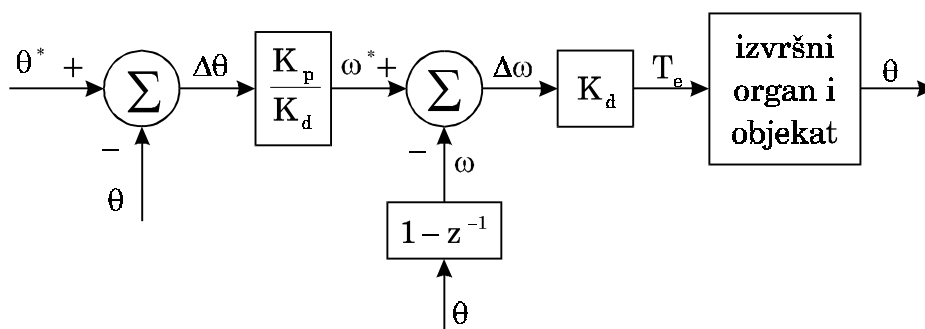
$$\theta(t) = \frac{T_{max}}{T_m} \cdot \frac{t^2}{2 \cdot T} \quad ; \quad (\text{usvojeno je } \theta(0) = 0) \tag{7.9}$$

$$\omega(\theta) = \sqrt{\frac{2 \cdot T}{T_m} \cdot T_{max} \cdot \theta} \tag{7.10}$$

$(T \text{ perioda odabiranja})$
 $(T_{max} \text{ maksimalni moment})$
 $T_m = J \cdot \omega_n / T_n$

Jednačine 7.8. i 7.9. opisuju brzinu i poziciju pri zaletanju sa konstantnim momentom T_{max} i početnim vrednostima ω i θ jednakim nuli. Isti izrazi, uz smenu $t' = t_{end} - t$, opisuju kočenje sa konstantnim momentom T_{max} i krajnjim vrednostima $\omega(t_{end}) = 0$ i $\theta(t_{end}) = 0$. Jednakost 7.10. daje maksimalnu vrednost brzine pri kojoj, uz ograničen kočioni moment, neće doći do prebačaja. Sada treba naći način za primenu ograničenja brzine (7.10.) u slučaju PD regulatora pozicije, prikazanog na slici 7.1..

Deo preuređenog blok dijagrama sa slike 7.1. dat je na slici 7.4.:

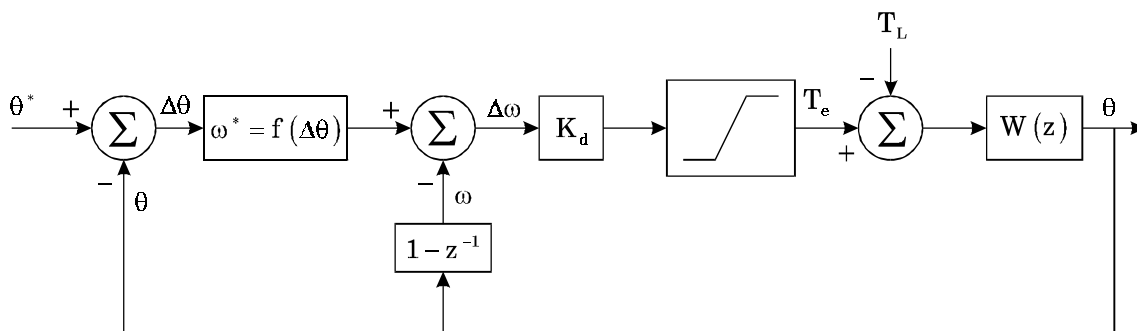


Slika 7.4.: Alternativno prikazivanje PD regulatora pozicije.

Prema slici 7.4., proporcionalno diferencijalni regulator možemo posmatrati kao regulator brzine sa proporcionalnim dejstvom po brzini K_d i referentnom vrednošću brzine $\omega^* = K_p / K_d \cdot \Delta\theta$. Ograničenje 7.10. može se primeniti na signal ω^* . Umesto bloka linearnog pojačanja K_p / K_d , treba uvesti nelinearni blok koji signal ω^* određuje na osnovu pozicione greške $\Delta\theta$ i jednakosti 7.10.. Na ovaj način se, zapravo, ne vrši ograničenje brzine ω već referentne vrednosti brzine ω^* ekvivalentnog proporcionalnog regulatora brzine. Imajući u vidu približnu procenu odstupanja $\Delta\omega \cong 1 / K_d$, ograničenje 7.10. se može modifikovati:

$$\omega_{\max}(\Delta\theta) = \sqrt{\frac{2 \cdot T}{T_m} \cdot T_{\max} \cdot \Delta\theta} \cdot \frac{K_d}{1 + K_d} \quad (7.11)$$

Zamenom pojačavača pozicione greške, pojačanja K_p / K_d , sa nelinearnim blokom čija je prenosna funkcija 7.11., poremetio bi se rad regulatora u oblasti malih poremećaja. Parcijalni izvod funkcije 7.11. u okolini nule ima vrednost koja teži beskonačnosti, što znači da bi pojačanje u okolini nulte pozicione greške bilo jako veliko. Može se očekivati da bi posledica bio nestabilan rad i oscilacije pozicione greške oko nule. Zato je pojačavač greške $\Delta\theta$ izveden tako da je funkcija $\omega^*(\Delta\theta)$, u okolini nule, prava linija sa nagibom K_p / K_d , da bi se postigao odziv za male poremećaje identičan odzivu sistema sa linearnim PD regulatorom (na slici 7.1.). Linearni deo karakteristike $\omega^*(\Delta\theta)$ prostire se u pozitivnom i negativnom pravcu do preseka sa krivom 7.11.. Za negativne vrednosti $\Delta\theta$, jednačina 7.11. povezuje $-\Delta\theta$. Konačni oblik regulatora pozicije dat je slikom 7.5. i izrazom 7.12.. Ukoliko se referentna pozicija menja u skokovima manjim od $\Delta\theta \cong 1$ p.u. (od četvrtine obrtaja), rad regulatora se odvija u linearnom delu karakteristike $\omega^* = f(\Delta\theta)$, pa nema nikakve razlike u odzivu ovog regulatora i linearnog PD regulatora na slici 7.1.. Razlike se uočavaju u odzivu na velike ulazne poremećaje. Odziv modifikovanog sistema na skok referentne pozicije od 250 p.u. ($\cong 162$ obrtaja) dat je na slici 7.6..



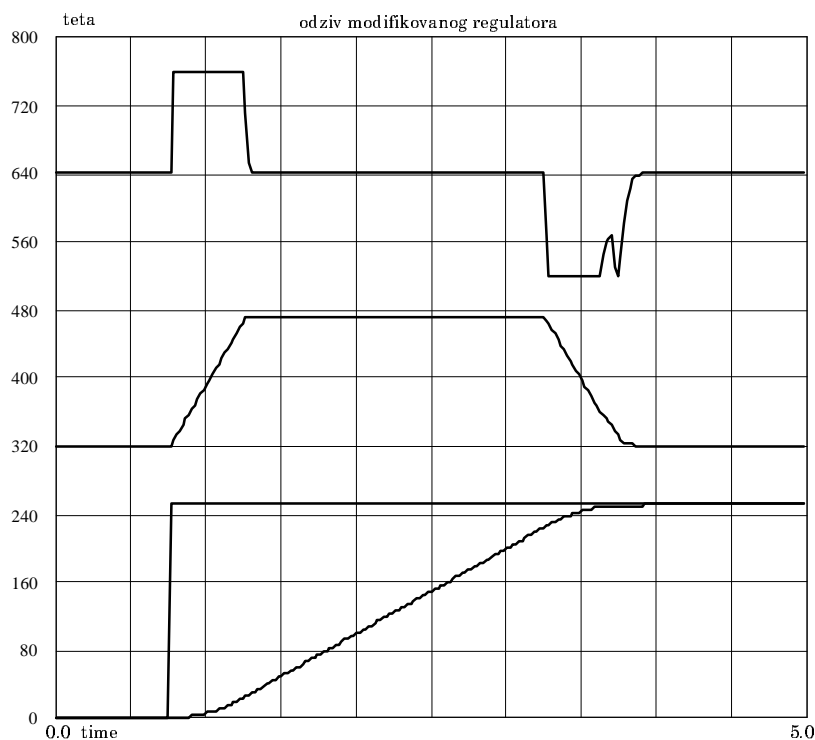
Slika 7.5.: Modifikovani PD pozicioni regulator prilagođen radu u uslovima ograničenog momenta.

$$f(\Delta\theta) = \begin{cases} K_p/K_d \cdot \Delta\theta = 0.1731 \cdot \Delta\theta & (|\Delta\theta| < 1.15) \\ 0.1856 \cdot \text{sgn}(\Delta\theta) \cdot \sqrt{|\Delta\theta|} & (|\Delta\theta| \geq 1.15) \end{cases} \quad (7.12)$$

$$\text{limiter brzine : } |f(\Delta\theta)|_{\max} = \omega_{\max} = 1 \text{ p.u.} \quad (7.13)$$

Gornji trag na slici 7.6. predstavlja pogonski moment, srednji brzinu a donja dva referentnu i aktuelnu poziciju. Pored bloka nelinearnog pojačanja (7.12.), uveden je i limit brzine (7.13.). Vidi se da su eliminisani prebačaj i oscilacije pozicije i brzine. Motor najpre ubrzava, koristeći se maksimalnim raspoloživim momentom. Nakon toga, dostiže maksimalnu dozvoljenu brzinu. Ova brzina se održava do prilaska komandovanoj poziciji. Motor zatim koči, koristeći maksimalni raspoloživi moment, i blagovremeno se, bez prebačaja, zaustavlja. Ovakav odziv garantuje maksimalnu brzinu dostizanja referentne pozicije u uslovima ograničenog momenta i brzine pogona. Verifikacija prikazanog zakona upravljanja izvršena je ispitivanjem na eksperimentalnom prototipu pogona. Rezultati su prikazani u okviru poglavlja 9..

Određivanje koeficijenata K_p i K_d , koji određuju odziv za male poremećaje, i funkcije $f(\Delta\theta)$, date izrazom 7.12., zahteva poznavanje mehaničke vremenske konstante pogona T_m . Ukoliko je T_m promenljivo, menja se i karakter odziva pozicione petlje.



Slika 7.6. : Odziv modifikovanog PD regulatora pozicije.

Ako moment opterećenja ne sadrži potencijalnu komponentu, procena vremenske konstante T_m se može izvršiti na osnovu prvih N odbiraka pozicije na početku prelaznog procesa, kada je brzina relativno mala i moment trenja zanemarljiv. Ako motor polazi iz stanja mirovanja i ako je skok referentne pozicije takav da prouzrokuje razvijanje maksimalnog momenta (kao na slici 7.6.), motor ubrzava sa konstantnim, maksimalnim raspoloživim momentom. Zbir prvih N odbiraka pozicije dat je izrazom 7.14.. Pretpostavljeno je da je $\theta(0)=0$.

$$\sum_{k=1}^{k=N} \theta_k = \frac{N \cdot (N+1) \cdot (2 \cdot N+1)}{6} \cdot \frac{T}{2 \cdot T_m} \cdot T_{\max} \quad (7.14)$$

Na osnovu merenja prvih N odbiraka pri radu u režimu ograničenja momenta i poznavanja T i T_{\max} , moguće je odrediti konstantu T_m . Broj N je, u praksi, varijabilan, i zavisi od toga koliko dugo traje rad u režimu ograničenog momenta. Ukoliko je došlo do promene T_m , vrednost izmerena na početku prelaznog procesa se može upotrebiti za korekciju K_p , K_d i $f(\Delta\theta)$ tako da se pri dostizanju komandovane pozicije omogući blagovremeno kočenje. Prilagođenje zakona upravljanja zahteva sumiranje odbiraka i izračunavanje T_m (jednačina 7.14.), obavljanje dva množenja, radi korekcije K_p i K_d (jednačina 7.7.) i izračunavanje korene funkcije radi prilagođenja $f(\Delta\theta)$ (jednačina 7.12.).

Uticaj promene momenta inercije pogona na kvalitet odziva može se videti iz eksperimentalnih rezultata u okviru poglavlja 9.

8. ALGORITAM ZA MINIMIZACIJU GUBITAKA

8.1. ODREĐIVANJE OPTIMALNE AMPLITUDE FLUKSA

Vektorski kontrolisani asinhroni motor se po regulacionim karakteristikama izjednačuje sa motorom jednosmerne struje. U uslovima korektno podešenih parametara modela rotorskog kola, koje je deo vektorskog kontrolera, moguće je nezavisno podešavanje momenta i fluksa motora. Elektromagnetni moment je definisan proizvodom aktivne komponente statorske struje i fluksa. Pri radu sa konstantnim fluksom, moment se može izraziti preko proizvoda aktivne (i_q) i magnetizacione (i_d) komponente vektora statorske struje. Može se uočiti da za svaku vrednost momenta opterećenja postoji nebrojeno mnogo parova (fluksaktivna komponenta struje ili struja i i struja i) koji daju isti elektromagnetni moment i obezbeđuju ravnotežu mehaničkog podsistema pogona. Ovi parovi su ekvivalentni sa stanovišta generacije momenta, ali ne i u pogledu gubitaka u invertoru i motoru. Gubici se mogu grubo podeliti na gubitke u gvožđu, koji su određeni amplitudom fluksa i učestanošću, i gubitke u bakru, koji zavise od efektivne vrednosti struje. Povećanjem amplitude fluksa se, pri konstantnom momentu opterećenja, može smanjiti aktivna komponenta struje, čime je redukovana i efektivna vrednost struje statora i gubici u bakru, ali se zato povećavaju gubici u gvožđu. Problem minimizacije gubitaka se sastoji u izboru para vrednosti $i_q - i_d$ koji, uz konstantan proizvod $i_q \cdot \psi_d$, daje najmanje ukupne gubitke. Problem se može formulisati i kao izbor optimalne amplitude fluksa za dati moment opterećenja i datu brzinu. Kriterijum optimalnosti zavisi od konkretne primene. Ako se žele minimizirati gubici energije, potrebno je minimizirati zbir gubitaka u motoru i pretvaraču (invertoru). Ukoliko je kritično zagrevanje motora, tada je celishodno amplitudu fluksa podesiti tako da su gubici u motoru minimalni. U određenim primenama, amplituda fluksa se može prilagođavati opterećenju radi minimiziranja buke.

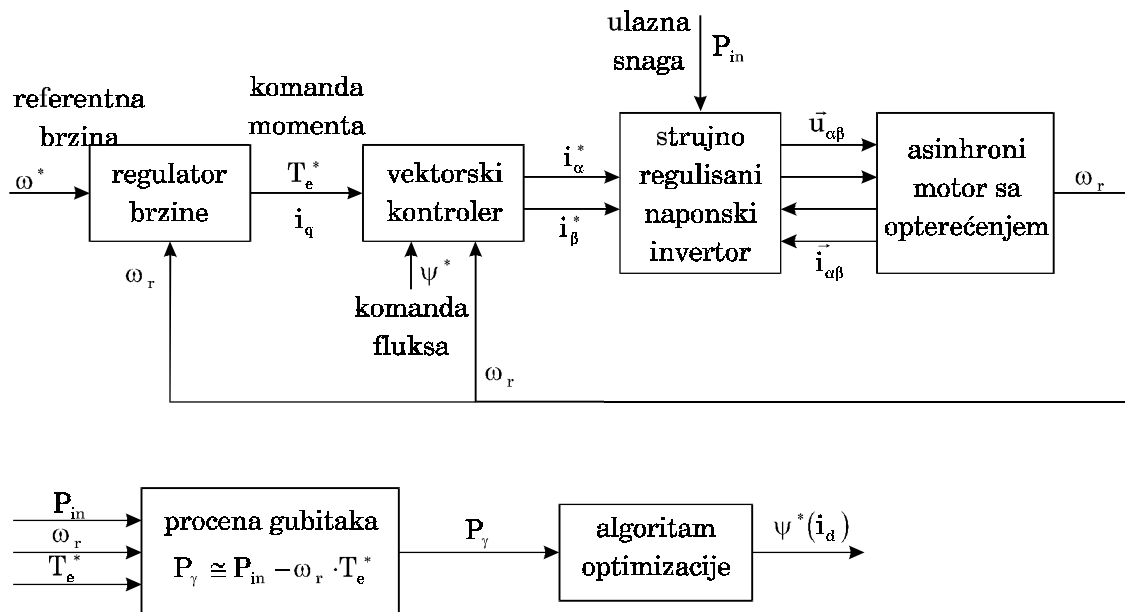
Jedan od prvih radova u kome se predlaže minimizacija gubitaka putem prilagođenja amplitude fluksa dao je Nola [105]. Rad se bavi mrežno napajanim asinhronim motorom. Učestanost mreže je konstantna, pa se promena amplitude fluksa, u cilju minimizacije gubitaka, može postići podešavanjem napona pomoću redno vezanih grupa antiparalelnih tiristora. Primena ovog rešenja ima ograničeni efekat, usled izobličenja struja i i napona, prouzrokovanih radom tiristorskih podešavača napona. Pored toga, rešenje je ograničeno na mrežno napajane motore.

Pojavom tehnike vektorskog upravljanja i invertora sa modulacijom širine impulsa, stvorena je mogućnost podešavanja amplitude fluksa u širokom opsegu brzina. Mutoh [107] analizira mogućnost smanjenja buke i pokazuje da se smanjenjem amplitude fluksa neopterećenog motora na 25% nivo buke smanjuje za 20 db. Mogućnošću smanjenja gubitaka vektorski kontrolisanog pogona bave se Kim [109], Kirschen [110], [115], Peak [111] i Khater [114]. Analize gubitaka u motoru i invertoru, date u ovim radovima, pokazuju da je optimalna amplituda fluksa složena funkcija brzine, opterećenja, parametara i temperature motora, pa nije moguće uspostaviti jednoznačnu vezu između opterećenja i optimalne vrednosti fluksa.

Rešenje koje je predmet diskusije u ovom poglavlju omogućuje minimizaciju gubitaka pogona na osnovu merenja ulazne snage. Sličan pristup ima Kirschen [115]. Amplituda fluksa se menja u konačnim koracima, zadavanjem različitih vrednosti struje i_d . Kirschen uočava da promene ulazne snage, pri konstantnom momentu opterećenja i konstantnoj brzini, predstavljaju merilo za promene gubitaka 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. Na ovaj način se postiže optimalno podešavanje fluksa na način koji ne zahteva poznavanje parametara motora, niti poznavanje temperaturne zavisnosti raspodele gubitaka. Nedostatak Kirschenovog rešenja je pretpostavka o konstantnoj brzini i momentu opterećenja. U slučaju kada se brzina menja, ili moment 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 algoritma optimizacije i brzinske petlje, što može usporiti ili onemogućiti konvergenciju ka optimalnom fluksu.

Digitalni mikrokontroler, koji vrši funkcije vektorskog upravljanja, raspolaže podatkom o brzini i komandovanoj vrednosti elektromagnetnog momenta. Ako algoritam upravljanja raspolaže tačnom vrednošću rotorskog otpora, elektromagnetni moment 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 raspredanje optimizacionog algoritma i brzinske petlje. Rešenje je ilustrovano slikom 8.1..

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 . Uspostavljanje fluksa je određeno vremenskom



Slika 8.1.: Mehanizam prilagođenja fluksa momentu opterećenja

konstantom rotorskog kola, dok brzina uspostavljanja struje i_q zavisi od vremenskih konstanti regulatora brzine. Perioda odabiranja ulazne snage mora biti 3-5 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.

Ukupni gubici energije se mogu približno podeliti na gubitke zavisne od efektivne vrednosti struje i gubitke zavisne od amplitude fluksa i učestanosti:

$$P_\gamma \cong R_{eq} \cdot I^2 + G_{eq} \cdot \omega^2 \cdot \psi^2 ; R_{eq} > 0 ; G_{eq} > 0 \quad (8.1)$$

U uslovima konstantnog momenta i uz pretpostavku da je doprinos magnetizacione komponente struje efektivnoj vrednosti minoran:

$$T_e \cong \psi \cdot I \Rightarrow I \cong \frac{T_e}{\psi} ; \quad (8.2)$$

$$P_\psi \cong R_{eq} \cdot \frac{T_e^2}{\psi^2} + G_{eq} \cdot \omega^2 \cdot \psi^2 \cong \frac{A}{\psi^2} + B \cdot \psi^2 ; B > 0$$

$$\frac{\partial^2 P_\gamma}{\partial \psi^2} = 2 \cdot B + 6 \cdot \frac{A}{\psi^2} > 0 \quad (8.3)$$

Jednakost 8.3. pokazuje da je zavisnost gubitaka od amplitude fluksa konkavna funkcija. Funkcija $P_\gamma(\psi)$ ima jedinstven minimum, pa je određivanje optimalne

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

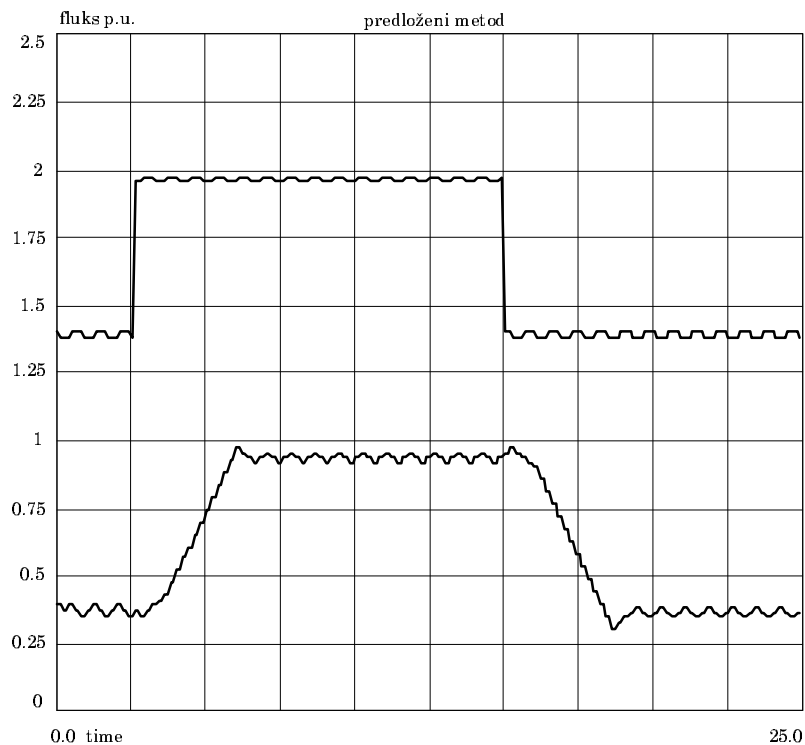
Amplituda fluksa se kontroliše kroz sukcesivno inkrementiranje ili dekrementiranje komande fluksa i_d na osnovu gubitaka, procenjenih u svakom koraku. Korak od 500 ms je, u slučaju eksperimentalnog pogona, dovoljan da se stabilišu prelazni procesi, prouzrokovani prethodnom promenom struje i_d . Početni smer pretraživanja je proizvoljan, a na dalje se određuje prema izrazima 8.4.:

$$\begin{aligned} P_\gamma(n+1) < P_\gamma(n) &\Rightarrow \text{smer}(n+1) = \text{smer}(n) \\ P_\gamma(n+1) > P_\gamma(n) &\Rightarrow \text{smer}(n+1) = \overline{\text{smer}(n)} \end{aligned} \quad (8.4)$$

Veličina promene struje i_d se određuje prema izrazima 8.5.:

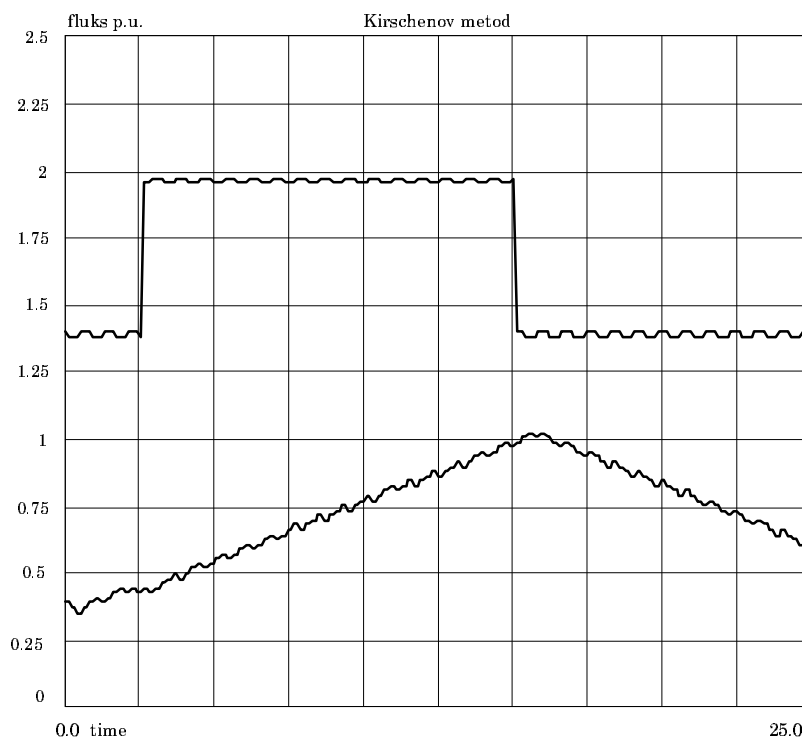
$$\left. \begin{aligned} &\text{smer}(n+1) = \text{smer}(n) \\ &\quad + \\ &\text{smer}(n) = \text{smer}(n-1) \\ &\quad + \\ &\dots\dots\dots \\ &\quad + \\ &\text{smer}(n-k) = \text{smer}(n-k-1) \end{aligned} \right\} \text{korak} = 0.05 \cdot i_{d \text{ nom}} \quad (8.5)$$

$$\text{smer}(n+1) = \text{smer}(n) \Rightarrow \text{korak} = 0.02 \cdot i_{d \text{ nom}}$$



Slika 8.2.: Predloženi metod prilagođenja amplitude fluksa.

Konstantan smer promene struje i_d ukazuje na sukcesivno smanjenje gubitaka, pa je tada, radi povećanja brzine konvergencije potrebno povećati korak. Promenljivi smer ukazuje na blizinu optimuma, i tada je potrebno smanjiti korak u cilju preciznijeg podešavanja i smanjenja amplitude oscilacija struje i_d oko optimalne vrednosti. Verifikacija prikazanog algoritma izvršena je digitalnim simulacijama (slike 8.2. i 8.3.) i eksperimentom, čiji su rezultati dati u poglavlju 9. Slika 8.2. prikazuje proces prilagođavanja amplitude fluksa promenama opterećenja. Opterećenje sadrži pulsacije amplitude 5%, dok mu se srednja vrednost menja sa 20% na 100%. Struja i_d (donji trag) raste od $\approx 30\%$ nominalne vrednosti, pri opterećenju od 20 % ; do 100 % nominalne vrednosti, pri nominalnom opterećenju. Nakon četiri sukcesivna koraka istog znaka, struja i_d se, na dalje, menja u iznosu od 0.05 p.u.. Pri prvoj promeni smeru, korak se resetuje na 0.02 p.u.. Na slici 8.3. dati su rezultati simulacije procesa optimizacije fluksa po postupku koji predlaže Kirschen [115]. Može se uočiti negativan uticaj pulsacija opterećenja na brzinu konvergencije.



Slika 8.3.: *Kirschenov metod prilagođenja amplitude fluksa.*

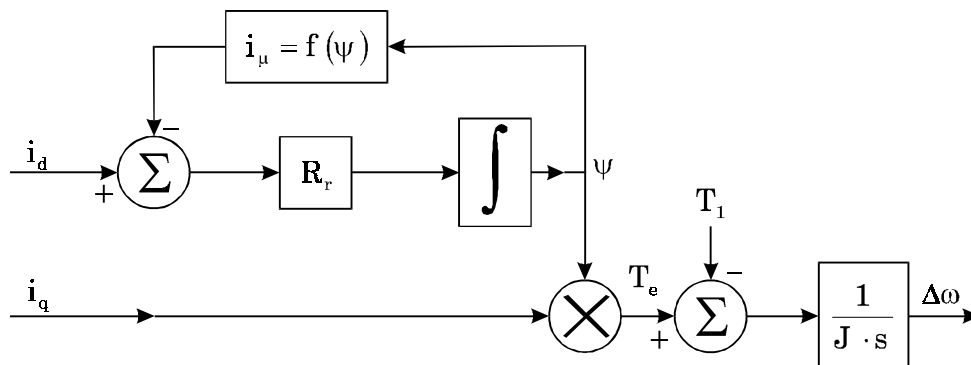
8.2. OPTIMALNA RASPODELA RASPOLOŽIVOG STRUJNOG KAPACITETA PRETVARAČA NA MAGNETIZACIONU I AKTIVNU KOMPONENTU

Dinamika promene amplitude fluksa je određena vremenskom konstantom rotorskog kola. Uspostavljanje fluksa malih mašina zahteva nekoliko desetina milisekundi, dok se vreme uspostavljanja fluksa najvećih meri sekundama. Ukoliko je, nakon dužeg rada u praznom hodu, fluks redukovan radi smanjenja gubitaka, iznenadni porast momenta opterećenja neće moći da se kompenzuje generacijom adekvatnog elektromagnetnog momenta. Moment je određen proizvodom fluksa i aktivne komponente struje. Realan pretvarač ima ograničen strujni kapacitet, pa je aktivna komponenta struje uvek ograničena. Ukoliko skok opterećenja zatiče motor sa malom amplitudom fluksa, pojaviće se propad brzine, jer brzinski regulator na raspolaganju tada ima nedovoljno veliki elektromagnetni moment. Da bi ovaj propad bio što manji, potrebno je upotrebiti maksimalnu raspoloživu aktivnu komponentu struje i_q . Javlja se i zahtev da se poveća amplituda fluksa u što kraćem vremenu, putem povećanja magnetizacione komponente struje i_d . Ova dva zahteva su oprečna, jer su aktivna i magnetizaciona struja povezane ograničenjem $i_d^2 + i_q^2 = i_{\max}^2$. Predmet rasprave ovog poglavlja je utvrđivanje optimalne dinamičke raspodele struje na magnetizacionu i aktivnu komponentu, koja omogućava da se u uslovima ograničenog strujnog kapaciteta pretvarača minimizira propad brzine pri skokovitim povećanjima opterećenja motora sa oslabljenim poljem. U literaturi postoje [117], [119] parcijalna rešenja navedenog problema. Ova rešenja ne uvažavaju promenu fluksa usled zasićenja magnetnog kola, ili smatraju da je karakteristika magnećenja linearna u oblasti ispod nominalnog fluksa, dok dalja povećanja struje magnećenja nemaju uticaja na fluks. Razmatranja o uticaju zasićenja magnetnog kola na parametre motora, data u okviru poglavlja 2., pokazuju da se kod standardnih asinhronih motora, nagib karakteristike magnećenja u oblasti od 50 % do 100 % nominalnog fluksa menja $\cong 4$ puta. Rešenje predloženo u ovom poglavlju, omogućuje da se pri određivanju optimalne raspodele struje uvažava nelinearnost karakteristike magnećenja.

Regulacione karakteristike vektorski kontrolisanog pogona su ilustrovane slikom 8.4..

Amplituda vektora struje je ograničena strujnim kapacitetom pretvarača. U daljoj analizi, ovaj limit će biti označen sa I_m . Pri skokovitim povećanjima opterećenja u uslovima male amplitude fluksa, potrebno je maksimalno iskoristiti strujni kapacitet pretvarača, pa se može smatrati da je:

$$i_d^2 + i_q^2 = I_m ; i_d = I_m \cdot \cos(\theta) ; i_q = I_m \cdot \sin(\theta) \quad (8.6)$$



Slika 8.4: Blok dijagram regulacione karakteristike vektorski kontrolisanog pogona.

Problem optimalne raspodele struje se svodi na određivanje promene ugla θ u toku prelaznog procesa. Kriterijum za optimizaciju je postizanje što manjeg propada brzine $\Delta\omega$:

$$\Delta\omega = \frac{1}{J} \cdot \int_0^{t_x} (T_1 - T_e) dt ; T_e(t_x) = T_1 \quad (8.7)$$

U trenutku t_x elektromagnetni moment T_e dostiže vrednost momenta opterećenja T_1 . Brzina opada do trenutka t_x , a zatim počinje da raste ka polaznoj vrednosti. Izraz 8.7. se može izraziti preko sume, što više odgovara realnosti, jer će i primena optimalne strategije upravljanja biti vremenski diskretna. Neka je perioda odabiranja T :

$$J \cdot \Delta\omega = \sum_{k=0}^{k=N} (T_1 - T_{ek}) \cdot T ; N \cdot T = t_x ; \quad (8.8)$$

$$J \cdot \Delta\omega = \sum_{k=0}^{k=N} (T_1 - \psi_k \cdot I_m \sin(\theta_k)) \cdot T ;$$

Problem određivanja optimalnog seta vrednosti θ_k [$k = 0 \dots N$] se ogleda u tome što interval t_x nije unapred poznat. Pored toga, u sumi 8.8. figuriše fluks ψ_k , koji na nelinearan način zavisi od prethodnih vrednosti struje $i_d = I_m \cdot \cos(\theta)$. Problem se rešava tako što se sumiranje 8.8. obavlja po fluksu umesto po vremenu, kao nezavisnoj promenljivoj. U procesu uspostavljanja fluksa, ψ je monotono rastuća funkcija. U toku porasta fluksa od početne ka krajnjoj vrednosti, može se uočiti N

ekvidistantnih tačaka, udaljenih za $\Delta\psi$. Ove tačke ne moraju biti vremenski ekvidistantne. Prelazak sa sume 8.8. na sumiranje po ekvidistantnim tačkama intervala $\psi(0) - \psi(t_x)$ dat je sledećim, izrazima:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi}{dt} &= R_r \cdot (i_d - i_\mu(\psi)) \Rightarrow dt = \frac{d\psi}{R_r \cdot (i_d - i_\mu)} \\ \Delta\omega &= \frac{1}{J} \cdot \int_0^{t_x} (T_1 - T_e(t)) dt = \frac{1}{J} \cdot \int_{\psi(0)}^{\psi(t_x)} (T_1 - T_e(\psi)) \cdot \frac{d\psi}{R_r \cdot (i_d - i_\mu)} = \\ &= \frac{1}{J} \cdot \int_{\psi(0)}^{\psi(t_x)} (T_1 - \psi \cdot I_m \sin(\theta)) \cdot \frac{d\psi}{R_r \cdot (I_m \cdot \cos(\theta) - i_\mu(\psi))} \end{aligned} \quad (8.9)$$

Integral 8.9. se može predstaviti sumom 8.10.. Kada $\Delta\psi$ teži nuli, nema razlike između izraza 8.9. i 8.10..

$$\begin{aligned} \Delta\psi &= \psi_{j+1} - \psi_j ; \psi_j = \psi(0) + \frac{j}{N} \cdot (\psi(t_x) - \psi(0)) \\ \Delta\omega &\cong \frac{1}{R_r \cdot J} \cdot \sum_{j=0}^{j=N} \frac{T_1 - \psi_j \cdot I_m \sin(\theta_j)}{I_m \cos(\theta_j) - i_\mu(\psi_j)} \cdot \Delta\psi \end{aligned} \quad (8.10)$$

Problem optimizacije raspodele struje je sada znatno pojednostavljen. Korak $\Delta\psi$ je konstantan, pa svaki element sume zavisi samo od promenljivih sa indeksom 'j'. Minimiziranje zbira se tako svodi na minimiziranje svakog sabirka pojedinačno. Optimalni ugao θ_j je jednoznačno određen amplitudom fluksa ψ_j i zavisnošću struje magnećenja od fluksa ($i_\mu = f(\psi)$). Problem optimalnog upravljanja raspodelom struje se svodi na određivanje funkcije $\theta_j(\psi_j)$. Ugao θ_j se određuje tako da se minimizira izraz:

$$\begin{aligned} \frac{T_1 - \psi_j \cdot I_m \sin(\theta_j)}{I_m \cos(\theta_j) - i_\mu(\psi_j)} &= \min \\ \frac{\partial}{\partial \theta_j} \left[\frac{T_1 - \psi_j \cdot I_m \sin(\theta_j)}{I_m \cos(\theta_j) - i_\mu(\psi_j)} \right] &= 0 \Rightarrow \theta_j \end{aligned} \quad (8.11)$$

Optimalne vrednosti ugla θ , izračunate prema izrazu 8.11., date su u tabeli 8.1.. Podaci se odnose na asinhroni motor čiji su parametri dati u opisu eksperimenta. Posmatra se slučaj kratkotrajnog opterećenja dvostrukim nominalnim momentom.

Prva kolona je izračunata uz pretpostavku da je karakteristika magnećenja linearna ($\psi = M \cdot i_{\mu}$). U drugoj koloni su dati podaci izračunati na osnovu merene karakteristike magnećenja motora koji je korišćen u eksperimentima (poglavlje 9.). Razlike ukazuju da je, pri određivanju optimalne raspodele struje, neophodno uvažavati efekat zasićenja magnetnog kola.

Na slikama 8.5., 8.6. i 8.7. su dati rezultati digitalne simulacije odziva na skokovito povećanje opterećenja pri maloj inicijalnoj vrednosti fluksa. Na svakoj od slika donji trag predstavlja fluks, trag iznad njega brzinu, treći trag elektromagnetni moment i četvrti moment opterećenja. Inicijalna vrednost fluksa je 10% od nominalne vrednosti.

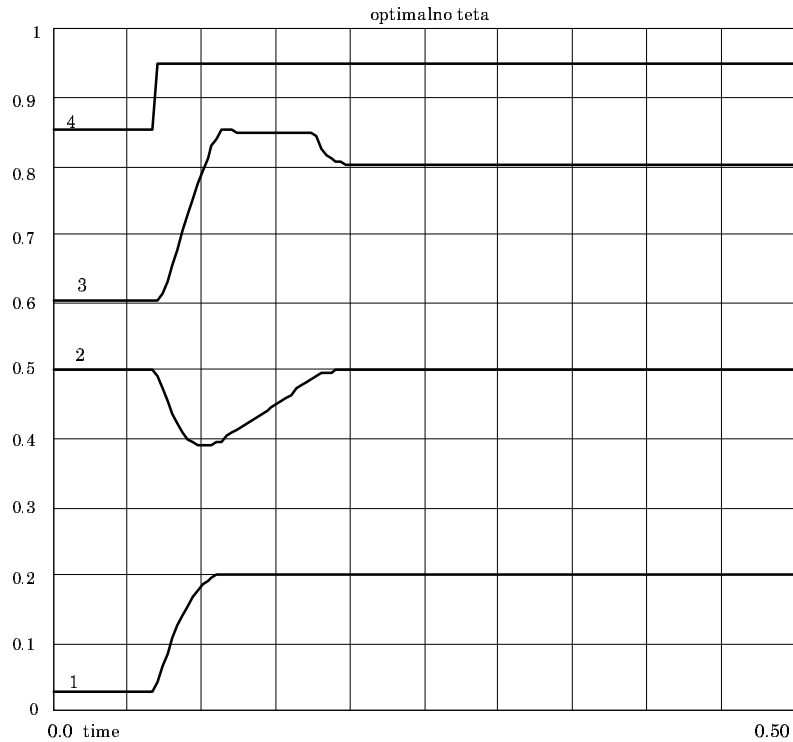
Opterećenje se menja sa 20 % na 200 % , što prouzrokuje propad brzine usled konačnog vremena uspostavljanja fluksa.

relativna amplituda fluksa	optimalno θ uz zanemarenje zasićenja	optimalno θ uz uvažavanje zasićenja
0	0°	0°
0.05	2.96°	3.022°
0.1	5.86°	6.034°
0.2	11.4°	12.02°
0.3	16.7°	18.08°
0.4	21.8°	24.22°
0.5	26.84°	30.56°
0.6	31.98°	37.22°
0.7	37.24°	44.44°
0.8	43.2°	52.45°
0.9	50.76°	62.66°
0.93	53.78°	66.76°
0.95	56.22°	70.38°
0.96	57.66°	73.08°
0.97	59.3°	77.42°
0.98	61.28°	76.18°
0.99	63.96°	74.36°
1	70.822°	70.822°

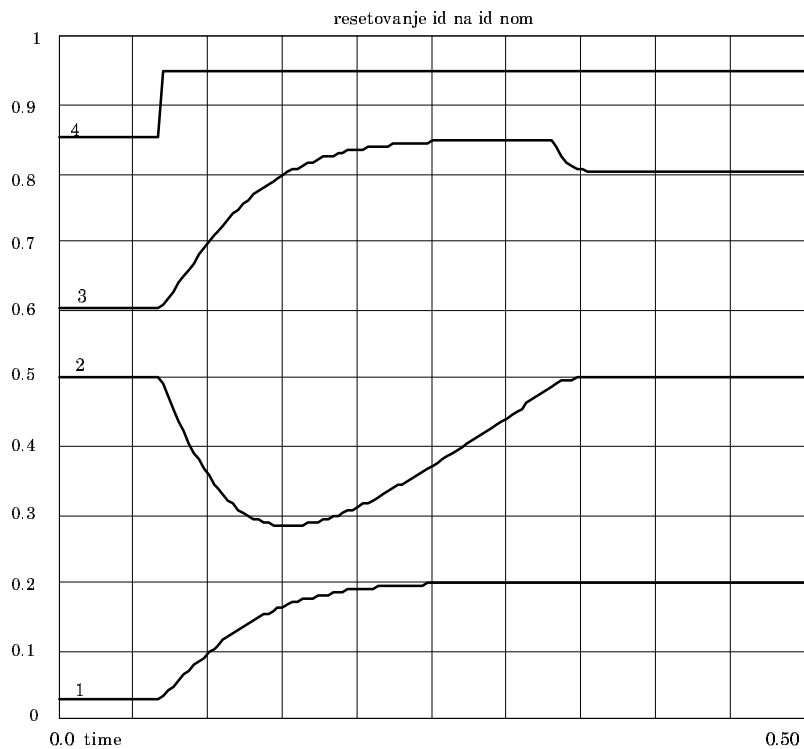
Tabela 8.1.: *Optimalne vrednosti ugla θ .*

Pretpostavljeno je da se motor napaja iz pretvarača koji može dati dvostruko veću struju od nominalne. Slika 8.5. daje odziv za slučaj optimalne raspodele struje. Slika 8.6. prikazuje odziv u slučaju kada se struja i_d , pri porastu opterećenja,

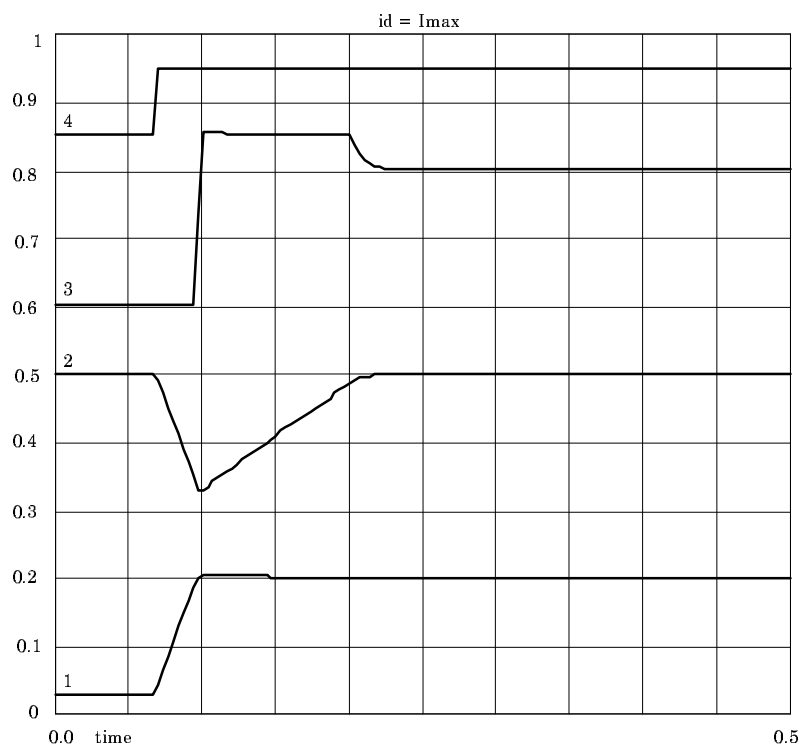
resetuje na nominalnu vrednost. Na slici 8.7. je simuliran odziv za slučaj kada se sav raspoloživi strujni kapacitet pretvarača posvećuje uspostavljanju fluksa, a moment razvija tek pri dostizanju nominalnog nivoa fluksa. Iz rezultata se vidi da se najmanji propad brzine događa u slučaju kada se primenjuje optimalna strategija (slika 8.5.)



Slika 8.5. : Odziv na skok opterećenja pri optimalnom upravljanju.



Slika 8.6.: Odziv na skok opterećenja pri $i_d = I_{d \text{ nom}}$.



Slika 8.7.: Odziv na skok opterećenja pri $i_d = I_{max}$

9. OPIS I REZULTATI EKSPERIMENTATA

Eksperimenti su vršeni na grupi trofazni četvoropolni asinhroni motor monofazni sinhroni generator, sa asinhronim motorom kao pogonskim i sinhronim generatorom kao kočnicom. Nominalna snaga asinhronog motora je 1 kW. Nominalni fazni napon i struja su 220V i 2.8A. Nominalna snaga se razvija pri brzini od 1407 o/min. Ispitivanje asinhronog motora je vršeno merenjem veličina pri nominalnom opterećenju, praznom hodu i kratkom spoju. Nominalna struja magnećenja iznosi 1.85 A. Izmerena karakteristika magnećenja se može približno predstaviti izrazom 2.23. (poglavlje 2.) uz parametre $\beta=0.695$ i $s=8.85$, uz odstupanja manja od 2%. Nominalna induktivnost magnećenja je $M=345\text{mH}$. Otpornost statorskog namotaja je 7.6Ω . Izračunata otpornost rotora iznosi 5.9Ω . Ekvivalentna induktivnost rasipanja motora je $L_\gamma=32\text{mH}$. Kao opterećenje se koristi sinhroni monofazni generator sa dva para polova. Nominalna snaga generatora je 1kW, nominalna brzina 1800 o/min. Nominalni napon statora je 115V. Struja pobudnog namotaja je 1A. Otpornost statorskog namotaja generatora je 0.6Ω dok rasipna induktivnost iznosi 3.6mH . Nezasićena vrednost sinhronne reaktanse je 0.56p.u. . Ispitivanjem gubitaka sinhronne mašine je stvorena mogućnost da se snaga na vratilu asinhronog motora proceni na osnovu opterećenja statorskog kola generatora. Mehanička vremenska konstanta grupe motor generator je $\cong 11.11\text{s}$. Motor se napaja iz strujno regulisanog naponskog invertora. Invertor je izveden sa bipolarnim tranzistorima snage kao prekidačima, povezanim u trofazni prekidački most. Kontrola stanja prekidača se vrši pomoću pojačavača impulsa, pri čemu je prenos upravljačkih signala, koje generišu upravljački sklopovi, rešen primenom opto-izolatora. Jednosmerni napon međukola se dobija ispravljanjem mrežnog napona pomoću diodnog ispravljača. U svrhu disipacije energije, koja pritiče u međukolo prilikom kočenja pogona, predviđen je otpornik, koji se po potrebi priključuje na sabirnice. Prekidački algoritam za upravljanje invertorom je opisan u poglavlju 3.. Predviđena je mogućnost podešavanja histerezisa komparatora pomoćnih promenljivih K_1 , K_2 i K_3 , kako bi se mogla podešavati srednja učestanost komutacija. Detekcija i_α i i_β komponente strujnog vektora vrši se Hall ovim detektorima RMY-10, proizvodnje Simens. Detekcija brzine i pozicije se vrši impulsnim davačem sa 1250 impulsa po obrtaju. Svi upravljački algoritmi, osim prekidačkog algoritma za upravljanje invertorom, implementirani su pomoću digitalnog upravljačkog sklopa kome je osnova personalni računar PC-XT. Programi za upravljanje pogonom su uglavnom napisani na programskom jeziku 'C'. Nekoliko jednostavnih, ali vremenski kritičnih blokova je napisano u assembleru. Kontrolisane promenljive su

predstavljene sa 32-bitnom tačnošću. Transformacije koordinata se obavljaju pomoću unapred izračunatih tabela, radi uštede u vremenu. Učestanost prekida, koji iniciraju merenja, izračunavanje orijentacije vektora struje, transformaciju koordinata i zadavanje strujnih referenci je 1 kHz, dok se prekidi koji iniciraju ostala izračunavanja (upravljačke funkcije regulatora brzine i pozicije, algoritam za prilagođenje parametara itd.) pojavljuju sa učestanošću od 100 Hz.

Da bi se omogućilo upravljanje pogonom pomoću PC računara, izgrađeni su dodatni elektronski sklopovi. U računar je ugrađen sklop za prilagođenje, izvršena je optička izolacija računara i invertora, konstruisani brojački sklopovi za merenje širine i broja impulsa davača i izvršeni neophodni zahvati koji omogućuju vezu računara sa A/D i D/A konvertorima. Analogno-digitalna konverzija traje 25 μ s i obavlja se sa 10-bitnom tačnošću (konvertorom AD 571). Rezolucija digitalno analognih konvertora je 8-bitna (D/A konvertori DAC 1408). Pored D/A konvertora neophodnih za upravljanje pogonom, ugrađen je i par D/A konvertora namenjenih posmatranju prelaznih procesa na ekranu osciloskopa.

Upravljačke funkcije zauzimaju približno 70% raspoloživog vremena računara. Deo preostalog vremena se koristi za izvršavanje programa nižeg nivoa prioriteta. Ovi programi omogućuju zadavanje referentnih vrednosti kontrolisanih veličina, promenu parametara upravljačkog algoritma i očitavanje promenljivih na terminalu računara.

Eksperimentalni rezultati, prikazani u okviru ovog poglavlja, izloženi su u vidu osciloskopskih snimaka talasnih oblika snimljenih u toku prelaznih procesa i stacionarnog rada pogona. Pored veličina merenih na pretvaraču i motoru, na osciloskopu su posmatrane i promenljive koje u obliku digitalnih reči figurišu unutar računara. Program računara je napisan tako da se promenljive, koje se žele posmatrati, usmeravaju na D/A konvertore ugrađene upravo za ovu namenu.

Taladni oblici su snimani pomoću digitalnog osciloskopa PM 3305, proizvodnje 'Philips'. Osciloskop ima 8 bitnu rezoluciju i memoriju od 4096 tačaka. Snimci su prenešeni iz osciloskopa u računar HP-71 B, a zatim nacrtani na ploteru.

Snimak statorskih struja u stacionarnom stanju je dat na slikama 9.1. i 9.2.. Na slici 9.1. je prikazana promena struja u vremenu, dok slika 9.2. prikazuje kretanje vektora statorske struje u α - β koordinatnom sistemu. Učestanost komutacija invertora je 7.5 kHz, amplituda struje 2.0 A i ugaona brzina obrtnog polja 70 rad/s. Komparatori pomoćnih promenljivih (K1, K2 i K3 u poglavlju 3.) su polarizovani naponom negativnog znaka, po apsolutnoj vrednosti jednakim histerezisu. Slike 9.3. i 9.4. predstavljaju iste veličine, uz razliku što komparatori

rade bez polarizacije. Da bi se održala ista komutaciona učestanost, neophodno je bilo povećati histerezis, što se odrazilo na veličinu strujne greške.

Na slikama 9.5., 9.6. i 9.7. su prikazani talasni oblici brzine i struje i_q pri promeni brzine sa -300 o/min na 300 o/min, sa -600 o/min na 600 o/min i sa -1000 o/min na 1000 o/min. Sinhroni generator je pobuđen, ali mu je statorski namotaj otvoren. Fluks je podešen na nominalnu vrednost. Ograničenje struje postavljeno je tako da se može razviti dvostruka vrednost nominalnog momenta. Struja i_q je označena u (Nm), jer predstavlja komandu momenta. Na slici 9.8. je data promena statorske struje pri reverziji brzine sa -600 o/min na 600 o/min. Isti snimak je dat na slici 9.9., ovog puta u α - β koordinatnom sistemu.

Odziv brzinske petlje na skokovite promene opterećenja generatora je dat slikom 9.10.. Referentna vrednost brzine je 750 o/min. Otpor za opterećenje generatora je podešen tako da je motor opterećen nominalnim momentom. Uključenjem i isključenjem otpora se prouzrokuju pulsacije momenta opterećenja. Promene brzine iznose $\cong 20$ o/min. Akcijom regulatora brzine, komandovana vrednost brzine se uspostavlja za $\cong 100$ ms.

Slike 9.11. – 9.18. prikazuju osciloskopske snimke odziva pozicione petlje, za različita rešenja regulatora pozicije i različite promene referentne vrednosti pozicije. Slikama 9.11., 9.12., 9.13., 9.16. i 9.17. je ilustrovan rad pozicionog regulatora predloženog u poglavlju 7.. Pri eksperimentima sa regulatorom pozicije, namotaji generatora su bili otvoreni. Slika 9.11. prikazuje odziv na skokovitu promenu komandovane pozicije za 0.033 obrtaja. Prelazni proces se smiruje za $\cong 100$ ms (za 10 perioda odabiranja). Pri promeni referentne pozicije za 0.05 obrtaja (slika 9.12.) i 0.1 obrtaj (slika 9.13.), moment, koji pozicioni regulator zahteva, prevazilazi postavljeno ograničenje, pa se vreme dostizanja komandovane pozicije produžava na $\cong 150 - 200$ ms.

Slike 9.14. i 9.15. prikazuju odziv pozicione petlje u uslovima velikih ulaznih poremećaja. Primenjen je linearni regulator pozicije, čiji su polovi podešeni tako da je odziv za male poremećaje aperiodičan. Ograničenje momenta prouzrokuje prebačaj i oscilatorno smirenje prelazne pojave, iz razloga objašnjenih u poglavlju 7.. Rezultati eksperimenata sa pozicionim regulatorom, predloženim u istom poglavlju, dati su na slikama 9.16. i 9.17.. Osciloskopski snimci pokazuju da se, bez obzira na ograničenje momenta i veličinu poremećaja, postiže odziv bez prebačaja. Na osciloskopskom snimku 9.17. se može uočiti da se skok referentne pozicije od 80 obrtaja dostiže maksimalno brzo za dato ograničenje momenta i datu maksimalno dozvoljenu brzinu.

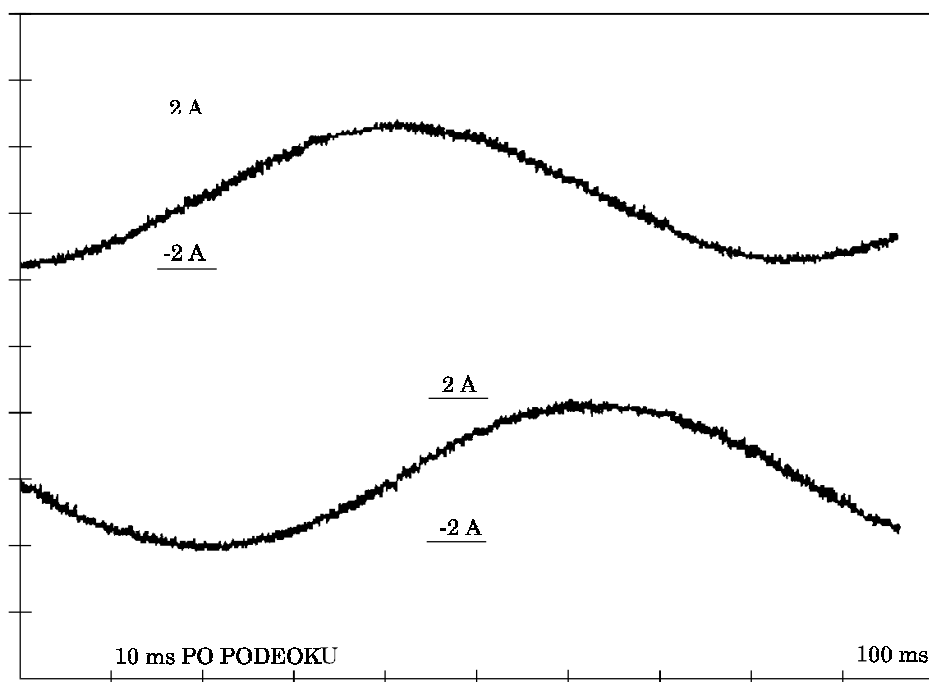
Zahtev za maksimalnom brzinom dostizanja komandovane pozicije čini neohodnim poznavanje momenta inercije pogona. Osciloskopski snimak na slici

9.18. prikazuje odziv pozicione petlje sa nekorektno podešenim regulatorom. Greška u proceni momenta inercije od 25% prouzrokuje prebačaj u odzivu od $\cong 7\%$.

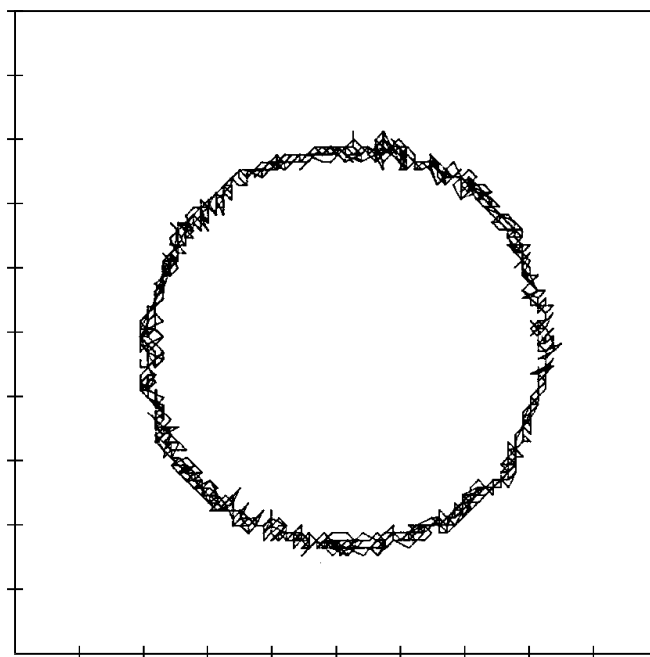
Osciloskopski snimci 9.19. 9.25. predstavljaju rezultate eksperimenata sa estimatorom rotorskog fluksa i mehanizmom za prilagođenje parametara modela rotorskog kola, prema algoritmu iz poglavlja 5.. Ispitivana je tačnost i brzine konvergencije parametra R_r^* (u modela rotorskog kola) prema vrednosti R_r (otpornosti rotorskog namotaja motora). Ispitivanje je obavljeno pri različitim pogonskim uslovima. Nije bilo moguće menjati otpor rotorskog namotaja, pa je poremećaj prouzrokovan tako što je skokovito promenjen parametar R_r^* . Ispitivanja su vršena uglavnom pri malim brzinama i opterećenjima, jer je u ostalim režimima rada estimacija fluksa znatno olakšana. Slike 9.19. i 9.20. prikazuju razliku između estimiranog fluksa i fluksa modela, kao promene parametra R pri brzini od 200 o/min i momentu opterećenja od 0.2 p.u.. Pri oba polariteta programski unešene greške ΔR , tačna vrednost otpornosti rotorskog namotaja se dostiže za manje od 3 s. Pri brzini od 30 o/min i momentu od 0.2 p.u., konvergencija je znatno sporija (slika 9.21.). Osciloskopski snimci 9.22.–9.25. prikazuju rad algoritma pri brzini jednakoj nuli. Pri momentu od 0.5 p.u. (snimak 9.22.), otpornost rotorskog namotaja, koju algoritam procenjuje, dostiže tačnu vrednost za $\cong 40$ s. Slično vreme konvergencije se postiže i pri momentu od 0.22 p.u. (snimak 9.23.), ali se primećuju i oscilacije procenjene vrednosti oko 5.9Ω . Konvergencija je znatno usporena pri elektromagnetnom momentu od 0.16 p.u. (snimak 9.24.). Ova pojava je u skladu sa analizom osetljivosti fluksa na tačnost parametara u modelu rotorskog kola, sprovedenom u okviru poglavlja 5.. Pad momenta predstavlja i pad amplitude struja, koje pobuđuju rotorsko kolo, pa su otežani i uslovi za određivanje vrednosti otpora rotorskog namotaja. Kada se moment smanji na 0.07 p.u. (snimak 9.25.), oscilacije procene parametra R_r se znatno uvećavaju. Tačna vrednost se ne dostiže ni za 50 s, što već zalazi u oblast vremenskih konstanti promene temperature. Najniža vrednost momenta, pri kome se kompenzacija promene parametara zaustavljenog motora vrši u vremenu ispod 50 s je 0.16 p.u.. Frekvencija statorskih struja i napona tada iznosi $\cong 0.4$ Hz.

Slike 9.26. – 9.28. prikazuju rezultate eksperimenata sa algoritmom za minimizaciju gubitaka, detaljno razrađenom u poglavlju 8.1.. Zadana vrednost brzine je 1000 o/min. Moment opterećenja se menja od 0.2 p.u. do 1.5 p.u.. Svakih 500 ms se procenjuju gubici i zadaje nova vrednost struje magnetizacije. Snimak 9.26. prikazuje eksperiment skokovitog porasta, a snimak 9.27. skokovitog pada opterećenja. U procesu minimizacije gubitaka, amplituda fluksa se menja od 30 % do 100 % nominalne vrednosti. Pri povećanju opterećenja (9.26.) uočen je znatan propad brzine, prouzrokovan malom početnom vrednošću fluksa, koja za posledicu

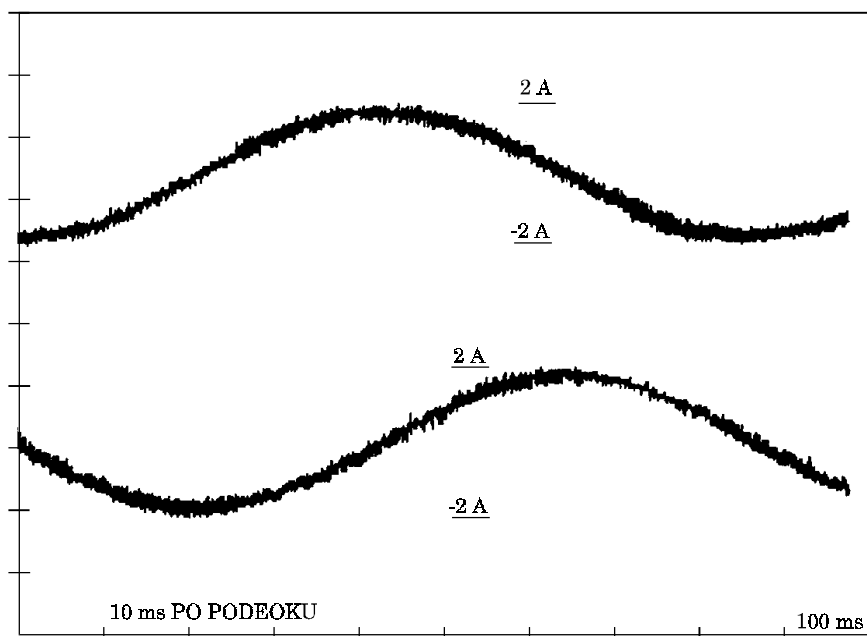
ima i ograničen moment koji motor može razviti. Algoritam za minimizaciju gubitaka sporo povećava struju magnetizacije, tako da moment opterećenja, u toku prvih par sekundi nadmašuje elektromagnetni moment, pa brzina pada. Ogled je ponovljen (snimak 9.28.) sa modifikovanim programom, koji pri pojavi većih podbačaja brzine aktivira mehanizam ubrzanog uspostavljanja fluksa. Problemu optimalne raspodele struje na magnetizaciju i aktivnu komponentu posvećeno je poglavlje 8.2. i eksperimenti prikazani na snimcima 9.29. i 9.30.. Strategija primenjena pri ogledu 9.29. se sastoji u tome što se struja magnetizacije, pri skoku opterećenja i propadu brzine, resetuje na nominalnu vrednost. Primena optimalne raspodele, izračunate u poglavlju 8.2., rezultuje dvostruko manjim propadom brzine i bržim uspostavljanjem stacionarnog stanja (9.30.).



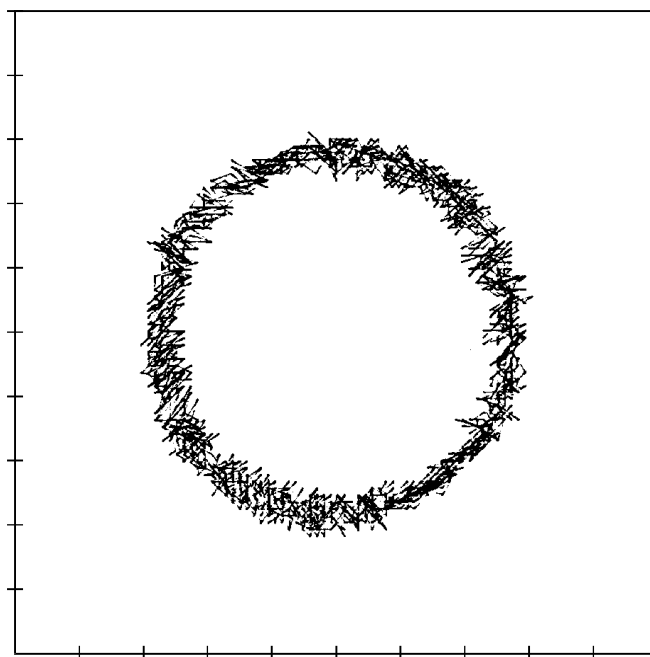
Slika 9.1.: Osciloskopski snimak struja i_α (gornj trag) i i_β (donji trag) pri 50 % nominalne snage i pri ugaonoj brzini obrtnog polja od 70 rad/s.



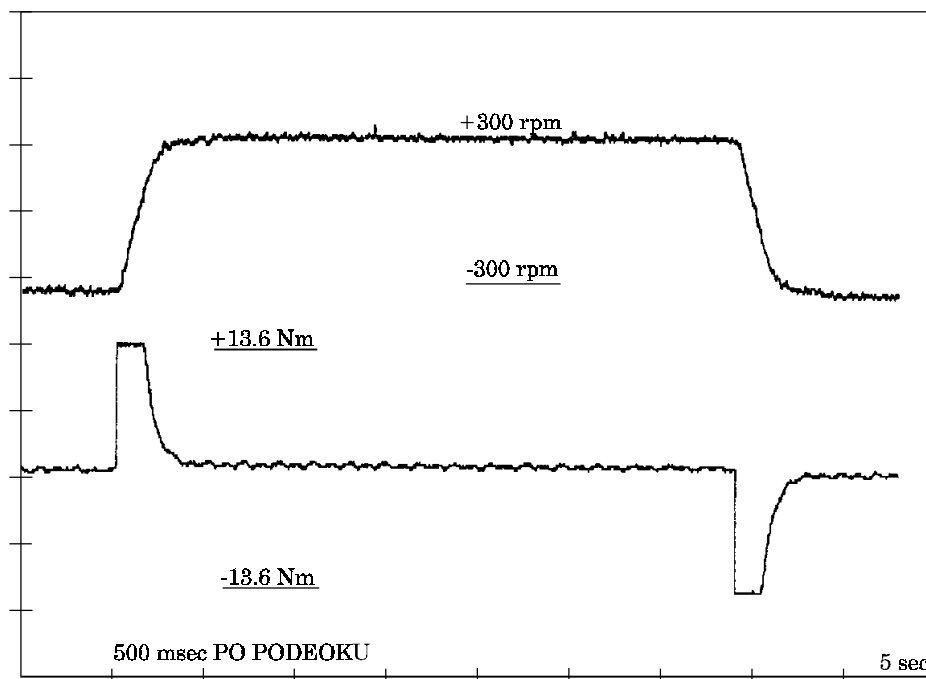
Slika 9.2.: Kretanje vektora statorske struje u $\alpha - \beta$ koordinatnom sistemu pri 50 % nominalne struje i ugaonoj brzini obrtnog polja od 70 rad/s.



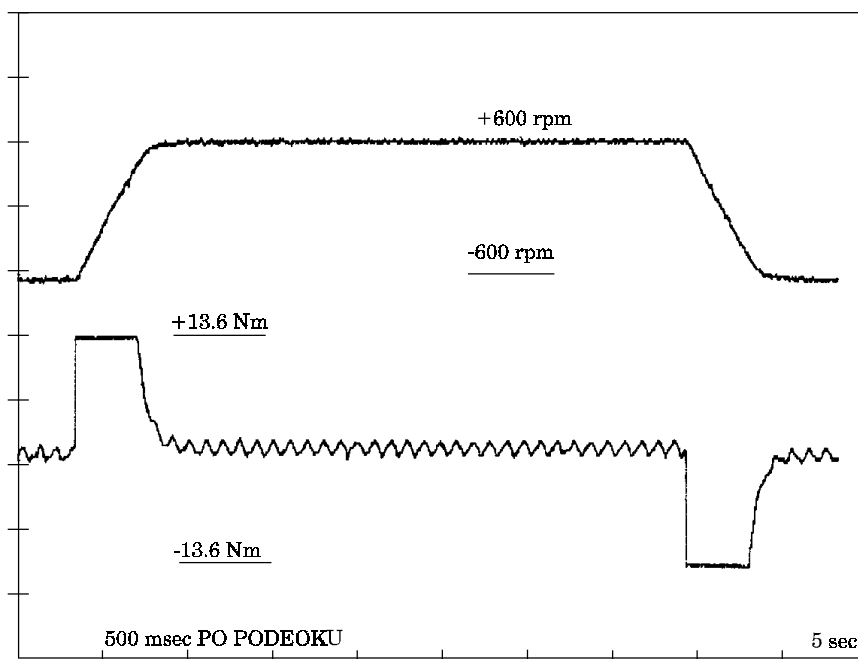
Slika 9.3.: Osciloskopski snimak struja i_α (gornji trag) i i_β (donji trag) pri 50% nominalne struje i pri ugaonoj brzini obrtnog polja od 70 rad/s.



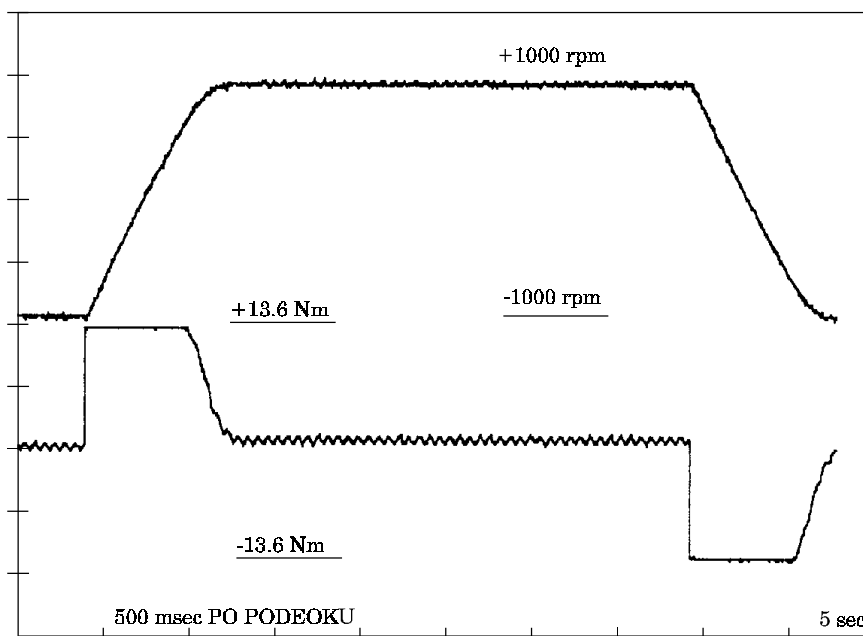
Slika 9.4.: Kretanje vektora statorske struje u α - β koordinatnom sistemu pri 50 % nominalne struje i ugaonoj brzini obrtnog polja od 70 rad/s.



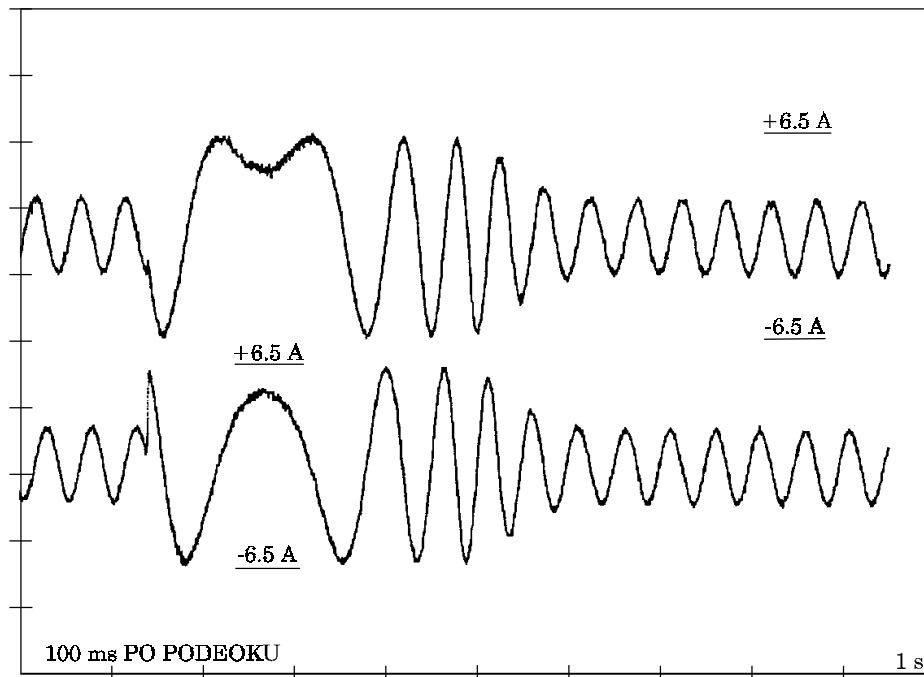
Slika 9.5.: Osciloskopski snimak brzine (gornji trag) i struje i_q (donji trag) pri promeni komandovane brzine sa -300 rpm na 300 rpm i natrag.



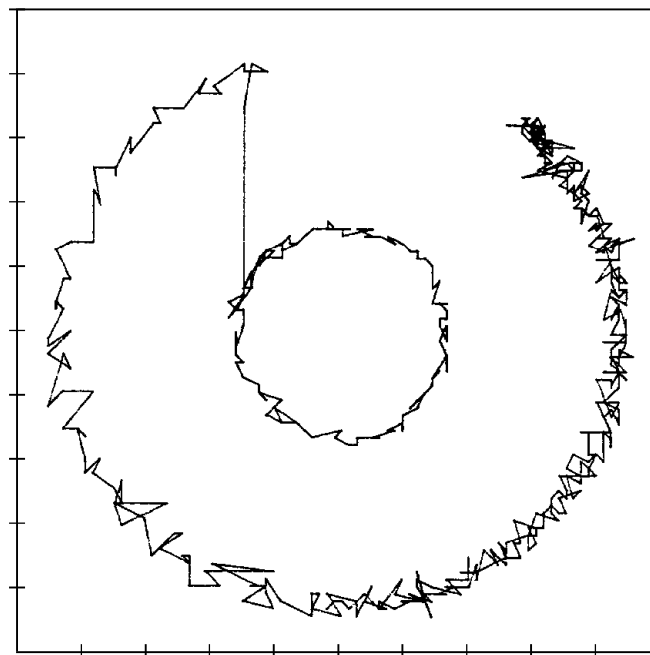
Slika 9.6.: Osciloskopski snimak brzine (gornji trag) i struje i_q (donji trag) pri promeni komandovane brzine sa -600 rpm na 600 rpm i natrag.



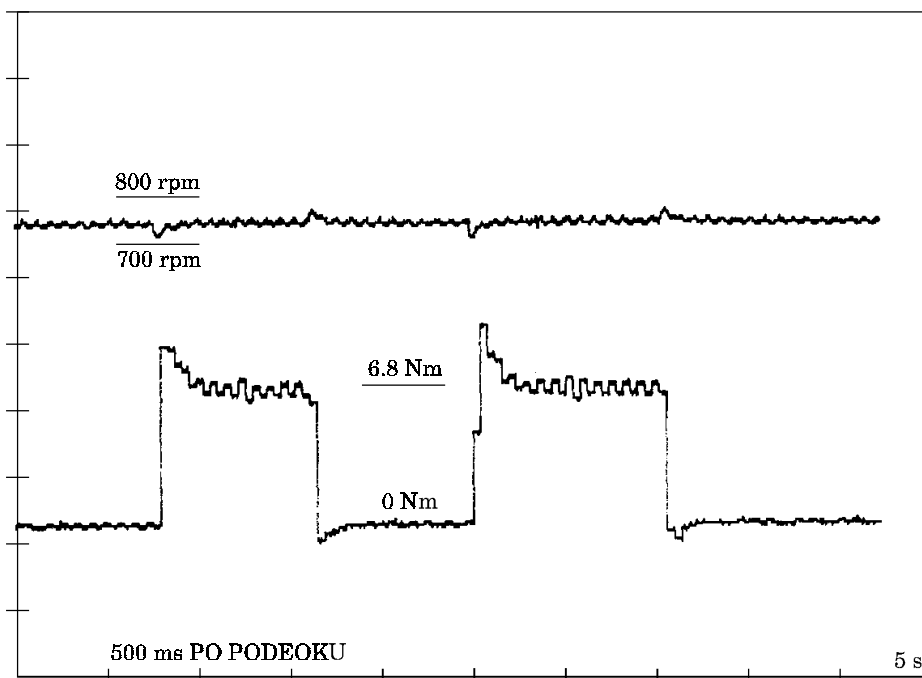
Slika 9.7.: Osciloskopski snimak brzine (gornji trag) i struje i_q (donji trag) pri promeni komandovane brzine sa -1000 rpm na 1000 rpm i natrag.



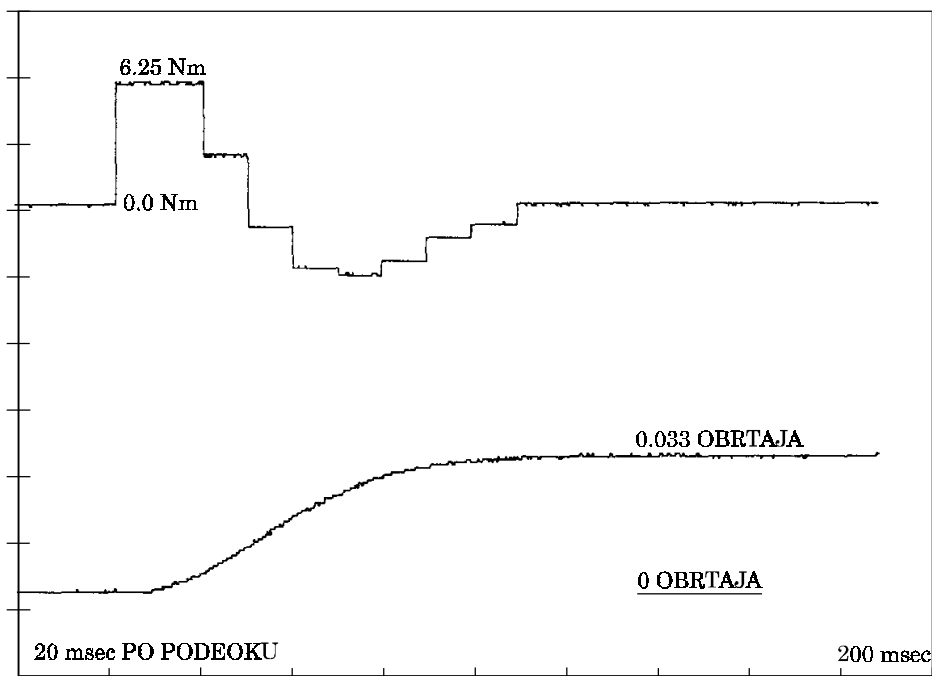
Slika 9.8.: Osciloskopski snimak struja i_α (gornji trag) i i_β (donji trag) pri reverziji sa -600 rpm na 600 rpm .



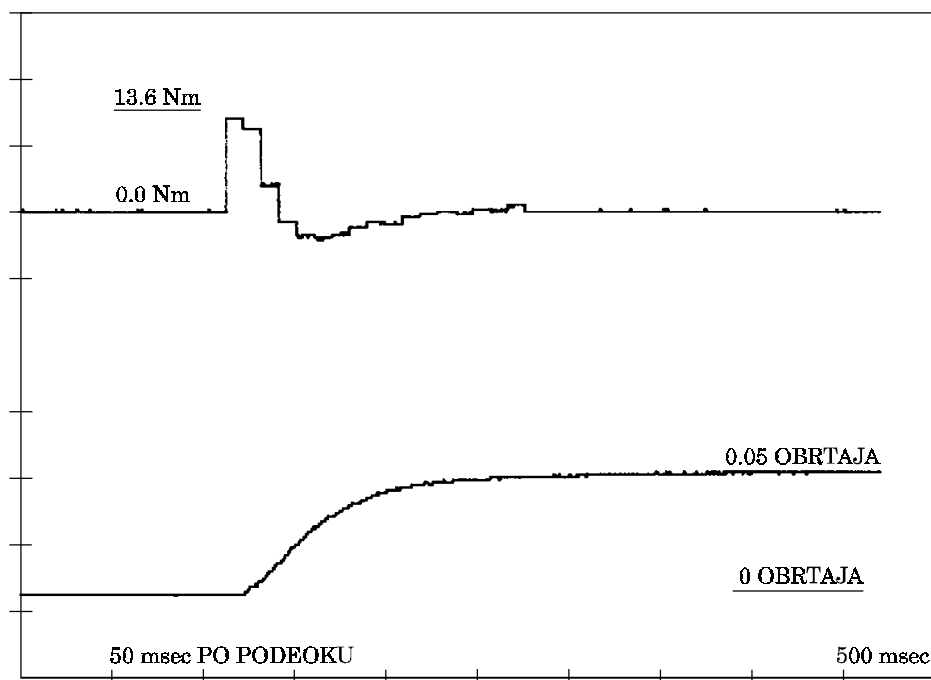
Slika 9.9.: Kretanje vektora statorske struje u α - β koordinatnom sistemu pri promeni brzine sa -600 rpm na 600 rpm .



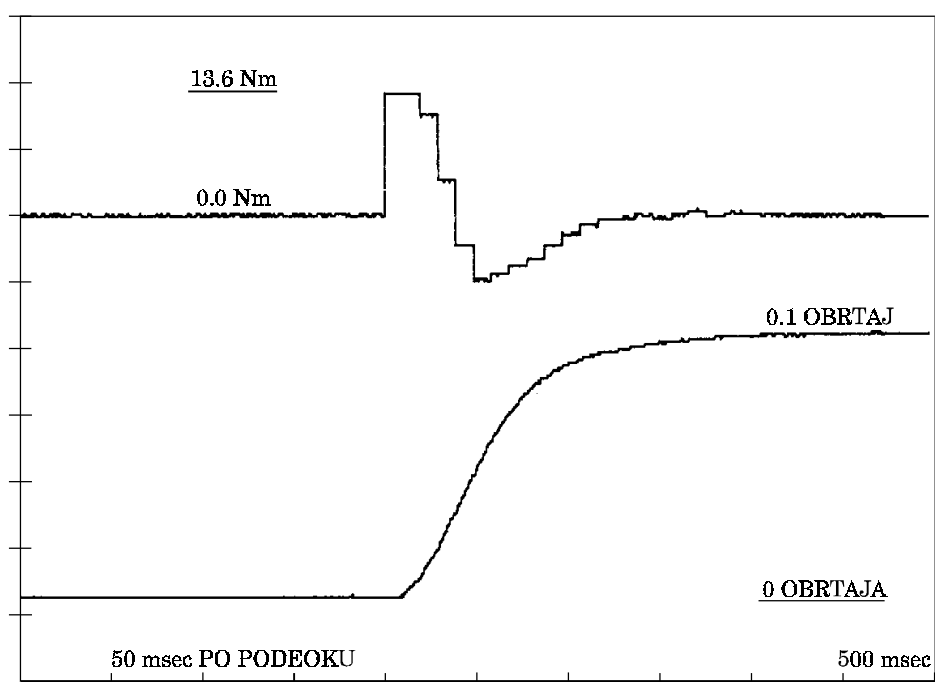
Slika 9.10.: Osciloskopski snimak brzine (gornji trag) i struje i_q (donji trag) pri skokovitim promenama opterećenja. Motor se opterećuje monofaznim sinhronim generatorom.



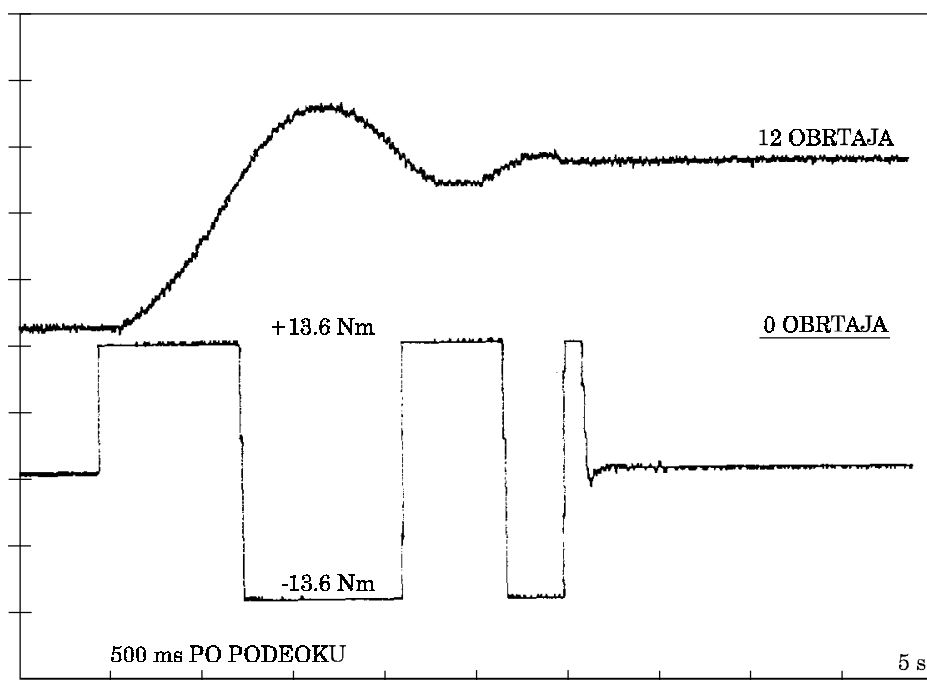
Slika 9.11.: Osciloskopski snimak struje i_q (gornji trag) i pozicije (donji trag) pri promeni komandovane pozicije za 1/30 obrtaja; pozicioni regulator # 1.



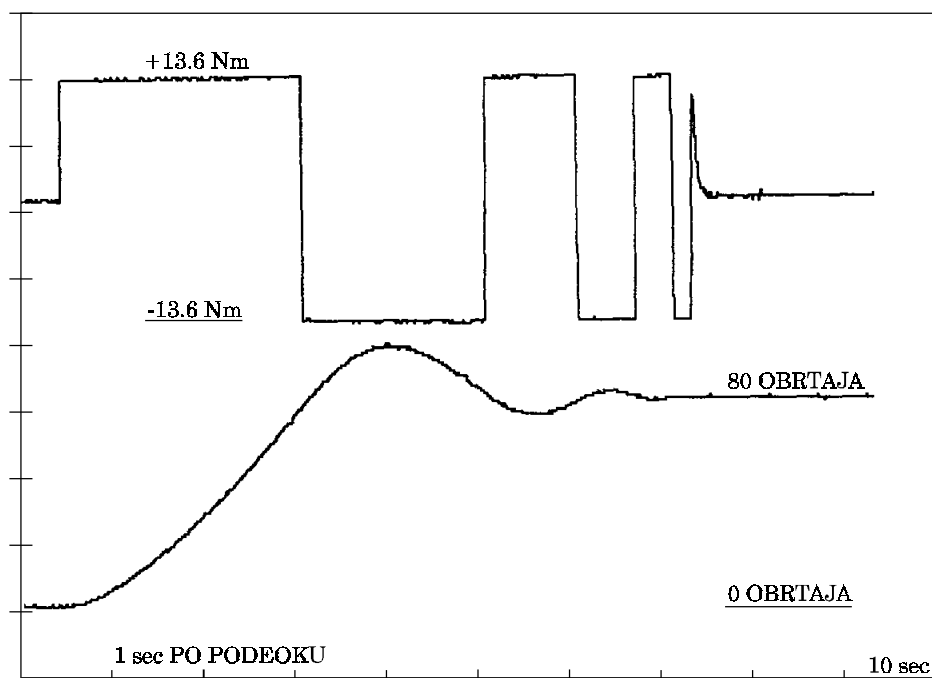
Slika 9.12.: Osciloskopski snimak struje i_q (gornji trag) i pozicije (donji trag) pri promeni komandovane pozicije za 1/20 obrtaja; pozicioni regulator # 1.



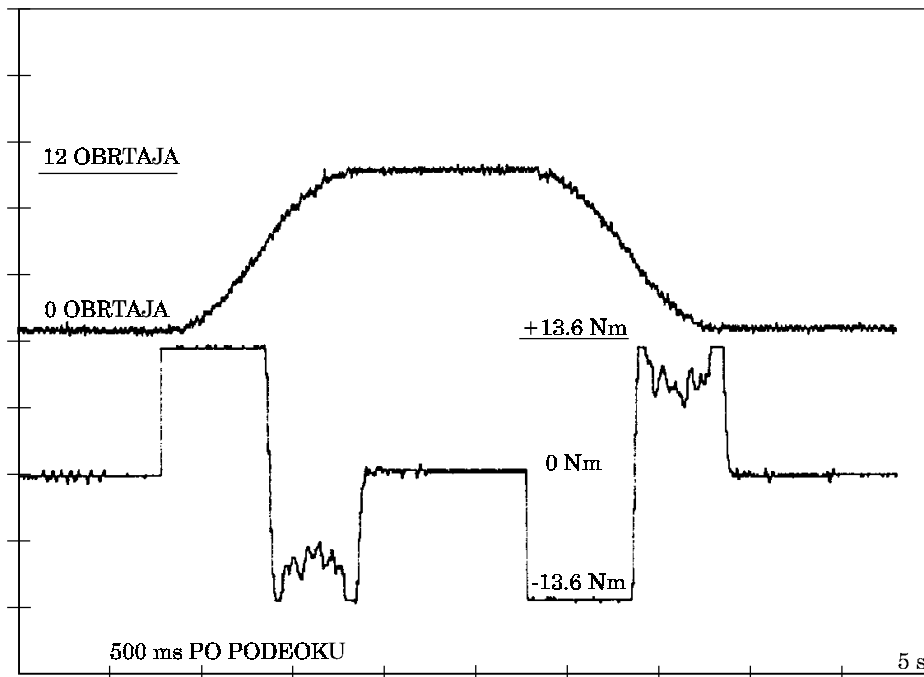
Slika 9.13.: Osciloskopski snimak struje i_q (gornji trag) i pozicije (donji trag) pri promeni komandovane pozicije za 1/10 obrtaja; pozicioni regulator # 1.



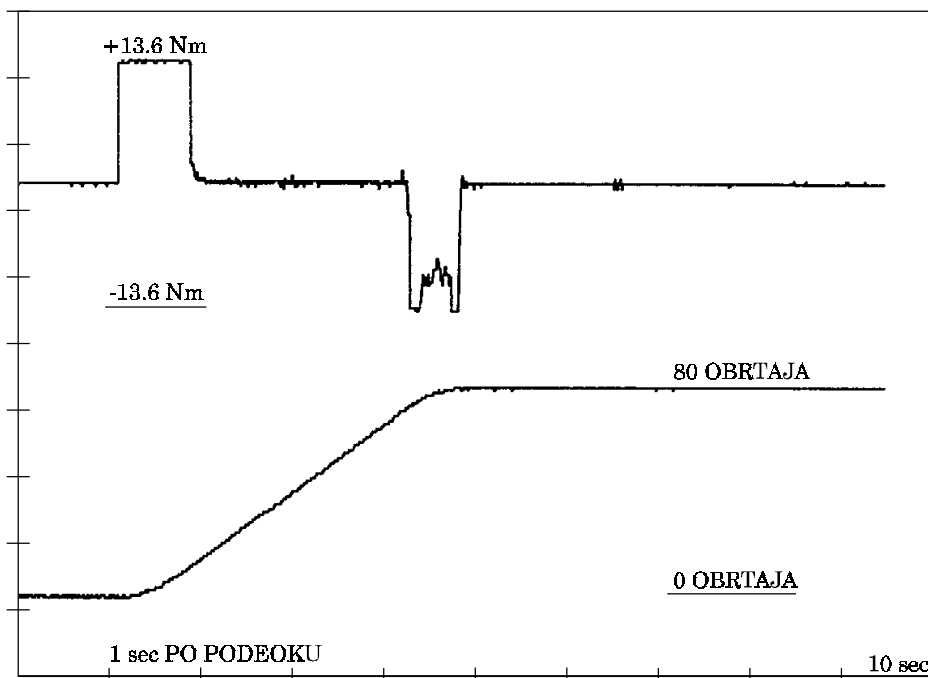
Slika 9.14.: Osciloskopski snimak pozicije (gornji trag) i struje i_q (donji trag) pri promeni komandovane pozicije sa 0 na 12 obrtaja (za 48 p.u.); linearni regulator pozicije.



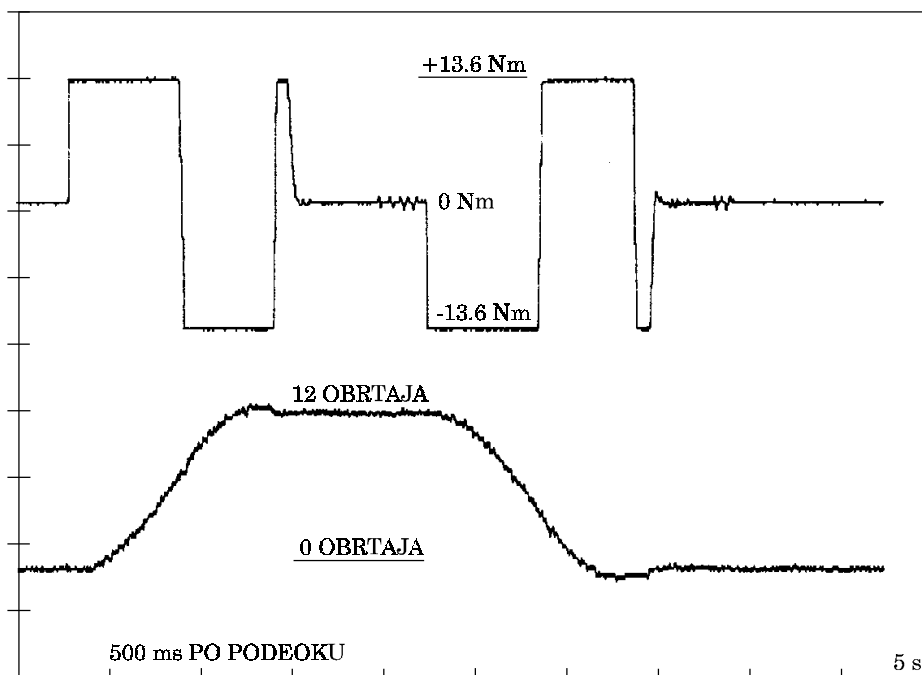
Slika 9.15.: Osciloskopski snimak struje i_q (gornji trag) i pozicije (donji trag) pri promeni komandovane pozicije za 80 obrtaja; linearni regulator pozicije.



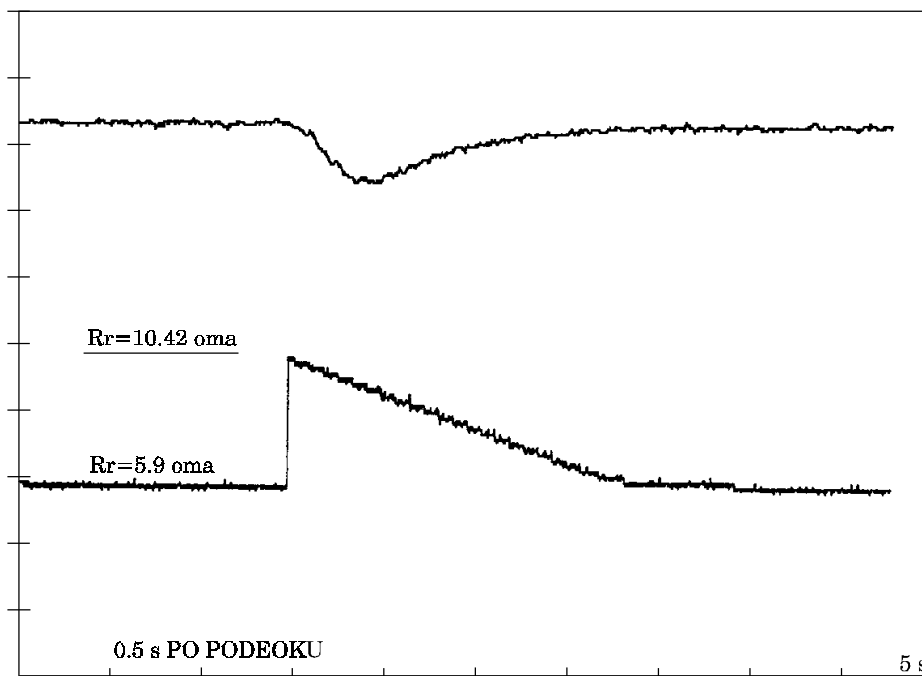
Slika 9.16.: Osciloskopski snimak pozicije (gornji trag) i struje i_q (donji trag) pri promeni komandovane pozicije sa 0 na 12 obrtaja i natrag; pozicioni regulator # 1.



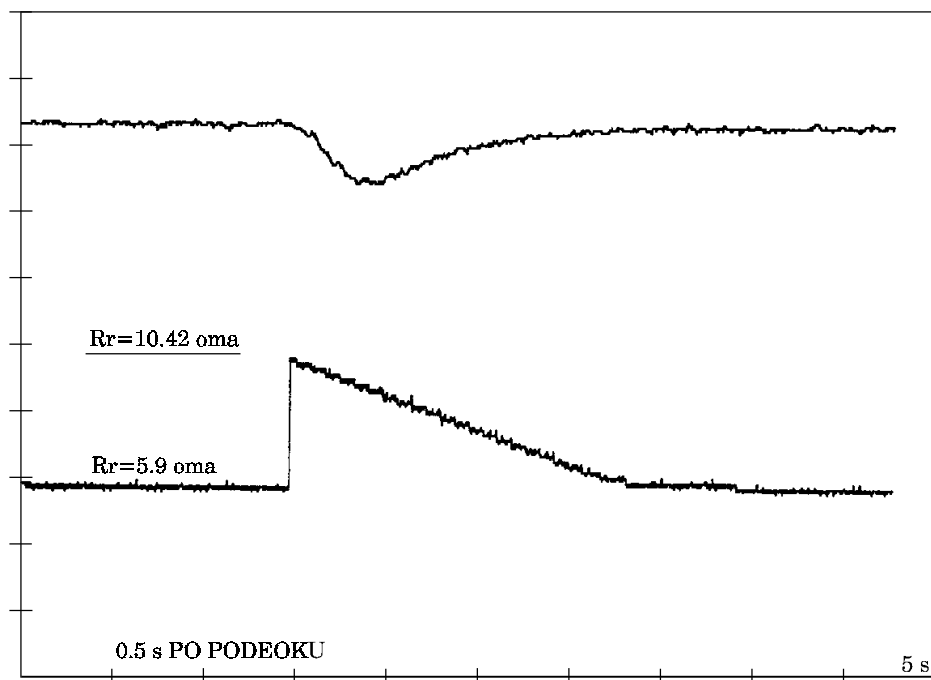
Slika 9.17.: Osciloskopski snimak struje i_q (gornji trag) i pozicije (donji trag) pri promeni komandovane pozicije za 80 obrtaja; pozicioni regulator # 1.



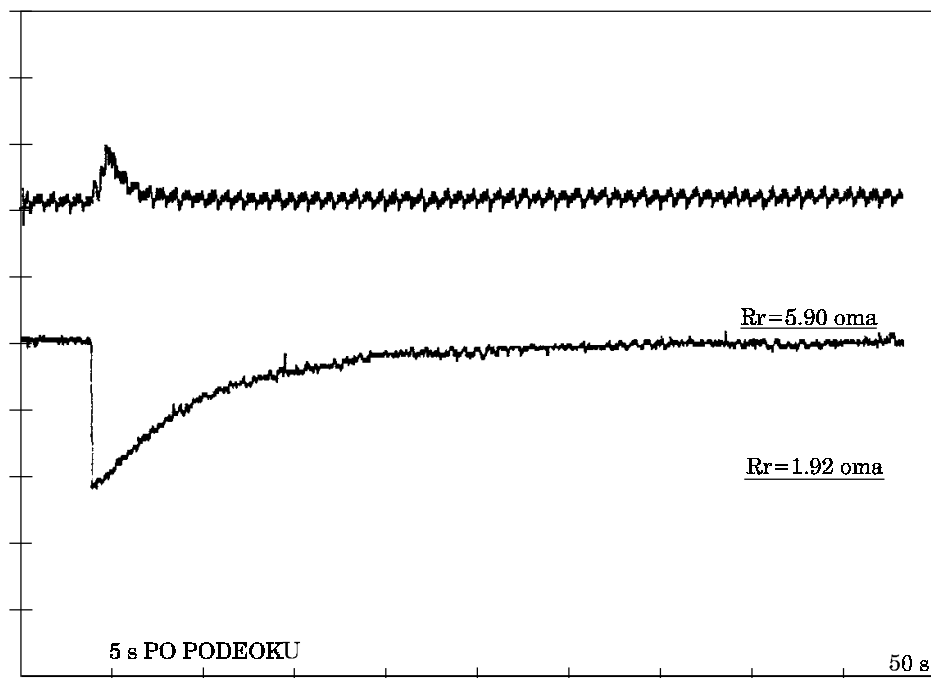
Slika 9.18.: Osciloskopski snimak struje i_q (gornji trag) i pozicije (donji trag) pri promeni komandovane pozicije sa 0 na 12 obrtaja i natrag; pozicioni regulator # 2; $J_{reg} = 75\% \cdot J_{pogona}$.



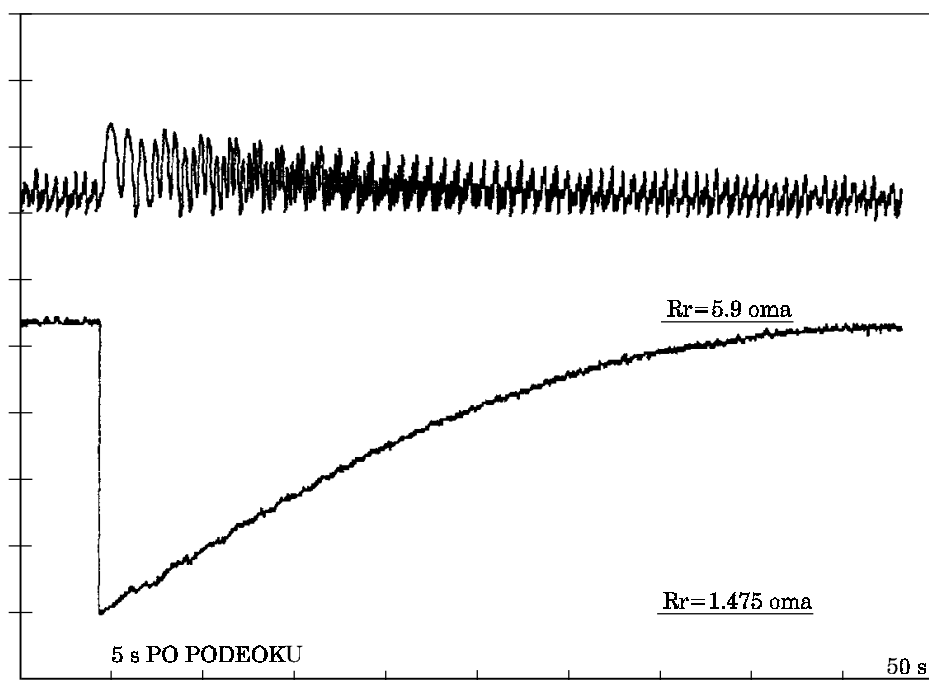
Slika 9.19.: Osciloskopski snimak prilagodavanja parametra R_r u modelu rotorskog kola: R_r (donji trag); $\psi_{estimator} - \psi_{modela}$ (gornji trag) radni režim: brzina 200 rpm; moment 20 %.



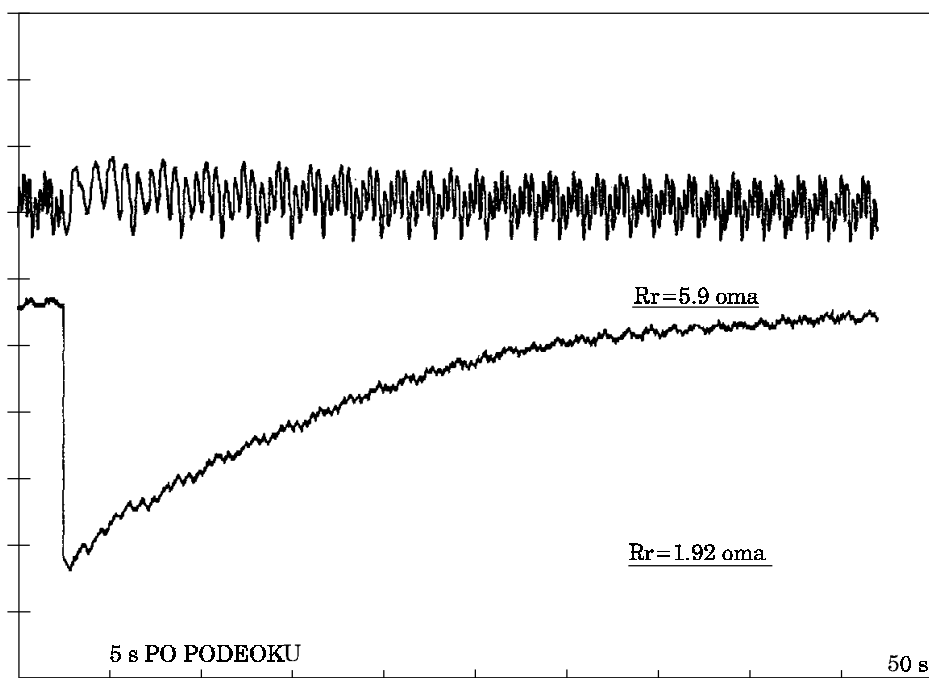
Slika 9.20.: Osciloskopski snimak prilagodavanja parametra R_r u modelu rotorskog kola: R_r (donji trag); $\psi_{estimatora} - \psi_{modela}$ (gornji trag) radni režim: brzina 200 rpm: moment 20 %.



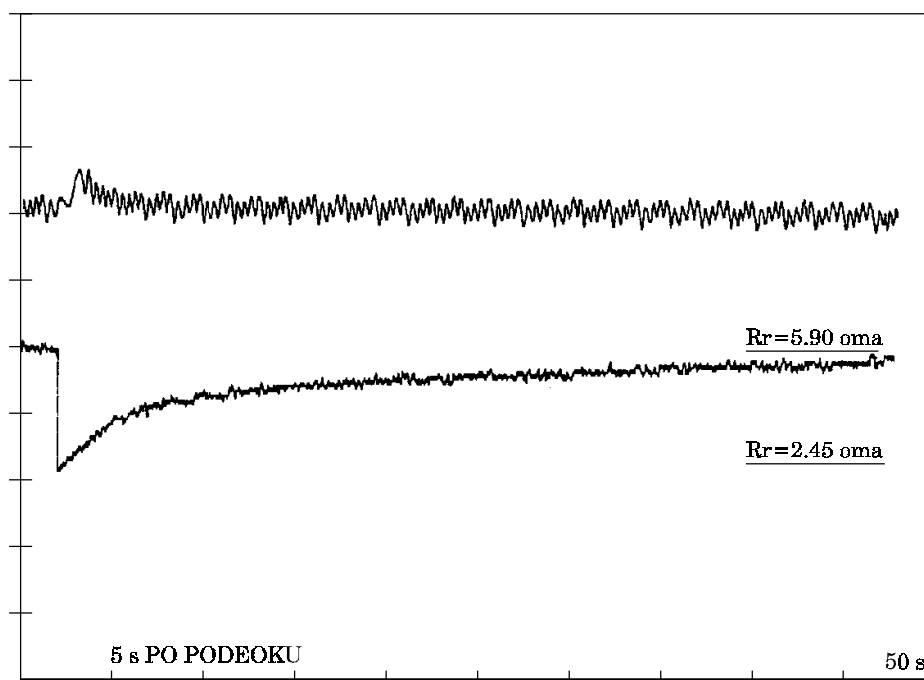
Slika 9.21.: Osciloskopski snimak prilagodavanja parametra R_r u modelu rotorskog kola: R_r (donji trag); $\psi_{estimatora} - \psi_{modela}$ (gornji trag) radni režim: brzina 30 rpm: moment 20 %.



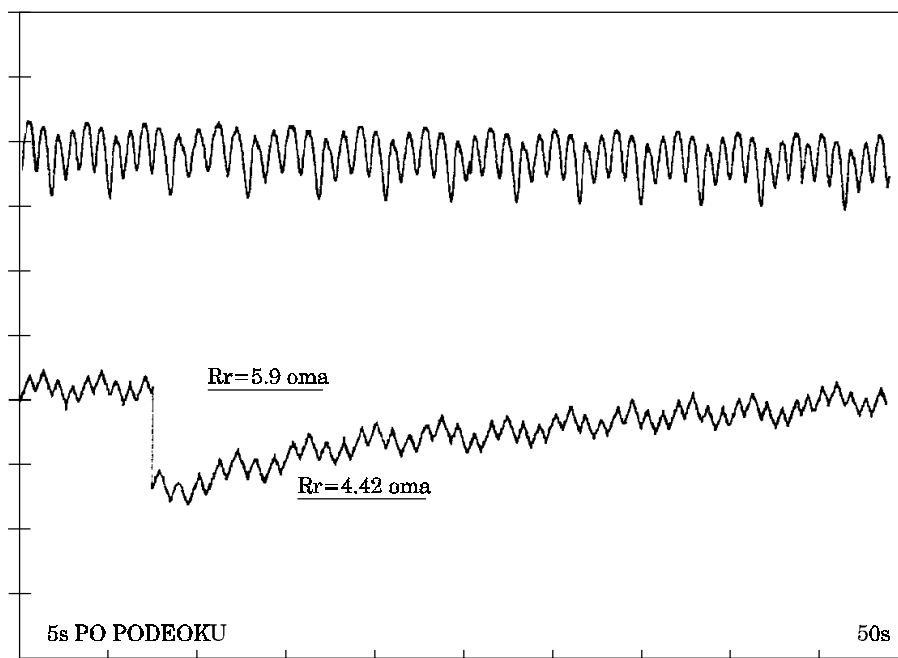
Slika 9.22.: Osciloskopski snimak prilagođavanja parametra R_r u modelu rotorskog kola: R_r (donji trag); $\psi_{estimator} - \psi_{model}$ (gornji trag) radni režim: brzina 0 rpm: moment 50 %.



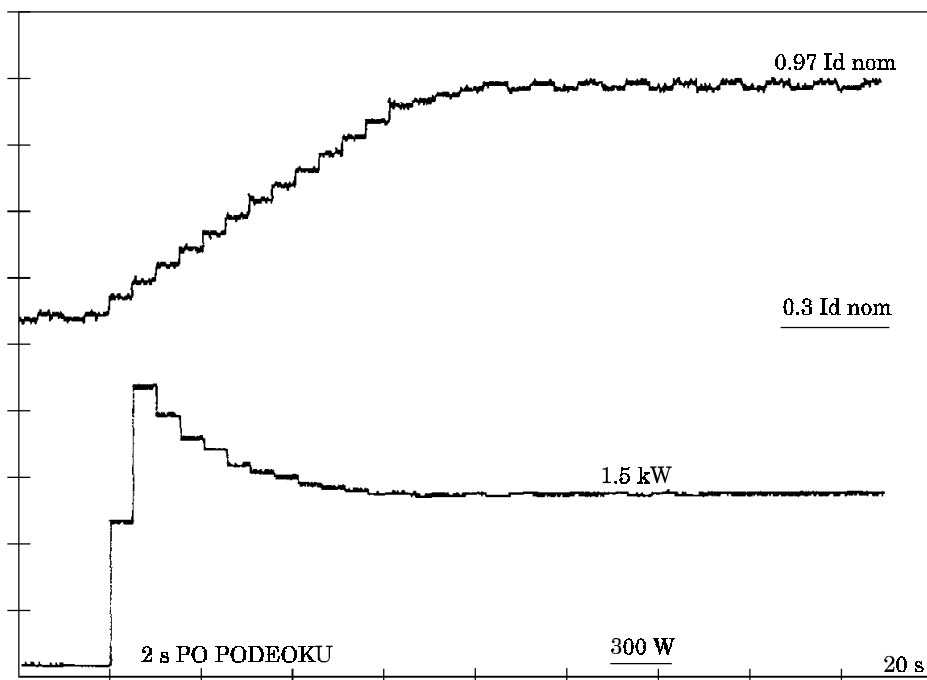
Slika 9.23.: Osciloskopski snimak prilagođavanja parametra R_r u modelu rotorskog kola: R_r (donji trag); $\psi_{estimator} - \psi_{model}$ (gornji trag) radni režim: brzina 0 rpm: moment 22 %.



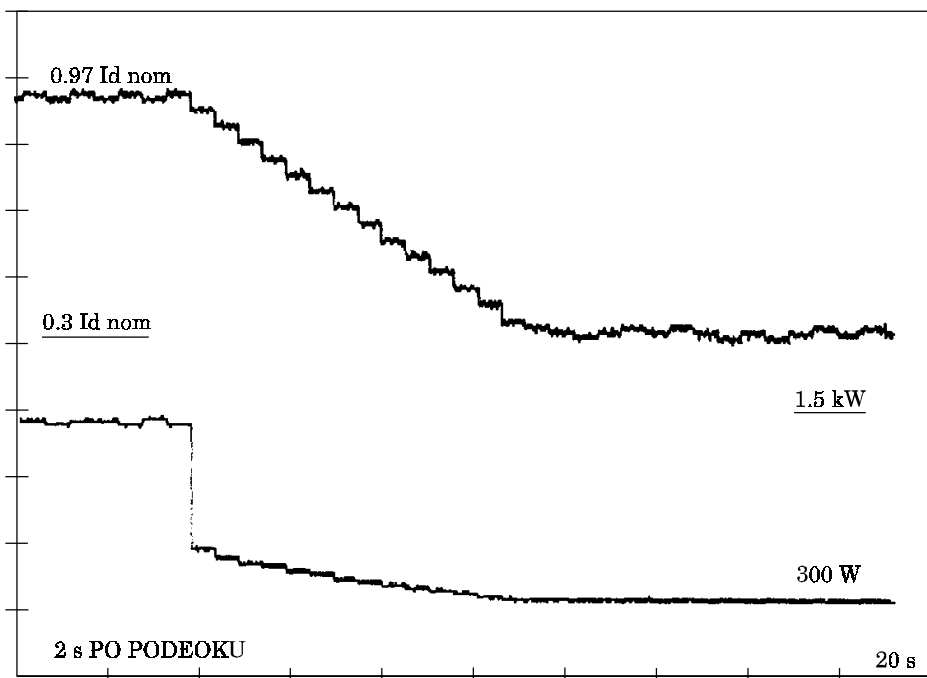
Slika 9.24.: Osciloskopski snimak prilagođavanja parametra R_r u modelu rotorskog kola: R_r (donji trag); $\psi_{estimator} - \psi_{model}$ (gornji trag) radni režim: brzina 0 rpm: moment 16%.



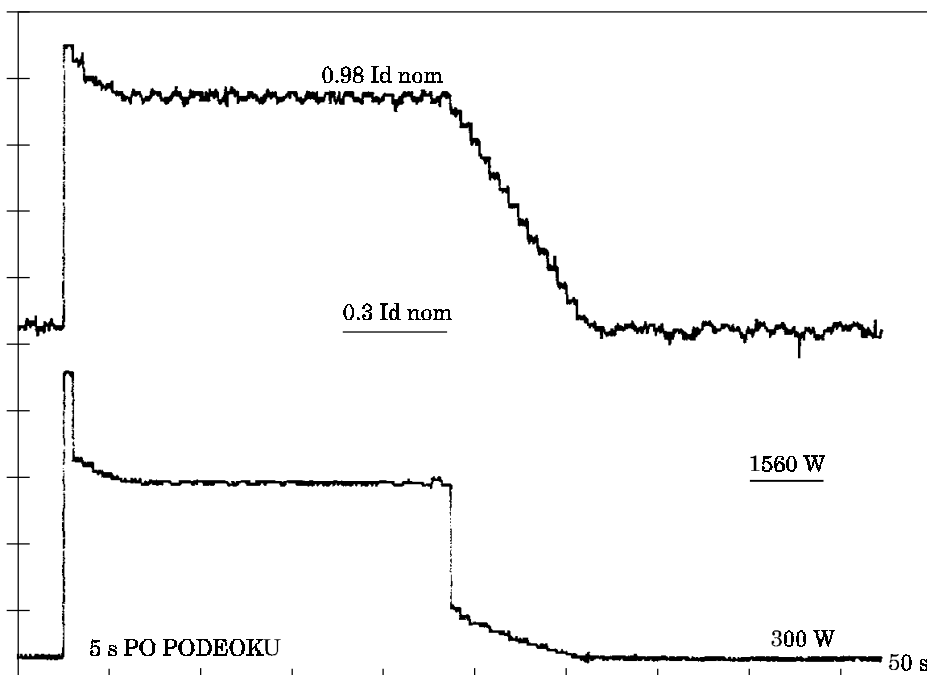
Slika 9.25.: Osciloskopski snimak prilagođavanja parametra R_r u modelu rotorskog kola: R_r (donji trag); $\psi_{estimator} - \psi_{model}$ (gornji trag) radni režim: brzina 0 rpm: moment 7.28%.



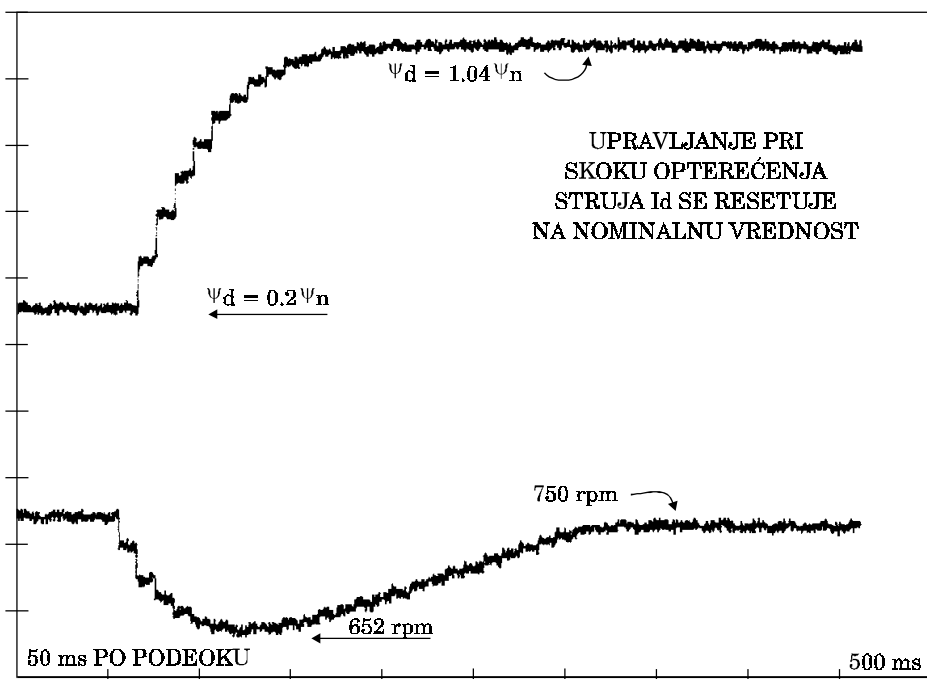
Slika 9.26.: Osciloskopski snimak ulazne snage (donji trag) i struje magnetizacije i_d (gornji trag) u toku procesa prilagođavanja amplitude fluksa veličini momenta opterećenja pogona.



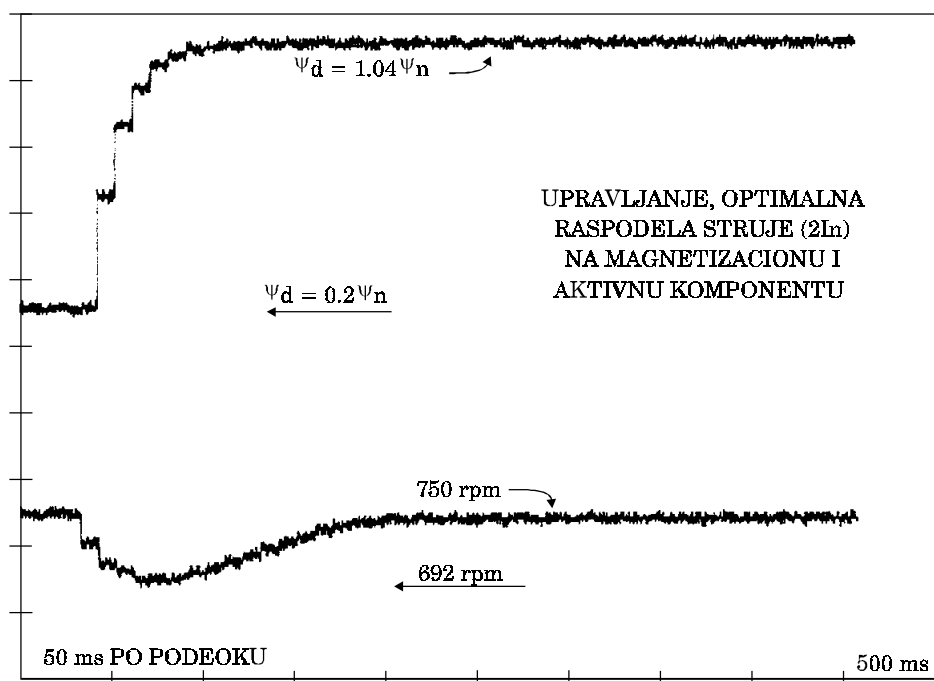
Slika 9.27.: Osciloskopski snimak ulazne snage (donji trag) i struje magnetizacije i_d (gornji trag) u toku procesa prilagođavanja amplitude fluksa veličini momenta opterećenja pogona.



Slika 9.28.: Osciloskopski snimak ulazne snage (donji trag) i struje magnetizacije i_d (gornji trag) u toku procesa prilagođavanja amplitude fluksa veličini momenta opterećenja pogona.



Slika 9.29.: Osciloskopski snimak brzine (donji trag) i fluksa ψ_d (sa kojim operiše vektorski kontroler) (gornji trag) pri skoku opterećenja od $2 \cdot T_n$, polazna vrednost fluksa je $0.2 \cdot \psi_n$.



Slika 9.30.: Osciloskopski snimak brzine (donji trag) i fluksa ψ_d (sa kojim operiše vektorski kontroler) (gornji trag) pri skoku opterećenja od $2 \cdot T_n$, polazna vrednost fluksa je $0.2 \cdot \psi_n$.

Naučna rasprava izložena u disertaciji se bavi pitanjem upravljanja brzinom i pozicijom asinhronog motora u uslovima delovanja promenljivog opterećenja i promenljivih parametara. Kao rezultat sprovedenih analiza, dat je predlog adaptivnog mikroprocesorskog upravljanja, koje omogućuje kompenzaciju strukturnih i aditivnih nelinearnosti, minimizira dejstvo poremećaja na upravljaju promenljivu i optimizira brzinu reagovanja i kvalitet prelaznog procesa. Upravljačka struktura uključuje povratnu spregu po stanju, mehanizam za određivanje stanja pomoću izračunavanja u modelu objekta i estimacije, algoritam za praćenje promena kritičnih parametara objekta i elemente adaptacije u odnosu na radni režim. Detaljno su analizirani problemi modelovanja asinhronog motora u različitim uslovima rada, problemi merenja i regulacije struje, problemi merenja ugaone brzine i pozicije, metode uvažavanja nelinearnosti i problemi sinteze estimatora stanja. Rezultati rada su prezentirani u vidu metoda analitičkog projektovanja, simulacijom na digitalnom računaru i eksperimentalnom verifikacijom. Glavni naučni doprinos je u predlogu originalne strukture sistema upravljanja sa mogućnošću prilagođenja promenama parametara objekta i različitim režimima rada.

Problem matematičkog modelovanja asinhronog motora i opravdanost uobičajenih zanemarenja pri modelovanju su analizirani u drugom poglavlju. Detaljno je proučena zavisnost parametara motora od frekvencije, temperature i zasićenja magnetnog kola, kao i uticaj ovih promena na spregu regulacionih kontura momenta i fluksa. Rezultati analize omogućuju procenu uticaja promene parametara na statičke i dinamičke karakteristike pogona.

Prekidački algoritam za upravljanje naponskim inverterom, čija je sinteza data u trećem poglavlju, zasnovan je na merenju i regulaciji vektora statorske struje, umesto merenja i regulisanja pojedinačnih faznih struja, čime se otklanjaju nedostaci uobičajeno primenjivanih rešenja. Simulacije i eksperiment pokazuju da se vektor struje može kontrolisati uz zanemarljivu grešku u orijentaciji, koja je osnovni nedostatak dosadašnjih rešenja. U algoritam je ugrađen mehanizam za redukciju komutacione učestanosti pri malim brzinama, čime je otklonjen značajan nedostatak histerezisnih regulatora i omogućeno smanjenje gubitaka.

Problem estimacije rotorskog fluksa je rešen izborom strukture estimatora koja, usled neosetljivosti na promene otpora statora, omogućuje estimaciju fluksa pri učestanostima ispod jednog herca.

Karakteristike pogona odlučujuće zavise od poznavanja veličine otpornosti rotora, koja se menja sa temperaturom. Dosadašnja rešenja identifikacije ovog parametra se ne mogu primeniti pri učestanostima ispod nekoliko Hz. Mehanizam za određivanje vremenske konstante rotora i rotorskog otpora, predložen u ovom radu, baziran je na poređenju fluksa, izračunatog u modelu rotorskog kola motora i estimiranog fluksa. Eksperimentalnom verifikacijom je utvrđeno da je kompenzacija temperaturnih promena moguća i pri brzini jednakoj nuli, uz moment od svega 16 % nominalne vrednosti, što odgovara učestanosti od 0.4 Hz. Ovi rezultati predstavljaju značajan napredak u odnosu na do sada publikovana rešenja. Otvorena je mogućnost određivanja rotorskog otpora i u slučajevima kada asinhroni motor radi u pozicionoj petlji i kada se veći deo vremena provodi u mirovanju.

Algoritam za minimizaciju gubitaka, dat u okviru poglavlja 8., predstavlja razradu ranije predloženih rešenja. Poboljšanje se ogleda u eliminisanju uticaja pulsacija opterećenja na proces optimizacije. Originalni doprinos dat je određivanjem optimalne raspodele struje na magnetizacionu i aktivnu komponentu uz uvažavanje nelinearnosti magnetnog kola mašine. Do sada publikovana rešenja zanemaruju zasićenje i optimizaciju vrše polazeći od modela motora sa konstantnim parametrima.

Vektorski kontrolisani asinhroni motor je, posmatran kao izvršni organ, poslužio kao osnov za sintezu regulatora brzine i pozicije. Primenjeni metod merenja brzine i predloženi pristup sintezi regulatora brzine, verifikovani su digitalnim simulacijama i eksperimentom. U poglavlju 7. je izložen metod analitičkog projektovanja pozicionog regulatora koji uvažava realna ograničenja, kao što je ograničenje struje, momenta i brzine. Kao kriterijum za određivanje parametara regulatora je usvojena minimizacija osetljivosti upravljane veličine na spoljni poremećaj. Realizovani regulator pozicije omogućuje minimalno moguće vreme dostizanja referentne vrednosti upravljane veličine u uslovima ograničenog elektromagnetnog momenta i brzine pogona.

Predloženi upravljački algoritmi omogućuju da se u primeni asinhronog motora postignu servo performanse. Eksperimenti su, međutim, vršeni sa

standardnim asinhronim motorom opterećenim generatorom velike inercije, pa je time umanjena njihova vrednost. Optimizacija stepena korisnog dejstva na eksperimentalnom pogonu, od značaja je utoliko što opravdava sprovedene analize i simulacije. Primena optimizacionog algoritma ima pravu primenu tek kod motora velike snage, sa kojima eksperimenti nisu vršeni.

Jedan od nedostataka razmatranja o estimaciji fluksa je nedovoljno istražen uticaj promena reaktanse rasipanja na rezultat estimacije. Promene ovog parametra, kod motora sa zatvorenim žlebovima rotora mogu narušiti karakteristike estimatora.

Nedostatak regulatora pozicije sastoji se u zavisnosti karaktera odziva od momenta inercije pogona. U primenama gde je ova veličina promenljiva, potrebno je raspolagati mehanizmom za identifikaciju momenta inercije i prilagođenje parametara regulatora detektovanim promenama. Rešenje koje je u tu svrhu predloženo u okviru rada, može se primeniti samo u specijalnom slučaju.

Složenost primenjene upravljačke strukture i karakteristike eksperimentalnog pogona su u mnogome ograničene brzinom izračunavanja digitalnog mikrokontrolera, neidealnošću poluprovodničkih prekidača pretvarača, nesavršenošću senzora i ograničenom rezolucijom konvertora. Već u vreme završetka eksperimentalnog rada, postojale su komponente koje bi u mnogome olakšale implementaciju algoritama, poboljšale performanse pogona i eliminisale potrebu za razmatranjem pojedinih problema.

Rad na razvoju algoritama upravljanja asinhronim motorom ni iz daleka nije okončan. Rad velikog broja stručnjaka je usmeren ka smanjenju broja neophodnih senzora, razvijanju mogućnosti prilagođenja algoritma pogonskim uslovima, sintezi optimalnih zakona upravljanja i omogućavanju inicijalnog podešavanja parametara bez učešća čoveka.

LITERATURA:

- [1] Kovacs,K.P.; Racz,I.: "Transiente Vorgange in Wechselstrommaschinen", Budapest, Publishing House of the Hungarian Academy, of Sciences 1959.
- [2] Hasse,K.: "On the dynamics of speed controlled static AC drives with squirrel-cage induction machines",Ph.D.Dissertation, Technische Hochschule Darmstadt, 1969.
- [3] Blaschke,F.: "Das verfahren der feldorientierung zur regelung, drehfeldmaschinen", Ph.D.Dissertation, TU Braunschweig, 1974.
- [4] Bohm,K.; Wesselak,F.: "Drehzahlregelbare Drehstromantriebe mit Umrichter Speisung", Siemens Zeitschrift 45 , Heft 10, 1971. , pp 753–757
- [5] Blaschke,F.: "Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die TRANSVEKTOR Regelung von Drehfeldmaschinen", ibid, pp 757–760
- [6] Floter,W.; Ripperger,H.: "Die TRANSVEKTOR Regelung für die, Feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschinen" ibid, pp 761–764
- [7] Langweiler,F.; Richter,M.: "Flusserfassung in Asynchronmaschinen" , ibid , pp 768–771
- [8] Spath,H.: "Steuerverfahren für Drehstrommaschinen", Springer Verlag 1983.
- [9] Novotny,D.W.; Lorenz,R.D.: "Introduction to Field–Orientation and HighPerformance AC Drives",publication of the Industrial Drives Committee of the IEEE Ind. Applications Society, 1985.
- [10] Lipo,T.A.; Chang,K.C.: "A new approach to flux and torque sensing in induction machines", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol IA–22, No 4, 1986. , pp 731-737
- [11] Edward,Y.Y.H.; Paresh,C.S.: "Decoupling Control of Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol IE–35, No 2, May 1988, pp 253–262

- [12] Gabriel,R.; Leonhard,W.; Nordby,C.J.: "Field–Oriented Control of a standard ACmotor using Microprocessors", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol IA–16, No 2, March/April 1980. , pp 186–192
- [13] Lipo,T.A.: "Recent progress in the Development of Solid State AC Motor Drives", IEEE Trans. on Power Electronics, vol PE3, No 2, April 1988., pp 105–117
- [14] Gabriel,R.; Leonhard,W.: "Microprocessor Control of Induction Motors", in Conf. Rec. of IEEEISPC, 1982., pp 385–394
- [15] Ohnishi,K.; Suzuki,H.; Miyachi,K.: "Decoupling control of, Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive, with a Controlled Voltage Source and it's comparison with, Volt/Hertz control",IEEE Trans. on Ind. Appl.vol IA–21, No 1, 1985.,pp 241–247
- [16] Zheng,K.W.; Strangas,E.G.: "Feed–Forward Field Orientation, Control of an Induction motor using a PWM Voltage Source, Inverter and Standardized Single–Board Computers", IEEE, Trans. on Ind. Elect. , vol IE35, No 2, Feb. 1988.,pp 75–79
- [17] Bordry,F.; Fornel,B.; Trannoy,B.: "Flux and Torque numerical control of a Voltagefed Asynchronous Induction Machine", IEE Proc. B, vol 127, No 2, 1980., pp 91–95
- [18] Xu,X.; Doncker,R.D.; Novotny,D.W.: "Stator Flux Orientation Control of Induction Motor in the Field–weakening Region", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting , 1988, pp 437–443
- [19] Doncker,R.D.; Novotny,D.W.: "The Universal FieldOriented Controller", ibid , pp 450–456
- [20] Leonhard,W.: "Field–Orientation for controlling AC Machines principle and application", IEE Third International Conf. on Pow. Elect. and Var.Speed Drives, London 1988., pp 277–282
- [21] Yoshida,Y.; Ueda,R.; Sonoda,T.: "Drive performance optimiza tion of inverterdriven induction motors", Int. Conf. on Evo lution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino, July 811 ,1986., pp 1–8
- [22] Leissmeier,R.;Leonhard,W.: "Microprocessorcontrolled Inducti on Motor ServoDrive for High Dynamic Performance", ibid, pp 431–438

- [23] Miles,A.R.; Novotny,D.W.: "Transfer Functions of the Slip Controlled Induction Machine", IEEE Trans. on Ind. Appl. , vol IA-15, No 1, Jan./Feb. 1979., pp 54-62
- [24] Lessmeier,R.; Schumacher,W.; Leonhard,W.: "Microprocessor controlled AC ServoDrives with Synchronous or Asynchronous Motors: which is preferrable?", IEEE Trans. on Ind. Appl.vol IA-22, No 5, Sept./Oct. 1986., pp 812-819
- [25] Guisatski,U.M.: "Structure and dynamic characteristics of CSI induction motor drive", Proc. of the ICEM , Part 1, Budapest, 1982., pp 199-202
- [26] Seely,S.: "Electromechanical Energy Conversion", Mc Graw Hill 1962.
- [27] Spath,H.: "Electrische Maschinen", SpringerVerlag, 1973.
- [28] Leonhard,W.: "Control of Electrical Drives", SpringerVerlag 1985.
- [29] Krause,P.C.: "Analysis of Electric Machinery", Mc Graw Hill, 1986.
- [30] Jordan,R.K.; Horvath,M.: "Low Frequency Operation of Current fed Induction Motor", International Conference on Electric Machines, 1984.
- [31] Harashima,F. et al.: "Multi Microprocessorbased Control System for Quick Response Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol IA-21, No 4, 1985., pp 602-609
- [32] Nagase,H.; Matsuda,Y. et al.: "High Performance Induction Motor Drive System using a PWM Inverter", IEEE Trans. on Ind. Appl. ,vol IA-20, No 6, 1984., pp 1482-1489
- [33] Loeser,F.; Sattler,P.H.: "Identification and Compensation of the Rotor Temperature of AC Drives by an Observer", IEEE Tr. on Ind. Appl., vol IA-21, No 6, 1985., pp 1387-1393
- [34] Matsuo,T.; Lipo,T.A.: "A Rotor Parameter Identification Scheme for VectorControlled Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. , vol IA-21, No 4, 1985., pp 624-632
- [35] Koyama,H.; Yano,M.; et al.: "Microprocessorbased Vector, Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time, Constant Identification Function", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-22, No 3, 1986., pp 453-459

- [36] Nordin,K.B.; Novotny,D.W.; Zinger,D.S.: "The influence of, Motor Parameter deviations in Feedforward Field orientation, Drive Systems ", IEEE Trans. on Ind. Appl. , vol IA-21, No 4,, July/August 1985., pp 1009-1015
- [37] Wang,C.; Novotny,D.W.; Lipo,T.A.: "An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect FieldOriented Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-24, No 1, Jan./Feb. 1988., pp 151-159
- [38] Krishnan,R.; Doran,F.C.: "Study of Parameter Sensitivity in HighPerformance Inverterfed Induction Motor Drive Systems", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-23, No 4, 1987., pp 623-635
- [39] Krishnan,R.; Doran,F.C.: "A method of Sensing Line Voltages for Parameter adaptation of Inverterfed Induction Motor Servo Drives", ibid, pp 617-622
- [40] Verghese,G.C.; Sanders,S.R.: "Observers for flux estimation in induction machines", IEEE Trans. on Ind. Elect., vol IE-35 No 1, February 1988., pp 85-94
- [41] Garces,L.: "Parameter Adaptation for the SpeedControlled, Static AC Drive with Squirrelcage Induction Motor operated, with Variable Frequency Power Supply",IEEE Trans.on Ind.Appl., vol IA-16, No 2, 1980., pp 173-178
- [42] Zai,L.C.; Lipo,T.A.: "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives",in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting, Oct. 1987., pp 177-183
- [43] Boussak,M.; Capolino,G.A.: "Modern control tools for identification of the three phase induction motors", International Conference on Electric Machines, 1988., pp 215-220
- [44] Schmidt,R.: "Online identification of the secondary resistance of an induction motor in the lowfrequency range using a test vector", ibid, pp 221-226
- [45] Vetter,T.;Andresen,E.C.: "Parameter identification and online, rotor temperature monitoring of AC squirrelcage motors", ibid, pp 251-256

- [46] Garcia-Cerrada,A.; Taufiq,J.A.: "Convergence of rotor flux estimation in fieldoriented control",IEE Third International Conference on Pow. Elect. and Var. Speed Drives, London 1988. pp 291-295
- [47] Lorenz,R.D.; Lawson,D.B.: "A simplified approach to continuous online tuning of fieldoriented induction machine drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Ann.Meet., 1988.,pp 444-449
- [48] Kazimierkowski,M.P.; Nilsen,R.: "Reducedorder observer with parameter adaptation for fast rotor flux estimation in induction machines", Proc. of the IEE , part D, vol 136, No 1, January 1989., pp 35-43
- [49] Tsuji,T.; Oguro,R.; Sherif,M.Z.: "Online identification of parameters in rotor circuit of induction machine", Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino 1986., pp 17-20
- [50] Schumacher,W.: "Mikrorechnergeregelter asynchron stell an triebe ", Diss., TU Braunschweig, 1985.
- [51] Lorenz,R.D.: "Tuning of FieldOriented Induction Motor Controllers for High Performance Applications", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-22, No 2, March/April 1986., pp 293-297
- [52] Evans,R.J.; Cook,B.J.; Betz,R.E.: "Nonlinear Adaptive Control of an Inverterfed Induction Motor LinearLoad Case", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-19, No 1, January/February 1983. pp 74-83
- [53] Irisa,T.; et al.: "Reliability of Induction Machines for High Performance based on Parameter Characteristics", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-21, No 2, March/April 1985., pp 414-421
- [54] Kumamoto,A.; Tada,S.; Hirane,Y.: "Speed Regulation of an Induction Motor using Model Reference Adaptive Control", IEEE Control Systems Magazine, October 1986., pp 25-29
- [55] Dalal,D.; Krishnan,R.: "Parameter Compensation of Indirect Vector Controlled Induction Motor Drives using Estimated Air gap Power", in Conf. Rec. of the IEEE IAS Annual Meeting, 1987., pp 170-176
- [56] Sugimoto,H.; Tamai,S.: "Secondary Resistance Identification of an Induction Motor applied Model Reference Adaptive System and it's

- characteristics", IEEE Tran. on Ind. Appl. , vol IA-23, No 2, March/April 1987., pp 296-303
- [57] Koyama,M.; et al.: "Effects of parameter change on coordinate control system of induction motor", in Conf. Rec. of the IPEC Tokyo, 1983., pp 684-695
- [58] Ohnishi,K.; Ueda,Y.; Miyachi,K.: "Model Reference Adaptive System Against Rotor Resistance Variations in Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Elect., vol IE33, No 3, August 1986., pp 217-223
- [59] Blaschke et al.: "Device for determining the parameter values for stator resistance,principal inductance and leakage induc tance of an asynchronous machine", U.S. Patent 4,423,367, Decembar 27., 1983.
- [60] Bayer et al.: "Method and apparatus for determining the rotor resistance of an asynchronous machine", U.S. Patent 4,441,065 April 3., 1984.
- [61] Vas,P.; Alakula,M.; Hallenius,K.E.: "FieldOriented Control of Saturated AC Machines", in Conf. Rec. of the IEE Third International Conf. on Power Elect. and VarIA-ble Speed Drives, , London, 1988., pp 283-286
- [62] Lorenz,R.D.; Novotny,D.W.: "Saturation Effects in Field Oriented Induction Machines", in Conf.Rec. of the IEEE IAS Annual Meeting, October 1987., pp 150-155
- [63] Jack,A.G.; Vas,P.; Brown,J.E.: "A Finite Element Study of the Phenomenon of CrossMagnetization", ICEM 1986., Munchen, pp 462-465
- [64] He,Y.K.; Lipo,T.A.: "Computer simulations of an induction ma chine with spatially dependent saturation", IEEE Trans. on PAS, vol PAS-103, No 4, April 1984., pp 707-714
- [65] Khater,F.M.; et al.: "Selection of Flux Level in Field Orien ted Induction Machine Controllers with consideration of Mag netic Saturation Effects", IEEE Trans.on Ind. Appl.,vol IA-23, No 2, March/April 1987., pp 276-282
- [66] Kerkman,R.J.: "Steady State and Transient Analyses of an Induction Machine with Saturation of the Magnetizing Branch", IEEE Trans. on Ind. Appl. ,vol IA-21, No 1, Jan./Feb. 1985., pp 226-234

- [67] Deleroi,W.; Kovacs,K.P.: "Simple Mathematical Model for the Determination of the Magnetic Conditions in a Saturated Induction Machine", Proc. of BICEM, August 1987., pp 189–193
- [68] Kovacs,K.P.; Belmans,R.; et al.: "The complete theory of crossmagnetization in uniform airgap electrical machines", Archiv fur Elektrotechnik, 71 (1988.) pp 43–55
- [69] Ostovic,V.: "A Method for Evaluation of Transient and Steady State Performance in Saturated SquirrelCage Induction Machi nes", Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Con sortium Research Report 85–1
- [70] Ostovic,V.: "Magnetic Equivalent Circuit Representation of Electric Machines", *ibid*, 87–2
- [71] Creer,W.H.; Novotny,D.W.; Lipo,T.A.: "Determination of Equivalent Circuits for Induction Machines with Skin Effect Using Terminal Characteristics", *ibid*, 85–3
- [72] Paszek,W.; Pawelec,Z.: "Electromagnetic Parameters of the In duction Machine with Wedgeshaped DeepBar Rotor", Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino 1986., pp 321–328
- [73] Doncker,R.D.: "Field Oriented Controllers with Rotor DeepBar Compensation Circuits", in Conf. Rec. of the IEEE IAS Ann. Meet., Oct. 1987., pp 142–149
- [74] Temple,V.A.K.: "MOScontrolled thyristorsa new class of, power devices", IEEE Trans. on Electronic Devices, vol ED–33, No 10, Oct. 1986., pp 1609–1618
- [75] McMurray,W.: "Modulation of the Chopping Frequency in DC cho ppers and Inverters having Current Hysteresis Controllers", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA–20,1984., pp 763–768
- [76] Brod,D.M.; Novotny,D.W.: "Current Control of Voltage Source PWM Inverters",*ibid*, vol IA–21, 1985., pp 562–570
- [77] Holtz,J.: "Predictive controller for the stator current con trol vector of AC machines fed from a switched voltage source", Int. Power Elec. Conf., 1983., pp 1665–1675

- [78] Rowan,T.M.; Kerkman,R.J.: "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current Regulated PWM Inverters", in Conf. Rec. of the IEEE IAS Ann. Meet.,1985., pp 487–495
- [79] Enjeti,P.; et al.: "New Current Control Scheme for PWM Inverters", Proc. of the IEE, part B, vol 135, No 4, July 1988., pp 172–179
- [80] Ueda,R.; et al.: "Unstable oscillating mode in PWM variable speed drive of induction motor and it's stabilization", IEEE IAS Annual Meeting , 1982., pp 686–691
- [81] Mutoh,N.; et al.: "Stabilization control methods for suppressing oscillation of induction motor driven by PWM inverter", Int. Power Elect. Conf., Tokyo, 1985., pp 639–646
- [82] Lockwood,M.: "Simulation of unstable oscillations in PWM variable speed drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA–24, No 1, January/February 1988.
- [83] Lorenz,R.D.; Lawson,D.B.: "Performance of FeedForward Current Regulators for Field Oriented Induction Motor Controllers", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA–23, No 4, 1987., pp 597–602
- [84] Rowan,T.M.; Kerkman,R.J.; Lipo,T.A.: "Operation of Naturally Sampled Current Regulators in the Transition Mode", *ibid* , pp 586–596
- [85] Vukosavić,S.; Miljanić,P.: "Instantaneous feedback in Voltage Source Inverters: comparative study between linear and non linear approach", in Conf. Rec. of the IEE Third Int. Conf. on Pow. Elect. and Var. Speed Drives, London 1988.,pp 134–137
- [86] Gaio,E.; Piovan,R.: "Comparative analysis of hysteresis modulation methods for VSI current control", *ibid*, pp 336–339
- [87] Nabae,A.; Ogasawara,S.; Akagi,H.: "A Novel Control Scheme for Current Controlled PWM Inverters", IEEE IAS Ann. Meet., 1985., pp 473–478
- [88] Malesani,L.; Tenti,P.: "A novel hysteresis control method for current controlled voltage source PWM inverters with constant modulation frequency", IEEE IAS Ann. Meet.,1987., pp 851–855

- PROCEEDINGS OF THE IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON APPLIED ELECTRIC POWER AND ELECTRONICS ...
- [89] Sukegawa,T.; et al.: "Fully Digital,VectorControlled PWM VSI fed AC Drives with an Inverter DeadTime Compensation Strategy",IEEE IAS Ann. Meet., 1988., pp 463–469
- [90] Lorenz,R.D.; Divan,D.M.: "Dynamic Analysis and Experimental Evaluation of Delta Modulators for Field Oriented AC Machine Current Regulators", Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium Research Report 87–9
- [91] Schonung,A.; Stemmler,H.: "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed AC drives",Brown Bover Rev.,Aug.Sept.1964. pp 555–577
- [92] Plunkett,A.B.: "A Current Controlled PWM Transistor Inverter Drive", IEEE IAS Ann. Meet., 1979., pp 785–792
- [93] Schauder,C.D.; Caddy,R.: "Current Control of Voltage Source Inverters for Fast FourQuadrant Drive Performance",IEEE Tr. on Ind. Appl., vol IA–18, No 2, 1982., pp 163–171
- [94] Murai,Y.; Watanabe,T.; Iwasaki,H.: "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching LagTimes",IEEE Tran. on Ind. Appl.,vol IA–23,No 5,1987.,pp 881–886
- [95] Nabaee,A.; et al.: "An approach to Flux Control of Induction Motors Operated with VariableFrequency Power Supply", IEEE Trans. on Ind. Appl.,vol IA–16, No 3,May/June 1980.,pp 342–349
- [96] Lorenz,R.D.; Lawson,D.B.: "Flux and Torque Decoupling Control for Field Weakened Operation of Field Oriented Induction Machines",in Conf.Rec.of the IEEE IAS Ann.Meet.,1987.,pp 132–137
- [97] Schumacher,W.; Rojek,P.; Letas,H.H.: "Hochauflösende Lage und Drehzahlerfassung Optischer Geber für SchnelleStellantriebe" Elektronik, 1985., pg. 65
- [98] Krishnan,R.; Doran,F.C.; Latos,T.S.: "Identification of Thermally Safe Load Cycles for an Induction Motor Position Servo", IEEE Trans. on Ind. Appl.,vol IA–23,No 4,1987., pp 636–643

- [99] Stojić,M.R.; Jovanović,P.: "Direct digital servo control, system: Design, practice, and algorithms for microprocessor, applications", 3Automatika1, Yugoslav Journal of ETAN, No 56,, December 1981.
- [100] Stojić,M.R.: "Design of the microprocessorbased digital , system for DC motor speed control", IEEE Trans. on Industr. Electron., vol IE-31, No 3, August 1984.
- [101] Stojić,M.R.: "Direct digital speed control system: Design and microprocessor realization", 3Publ. of Electrical Engi neering Faculty, Series: ETA, 1University of Belgrade, No 142 149, pp 5769, 1982.
- [102] Takahashi,Y.; Chan,C.S.; Auslander,D.M.:"Parametereinstellung bei linearen DDCAgorithmen", Regelungstechnik und Process Datenverarbeitung",vol 19, No 6, 1971., pp 237-284
- [103] Dahlin,E.B.:"Designing and tuning digital controllers", part, I and II, Instrum. Contr. Syst. vol 41, June/July 1968., pp 7783, 87-91
- [104] Stojić,M.R.: "Kontinualni sistemi automatskog upravljanja", Naučna Knjiga, Beograd 1980.
- [105] Nola,F.J.: "Power factor control system for AC induction motor", U.S. Patent 4,052,648 , Oct. 4.,1977.
- [106] Wallace,A.K.; Spee,R.; Martin,L.G.: "Current harmonics and acoustic noise in AC adjustable speed drives", in Conf.Rec. of the IEEE IAS Ann. Meet., 1988., pp 483-488
- [107] Mutoh,N.; et al.: "High Response Digital Speed Control Sys tem for Induction Motors", IEEE Trans. on Ind. Elect., vol IE-33, No 1, Feb. 1986., pp 52-58
- [108] Kirschen,D.S.; Novotny,D.W.; Suwanwisoot,W.:"Minimizing In duction Motor Losses by Excitation Control in Variable Fre quency Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-20, No 5, Sept/Oct. 1984., pp 1244-1250
- [109] Kim,H.G.; Sul,S.K.; Park,M.H.:"Optimal Efficiency Drive of a, CSIfed Induction Motor by Flux Control", ibid , No 6, , Nov./Dec., 1984., pp 1453-1459

- [110] Kirschen,D.S.; Novotny,D.W.; Lipo,T.A.: "Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol EC-2, No 1, March 1987., pp 70-76
- [111] Peak,S.C.; Oldenkamp,J.L.: "A Study of System Losses in a Transistorized Inverterfed Induction Motor Drive System", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-21, No 1, January/February 1985., pp 248-257
- [112] Creighton,G.K.; et al.: "Loss Minimization in ThreePhase Induction Motors with PWM Inverter Supplies", IEE J. Electr. Power Appl., 1979., 2, (5), pp 167-173
- [113] Loser,F.; Sattler,P.K.: "Optimizing the efficiency by the control of inverterfed induction machine especially regar ding saturation and heat effects",in Conf. Rec. of the Third IFAC Symp., Lausanne, Switzerland, 1983., pp 25-32
- [114] Khater,F.M.H.; Novotny,D.W.: "Efficiency Optimization for Constant Horsepower Operation of Induction Machines", Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino, Italy, July 1986., pp 9-16
- [115] Kirschen,D.S.; Novotny,D.W.; Lipo,T.A.: "Online efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive", IEEE Trans.on Ind. Appl.,vol IA-21,May/June 1985.,pp 610-616
- [116] Ito,T.; et al.: "Analysis of Field Oriented Control of CSI driven Induction Motor Systems", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-21, No 4, 1985.
- [117] Sangwongwanich,S.; et al.: "Realization of timeoptimal singlestep velocity response control of fieldoriented induction machines under the condition of nonsaturation of flux", IEEE IAS Ann. Meet., 1988., pp 345-351
- [118] Pontryagin,L.S.; et al.: "The Mathematical Theory of Optimal Process", New York, John Wiley , 1962.
- [119] Sangwongwanich,S.; et al.: "Manipulation of Rotor Flux for Time-Optimal Single-Step Velocity Response of FieldOriented Induction Machine", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-24, No 2, March/April 1988., pp 262-270
- [120] Stojić,M.R.: "Digitalni sistemi upravljanja", (u štampi)

- [121] Joetten,R.; Maeder,G.: "Control methods for good dynamic, performance induction motor drives based on current and vol, tage as measured quantities", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol, IA-19, No 3, 1983., pp 356-363
- [122] Saito,S.; et al.: "New application of current type inverter", ibid, vol IA-20, No 1, 1984., pp 226-235
- [123] Krishnan,R.; Maslowski,W.A., Stefanović,V.R.: "Control prin ciple in current source induction motor drives", IEEE IAS Annual Meeting, Oct. 1980., pp 605-617
- [124] Levi.E.; Vučković,V.: "Magnetizing curve representation , method in digital simulation of induction machine dynamics", , IASTED Computer Applications in Industry, Cairo 1988, , pp 123-126
- [125] Depenbrock,M.: "Direct selfcontrol of the flux and rotary moment of a rotaryfield machine", U.S. Patent 4,678,248
- [126] Divan,D.M.: "Resonant DC Link Converters", Wisconsin, Electric Machines and Power Electronics Consortium Research, Report 86-15
- [127] Christiansen,C.F; et al.: "A synchronization technique for, static deltamodulated PWM inverters", IEEE Trans. on Ind., Elect., vol IE-35, No 4, Nov. 1988., pp 502-507
- [128] Leonhard,W.: "Adjustable-Speed AC Drives", Proceedings of the IEEE, vol 76, No 4, April 1988, pp 455-471
- [129] Petrović,D.; et al.: "Uzroci i mere koje treba preduzeti u, cilju sprečavanja kvarova visokonaponskih asinhronih motora, instalisanih u TE 'Nikola Tesla' A", naučnoistraživački, projekat Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu, 1985.,