

PA 18516



UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET U BEOGRADU

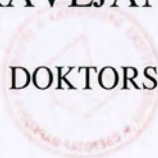
DIREKTNO UPRAVLJANJE ASINHRONIM MOTOROM

DOKTORSKA DISERTACIJA

Djordje Stojić

DIREKTNO UPRAVLJANJE ASINHRONIM MOTOROM

DOKTORSKA DISERTACIJA



Mentor:
dr Slobodan Vukosavić

Kandidat:
mr Đorđe Stojić

Beograd, 2004.

УНИВЕРЗИТЕТСКА БИБЛИОТЕКА
"СВЕТОЗАР МАРКОВИЋ БЕОГРАД"

И. Бр. 133782

1820

UNIVERSITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET U BEOGRADU

Djorđe Stojić

DIREKCIJA UPRAVLJANJE ASINHRONIM MOTOROM

KA DISERTACIJA



Beograd, 2004.

UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET U BEOGRADU

DIREKTNO UPRAVLJANJE ASINHRONIM MOTOROM

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor:
dr Slobodan Vukosavić

Kandidat:
mr Đorđe Stojić

Beograd, 2004.

ДИРЕКТНО УПРАВЉАЊЕ АСИНХРОНИМ МОТОРОМ

Abstract—A novel control strategy for the induction motor drive based on the direct torque control method is presented. The torque is controlled through variation of the stator flux magnitude and the stator flux is controlled by using a feed-forward control scheme with the motor flux reference vector advance angle to control the flux motor flux magnitude. The optimal reference vector is determined by the torque ripple in the steady state and after transient with a constant reference torque. The algorithm includes the improved vector control and the vector control for torque control in all operating conditions, even in low speeds. The experimental results verify the effectiveness of the proposed algorithm, proving that a good torque control is achieved in the wide operating range with changing conditions.

Докторска дисертација под насловом “Директно управљање асинхроним мотором“ кандидата Мр Ђорђа Стојића одбрањена је 22.12.2004. на Електротехничком факултету у Београду. Чланови комисије су:

- Др Слободан Вукосавић, ред. проф.
- Др Бранко Ковачевић, ред. проф.
- Др Драган Петровић, ред. проф.
- Др Владан Вучковић, ред. проф. у пензији
- Др Борислав Јефтенић, ван. проф.

DIRRECT CONTROL OF INDUCTION MOTOR

Abstract—A novel control strategy for the induction motor drive based on the direct torque control method is presented. The torque is controlled through variation of the stator flux magnitude and the stator flux is controlled by using a feed-forward control scheme with the motor flux reference vector advance angle to control the flux motor flux magnitude. The optimal reference vector is determined by the torque ripple in the steady state and after transient with a constant reference torque. The algorithm includes the improved vector control and the vector control for torque control in all operating conditions, even in low speeds. The experimental results verify the effectiveness of the proposed algorithm, proving that a good torque control is achieved in the wide operating range with changing conditions.

DIRRECT UPRAVLJANJE ASINHRONIM MOTOROM

ДИРЕКТНО УПРАВЉАЊЕ АСИНХРОНИМ МОТОРОМ

Кратак садржај—У оквиру тезе приказана је нова структура за управљање асинхроним мотором на принципу акцелерације поља. Момент мотора је контролисан варијацијама брзине ротације вектора статорског флукса. Статорски флукс је контролисан употребом *feed-forward* структуре, где се референца статорског флукса мења у зависности од режима рада мотора на начин који обезбеђује константну амплитуду роторског флукса мотора у свим режимима рада. Имплементирана регулација обезбеђује брз одзив момента, ниску валовитост регулисаних величина и рад погона са константном комутационом фреквенцијом. У оквиру тезе, примењен је унапређени алгоритам за естимацију вредности статорског и роторског флукса, који обезбеђује стабилан рад погона у свим режимима рада, укључујући и опсег ниских брзина. Погон је испитан кроз низ експерименталних тестова, који потврђују да је постигнут задовољавајући ниво перформанси алгоритма у свим режимима рада.

DIRECT CONTROL OF INDUCTION MOTOR

Abstract--A novel control strategy for the induction motor drive, based on the field acceleration method, is presented. The torque is controlled through variations of the stator flux angular velocity. The stator flux is controlled by using a feed-forward control scheme, with the stator flux reference vector adjusted so as to obtain the fixed rotor flux amplitude. The applied controller assures a fast torque response, low torque ripple in the steady state, and drive operation with a constant switching frequency. The algorithm includes the improved stator and rotor flux estimation that guarantees the stable drive operation in all operating conditions, even at low speeds. The experimental tests verify the performance of the proposed algorithm, proving that a good behavior of the drive is achieved in the transient and steady state operating conditions.

ПРЯМОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

1.	Uvod	1
1.1.	Pregled stručne literature	1
1.2.	Kraatak osvrt na organizaciju rada	15
2.	Većinski model asinhronog motora	19
2.1.	Varijacije vrednosti parametara modela motora	24
2.2.	Modelovanje ostalih komponenti pogona	25
3.	Prikaz reprezentativnih SFVC algoritama za upravljanje asinhronim motorom	28
4.	Struktura predloženog algoritma za direktno upravljanje asinhronim motorom	34
4.1.	Struktura regulatora statorskog fluksa asinhronog motora	41
4.2.	Algoritam za praćenje reference statorskog fluksa	46
4.3.	Estimacija trenutne vrednosti vektora statorskog i rotorskog fluksa	50
4.3.1.	Dinamičke karakterističke estimatore trenutne vrednosti vektora statorskog i rotorskog fluksa	53
4.4.	Kompenzacija nelinearnih karakteristika napajanskog invertora	56
4.5.	Analiza dinamičkih karakteristika regulatora statorskog fluksa	59
4.5.1.	Podela vruće vrednosti referentnog vektora statorskog fluksa	61
4.5.2.	Uticaj brzine obrtanja na dinamičke karakteristike regulatora statorskog fluksa	63
4.5.3.	Uticaj statorske otpornosti na dinamičke karakteristike regulatora statorskog fluksa	65
4.5.4.	Uticaj varijacija induktivnosti rotora na dinamičke karakterističke regulatora statorskog fluksa	68
4.5.5.	Uticaj rotorske otpornosti na dinamičke karakteristike regulatora statorskog fluksa	70
4.6.	Algoritam za regulaciju momenta asinhronog motora	71

Zahvaljujem se mentoru prof. Slobodanu Vukosaviću na pomoći i sugestijama koji su doprineli sadržaju rada i celovitosti rezultata.

Takođe, zahvaljujem se kolegama iz Elektrotehničkog instituta "Nikola Tesla" na saradnji tokom laboratorijskih ispitivanja.

SADRŽAJ

1.	Uvod	1
1.1.	Pregled stručne literature	3
1.2.	Kratak sadržaj i organizacija rada	15
2.	Vektorski model asinhronog motora.....	19
2.1.	Varijacije vrednosti parametara modela motora	24
2.2.	Modelovanje ostalih komponenti pogona	25
3.	Prikaz reprezentativnih SFVC algoritama za upravljanje asinhronim motorom	28
4.	Struktura predloženog algoritma za direktno upravljanje asinhronim motorom.....	38
4.1.	Struktura regulatora statorskog fluksa asinhronog motora.....	42
4.2.	Algoritam za proračun reference statorskog fluksa.....	46
4.3.	Estimacija trenutne vrednosti vektora statorskog i rotorskog fluksa	50
4.3.1.	Dinamičke karakteristike estimatora trenutne vrednosti vektora statorskog i rotorskog fluksa	53
4.4.	Kompenzacija nelinearnih karakteristika naponskog invertora	56
4.5.	Analiza dinamičkih karakteristika regulatora statorskog fluksa	59
4.5.1	Podешavanje vrednosti parametra regulatora statorskog fluksa	61
4.5.2	Uticaj brzine obrtanja rotora na dinamičke karakteristika regulatora statorskog fluksa	63
4.5.3.	Uticaj statorske otpornosti na dinamičke karakteristika regulatora statorskog fluksa	65
4.5.4.	Uticaj varijacija induktivnosti motora na dinamičke karakteristike regulatora statorskog fluksa	68
4.5.5.	Uticaj rotorske otpornosti na dinamičke karakteristika regulatora statorskog fluksa	70
4.6.	Algoritam za regulaciju momenta asinhronog motora	71

4.7.	Ograničavač regulatora momenta AM.....	94
4.7.3.	Regulator momenta AM sa promenljivim limitom	96
4.7.4.	Regulator momenta AM sa fiksnim limitom.....	98
4.8.	Algoritam slabljenja polja	99
4.9.	Regulacija brzine motora	106
4.9.1.	Projektovanje brzinskog servopogona sa kaskadnim regulatorom.....	107
4.9.2.	Estimacija brzine obrtanja rotora.....	116
4.9.3.	Struktura <i>sensorless</i> brzinskog servopogona	119
5.	Pregledni prikaz procedure podešavanja vrednosti parametara regulatora	124
5.1.	Podešavanje proporcionalnog dejstva regulatora fluksa.....	125
5.2.	Podešavanje vrednosti pojačanja estimatora fluksa	125
5.3.	Podešavanje vrednosti parametara regulatora momenta	126
5.4.	Podešavanje vrednosti ostalih parametara u okviru algoritma za upravljanje momentom AM	127
5.5.	Podešavanje vrednosti parametara regulatora brzine	128
6.	Eksperimentalna provera performansi pogona	129
6.1.	Ispitivanje dinamičkih karakteristika regulatora fluksa	131
6.2.	Ispitivanje statičkih i dinamičkih karakteristika regulatora momenta	135
6.3.	Ispitivanje statičkih i dinamičkih karakteristika brzinskog servopogona sa povratnom spregom zatvorenom po merenoj vrednosti rotorske brzine	141
6.4.	Ispitivanje statičkih i dinamičkih karakteristika brzinskog servopogona sa povratnom spregom uspostavljenom po estimiranoj vrednosti rotorske brzine.....	143
7.	Zaključak.....	149
8.	Literatura	153
9.	Dodatak	161

LISTA KORIŠĆENIH SIMBOLA

R_s	statorska otpornost
\widehat{R}_s	estimirana vrednost statorske otpornosti
R_r	rotorska otpornost
$L_{ls}, L_{\sigma s}$	statorska rasipna induktivnost
$L_{lr}, L_{\sigma r}$	rotorska rasipna induktivnost
L_{ms}	statorska induktivnost magnećenja
L_{mr}	rotorska induktivnost magnećenja
M	induktivnost magnećenja u rotacionom koordinatnom sistemu
θ_r	ugao rotora
ω_r	rotorska ugaona brzina
θ	ugao referentnog rotacionog koordinatnog sistema
ω	ugaona brzina referentnog rotacionog koordinatnog sistema
v_a	komponenta a statorskog napona
v_b	komponenta b statorskog napona
v_c	komponenta c statorskog napona
i_{as}	komponenta a statorske struje
i_{bs}	komponenta b statorske struje
i_{cs}	komponenta c statorske struje
i_{ar}	komponenta a rotorske struje
i_{br}	komponenta b rotorske struje
i_{cr}	komponenta c rotorske struje
v_{qs}	komponenta q statorskog napona
v_{ds}	komponenta d statorskog napona
i_{qs}	komponenta q statorske struje
i_{ds}	komponenta d statorske struje
i_Q	komponenta q rotorske struje
i_D	komponenta d rotorske struje
ψ_{qs}	komponenta q statorskog fluksa
ψ_{ds}	komponenta d statorskog fluksa
ψ_Q	komponenta q rotorskog fluksa
ψ_D	komponenta d rotorskog fluksa
θ_ψ	ugao vektora rotorskog fluksa u odnosu na a osu
ω_ψ	ugaona brzina vektora rotorskog fluksa
θ_e	ugao referentnog vektora rotorskog fluksa u odnosu na a osu
ω_e	ugaona brzina referentnog vektora rotorskog fluksa
v_{dqs}	vektor statorskog napona u rotacionom dq sistemu
\dot{I}_{dqs}	vektor statorske struje u rotacionom dq sistemu
\dot{I}_{DQ}	vektor rotorske struje u rotacionom dq sistemu
$\underline{\psi}_{dqs}$	vektor statorskog fluksa u rotacionom dq sistemu
$\underline{\psi}_{DQ}$	vektor rotorskog fluksa u rotacionom dq sistemu

$\underline{V}_{\alpha\beta s}$	vektor statorskog napona u stacionarnom $\alpha\beta$ sistemu
$\underline{\dot{I}}_{\alpha\beta s}$	vektor statorske struje u stacionarnom $\alpha\beta$ sistemu
$\underline{\dot{I}}_{\alpha\beta r}$	vektor rotorske struje u stacionarnom $\alpha\beta$ sistemu
$\underline{\Psi}_{\alpha\beta s}$	vektor statorskog fluksa u stacionarnom $\alpha\beta$ sistemu
$\underline{\Psi}_{\alpha\beta r}$	vektor rotorskog fluksa u stacionarnom $\alpha\beta$ sistemu
$\underline{\dot{L}}_{dq s}$	referentni vektor statorske struje u rotacionom dq sistemu
$\underline{\Psi}_{dq s}$	referentni vektor statorskog fluksa u rotacionom dq sistemu
$\underline{\Psi}_{DQ}$	referentni vektor rotorskog fluksa u rotacionom dq sistemu
$\underline{V}_{\alpha\beta s}$	referentni vektor statorskog napona u stacionarnom $\alpha\beta$ sistemu
$\underline{\dot{L}}_{\alpha\beta s}$	referentni vektor statorske struje u stacionarnom $\alpha\beta$ sistemu
ω_r	referenca rotorske brzine
T_e	moment asinhronog motora
\hat{T}_e	estimirani moment asinhronog motora
$\hat{\Psi}_{dq s}$	estimirani vektor statorskog fluksa u rotacionom dq sistemu
$\hat{\Psi}_{DQ}$	estimirani vektor rotorskog fluksa u rotacionom dq sistemu
$\hat{\Psi}_{\alpha\beta s}$	estimirani vektor statorskog fluksa u stacionarnom $\alpha\beta$ sistemu
$\hat{\Psi}_{\alpha\beta r}$	estimirani vektor rotorskog fluksa u stacionarnom $\alpha\beta$ sistemu
$\hat{\omega}_r$	estimirana vrednost rotorske brzine
K_p	proporcionalno dejstvo regulatora statorskog fluksa
K_{T1}, K_{T2}	parametri regulatora momenta
K_{ω}, K_{ω^2}	parametri regulatora brzine
K_e	ekvivalentno pojačanje pogonskog dela sistema
G	pojačanje estimatora statorskog fluksa
T_s	perioda odabiranja
t_r	vreme uspona
t_s	vreme smirenja
τ_e	dominantna vremenska konstanta
τ_{ω}	vremenska konstanta filtra estimirane brzine
z^d	dominantni pol sistema
dq	oznaka rotacionog koordinatnog sistema
abc	oznaka stacionarnog trofaznog koordinatnog sistema
$\alpha\beta$	oznaka stacionarnog dvofaznog koordinatnog sistema

1. UVOD

Predmet naučne rasprave u tezi je razvoj novog algoritma za upravljanje fluksom, momentom i brzinom asinhronog motora (AM) bez davača brzine i pozicije. Razvoj algoritma zasnovan je na poboljšanju postojećih rešenja u oblasti direktne kontrole momenta AM, kao i na razvoju novih rešenja koja poseduju prednosti u pogledu praktične implementacije.

Zbog svojih robusnih konstrukcionih i eksploatacionih karakteristika asinhroni motori zauzimaju značajno mesto u savremenoj industriji, kao pouzdan izvršni organ. Primena asinhronog motora obuhvata sisteme vuče, neregulisane pogone kao i automatizovane industrijske sisteme koji zahtevaju regulaciju brzine ili pozicije AM. U zavisnosti od primene, sreću se pogoni asinhronog motora različitih nivoa složenosti – počev od trofaznih pokretača, do različitih tipova pogona sa promenljivom učestanošću i amplitudom napona napajanja motora. Pogoni sa promenljivom učestanošću napajanja asinhronog motora pokrivaju širok spektar primena u industriji i transportu. Razvoj pogona kreće se u pravcu realizacije upravljačkih algoritama koji omogućavaju raspregnuto upravljanje fluksom i momentom motora. Realizacija raspregnute kontrole omogućava tačnu i brzu regulaciju svih promenljivih stanja koje učestvuju u mehanizmu generisanja pokretačkog momenta motora. Na taj način teži se realizaciji algoritma koji omogućava potpunu kontrolu, slično klasičnim pogonima za upravljanje jednosmernim motorom.

Realizacija raspregnute kontrole momenta i fluksa razvijala se u više različitih pravaca, koji se mogu klasifikovati u dve osnovne grupe algoritama: algoritmi za vektorsko upravljanje AM i algoritmi za direktnu kontrolu momenta. Algoritmi za vektorsko upravljanje AM najčešće se zasnivaju na strujnom modelu motora i podrazumevaju kaskadnu strukturu, sa regulatorima statorske struje motora kao osnovom konture upravljanja. Na taj način realizovana je posredna regulacija fluksa i momenta AM, što se negativno odražava na dinamiku upravljanja. Takođe, posredno upravljanje fluksom i momentom odražava se i na tačnost regulacije. Naime, ono zahteva precizno poznavanje vrednosti parametara modela pogona, što se najčešće ogleda u zahtevu za



povećanjem broja senzora u pogonu ili u povećanju procesorske moći korišćene upravljačke elektronike. Ipak, većina savremenih pogona sa AM visokih performansi zasniva se na algoritmu vektorske kontrole, koji predstavljaju polaznu tačku za dalja usavršavanja i unapređenja algoritama upravljanja AM. Otuda, nedostaci klasičnih realizacija pogona zasnovanih na indirektnoj vektorskoj kontroli (IFOC, *Indirect Field Oriented Control*) AM definišu smernice za razvoj novih metoda upravljanja asinhronim motorom. Pomenuti nedostaci IFOC algoritama su: upotreba senzora pozicije rotora; kaskadna struktura, koja podrazumeva realizaciju regulatora statorske struje; posredno upravljanje fluksom i momentom AM; smanjena tačnost reglacije fluksa i momenta; smanjena brzina regulacije fluksa i momenta; i realizacija regulatora u rotacionom koordinatnom sistemu, što podrazumeva veću procesnu moć upravljačke elektronike.

Potreba za primenom davača brzine i pozicije rotora predstavlja značajan nedostatak, s obzirom na standardne eksploatacione uslove pogona AM. Naime, asinhroni motori se najčešće koriste u industrijskim okruženjima koja podrazumevaju hemijski agresivne sredine, sa visokim nivoom vlage i sa velikim varijacijama radnih temperatura. Takvi uslovi fizičkog okruženja nepodobni su za trajni i pouzdani rad savremenih davača pozicije, što pogone AM čini manje robusnim i manje isplativim za upotrebu.

Algoritmi zasnovani na vektorskoj kontroli razvijaju se u pravcu koji ne zahteva korišćenje senzora pozicije, čime su značajno povećani robusnost i vek trajanja pogona. Ipak, kaskadna struktura sa posrednom regulacijom momenta i fluksa motora postavlja strukturalna ograničenja IFOC koncepta kontrole, čije otklanjanje zahteva razvoj novih struktura upravljanja asinhronim motorom.

Drugi pravac u razvoju algoritama za upravljanje AM čine algoritmi za direktnu kontrolu momenta AM. Ova vrsta algoritama počela je intenzivno da se razvija tek u bližoj prošlosti, kao pokušaj da se implementacijom alternativnih struktura učine kvalitativna poboljšanja u odnosu na algoritme sa vektorskim upravljanjem. Generalno, u njima se izborom adekvatnog naponskog vektora vrši direktna, raspregnuta kontrola fluksom i momentom motora. Na taj način, ostvaruju se kvalitativni pomaci u regulaciji AM: veliki propusni opseg regulacije fluksa i momenta; rad u stacionarnom koordinatnom sistemu; visoke performanse pogona bez potrebe za korišćenjem mikroprocesora visoke procesorske moći; regulacija fluksa i momenta bez davača pozicije na osovini motora; precizna kontrola fluksa i momenta u svim režimima rada, uključujući i opsege niskih brzina kao i brzina znatno većih od nominalne. Pored potencijalnih prednosti, algoritmi za direktnu kontrolu momenta imaju i karakteristične nedostatke: histerezisni algoritmi rade sa promenljivom učestanošću prekidanja i sa visokim nivoom valovitosti fluksa i valovitosti momenta u stacionarnom stanju;

postojeći algoritmi sa fiksnom učestanošću prekidanja su osetljivi u odnosu na nelinearna izobličenja napona invertora, koja se ogledaju u nestabilnom radu pogona na niskim učestanostima polja; stabilnost algoritama sa fiksnom učestanošću prekidanja uslovljena je varijacijama vrednosti parametara motora. Rešavanje navedenih problema, u praksi, najčešće dovodi do razvoja numerički intenzivnih algoritama, u kojima je robusnost rada pogona povećana primenom kompleksnijeg upravljačkog algoritma. Otuda, razvoj algoritama sa direktnom kontrolom momenta ostavlja prostor za razvoj novih struktura, koje bi omogućile robusan i stabilan rad u svim režimima rada pogona, u uslovima varijacija vrednosti parametara modela motora, i u uslovima korišćenja standardnih izvršnih organa i senzora sa uobičajenim ograničenjima i neidealnostima. U okviru teze učinjen je pokušaj da se razvije struktura sa zahtevanim osobinama.

U sledećem poglavlju dat je pregled stanja oblasti pogona za upravljanje AM u stručnoj literaturi.

1.1. Pregled stručne literature

Projektovanje algoritama za upravljanje asinhronim motorom bez davača na vratilu predstavlja široku oblast istraživanja, čiji rezultati primenu nalazi u različitim industrijskim pogonima. Uslovi industrijske primene postavljaju zahteve o valjanosti estimacije brzine, tačnosti regulacije momenta, stabilnosti i tačnosti algoritma u uslovima varijacija vrednosti parametara AM, kao i u svim mogućim radnim režimima pogona. Shodno zahtevima koje definišu uslovi eksploatacije, moguće je odrediti sledeće grupe problema koje je neophodno rešiti prilikom projektovanja pogona bez davača na osovini: (i) estimacija i regulacija trenutne vrednosti fluksa, (ii) estimacija i regulacija trenutne vrednosti momenta i rotorske brzine, (iii) povećanje brzine odziva momenta i fluksa, (iv) mala greška regulacije momenta i fluksa u svim radnim režimima, i (v) smanjenje osetljivosti algoritama u odnosu na nelinearna izobličenja statorskog napona i u odnosu na varijacije vrednosti parametara pogona.

U nastavku poglavlja dat je prikaz osnovnih pristupa rešavanju problema vezanih za realizaciju pogona AM bez davača na osovini.

Estimacija trenutne vrednosti statorskog fluksa problem je koji se u stručnoj literaturi rešava na više načina. Karakteristična rešenja su: (i) integracijom signala statorske kontraelektromotorne sile, (ii) korišćenjem opservera stanja asinhronog motora. Princip estimacije statorskog fluksa korišćenjem integrala kontraelektromotorne sile (EMF) detaljno je opisan u radovima [A1] i [A2]. Estimacija statorskog fluksa integracijom EMF široko je prihvaćena u stručnoj literaturi i praksi, prevashodno zato što

zahteva poznavanje samo jednog parametra AM - statorske otpornosti. Problem koji se javlja u primeni metode sastoji se u postojanju ofseta integracije. Pojava jednosmerne komponente na izlazu integratora prouzrokovana je sledećim faktorima: (i) neidealnosti integratora (koje posebno dolazi do izražaja na niskim brzinama AM, na kojima su vrednosti EMF veoma male), i (ii) neadekvatnim izborom početne vrednosti integrala. U radu [A1], problem pojave ofseta integrala rešen je tako što je integrator zamenjen niskopropusnim filtrom čija se amplitudska i fazna karakteristika poklapaju sa karakteristikama integratora na učestanostima iznad frekvencije propusnog opsega filtra. Problem se, u ovom slučaju, sastoji u postojanju greške estimacije statorskog fluksa na opsegu učestanosti ispod propusnog opsega NF filtra. Takođe, problem predstavlja dugo vreme iščezavanja jednosmerne komponente na izlazu NF filtra, pošto je vreme odziva filtra obrnuto proporcionalno njegovom propusnom opsegu. Problem brzine iščezavanja jednosmerne komponente postaje značajan u AM pogonima sa regulisanim momentom, gde i male vrednosti ofseta estimirane vrednosti statorskog fluksa mogu izazvati visoki ripl momenta. U radu [A2], data je struktura modifikovanog integratora za zasićenjem u povratnoj sprezi. Prednost ovog rešenja u odnosu na [A1] sastoji se u tome da je tačan na kompletnom opsegu radnih učestanosti, uključujući i rad na brzinama bliskim nuli. Mana ovog rešenja sastoji se u tome što zahteva realizaciju adaptivnog optimizacionog algoritma za određivanje granica limitera. Takođe, u slučaju niskih radnih učestanosti AM, brzina kompenzacije ofseta integratora je nedopustivo mala.

Problematika estimacije trenutne vrednosti statorskog fluksa mora da uzme u obzir i uticaj neidealnosti komponenata pogona na tačnost i stabilnost estimacije. U radu [A3], dat je detaljan prikaz dominantnih efekata koji imaju uticaja na grešku u estimaciji statorskog fluksa. U grupu pomenutih efekata spadaju: (i) izobličenja izlaznog napona trofaznog invertora, prouzrokovana nesavršenostima karakteristika prekidačkih komponenata (efekat "mrtvog vremena" i efekat pada napona na prekidačkim komponenata); (ii) ofset i nelinearna izobličenja senzora statorskih struja; (iii) neidealnost digitalnog integratora statorskog fluksa, koji izaziva pojavu jednosmernog ofseta estimirane veličine. Pored detaljne analize uticaja ovih efekata na tačnost i stabilnost estimacije, u radu su date i originalne metode za njihovu kompenzaciju.

Pored kombinovanih metoda kompenzacije neidealnosti invertora [A3], značajno mesto u stručnoj literaturi posvećeno je zasebnoj analizi efekta "mrtvog vremena". Izobličenja statorskog napona izazvana njegovom pojavom od posebnog su značaja u *sensorless* pogonima AM bez regulatora statorske struje, pošto se u njima sva naponska izobličenja direktno prenose na talasni oblik statorskih struja. U ovim pogonima, uticaj naponskih izobličenja posebno dolazi do izražaja pri niskim brzinama, na kojima su naponska izobličenja samerljiva sa fundamentalnom komponentom statorskog napona. Ukoliko se ne izvrši adekvatna kompenzacija efekta "mrtvog vremena", on u *sensorless*

pogonima bez regulatora struje izaziva nestabilni rad. U radu [A4] dat je opis klasične metode za kompenzaciju efekta “mrtvog vremena”, u kojoj je znak estimirane vrednosti naponskog izobličenja određen na osnovu znaka struje, dok je amplituda izobličenja proporcionalna trajanju “mrtvog vremena” i vrednosti napona jednosmernog međukola invertora.

Dodatni problem u realizaciji estimatora statorskog fluksa predstavlja činjenica da vrednost statorske otpornosti varira tokom rada pogona AM, sa promenom radne temperature motora. Dinamika promene statorske otpornosti veoma je spora, što omogućava primenu efikasnih algoritama za estimaciju trenutne vrednosti otpornosti. U radovima [A5]-[A7] dat je prikaz tri različita pristupa problemu estimacije statorske otpornosti. U radu [A5] dat je prikaz modifikovanog algoritma za direktnu vektorsku kontrolu, koji omogućava estimaciju statorske otpornosti i rotorske brzine korišćenjem strujnog i naponskog modela AM. Model motora definisan je korišćenjem sistema diferencijalnih jednačina u rotacionom koordinatnom sistemu, sinhronim sa vektorom rotorskog fluksa. Trenutne vrednosti statorske otpornosti i rotorske brzine estimiraju se minimizacijom greške strujnog modela motora u odnosu na naponski. Rad [A5] daje kvalitetne i jednostavne algoritme estimacije rotorske brzine i statorske otpornosti, te otuda predstavlja značajan doprinos teoriji sa stanovišta kombinovane primene strujnog i naponskog modela motora. Pored rada [A5], značajan broj autora bavi se unapređenjem algoritama u kojima se trenutne vrednosti parametara proračunavaju na osnovu estimiranih promenljivih stanja modela motora [A8]-[A11].

Na osnovu algoritama za estimaciju promenljivih stanja AM koji se baziraju na kombinovanju strujnih i naponskih modela motora, razvijene su MRAS (*Model Reference Adaptive System*) metode bazirane na adaptivnim modelima motora, u kojima se promenom vrednosti parametara modela minimizuje greška estimacije. U radu [A6] dat je prikaz klasičnog MRAS algoritma za estimaciju rotorske brzine i statorske otpornosti AM, realizovanog u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu. Kao referentni korišćen je naponski model, dok je kao adaptivni korišćen strujni model AM. Metod estimacije statorske otpornosti svodi se na definisanje adaptivnog zakona promene vrednosti parametra rotorske brzine u strujnom modelu, u cilju minimizacije kriterijumske funkcije – greške između naponskog i strujnog modela. Algoritam promene vrednosti parametra statorske otpornosti brzine projektovan je tako da obezbeđuje stabilnost adaptivnog procesa u svim režimima rada pogona, shodno kriterijumu hiperstabilnosti, definisanom u [B1], univerzalnom za sve MRAS algoritme. Predloženo rešenje predstavlja klasičnu MRAS realizaciju, primenjenu na problematiku regulacije AM. Problem vezan za MRAS realizacije sastoji se u kompleksnosti algoritama i u gubitku stabilnosti rada pri malim brzinama pogona. Ipak, MRAS metoda

predstavlja algoritam koji svojom dinamikom i strukturom ima minimalni uticaj na dinamiku osnovne konture upravljanja. Zbog toga je MRAS našao značajnu primenu u *sensorless* pogonima AM, pogotovo u njihovim DFOC (*Direct Field Oriented Control*) realizacijama [B2]-[B6].

Pored numeričkih metoda za estimaciju vrednosti parametara motora, u stručnoj literaturi sreću se i rešenja u kojima se parametri (statorska otpornost, rasipne induktivnosti, rotorska brzina) određuju eksitacijom motora specijalnim, najčešće visokofrekventnim, pobudnim signalima superponiranim fundamentalnoj komponenti statorskog napona. U radu [B7], dat je prikaz metode u kojoj se na osnovu amplitude trećeg harmonika u talasnom obliku statorskog napona estimira trenutnu vrednost amplitude rotorskog fluksa. U radu je analitički pokazana veza između vektora rotorskog fluksa i trećeg harmonika rotorskog fluksa, koji se indukuje zbog efekta zasićenja magnetnog kola motora. Predložena metoda omogućava da se na osnovu izmerenih vrednosti statorskog napona estimira trenutna vrednost rotorskog fluksa, gde se estimirana vrednost fluksa koristi za implementaciju DFOC upravljačkog algoritma. Pristup predložen u [B7], zasnovan na detekciji viših harmonika u promenljivama stanja motora izazvanih efektima zasićenja magnetnog kola motora, sreće se u značajnom broju radova. Pored identifikacionih metoda zasnovanih na efektima zasićenja magnetnog kola fundamentalnom komponentom fluksa, koriste se i metode u kojima se u komandni signal injektuju visokofrekventne test sekvence [B8]. Detektovanjem odziva motora na visokofrekventnu komponentu u statorskom naponu, moguće je odrediti položaj vektora rotorskog fluksa. Napredak predložene metode u odnosu prethodne ogleda se u mogućnosti detekcije položaja rotora [B9]-[B13] i u uslovima rada sa nultom učestanošću polja. Nedostatak metoda zasnovanih na injekciji test signala sastoji se u tome što povećanje tačnosti estimacije amplitude i položaja rotorskog fluksa zahteva povećanje amplitude injektovanog signala, što dovodi do pojave talasnosti fluksa i momenta AM.

Pored algoritama za identifikaciju statorskog fluksa integracijom kontraelektromotorne sile, u savremenim AM pogonima primenu nalaze i opserveri statorskog fluksa bazirani na strujnim modelima AM. Osnovna prednost strujnih u odnosu na naponske modele sastoji se u efikasnom radu na niskim brzinama AM. Naime, nedostatak algoritama za upravljanje AM bez davača na osovine, koji se baziraju na naponskim modelima motora, sastoji se u lošem radu na niskim brzinama pogona. To se dešava zato što na niskim brzinama dolaze do izražaja sledeći efekti: (i) estimacija statorskog fluksa bazirana na naponskom modelu AM na niskim brzinama postaje nepouzdana zbog niskog nivoa signala kontraelektromotorne sile u odnosu na aktivni pad napona u statorskom kolu (razlozi za pojavu greške su nepoznavanje tačne vrednosti statorske otpornosti i neidealnost integratora, koji izaziva pojavu ofseta u estimiranoj

vrednosti fluksa); (ii) neidealnost naponskog invertora (izvori greške su efekti “mrtvog vremena” i pada napona na prekidačkim komponentama na vrednost statorskog napona AM). Alternativu algoritmima baziranim na naponskim modelima predstavljaju strukture u kojima se koriste strujni modeli AM. Primena strujnih modela za estimaciju statorskog fluksa omogućava rad estimatora u svim režimima rada motora. Nedostatak algoritama baziranih na strujnom modelu ogleda se u potrebi poznavanja tačnih vrednosti proširenog skupa parametara modela asinhronog motora kao i potreba za korišćenjem davača na vratilu motora. U radu [C1] dat je detaljan prikaz projektovanja kompletnog opservera stanja modela AM, korišćenog za estimaciju trenutnih vrednosti statorskih flukseva i rotorske brzina AM. Uz analizu opservabilnosti referentnog modela, data je i sinteza parametara opservera koji omogućava stabilan rad estimacije u širokom opsegu vrednosti promenljivih stanja motora. U radu [C2] dat je prikaz realizacije opservera statorskih flukseva AM, sa primenom uprošćenog algoritma za podešavanje parametara opservera. Pored pomenutih, u stručnoj literaturi moguće je naći veći broj radova koji estimaciju trenutnih vrednosti promenljivih stanja zasnivaju na kompletnim opserverima stanja modela AM. Metode se razvijaju u pravcu smanjenja osetljivosti, i povećanja stabilnosti i tačnosti estimacije u odnosu na varijacije vrednosti različitih parametara modela motora [C3]-[C4].

Nasuprot rešenjima koja se zasnivaju na upotrebi kompletnih opservera stanja modela motora, postoji značajan broj radova u kojima se estimacija trenutnih vrednosti statorskog i rotorskog fluksa vrši korišćenjem redukovanih opservera [C5]-[C9]. Redukovani opserveri predstavljaju rešenja od posebnog interesa za oblast projektovanja *sensorless* pogona, pošto se njihovom primenom uprošćuje struktura algoritma i omogućava primena upravljačke elektronike slabije numeričke snage. Iako su prvobitno korišćeni u algoritmima sa direktnom vektorskom kontrolom, redukovani opserveri fluksa dobijaju sve značajniju primenu i u ostalim vrstama *sensorless* pogona AM.

Važnu komponentu algoritama za upravljanje AM bez davača pozicije predstavlja zakon upravljanja trenutnim vrednostima fluksa i momenta. U praksi je najčešće primenjivan algoritam za direktno vektorsko upravljanje (DFOC, *Direct Field Oriented Control*) AM [C10]. Algoritam DFOC od posebnog je značaja zato što predstavlja osnovu za razvoj većine savremenih algoritama za upravljanje AM. Realizacija algoritma za direktno vektorsko upravljanje AM podrazumeva definisanje metode za estimaciju trenutne vrednosti vektora rotorskog fluksa i trenutne vrednosti rotorske brzine motora. U prethodnom delu pomenuta je struktura opservera stanja AM [C1], najčešće upotrebljavana za estimaciju trenutne vrednosti vektora rotorskog fluksa. Tačnost opservera moguće je povećati primenom adaptivnog modela AM, realizovanog korišćenjem MRAS algoritma [A6] za estimaciju relevantnih parametara opserviranog modela. Pored navedenih estimacionih algoritama, u stručnoj literaturi predlažu se i



metode bazirane na primeni Kalmanovog filtra, kao i na primeni neuralnih mreža, koje omogućavaju povećavanje tačnosti estimacije vektora rotorskog fluksa, rotorske brzine i ostalih parametara motora, od važnosti za rad algoritma za direktno vektorsko upravljanje. Pored navedenih, u stručnoj literaturi sreće se značajan broj rešenja koja se zasnivaju na DFOC strukturi. Pravci daljeg razvoja kreću se ka smanjenju osetljivosti algoritma u odnosu na varijacije parametara pogona, definiciji novih struktura za estimaciju trenutnih vrednosti parametara pogona, brzine i pozicije motora. Takođe, teži se ka realizaciji robusnih algoritama, sa unapređenom dinamikom odziva momenta i fluksa i sa podesivom dinamikom konvergencije estimacionih i adaptivnih mehanizama [D1]-[D8]. Značajan broj autora klasičan DFOC algoritam proširuje metodama za optimizaciju gubitaka u pogonu i za proširenje radnog opsega brzina u kojima je moguće realizovati maksimalni moment motora primenom poboljšanih algoritama za “slabljenje polja” [D9]-[D10].

Estimacija trenutne vrednosti brzine obrtanja rotora predstavlja jedan od osnovnih problema pri projektovanju pogona bez davača na vratilu. U stručnoj literaturi, izdvojila su se sledeći pristupi rešavanju ovog problema. Karakteristični su: (i) estimacija vrednosti brzine na osnovu vrednosti učestanosti klizanja motora; (ii) primena adaptivnih MRAS metoda [E1]-[E2]; (iii) primena neuralne mreže za estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine [E3], (iv) detekcija položaja rotora na osnovu pojave viših harmonika fluksa izazvanih efektom zasićenja magnetnog kola ili nastalih injekcijom visokofrekventne komponente statorskog napona.

U radu [E1] dat je prikaz adaptivnog opservera stanja AM, sa primenom Kalmanovog filtra za povećanje tačnosti estimacije rotorskog fluksa i rotorske brzine. Rad predstavlja realizaciju algoritma direktne vektorske kontrole u kojoj se trenutna vrednost rotorske brzine estimira korišćenjem adaptivnog opservera sa integralnim adaptivnim kriterijumom promene vrednosti parametra rotorske brzine. Kao izlazi adaptivnog opservera korišćene su trenutne vrednosti statorskih struja motora. Pošto adaptivni metod za estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine unosi grešku u estimaciji vrednosti rotorskog fluksa, autori predlažu primenu Kalmanovog filtra, kojim bi se, na osnovu trenutnih vrednosti statorskih struja, izvršila dodatna korekcija estimiranih vrednosti rotorskog fluksa. U radu je pokazano da primena Kalmanovog filtra ne izaziva promene u dinamici realizovanog adaptivnog opservera. Uopšteno govoreći, adaptivne metode modela (MRAS metode) [E2] našle su veoma široku primenu u estimaciji trenutne vrednosti brzine AM, čija upotreba omogućava realizaciju estimatora sa najvećom tačnošću i robusnošću, kako u stacionarnim tako i u tranzijentnim radnim stanjima pogona.

U radu [E3] dat je prikaz algoritma za direktnu vektorsku kontrolu AM sa realizovanim algoritmom estimacije rotorske brzine upotrebom neuralne mreže. Neuralna mreža, korišćenjem *back-propagation* algoritma, minimizira grešku između estimiranih vrednosti rotorskog fluksa naponskog i strujnog modela AM. Razlika estimiranih vrednosti rotorskog fluksa minimizira se adaptivnom promenom trenutne vrednosti rotorske brzine u strujnom modelu motora. Obučavanje neuralne mreže vrši se u probnom radu motora. Posle obučavanja, parametri neuralne mreže se fiksiraju, te se mreža koristi za estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine, u zavisnosti od trenutnih vrednosti statorskih napona i struja asinhronog motora. Pored rada [E3], značajan broj autora problem estimacije rotorskog fluksa, brzine motora i vrednosti parametara modela pogona rešava upotrebom jednostrukih ili višestrukih neuralnih mreži [E4]. I pored toga što primena neuralnih mreža unosi poboljšanja u performansama sensorless pogona, njihova praktična realizacija značajno usložnjava upravljačku elektroniku.

Iako je metoda zasnovana na vektorskom upravljanju značajno unapređena, posredna kontrole momenta i fluksa, kao i problemi vezani za tačnost i brzinu regulacije, i dalje ostavljaju prostora za dalji razvoj i unapređenje ovih upravljačkih struktura. Ipak, različiti metodi estimacije, razvijeni za algoritme vektorskog upravljanja, nalaze primenu i u algoritmima za direktno upravljanje momentom AM.

Pored algoritma za direktno vektorsko upravljanje, u realizaciji *sensorless* pogona AM, poseban značaj imaju algoritmi za direktno upravljanje momentom DTC (*Direct Torque Control*). Oblast direktne kontrole momenta doživela je značajan razvoj zadnjih godina, što za posledicu ima pojavu više različitih tipova rešenja. Osnovna podela svodi se na dve grupe rešenja: (i) primena nelinearnih zakona upravljanja, sa promenljivom učestanošću prekidanja, u kojima je izbor vektora statorskog napona direktna funkcija greške fluksa i momenta, (ii) algoritmi sa fiksnom učestanošću prekidanja i modulacijom vektora statorskog napona. Generalno, algoritmi za direktno upravljanje momentom AM realizuju raspregnuto upravljanje fluksom i momentom motora, na način u kome je trenutna vrednost statorskog napona direktna funkcija greške fluksa i momenta. Raspregnuto upravljanje postiže se tako što se trenutnom vrednošću fluksa upravlja preko trenutne vrednosti amplitude statorskog napona, dok se momentom upravlja varijacijom trenutne vrednosti učestanosti klizanja, odnosno učestanosti polja motora. Otuda, osnovna prednost DTC realizacija u poređenju sa DFOC zakonima upravljanja sasoji se u bržoj dinamici odziva momenta i fluksa, prevashodno zbog eliminacije statorskog regulatora iz strukture upravljanja.

U radovima [E5]-[E6] dat je prikaz koncepta direktne kontrole momenta AM bazirane na nelinearnim, histerezisnim zakonima upravljanja. Osnovu algoritma predstavlja algoritam izbora adekvatnog naponskog vektora (jednog od osam mogućih) koji minimizira grešku statorskog fluksa i momenta AM, i koji je realizovan u formi

histerezisnog kontrolera. Rad [E5] predstavlja osnovu u oblasti istraživanja direktne kontrole momenta AM, pošto je prvo u njemu izložen osnovni princip algoritma izbora diskretnih vektora statorskog napona u zavisnosti od greške fluksa i momenta. Naime, regulacija trenutne vrednosti statorskog fluksa ostvaruje se izborom diskretnog naponskog vektora, u cilju minimizacije greške obrtnog vektora fluksa u ravni stacionarnog $\alpha\beta$ koordinatnog sistema. Regulacija momenta se obavlja varijacijama učestanosti rotacije polja, korišćenjem nultih naponskih vektora koji se ubacuju u sekvencu statorskog napona. Primena nultih vektora napona nema uticaja na amplitudu statorskog fluksa, što omogućava raspregnutu kontrolu fluksa i momenta. U osnovi, zakoni upravljanja fluksom i momentom predstavljaju histerezisne zakone upravljanja u kojima je uspostavljena jednoznačna relacija između trenutne vrednosti vektora statorskog napona i znaka i vrednosti izvoda kriterijumske funkcije za minimizaciju greške fluksa i momenta. Upotreba histerezisnog regulatora u DTC algoritmima obezbeđuje visoku brzinu odziva regulisanih veličina, ali dovodi i do pojave valovitosti statorskog fluksa i momenta.

Široki spektar različitih DTC algoritama nastao je kao rezultat pokušaja da se definiše optimalni kriterijum za izbor diskretnih naponskih vektora u zavisnosti od trenutnih vrednosti promenljivih stanja modela AM. Za razliku od osnovnog algoritma, u kome se izbor naponskog vektora definiše korišćenjem tabele prelaza, u radu [E7] izvršena je generalizacija algoritma korišćenjem *space vector* modulacije (SVM). Naime, uvođenje SVM omogućava lakšu realizaciju DTC algoritma, jednoznačno određuje algoritam izbora naponskog vektora i obezbeđuje stabilan i tačan rad pogona pri niskim rotorskim brzinama. U radu [E8], kombinovan je DTC-SVM algoritam sa MRAS algoritmom za estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine. Primenom navedene dve metode realizovan je *sensorless* brzinski servopogon AM. Uvođenje SVM u DTC algoritme otvorilo je posebnu podoblast istraživanja algoritama koji rade sa fiksnom periodom prekidanja i sa histerezisnim zakonom upravljanja, implementiranim u klasičnim DTC realizacijama. Na taj način, omogućena je preciznija regulacija sa histerezisnim regulatorom, što dovodi do redukovanja valovitosti regulisanih veličina i smanjenja varijacija prekidačke učestanosti.

Sve realizacije histerezisnih DTC algoritama imaju nedostatak u velikoj valovitosti regulisanih veličina (statorski fluks i momenat). Detaljna analiza dinamičkih karakteristika nelinearnog histerezisnog zakona upravljanja data je u radu [E10]. Analiza pokazuje da valovitost momenta i valovitost fluksa imaju promenljivu vrednost, samerljivu sa nominalnim veličinama momenta i fluksa. U radu [F1] dat je prikaz modifikovanog DTC algoritma sa ograničenom valovitošću momenta i statorskog fluksa AM. Ograničenje maksimalne valovitosti postignuto je korišćenjem adaptivnog

histerezisnog regulatora. Za razliku od adaptivnog histerezisa, u radu [F2] problem visokog nivoa valovitosti rešen je primenom algoritma za proračun optimalnog trenutka prekidanja histerezisnog regulatora. Kriterijum na osnovu koga je optimizirana vrednost periode prekidanja zasniva se na obezbeđivanju maksimalne brzine odziva momenta i fluksa, kao i minimalne valovitosti u stacionarnom stanju regulacije. U radu [F3] data je analiza dinamičkih karakteristika klasičnih histerezisnih DTC realizacija. Autori skreću pažnju na nedostatak, zajednički za sve klasične DTC algoritme, koji se sastoji u visokoj osetljivosti pogona u odnosu na varijacije vrednosti statorske otpornosti. U radu [F2] data je detaljna analiza zavisnosti amplitude ripla fluksa i momenta od režima rada pogona, za nekoliko karakterističnih realizacija DTC algoritama. Generalni zaključak je da dosadašnje metode kojima se ograničava nivo valovitosti u DTC algoritmima dovode do ograničenja brzine odziva regulatora. Pravci daljeg razvoja histerezisnih DTC algoritama sastoje se u definisanju nelinearnih zakona upravljanja optimizovanih po kriterijumima brže dinamike odziva momenta i fluksa, manjih varijacija prekidačke učestanosti i nižeg nivoa ripla regulisanih veličina.

Pomenuta rešenja DTC pogona sa histerezisnom kontrolom i sa adaptivnim nivoima histerezisa imaju u sebi elemente modulacije vektora statorskog napona, pošto se zasnivaju na određivanju optimalnog trenutka komutacije u zavisnosti od signala greške, režima rada pogona i minimalne dozvoljene valovitosti. U cilju potpune eliminacije problema vezanih za promenljivu učestanost prekidanja i postojanje visoke valovitosti, razvijeni su DTC algoritmi bez histerezne regulacije, koji se zasnivaju na impulsnoj širinskoj modulaciji statorskog napona.

U oblasti direktne kontrole momenta najnoviju oblast istraživanja predstavljaju algoritmi sa fiksnom učestanošću prekidanja i sa modulisanim vektorom statorskog napona. Iako rad sa modulisanim komandnim signalima podrazumeva realizaciju zakona upravljanja sa vektorima napona koji nisu diskretne prirode, osnovni principi rada ostaju isti u poređenju sa klasičnim DTC realizacijama. Naime, ovi zakoni upravljanja podrazumevaju raspregnutu kontrolu momenta i fluksa, u kojima se amplitudom fluksa upravlja preko amplitude statorskog napona, dok se momentom upravlja promenom učestanosti klizanja motora. Generalno, DTC algoritmi koji koriste modulisane signale statorskog napona nazivaju se algoritmi za kontrolu vektora statorskog fluksa (SFVC, *Stator Flux Vector Control*, ili SFO, *Stator Flux Oriented*). Prednosti koje SFVC rešenja donose sastoje se u: (i) minimalnom nivou ripla momenta i fluksa; (ii) fiksnoj učestanosti prekidanja; (iii) mogućnošću realizacije efikasnih metoda estimacije trenutnih vrednosti promenljivih stanja i parametara modela pogona; (iv) mogućnošću smanjenja osetljivosti i povećanju stabilnosti rada pogona u uslovima varijacije vrednosti parametara modela. Osnovna mana SFVC pogona u odnosu na klasične DTC realizacije sastoji se u sporijoj dinamici regulacije fluksa i momenta. Ipak, razvoj novih SFVC algoritama omogućava



realizaciju zakona upravljanja koji se po svojim dinamičkim performansama približavaju DTC pogonima.

U radu [F4] prikazana je upravljačka struktura sa implementiranim regulatorima statorske struje, koja po karakteristikama predstavlja prelaz između DFOC i SFVC zakona upravljanja. Naime, autori u [F4] predlažu realizaciju *sesorless* brzinskog servopogona sa regulacijom realizovanom u rotacionom dq koordinantom sistemu, sinhronom sa vektorom statorskog fluksa. U okviru algoritma, momentom motora se upravlja posredno, varijacijom referentne vrednosti q komponente statorske struje. Referentna vrednost d komponente statorske struje proračunata je na osnovu referentnih vrednosti rotorskog fluksa i referentne vrednosti q komponente struje, na način ekvivalentan metodi primenjenoj u DFOC upravljačkim algoritimima. Razlika između [F4] i DFOC sastoji se u strukturi upravljanja statorskim strujama. Naime, u DFOC d i q komponentama statorske struje upravlja promenom d i q komponentata statorskog napona. Nasuprot tome, u [F4] se d komponentom statorske struje upravlja promenom d komponente statorskog napona, q komponentom statorske struje upravlja se varijacijama trenutne vrednosti učestanosti klizanja, dok se sve vreme q komponenta statorskog napona uvek drži na nultoj vrednosti. Iako po svojim performansama ne prevazilazi rezultate postignute u DFOC algoritmima, rešenje predloženo u [F4] je interesantno kao prelaz sa klasičnih realizacija vektorskog upravljanja na SFVC algoritam.

Rad [F5] sadrži realizaciju SFVC pogona sa realizovana dva strujna regulatora po q i po d komponentama statorske struje. Trenutnim vrednostima komponenti statorske struje upravlja se korišćenjem d i q komponentata statorskog napona. Takođe, korišćenjem referentnih vrednosti d i q komponenti statorske struje zatvorene su regulacione petlje po fluksu i momentu, respektivno. Posebni kvalitet rada [F5] sastoji se u korišćenju proširenog modela AM, u kome su uzeti u obzir i gubici u gvožđu AM. Takođe, estimacija statorskog fluksa je poboljšana tako što su negativni efekti izazvani integracijom kontraelektromotorne sile (ofset integratora) eliminisani upotrebom NF filtra umesto integratora.

U radu [F6], osnovna struktura data u [F5] proširena je algoritmom koji omogućava rad sa maksimalnim momentom u režimu rada "slabljenja polja". Naime, predloženi algoritam uzima u obzir strujno i naponsko ograničenje naponskog invertora, zajedno sa limitom momenta AM. U uslovima datih ograničenja, algoritam omogućava proračun optimalnih referentnih vrednosti d komponente rotorskog fluksa, sa stanovišta maksimizacije ostvarenog momenta motora.

Rad [F7] predstavlja prelazno rešenje između DTC algoritama sa diskretnim komandama naponskih vektora i SFVC algoritama. Naime, [F7] sadrži rešenje u kome se upotrebom kompletnog modela AM izračunavaju diskretne komande naponskog vektora,

na način koji obezbeđuju eliminaciju greške momenta i fluksa u trajanju od jedne periode odabiranja. Iako [F7] sadrži elemente klasičnog DTC-a (korišćenje diskretnih vrednosti komandi statorskog napona), on predstavlja prelaz ka SFVC rešenjima u smislu da je u njemu realizovan regulator *dead-beat* strukture, bez primene histerezisnog zakona upravljanja.

Nasuprot radovima [F4] i [F7], u kojima su data prelazna rešenja između postojećih algoritama upravljanja AM i SFVC zakona upravljanja, u radu [F8] dat je kompletan *dead-beat* SFVC upravljački algoritam, sa fiksnom učestanošću prekidanja invertora i sa impulsno širinski modulisanim komandnim signalima statorskog napona. Upravljački algoritam zasniva se na bazičnoj teoriji projektovanja *dead-beat* kontrolera [F9]. Prilikom definisanja strukture *dead-beat* zakona upravljanja korišćen je uprošćeni model AM, definisan statorskim kolom motora. Naime, kontroler se sastoji iz dva dejstva: prvog, u kome se d komponentom statorskog fluksa upravlja pomoću d komponente statorskog napona po *dead-beat* zakonu upravljanja; drugog, u kome se momentom motora upravlja pomoću q komponente statorskog napona po *dead-beat* zakonu upravljanja. Predloženo rešenja sadrži mane, karakteristične su za sve *dead-beat* regulacije: stabilan rad algoritma zahteva poznavanje vrednosti parametara modela motora, i *dead-beat* regulacija podrazumeva rad sa veličinama komandnih signala koje premašuju radni opseg naponskog invertora. Takođe, predloženi algoritam ima problema pri radu na malim brzinama, s obzirom na činjenicu da vrednost statorskog fluksa estimira integracijom kontraelektromotorne sile.

U radu [F10] primenjen je isti princip raspregnute kontrole fluksom i momentom kao i kod [F8]: d komponentom statorskog fluksa upravlja se preko d komponente statorskog napona, dok se momentom upravlja pomoću q komponente statorskog napona. Strukturna razlika u odnosu na [F8] sastoji se u tome što su regulatori fluksa i momenta realizovani u formi konvencionalnih PI kontrolera, što algoritam čini praktičnijim za realizaciju u poređenju sa *dead-beat* kontrolerima. Takođe, dodatna unapređenja sastoje se u realizaciji estimatora statorskog fluksa, zasnovan na kompletnom opserversu stanja AM sa adaptivnim dejstvom po trenutnoj vrednosti rotorske brzine motora. Mana predloženog rešenja sastoji se u tome što se zasniva na estimaciji trenutne vrednosti učestanosti polja korišćenjem estimirane vrednosti statorskog fluksa, zbog čega je predložena struktura osetljiva na merni šum i šum kvantizacije. Generalno, značajan broj autora bavi se DTC strukturama sa fiksnom periodom odabiranja i impulsno širinski modulisanim statorskim naponom, koje se zasnivaju na direktnoj kontroli d komponente statorskog fluksa korišćenjem d komponente statorskog napona i na direktnoj kontroli momenta AM korišćenjem q komponente statorskog napona. Može se zaključiti da je ova struktura postala standard, što je dovelo do pojave značajnog broja novih radova koji se njom bave [G1]-[G2].

Rad [G3] predstavlja realizaciju *dead-beat* SFVC kontrolera u kome je implementiran adaptivni estimator fluksa i brzine AM, baziran na opserveru stanja kompletnog modela pogona. Struktura adaptivnog opservera omogućava proširenje skupa veličina koje se estimiraju (statorska i rotorska otpornost, na primer). Poseban kvalitet rada sastoji se u prikazu kompletne analize dinamičkih karakteristika adaptivnog opservera implementiranog u SFVC pogonu, zajedno sa uputstvom za odabir vrednosti parametara matrice pojačanja opservera.

U [G4] prikazana je realizacija *dead-beat* kontrolera sa redukovanim opserverom rotorskog fluksa, u kome je poboljšanje performansi estimatora postignuto upotrebom nelinearnog pojačanja opservera. Pojačanje opservera definisano je kao nelinearna funkcija učestanosti polja, u cilju poboljšanja dinamičkih karakteristika estimatora fluksa u svim režimima rada pogona.

Upotreba redukovano opservera stanja za estimaciju trenutne vrednosti rotorskog fluksa u SFVC strukturi, prikazana je u radu [G5]. Analizom statičkih i dinamičkih karakteristika pokazano je da upotreba redukovano opservera omogućava realizaciju pogona robusnog i stabilnog u svim režimima rada. Takođe, pokazano je da se upotrebom redukovano opservera moguće znatno uprostiti strukturu upravljačkog algoritma, bez značajne degradacije performansi.

Sve prethodne realizacije SFVC algoritama zasnivaju se na upotrebi rotacionih koordinatnih sistema, što značajno usložnjava praktičnu realizaciju. U radu [G6] predložena je struktura algoritma za direktnu raspregnutu kontrolu momenta i fluksa, u kojoj su estimatori i kontroleri projektovani u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu. Struktura je dodatno uprošćena uvođenjem amplitude storskog fluksa kao upravljane veličine, umesto trenutne vrednosti fluksa što je slučaj u prethodnim DTC algoritmima (u kojima se upravlja trenutnim vrednostima α i β komponenti statostog fluksa, respektivno). U radu su prikazane dve alternativne *dead-beat* i PI strukture regulatora, zajedno sa kompletnim analizama dinamičkih karakteristika pogona u oba slučaja.

Rad [G7] predstavlja realizaciju SFVC algoritma, u kome je izvršena direktna kontrola storskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu, dok se regulacija momenta vrši posredno, generisanjem adekvatne referetne vrednosti storskog fluksa koja odgovara zadatom momentu motora. Estimacija storskog i rotorskog fluksa izvršena je korišćenjem redukovano opservera AM u stacionarnom koordinatnom sistemu, dok je učestanost polja estimirana diferenciranjem ugla estimiranog vektora polja. Iako rad [G7] predstavlja značajan pomak u smislu realizacije SFVC algoritma u stacionarnom koordinatnom sistemu, zakon upravljanja zasnovan na estimaciji trenutne vrednosti učestanosti polja veoma je osetljiv na šum merenja i šum kvantizovanja.

U cilju prevazilaženja pomenutih problema SFVC realizacija, u tezi u radovima [G8]-[G9] se predlaže originalna struktura, detaljno obrazložena u sledećim poglavljima.

1.2. *Kratak sadržaj i organizacija rada*

Predmet naučne rasprave u tezi je projektovanje algoritma za upravljanje asinhronim motorom, sa ciljem unapredjenja postojećih rešenja dostupnih u stručnoj literaturi. Realizovano je raspregnuto upravljanje momentom i fluksom AM. Regulacija fluksa implementirana je u stacionarnom koordinantom sistemu, korišćenjem *feed-forward* zakona upravljanja. Na taj način, izbegnuta je upotreba rotacionog koordinatnog sistema, čime je znatno uprošćena struktura upravljačkog algoritma. Estimacija trenutnih vrednosti statorskog i rotorskog fluksa izvršena je upotrebom redukovanog opservera u stacionarnom koordinantom sistemu. Regulacija momenta ostvarena je primenom strukture, u kojoj se kao upravljački signal koristi vrednost kružne učestanosti polja, odnosno kružne učestanosti reference rotorskog fluksa. Trenutna vrednost rotorske brzine estimirana je na osnovu estimirane vrednosti učestanosti klizanja. Regulacija brzine ostvarena korišćenjem konvencionalnog PI zakona upravljanja.

Rad sadrži sedam poglavlja, spisak literature i dodatak. Posle uvoda izveden je model pogona asihnonog motora bez davača pozicije na vratilu. Model je izveden uzevši u obzir aproksimacije karakteristične u teoriji električnih mašina. Model je dat u vektorskoj formi, pogodnoj sa implementaciju konvencionalnih zakona upravljanja. Takođe, primena vektorske kompleksne forme modela omogućava korišćenje klasičnih metoda dinamičke analize. Pored izvođenja kontinualnog vektorskog modela AM, prikazana je i procedura diskretizacije modela, kako bi se omogućila analiza i sinteza digitalnih zakona upravljanja. Iako je model motora izveden pod pretpostavkom da su vrednosti njegovih parametara fiksne, ukazano je na efekte koji dovode do varijacija parametara modela. Kao dominantni, istaknuti su efekti zasićenja magnetnog kola, varijacija otpornosti motora, kao i efekat potiskivanja struja u namotajima motora.

U poglavlju 3 dat je pregled tri karakteristične SFVC strukture: SFVC algoritam sa regulacijom statorske struje; SFVC algoritam bez strujne regulacije, sa *dead-beat* upravljanjem fluksom i momentom; i SFVC algoritam sa *feed-forward* regulacijom fluksa. Prikaz ovih karakterističnih struktura omogućava uvid u trenutno stanje u oblasti projektovanja DTC algoritama sa modulisanim naponom invertora. Naglašeni su razlozi koji nameću potrebu za projektovanjem DTC algoritama sa fiksnom prekidačkom periodom i modulisanim statorskim naponom. Prikazana su tri dijametralno različita rešenja, koja definišu kompletnu oblast istraživanja, i analizirane su pojedinačne prednosti

i nedostaci algoritama. Na taj način formiran je skup zahteva koji definišu pravac za dalje poboljšanje rešenja u oblasti istraživanja. Na osnovu ovih zahteva, formirana je teza o novom rešenju, koje bi unapredilo performanse postojećih upravljačkih algoritama.

Poglavlje 4 sadrži prikaz strukture za direktno upravljanje AM. Struktura se sastoji iz: estimatora statorskog fluksa, generatora reference statorskog fluksa, regulatora statorskog fluksa, regulatora momenta, limitera regulatora momenta. Pored osnovnih komponenti, struktura upravljačkog algoritma proširena je i algoritmom “slabljenja polja”, kao i estimatorom i regulatorom rotorske brzine.

Kontura upravljanja statorskog fluksa realizovana je u stacionarnom koordinatnom sistemu, u formi *feed-forward* regulatora, pomoću koga su kompenzovani pad napona na statorskoj otpornosti i indukovana kontraelektromotorna sila. Struktura regulatora maksimalno je uprošćena, tako da njegova sinteza zahteva podešavanje vrednosti samo jednog parametra, proporcionalnog dejstva po signalu greške statorskog fluksa. Prikaz procedure sinteze regulatora obuhvata analizu dinamičkih karakteristika objekta upravljanja, kriterijum za podešavanje dinamike konture upravljanja, kao i izbor odgovarajuće vrednosti proporcionalnog dejstva regulatora. Ispitivanje dinamičkih karakteristika regulatora izvršeno je simulacijom modela konture upravljanja. Ispitana je osetljivost regulatora na promene režima rada pogona. Takođe, ukazano je na parametre modela čije varijacije imaju najveći uticaj na stabilnost rada regulatora fluksa.

Pored regulatora fluksa, prikazana je i struktura estimatora vrednosti statorskog i rotorskog fluksa. Analizom rešenja dostupnih u stručnoj literaturi, kao i analizom modela pogona, došlo se do zaključka da je jedan od osnovnih uzroka loših performansi *sensorless* DTC pogona na niskim brzinama loša estimacija fluksa. Analitički je pokazano da se upotrebom redukovano opservera sa zatvorenom povratnom spregom po trenutnoj vrednosti rotorskog fluksa značajno poboljšavaju performanse pogona. Definisana je procedura za izbor opserverskog pojačanja. Uticaj opservera na dinamičke karakteristike regulatora fluksa ispitan analitički i simulacijom modela sistema.

Osnovu algoritma predstavlja generator referentne vrednosti statorskog fluksa. Generator reference u sebi objedinjuje sledeće funkcije: prva, amplituda reference statorskog fluksa zadaje se tako da se u svim režimima rada obezbedi konstantna amplituda rotorskog fluksa; i druga, da se upotrebom ugaone frekvence fluksa direktno upravlja trenutnom vrednošću momenta motora. Izračunavanje reference statorskog fluksa izvršeno je u obrtnom koordinatnom sistemu koji rotira sinhrono sa referentnim vektorom rotorskog fluksa. Vrednost kružne učestanosti rotacionog koordinatnog sistema definisana je od strane konture upravljanja momentom asinhronog motora.

Algoritam za upravljanje trenutnom vrednošću momenta zasniva se na upotrebi trenutne vrednosti učestanosti fluksa kao upravljačke veličine. U četvrtom poglavlju,

analitički je pokazano da u asinhronom motoru sa konstantnom amplitudom rotorskog fluksom postoji linearna zavisnost između trenutne vrednosti momenta i učestanosti klizanja. Kako je rotorska brzina sporopromenljiva veličina u odnosu na električne veličine motora, se brzina obrtanja vektora statorskog fluksa može koristiti kao veličina za upravljanje momentom motora. Regulacija momenta ostvarena je upotrebom konvencionalnog PI regulatora, sa greškom momenta kao ulaznom, odnosno, učestanošću polja kao izlaznom veličinom. Sinteza regulatora izvršena je upotrebom klasične metode geometrijskog mesta korena, na osnovu modela pogona linearizovanog u okolini predefinisane radne tačke. Nakon analitičke sinteze, osetljivost regulatora u odnosu na promenu radne tačke pogona ispitana je simulacijom kompletnog modela pogona.

Pored osnovnih upravljačkih algoritama, u okviru poglavlja 4 definisani su i pomoćni algoritmi - algoritam ograničenja izlaza regulatora momenta i algoritam slabljenja polja. U cilju sprečavanja ulaska pogona u režim rada sa učestanošću klizanja većom od prevalne učestanosti, definisan je algoritam limitiranja izlaza regulatora momenta, tj. limitiranja trenutne vrednosti učestanosti fluksa motora. Kao kriterijum za ograničenje vrednosti učestanosti polja upotrebljena je amplituda statorske struje, čiji je limit definisan na dva alternativna načina: prvi, ograničenje amplitude statorske struje koje se menja u zavisnosti od trenutne referentne vrednosti momenta; i drugi, uprošćeni limiter sa fiksnim ograničenjem amplitude statorske struje, koje odgovara nominalnom momentu motora.

Algoritam "slabljenja polja" zasniva se na maksimizaciji ostvarenog momenta motora, u skladu sa ograničenjima trofaznog naponskog invertora, upotrebljenog u okviru pogona.

U okviru poglavlja 4, struktura za direktno upravljanje momentom AM upotrebljena je za realizaciju brzinskog servopogona. Implementirane su dve varijante: prva, koja koristi davač brzine na vratilu motora; i druga, *sensorless* brzinski servopogona AM. Realizovane su obe varijante, kako bi se omogućio uvid u uticaj koji estimator brzine imaju na performanse servopogona. Struktura brzinskog servopogona bazirana je na kaskadnom konvencionalnom PI regulatoru. Pored kompletne procedure sinteze regulatora, prikazan je i algoritam za estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine. Sinteza i analiza servopogona zasnovana je na uprošćenom modelu pogonskog dela konture upravljanja. Dinamičke karakteristike servopogona ispitane su analitički, kao i korišćenjem rezultata simulacije kompletnog modela pogona.

U petom poglavlju dat je pregledni uprošćeni prikaz procedura podešavanja vrednosti parametara u okviru konture upravljanja.

U šestom poglavlju dat je opis eksperimentalnog modela, na kome je izvršena verifikacija performansi upravljačkog algoritma. Dat je prikaz rezultata testova, u kojima

su ispitane statičke i dinamičke karakteristike kontrolera fluksa i momenta, kao i njihova robusnost u odnosu na promene režima rada pogona. Takođe, prikazana su i merenja odziva brzinskog servopogona, u kome je struktura za upravljanje momentom upotrebljena kao pogonski deo konture upravljanja. Za sva merenja, izvršena je uporedna analiza sa rezultatima rešenja dostupnih u stručnoj literaturi. Ukazano na poboljšanja u performansama postignuta korišćenjem nove strukture upravljanja.

Sedmo poglavlje predstavlja zaključno poglavlje teze.

Osmo poglavlje sadrži spisak korišćene stručne literature.

U Dodatku dat je spisak vrednosti parametara asinhronog motora, upotrebljenog u okviru eksperimentalnog modela.

2. KOMPLEKSNI VEKTORSKI MODEL ASINHRONOG MOTORA

Analiza prelaznih procesa pogona vrši se korišćenjem modela AM. Pošto AM predstavlja polifazni sistem, neophodno ga je modelovati odgovarajućim polifaznim sistemom diferencijalnih jednačina. Za slučaj trofaznog AM, koji radi u režimima simetričnih opterećenja, trofazni dinamički model AM moguće je ekvivalentirati dvofaznim modelom u ortogonalnom referentnom koordinatnom sistemu. Problematika izbora referentnog koordinatnog sistema i modelovanja AM u referentnom koordinatnom sistemu detaljno je analizirana u stručnoj literaturi [G10]. Pošto su vektorski modeli AM uspešno korišćeni u velikom broju različitih problema, teorija vektorskih modela polifaznih sistema prevazišla je uže stručnu literaturu i postala je široko zastupljena u udžbeničkoj literaturi.

Na osnovu vektorskog moguće je izvesti model motora sa kompleksnim promenljivim stanja, čime se dvostruko redukuje red sistema. Zbog pogodnosti koje pruža, kompleksni vektorski model korišćen je za analizu statičkih i dinamičkih karakteristika upravljačkog algoritma razvijenog u okviru disertacije. Glavna prednost kompleksnog vektorskog modela sastoji se u mogućnosti primene standardnih metoda analize dinamičkih karakteristika sistema u vremenskom i kompleksnom domenu.

U nastavku, dat je prikaz procedure izvođenja kompleksnog vektorskog modela AM. Prilikom izvođenja, polazi se od modela u stacionarnom *abc* koordinatnom sistemu, definisanog sistemom diferencijalnih jednačina (2.1)-(2.4).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & r_r I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_s \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$L_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

U jednačinama (2.1)-(2.4), $\mathbf{I}_{3 \times 3}$ predstavlja jediničnu matricu trećeg reda.

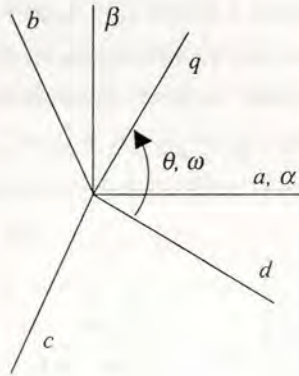
Prilikom izvođenja modela AM usvojene su sledeće pretpostavke:

- dinamičke karakteristike AM opisane su modelom sa koncentrisanim parametrima;
- zanemaruju se gubici u magnetnom kolu motora;
- zanemaruju se kapacitivne pojave u mašini;
- zanemaruju se efekti zasićenja magnetnog kola, tj. usvaja se linearna zavisnost između struje i fluksa;
- omske otpornosti su konstantne veličine.

Na osnovu modela AM u stacionarnom abc koordinatnom sistemu (2.1)-(2.4), izvodi se ekvivalentni model motora dvofaznom referentnom koordinatnom sistemu sa ortogonalnim referentnim vektorima. U zavisnosti od izbora referentnog sistema mogu se razlikovati stacionarni $\alpha\beta$ koordinatni sistem (sa referentnim vektorima α i β) i rotacioni dq koordinatni sistem (sa referentnim vektorima d i q). U slučaju rotacionog dq koordinatnog sistema, referentni rotacioni vektori mogu da budu vezani za različite vektore promenljivih stanja modela motora (na primer, vektor statorskog fluksa, vektor

rotorskog fluksa itd.). Rotacioni koordinatni sistem vezuje se za odabrani vektor promenljivih stanja modela AM, tako što se d osa koordinatnog sistema, izborom odgovarajuće početne vrednosti ugla i izborom odgovarajuće ugaone brzine obrtanja, poklopi sa odabranim vektorom. U tezi su korišćeni modeli AM u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu i u rotacionom dq koordinatnom sistemu vezanom za referentni vektor rotorskog fluksa.

Na slici 2.1 je dat grafički prikaz međusobnog položaja referentnih koordinatnih sistema, gde a , b i c predstavljaju ortove stacionarnog trofaznog abc sistema, α i β predstavljaju ortove stacionarnog $\alpha\beta$ koordinatnog sistema, d i q ortove rotacionog dq koordinatnog sistema, θ ugao i ω ugaonu brzinu referentnog rotacionog dq koordinatnog sistema.



Slika 2.1. Međusobni položaj referentnih koordinatnih sistema

Pošto model AM u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu predstavlja specijalni slučaj modela u rotacionom dq sistemu, prvo je izveden opšti model AM u dq koordinatnom sistemu. Transformacija modela vrši se projektovanjem promenljivih stanja, ulaznih i izlaznih promenljivih modela iz početnog koordinatnog sistema u krajnji, korišćenjem odgovarajuće matrice transformacije. Detaljan prikaz rotacione transformacije modela AM iz trofaznog stacionarnog referentnog sistema u dvofazni rotacioni koordinatni sistem dat je u literaturi [G10]. Rezultujući model AM u dq rotacionom sistemu vezanom za referentni vektor rotorskog fluksa, dobijen rotacionom transformacijom modela (2.1)-(2.4), dat je sledećim jednačinama

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & R_r I_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_Q \\ i_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_e & 0 & 0 \\ -\omega_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_e - \omega_r \\ 0 & 0 & -(\omega_e - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_Q \\ \psi_D \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_Q \\ \psi_D \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_Q \\ \psi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & 0 & M & 0 \\ 0 & L_{ls} + M & 0 & M \\ M & 0 & L_{lr} + M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_{lr} + M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_Q \\ i_D \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

U modelu AM (2.5)-(2.6), kao promenljive stanja usvojeni su vektori statorskog i rotorskog fluksa. U jednačini (2.5), ω_e predstavlja ugaonu frekvencu statorskog napona, dok ω_r predstavlja trenutnu vrednost rotorske ugaone brzine. U jednačini (2.6), izvedeni parametar M ima vrednost $M = 3L_{ms}/2$.

Prelazak sa vektorskog modela (2.5)-(2.6) na kompleksni vektorski model vrši se uvođenjem kompleksnih promenljivih stanja modela. Naime, kompleksna promenljiva stanja predstavlja kompleksni vektor čija realna i imaginarna komponenta odgovaraju projekcijama promenljive stanja na odgovarajuće ose referentnog koordinatnog sistema. Otuda, kompleksni model asinhronog motora dobija se uvođenjem kompleksnih promenljivih $\underline{v}_{dqs} = v_{ds} + jv_{qs}$, $\underline{i}_{dqs} = i_{ds} + ji_{qs}$, $\underline{i}_{DQ} = i_D + ji_Q$, $\underline{\Psi}_{dqs} = \psi_{ds} + j\psi_{qs}$ i $\underline{\Psi}_{DQ} = \psi_D + j\psi_Q$. Sledeće matrične jednačine predstavljaju kompleksni model AM, izveden upotrebom jednačina (2.5) i (2.6).

$$\begin{bmatrix} \underline{v}_{dqs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + j\omega_e(L_{ls} + M) & j\omega_e M \\ j(\omega_e - \omega_r)M & R_r + j(\omega_e - \omega_r)(L_{lr} + M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{dqs} \\ \underline{i}_{DQ} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ls} + M & M \\ M & L_{lr} + M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{dqs} \\ \underline{i}_{DQ} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \underline{\Psi}_{dqs} \\ \underline{\Psi}_{DQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{ls} + M) & M \\ M & (L_{lr} + M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{dqs} \\ \underline{i}_{DQ} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

U kompleksnom modelu (2.7) kao promenljive stanja usvojene su trenutne vrednosti struja AM, dok su statorski i rotorski fluksevi predstavljeni kao izlazne promenljive modela. Prelazak sa modela sa fluksevima (2.5)-(2.6) na model sa strujama kao promenljivim stanja (2.7) izvršen je zbog toga što je strujni model pogodniji za analizu upravljačkog algoritma koji je predmet disertacije.

Sistem diferencijalnih jednačina (2.7) moguće je predstaviti u formi matrične jednačine

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \underline{i}_{dqs} \\ \underline{i}_{DQ} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_m \begin{bmatrix} \underline{i}_{dqs} \\ \underline{i}_{DQ} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_m \begin{bmatrix} \underline{v}_{dqs} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \underline{\Psi}_{dqs} \\ \underline{\Psi}_{DQ} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_m \begin{bmatrix} \underline{i}_{dqs} \\ \underline{i}_{DQ} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

gde matrice A_m , B_m i C_m imaju oblik,

$$\begin{aligned} A_m &= - \begin{bmatrix} L_{ls} + M & M \\ M & L_{lr} + M \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s + j\omega_e(L_{ls} + M) & j\omega_e M \\ j(\omega_e - \omega_r)M & R_r + j(\omega_e - \omega_r)(L_{lr} + M) \end{bmatrix} \\ B_m &= \begin{bmatrix} L_{ls} + M & M \\ M & L_{lr} + M \end{bmatrix}^{-1} \\ C_m &= \begin{bmatrix} (L_{ls} + M) & M \\ M & (L_{lr} + M) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Sistem jednačina (2.8)-(2.9) definiše model AM u rotacionom koordinatnom sistemu vezanom za referentni vektor rotorskog fluksa. Rezultati (2.8)-(2.9) mogu se iskoristiti i za definisanje modela AM u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu. Naime, model u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu predstavlja poseban slučaj modela u dq rotacionom sistemu, pošto je za $\alpha\beta$ koordinatni sistem vrednost učestanosti rotiranja koordinatnog sistema $\omega_e = 0$ r/sec. Shodno tome, model AM u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu izvodi se smenom $\omega_e = 0$ r/sec u jednačinama (2.8)-(2.9).

Sinteza algoritma za direktno upravljanje AM zasniva se na modelu (2.7)-(2.9). Na osnovu jednačina (2.7)-(2.9) analizirane su dinamičke karakteristike podsistema za regulaciju fluksa i podsistema za regulaciju momenta AM.

Pošto je u okviru disertacije realizovan digitalni upravljački algoritam, neophodno je definisati diskretni model AM, koji se koristi za analizu dinamičkih karakteristika upravljačkog sistema. Digitalni model AM dobijen je diskretizacijom kontinualnog modela AM (2.8)-(2.9). U tezi je korišćena metoda diskretizacije kontinualnog modela sa kolom zadržke nultog reda na ulazu [F9].

Forma diskretnog modela AM dobijenog metodom diskretizacije sa kolom zadržke nultog reda, data u jednačini

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_{dqs}(k+1) \\ \dot{i}_{DQ}(k+1) \end{bmatrix} &= E_m \begin{bmatrix} \dot{i}_{dqs}(k) \\ \dot{i}_{DQ}(k) \end{bmatrix} + F_m \begin{bmatrix} v_{dqs}(k) \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} ?_{-dqs}(k) \\ ?_{-DQ}(k) \end{bmatrix} &= C_m \begin{bmatrix} \dot{i}_{dqs}(k) \\ \dot{i}_{DQ}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Prilikom izvođenja diskretnog modela (2.10), korišćene su matrične jednačine (2.11) i (2.12), definisane u [F9].

$$E_m = e^{A_m T_s} \quad (2.11)$$

$$F_m = (e^{A_m T_s} - I) A_m^{-1} B_m \quad (2.12)$$

U jednačinama (2.11) i (2.12), matrice A_m i B_m određene su jednačinom (2.9). Takođe, parametar T_s predstavlja periodu odabiranja diskretnog modela sistema, dok I predstavlja jediničnu matricu.

Jednačine (2.10)-(2.12) čine diskretni model AM, definisan u formi matrične diferencne jednačine drugog reda, sa kompleksnim vektorima statorske i rotorske struje kao promenljivim stanja.

2.1. Varijacije vrednosti parametara modela motora

Vrednosti parametara modela AM menjaju se usled delovanja sledećih efekata:

- promena vrednosti statorske i rotorske otpornosti izazvanih varijacijom temperature okruženja;
- promena otpornosti izazvanih “skin efektom”, odnosno efektom potiskivanja struja;
- promena vrednosti rasipne induktivnosti izazvanih efektom potiskivanja struja;
- promena vrednosti induktivnosti magnećenja i rasipnih induktivnosti izazvanih efektom zasićenja magnetnog kola.

Detaljna analiza prirode varijacija vrednosti parametara AM, izazvana navedenim efektima, data je u literaturi [H1].

Uticaj efekta varijacije vrednosti statorske i rotorske otpornosti u zavisnosti od promene radne temperature pogona neophodno je uzeti u obzir u pogonima visokih performansi, pošto radne temperature motora variraju u veoma širokom opsegu. Relativna zavisnost otpornosti motora u direktnoj je vezi sa konstrukcionim karakteristikama motora. Ipak, približna vrednost relativne zavisnosti rotorske otpornosti i temperature, za AM sa kratkospojenim rotorom, kreće se oko 0.4 %/°C. Pored termičke osetljivosti, na vrednosti otpornosti AM utiče i efekat potiskivanja struja, zbog koga na višim radnim učestanostima pogona dolazi do povećanja statorske i rotorske otpornosti. Naime, uticaj “skin efekta” na vrednosti otpornosti različit je za različite opsege radnih učestanosti. Generalno, u opsegu niskih učestanosti otpornosti se menjaju proporcionalno

kvadratu radne učestanosti, dok se u opsegu visokih učestanosti menjaju proporcionalno korenu njene vrednosti. Otuda, u pogonima visokih performansi AM sa promenljivom učestanošću pobude, neophodno je uzeti u obzir i uticaj efekta potiskivanja struja, pogotovo u pogonima koji rade u širokom opsegu učestanosti polja.

Tabela I. Promene otpornosti AM izazvane efektom potiskivanja struja

Nominalna učestnost klizanja f_s	$R(f_s) / R(0 \text{ Hz})$	$R(50 \text{ Hz}) / R(0 \text{ Hz})$	$R(2 \text{ kHz}) / R(0 \text{ Hz})$
2 Hz	1.00088	1.449	9.95

U Tabeli I dat je prikaz promene otpornosti za različite vrednosti radnih učestanosti u odnosu na otpornost pri nultoj učestanosti polja, za motor korišćen u disertaciji.

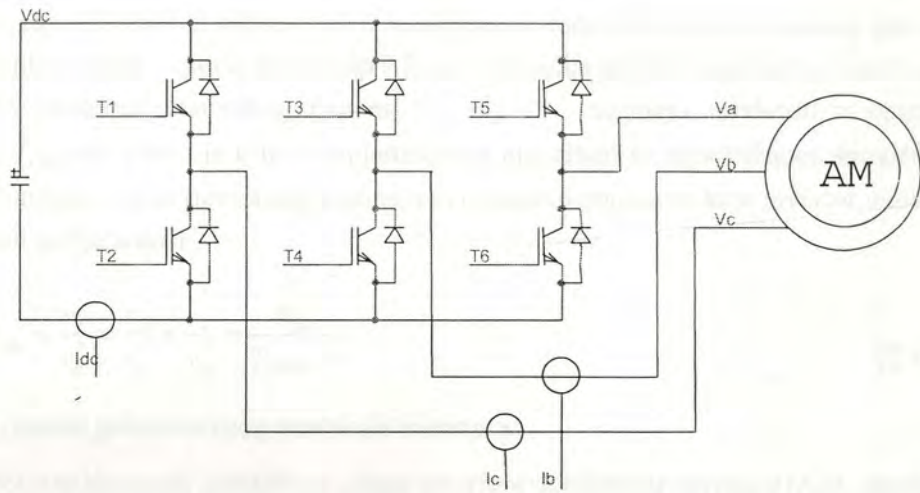
Efekat zasićenja magnetnog kola u pogonima koji rade u širokom opsegu opterećenja motora manifestuje se kroz varijacije vrednosti induktivnosti magnećenja i rasipnih induktivnosti motora. Generalno, zavisnost između struje i fluksa ima dve komponente, linearnu i nelinearnu (u uprošćenom modelu motora uzima u obzir samo linearna komponenta). Zavisnost između struje i fluksa najpribližnije se aproksimira dvoparametarskom karakteristikom zasićenja, datom jednačinom

$$\frac{i_m}{i_{mn}} \approx \beta \frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}} + (1 - \beta) \left(\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}} \right)^s \quad (2.13)$$

Vrednosti parametara karakteristike zasićenja su: za standardne motore $\beta = 0.7$ i $s = 9$; dok su za motore visoke efikasnosti $\beta = 0.92$ i $s = 6.9$. Na osnovu jednačine (2.13) može se zaključiti da je za standardne motore odnos magnetizacionih induktivnosti za 50% i 100% nominalnog fluksa 1.42:1, dok je za motore visokog stepena efikasnosti varijacija induktivnosti magnećenja značajno manja.

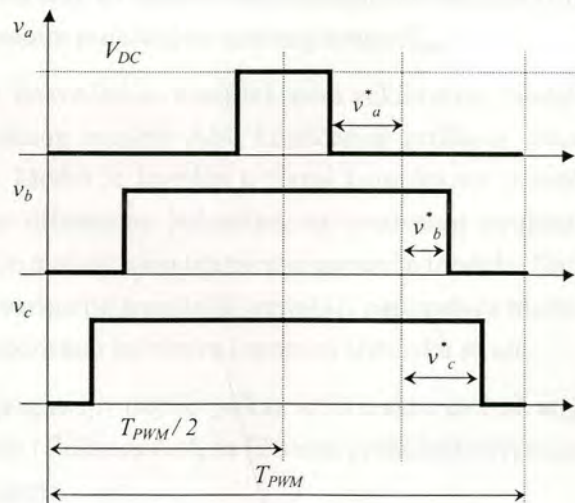
2.2. *Modelovanje ostalih komponenti pogona*

Pored asinhronog motora i mikroprocesorske upravljačke elektronike, pogon čine trofazni naponski inverter i senzori statorskih struja.



Slika 2.2. Energetski deo pogona AM

Modelovanje naponskog invertora predmet je značajnog broja radova u stručnoj literaturi. Pored dominantnog pojačavačkog efekta, naponski inverter unosi i kašnjenje (modelovano u [H2]), kao i naponska izobličenja izazvana padom napona na prekidačkim komponentama i efektom “mrtvog vremena” [A3]. Ipak, inverter se u pojednostavljenim modelima pogona modeluje kao pojačanje fundamentalnog signala K_{inv} , proporcionalno naponu jednosmernog međukola invertora i obrnuto proporcionalno periodu prekidanja invertora. Naime, ekvivalentno pojačanje koje trofazni inverter unosi u regulacionu petlju može se izvesti na osnovu talasnog oblika statorskog napona motora.



Slika 2.3. Talasni oblici faznih napona motora

Na slici 2.3 dati su talasni oblici moduliranih statorskih napona motora, gde su \underline{v}_{abc}^* referentni vektor statorskog napona i T_{PWM} prekidačka perioda naponskog invertora. Referentne vrednosti statorskog napona v_a^* , v_b^* i v_c^* uzimaju vrednosti u opsegu $[-T_{PWM}/4, T_{PWM}/4]$. Pošto je u tezi implementiran algoritam sa simetričnom impulsno-širinskom modulacijom statorskog napona, ekvivalentno pojačanje koje invertor unosi u regulacionu petlju iznosi

$$K_{inv} = \frac{v_a}{v_a^*} = \frac{v_b}{v_b^*} = \frac{v_c}{v_c^*} = \frac{V_{DC}}{T_{PWM} / 4} \quad (2.14)$$

gde je V_{DC} napon jednosmernog međukola invertora.

Efekti nelinearnih izobličenja izlaza invertora detaljno su opisani u [A3], zajedno sa metodama njihove kompenzacije. Problematika nelinearnih izobličenja statorskog napona od posebnog je značaja u *sensorless* pogonima AM. U okviru teze modelovan je dominantni efekat, uticaj “mrtvog vremena”, gde je izvršen pokušaj da se adekvatnom kompenzacijom minimizira njegov uticaj na stabilnost i tačnost rada pogona.

Realizacija direktnog upravljanja asinhronim motorom podrazumeva merenja najmanje jedne struje u pogonu (u okviru pogona prikazanog u tezi merene su vrednosti dve statorske struje). Kao senzori struja korišćeni su LEM davači, koji rade na principu *Hallovog* efekta. U radu [A3], navedeni su nedostaci senzora struje, koji se ogledaju u nelinearnim izobličenjima mernih signala i u postojanju promenljivog ofseta na izlazu senzora. Iako su u radu [A3] predložene efikasne metode za kompenzaciju izobličenja izlaza senzora, u okviru teze su zanemarene neidealnosti senzora struja. Davači struja su modelovani ekvivalentnim pojačanjem mernog kruga K_{lem} .

U poglavlju 2, posvećenom kompleksnom vektorskom modelu AM, dat je prikaz kontinualnog i diskretnog modela AM, korišćenog prilikom izvođenja algoritma za direktno upravljanje. Model je izveden u formi kompleksne matrične diferencijalne i kompleksne matrične diferencne jednačine, sa svedenom strukturom i redukovanim redom sistema, čime je maksimalno uprošćena upotreba modela. Navedeni su dominantni efekti koji izazivaju varijacija trenutnih vrednosti parametara modela motora. Takođe, dat je opis modela naponskog invertora i senzora statorske struje.

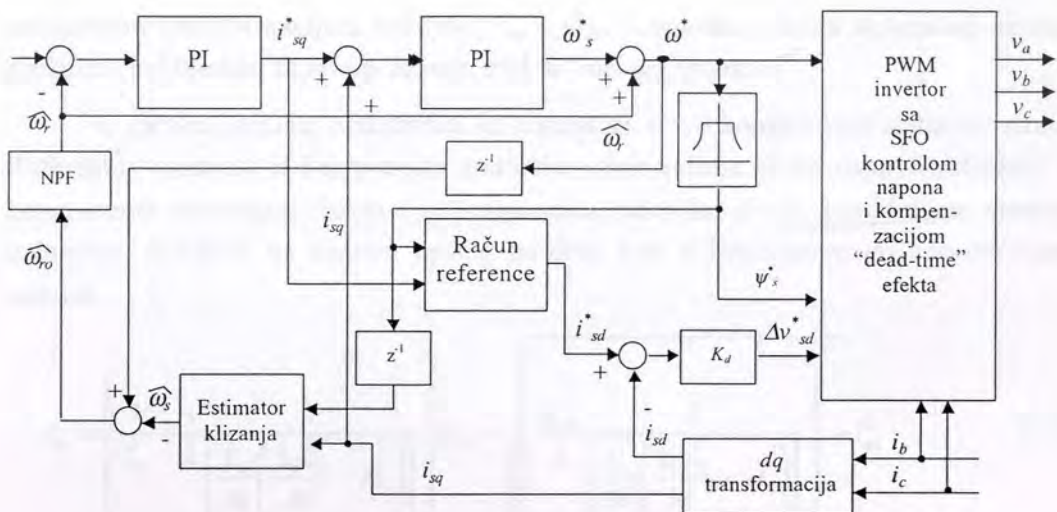
U sledećem poglavlju dat je prikaz tri karakteristična algoritma za direktno upravljanje momentom i fluksom AM, sa fiksnom prekidačkom periodom i modulacijom vektora statorskog napona.

3. PRIKAZ KARAKTERISTIČNIH REALIZACIJA DTC POGONA SA MODULISANIM VEKTOROM STATORSKOG NAPONA

U delu poglavlja 1 posvećenog analizi stanja struke u oblasti projektovanja SFVC *sensorless* pogona AM, dat je prikaz više pogona sa direktnom kontrolom momenta AM koji se zasnivaju na modulaciji vektora statorskog napona. Analizom algoritama može se zaključiti da se razlikuju tri karakteristična pristupa projektovanju SFVC pogona: (i) prelazno rešenje između DFOC i SFVC, u kojoj se preko i_d i i_q komponenti statorske struje vrši posredna kontrola fluksa i momenta AM, respektivno; (ii) direktna kontrola momenta pomoću v_q komponente statorskog napona i direktna kontrola fluksa pomoću v_d komponente statorskog napona; i (iii) direktna kontrola statorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu uz posrednu regulaciju momenta izborom adekvatnog referentnog vektora fluksa. U nastavku, dati su kratki prikazi tri karakteristične SFVC strukture.

U radu [F4] prikazana je struktura SFO (Stator Flux Oriented) pogona bez davača brzine, sa modulacijom vektora statorskog napona. Predložena struktura je interesantna zato što se u njoj direktna kontrola fluksa vrši upotrebom trenutne vrednosti i_d komponente statorske struje, dok se momentom upravlja posredno, regulacijom trenutne vrednosti i_q komponente statorske struje varijacijama učestanosti polja motora. Iako ova struktura koristi strujnu regulaciju, ona pripada grupi SFVC algoritama, s obzirom na činjenicu da je u njoj realizovana regulaciona petlja po estimiranoj vrednosti fluksa AM.

Iako se u radu [F4] u značajnoj meri koriste principi primenjeni u DFOC algoritmima, u njemu postoji više originalnih ideja koje mogu biti primenjene i u klasičnim SFO pogonima. Naime, u radu [F4] primenjena su dva principa upravljanja AM koji prevazilaze okvire DFOC algoritama: (i) princip regulacije momenta AM varijacijom učestanosti klizanja korišćenjem klasičnih linearnih zakona upravljanja (PI, PID), i (ii) estimacija trenutne vrednosti rotorske brzine upotrebom estimirane vrednosti učestanosti klizanja.



Slika 3.1. Struktura upravljačkog algoritma u radu [F4]

Na slici 3.1 prikazana je struktura upravljačkog algoritma u radu [F4]. Analizom blok dijagrama može se zaključiti da je algoritam realizovan u rotacionom koordinatnom sistemu i da sadrži sledeće celine: (i) PWM inverter sa SFO kontrolom izlaznog napona i sa kompenzacijom efekta “mrtvog vremena”, (ii) generator reference d komponente statorske struje, (iii) blok za rotacionu transformaciju statorske struje u dq koordinatni sistem sinhron sa vektorom statorskog fluksa, (iv) blok za proračun referentne vrednosti statorskog fluksa, u okviru koga je realizovan režim rada “slabljenje polja”, (v) estimator klizanja i estimator rotorske brzine, (vi) PI regulator q komponente statorske struje koji kao upravljačku veličinu koristi učestanost klizanja motora, (vii) P regulator trenutne vrednosti d komponente statorske struje, i (viii) regulator rotorske brzine koji kao upravljačku veličinu koristi referentnu vrednost q komponente statorske struje.

Osnovu upravljačkog algoritma predstavlja SFO *feed-forward* kontroler u rotacionom koordinatnom sistemu, sa referencama statorskog fluksa ψ_{ds}^* i $\psi_{qs}^* = 0$. *Feed-forward* kontroler ima sledeću strukturu,

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega^* \psi_{ds}^* \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta v_{ds} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

U jednačini (3.1), ψ_{ds}^* predstavlja referentnu vrednost d komponente statorskog fluksa, i_{ds} i i_{qs} predstavljaju izmerene vrednosti statorske struje, ω^* predstavlja vrednost učestanosti polja formirana na osnovu izlaza regulatora q komponente statorske struje i estimirane vrednosti rotorske brzine, Δv_{ds} predstavlja izlaz regulatora d komponente statorske struje, dok v_{ds}^* i v_{qs}^* predstavljaju reference statorskog napona. Komandni signali statorskog napona u stacionarnom koordinatnom sistemu dobijaju se inverznom

rotacionom transformacijom veličina v_{ds}^* i v_{qs}^* . Komanda vektora statorskog napona proširena je i članom za kompenzaciju efekta “mrtvog vremena”.

U okviru pogona, realizovani su regulatori d i q komponente statorske struje. Referentna vrednost d komponente statorske struje računa se na osnovu reference d komponente statorskog fluksa i q komponente statorske struje, korišćenjem sledeće jednačine, dobijene na osnovu opšteg modela AM u rotacionom dq koordinatnom sistemu,

$$i_{ds} = \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{2 \left[\frac{L_s}{M} \left(\frac{L_s L_r}{M} - M \right) \right]} \right) \psi_{ds} - \sqrt{\left(\frac{\psi_{ds}}{2 \left[\frac{L_s}{M} \left(\frac{L_s L_r}{M} - M \right) \right]} \right)^2 - i_{qs}^2} \quad (3.2)$$

Pod pretpostavkom

$$\left(\frac{\psi_{ds}}{2 \left[\frac{L_s}{M} \left(\frac{L_s L_r}{M} - M \right) \right]} \right)^2 \gg i_{qs}^2 \quad (3.3)$$

izraz (3.2) moguće je uprostiti do oblika

$$i_{ds} = \frac{\psi_{ds}}{L_s} + \frac{\left[\frac{L_s}{M} \left(\frac{L_s L_r}{M} - M \right) \right]}{\psi_{ds}} i_{qs}^2 \quad (3.4)$$

Referentna vrednost d komponente struje dobija se zamenom referentne vrednosti statorskog fluksa ψ_{sd}^* u izrazu (3.4), zajedno sa izmerenom vrednošću q komponente statorske struje, kao

$$i_{ds}^* = \frac{\psi_{sd}^*}{L_s} + \frac{\left[\frac{L_s}{M} \left(\frac{L_s L_r}{M} - M \right) \right]}{\psi_{sd}^*} i_{qs}^2 \quad (3.5)$$

Referentna vrednost d komponente statorskog fluksa ψ_{sd}^* generiše se u okviru bloka “slabljenje polja”, koji na brzinama većim od nominalne smanjuje referentnu vrednost fluksa proporcionalno vrednosti učestanosti polja.

Regulacija magnetizacije i_d komponente statorske struje realizovana je korišćenjem P regulacionog dejstva

$$\Delta v_{ds} = K_d (i_{ds}^* - i_{ds}) \quad (3.6)$$

gde se izlaz regulatora struje i_d koristi kao dodatni član Δv_{ds} okviru SFO *feed-forward* regulatora (3.1).

Regulacija q komponente statorske struje realizovana je korišćenjem PI regulacionog dejstva, čija je izlazna veličina referentna vrednost učestanosti klizanja.

$$\omega_s^* = K_p (i_{qs}^* - i_{qs}) + K_i \int (i_{qs}^* - i_{qs}) dt \quad (3.7)$$

Referentna učestanost vektora statorskog fluksa ω^* dobija se sabiranjem referentne učestanosti klizanja (3.7) i estimirane vrednosti rotorske brzine. Trenutna vrednost rotorske brzine estimira se na osnovu estimirane vrednosti učestanosti klizanja, korišćenjem izraza

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{ro} &= z^{-1} \omega^* - \hat{\omega}_s \\ &= z^{-1} \omega^* - \frac{1}{\psi_s^*} \left\{ 1 + \left(\frac{1}{\psi_s^*} \right)^2 \left[\frac{L_s}{M} \left(\frac{L_s L_r}{M} - M \right) \right]^2 i_{qs}^2 \right\} \left\{ \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 R_r i_{qs} + \left[\frac{L_s}{M} \left(\frac{L_s L_r}{M} - M \right) \right] \frac{di_{qs}}{dt} \right\}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

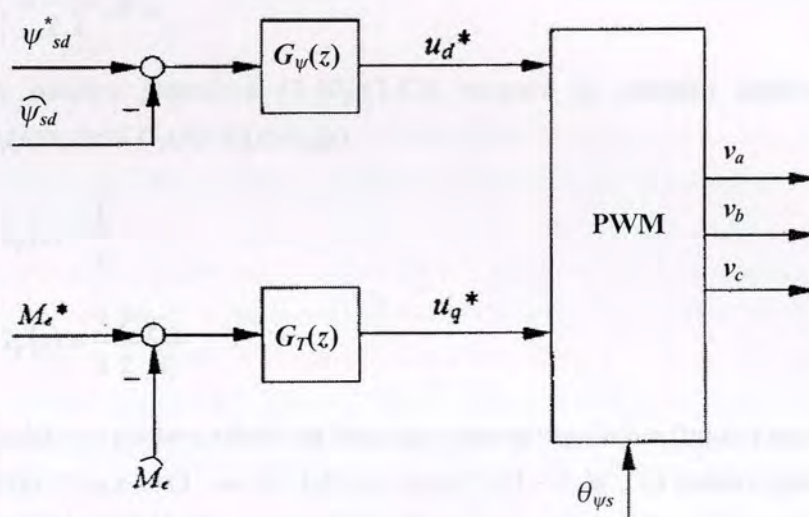
Estimirana vrednost rotorske brzine dobija se propuštanjem izlaza izraza (3.8) kroz niskopropusni filter.

Ugao korišćen u rotacionoj dq transformaciji dobijen je integracijom referentne učestanosti vektora statorskog fluksa ω^* . U pogonu je realizovan i PI regulator po estimiranoj vrednosti rotorske brzine, čiji je ulaz referenca brzine i izlaz referentna vrednost q komponente statorske struje (preko koje se posredno upravlja momentom motora).

Predložena struktura je interesantna zato što uvodi koncept posredne regulacije momenta (upotrebom i_q komponente statorske struje), koja kao upravljačku veličinu koristi učestanost klizanja. Ovaj pristup predstavlja značajan pomak u odnosu na *sensorless* pogone u kojima se vrednost učestanosti polja estimira diferenciranjem estimirane vrednosti fluksa. Nedostatak SFO strukture date u radu [F4] sastoji se u posrednoj regulaciji fluksa i momenta. Ipak, predložena struktura ukazuje na mogućnost realizacije SFO pogona sa direktnom kontrolom momenta i fluksa, u kojoj se kontrola

momenta ostvaruje korišćenjem trenutne vrednosti učestanosti vektora fluksa kao upravljačke veličine.

Za razliku od rada [F4], algoritam [F8] predstavlja realizaciju SFO algoritma sa direktnom kontrolom fluksa i momenta. Naime, u [F8] regulacija je realizovana u rotacionom koordinatnom dq sistemu sinhronom sa vektorom statorskog fluksa, tako što se d komponentom fluksa direktno upravlja pomoću d komponente statorskog napona, odnosno, što se momentom AM direktno upravlja upotrebom q komponente statorskog napona. Kvadratura q komponenta statorskog fluksa jednaka je nuli. Karakteristično za zakon upravljanja realizovan u [F8] je da je u njemu primenjena “dead-beat” kontrola statorskog fluksa i momenta.



Slika 3.2. Struktura upravljačkog algoritma u radu [F8]

“Dead-beat” kontrola sastoji se u realizaciji zakona upravljanja koji omogućava postizanje željene funkcija prenosa sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi, uključujući i odziv u trajanju od jedne periode odabiranja. Generalno, za sistem opisan funkcijom prenosa $G_S(z)$, može se realizovati sistem u zatvorenoj sprezi sa funkcijom prenosa $F(z)$ primenom kaskadnog regulatora $G_D(z)$

$$G_D(z) = \frac{F(z)}{G_S(z)[1 - F(z)]}. \quad (3.9)$$

U slučaju sistema sa direktnom kontrolom fluksa i momenta AM, datog na slici 3.2, neophodno je projektovati dva nezavisna “dead-beat” kontrolera: prvi, za regulaciju d komponente statorskog fluksa, i drugi, za kontrolu trenutne vrednosti momenta motora.

Otuda, neophodno je odrediti ekvivalentne funkcije prenosa objekta upravljanja $G_S(z)$ za konture regulacije fluksa, odnosno, momenta.

U cilju uprošćenja procesa projektovanja regulatora, autori u [F8] predlažu da se objekat upravljanja modeluje redukovanim sistemom diferencijalnih jednačina, koje opisuju karakteristike statorskog kola motora. Otuda, sledi da je ekvivalentni model objekta upravljanja

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} \quad (3.10)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} - \omega_e \Psi_{ds} \quad (3.11)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} i_{qs} \Psi_{ds}. \quad (3.12)$$

Na osnovu jednačina (3.10)-(3.12) moguće je odrediti funkcije prenosa $G_\Psi(s) = \Psi_{ds}(s)/v_{ds}(s)$ i $G_T(s) = T_e(s)/v_{qs}(s)$

$$G_\Psi(s) = \frac{1}{s} \quad (3.13)$$

$$G_T(s) = \frac{3P \Psi_{ds}^*}{2 \cdot 2 R_s}. \quad (3.14)$$

Ukoliko se postavi zahtev da funkcije prenosa regulatora fluksa i momenta imaju oblike $F_\Psi(z) = a_1 z^{-1} + (1 - a_2)z^{-1}$ i $F_T(z) = c_1 z^{-1} + (1 - c_2)z^{-1}$, na osnovu jednačine (3.9) dobijaju se sledeće funkcije prenosa “dead-beat” regulatora fluksa i momenta

$$G_\Psi(z) = \frac{a_1 \frac{1 - a_1}{a_1} z^{-1}}{T_s \frac{1 + (1 - a_1)z^{-1}}{1 + (1 - a_1)z^{-1}}} \quad (3.15)$$

$$G_T(z) = \frac{R_s \frac{c_1}{c_1 - 1} \frac{1 + \frac{1 - c_1}{c_1} z^{-1}}{1 - z^{-1}}}{\frac{3P}{4} \Psi_{ds}^*} \quad (3.16)$$

Realizacija regulatora fluksa i momenta podrazumeva i estimaciju trenutnih vrednosti ovih veličina. Takođe, neophodno je estimirati i trenutnu vrednost učestanosti statorskog fluksa ω_e , koja se koristi prilikom direktne i inverzne dq rotacione transformacije koordinatnog sistema sinhronog sa vektorom statorskog fluksa. Estimatori fluksa i momenta opisani su sledećim jednačinama

$$\hat{\psi}_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \quad (3.17)$$

$$\hat{\psi}_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (3.18)$$

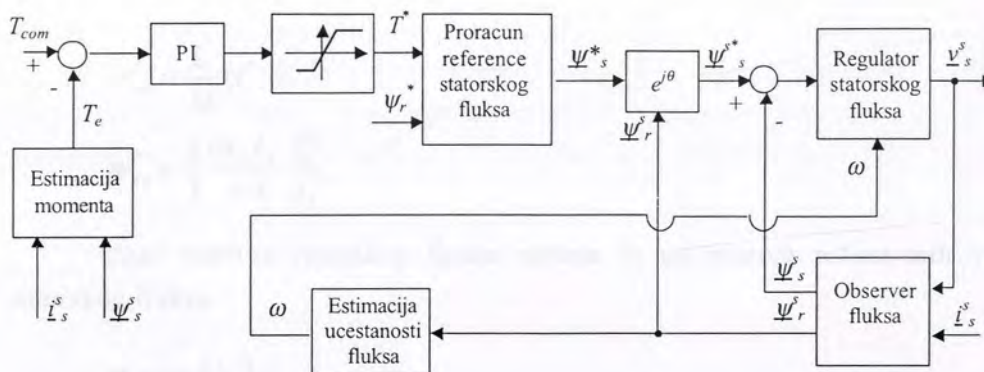
$$\hat{T}_e = \frac{3P}{2} i_{qs} \hat{\psi}_{ds} \quad (3.19)$$

$$\omega_e = \frac{-(v_{qs} - R_s i_{qs})}{\hat{\psi}_{ds}} \quad (3.20)$$

Trenutna vrednost ugla statorskog fluksa $\theta_{\psi s}$ dobija se integracijom učestanosti vektora fluksa ω_e (3.20).

Algoritam predložen u [F8] ima klasičnu SFVC strukturu u kojoj je regulacija d komponente statorskog fluksa ostvarena varijacijama d komponente statorskog napona, dok je direktna kontrola momenta realizovana korišćenjem q komponente statorskog napona. Rezultati prezentovani u [F8] ilustrativni su za sva rešenja u kojima je primenjena *dead-beat* kontrola u okviru SFVC strukture. Naime, analiza dinamičkih karakteristika *dead-beat* algoritma [F8] pokazuje da je upravljački algoritam veoma osetljiv u odnosu na varijacije vrednosti parametara motora. Takođe, princip estimacije trenutne vrednosti učestanosti vektora fluksa (3.20) korišćenjem diferencijala estimirane vrednosti fluksa, značajno povećava osetljivost pogona na merni šum i smanjuje stabilnosti rada na malim brzinama. Ovaj zaključak važi za sve *sensorless* pogone AM u kojima se učestanost polja računa korišćenjem diferencijala statorskog fluksa. Takođe, eksperimentalni rezultati u [F8] potvrđuju da estimacija statorskog fluksa upotrebom integrala kontraelektromotorne sile (3.17)-(3.18) dovodi do degradacije performansi pogona na brzinama bliskim nuli.

Zajedničko za radove [F4] i [F8] jeste da su u oba slučaja zakoni upravljanja fluksa i momenta realizovani u rotacionom dq koordinatnom sistemu, sinhronom sa vektorom statorskog fluksa. Ovaj pristup značajno usložnjava realizaciju upravljačkog algoritma. U radu [G7], dat je prikaz SFVC pogona u kome je realizovana direktna regulacija statorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu. Regulacija momenta ostvarena je posredno, varijacijama amplitude reference statorskog fluksa. Estimacija fluksa realizovana je upotrebom redukovano opservera, dok je trenutna vrednost učestanosti vektora fluksa izračunata diferenciranjem estimirane vrednosti statorskog fluksa.



Slika 3.3. Struktura upravljačkog algoritma u radu [G7]

Na slici 3.3 prikazana je struktura upravljačkog algoritma opisanog u radu [G7]. Radi se o SFVC strukturi sa kontrolerom i estimatorom statorskog fluksa realizovanim u stacionarnom koordinatnom sistemu, u kojoj je primenjena modulacija vektora statorskog napona.

Estimacija trenutnih vrednosti statorskog i rotorskog fluksa izvršena je upotrebom redukovano opservera, datog sledećim jednačinama

$$\frac{d}{dt} \hat{\psi}_s = v_s - R_s i_s + G(\psi_r^* e^{j\theta} - \hat{\psi}_r) \quad (3.21)$$

$$\hat{\psi}_r = \frac{L_r}{M} \psi_s - \frac{\sigma L_s L_r}{M} i_s \quad (3.22)$$

Estimator fluksa realizovan je u formi opservera, sa povratnom spregom po estimiranoj vrednosti rotorskog fluksa. Regulacija statorskog fluksa izvršena je u stacionarnom koordinatnom sistemu, sa *feed-forward* formom upotrebjenom u radu [F4]

$$v_s = R_s i_s + j\omega \hat{\psi}_s + K_p (\psi_s^* - \hat{\psi}_s) \quad (3.23)$$

Realizacija regulatora podrazumeva i generisanje referentne vrednosti statorskog fluksa, kao i estimaciju trenutne vrednosti učestanosti vektora fluksa. Referentna vrednost statorskog fluksa izračunava se u rotacionom koordinatnom sistemu sinhronom sa vektorom rotorskog fluksa u zavisnosti od referentne vrednosti momenta i amplitude rotorskog fluksa. Referentni vektor statorskog fluksa definisan je sledećim jednačinama

$$\psi_{sd}^* = \frac{L_s}{M} \psi_r^* \quad (3.24)$$

$$\psi_{sq}^* = \frac{2 \sigma L_s L_r}{3 p M} \frac{T_e^*}{\psi_r^*} \quad (3.25)$$

Ugao vektora rotorskog fluksa računa se na osnovu estimiranih vrednosti rotorskog fluksa

$$\theta = \arg(\hat{\psi}_r) \quad (3.26)$$

dok se učestanost vektora fluksa dobija diferenciranjem trenutne vrednosti ugla

$$\omega = \frac{d(e^{j\theta})}{dt} j e^{j\theta} \quad (3.27)$$

Implementirana regulacija fluksa ne obezbeđuje nultu grešku momenta u odnosu na referentnu vrednost T_e^* , korišćenu u jednačini (3.25) za proračun reference statorskog fluksa. Stoga je zatvorena dodatna povratna sprega koja varijacijama referentne vrednosti momenta T_e^* obezbeđuje da estimirana vrednost momenta

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2} p \underline{i}_s \cdot j \underline{\psi}_s \quad (3.28)$$

bude jednaka zadatoj vrednosti T_{COM} . Regulacija momenta realizovana je upotrebom konvencionalnog PI zakona upravljanja.

Prednost regulacione strukture predložene u radu [G7] sastoji se u realizaciji algoritma za upravljanje statorskim fluksom u stacionarnom koordinatnom sistemu. Eksperimentalni rezultati prikazani u radu potvrđuju da upotreba redukovano opservera sa povratnom spregom po trenutnoj vrednosti rotorskog fluksa obezbeđuje robustan i stabilan rad u svim režimima rada pogona. Nedostaci predložene strukture sastoje se u metodi korišćenoj za estimaciju učestanosti polja, koja se zasniva na diferenciranju estimirane vrednosti ugla vektora rotorskog fluksa. Upotreba diferencijatora značajno povećava osetljivost sistema u odnosu na merni šum i šum kvantizacije. Takođe, struktura regulatora statorskog fluksa sa promenljivim pojačanjem ω po trenutnoj vrednosti statorskog fluksa ima varijabilne dinamičke karakteristike, čiji negativan uticaj na stabilnost regulatora posebno dolazi do izražaja pri radu pogona na malim brzinama.

Analiza tri karakteristične SFO strukture u radovima [F4], [F8] i [G7] ukazuje na prednosti i nedostatke svih postojećih rešenja, dostupnih u stručnoj literaturi. Osnovni

nedostatci SFO struktura sastoje se u: upotrebi estimatora trenutne vrednosti učestanosti polja koji se zasniva na diferenciranju ugla estimiranog vektora fluksa; rad u rotacionom koordinatnom sistemu; i osetljivost upravljačkih algoritama na varijacije parametara pogona, posebno *dead-beat* realizacija regulatora momenta i fluksa.

U cilju unapređenja kvaliteta performansi SFO pogona, u okviru disertacije usvojene su sledeće polazne smernice za razvoj novog algoritma za direktno upravljanje AM:

- direktna regulacija momenta realizuje se upotrebom učestanosti vektora rotorskog fluksa kao upravljačke veličine. Na taj način se izbegava potreba za estimacijom trenutne vrednosti ω , pošto se pokazalo da svaki pokušaj u tom pravcu dovodi do pada kvaliteta performansi pogona;
- primena estimacije statorskog fluksa koja se zasniva na redukovanom opserversu u stacionarnom koordinatnom sistemu (3.21) sa povratnom spregom zatvorenom po trenutnoj vrednosti rotorskog fluksa (pošto je ta struktura pokazala najbolje rezultate sa stanovišta stabilnosti i robusnosti rada u svim režimima rada);
- realizacija *feed-forward* regulatora statorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu, sa fiksnim regulacionim dejstvima;
- implementacija kontrolera u formi konvencionalnih P i PI zakona upravljanja, kako bi se smanjila osetljivost upravljačkog algoritma u odnosu na varijacije parametara motora, karakteristična za *dead-beat* SFO kontrolere;
- implementacija strukture koja obezbeđuje rad pogona sa konstantnim rotorskim fluksom, što pojednostavljuje regulaciju momenta i olakšava estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine.

U sledećem poglavlju prikazana je struktura algoritma za direktno upravljanje asinhronim motorom, zajedno sa analizom dinamičkih karakteristika regulacije u svim režimima rada pogona.

4. STRUKTURA ALGORITMA ZA DIREKTNO UPRAVLJANJE ASINHNRONIM MOTOROM

Algoritam za direktno upravljanje zasniva se na primeni principa raspregnute kontrole fluksa i momenta asinhronog motora. Princip direktnog upravljanja AM podrazumeva implementaciju pogona u kome su komande vektora statorskog napona u direktnoj zavisnosti od grešaka momenta i fluksa. Zasniva se na realizaciju dve konture upravljanja, koje paralelno generišu komande za regulaciju trenutnih vrednosti statorskog fluksa i momenta. U prethodnom poglavlju teze dat je pregled karakterističnih algoritama za upravljanje vektorom fluksa i momentom asinhronog motora, predloženih u stručnoj literaturi. Prikazana rešenja moguće je svrstati u tri različite grupe: (i) algoritmi koji koriste nelinearne zakone upravljanja vektorom statorskog fluksa (histerezisni regulatori), velike brzine odziva, promenljive učestanosti komandnog prekidačkog signala i visokog nivoa ripla fluksa u stacionarnom stanju; (ii) algoritmi za *sensorless* vektorsko upravljanje poljem *DFOC* (*Direct Field Oriented Control*), u kojima se vrši indirektna kontrola vektora fluksa strujno pobuđivanog asinhronog motora; i (iii) linearni algoritmi za upravljanje vektorom statorskog fluksa (SFO ili SFVC algoritmi). U poređnom analizom karakteristika predloženih rešenja, mogu se definisati sledeći tehnički zahtevi za projektovanje regulatora fluksa u *sensorless* pogonima AM:

- (a) regulaciju sa propusnim opsegom većim od 1 kHz (vreme uspona $t_r < 400 \mu\text{s}$);
- (b) mali nivo ripla vrednosti fluksa i momenta u stacionarnom stanju;
- (c) minimalne varijacije prekidačke frekvencije naponskog invertora;
- (d) stabilna regulacija u svim radnim režimima pogona (uključujući i opseg niskih brzina);
- (e) robusna regulacija u odnosu na promene vrednosti parametara pogona.

U nastavku, data je analiza rešenja koja mogu ispuniti tehničke zahteve (a)-(e).

Dinamike odziva fluksa i momenta osnovni su parametri koji određuju kvalitet performansi *sensorless* pogona. Generalno, shodno brzini regulacije koju je moguće ostvariti, razlikuju se sledeće dve vrste algoritama: algoritmi bazirani na *DFOC* upravljanju AM, u kojima je kontrola rotorskog fluksa i momenta motora ostvarena indirektno, upotrebom regulatora statorske struje motora; i algoritmi za direktno upravljanje AM (*DTC* i *SFVC* algoritmi), u kojima se vektorom fluksa i momentom motora upravlja direktnim izborom trenutne vrednosti vektora statorskog napona. Rezultati prezentovani u stručnoj literaturi pokazuju da se upotrebom algoritama za direktno upravljanje AM ostvaruje brža dinamika regulacije fluksa i momenta, u poređenju sa *DFOC* algoritmima.

Ripl fluksa i momenta jedan je od nepoželjnih efekata, koji se javljaju u algoritmima sa nelinearnim histerezisnim zakonom upravljanja. Takođe, ripl fluksa i momenta može biti izazvan i nepravilnim radom estimatora statorskog fluksa, gde su uzroci nestabilne i netačne etimacije detaljno opisani u [A3]. Otuda, postojanje ripla fluksa i momenta može se eliminisati korišćenjem algoritama sa fiksnom prekidačkom periodom, modulisanim vektorom statorskog napona i sa estimatorom fluksa stabilnim u svim režimima rada pogona. Rad sa fiksnom prekidačkom periodom i modulisanim vektorom statorskog napona podrazumeva realizaciju *SFVC* ili *DFOC* algoritama. Takođe, estimacija fluksa stabilna u svim režimima rada podrazumeva realizaciju estimatora vektora fluksa sa zatvorenim povratnom spregom, koja može biti realizovana na sledeća tri načina: (i) zatvaranjem povratne sprege po estimiranim promenljivama, u formi redukovanog ili potpunog opservera AM; (ii) realizacijom adaptivne povratne sprege po vrednosti parametara modela AM, što podrazumeva realizaciju MRAS estimacionog algoritma; i (iii) realizaciju estimatora koji predstavlja kombinaciju (i) i (ii). Pojedinačne strukture estimatora diskutovane su u poglavlju posvećenom pregledu stručne literature.

Problem robusnosti algoritama u odnosu na varijacije parametara motora i u odnosu na nelinearna izobličenja statorskog napona i mernih signala u direktnoj je vezi sa strukturom estimatora fluksa. Takođe, robusnost algoritma određena je i strukturama regulatora momenta i fluksa. Na primer, stabilnost i tačnost pojedinih *SFVC* realizacija u formi *dead-beat* kontrolera u velikoj meri zavisi od tačnosti poznavanja trenutnih vrednosti parametara motora. Takođe, primena opservera složene strukture ili MRAS estimatora može doprineti povećanju osetljivosti pogona na promene vrednosti parametara AM.

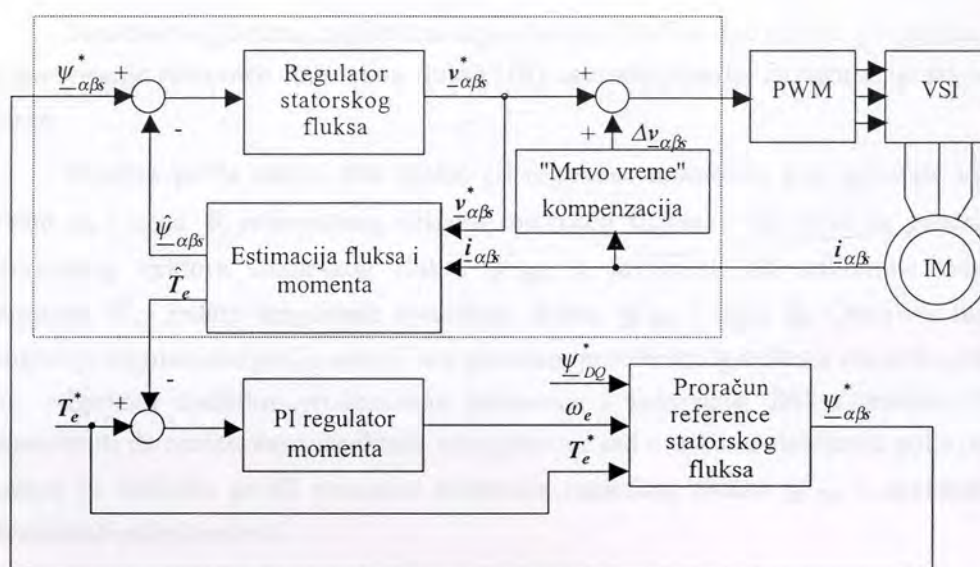
Generalno, upotreba histerezisnih ili linearnih konvencionalnih regulatora (P, PI, PID) omogućava projektovanje zakona upravljanja robusnih u odnosu na promene

vrednosti parametara AM. Ovaj zaključak izveden je na osnovu analize rezultata prezentovanih u radovima dostupnim u stručnoj literaturi.

Shodno navedenim tehničkim zahtevima, a na osnovu rezultata analize performansi pogona prezentovanih u stručnoj literaturi, u tezi je usvojen sledeći pristup projektovanju *sensorless* upravljanja AM:

- (i) U cilju postizanja brze dinamike regulacije razvijen je *SFVC* algoritam sa direktnim upravljanjem momentom i fluksom AM.
- (ii) Minimizacija ripla fluksa i ripla momenta postignuta je tako što su implementirani konvencionalni linearni regulatori fluksa i momenta AM. Takođe, realizovan je i estimator vektora fluksa sa zatvorenom povratnom spregom po estimiranoj vrednosti rotorskog fluksa. Na taj način obezbeđen je stabilan rad pogona u svim režimima rada, i smanjena osetljivost na varijacije parametara pogona.
- (iii) Obezbeđen je rad pogona sa fiksnom prekidačkom učestanošću implementacijom *SFVC* algoritma sa modulisanim vektorom statorskog napona.
- (iv) Stabilni rad pogona obezbeđen je adekvatnim izborom parametara regulatora i realizacijom opservera statorskog fluksa sa zatvorenom povratnom spregom po estimiranoj vrednosti rotorskog fluksa.
- (v) Primena konvencionalnih reglatora fluksa i momenta, takođe, eliminiše potrebu za poznavanjem tačnih vrednosti parametara pogona, da bi se obezbedio stabilan rad konture upravljanja. Na taj način, eliminisani su nedostaci karakteristični za *dead-beat* realizacije regulatora momenta i fluksa.

Struktura realizovanog algoritma za direktno upravljanje AM data je na Slici 4.1.



Slika 4.1. Struktura algoritma za direktno upravljanje AM

Funkcionisanje algoritma na slici 4.1 zasniva se na jednom od osnovnih principa rada AM, da je generisani momenat AM direktno proporcionalan kvadratu amplitude rotorskog fluksa i učestanosti klizanja. Otuda, momentom AM moguće je direktno upravljati varijacijama učestanosti klizanja motora, u pogonu u kome se amplituda rotorskog fluksa održava na konstantnoj vrednosti. Realizovane su dve upravljačke petlje: regulator momenta, koji kao upravljačku veličinu koristi kružnu učestanost vektora statorskog fluksa; i regulator fluksa, koji kao upravljačku veličinu koristi statorski napon. Pored regulatora, realizovan je i blok za generisanje reference statorskog fluksa, koji obezbeđuje da rotorski fluks bude konstantan u svim uslovima rada motora.

Ulazne veličine algoritma su: referenca momenta T_e^* ; referenca amplitude rotorskog fluksa, zadata referentnim vektorom $\underline{\psi}_{DQ}^*$ u sinhronom rotacionom koordinatnom sistemu ($\psi_D^* = C_{\text{onst}}$ i $\psi_Q^* = 0$); merenja statorske struje $\underline{i}_{\alpha\beta}$. Izlazna veličina upravljačkog algoritma je referenca vektora statorskog napona $\underline{v}_{\alpha\beta}^*$, koja se uvodi u blok za simetričnu impulsnu širinsku modulaciju. Takođe, upravljački algoritam uključuje i blok za kompenzaciju nelinearnosti naponskog invertora, tj. efekta "mrtvog vremena". Kompenzaciju nelinearnosti naponskog pretvarača neophodno je realizovati kako bi se poboljšala stabilnost i tačnost rada pogona, pogotovo u režimu rada pri niskim brzinama kada je vrednost fundamentalna statorskog napona samerljiva sa naponskim izobličenjima generisanim na prekidačkim elementima naponskog invertora.

Strukturu algoritma za direktno upravljanje AM čine dve celine: (i) spoljna petlja za generisanje reference statorskog fluksa i (ii) unutrašnja petlja za regulaciju statorskog fluksa.

Spoljna petlja sadrži dva bloka: (i) regulator momenta, koji generiše ugaonu brzinu ω_e i ugao θ_e referentnog vektora rotorskog fluksa; i (ii) blok za generisanje referentnog vektora statorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta}^*$, u zavisnosti od referentne vrednosti momenta T_e^* , zadate amplitude rotorskog fluksa $\underline{\psi}_{DQ}^*$ i ugla θ_e . Osnovna funkcija spoljašnje regulacione petlje sastoji se u generisanju referentnog vektora statorskog fluksa, koji odgovara zadatim vrednostima momenta i rotorskog fluksa motora. Treba napomenuti da realizovana struktura omogućava i rad u režimu slabljenja polja, u kom slučaju se definiše profil promene reference rotorskog fluksa $\underline{\psi}_{DQ}^*$ u zavisnosti od učestanosti polja motora.

Unutrašnja petlja upravljačkog algoritma sastoji se iz tri bloka: (i) regulator statorskog fluksa, koji definiše komandu statorskog napona u zavisnosti od signala greške statorskog fluksa; (ii) estimator trenutne vrednosti statorskog fluksa i momenta; i (iii) blok za kompenzaciju efekta "mrtvog vremena" naponskog invertora.

Navedeni blokovi upravljačkog algoritma opisani su u odgovarajućim potpoglavljima teze. U narednom potpoglavlju opisan je regulator statorskog fluksa.

4.1. Struktura regulatora statorskog fluksa asinhronog motora

U disertaciji je primenjena upravljačka struktura koja u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu upravlja trenutnom vrednošću statorskog fluksa, korišćenjem vektora statorskog napona kao upravljačke veličine. Ulaz u regulator statorskog fluksa je referentni vektor $\underline{\psi}_{\alpha\beta}^*$, dok je izlaz iz regulatora referentna vrednost statorskog napona $\underline{v}_{\alpha\beta}^*$. Referenca statorskog fluksa ima promenljivu učestanost i amplitudu, i generiše se na osnovu zadatih referentnih vrednosti momenta i amplitude rotorskog fluksa.

Treba napomenuti da je jedna od osnovnih specifičnosti regulatora fluksa ta da su ulazne reference prostoperiodični signali promenljivih učestanosti i amplitude. Postoji više različitih pristupa rešavanju problema sinteze strukture regulatora, koji u uslovima rada sa prostoperiodičnim referencama može da obezbedi nultu grešku u stacionarnom stanju: (i) projektovanje regulatora u rotacionom koordinatnom sistemu; (ii) primena nelinearnih *sliding mode* zakona upravljanja. U okviru disertacije, problem rada sa nultom greškom rešen je primenom adekvatne strukture sa *feed-forward* upravljačkim dejstvom. Naime, analizom jednačine statorskog kola asinhronog motora

$$\underline{v}_{\alpha\beta s} = \underline{i}_{\alpha\beta s} R_s + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_{\alpha\beta s} \quad (4.1.1)$$

izvodi se fazorska jednačina statorskog napona AM u stacionarnom stanju

$$\underline{v}_{\alpha\beta s} = \underline{i}_{\alpha\beta s} R_s + j\omega_e \underline{\psi}_{\alpha\beta s}, \quad (4.1.2)$$

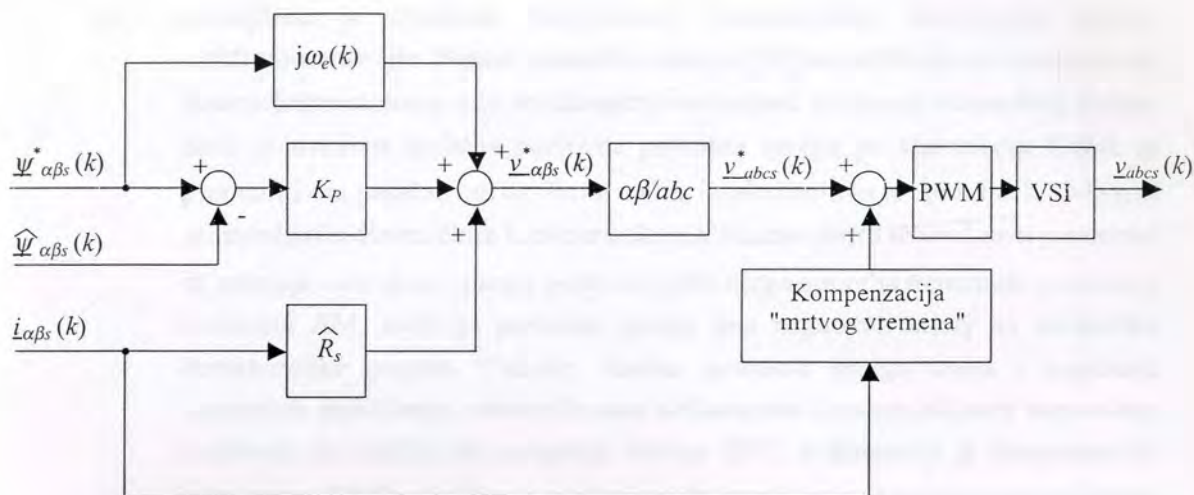
gde ω_e predstavlja kružnu učestanost rotacije vektora statorskog fluksa. Shodno tome, za referentni vektor statorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^*$, komanda statorskog napona

$$\underline{v}_{\alpha\beta s}^* = \underline{i}_{\alpha\beta s} \hat{R}_s + j\omega_e \underline{\psi}_{\alpha\beta s}^* \quad (4.1.3)$$

garantuje nultu grešku statorskog fluksa u stacionarnom stanju, gde je $\underline{i}_{\alpha\beta s}$ trenutna vrednost vektora statorske struje a \hat{R}_s pretpostavljena vrednost statorske otpornosti. Jednačina (4.1.3) predstavlja *feed-forward* regulaciono dejstvo, pomoću koga se kompenzuju padovi napona na statorskoj otpornosti, odnosno, na indukovanoj kontraelektromotornoj sili. Pored *feed-forward* komponente, neophodno je generisati i komponentu upravljačkog napona proporcionalnu grešci statorskog fluksa, koja obezbeđuje konvergenciju izlaza regulatora statorskog fluksa ka željenom stacionarnom stanju, sa dinamikom koja se podešava izborom vrednosti parametra proporcionalnog dejstva. Dodavanjem proporcionalnog upravljačkog dejstva *feed-forward* dejstvima dobija se celovita jednačina regulatora statorskog fluksa

$$\underline{v}_{\alpha\beta s}^* = \underline{i}_{\alpha\beta s} \hat{R}_s + j\omega_e(k) \underline{\psi}_{\alpha\beta s}^* + K_p \left(\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^* - \hat{\underline{\psi}}_{\alpha\beta s} \right), \quad (4.1.4)$$

gde se trenutna vrednost kružne učestanosti polja $\omega_e(k)$ generiše na izlazu regulatora momenta. Pošto se signal greške u (4.1.4) formira korišćenjem referentnog vektora $\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^*$ i estimiranog vektora statorskog fluksa $\hat{\underline{\psi}}_{\alpha\beta s}$, prilikom analize dinamike regulatora statorskog fluksa neophodno je koristiti prošireni model AM, u kome je uzeta u obzir i dinamika estimatora statorskog fluksa.



Slika 4.1.1. Blok šema regulatora fluksa

Na slici 4.1.1 dat je prikaz blok šeme regulatora statorskog fluksa, zajedno sa blokom za kompenzaciju nelinearnosti naponskog invertora, blokom za impulsnu širinsku modulaciju (PWM) i naponskim invertorom (VSI). Ulazne i izlazne veličine regulatora fluksa nalaze se u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu. Nakon transformacije komandnog napona $\underline{v}_{\alpha\beta s}^*(k)$ u stacionarni abc koordinatni sistem, vrši se kompenzacija efekta mrtvog vremena, ka i impulsna širinska modulacija komandnog signala $\underline{v}_{abc}^*(k)$. Izlaz širinskog modulatora služi za upravljanje prekidačkim stanjima naponskog invertora.

U jednačini (4.1.4) i na slici 4.1.1 dat je prikaz strukture regulatora statorskog fluksa u vektorskoj formi. U jednačini (4.1.5) dat je prikaz regulatora u skalarnoj formi, koja se koristi prilikom njegove praktične realizacije.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s}^*(k) \\ v_{\beta s}^*(k) \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s}(k) \\ i_{\beta s}(k) \end{bmatrix} + \omega_e(k) \begin{bmatrix} -\psi_{\beta s}^*(k) \\ \psi_{\alpha s}^*(k) \end{bmatrix} + K_p \begin{bmatrix} \psi_{\alpha s}^*(k) - \hat{\psi}_{\alpha s}(k) \\ \psi_{\beta s}^*(k) - \hat{\psi}_{\beta s}(k) \end{bmatrix} \quad (4.1.5)$$

Analizom strukture algoritma za upravljanje statorskim fluksom, može se zaključiti da projektovana regulacija ima sledeće karakteristike:

- (i) Implementiran je linearni zakon upravljanja statorskim fluksom, koji omogućava regulaciju upravljane veličine sa minimalnim riplom u stacionarnom stanju;
- (ii) realizovana je *feed-forward* kompenzacija padova napona u statorskom kolu AM, čime je obezbeđena nulta greška statorskog fluksa u stacionarnom stanju;

- (iii) poboljšana je struktura *feed-forward* kompenzatora indukovane kontraelektromotorne sile. Naime, postojeća rešenja [G7] se zasnivaju na kompenzaciji kontraelektromotorne sile korišćenjem estimirane vrednosti statorskog fluksa, čime je uvedena dodatna pozitivna povratna sprega po statorskom fluksu sa promenljivim pojačanjem ω_e . Na taj način, implementiran je upravljački sistem sa promenljivim dinamičkim karakteristikama. Naime, pošto se vrednosti parametra ω_e menjaju u širokom opsegu, pošto se preko njega upravlja trenutnom vrednošću momenta AM, uvedena povratna sprega ima negativan uticaj na dinamičke karakteristike pogona. Takođe, dodata povratna sprega unosi i pojačanje naponskih izobličenja, prouzrokovana nelinearnim karakteristikama naponskog invertora. Za razliku od postojećih rešenja [G7], u disertaciji je kompenzacija indukovane EMS poboljšanja uvođenjem dejstva koje je proporcionalno referenci statorskog fluksa, čime je izbegnuto zatvaranje dodatne povratne sprege po estimiranoj vrednosti statorskog fluksa;
- (iv) podešavanje dinamičkih karakteristika regulatora zahteva odabir vrednosti jednog parametra, proporcionalnog dejstva K_p , čime je pojednostavljena procedura projektovanja zakona upravljanja.

Treba napomenuti da regulator (4.1.4), kao i značajan broj postojećih rešenja u stručnoj literaturi ([F4], [G7]), uključuje član za kompenzovanje pada napona na statorskoj otpornosti AM. Ovo je dejstvo neophodno uključiti ukoliko se želi rad regulatora fluksa sa nultom greškom, pogotovo na niskim vrednostima učestanosti rotiranja polja. Treba napomenuti da kompenzacija pada napona na statorskoj otpornosti uvodi pozitivnu povratnu spregu po trenutnoj vrednosti statorske struje. Uvođenje pozitivne sprege ima sledeće negativne efekte:

- (i) Uvedeno dejstvo podrazumeva poznavanje tačne vrednosti statorske otpornosti R_s asinhronog motora. U slučaju da je pretpostavljena vrednost \hat{R}_s manja od stvarne vrednosti R_s , regulator fluksa će raditi sa greškom u stacionarnom stanju. Ukoliko je pretpostavljena vrednost statorske otpornosti veća od stvarne, upravljački sistem postaje nestabilan. Pošto su varijacije vrednosti statorske otpornosti uobičajene za pogone AM, prevashodno zbog varijacija radnih temperatura motora, osetljivost upravljanja u odnosu na vrednost parametra R_s ozbiljno utiče na kvalitet performansi pogona;

- (ii) pozitivna povratna sprega po statorskoj struji pojačava naponska izobličenja koja postoje na izlazu naponskog invertora, čime se značajno pogoršavaju performanse pogona, pogotovo na niskim učestanostima rotacije polja.

Problem postojanja pozitivne povratne sprege, inherentne svim algoritmima za direktno upravljanje statorskim fluksom AM, u disertaciji je rešen korišćenjem estimatora statorskog fluksa koji ima strukturu redukovanog opserversa stanja modela AM. Struktura estimatora data je u Poglavlju 4.3.

U narednom potpoglavlju dat je prikaz algoritma za proračun vektora reference statorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^*$.

4.2. Algoritam za proračun reference statorskog fluksa

Jedna od funkcija sistema za direktno upravljanje AM sastoji se održavanju konstantne amplitude vektora rotorskog fluksa. Na taj se način linearizuje zavisnost između momenta i učestanosti klizanja, čime se pojednostavljuje proces regulacije momenta motora. Zahtev da se referentni vektor rotorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta r}^*$ održava na konstantnoj amplitudi realizuje se adekvatnim izborom referentne vrednosti statorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^*$. U okviru teze, algoritam za proračun referentnog vektora $\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^*$ izveden je korišćenjem modela AM u rotacionom dq koordinatnom sistemu. Naime, na osnovu jednačina modela AM u koordinatnom sistemu vezanom za vektor rotorskog fluksa (3.1.7) može se izvesti model motora u sledećoj formi

$$\underline{v}_{dqs} = \underline{i}_{dqs} R_s + j\omega_e \underline{\psi}_{dqs} + \frac{d\underline{\psi}_{dqs}}{dt} \quad (4.2.1)$$

$$0 = \underline{i}_{DQ} R_r + j(\omega_e - \omega_r) \underline{\psi}_{DQ} + \frac{d\underline{\psi}_{DQ}}{dt} \quad (4.2.2)$$

$$\underline{\psi}_{dqs} = L_s \underline{i}_{dqs} + M \underline{i}_{DQ} \quad (4.2.3)$$

$$\underline{\psi}_{DQ} = L_r \underline{i}_{DQ} + M \underline{i}_{dqs} \quad (4.2.4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\underline{\psi}_{ds} i_{qs} - \underline{\psi}_{qs} i_{ds}), \quad (4.2.5)$$

gde ω_e predstavlja kružnu učestanost rotiranja polja, a jednačina (4.2.5) predstavlja jednačinu momenta AM.

Na osnovu jednačina (4.2.1)-(4.2.5) izvodi se algoritam za proračun vrednosti referentnog vektora statorskog fluksa, u uslovima rada sa zadatim vektorom reference rotorskog fluksa i referentna vrednost momenta. Pošto se vektori referentnih vrednosti flukseva proračunavaju na osnovu jednačina modela AM u stacionarnom stanju, neophodno je diferencijalne jednačine (4.2.1)-(4.2.2) zameniti odgovarajućim stacionarnim ekvivalentnima

$$\underline{v}_{dqs} = \underline{i}_{dqs} R_s + j\omega_e \underline{\psi}_{dqs} \quad (4.2.6)$$

$$0 = \underline{i}_{DQ} R_r + j(\omega_e - \omega_r) \underline{\psi}_{DQ} \quad (4.2.7)$$

Osnovna ideja prilikom izvođenja algoritma za proračun referenci fluksa sastoji se u pokušaju da se definiše zavisnost između referentnih vrednosti rotorskog i statorskog fluksa, u svim režimima rada pogona. U opštem slučaju, takvu zavisnost je nemoguće definisati, zbog toga što je rotorska brzina motora slobodno promenljiv parametar. Međutim, pomenuta zavisnost postoji u posebnom slučaju, kada je pored referentnog vektora rotorskog fluksa zadata i referentna vrednost momenta AM. Taj slučaj predstavlja prirodno okruženje za algoritam koji je predmet disertacije, pošto se u njemu, upravo, i vrši direktno upravljanje momentom asinhronog motora. Shodno tome, na osnovu jednačina (4.2.3)-(4.2.7) potrebno je definisati zavisnost između referentnih vrednosti statorskog i rotorskog fluksa, pri poznatoj zadatoj vrednosti momenta motora.

Na osnovu (4.2.3), (4.2.4), (4.2.6) i (4.2.7) moguće je izvesti sledeće jednačine, koje definišu zavisnost između rotorskih flukseva, statorskih struja i klizanja motora u stacionarnom stanju

$$\psi_D = \frac{M i_{ds} + \omega_s \tau_r M i_{qs}}{1 + \omega_s^2 \tau_r^2} \quad (4.2.8)$$

$$\psi_Q = \frac{M i_{qs} - \omega_s \tau_r M i_{ds}}{1 + \omega_s^2 \tau_r^2} \quad (4.2.9)$$

gde je ω_s učestanost klizanja ($\omega_s = \omega_e - \omega_r$), a τ_r rotorska vremenska konstanta ($\tau_r = L_r / R_r$).

Takođe, na osnovu jednačina (4.2.3)-(4.2.7) moguće je izvesti jednačinu, koja definiše zavisnost između momenta, amplitude rotorskog fluksa i klizanja AM,

$$T_e = \frac{3}{4} \frac{p |\psi_r|^2}{R_r} \omega_s . \quad (4.2.10)$$

Referentni vektor rotorskog fluksa $\underline{\psi}_{DQ}^*$ definisan je komponentama $\psi_q^* = 0$ i $\psi_d^* = C_{\text{onst}} (\underline{\psi}_{DQ}^* = \psi_d^* + j\psi_q^*)$. Namera je da se na osnovu referentnih vrednosti ψ_q^* , ψ_d^* i T_e^* odrede referentne vrednosti statorskih struja i_{qs}^* i i_{ds}^* , koje odgovaraju režimu rada motora definisanog referencama rotorskog fluksa i momenta. Treba napomenuti da, pošto se izvođenje vrši u rotacionom koordinatnom sistemu, dobijene referentne vrednosti statorskih struja ne zavise od trenutne vrednosti rotorske brzine motora. Iz uslova $\psi_q^* = 0$ i jednačine (4.2.8) dobija se veza između q , odnosno, d komponente referentnog vektora statorske struje

$$i_{qs}^* = \omega_s \tau_r i_{ds}^* . \quad (4.2.11)$$

Zamenom (4.2.11) u (4.2.8), pod pretpostavkom da je $\psi_d = \psi_d^*$, dobija se

$$i_{ds}^* = \frac{\psi_d^*}{M} . \quad (4.2.12)$$

Zamenom (4.2.10) i (4.2.12) u (4.2.11), pod pretpostavkom da je $T_e = T_e^*$, dobija se

$$i_{qs}^* = \frac{4 L_r}{3 p M \psi_d^*} T_e^* . \quad (4.2.13)$$

Jednačine (4.2.12) i (4.2.13) omogućavaju da se na osnovu referenci rotorskog fluksa i momenta motora izračuna referentni vektor statorske struje. Dobijeni referentni vektor statorskih struja koristi se za proračun referentnog vektora rotorskog fluksa, što je upravo i bila početna ideja celog izvođenja. Naime, jednačine (4.2.3) i (4.2.4) definišu zavisnost između vektora rotorskog fluksa, statotrskog fluksa i statorske struje kao

$$\underline{\psi}_{dqs} = \frac{M}{L_r} \underline{\psi}_{DQ} + \frac{L_s L_r - M^2}{L_r} i_{dqs} . \quad (4.2.14)$$

Korišćenjem jednačine (4.2.14) može se izračunati referentni vektor rotorskog fluksa na osnovu referentnih vektora rotorskog fluksa i statorske struje kao

$$\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^* = \frac{M}{L_r} \underline{\psi}_{\alpha\beta r}^* + \frac{L_s L_r - M^2}{L_r} \underline{i}_{\alpha\beta s}^* \quad (4.2.15)$$

Referentni vektor rotorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta r}^*$ iz (4.2.15) dobija se inverznom rotacionom transformacijom vektora $\underline{\psi}_{QD}^*$ kao

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha r}^* \\ \psi_{\beta r}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_D^* \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.16)$$

gde je θ_e ugao referentnog vektora rotorskog fluksa, dobijen integracijom kružne učestanosti ω_e .

Referentni vektor statorske struje $\underline{i}_{\alpha\beta s}^*$ iz (4.2.15) dobija se inverznom rotacionom transformacijom vektora \underline{i}_{qds}^* kao

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s}^* \\ i_{\beta s}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix}, \quad (4.2.17)$$

gde su komponente referentnog vektora \underline{i}_{qds}^* definisane jednačinama (4.2.12) i (4.2.13).

Na osnovu jednačina (4.2.15)-(4.2.17) izvodi se zbirna jednačina za proračun referentnog vektora statorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^*$ u zavisnosti od reference rotorskog fluksa ψ_D^* i reference momenta T_e^* kao

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha s}^* \\ \psi_{\beta s}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{M}{L_r} \psi_D^* + \frac{L_s L_r - M^2}{L_r} \frac{\psi_D^*}{M} \\ \frac{L_s L_r - M^2}{L_r} \frac{4 L_r}{3 p M \psi_D^*} T_e^* \end{bmatrix}. \quad (4.2.18)$$

Dobijeni vektor $\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^*$ koristi se kao referenca regulatora statorskog fluksa (4.1.4). Izračunava se na osnovu referentnih vrednosti rotorskog fluksa ψ_D^* i momenta T_e^* , koje se slobodno mogu zadavati, i ugla polja θ_e , dobijen integracijom učestanosti ω_e koja je izlaz regulatora momenta. Primenjeni metod proračuna referentnog vektora $\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^*$ obezbeđuje da motor u svim režimima rada bude namagnetisan sa rotorskim fluksom konstantne amplitude ψ_D^* . Treba primetiti da je, iako je kompletan regulator statorskog fluksa projektovan u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu, referenca $\underline{\psi}_{\alpha\beta r}^*$ definisana tenzorima u rotacionom qd koordinatnom sistemu. Pošto se inverzna rotaciona transformacija koristi samo prilikom proračuna referentnih vektora, ona nema nikakvog uticaja na dinamiku regulacije.

U narednom potpoglavlju dat je prikaz algoritma za estimaciju trenutne vrednosti vektora statorskog fluksa.

4.3. Estimacija trenutne vrednosti vektora statorskog i rotorskog fluksa

Projektovanje *sensorless* pogona asinhronog motora usko je povezana sa problematikom estimacije trenutnih vrednosti vektora statorskog i rotorskog fluksa. Naime, praktična iskustva prezentovana u stručnoj literaturi pokazuju da u svim *sensorless* algoritmima za upravljanje AM, koji pokrivaju veoma širok opseg različitih rešenja, tačna i stabilna estimacija vektora fluksa predstavlja osnovni preduslov za uspešnu realizaciju pogona.

Više različitih i raznorodnih efekata, zbirno, doprinose značajnom pogoršanju kvaliteta estimacije vektora fluksa, odnosno pogoršanju performansi *sensorless* pogona. Ova pojava je posebno izražena na niskim brzinama, pri kojima se, u velikom broju slučajeva, performanse pogona pogoršavaju do granice nestabilnog rada. Uzroci otežane estimacije trenutnih vrednosti flukseva AM mogu se naći u sledećim efektima: (i) postojanje spropomenljivih ofseta mernih signala; (ii) postojanje izobličenja statorskog napona, prouzrokovana nelinearnim karakteristikama prekidačkih elemenata energetskog pretvarača; (iii) osetljivost estimatora fluksa na promene vrednosti parametara modela AM. Detaljan prikaz uzroka nepouzdanog rada estimatora vektora fluksa AM dat je u literaturi [A3].

U pregledu stručne literature u Poglavlju 3, analizirana su karakteristična rešenja problema estimacije fluksa. Poređenjem prezentovanih rezultata može se zaključiti da je najveći pomak ka pouzdanij i tačnij estimaciji vektora fluksa AM, u svim režimima rada pogona, postignut u rešenjima koja se zasnivaju na estimatorima sa zatvorenim povratnom spregom po promenljivama stanja modela motora. Za razliku od estimatora sa zatvorenim povratnom spregom, većina estimatora zasniva svoj rad na algoritmima koji u otvorenoj sprezi, na osnovu odbiraka vrednosti statorskog napona i statorske struje, računaju trenutne vrednosti statorskog i rotorskog fluksa. Estimatori u otvorenoj sprezi se zasnivaju na integraciji statorske indukovane kontraelektromotorne sile

$$\hat{\psi}_{\alpha\beta s} = \int (v_{\alpha\beta s} - \hat{R}_s i_{\alpha\beta s}) dt . \quad (4.3.1)$$

U jednačini (4.3.1), parametar \hat{R}_s predstavlja pretpostavljenu vrednost statorske otpornosti asinhronog motora. Osnovni uzrok lošeg rada *sensorless* algoritama AM koji koriste estimator (4.3.1) sastoji se u tome što se kroz estimator vrednosti fluksa u

upravljački algoritam uvodi pozitivna povratna sprege po trenutnoj vrednosti statorske struje. Naime, svi se DTC algoritmi, sa stanovišta generisanja trenutne vrednosti statorskog napona \underline{v}_s , mogu generalisano definisati kao funkcije kojima je jedan od argumenata trenutna vrednost greške vektora statorskog fluksa, odnosno negacija trenutne vrednosti vektora statorskog fluksa

$$\underline{v}_{\alpha\beta} = f_{DTC}(\Delta\hat{\underline{\psi}}_{\alpha\beta}, \dots) = f_{DTC}(\underline{\psi}_{\alpha\beta}^* - \hat{\underline{\psi}}_{\alpha\beta}, \dots) \quad (4.3.2)$$

Na osnovu jednačina (4.3.1) i (4.3.2) može se zaključiti da estimator (4.3.1), generalno, u sve algoritme koji podrazumevaju formu upravljanja vektorom statorskog fluksa unosi pozitivnu povratnu spregu po trenutnoj vrednosti statorske struje. Pomenuta pozitivna povratna sprege ima višestruko loš uticaj na ukupne performanse pogona, pogotovo u režimima rada sa niskim brzinama rotacije. Prvi negativni efekat sastoji se u pojačanju svih nelinearna izobličenja, koja u upravljačku petlju unosi naponski inverter. Ovaj negativan efekat do posebnog izražaja dolazi pri niskim brzinama, odnosno, pri niskim amplitudama fundamentalna statorskog napona. Drugi negativni efekat sastoji se u povećanoj osetljivosti upravljačkog algoritma u odnosu na promene vrednosti parametra statorske otpornosti. Naime, u slučaju da je pretpostavljena vrednost statorske otpornosti veća od realne, upravljački algoritmi postaju nestabilni. Takodje, u slučaju da je pretpostavljena vrednost statorske otpornosti manja od realne vrednosti, prouzrokovana greška u estimaciji statorskog fluksa izaziva pogrešan rad pogona. Generalno, negativan uticaj pozitivne strujne povratne sprege manifestuje se u povećanju nivou ripla momenta motora u svim režimima rada i u nestabilnom radu pogona pri niskim brzinama pogona.

Ukupne performanse pogona moguće je popraviti na više načina: (i) kompenzacijom nelinearnih karakteristika prekidačkih elemenata naponskog invertora, (ii) estimacijom trenutnih vrednosti motora relevantnih za tačnu estimaciju fluksa i (iii) korišćenjem estimatora statorskog fluksa koji se ne zasniva isključivo na naponskom modelu AM (4.3.1), odnosno, na estimator u kome je dominantan uticaj pozitivne strujne povratne sprege.

Problematika kompenzacije nelinearnih karakteristika naponskog invertora biće analizirana u zasebnom poglavlju disertacije. Problem estimacije trenutne vrednosti statorske otpornosti i drugih parametara motora, neophodnih za estimaciju vektora fluksa nije razmatran u disertaciji. Osvrt na moguća rešenja dat je u poglavlju posvećenom pregledu stanja u stručnoj literaturi, sa analizom rešenja koja se mogu uklopiti u algoritam prezentovan u disertaciji.

U okviru disertacije definisan je algoritam za estimaciju trenutnih vrednosti statorskog i rotorskog fluksa sa smanjenom osetljivošću u odnosu na neidealne karakteristike pogona. Prilikom definisanja estimacionog algoritma polazna ideja oslanja

se na zaključak da je osnovni uzrok nestabilnosti *sensorless* pogona postojanje pozitivne povratne sprege po statorskoj struji u osnovnom algoritmu (4.3.1) za estiamaciju statorskog fluksa. Shodno tome, karakteristike estimatora fluksa i *sensorless* pogona, generalno, moguće je poboljšati ublažavanjem ili poništavanjem efekta pozitivne povratne sprege po statorskoj struji, na način koji ne narušava tačnost estimacije vektora fluksa. U stručnoj literaturi, značajan broj estimatora fluksa sa poboljšanim karakteristikama se zasniva na primeni estimatora sa zatvorenim povratnom spregom po estimiranim promenljivama stanja, gde se struktura estimatora vektora fluksa ublažava uticaj pozitivne povratne sprege po statorskoj struji.

Generalno, estimatori fluksa u radu sa zatvorenim povratnom spregom mogu se svrstati i u kategoriju redukovanih opservera asinhronog motora. Naime, opserveri stanja [F9] na osnovu razlike izmedju merenog i opserviranog izlaza modela rekonstruišu trenutne vrednosti promenljivih stanja objekta upravljanja. Pošto je u slučaju esitimacije fluksa asinhronog motora nemoguće meriti veličine neophodne za dizajniranje potpunog opservera stanja asinhronog motora, estimatori fluksa u zatvorenoj povratnoj sprezi koristi referentne vrednosti vektora promenljivih stanja modela. Izbor referentnog vektora zavisi od izbora strukture estimatora.

U disertaciji je korišćen estimator vektora fluksa asinhronog motora u kome je povratna sprega zatvorena po estimiranoj vrednosti rotorskog fluksa [G7]. Prilikom formiranja signala greške estimatora, korišćena je referentna vrednost vektora rotorskog fluksa, koja je osnovni ulazni parametar algoritma za direktno upravljanje momentom asinhronog motora, zajedno sa referentnom vrednošću momenta. Jednačine estimatora statorskog fluksa, izvedene iz estimatora u otvorenoj sprezi (4.3.1), date su izrazima

$$\underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta s} = \int \left[\underline{v}_{\alpha\beta s}^* - \hat{R}_s \underline{i}_{\alpha\beta s} + G \left(\underline{\psi}_{\alpha\beta r}^* - \underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta r} \right) \right] dt \quad (4.3.3)$$

$$\underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta r} = \underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta s} \frac{L_{lr} + M}{M} - \underline{i}_{\alpha\beta s} \frac{(L_{ls} + M)(L_{lr} + M) - M^2}{M} \quad (4.3.4)$$

U jednačini (4.3.3), $\underline{v}_{\alpha\beta s}^*$ predstavlja vrednost komande statorskog napona koju generiše upravljački algoritam, $\underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta s}$ i $\underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta r}$ predstavljaju estimirane vektore statorskog i rotorskog fluksa, $\underline{\psi}_{\alpha\beta r}^*$ predstavlja referentni vektor rotorskog fluksa, $\underline{i}_{\alpha\beta s}$ predstavlja izmereni vektor statorske struje, dok je G pojačanje estimatorskog dejstva. Referentni vektor rotorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta r}^*$ definisan je jednačinom (4.2.16), i izračunat je na osnovu referentne amplitude rotorskog fluksa ψ_D^* . Estimator funkcioniše tako što se korišćenjem jednačine (4.3.3) proračunava trenutna estimirana vrednost statorskog fluksa AM, dok se upotrebom jednačine (4.3.4) na osnovu trenutne estimirane vrednosti statorskog fluksa i merenja statorske struje proračunava estimirani vektor rotorskog fluksa. Estimirana

vrednost vektora rotorskog fluksa koristi se za zatvaranje povratne sprege u jednačini estimatora (4.3.3). Zatvorena povratna sprega po vektoru rotorskog fluksa značajno poboljšava stabilnost pogona i smanjuje njegovu osetljivost u odnosu na naponska izobličenja i varijacije vrednosti parametara motora. Jednačina (4.3.4), koja definiše zavisnost između trenutnih vrednosti statorske struje, statorskog i rotorskog fluksa, izvedena je iz jednačine (3.7), definisane za stacionarni $\alpha\beta$ koordinatni sistem.

Pošto je u tezi primenjen digitalni algoritam upravljanja asinhronim motorom, neophodno je definisati i diskretnu varijantu estimatora (4.3.3)-(4.3.4). Diskretizacija estimatora izvršena je realizacijom integralnog dejstva u (4.3.3) korišćenjem prve Ojlerove forme određenog integrala [F9]. Diskretna forma estimatora fluksa data je sledećim jednačinama

$$\hat{\underline{\psi}}_{\alpha\beta s}(k+1) = \hat{\underline{\psi}}_{\alpha\beta s}(k) + T_s \left[\underline{v}_{\alpha\beta s}^*(k) - \hat{R}_s \underline{i}_{\alpha\beta s}(k) + G \left(\underline{\psi}_{\alpha\beta r}^*(k) - \hat{\underline{\psi}}_{\alpha\beta r}(k) \right) \right] \quad (4.3.5)$$

$$\hat{\underline{\psi}}_{\alpha\beta r}(k) = \hat{\underline{\psi}}_{\alpha\beta r}(k) \frac{L_r + M}{M} - \underline{i}_{\alpha\beta s}(k) \frac{(L_s + M)(L_r + M) - M^2}{M}, \quad (4.3.6)$$

gde parametar T_s označava periodu odabiranja diskretnog estimatora statorskog i rotorskog fluksa.

Analizom jednačina estimatora može se zaključiti da se kroz estimatorsko dejstvo uvodi negativna povratna sprega po statorskoj struji u upravljačko dejstvo (4.3.2). Uvodjenjem negativne povratne sprege po struji značajno se poboljšavaju karakteristike estimatora i doprinosi stabilizaciji rada kompletnog upravljačkog algoritma.

Uvođenje estimatora fluksa, takođe, utiče kako na dinamiku procesa estimacije flukseva tako i na kompletnu dinamiku pogona za direktno upravljanje asinhronim motorom. Dinamika estimatora podešava se izborom vrednosti pojačanja G . Takođe, izborom vrednosti pojačanja G dodatno se stabilizuje kompletni upravljački sistem, time što se povećanjem vrednosti estimatorskog pojačanja povećava doprinos negativne povratne sprege po statorskoj struji u upravljačkoj petlji.

U nastavku, data je analiza uticaja estimatorskog pojačanja na performanse estimatora fluksa.

4.3.1. *Dinamičke karakteristike estimatora trenutne vrednosti vektora statorskog i rotorskog fluksa*

Dinamika estimatora fluksa izvedena je pod pretpostavkom da je vrednost statorskog napona jednaka referentnoj vrednosti koja se koristi prilikom estimacije

fluksa. Problematika nelinearnih izobličenja biće analizirana u posebnom poglavlju disertacije, uključujući i prikaz kompenzacionih metoda koje služe za ublažavanje ovog negativnog efekta u pogonu.

Dinamiku estimatora fluksa u kontinualnom domenu modela moguće je ispitati korišćenjem kombinovanog modela, koji u sebi uključuje model motora (2.8)-(2.9) i model estimatora (4.3.3)-(4.3.4). Kombinovani kontinualni model dat je sledećom matričnom jednačinom

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \underline{i}_{\alpha\beta s} \\ \underline{i}_{\alpha\beta r} \\ \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{a\beta rr} & \vdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -\underline{R}_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{\alpha\beta s} \\ \underline{i}_{\alpha\beta r} \\ \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta s} \end{bmatrix} + \mathbf{G} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \underline{\psi}_{-\alpha\beta r}^* - \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{a\beta m} \\ \vdots \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{v}_{\alpha\beta s}^* \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta s} \\ \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -\frac{(L_{ls} + M)(L_{lr} + M) - M^2}{M} & 0 & \frac{L_{lr} + M}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{\alpha\beta s} \\ \underline{i}_{\alpha\beta r} \\ \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta s} \end{bmatrix} \quad (4.3.7)$$

gde su matrice $A_{\alpha\beta m}$ i $B_{\alpha\beta m}$ izvedene iz matrica kontinualnog modela motora (2.9) za specijalni slučaj modela u stacionarnom $\alpha\beta$ referentnom koordinatnom sistemu.

Dinamičke karakteristike estimatora, takođe, moguće je ispitati i analizom diskretnog kombinovanog modela asinhronog motora sa primenjenim estimatorom vektora fluksa. Jednačine (4.3.5) i (4.3.6) definišu diferencnu matričnu jednačinu estimatora vektora statorskog i rotorskog fluksa. Dinamiku estimatora moguće je ispitati korišćenjem diskretnog modela asinhronog motora (2.10)-(2.12), proširenog jednačinama estimatora (4.3.5) i (4.3.6).

Diskretna matrična jednačina modela asinhronog motora, proširena estimatorom statorskog i rotorskog fluksa, data je sledećim izrazom

$$\begin{bmatrix} \underline{i}_{\alpha\beta s}(k+1) \\ \underline{i}_{\alpha\beta r}(k+1) \\ \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta s}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{a\beta m} & \vdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -T_s \underline{R}_s & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{\alpha\beta s}(k) \\ \underline{i}_{\alpha\beta r}(k) \\ \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta s}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{G} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ T_s (\underline{\psi}_{-\alpha\beta r}^*(k) - \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta r}(k)) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{a\beta m} \\ \vdots \\ T_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{v}_{\alpha\beta s}^*(k) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta s}(k) \\ \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta r}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -\frac{(L_{ls} + M)(L_{lr} + M) - M^2}{M} & 0 & \frac{L_{lr} + M}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{\alpha\beta s}(k) \\ \underline{i}_{\alpha\beta r}(k) \\ \underline{\hat{\psi}}_{-\alpha\beta s}(k) \end{bmatrix} \quad (4.3.8)$$

U matričnoj jednačini (4.3.8), parametar T_s predstavlja periodu odabiranja sa kojom rade estimator fluksa, regulator fluksa i regulator momenta (trajanje periode odabiranja podešena je na $T_s = 200 \mu s$). Matrice $E_{\alpha\beta m}$ i $F_{\alpha\beta m}$ izvedene su iz matrica

diskretnog modela asinhronog motora (2.11) i (2.12), primenjenih za slučaj modela motora u $\alpha\beta$ stacionarnom koordinatnom sistemu (model izveden za slučaj kada je vrednost kružne učestanosti rotacije referentnog koordinatnog sistema ω jednaka 0 rad/s). Treba primetiti da estimator (4.3.8) proračunava trenutne vrednosti vektora statorskog i rotorskog fluksa, korišćenjem odbiraka trenutnih vrednosti statorske struje i trenutnih vrednosti statorskog napona, tj. estimacija ne zahteva poznavanje trenutne vrednosti rotorske brzine.

Izvodjenje kombinovanog modela asinhronog motora i estimatora fluksa neophodno je kako bi se odredile dinamičke karakteristike regulatora fluksa i regulatora momenta. Naime, pošto se prilikom regulacije fluksa i momenta koriste estimirane vrednosti statorskog i rotorskog fluksa, u dinamici pogona učestvuje i estimator fluksa. Shodno tome, analiza dinamičkih karakteristika pogona zahteva korišćenje modela AM proširenog jednačinama estimatora statorskog fluksa.

U tabeli 4.3.1 dat je spektar polova sistema (4.3.7) za nultu rotorsku brzinu i za četiri različite vrednosti parametra G , u pogonu bez zatvorenih povratnih sprega po fluksu i momentu.

Tabela 4.3.1

	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6
$G = 0$	-13.47	-13.47	-763.97	-763.97		
$G = 1$	-13.47	-13.47	-763.97	-763.97	-1.04	-1.04
$G = 50$	-13.47	-13.47	-763.97	-763.97	-52.01	-52.01
$G = 100$	-13.47	-13.47	-763.97	-763.97	-104	-104

Polovi s_1 do s_4 potiču od dinamike motora (izračunatu za odabranu vrednost rotorske brzine), dok polovi s_5 i s_6 potiču od estimatora fluksa. Na osnovu rezultata datih u tabeli 4.3.1 može se zaključiti da, u sistemu bez zatvorenih povratnih sprega po fluksu i momentu, vrednost parametra G ne utiče na dinamiku motora, dok se povećanjem vrednosti estimatorskog pojačanja polovi s_5 i s_6 (koji potiču od estimatora) pomeraju ulevo u kompleksnoj S ravni. Analiza spektra polova potvrđuje da se povećavanjem vrednosti estimatorskog pojačanja skraćuje trajanje prelaznog režima estimatora.

Procedura za izbor vrednosti parametra opserversa definisana je u poglavlju posvećenom analizi dinamičkih karakteristika regulatora fluksa.

U narednom potpoglavlju dat je prikaz metoda za kompenzaciju naponskih izobličenja, izazvanih nelinearnim karakteristikama prekidačkih elementana naponskog invertora.

4.4. *Kompenzacija nelinearnih karakteristika naponskog invertora*

Algoritmi za *sensorless* upravljanje asinhronim motorom zasnivaju se na estimaciji trenutne vrednosti statorskog i rotorskog fluksa. Kvalitet estimacije zavisi o poznavanju vrednosti parametara modela motora, preciznog merenja statorskih struja motora i poznavanju tačne vrednosti statorskog napona.

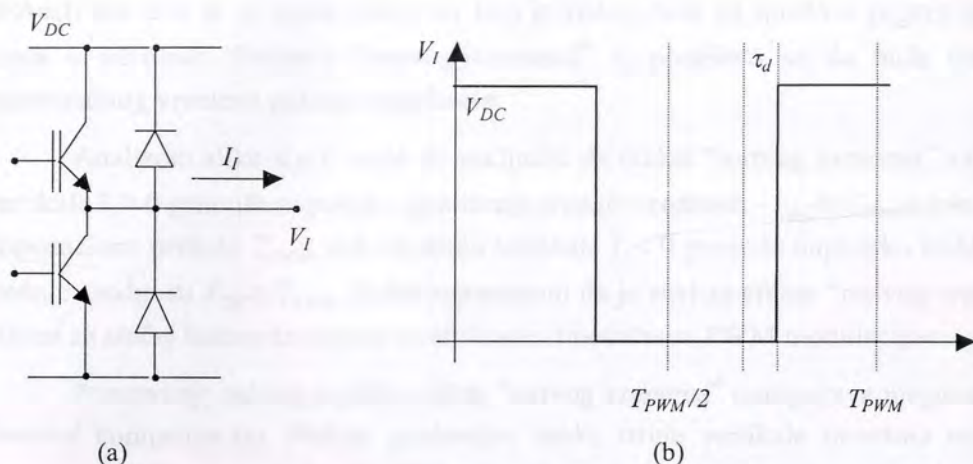
Određivanje vrednosti parametara motora, kao i primena adaptivnih metoda za njihovu estimaciju tokom rada pogona, predmet su istraživanja koja prevazilaze okvire disertacije. Problem merenja statorskih struja moguće je ublažiti adekvatnim rešenjima u merno-pretvaračkoj elektronici i u upravljačkom softveru. Problem izobličenja statorskih napona ima nelinearnu prirodu i dinamiku samerljivu sa dinamikama promenljivih stanja motora. Izobličenja statorskog napona prouzrokovana su sledećim efektima, vezanim sa karakteristikama prekidačkih elemenata naponskog invertora:

- (i) efekat "mrtvog vremena", implementiran u okviru upaljačke elektronike;
- (ii) pad napona na prekidačkom tranzistoru tokom vođenja, čija se vrednost menja u zavisnosti od struje opterećenja;
- (iii) naponska izobličenja izazvana varijacijama napona jednosmernog međukola invertora (V_{DC}).

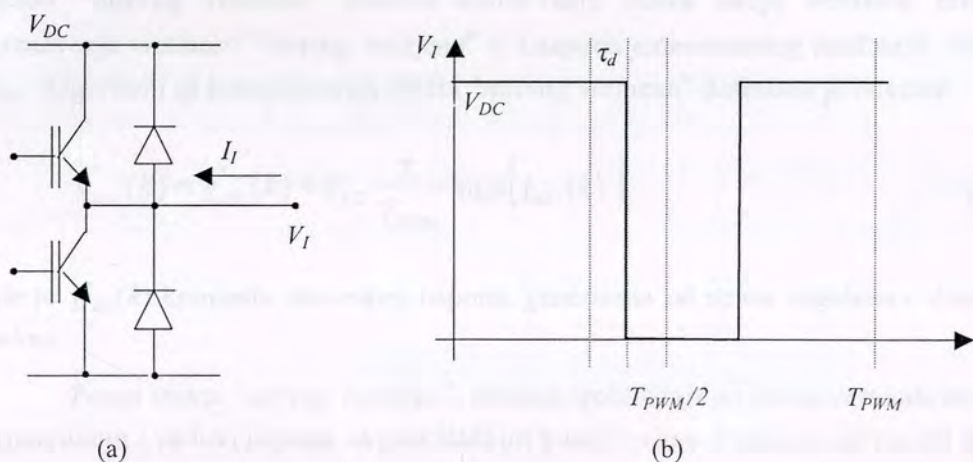
Navedene pojave doprinose tome da se trenutna vrednost fundamentalna napona na izlazu naponskog invertora razlikuje od komandovane vrednosti zbog postojanja dodatnog pada napona na prekidačkim tranzistorima invertora.

Zbog nelinearne prirode naponskih izobličenja, čiji nivo varira sa opterećenjem invertora i čija učestanost varira u zavisnosti od učestanosti polja, kompenzacija njihovog uticaja na performanse pogona predstavlja složen problem. U slučajevima pogona AM visokih performansi, kompenzovanje uticaja naponskih izobličenja zahteva realizaciju adaptivnih estimacionih metoda. Naime, pod adaptivnim metodama podrazumevaju se algoritmi koji omogućavaju estimaciju nivoa naponskih izobličenja zatvaranjem povratne sprege po promenljivama stanja motora. Realizacija metoda za kompenzaciju naponskih izobličenja u zatvorenoj povratnoj sprezi ograničena je prevashodno time što je dinamika adaptivnih algoritama značajno sporija u poređenju sa dinamikom naponskih izobličenja invertora. Otuda, jedini praktični pristup problemu kompenzacije naponskih izobličenja sastoji se u primeni *feed-forward* kompenzacije.

Prediktivna kompenzacija naponskih izobličenja zasniva se na izođenju njihovog statičkog i dinamičkog modela. Detaljan model naponskih izobličenja trofaznog naponskog invertora dat je literaturi [A3].



Slika 4.4.1. Naponsko izobličenje na izlazu vertikalne invertora usled efekta "mrtvog vremena" za $I_l > 0$



Slika 4.4.2. Naponsko izobličenje na izlazu vertikalne invertora usled efekta "mrtvog vremena" za $I_l < 0$

Na slikama 4.4.1 i 4.4.2 prikazano je naponsko izobličenje generisano na izlazu vertikalne invertora, prouzrokovano postojanjem efekta "mrtvog vremena". Pojava naponskih izobličenja prouzrokovanih efektom "mrtvog vremena" ima značajan uticaj na tačnosti rada i stabilnosti pogona AM. Uticaj ovog efekta do posebnog izražaja dolazi u pogonima koji rade sa velikim vrednostima prekidačke učestanosti invertora. Naime, zbog ograničenog vremena gašenja prekidačkih tranzistora u vertikalni invertora neophodno je zakasnuti komandu paljenja ugašenog tranzistora u odnosu na komandu gašenja tranzistora koji vodi u vertikali. Na ovaj način, unošenjem kašnjenja komande paljenja u trajanju od τ_s , unosi se dodatni stepen sigurnosti da ugašeni tranzistor neće

provesti sve dok se ne ugasi tranzistor koji je vodio, čime se sprečava pojava kratkog spoja u vertikali. Trajanje “mrtvog vremena” τ_r podešava se da bude duže od maksimalnog vremena gašenja tranzistora.

Analizom slike 4.4.1 može se zaključiti da efekat “mrtvog vremena” za struju vertikale $I_l > 0$ generiše naponsko izobličenje srednje vrednosti $-V_{DC}\tau_r/T_{PWM}$ u toku jedne komutacione periode T_{PWM} , dok za struju vertikale $I_l < 0$ generiše naponsko izobličenje srednje vrednosti $V_{DC}\tau_r/T_{PWM}$. Treba napomenuti da je analiza efekta “mrtvog vremena” vršena za slučaj komande napona modulisan simetričnom PWM modulacijom.

Poznavanje tačnog modela efekta “mrtvog vremena” omogućava njegovu *feed-forward* kompenzaciju. Naime, praćenjem znaka struje vertikale invertora može se proceniti veličina naponskog izobličenja, tokom jedne komutacione periode. Uticaj efekta “mrtvog vremena” moguće je minimizirati tako što se vrednost komande napona vertikale invertora koriguje za iznos vrednosti naponskog izobličenja. Kompenzacija efekta “mrtvog vremena” zahteva određivanje znaka struje vertikale invertora, poznavanje vrednosti “mrtvog vremena” τ_r i napona jednosmernog međukola invertora V_{DC} . Algoritam za kompenzaciju efekta “mrtvog vremena” definisan je izrazom

$$\underline{v}_{abc}^*(k) = \underline{v}_{abc}^*(k) + V_{DC} \frac{\tau_r}{T_{PWM}} \text{sign}[\dot{i}_{abc}(k)], \quad (4.4.1)$$

gde je $\underline{v}_{abc}^*(k)$ komanda statorskog napona, generisana od strane regulatora statorskog fluksa.

Pored efekta “mrtvog vremena”, dodatna izobličenja na izlazu vertikala invertora prouzrokuju i padovi napona na prekidačkim tranzistorima. Funkcija zavisnosti između vrednosti pada napona na energetskom tranzistoru i struje opterećenja određena je prekidačkim karaktersitikama energetske komponente. Generalno, ona se može modelovati nelinearnom rednom otpornošću u strujnom kolu statora AM. Detaljan opis modela opterećene prekidačke komponente dat je u [A3]. Ipak, doprinos efekta pada napona na opterećenom prekidačkom elementu naponskim izobličenjima invertora značajno je manji u poređenju sa efektom “mrtvog vremena”, pogotovo u pogonima AM veće snage. Zbog toga, uticaj efekta pada napona na prekidačkim komponentama nije uzet u obzir prilikom realizacije pogona u okviru disertacije.

Dodatni uzrok naponskih izobličenja na izlazu trofaznog invertora sastoji se u pojavi varijacija napona jednosmernog međukola V_{DC} pretvarača. Problem uticaja varijacija napona jednosmernog međukola na performanse pogona AM detaljno je analiziran u literaturi [H3], u kojoj je dat dinamički model sprege motora sa pasivnim

filtru napona V_{DC} u zavisnosti od režima rada pogona. Problema uticaja varijacija napona V_{DC} na performanse pogona moguće je rešiti na više načina:

- (i) modifikovanjem komandnog signala statorskog napona na način koji doprinosi prigušivanja oscilacija napona jednosmernog međukola [H4]. Modifikacija se vrši injektovanjem komponente komandnog napona u kontrafazi sa rezonantnom komponentom napona međukola V_{DC} ;
- (ii) realizacijom zaštitnih funkcija, koje prekidaju rad pogona u slučaju prenapona na međukolu;
- (iii) merenjem napona međukola i normiranje komandnih signala invertora inverzno proporcionalno trenutnoj vrednosti napona V_{DC} , kako bi fundamental izlaznog napona invertora uvek bio jednak zadatoj vrednosti, nezavisno od trenutne vrednosti V_{DC} .

Treba napomenuti da kompenzovanje efekta varijacija napona V_{DC} zahteva ugradnju galvanski izolovanog mernog kruga, što se u *sensorless* pogonima najčešće izbegava, kako bi se minimizovao potreban broj mernih mesta.

U narednom potpoglavlju data je analiza dinamičkih karakteristika regulatora statorskog fluksa.

4.5. *Analiza dinamičkih karakteristika regulatora statorskog fluksa*

Ovo potpoglavlje obuhvata ispitivanje dinamičkih karakteristika regulatora fluksa, korišćenjem analitičkih metoda i metode simulacije modela pogona. U prethodnim potpoglavljima, dat je prikaz strukture algoritma za direktno upravljanje momentom asinhronog motora. Na osnovu prikazanog, može se zaključiti da regulator fluksa radi u sprezi sa regulatorom momenta, u smislu da su amplituda i učestanost reference statorskog fluksa određene referentnom vrednošću momenta i izlazom regulatora momenta. Prilikom analize dinamičkih karakteristika regulatora fluksa neophodno je raspregnuti konture upravljanja fluksa i momenta. To je učinjeno tako što su dinamičke karakteristike statorskog fluksa ispitivane za fiksne vrednosti statorske učestanosti ω_e . Takodje, analize dinamičkih karakteristika regulatora fluksa izvršena je pod pretpostavkom da je referenca momenta $T_e^* = 0$. Ova pretpostavka nema uticaja na

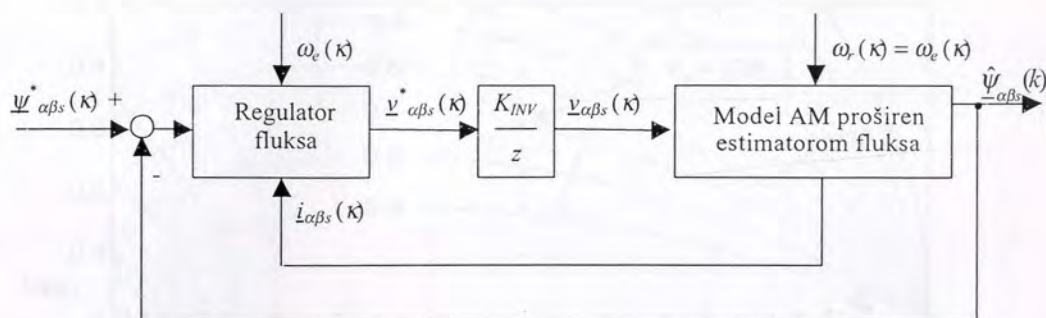
dinamičke karakteristike regulatora fluksa, pri čemu olakšava analizu pošto za $T_e=0$ važi pretpostavka da je rotorska brzina ω_r jednaka učestanosti rotiranja polja ω_e .

Ovaj pristup omogućava da se dinamičke karakteristike regulacije statorskog fluksa podese nezavisno od dinamike regulatora momenta. Dinamika regulatora fluksa u sprezi sa regulatorom momenta analizirane su u poglavlju posvećenom dinamici regulatora momenta.

Prilikom analize dinamičkih karakteristika regulatora fluksa koristi se model AM proširen estimatorom statorskog fluksa (4.3.8). Prošireni model je neophodno koristiti zbog toga što se povratna sprega zatvara po estimiranoj vrednosti statorskog fluksa. Analiza dinamičkih karakteristika podrazumeva sledeće:

- (i) pošto parametri proširenog modela AM zavise od trenutne vrednosti rotorske brzine, neophodno je ispitati dinamičke karakteristike regulacionog sistema u celom opsegu radnih brzina pogona;
- (ii) potrebno je ispitati uticaj promene vrednosti statorske otpornosti R_s na tačnost i stabilnost regulacije statorskog fluksa;
- (iii) potrebno je ispitati uticaj varijacija parametara modela AM na dinamičke karakteristike regulacije;
- (iv) potrebno je definisati kriterijum za izbor vrednosti parametara regulatora fluksa.

Analiza dinamičkih karakteristika regulatora fluksa izvršena je korišćenjem metode geometrijskog mesta korenova. Prilikom analize, korišćen je model AM proširen estimatorom statorskog fluksa. Tokom simulacije sistema, referentna vrednost amplitude rotorskog fluksa postavljena je na nominalnu vrednost ψ_D^* . Referentni vektor rotorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta r}^*$ računat je korišćenjem jednačine (4.2.16), u zavisnosti od amplitude rotorskog fluksa ψ_D^* i ugla polja θ_e dobijenog integracijom usvojene vrednosti kružne učestanosti polja ω_e . Naime, referentni vektor rotorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta r}^*$ predstavlja sastavni deo simulacionog modela pošto koristi se u okviru estimatora statorskog fluksa (4.3.8). Referentni vektor statorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^*$ računa se korišćenjem jednačine (4.2.18), pri čemu je usvojena referentna vrednost momenta $T_e^* = 0$.



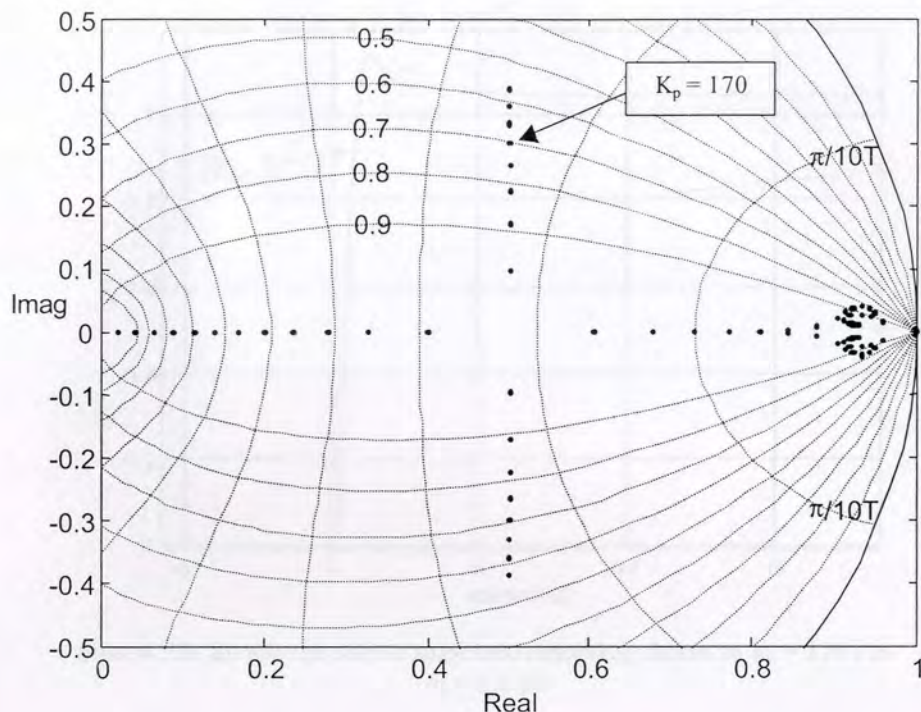
Slika 4.5.1 Model korišćen za analizu dinamičkih karakteristika regulatora fluksa

Na slici 4.5.1 dat je prikaz diskretnog modela korišćenog za analizu dinamičkih karakteristika regulatora fluksa. Perioda odabiranja diskretnog modela jednaka je $T_s = 200 \mu\text{s}$. Invertor je modelovan ekvivalentnim pojačanjem K_{INV} i kašnjenjem od jedne periode odabiranja. Kašnjenjem je modelovana dinamika impulsne širine modulacije, opisana u literaturi [H2].

U narednim potpoglavljima izvršena je analiza dinamičkih karakteristika regulatora za različite uslove rada pogona.

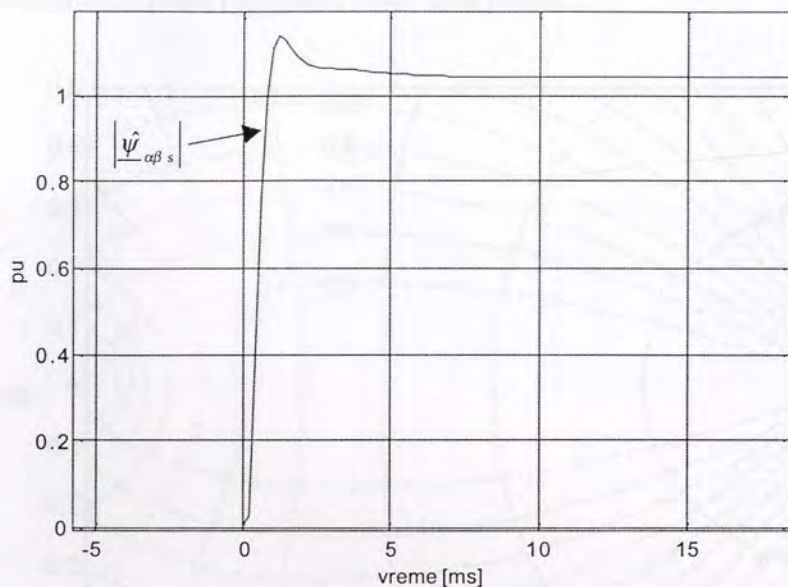
4.5.1 Podešavanje vrednosti parametara regulatora statorskog fluksa

Podešavanje vrednosti parametara regulatora fluksa podrazumeva definisanje kriterijuma za izbora njihovih vrednosti. Pošto je u regulatoru statorskog fluksa neophodno podesiti vrednost jednog parametra, proporcionalnog dejstva K_p , dinamičke karakteristike regulatora ispitivane su analizom spektra korena karakteristične jednačine sistema za različite vrednosti rednog pojačanja. Prilikom modelovanja pogona korišćene su vrednosti parametara asinhronog motora ugrađenog u eksperimentalnom pogonu, date u Dodatku 1.



Slika 4.5.2. Spektar korena karakteristične jednačine sistema sa regulatorom fluksa, za brzinu motora $\omega_r = 0.5$ pu

Na slici 4.5.2 prikazan je spektar korena karakteristične jednačine modela sa slike 4.5.1 za opseg vrednosti proporcionalnog dejstva $K_p \in [10, 200]$, pri pojačanju estimatora fluksa $G = 0$ i pri rotorskoj brzini $\omega_r = 0.5$ pu. Pored spektra korena, na slici 4.5.2 prikazane su linije konstantnog prigušenja i konstantne učestanosti neprigušenih prirodnih oscilacija, koje se koriste prilikom izbora adekvatne vrednosti rednog pojačanja K_p . Naime, osnovni kriterijum pri izboru vrednosti rednog pojačanja predstavlja prigušenje ξ dominantnih polova sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi. Naime, aperiodični odziv statorskog fluksa moguće je ostvariti ukoliko je prigušenje dominantnih polova sistema manje od $\xi < 0.707$. Shodno tome, izabrana je vrednost parametra rednog pojačanja K_p , za koju je prigušenje dominantnih polova jednako 0.7. Položaj dominantnih polova prikazan je na slici 4.5.2, zajedno sa odgovarajućom vrednosti rednog pojačanja, $K_p = 170$.



Slika 4.5.3. Simulacija odziva amplitude statorskog fluksa za $K_p = 170$ i za $\omega_r = 0.5$ pu

Na slici 4.5.3 dat je prikaz simuliranog odziva statorskog fluksa modela na slici 4.5.1, za $\omega_r = \omega_e = 0.5$ pu, $\psi_D^* = 1$ pu, $T_e^* = 0$ i za $K_p = 170$. Rezultati simulacije potvrđuju da je postignut aperiodični odziv vremena uspona $t_r = 400$ μ s, što odgovara propusnom opsegu regulacije od 1 kHz.

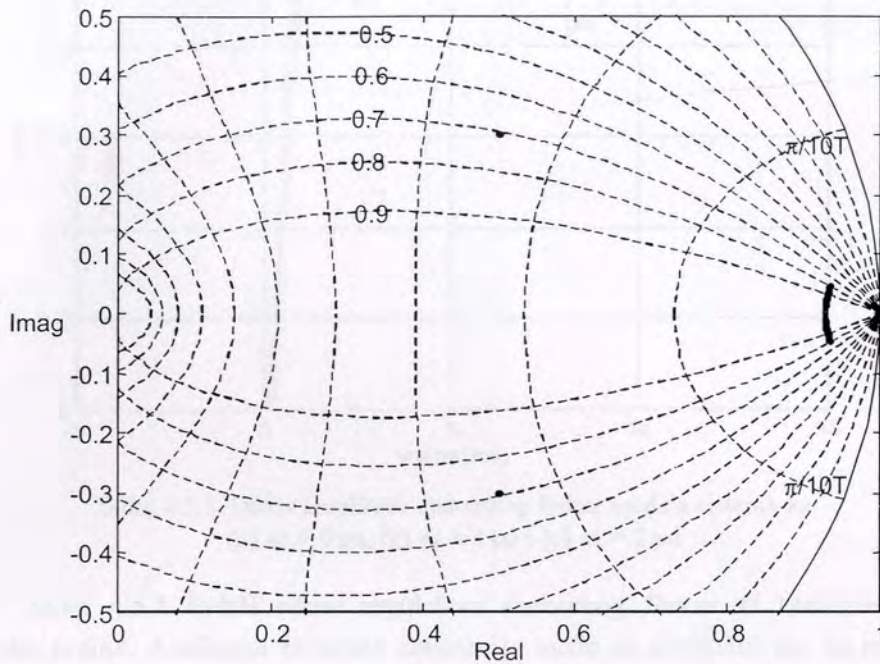
Treba napomenuti da je vrednost rednog pojačanja regulatora fluksa podešavana na modelu AM izvedenom za vrednost rotorske brzine $\omega_r = 0.5$ pu, što predstavlja sredinu nominalnog opsega varijacija vrednosti rotorske brzine. To je učinjeno u cilju povećanja robusnosti regulatora fluksa u odnosu na varijacije rotorske brzine motora.

Nakon podešavanja vrednosti proporcionalnog dejstva K_p , ispitana je osetljivost regulatora na promenu vrednosti parametara pogona.

4.5.2 *Uticao brzine obrtanja rotora na dinamičke karakteristika regulatora statorskog fluksa*

Na osnovu analize modela AM u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu može se zaključiti da se statičke i dinamičke karakteristike pogona menjaju u zavisnosti od trenutne vrednosti rotorske brzine. Pošto je potrebno projektovati pogon koji radi u

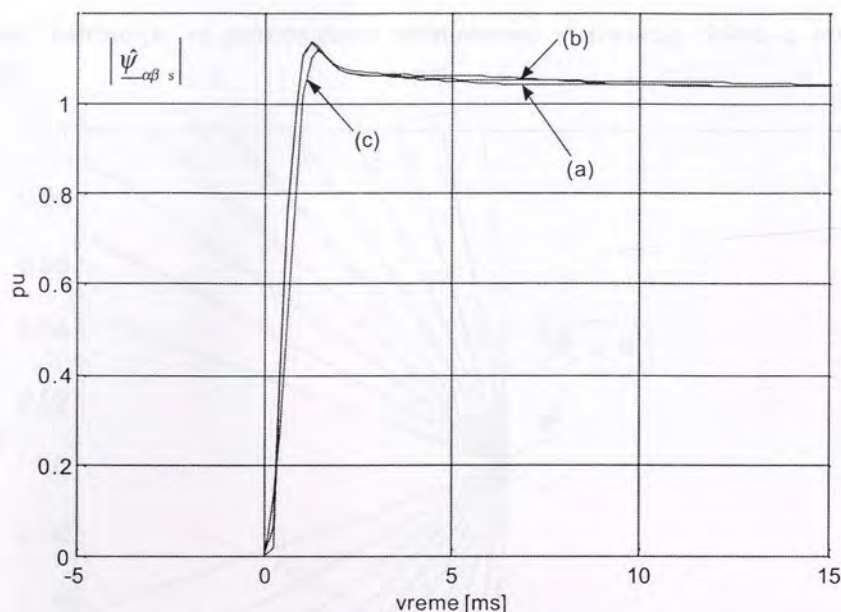
celom opsegu radnih brzina motora, neophodno je ispitati uticaj parametra ω_r na dinamičke karakteristike regulatora statorskog fluksa.



Slika 4.5.4. Spektar polova sistema za $K_p = 170$
i za $\omega_r \in [-2 \text{ pu}, 2 \text{ pu}]$

Na slici 4.5.4 prikazan je spektar polova sistema za $K_p = 170$, pri promeni rotorske brzine u opsegu $\omega_r \in [-2 \text{ pu}, 2 \text{ pu}]$. Analizom spektra polova na slici 4.5.4 može se zaključiti da pri maksimalnoj varijaciji vrednosti rotorske brzine motora dinamika regulatora statorskog fluksa zadržava projektovane karakteristike, pošto faktor prigušenja dominantnih polova sistema ne prelazi zadatu vrednost $\xi = 0.7$.

Rezultati analize robusnosti regulatora fluksa u odnosu na varijacije rotorske brzine, dobijeni analitičkim na slici 4.5.4, potvrđeni su i korišćenjem rezultata simulacije modela sistema. Sistem je simuliran za tri različite radne brzine ω_r , $\{0 \text{ pu}, 1 \text{ pu}, 2 \text{ pu}\}$.



Slika 4.5.5. Odziv amplitude statorskog fluksa modela sistema za
(a) $\omega_r = 0$ pu, (b) $\omega_r = 1$ pu i (c) $\omega_r = 2$ pu

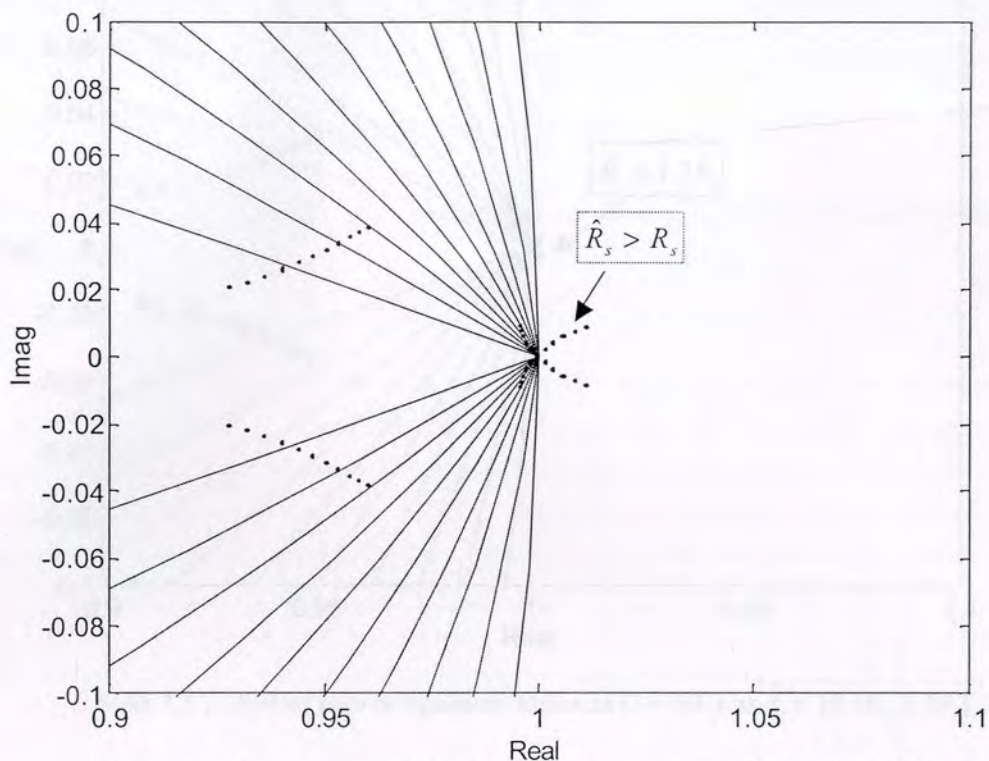
Slika 4.5.5 sadrži odziv regulatora statorskog fluksa za različite vrednosti rotorske brzine. Analizom rezultata simulacije može se zaključiti da, za maksimalni opseg varijacija brzine motora, ne dolazi do značajnih promena u performansama regulatora fluksa, tj. da regulator zadržava projektovane dinamičke karakteristike. Odzivi za vrednosti rotorskih brzina -1 pu i -2 pu nisu prikazani, pošto se poklapaju sa odzivima za brzine 1 pu i 2 pu, respektivno.

U narednom potpoglavlju data je analiza osetljivosti regulatora fluksa na varijacije vrednosti statorske otpornosti.

4.5.3 *Uticaj statorske otpornosti na dinamičke karakteristika regulatora statorskog fluksa i podešavanje vrednosti pojačanja G estimatora fluksa*

U poglavlju posvećenom analizi literature u oblasti projektovanja DTC i SFO pogona, pomenuto je da varijacije vrednosti statorske otpornosti imaju značajan uticaj na stabilnost DTC i SFO *sensorless* pogona. Ovaj efekat do posebnog izražaja dolazi u pogonima sa estimatorima statorskog fluksa realizovanim u otvorenoj povratnoj sprezi (4.3.1). U tom slučaju, kada realna vrednost statorske otpornosti postane manja od pretpostavljene vrednosti estimator i regulator statorskog fuksa postaju nestabilni. Ovaj efekat je ilustrovan analitički, na primeru regulatora statorskog fluksa realizovanog u

okviru disertacije, sa primenjenim estimatorom statorskog fluksa u otvorenoj sprezi ($G=0$).

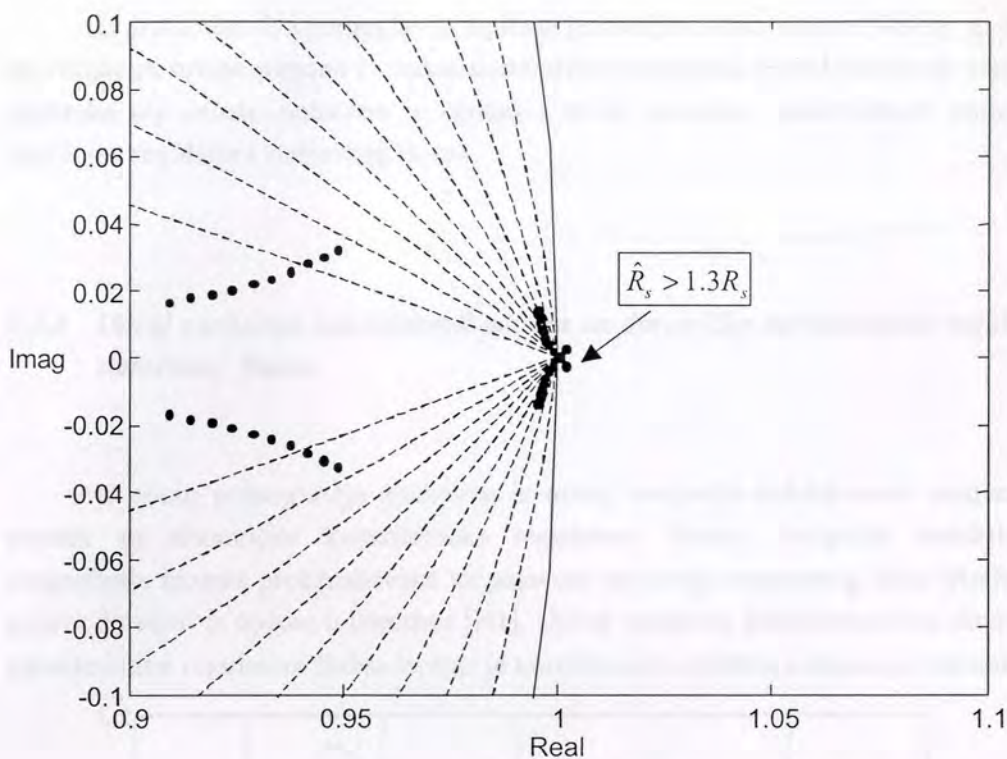


Slika 4.5.6. Spektar polova regulatora fluksa za $G = 0$ i za $\hat{R}_s \in [0.75R_s, 1.25R_s]$

Analizom spektra polova na slici 4.5.6 može se zaključiti da regulator statorskog fluksa postaje nestabilan ukoliko je pretpostavljena vrednost statorske otpornosti veća od realne vrednosti R_s . Ovaj se zaključak može proširiti i na značajan broj DTC i SFO struktura koje se zasnivaju na estimaciji statorskog fluksa u otvorenoj povratnoj sprezi (4.3.1).

Problem osetljivosti regulatora fluksa u odnosu na promenu vrednosti statorske otpornosti, u okviru disertacije je ublažen primenom estimatora statorskog fluksa u zatvorenoj povratnoj sprezi (4.3.5)-(4.3.6).

Naredna analiza treba da pokaže da primena opserversa statorskog fluksa ($G \neq 0$) omogućava rad estimatora i regulatora statorskog fluksa i u režimima rada u kojima dolazi do razdešenja vrednosti statorske otpornosti.



Slika 4.5.7. Spektar polova regulatora fluksa za $G = 100$ i za $\hat{R}_s \in [0.5R_s, 1.5R_s]$

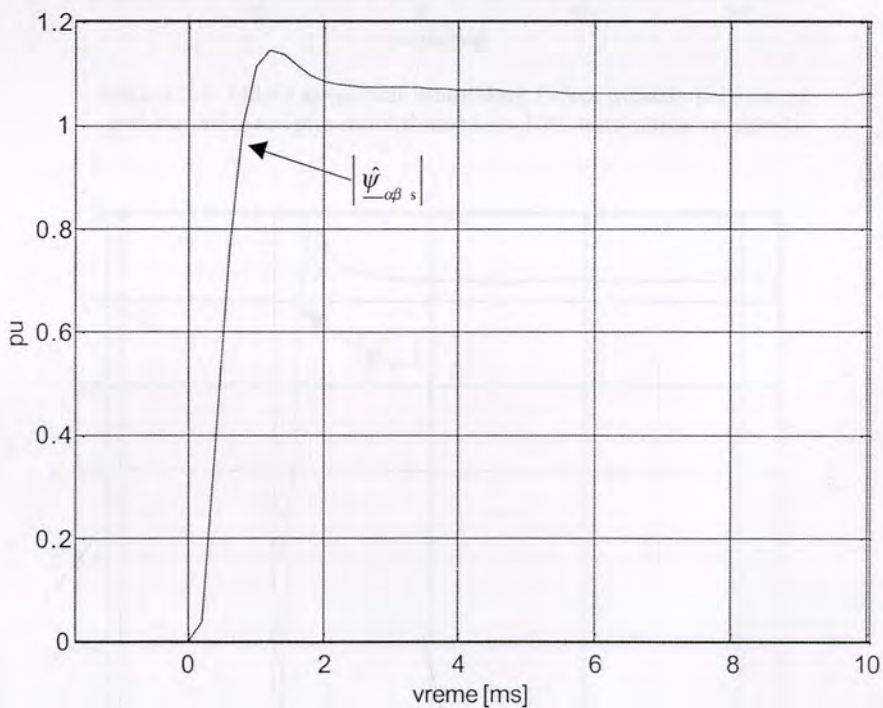
Na slici 4.5.7 prikazan je spektar polova regulatora sa estimatorom statorskog fluksa u zatvorenoj sprezi ($G = 100$), pri varijacijama pretpostavljene vrednosti statorske otpornosti u opsegu od 0.75 pu do 1.25 pu. Analizom spektra polova može se zaključiti da sistem postaje nestabilan kada pretpostavljena vrednost statorske otpornosti postane veća u odnosu na $1.3 R_s$, gde je R_s realna vrednost parametra. Analiza pokazuje da primena opserversa statorskog fluksa smanjuje osetljivost regulatora u odnosu na varijacije statorske otpornosti, pošto omogućava rad regulatora i za $\hat{R}_s > R_s$. Otuda, sledi da sa povećanjem vrednosti povratnog dejstva G estimatora statorskog fluksa sistem postaje manje osetljiv u odnosu na varijacije parametra R_s .

Štaviše, osnovni kriterijum za podešavanje vrednosti pojačanja G estimatora fluksa, upravo i jeste podešavanje margine dozvoljenih varijacija vrednosti statorske otpornosti pri kojima regulator fluksa ostaje stabilan. U okviru teze, postavljen je zahtev da je neophodno da se obezbedi stabilan rad regulatora fluksa pri varijacijama statorske otpornosti u opsegu $\pm 25\%$. Ispitivanje stabilnosti rada sistema za različite vrednosti ovog parametra izvršeno je analizom spektra korenova karakteristične jednačine konture upravljanja statorskim fluksom. Utvrđeno je da za vrednost pojačanja estimatora fluksa $G = 100$, regulator fluksa radi stabilno u uslovima varijacija statorske otpornosti u zatom opsegu.

U prethodna dva potpoglavlja ispitana je osetljivost regulatora fluksa u odnosu na varijaciju brzine pogona i vrednosti statorske otpornosti. Pored varijacije vrednosti statorske otpornosti, potrebno je ispitati i uticaj promene induktivnosti motora na stabilnost regulatora statorskog fluksa.

4.5.4 Uticaj varijacija induktivnosti motora na dinamičke karakteristike regulatora statorskog fluksa

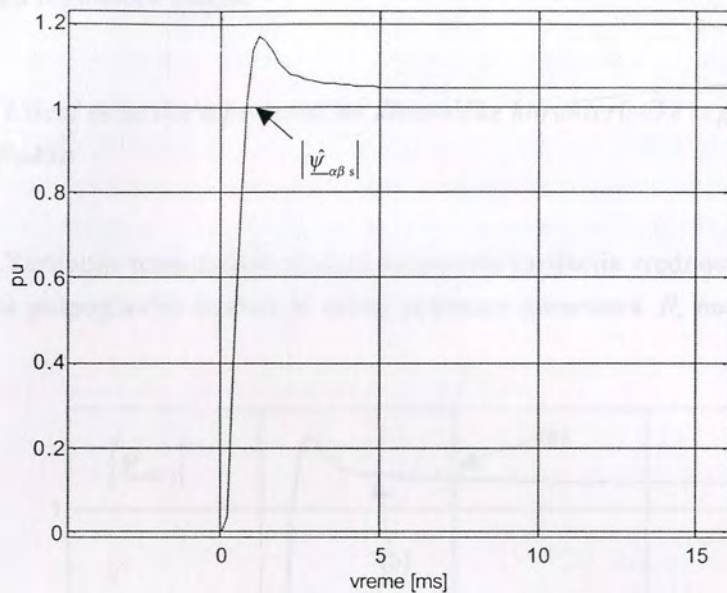
U ovom potpoglavlju analiziran je uticaj varijacija induktivnosti magnećenja motora na dinamičke karakteristike regulatora fluksa. Varijacije induktivnosti magnećenja motora prouzrokovane su pojavom zasićenja magnetnog kola. Model ove pojave detaljno je opisan u literaturi [H1]. Uticaj varijacija induktivnosti na dinamičke karakteristike regulatora fluksa ispitan je korišćenjem rezultata simulacije sistema.



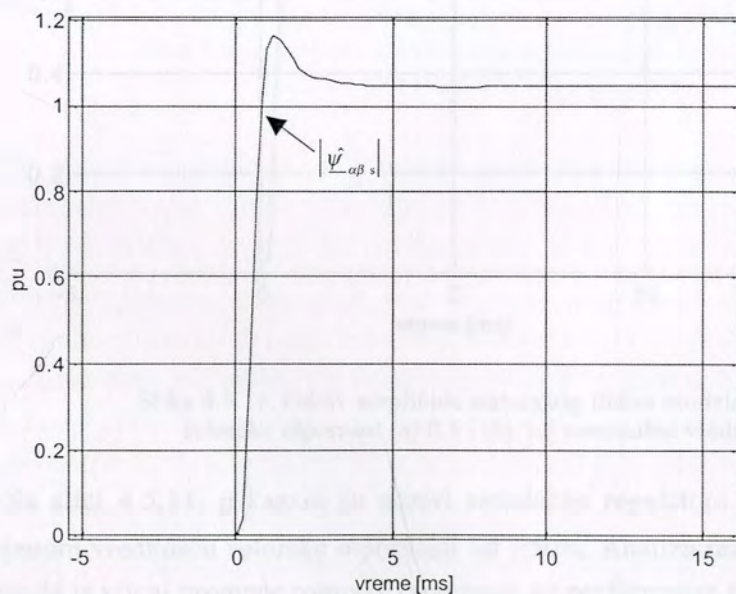
Slika 4.5.8. Odziv amplitude statorskog fluksa modela sistea pri padu induktivnosti magnećenja na 10% nominalne vrednosti

Na slici 4.5.8 prikazan je odziv regulatora statorskog fluksa za sistem u kome je induktivnost magnećenja pala na 10% nominalne vrednosti. Analizom odziva može se

zaključiti da promena induktivnosti magnećenja nema uticaja na stabilnost regulacije. Uticaj promene induktivnosti magnećenja na tačnost regulacije momenta AM analiziran je poglavlju posvećenom regulatoru momenta.



Slika 4.5.9. Odziv amplitude statorskog fluksa modela sistema za pad statorske rasipne induktivnosti na 10% nominalne vrednosti

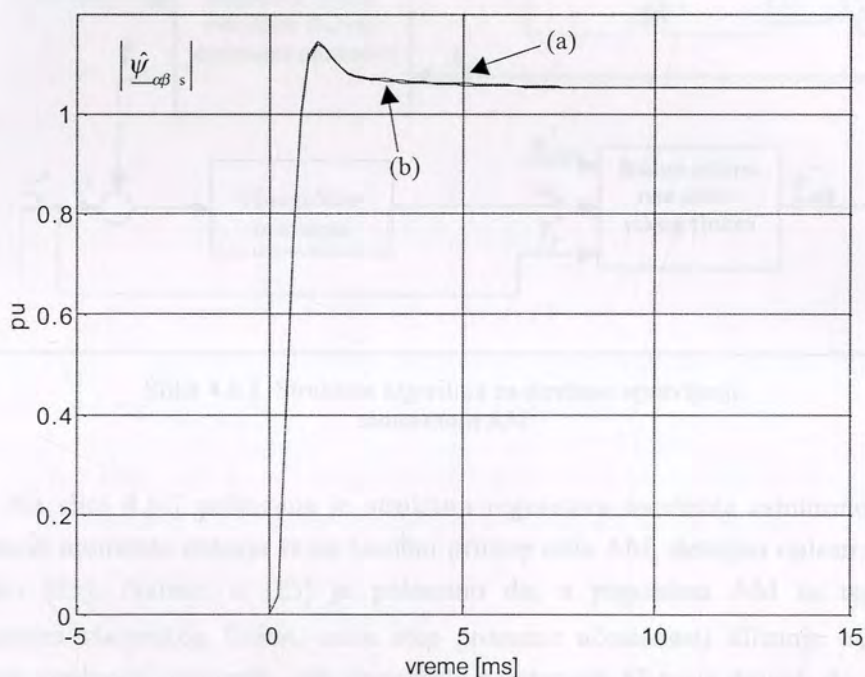


Slika 4.5.10. Odziv amplitude statorskog fluksa modela sistema za pad rasipne rotorske induktivnosti na 10% nominalne vrednosti

Slike 4.5.9 i 4.5.10 sadrže simulirane odzive regulatora fluksa pri promenama vrednosti rasipne statorske i rasipne rotorske induktivnosti, respektivno. Rezultati simulacije pokazuju da promena vrednosti rasipnih induktivnosti ima malo uticaja na dinamiku regulatora fluksa.

4.5.5 Uticaj rotorske otpornosti na dinamičke karakteristike regulatora statorskog fluksa

Varijacije temperature motora dovode do varijacija vrednosti rotorske otpornosti. U ovom potpoglavlju ispitan je uticaj promene parametra R_r na dinamiku regulacije fluksa.



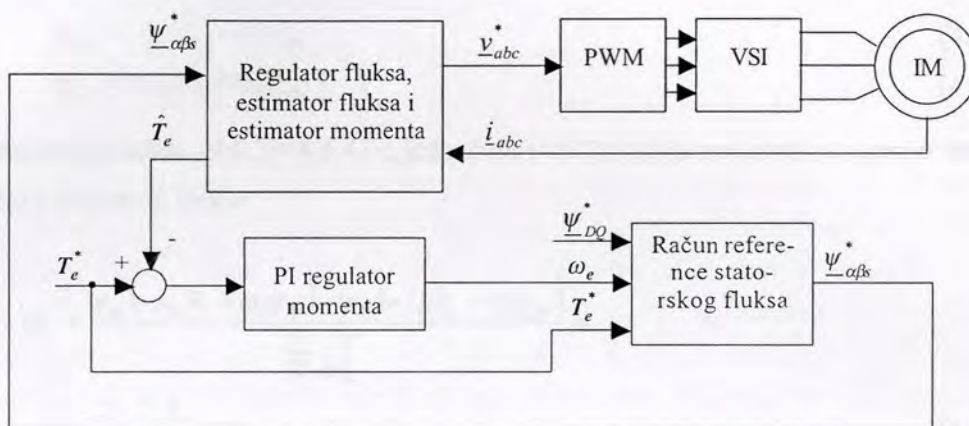
Slika 4.5.11. Odziv amplitude statorskog fluksa modela sistema za rotorsku otpornost (a) 0.5 i (b) 1.5 nominalne vrednosti R_r .

Na slici 4.5.11. prikazani su odzivi simulacije regulatora fluksa sa pogon sa promenjenom vrednošću rotorske otpornosti od $\pm 50\%$. Analiza rezultata simulacije na potvrđuje da je uticaj promene rotorske otpornosti na performanse regulatora statorskog fluksa zanemarljiv.

U narednom poglavlju prikazana je struktura regulatora momenta.

4.6. Algoritam za regulaciju momenta asinhronog motora

U prethodnom poglavlju prikazan je algoritam za upravljanje statorskim fluksom AM. Pokazano je da je moguće ostvariti regulaciju statorskog fluksa motora u svim režimima rada pogona. Takođe, pokazano je da regulator fluksa omogućava raspregnuto upravljanje vektorom fluksa i momenta AM, pošto regulator statorskog fluksa koristi trenutne vrednosti statorskih napona motora kao upravljačke veličine, dok se momentom upravlja varijacijama učestanosti polja.



Slika 4.6.1. Struktura algoritma za direktno upravljanje momentom AM

Na slici 4.6.1 prikazana je struktura regulatora momenta asinhronog motora. Regulacija momenta oslanja se na bazični princip rada AM, detaljno opisan u stručnoj literaturi [E5]. Naime, u [E5] je pokazano da, u pogonima AM sa regulisanom amplitudom statorskog fluksa, male step promene učestanosti klizanja ω_s izazivaju promene vrednosti momenta, gde povećanje učestanosti klizanja dovodi do povećanja vrednosti momenta i obrnuto. Navedeni princip je u disertaciji proširen tako što proračunom odgovarajućeg referentnog vektora statorskog fluksa obezbeđuje konstantna amplituda rotorskog fluksa. Na taj način, linearizovana je zavisnost između učestanosti klizanja i vrednosti momenta motora (4.2.10).

Naime, linearnu zavisnost između momenta AM, trenutne vrednosti kvadrata amplitude rotorskog fluksa i učestanosti klizanja moguće je dokazati na osnovu jednačina modela motora (4.2.1)-(4.2.5), izvedenih za stacionarni $\alpha\beta$ koordinatni sistem ($\omega_e=0$). Trenutnu vrednost ugla položaja θ_ψ vektora rotorskog fluksa $\underline{\psi}_{\alpha\beta r}$ moguće je izvesti korišćenjem sledeće jednačine

$$\theta_\psi = \arctg \frac{\psi_{\beta r}}{\psi_{\alpha r}}. \quad (4.6.1)$$

Otuda, sledi da je ugaona brzina vektora polja

$$\omega_\psi = \frac{d\theta_\psi}{dt} = \frac{\psi_{\alpha r} \dot{\psi}_{\beta r} - \psi_{\beta r} \dot{\psi}_{\alpha r}}{|\underline{\psi}_{\alpha\beta r}|^2}. \quad (4.6.2)$$

Na osnovu modela AM u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu, prve izvode α i β komponenti rotorskog fluksa moguće je izraziti kao

$$\dot{\psi}_{\alpha r} = -i_{\alpha r} R_r - \omega_r \psi_{\beta r} \quad (4.6.3)$$

$$\dot{\psi}_{\beta r} = -i_{\beta r} R_r + \omega_r \psi_{\alpha r}. \quad (4.6.4)$$

Smenom jednačina (4.6.3)-(4.6.4) u jednačinu (4.6.2) dobija se izraz za ugaonu brzinu vektora rotorskog fluksa

$$\begin{aligned} \omega_\psi &= \frac{\psi_{\alpha r} (-i_{\beta r} R_r + \omega_r \psi_{\alpha r}) - \psi_{\beta r} (-i_{\alpha r} R_r - \omega_r \psi_{\beta r})}{|\underline{\psi}_{\alpha\beta r}|^2} = \\ &= \frac{2}{3p} \frac{T_e R_r}{|\underline{\psi}_{\alpha\beta r}|^2} + \omega_r. \end{aligned} \quad (4.6.5)$$

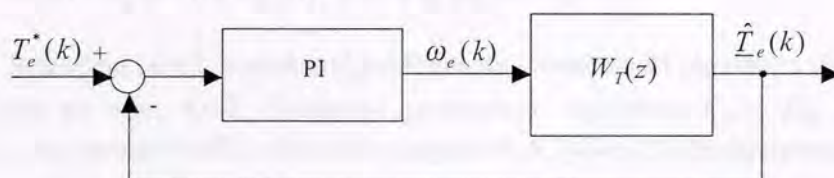
Na osnovu izraza (4.6.5) izvodi se zavisnost između trenutne vrednosti momenta AM i trenutnih vrednosti učestanosti klizanja i amplitude rotorskog fluksa kao

$$T_e = \frac{3p}{2} \frac{|\underline{\psi}_{\alpha\beta r}|^2}{R_r} (\omega_\psi - \omega_r) = \frac{3p}{2} \frac{|\underline{\psi}_{\alpha\beta r}|^2}{R_r} \omega_s. \quad (4.6.6)$$

U strukturi za upravljanje momentom, datoj na slici 4.6.1, regulacija trenutne vrednosti momenta ostvarena je korišćenjem trenutne vrednosti učestanosti polja ω_e ($\omega_e = \omega_\psi$) kao upravljačke veličine. Naime, pošto je rotorska brzina ω_r sporopromenljiva veličina u poređenju sa dinamikom električnih veličina motora (električni momenat, struje i fluksevi), može se pretpostaviti da promene vrednosti učestanosti polja ω_e direktno utiču na promenu trenutne vrednosti učestanosti klizanja ω_s , pošto je $\omega_s = \omega_e - \omega_r$. Naime, povećanjem trenutne vrednosti učestanosti polja povećava se trenutna vrednost učestanosti klizanja i obrnuto. U strukturi na slici 4.6.1, regulacija trenutne vrednosti momenta AM ostvarena je korišćenjem konvencionalnog PI zakona upravljanja, sa

periodom odabiranja $T_s = 200 \mu\text{s}$. Naime, ulazni signal u PI regulator predstavlja razliku između referentne vrednosti i trenutne estimirane vrednosti momenta AM (4.2.5). Izlaz regulatora čine dve komponente: (i) proporcionalno dejstvo, kojim se podešava brzina odziva regulatora momenta i (ii) integralno dejstvo koje obezbeđuje nultu grešku momenta u stacionarnom stanju. Treba napomenuti da se stacionarna vrednost učestanosti polja, za iste referentne vrednosti momenta, menja u zavisnosti od trenutne vrednosti brzine motora. U tom smislu, integralno dejstvo regulatora ima dodatnu funkciju da u zavisnosti od trenutne vrednosti greške momenta, definiše stacionarnu vrednost učestanosti polja ω_e , koja se menja u zavisnosti od trenutne vrednosti rotorske brzine. Razume se, prethodna analiza je validna u slučaju da je regulacija momenta stabilna u svim režimima rada pogona.

Na osnovu jednačine (4.6.6) može se zaključiti da je zavisnost između momenta i učestanosti klizanja dinamički proces, s obzirom na činjenicu da je rotorski fluks, iako posredno regulisan korišćenjem regulatora statorskog fluksa, promenljiva veličina sa odgovarajućim tranzijentnim stanjima. Pošto model momenta AM ima nelinearnu prirodu, dinamičke karakteristike regulatora momenta ispitane su korišćenjem linearizovanog modela pogona. Linearizacija modela podrazumeva definisanje kriterijuma za izbor radnih tačaka u čijoj okolini se vrši aproksimacija nelinearnog modela linearnim. U slučaju modela odziva momenta AM, radne tačke su definisane vektorom referentne vrednosti amplitude rotorskog fluksa, rotorske brzine i vrednošću kružne učestanosti polja. Amplituda rotorskog fluksa izabrana je zato što direktno utiče na statičko pojačanje modela momenta, dok trenutne vrednosti rotorske brzine i učestanosti polja imaju uticaja na dinamičke karakteristike modela.



Slika 4.6.2. Uprošćena kontura regulacije momenta AM

Na slici 4.6.2. prikazana je blok šema konture upravljanja momentom AM, primenom konvencionalnog PI regulatora. Parametri regulatora momenta AM određuju se korišćenjem standardne metode geometrijskog mesta korena [F9], za funkciju povratnog prenosa sistema sa slike 4.6.1. Naime, za odabrani radni režim, definisan radnom tačkom u kojoj se vrši linearizacija, regulator momenta se može predstaviti ekvivalentnom blok šemom datom na slici 4.6.2. Funkcija povratnog prenosa $W_T(z)$

dobijena je linearizacijom modela kompletnog sistema, sa estimatorom fluksa, generatorom reference statorskog fluksa i regulatorom statorskog fluksa.

$$\begin{bmatrix} \underline{\dot{i}}_{\alpha\beta s}(k+1) \\ \underline{\dot{i}}_{\alpha\beta r}(k+1) \\ \underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta s}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{\alpha\beta n} & & & 0 \\ & \dots & & \\ -T_s R_s & & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{\alpha\beta s}(k) \\ \underline{i}_{\alpha\beta r}(k) \\ \underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta s}(k) \end{bmatrix} + G \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ T_s (\underline{\psi}_{\alpha\beta r}^*(k) - \underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta r}(k)) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{\alpha\beta n} \\ T_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{v}_{\alpha\beta s}^*(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.6.7)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta s}(k) \\ \underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta r}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -\frac{(L_{ls} + M)(L_{lr} + M) - M^2}{M} & 0 & \frac{L_{lr} + M}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{\alpha\beta s}(k) \\ \underline{i}_{\alpha\beta r}(k) \\ \underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta s}(k) \end{bmatrix} \quad (4.6.8)$$

$$\underline{v}_{\alpha\beta s}^*(k) = \underline{i}_{\alpha\beta s}(k) \hat{R}_s + j\omega_e(k) \underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta s}^* + K_p (\underline{\psi}_{\alpha\beta s}^* - \underline{\hat{\psi}}_{\alpha\beta s}(k)) \quad (4.6.9)$$

$$\hat{T}_e(k) = \frac{3}{2} p [\underline{\hat{\psi}}_{ds}(k) i_{qs}(k) - \underline{\hat{\psi}}_{qs}(k) i_{ds}(k)]. \quad (4.6.10)$$

Jednačine (4.6.7)-(4.6.10) predstavljaju model kompletnog pogona, sa implementiranim regulatorom statorskog fluksa, estimatorom statorskog fluksa i estimatorom momenta. Pored sistema diferencnih jednačina, model obuhvati i algoritam za proračun referentnih vektora statorskog fluksa (4.2.11)-(4.2.15). Analizom modela sistema može se zaključiti da se radi o nelinearnom objektu upravljanja čije je radna tačka definisana trenutnim vrednostima učestanosti polja, rotorske brzine, referentnim vektorom rotorskog fluksa $\underline{\psi}_{DQ}^*$ i referentnim vektorom statorskog fluksa.

$$\omega_e(k) = \omega_e(k-1) + K_{T1} [\Delta \hat{T}_e(k) - K_{T2} \Delta \hat{T}_e(k-1)] \quad (4.6.11)$$

Jednačina (4.6.11) predstavlja diferencnu jednačinu PI regulatora momenta AM, u sistemu na slici 4.6.2. Vrednosti parametara regulatora K_{T1} i K_{T2} računaju se korišćenjem metode GMK na modelu pogona (4.6.7)-(4.6.10) linearizovanom u radnoj tački definisanoj nominalnim rotorskim fluksom, rotorskom brzinom $\omega_r = 0.5$ pu i učestanošću klizanja koja odgovara polovini nominalnog momenta AM. Izbor radne tačke izvršen je tako da se nalazi na sredini opseg svih radnih režima AM sa magnetizacijom nominalnim fluksom. Dinamičke karakteristike regulatora momenta ispitane su analitički i korišćenjem rezultata simulacije za čitav opseg radnih režima pogona.

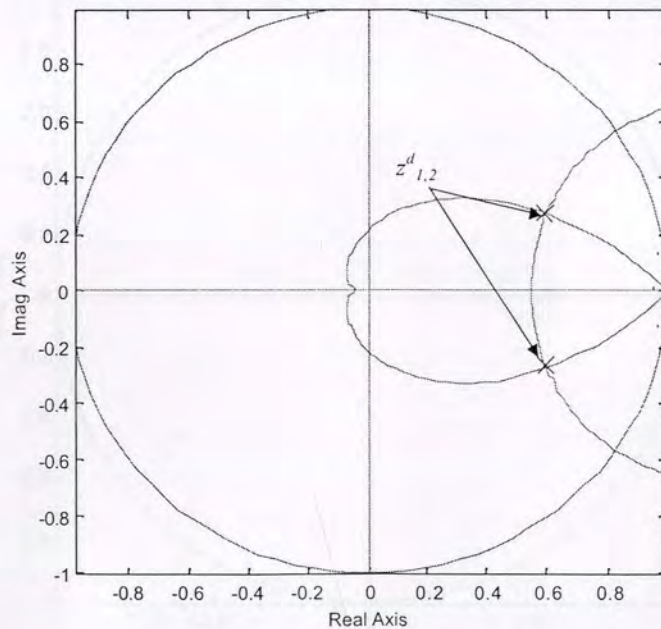
Funkcija povratnog prenosa $W_T(z)$ dobija se na osnovu linearizovanog modela sistema datog sledećim jednačinama,

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha\beta s}(k+1) \\ \Delta i_{\alpha\beta r}(k+1) \\ \Delta \hat{\psi}_{\alpha\beta s}(k+1) \end{bmatrix} = \left(A_T \Big|_{\omega_e, \omega_r, \psi_{DQ}^*, \psi_{dqs}^*} \right) \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha\beta s}(k) \\ \Delta i_{\alpha\beta r}(k) \\ \Delta \hat{\psi}_{\alpha\beta s}(k) \end{bmatrix} + \left(B_T \Big|_{\omega_e, \omega_r, \psi_{DQ}^*, \psi_{dqs}^*} \right) \Delta \omega_e(k) \quad (4.6.12)$$

$$\Delta \hat{T}_e(k) = \left(C_T \Big|_{\omega_e, \omega_r, \psi_{DQ}^*, \psi_{dqs}^*} \right) \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha\beta s}(k) \\ \Delta i_{\alpha\beta r}(k) \\ \Delta \hat{\psi}_{\alpha\beta s}(k) \end{bmatrix} \quad (4.6.13)$$

Matrice A_T , B_T i C_T dobijene su linearizacijom modela (4.6.7)-(4.6.10), za radnu tačku definisanu vektorom trenutnih vrednosti $[\omega_e, \omega_r, \psi_{DQ}^*, \psi_{dqs}^*]$. Linearizacija modela izvršena je korišćenjem programskog paketa Matlab, tj. specijalizovanih blokova za linearno modelovanje simulacionih modula u okviru potprograma Simulink.

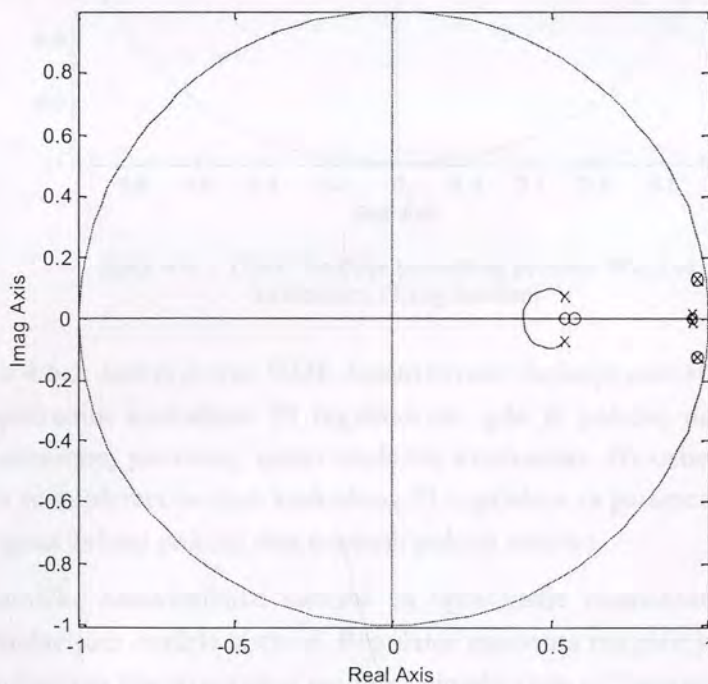
Projektovanje regulatora momenta korišćenjem metode GMK zasniva se kriterijumu izbora položaja dominantnih polova sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi, koji određuju dinamičke karakteristike regulatora. Položaj dominantnih polova odabran je u skladu sa zahtevanim dinamičkim karakteristikama regulatora momenta u zatvorenoj povratnoj sprezi, sa ciljem da se postigne aperiodični odziv momenta sa propusnim opsegom upravljačkog sistema većim od 500 Hz.



Slika 4.6.3. Projektovani položaj dominantnih polova $z^d_{1,2}$ regulatora momenta

Aperiodični odziv momenta moguće je postići ukoliko je faktor prigušenja dominantnih polova $\zeta \geq 0.7$, dok se propusni opseg sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi podešava izborom učestanosti neprigušenih prirodnih oscilacija ω_n dominantnih polova, $\omega_n = 2\pi 500$ r/sec. Za diskretni sistem sa periodom odabiranja $T_s = 200$ μ s, položaj dominantnih polova određen parametrima $\zeta = 0.7$ i $\omega_n = 2\pi 500$ r/sec dat je na slici 4.6.3. Odabrani položaj dominantnih polova obezbeđuje da regulacioni sistem ima propusni opsegom 500 Hz, što odgovara vremenu uspona momenta od $t_r \approx 1$ ms. Propusni opseg regulatora momenta podešen je u odnosu na propusni opseg regulatora fluksa tako da dinamika regulatora momenta bude 2÷3 puta sporija od dinamike regulatora fluksa. Ovo je neophodno kako bi se delimično raspregnule dinamike lokalne petlje za regulaciju fluksa i glavne petlje za regulaciju momenta AM.

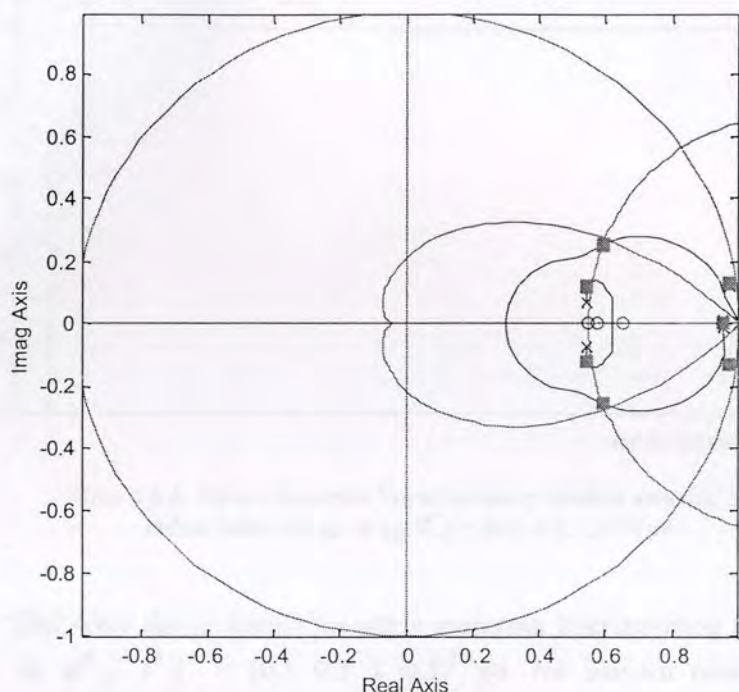
Primena metoda GMK zahteva da se definiše diskretna funkcija povratnog prenosa $W_T(z)$ sistema, za koju se projektuje kaskadni PI regulator. Funkcija povratnog prenosa $W_T(z)$ dobijena je linearizacijom sistema (4.6.7)-(4.6.10) u okolini radne tačke definisane sledećim parametrima: učestanost klizanja $\omega_s = 0.5$ pu; rotorsku brzinu $\omega_r = 0.5$ pu; referentni vektor rotorskog fluksa $\psi_{DQ}^* = 1$ pu; i za referentni vektor statorskog fluksa proračunat za $T_e^* = 0.5$ pu.



Slika 4.6.4. GMK funkcije povratnog prenosa $W_T(z)$

Na Slici 4.6.4. prikazan je GMK funkcije povratnog prenosa $W_T(z)$ u radnoj tački $[\omega_s \ \omega_r \ \psi_{DQ}^* \ T_e^*]^T = [0.5 \ 0.5 \ 1 \ 0.5]^T$ pu. Na osnovu GMK na Slici 4.6.4, primenom metode GMK [F9] projektuje se diskretni PI regulator (4.6.11) sa ciljem da dominantni polovi sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi imaju karakteristike $\zeta = 0.7$ i $\omega_n = 2\pi 500$ r/sec.

Primenom metode GMK dobijene su vrednosti parametara regulatora momenta (4.6.11) $K_{T1} = 0.5$ i $K_{T2} = 0.65$.

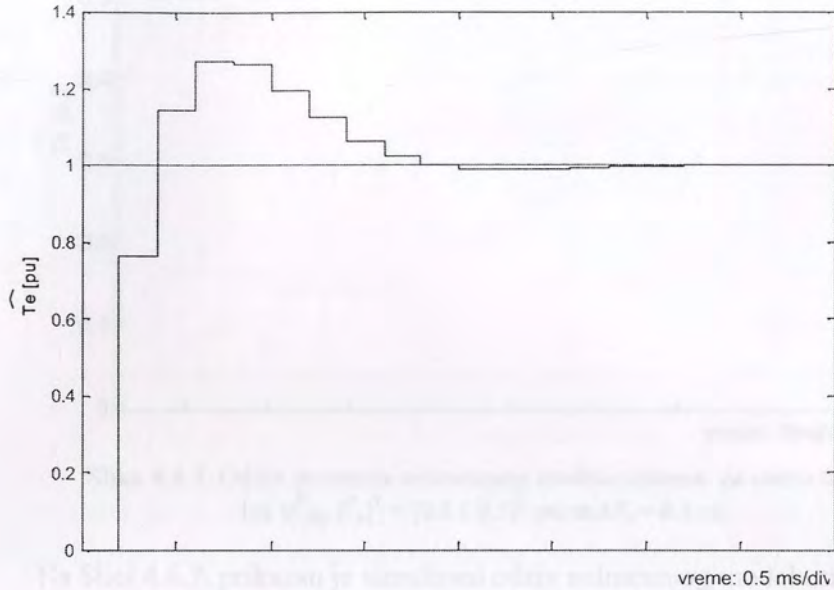


Slika 4.6.5. GMK funkcije povratnog prenosa $W_T(z)$ sa kaskadnim PI regulatorom

Slika 4.6.5. sadrži prikaz GMK linearizovane funkcije povratnog prenosa $W_T(z)$ sa implementiranim kaskadnim PI regulatorom, gde je položaj dominantnih polova sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi obeležen kvadratima. Na osnovu GMK može se zaključiti da se implementacijom kaskadnog PI regulatora sa parametrima $K_{T1} = 0.5$ i $K_{T2} = 0.65$ postignut željeni položaj dominantnih polova sistema.

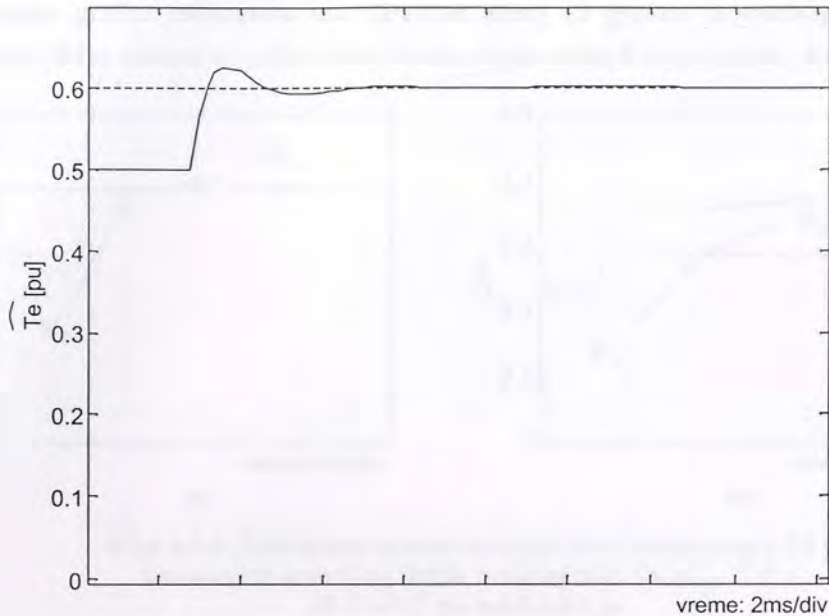
Dinamičke karakteristike sistema za upravljanje momentom AM moguće je ispitati i simulacijom modela sistema. Regulator momenta moguće je simulirati na dva načina: simulacijom linearizovanog modela i simulacijom nelinearnog modela sistema. Simulacija linearizovanog modela sistema omogućava ispitivanje dinamičkih karakteristika regulatora za male promene signala, tj. u okolini radne tačke. Nasuprot tome, simulacijom nelinearnog modela sistema omogućena je analiza dinamičkih

performansi regulatora za velike promene signala, odnosno pri tranzijentnim stanjima pogona sa velikim promenama dinamičkih karakteristika modela. Otuda, simulacija nelinearnog modela pogodna je za ispitivanje robusnosti regulatora u odnosu na promene režima rada pogona, tj. za promene radnih tačaka modela sistema.



Slika 4.6.6. Odziv momenta linearizovanog modela sistema za radnu tačku $[\omega_s, \omega_r, \psi_{DQ}^*, T_e^*] = [0.5, 0.5, 1, 0.5]$ pu

Na Slici 4.6.6 dat je simulirani odziv momenta linearizovanog modela za radnu tačku $[\omega_s, \omega_r, \psi_{DQ}^*, T_e^*]^T = [0.5, 0.5, 1, 0.5]^T$ pu. Na osnovu rezultata simulacije linearizovanog modela može se zaključiti da odziv sistema ispunjava zahteve o dinamici regulatora momenta, tj. da projektovani regulator momenta AM ima aperiodični odziv, sa propusnim opsegom većim od 500 Hz.



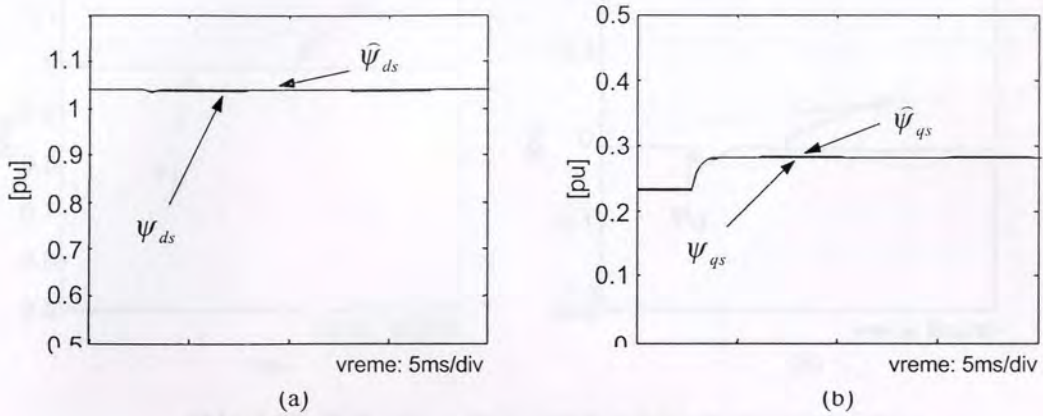
Slika 4.6.7. Odziv momenta nelinearnog modela sistema za radnu tačku $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [0.5 \ 1 \ 0.5]^T$ pu, za $\Delta T_e^* = 0.1$ pu

Na Slici 4.6.7. prikazan je simulirani odziv nelinearnog modela sistema za radnu tačku $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [0.5, 1, 0.5]^T$ pu, pri varijaciji reference momenta $\Delta T_e^* = 0.1$ pu. Simulacija nelinearnog modela sistema izvršena je kako bi se verificovala analiza modela pogona linearizovanog u okolini zadate radne tačke. Uporednom analizom rezultata simulacije linearizovanog i nelinearnog modela pogona na slikama 4.6.6, odnosno, 4.6.7. može se zaključiti da postoji visok nivo međusobnog poklapanja. Na taj je način pokazano da je, u okolini radne tačke, nelinearni model sistema moguće uspešno aproksimirati linearnim modelom, što je opravdava korišćenje klasične metode geometrijskog mesta korena za projektovanje regulatora momenta.

Regulator momenta projektovan je u okolini radne tačke koja je pozicionirana na sredini opsega svih radnih režima pogona. Naime, odabrana je radna tačka definisana nominalnom vrednošću rotorskog fluksa, srednjom vrednošću momenta i srednjom vrednošću brzine pogona. Pošto se isti regulator koristi u svim režimima rada pogona, neophodno je ispitati da li sistem zadržava približno iste dinamičke karakteristike u okolinama različitih radnih tačaka.

Pored ispitivanja dinamičkih karakteristika, prilikom simulacije pogona u okolinama različitih radnih tačaka neophodno je verifikovati grešku estimirane vrednosti vektora fluksa u odnosu na njegovu stvarnu vrednost. Neophodno je ispitati tačnost estimacije vektora fluksa u tranzijentnim stanjima regulatora momenta, pošto

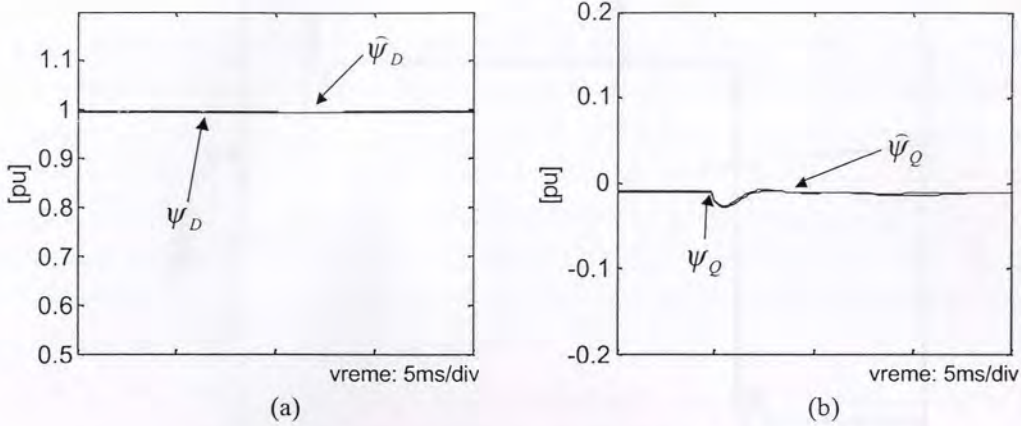
tranzijentna greška estimatora ima direktan uticaj na grešku ostvarenog električnog momenta AM u odnosu na estimiranu vrednost momenta, koja se koristi u regulaciji.



Slika 4.6.8. Estimirane i stvarne vrednosti (a) d komponente i (b) q komponente statorskog fluksa, u radnoj tački $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [0.5 \ 1 \ 0.5]^T$ pu, za $\Delta T_e = 0.1$ pu

Na slici 4.6.8. uporedo su prikazani rezultati simulacije odziva komponenta estimiranog i stvarnog vektora statorskog fluksa u radnoj tački $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [0.5 \ 1 \ 0.5]^T$ pu, pri promeni momenta za $\Delta T_e = 0.1$ pu. Analizom rezultata na slici 4.6.8. može se zaključiti da se, u zadatoj radnoj tački, u tranzijentnim režimima i u režimu stacionarnog stanja estimirane i realne vrednosti komponentata vektora statorskog fluksa u velikoj meri poklapaju, gde greška estimacije ne prevazilazi vrednost od 0.5%. Pošto se kompletan algoritam za upravljanje momentom AM zasniva na pretpostavci da se vrednosti vektora statorskog fluksa dobro estimiraju, rezultati prikazani na slici 4.6.8. pokazuju da algoritam za regulaciju momenta u zadatoj radnoj tački unosi grešku realne vrednosti momenta od najviše 0.5%.

Pored ispitivanja tačnosti estimacije statorskog fluksa, neophodno je utvrditi da li u zadatom radnom režimu upravljački algoritam održava vektor rotorskog fluksa na zadatoj konstantnoj vrednosti. Naime, kompletan algoritam upravljanja momentom polazi od pretpostavke da je rotorski fluks konstantan i u tranzijentnim i u stacionarnim stanjima, što omogućava upravljanje trenutnom vrednošću momenta varijacijama učestanosti statorskog fluksa ω_e .

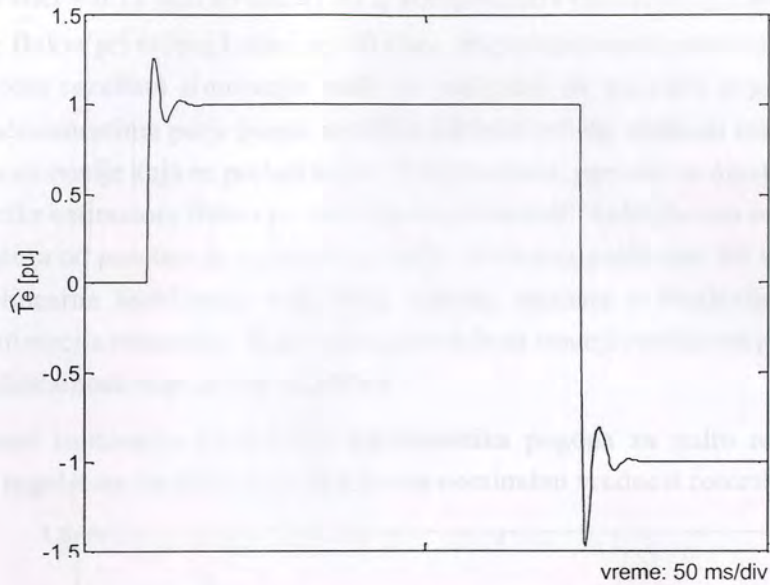


Slika 4.6.9. Estimirane i stvarne vrednosti (a) d komponente i (b) q komponente rotorskog fluksa, u radnoj tački $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [0.5 \ 1 \ 0.5]^T$ pu, za $\Delta T_e = 0.1$ pu

Slika 4.6.9. sadrži rezultate simulacije odziva komponenta estimiranog i realnog vektora rotorskog fluksa, u radnoj tački $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [0.5 \ 1 \ 0.5]^T$ pu, za promenu momenta pogona $\Delta T_e = 0.1$ pu. Analizom odziva na slici 4.6.9 može se zaključiti da upravljački algoritam, i u tranzijentnom i stacionarnom stanju momenta, održava komponente vektora rotorskog fluksa na vrednostima $[\psi_D^* \ \psi_Q^*]^T = [1.0 \ 0.0]^T$ pu. Takođe, rezultati simulacije pokazuju da greška između estimirane i stvarne vrednosti rotorskog fluksa ne prelazi 0.5%, tokom tranzijentnog i tokom stacionarnog stanja momenta. Na osnovu rezultata simulacije može se zaključiti da je rotorski fluks konstantan tokom tranzijenta regulatora momenta, tj. tokom impulsnih varijacija trenutne vrednosti učestanosti polja ω_e .

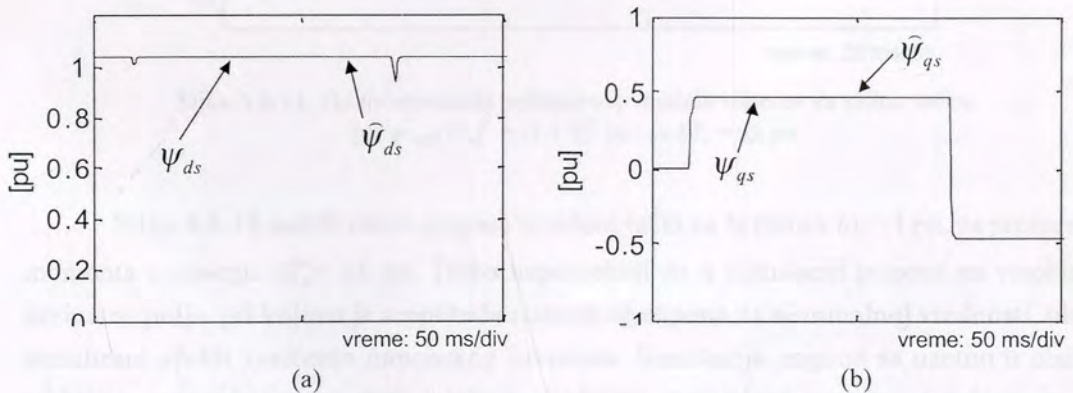
Robusnost projektovanog regulatora momenta u odnosu na promenu radnog režima pogona ispitana je za tri radne brzine: -1 pu, 0 pu, 1 pu. Ispitivanja dinamičkih karakteristika regulatora momenta vršena su u predefinisanim radnim tačkama, za step promene referentne vrednosti momenta $\Delta T_e = \pm 1$ pu.

Od posebnog su interesa ispitivanja dinamičkih karakteristika pogona za zakočeni rotor, pošto većina *sensorless* pogona na malim brzinama ili ulazi u nestabilan režim rada ili gube sposobnost da održavaju fluks AM na zadatoj vrednosti. Uzrok degradacije performansi leži u činjenici da algoritmi za estimaciju vektora fluksa ili postaju nestabilni ili rade sa velikom greškom estimacije. Naredna ispitivanja treba da omoguće uvid u dinamičke karakteristike regulatora momenta i u kvalitet estimacije vektora statorskog fluksa u režimima kritičnim *sensorless* upravljanje asinhronim motorom.



Slika 4.6.10. Odstup momenta nelinearnog modela sistema za radnu tačku $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [0 \ 1 \ 0]^T$ pu i za $\Delta T_e = \pm 1$ pu

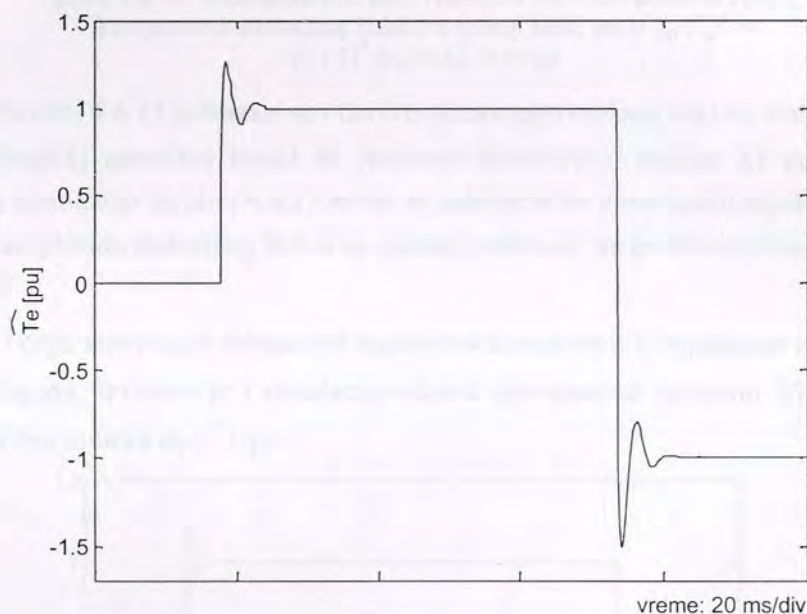
Na slici 4.6.10 prikazani su rezultati simulacije nelinearnog modela pogona za radnu brzinu $\omega_r = 0$ r/sec, pri promeni momenta u opsegu $\Delta T_e = \pm 1$ pu. Analizom rezultata može se zaključiti da u režimu malih brzina obrtnog polja ω_e , pri maksimalnim promenama momenta, pogon radi stabilno i ima dinamičke karakteristike približne projektovanim. Od posebnog je interesa ponašanje pogona u zoni učestanosti obrtnog polja ω_e bliskih nuli, prilikom promene znaka momenta. Rezultati simulacije potvrđuju da i u ovom kritičnom režimu pogon radi stabilno, bez primetne degradacije performansi.



Slika 4.6.11. Estimirane i stvarne vrednosti (a) d komponente i (b) q komponente statorskog fluksa, u radnoj tački $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [0 \ 1 \ 0]^T$ pu, za $\Delta T_e = \pm 1$ pu

Na slici 4.6.11 dati su odzivi d i q komponenta estimiranog i stvarnog vektora statorskog fluksa pri radnoj brzini $\omega_r = 0$ r/sec, za promenu momenta u opsegu $\Delta T_e = \pm 1$ pu. Analizom rezultata simulacije može se zaključiti da pri radu pogona na niskim kružnim učestanostima polja pogon uspešno održava zadatu vrednost statorskog fluksa, uz grešku estimacije koja ne prelazi 0.5%. Prilikom testa, ispitane su dinamičke i statičke karakteristike estimatora fluksa pri velikim tranzijentima i nultoj brzini rotacije. Stabilan rad estimatora od posebne je važnosti na malim brzinama polja zato što tada do izražaja dolaze nelinearna izobličenja statorskog napona, opisana u Poglavlju 4.4. Štaviše, stabilna estimacija statorskog fluksa omogućava da se smanji osetljivost pogona na uticaj efekata nelinearnosti naponskog invertora.

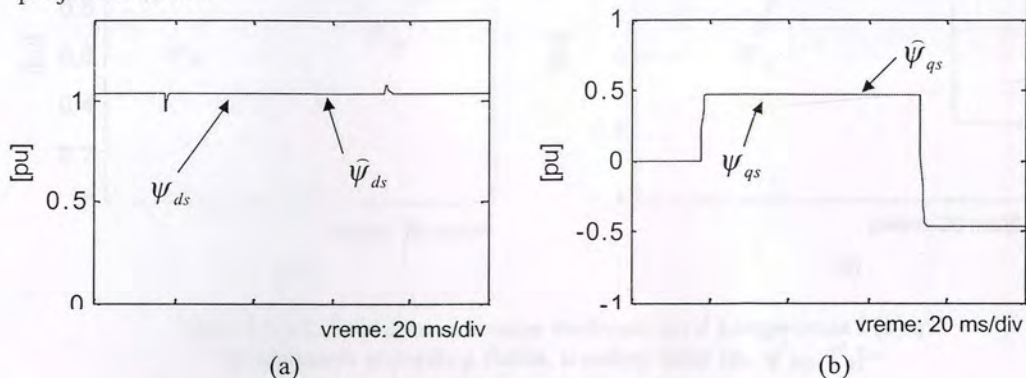
Pored ispitivanja dinamičkih karakteristika pogona za nultu rotorsku brzinu, robusnost regulatora momenta ispitana je i za nominalnu vrednost rotorske brzine.



Slika 4.6.12. Odziv momenta nelinearnog modela sistema za radnu tačku $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [1 \ 1 \ 0]^T$ pu i za $\Delta T_e = \pm 1$ pu

Slika 4.6.12 sadrži odziv pogona u radnoj tački sa brzinom $\omega_r = 1$ pu, za promenu momenta u opsegu $\Delta T_e = \pm 1$ pu. Treba napomenuti da u simulaciji pogona na visokim brzinama polja, pri kojima je amplituda statorskog napona na nominalnoj vrednosti, nisu simulirani efekti zasićenja naponskog invertora. Simulacija pogona sa uzetom u obzir efektima ograničenja po maksimalnoj vrednosti statorskog napona, izvršena je u poglavlju posvećenom realizaciji algoritma slabljenja polja.

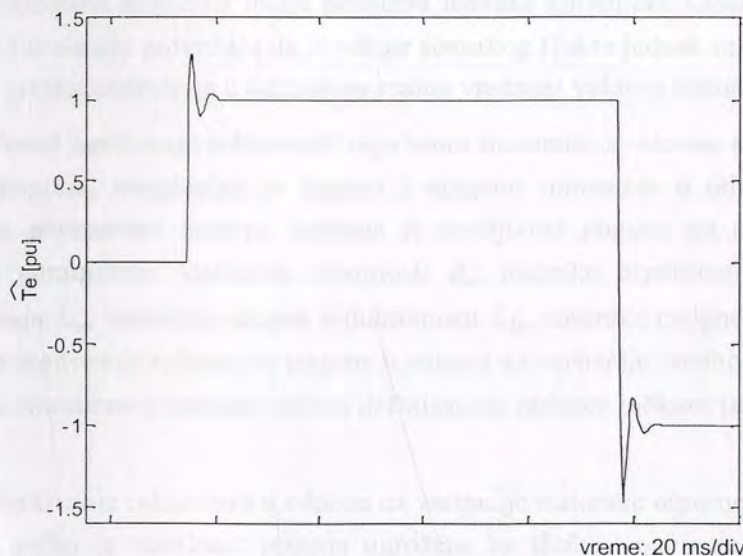
Analiza rezultata simulacije na slici 4.6.12 vodi do zaključka da regulator momenta pri nominalnoj brzini motora ima dinamičke karakteristike bliske projektovanim.



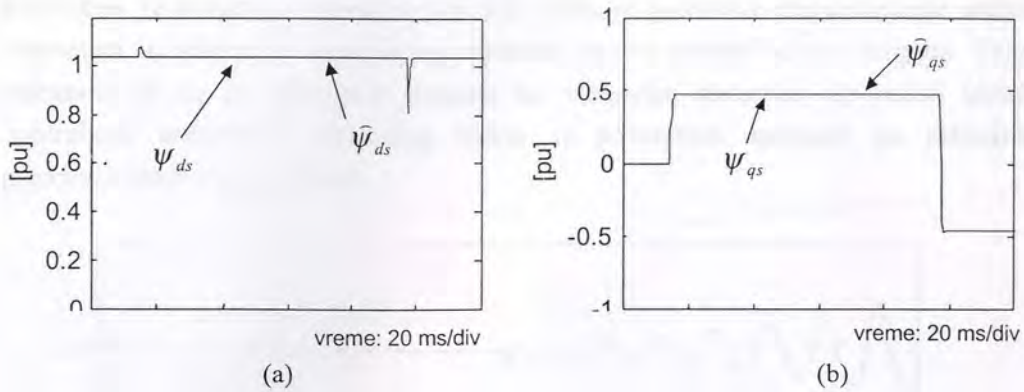
Slika 4.6.13. Estimirane i stvarne vrednosti (a) d komponente i (b) q komponente statorskog fluksa, u radnoj tački $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [1 \ 1 \ 0]^T$ pu, za $\Delta T_e = \pm 1$ pu

Na slici 4.6.13 prikazani su odzivi estimiranog i realnog vektora statorskog fluksa pri nominalnoj rotorskoj brzini za promenu momenta u opsegu ± 1 pu. Na osnovu rezultata simulacije na slici 4.6.13 može se zaključiti da upravljački algoritam uspešno održava amplitudu statorskog fluksa na zadatoj vrednosti, sa greškom estimacije manjom od 0.5%.

U cilju ispitivanja robusnosti regulatora momenta u potpunom opsegu radnih brzina pogona, izvršena je i simulacija odziva momenta za promenu $\Delta T_e = \pm 1$ pu pri radnoj brzini motora $\omega_r = -1$ pu.



Slika 4.6.14. Odziv momenta nelinearnog modela sistema za radnu tačku $[\omega_r \psi_{DQ}^* T_e^*]^T = [-1 \ 1 \ 0]^T$ pu i za $\Delta T_e = \pm 1$ pu



Slika 4.6.15. Estimirane i stvarne vrednosti (a) d komponente i (b) q komponente statorskog fluksa, u radnoj tački $[\omega_r, \psi_{DQ}^*, T_e^*] = [-1, 1, 0]^T$ pu, za $\Delta T_e = \pm 1$ pu

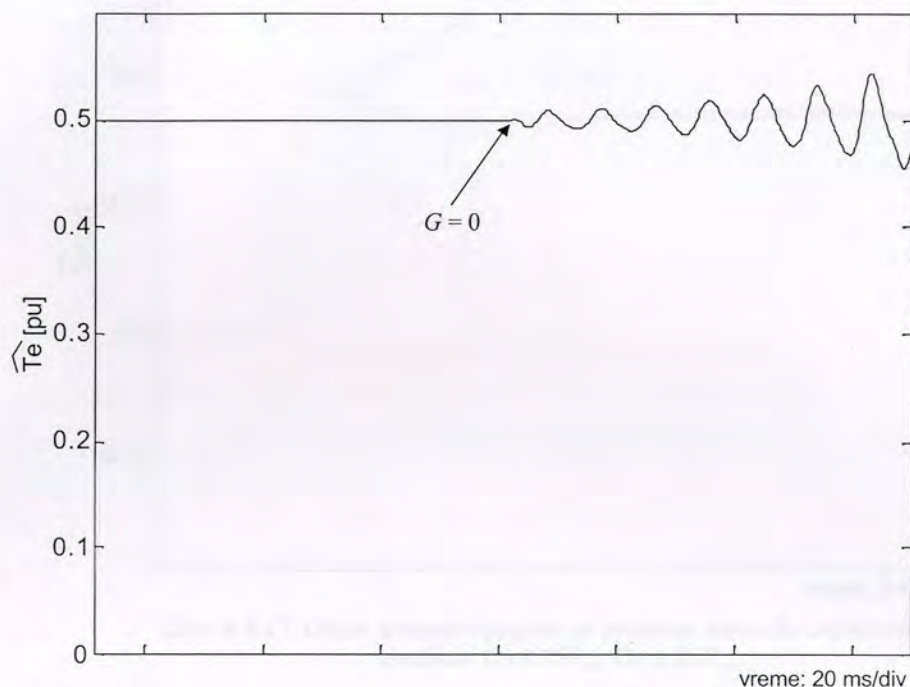
Slike 4.6.14 i 4.6.15 sadrže simulirane odzive momenta i statorskog fluksa motora na radnoj brzini $\omega_r = -1$ pu, pri varijacijama momenta u opsegu ± 1 pu. Na osnovu rezultata sa slika 4.6.14 i 4.6.15, ekvivalentno odzivima na slikama 4.6.12 i 4.6.13, može se zaključiti da $\omega_r = -1$ pu regulator ima dinamičke karakteristike bliske projektovanim, i da se statorski fluks motora održava na zadatoj vrednosti, uz grešku estimacije manju od 0.5%.

Na slikama 4.6.7-4.6.15 prikazani su rezultati simulacija, korišćeni za ispitivanje robusnosti regulatora momenta pri velikim promenama reference momenta, u širokom opsegu radnih brzina pogona. Na osnovu rezultata simulacije može se zaključiti da odzivi regulatora momenta imaju približno jednake dinamičke karakteristike. Takođe, rezultati simulacije potvrđuju da je vektor statorskog fluksa jednak referentnom vektoru, uz malu grešku estimacije u odnosu na realnu vrednost vektora statorskog fluksa.

Pored ispitivanja robusnosti regulatora momenta u odnosu na promene radnih režima pogona, neophodno je ispitati i njegovu robusnost u odnosu na varijacije vrednosti parametara motora. Ispitana je osetljivost pogona na promenu vrednosti sledećih parametara: statorske otpornosti R_s , rotorske otpornosti R_r , induktivnosti magnećenja L_m , statorske rasipne induktivnosti L_{σ_s} , rotorske rasipne induktivnosti L_{σ_r} . Prilikom ispitivanja robusnosti pogona u odnosu na varijacije vrednosti parametara AM pogon je simuliran u radnom režimu definisanom radnom tačkom $[\omega_r, \psi_{DQ}^*, T_e^*]^T = [0.5 \ 1 \ 0.5]^T$ pu.

Ispitivanje robusnosti u odnosu na varijacije statorske otpornosti od posebnog je značaja, pošto je stabilnost pogona ugrožena za slučaj smanjenja stvarne vrednosti statorske otpornosti u odnosu na vrednost koja se koristi u okviru upravljačkog algoritma. Naime, problem uticaja promene vrednosti statorske otpornosti na rad pogona

delimično je obrađen u poglavlju 4.5.3. Tada je pokazano da smanjenje statorske otpornosti u odnosu na estimiranu vrednost izaziva nestabilan rad pogona. Takođe, pokazano je da je osetljivost pogona na varijacije statorske otpornosti ublažena upotrebom estimatora statorskog fluksa sa povratnom spregom po estimiranim promenljivama stanja modela.

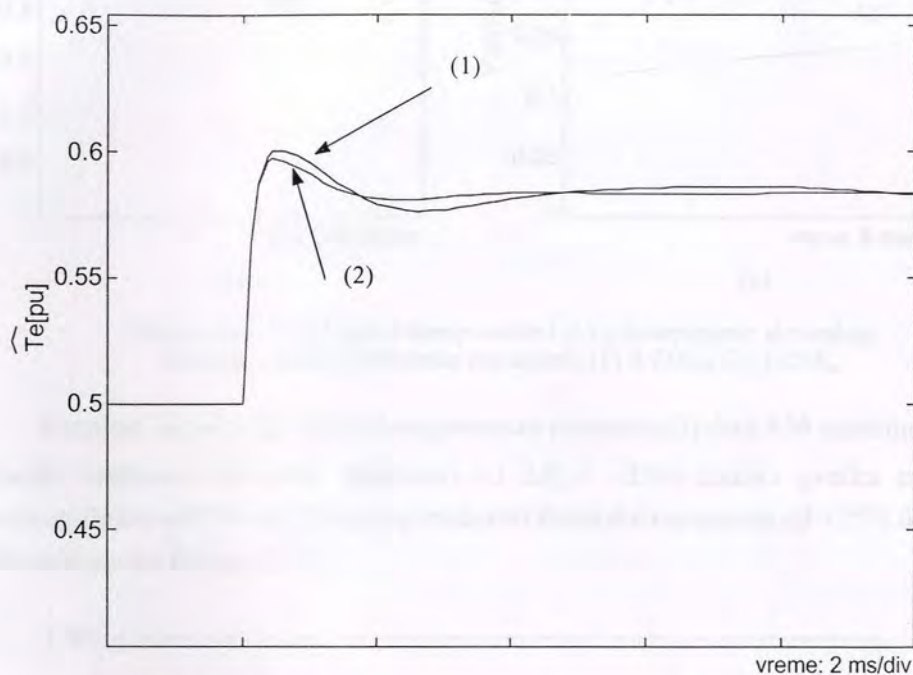


Slika 4.6.16. Odziv momenta pogona prilikom ukidanja povratne sprege u estimatoru fluksa, za statorsku otpornost 25% manju u odnosu na početnu vrednost

Na slici 4.6.16 prikazan je odziv momenta za slučaj ukidanja povratne sprege u estimatoru statorskog fluksa, u pogonu u kome je realna vrednost statorske otpornosti za 25% manja od vrednosti koja se koristi u upravljačkom algoritmu. Analizom rezultata simulacije može se zaključiti da se korišćenjem estimatora fluksa sa zatvorenom povratnom spregom ($G \neq 0$) povećava robusnost regulatora momenta u odnosu na varijacije statorske otpornosti, pošto pogon postaje nestabilan u trenutku kada se ukine povratna sprega u estimatoru fluksa ($G = 0$). U poglavlju 4.5.3 analitički je dokazano da primena opserversa fluksa povećava robusnost pogona u odnosu na varijacije statorske otpornosti, dok rezultati simulacije na slici 4.6.16. eksperimentalno potvrđuju navedeni zaključak.

Na osnovu rezultata simulacije datih na slici 4.6.16. može se zaključiti da se stabilan i robusan rad regulatora pogona zasniva na realizaciji estimatora statorskog fluksa u zatvorenoj povratnoj sprezi.

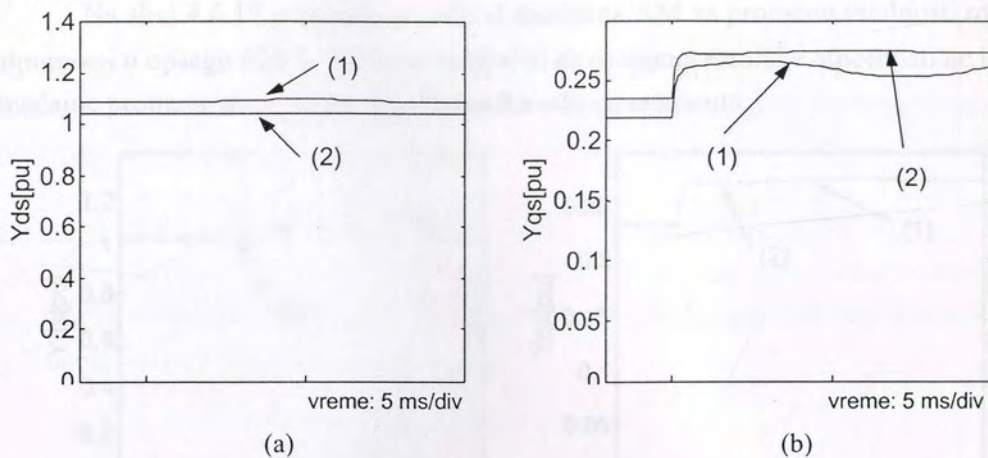
U nastavku su dati rezultati ispitivanja robusnosti regulatora momenta sa implementiranim opserversom statorskog fluksa u odnosu na varijacije vrednosti parametara AM.



Slika 4.6.17. Odziv momenta pogona za promenu statorske otpornosti na vrednost: (1) $0.75R_m$, (2) $1.25R_m$

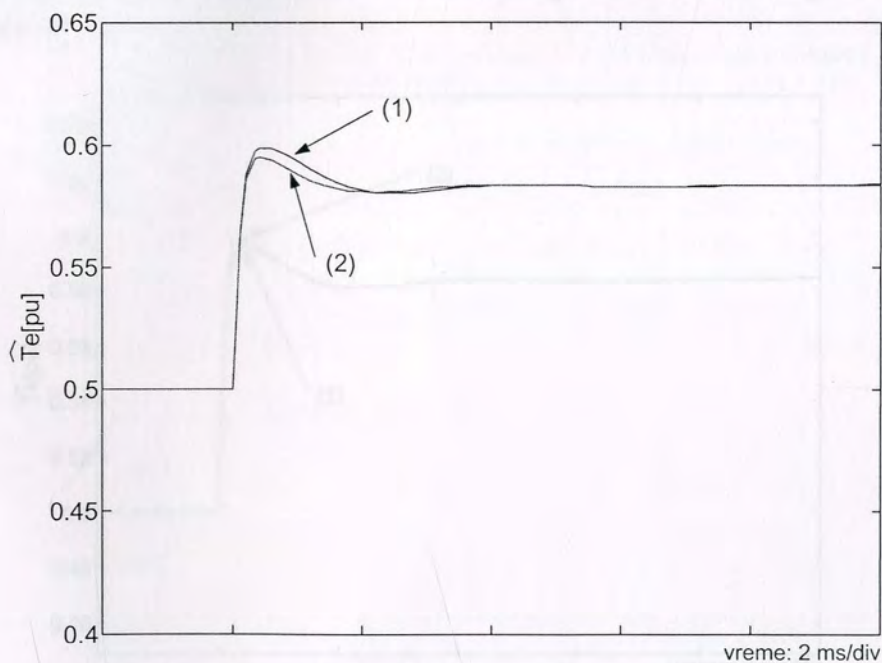
Slika 4.6.17 sadrži prikaz odziva momenta AM za vrednosti statorske otpornosti od 75% i 125% nominalne vrednosti. Analizom rezultata simulacije može se zaključiti da regulator momenta funkcioniše stabilno, sa neznatnim promenama dinamičkih karakteristika odziva. Od posebnog interesa je analiza odziva momenta pogona (1), za promenu vrednosti statorske otpornosti od -25% u uslovima estimacije statorskog fluksa korišćenjem opserversa ($G \neq 0$). Naime, rezultati simulacije na slici 4.6.16 pokazuju da pogon, pri istim uslovima rada, postaje nestabilan za $G = 0$, što dokazuje da primena opserversa fluksa značajno poboljšava performanse pogona.

Pored analize stabilnosti regulatora momenta, neophodno je ispitati i odzive statorskog fluksa, u uslovima varijacija statorske otpornosti motora. Dati su odzivi realnih komponenta statorskog fluksa, kako bi se ustanovila greška estimacije izazvana varijacijama parametara motora.



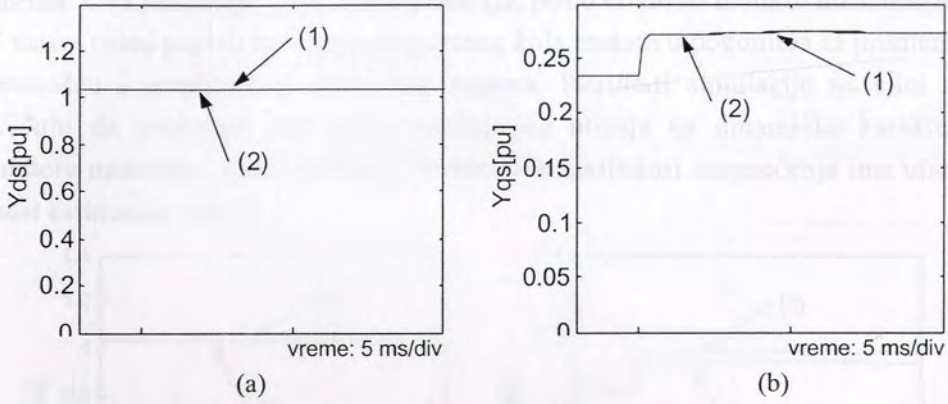
Slika 4.6.18. Odzivi (a) d komponente i (b) q komponente statorskog fluksa za vrednosti statorske otpornosti: (1) $0.75R_{sm}$, (2) $1.25R_{sm}$

Rezultati simulacije odziva komponenata statorskog fluksa AM ukazuju na to da varijacija vrednosti statorske otpornosti od $\Delta R_s = -25\%$ izaziva grešku estimacije statorskog fluksa od 3%, dok promena vrednosti statorske otpornosti od $+25\%$ dovodi do greške estimacije fluksa od 1%.



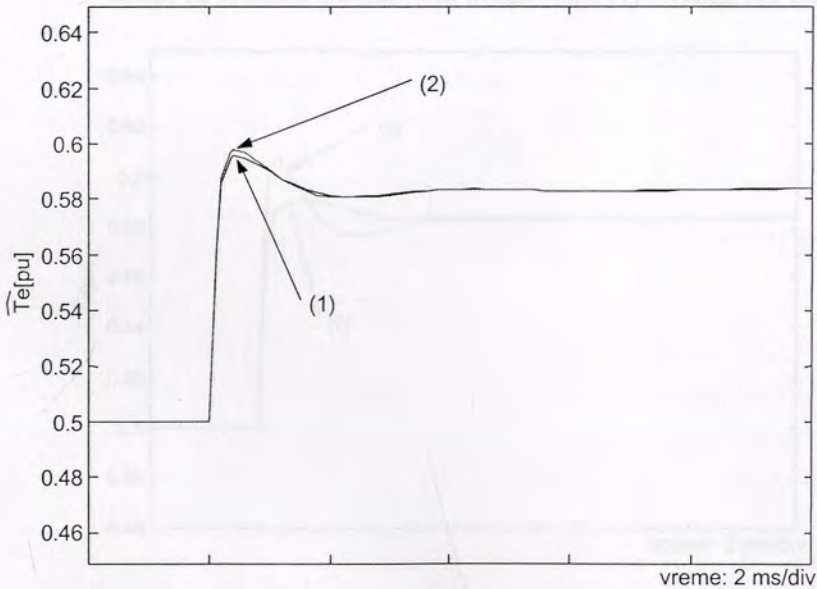
Slika 4.6.19. Odzivi momenta AM za vrednosti rotorske otpornosti: (1) $0.75R_m$, (2) $1.25R_m$

Na slici 4.6.19 prikazani su odzivi momenta AM za promenu vrednosti rotorske otpornosti u opsegu $\pm 25\%$. Može se zaključiti da promena rotorske otpornosti ne izaziva značajne promene dinamičkih karakteristika odziva momenta.



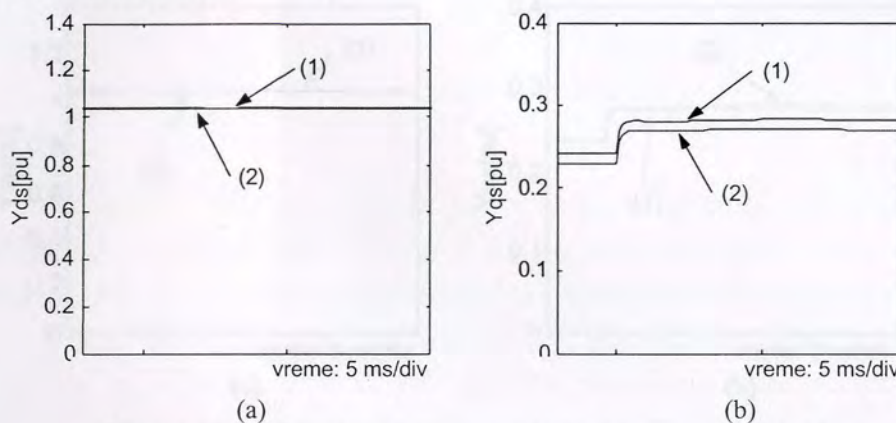
Slika 4.6.20. Odzivi (a) d komponente i (b) q komponente statorskog fluksa za vrednost statorske otpornosti: (1) $0.75R_m$, (2) $1.25R_m$

Slika 4.6.20. sadrži odzive d i q komponenti statorskog fluksa za promenu rotorske otpornosti u opsegu $\pm 25\%$. Odzivi ilustruju da promena rotorske otpornosti ne izaziva promene karakteristika odziva statorskog fluksa motora, uz grešku estimacije manju od 1%.

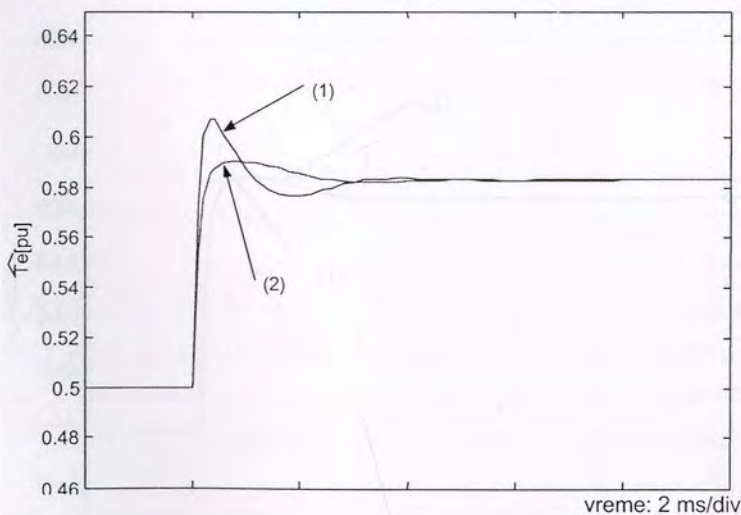


Slika 4.6.21. Odzivi momenta AM za vrednosti induktivnosti magnećenja: (1) $0.75L_{m\sigma}$, (2) $1.25L_{m\sigma}$

Na slici 4.6.21. prikazani su rezultati simulacije odziva momenta AM za promenu induktivnosti magnećenja u opsegu $\pm 25\%$. Rezultati simulacije potvrđuju da varijacija vrednosti induktivnosti magnećenja ne izaziva promenu dinamičkih karakteristika odziva momenta. Ova analiza je od posebnog značaja, pošto vrednost induktivnosti magnećenja AM varira usled pojave zasićenja magnetnog kola motora u pogonima sa promenljivom učestanošću i amplitudom statorskog napona. Rezultati simulacije na slici 4.6.21. potvrđuju da zasićenje AM nema značajnijeg uticaja na dinamičke karakteristike regulatora momenta. Ipak, promena vrednosti induktivnosti magnećenja ima uticaja na tačnost estimacije fluksa.



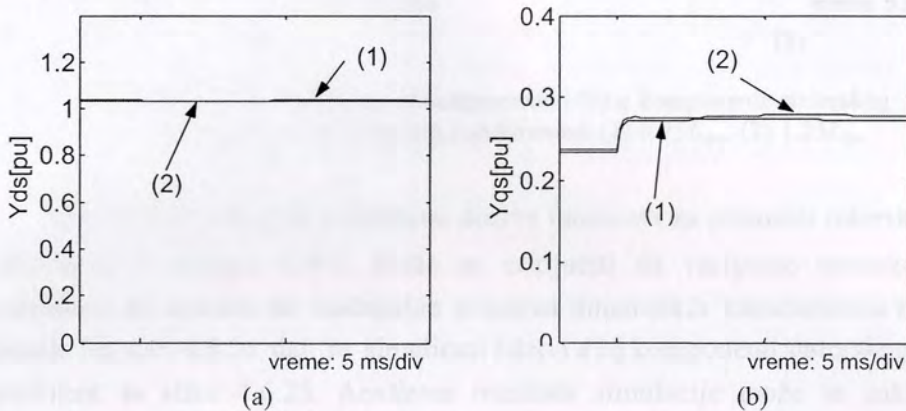
Slika 4.6.22. Odzivi (a) d komponente i (b) q komponente statorskog fluksa za vrednost induktivnosti magnećenja: (1) $0.75L_{mn}$, (2) $1.25L_{mn}$



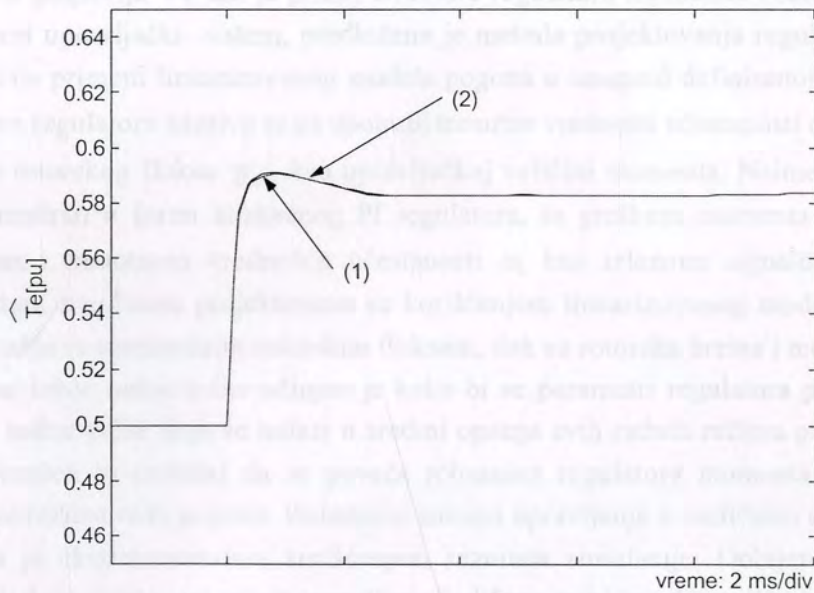
Slika 4.6.23. Odzivi momenta AM za vrednosti statorske induktivnosti rasipanja: (1) $0.75L_{\sigma n}$, (2) $1.25L_{\sigma n}$

Slika 4.6.22. se sastoji od odziva d i q komponentata statorskog fluksa pri promeni induktivnosti magnećenja u opsegu $\pm 25\%$. Prilikom promene L_m za -25% nastaje greška estimacije od $+5\%$, dok je za promenu L_m od $+25\%$ greška estimacije -2% , u radnoj tački pogona definisanoj sa $[\omega_r \ \psi_{DQ}^* \ T_e^*]^T = [0.5 \ 1 \ 0.5]^T$ pu.

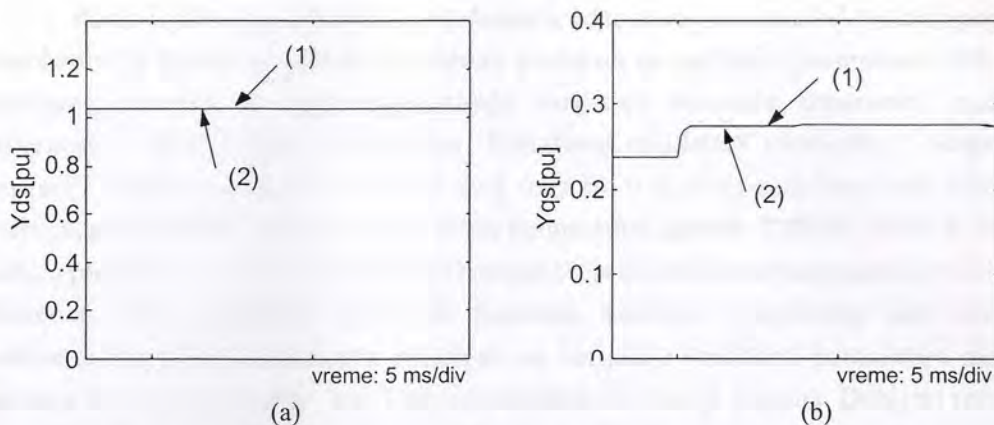
Slika 4.6.23. sadrži simulirane odzive momenta za varijacije vrednosti statorske rasipne induktivnosti u opsegu $\pm 25\%$. Prikazani rezultati potvrđuju da varijacije statorske rasipne induktivnosti ne dovode do značajnijih promena dinamičkih karakteristika odziva regulatora momenta.



Slika 4.6.24. Odzivi (a) d komponente i (b) q komponente statorskog fluksa za statorsku rasipnu induktivnost: (1) $0.75L_{\sigma n}$, (2) $1.25L_{\sigma n}$



Slika 4.6.25. Odzivi za vrednost rotorske rasipne induktivnosti: (1) $0.75L_{\sigma r}$, (2) $1.25L_{\sigma r}$



Slika 4.6.26. Odzivi (a) d komponente i (b) q komponente statorskog fluksa za rotorsku rasipnu induktivnost: (1) $0.75L_{\sigma m}$, (2) $1.25L_{\sigma m}$

Slika 4.6.25 prikazuje simulirane dozive momenta za promenu rotorske rasipne induktivnosti u opsegu $\pm 25\%$. Može se zaključiti da varijacije rotorske rasipne induktivnosti ne dovode do značajnijih promena dinamičkih karakteristika regulatora momenta. Na slici 4.6.26. dati su simulirani odzivi d i q komponenti statorskog fluksa za eksperiment sa slike 4.6.25. Analizom rezultata simulacije može se zaključiti da varijacije rotorske induktivnosti magnećenja izazivaju grešku estimacije statorskog fluksa manju od 1%.

U poglavlju 4.6 dat je prikaz strukture regulatora momenta. Pošto je u pitanju nelinearni upravljački sistem, predložena je metoda projektovanja regulatora koja se zasniva na primeni linearizovanog modela pogona u unapred definisanoj radnoj tački. Struktura regulatora zasniva se na upotrebi trenutne vrednosti učestanosti ω_e referentnog vektora rotorskog fluksa ψ_{DQ} kao upravljačkoj veličini momenta. Naime, regulator je implementiran u formi kaskadnog PI regulatora, sa greškom momenta kao ulaznim signalom i trenutnom vrednošću učestanosti ω_e kao izlaznim signalom. Vrednosti parametara regulatora projektovane su korišćenjem linearizovanog modela pogona u radnoj tački sa nominalnim rotorskim fluksom, dok su rotorska brzina i momenat na 0.5 pu. Ovaj izbor radne tačke učinjen je kako bi se parametri regulatora projektovani u okolini radne tačke koja se nalazi u sredini opsega svih radnih režima pogona. Na taj način izvršen je pokušaj da se poveća robusnost regulatora momenta u odnosu na promene režima rada pogona. Robusnost zakona upravljanja u različitim uslovima rada ispitana je eksperimentalno, korišćenjem rezultata simulacije. Dobijeni rezultati su potvrdili da projektovani zakon upravljanja zadržava približne dinamičke karakteristike u širokom opsegu različitih radnih režima pogona.

Pored ispitivanja robusnosti regulatora u odnosu na promene uslova rada pogona, neophodno je ispitati osetljivost regulatora u odnosu na varijacije parametara AM. Od posebnog interesa su ispitivanja uticaja varijacija statorske otpornosti, rotorske otpornosti i induktivnosti magnećenja. Robusnost regulatora momenta u odnosu na varijacije otpornosti motora važna je zbog toga što u realnim uslovima rada značajno variraju, prevashodno usled promene radne temperature motora. Takođe, važno je ispitati i uticaj promene vrednosti induktivnosti magnećenja na stabilnost pogona zbog varijacija vrednosti ovog parametra izazvanih pojavom zasićenja magnetnog kola motora. Robusnost regulatora momenta u odnosu na varijacije vrednosti parametara motora ispitana je eksperimentalno, korišćenjem rezultata simulacije pogona. Dobijeni rezultati potvrđuju da je regulator momenta robustan u širokom opsegu promene vrednosti parametara. Takođe, pokazano je da je sa stanovišta stabilnosti pogona najkritičniji uticaj varijacija vrednosti statorske otpornosti. Zajedno sa analitičkim dokazom u poglavlju 4.5.3, simulacijom pokazano da je robusnost pogona značajno povećana primenom opserversa trenutne vrednosti statorskog fluksa motora.

Pošto realizacija regulatora momenta podrazumeva i implementaciju limiterskih funkcija upravljačkih promenljivih regulatora, u narednom poglavlju dat je prikaz algoritma za ograničenje izlaza regulatora momenta, sa ciljem da se omogući neprekidan rad u različitim režimima rada pogona.

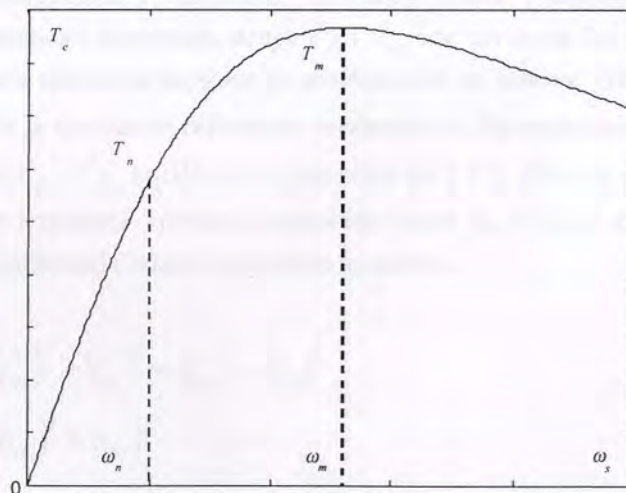


Sl. 4.21. Simulacija karakteristika momenta AM u zavisnosti od varijacije statorske otpornosti na kraju od 1000 do 100000 Ohm.

Sl. 4.22. Simulacija karakteristika momenta AM u zavisnosti od varijacije rotorske otpornosti na kraju od 1000 do 100000 Ohm.

4.7. Ograničavač regulatora momenta AM

U prethodnom poglavlju dat je prikaz algoritma za upravljanje trenutnom vrednošću momenta AM. Pokazano je da je u različitim režimima rada pogona moguće održavati momenat motora na zadatoj vrednosti, pri čemu je stacionarna vrednost rotorskog fluksa jednaka referentnoj vrednosti. Regulator momenta radi istovremeno sa regulatorom statorskog fluksa, čija je referentna vrednost izračunata na osnovu zadatih vrednosti momenta, odnosno, rotorskog fluksa. Princip rada regulatora momenta zasniva se na pretpostavci da je statorski fluks je jednak referentnoj vrednosti, koja se zasniva na činjenici da je regulator statorskog fluksa 2-3 puta brži od regulatora momenta. Ipak, rotorski fluks odstupa od zadate vrednosti u toku trajanja tranzijenta regulatora momenta. Tranzijentna odstupanja rotorskog fluksa od zadate vrednosti, izazvana varijacijama učestanosti polja, mogu dovesti do nestabilnog rada pogona u režimima visokih učestanosti polja ω_e . Naime, u tranzijentnim stanjima regulatora momenta pogon radi u režimu sa konstantnim statorskim fluksom. U režimu konstantnog statorskog fluksa, za učestanosti klizanja koje premašuju prevalnu učestanost ω_m , pogon ulazi u režim u kome vrednost momenta opada sa povećanjem učestanosti klizanja, što izaziva pojavu pozitivne povratne sprege u regulatoru momenta i nestabilan rad pogona.



Slika 4.7.1. Statička karakteristika momenta AM u zavisnosti od učestanosti klizanja za pogon sa konstantnim statorskim fluksom

Na slici 4.7.1. data je statička karakteristika zavisnosti momenta motora od učestanosti klizanja za pogon sa konstantnom amplitudom statorskog fluksa, gde ω_m , T_m , ω_n i T_n predstavljaju prevalnu učestanost klizanja, prevalni moment, nominalnu

učestanost klizanja i nominalni moment, respektivno. Analizom grafika može se zaključiti da za učestanosti klizanja veće od vrednosti prevalne učestanosti ω_m izvod karakteristike menja znak, što dovodi do nestabilnog rada regulatora momenta. Zbog toga je neophodno realizovati limiter izlaza regulatora momenta koji će ograničiti vrednost učestanosti polja ω_e , tako da se spreči prelazak učestanosti klizanja preko prevalne vrednosti ω_m .

Direktno limitiranje učestanosti klizanja podrazumeva poznavanje trenutne vrednosti brzine rotora, izmerene ili estimirane. Pošto je limiter regulatora momenta deo unutrašnje brze petlje regulacije momenta, parametarski nezavisne u odnosu na trenutnu vrednost brzine, neophodno je realizovati limitersku funkciju koja ne zahteva poznavanje trenutne vrednosti ugaone brzine rotora. Pored direktnog ograničenja, maksimalnu učestanost klizanja moguće je ograničiti i posredno, korišćenjem amplitude statorske struje kao kriterijumske funkcije limitera. Naime, struktura pogona se zasniva na paralelnoj regulaciji momenta i statorskog fluksa AM, gde je referenca statorskog fluksa izračunata tako da se obezbedi rad pogona sa konstantnim fluksom rotora. Jednačine (4.2.8)-(4.2.17) čine algoritam za proračun referentnih vrednosti α i β komponenta statorskog fluksa, na osnovu referentne vrednosti rotorskog fluksa ψ_D^* , $\psi_Q^*=0$ i referentne vrednosti momenta T_e^* . Sledi, da je upotrebom jednačina (4.2.12) i (4.2.13) moguće je izračunati stacionarne vrednosti i_{ds}^* i i_{qs}^* komponenta statorske struje, koje odgovaraju referentnim vrednostima rotorskog fluksa i momenta motora. Pošto su stacionarne vrednosti statorskih struja i_{ds}^* i i_{qs}^* iste pri svim brzinama motora, limiter izlaza regulatora momenta moguće je projektovati na osnovu vrednosti struja i_{ds}^* i i_{qs}^* . Naime, moguće je izračunati referentne vrednosti α i β komponenta referentnih vektora statorske struje $i_{\alpha s}^*$ i $i_{\beta s}^*$, korišćenjem jednačine (4.2.17). Pošto je $(i_{ds}^*)^2 + (i_{qs}^*)^2 = (i_{\alpha s}^*)^2 + (i_{\beta s}^*)^2$, amplituda izmerene vrednosti statorske struje $(i_{\alpha s}^*)^2 + (i_{\beta s}^*)^2$ može se iskoristiti kao kriterijum za limitiranje izlaza regulatora momenta.

$$|i_s^*|^2 = (i_{qs}^*)^2 + (i_{ds}^*)^2 = (i_{\alpha s}^*)^2 + (i_{\beta s}^*)^2 \quad (4.7.1)$$

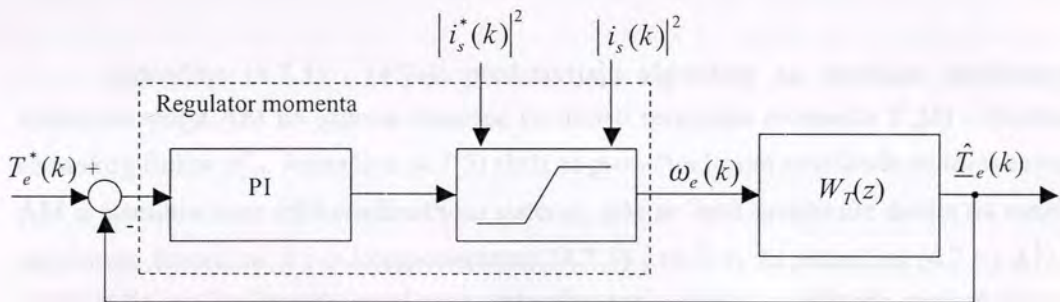
$$|i_s|^2 = (i_{\alpha s})^2 + (i_{\beta s})^2 \quad (4.7.2)$$

Na osnovu kvadrata amplituda referentne statorske struje u stacionarnom stanju regulatora momenta moguće je ustanoviti da li je učestanost klizanja iznad ili ispod vrednosti koja odgovara referentnoj vrednosti momenta. Naime, ukoliko je u stacionarnom stanju $|i_s|^2 > |i_s^*|^2$ motor je ušao u režim rada sa vrednošću učestanosti klizanja koju je neophodno limitirati, u kom se slučaju ograničava izlaz regulatora momenta. Na taj se način ograničava vrednost učestanosti polja ω_e , čime se sprečava

prelazak učestanosti klizanja preko prevalne vrednosti ω_m . Korišćenjem navedenog principa moguće je definisati više različitih algoritama za ograničenje izlaza regulatora momenta. U nastavku, data su dva alternativna algoritma: prvi, u kome se limiter izlaza regulatora momenta menja u zavisnosti od referentne vrednosti momenta; drugi, u kome je limiter izlaza fiksni i određen na osnovu vrednosti nominalnog momenta motora.

4.7.1. Regulator momenta AM sa promenljivim limitom

U prethodnom poglavlju naveden je princip po kome se na osnovu kvadrata amplitude struje može proceniti da li je klizanje motora prešlo dozvoljenu vrednost, u kom je slučaju neophodno limitirati izlaz regulatora momenta. U ovom poglavlju prikazan je limiterski algoritam u kome se ograničenje amplitude statorskog fluksa proračunava na osnovu referentnih vrednosti momenta i rotorskog fluksa, gde je referentna vrednost momenta promenljiva veličina. Sledi, da i vrednost limitera amplitude statorskog fluksa predstavlja promenljivu veličinu, u zavisnosti od zadate vrednosti momenta motora.



Slika 4.7.2. Uprošćena blok šema sistema za upravljanje momentom AM sa limiterom izlaza regulatora momenta

Na slici 4.7.2. dat je prikaz uprošćene konture upravljanja momentom AM sa realizovanim limiterom izlaza kaskadnog PI regulatora. Na osnovu konture može se zaključiti da je limiter realizovan u kaskadi sa PI regulatorom momenta, čime nije narušena osnovna topologija regulacije. U nastavku, dat je kompletan skup jednačina regulatora momenta sa limiterom izlaza.

$$i_{ds}^*(k) = \frac{\psi_D^*(k)}{M} \quad (4.7.3)$$

$$i_{qs}^*(k) = \frac{4 L_r}{3 p M \psi_D^*} T_e^*(k) \quad (4.7.4)$$

$$|i_s^*(k)|^2 = (i_{qs}^*(k))^2 + (i_{ds}^*(k))^2 = \left(\frac{\psi_D^*(k)}{M} \right)^2 + \left(\frac{4 L_r}{3 p M \psi_D^*} T_e^*(k) \right)^2 \quad (4.7.5)$$

$$\Delta |i_s|^2 = |i_s(k)|^2 - |i_s^*(k)|^2 = \left[(i_{\alpha s}(k))^2 + (i_{\beta s}(k))^2 \right] - |i_s^*(k)|^2 \quad (4.7.6)$$

$$\omega_e(k) = \begin{cases} \omega_e(k-1) - K_{LIM} \Delta |i_s|^2 & , \text{ za } \Delta |i_s|^2 > 0 \text{ i } \hat{T}_e > 0 \\ \omega_e(k-1) + K_{T1} [\Delta \hat{T}_e(k) - K_{T2} \Delta \hat{T}_e(k-1)] & , \text{ za } \Delta |i_s|^2 < 0 \\ \omega_e(k-1) + K_{LIM} \Delta |i_s|^2 & , \text{ za } \Delta |i_s|^2 > 0 \text{ i } \hat{T}_e < 0 \end{cases} \quad (4.7.7)$$

Jednačine (4.7.3) i (4.7.4) predstavljaju algoritme za proračun stacionarnih vrednosti struja AM na osnovu trenutne vrednosti reference momenta $T_e^*(k)$ i reference rotorskog fluksa ψ_D^* . Jednačina (4.7.5) služi za proračun limita amplitude statorske struje AM u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu, gde se limit amplitude dobija na osnovu amplitude fazora sa d i q komponentama (4.7.3) i (4.7.4). U jednačini (4.7.6) $\Delta |i_s|^2$ predstavlja razliku između amplitude statorske struje i limita amplitude statorske struje, gde se na osnovu znaka vrednosti $\Delta |i_s|^2$ odlučuje da li regulator momenta radi u normalnom režimu ili u režimu limitiranja izlaza regulatora. Za slučaj $\Delta |i_s|^2 < 0$ radi se u normalnom režimu, pošto je amplituda statorske struje $|i_s|^2$ manja od maksimalne dozvoljene amplitude $|i_s^*(k)|^2$, dok se za slučaj $\Delta |i_s|^2 > 0$ radi u režimu limitiranja izlaza regulatora. Princip rada limitera definisan je u (4.7.7):

- u slučaju $\Delta |i_s|^2 < 0$ nema potrebe za limitiranjem izlaza regulatora pošto je amplituda statorske struje manja od maksimalno dozvoljene vrednosti, i tada je u funkciji kaskadni PI regulator momenta (4.6.11),
- u slučaju $\Delta |i_s|^2 > 0$ došlo je do prekoračenja maksimalno dozvoljene amplitude statorske struje, gde je do skoka struje došlo usled prevelike vrednosti klizanja motora ω_s . Razlikuju se dve situacije:

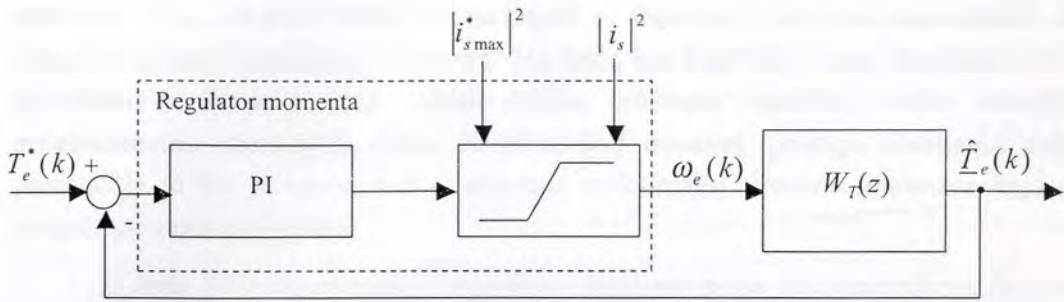
- $\Delta |i_s|^2 > 0$ i $T_e(k) > 0$, gde je za slučaj pozitivnog momenta klizanje veliko i pozitivno, te ga je neophodno smanjiti oduzimanjem člana $K_{LIM} \Delta |i_s|^2$ od vrednosti izlaza regulatora $\omega_e(k-1)$. Vrednost izlaza regulatora se smanjuje sve dok kvadrat amplitude struje ne padne ispod dozvoljene vrednosti;
- $\Delta |i_s|^2 > 0$ i $T_e(k) < 0$, gde je za slučaj negativnog momenta klizanje veliko i negativno, te ga je neophodno smanjiti dodavanjem člana $K_{LIM} \Delta |i_s|^2$ vrednosti izlaza regulatora $\omega_e(k-1)$. Vrednost izlaza regulatora se povećava sve dok kvadrat amplitude struje ne padne ispod dozvoljene vrednosti, tj. sve dok se klizanje motora ne uvede u dozvoljene granice.

U jednačini (4.7.7) limiterski član $K_{LIM} \Delta |i_s|^2$, čijim se dejstvom klizanje motora dovodi u dozvoljene granice, definisan je proporcionalnim dejstvom K_{LIM} . Izabran je korekcionni član proporcionalan vrednosti odstupanja kvadrata amplitude statorske struje od zadate maksimalne vrednosti kako bi se obezbedio neprekidni prelaz iz režima limitiranja u režim normalnog rada regulatora momenta. Limiter (4.7.3)-(4.7.7), predstavlja selektivni ograničavač koji za različite vrednosti reference momenta definiše različite limitere klizanja. Na ovaj način realizovan je limiter koji ograničava brze promene učestanosti polja ω_e , čime su po amplitudi limitirani udari struja u tranzijentima regulatora momenta, karakteristični za većinu DTC pogona.

U slučajevima pogona u kojima nije neophodno napraviti selektivni limiter različite vrednosti reference momenta, predlaže se primena limitera klizanja proračunatog u odnosu na vrednost kvadrata amplitude struje koja odgovara nominalnom momentu motora. U narednom poglavlju dat je opis fiksnog limitera klizanja AM.

4.7.2. Regulator momenta AM sa fiksnim limitom

U prethodnom poglavlju naveden je princip limitiranja klizanja AM, u kome je limit učestanosti klizanja određen na osnovu trenutne vrednosti reference momenta. U ovom poglavlju pak dat je prikaz limitera, za koji je granica klizanja fiksna i proračunata u odnosu na maksimalno dozvoljenu vrednost reference momenta T_{emax}^* . Za T_{emax}^* najpogodnije je usvojiti vrednost nominalnog momenta motora.



Slika 4.7.2. Uprošćena blok šema sistema za upravljanje momentom AM sa fiksnim limiterom izlaza regulatora momenta

Jednačine limitera sa fiksnom granicom maksimalno dozvoljenog klizanja iste su kao i jednačine (4.7.3)-(4.7.7), sa jedinom razlikom u tome da u jednačinama (4.7.4)-(4.7.5) umesto $T_e^*(k)$ figuriše član $T_{e\max}^*$. Na taj način, promenljivi limit kvadrata statorske struje $|i_s^*(k)|^2$ iz (4.7.5) fiksiran je na maksimalnu dozvoljenu vrednost

$$|i_{s\max}^*|^2 = \left(\frac{\psi_D^*}{M} \right)^2 + \left(\frac{4L_r}{3pM\psi_D^*} T_{e\max}^* \right)^2. \quad (4.7.8)$$

Korišćenjem limitera amplitude statorske struje (4.7.8) realizovan regulator momenta koji dozvoljava najbrže moguće tranzijente momenta, za usvojenu strukturu regulatora momenta.

4.8. Algoritam slabljenja polja

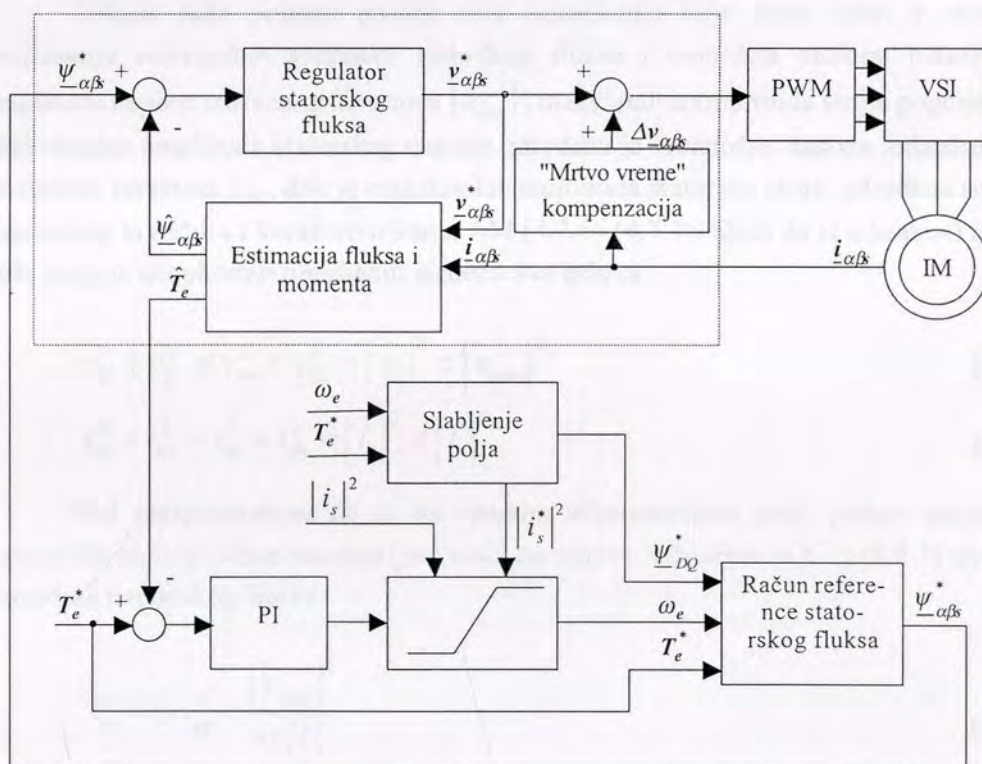
U prethodna dva poglavlja dat je opis limitera izlaza regulatora momenta, koji ograničava vrednost učestanosti klizanja motora, koristeći kvadrat amplitude struje motora kao meru ograničenja. Algoritam regulatora momenta (4.7.7) izveden je pod pretpostavkom da pogon radi u opsegu brzina pri kojima ne dolazi do zasićenja naponskog invertora. U ovom poglavlju dat je opis algoritma slabljenja polja motora, koji omogućava da se na višim brzinama, ostvare maksimalno moguće vrednosti momenta smanjivanjem referentne vrednosti rotorskog fluksa ψ_D^* .

U opsegu visokih brzina, performanse pogona AM ograničene su maksimalnom vrednošću statorskog napona, koju je moguće realizovati krišćenjem trofaznog naponskog invertora. Pošto amplituda komande statorskog napona $|V_s^*|$ treba u svim režimima rada da bude manja od maksimalne vrednosti koja može da se realizuje na

invertoru $|V_{max}|$, u zoni velikih brzina koristi se algoritam slabljenja polja kako bi se izbeglo zasićenje naponskog invertora. Najčešće korišćeni algoritam slabljenja polja podrazumeva da se u zoni visokih brzina referenca rotorskog fluksa smanjuje proporcionalno učestanosti polja. Problem kod ovakvog pristupa slabljenja polja predstavlja to što je na taj način smanjena maksimalna vrednost momenta koju je moguće ostvariti na pogonu.

U radu [G7] dat je prikaz algoritma slabljenja polja koji omogućava da se u režimu visokih brzina ostvare vrednosti momenta motora veće nego u slučaju klasičnog algoritma. U okviru teze je primenjeno rešenje algoritma slabljenja polja predloženo u [G7], prikazano u nastavku ovog poglavlja.

Algoritam slabljenja polja nadovezuje se na algoritam limitera regulatora, prikazan u poglavlju 4.7. Naime, pogon zadržava istu strukturu, gde se u oblasti visokih brzina pomoću algoritma slabljenja polja definišu optimalne vrednosti reference rotorskog fluksa ψ_D^* i limita kvadrata amplitude statorske struje $|i_s^*(k)|^2$, kako bi se omogućio rad pogona sa maksimalnim mogućim vrednostima momenta.



Slika 4.8.1. Struktura pogona sa algoritmom za slabljenje polja

Na slici 4.8.1. dat je prikaz strukture pogona sa realizovanim algoritmom za slabljenje polja. Algoritam na osnovu trenutne vrednosti učestanosti polja ω_e izračunava referentnu vrednost rotorskog fluksa i maskimalno dozvoljenu vrednost amplitude statorske struje. U slučaju niskih učestanosti polja, referenca rotorskog fluksa je konstantna, dok se limit amplitude statorske struje izračunava na način definisan u poglavlju 4.7. U slučaju visokih učestanosti polja pokreće algoritam slabljenja polja. Pošto za rad algoritma slabljenja polja nisu od interesa tranzijentna stanja pogona, jednačine algoritma su izvedene korišćenjem stacionarnog modela motora u rotacionom koordinatnom sistemu, izvedenog iz sistema jednačina (4.2.1)-(4.2.5) sa nultim vrednostima izvoda promenljivih stanja. Na osnovu stacionarnih jednačina modela (4.2.1)-(4.2.5) i pod pretpostavkom da je $\psi_D = M i_{ds}$ i $\psi_Q = 0$, dobijaju se sledeće jednačine

$$v_{ds} = i_{ds} R_s + \omega_e L_s i_{ds} \quad (4.8.1)$$

$$v_{qs} = i_{qs} R_s - \omega_e \frac{L_s L_r - M^2}{L_r} i_{qs} = i_{qs} R_s - \omega_e \sigma L_s i_{qs} . \quad (4.8.2)$$

Tokom rada pogona postoje dva ograničenja koje treba uzeti u obzir pri definisanju referentnih vrednosti rotorskog fluksa i momenta motora: maksimalna amplituda napona trofaznog invertora $|v_{max}|$ i maksimalna amplituda struje pogona $|i_s^*|$. Maksimalna amplituda statorskog napona određena je vrednošću napona jednosmernog međukola invertora v_{DC} , dok je maksimalna amplituda statorske struje određena snagom naponskog invertora i karakteristikama AM (4.7.6)-(4.7.7). Sledi da je u svakom režimu rada pogona neophodno obezbediti sledeća dva uslova

$$v_{ds}^2 + v_{qs}^2 = v_{\alpha s}^2 + v_{\beta s}^2 = |v_s|^2 < |v_{max}|^2 \quad (4.8.3)$$

$$i_{ds}^2 + i_{qs}^2 = i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2 = |i_s|^2 < |i_s^*|^2 \quad (4.8.4)$$

Pod pretpostavkom da su na visokim učestanostima polja padovi napona na statorskim otpornostima zanemarljivo mali, na osnovu jednačina (4.8.1)-(4.8.3) izvodi se jednačina naponskog limita

$$i_{ds}^2 + \sigma i_{qs}^2 < \frac{|v_{max}|^2}{\omega_e^2 L_s^2} . \quad (4.8.5)$$

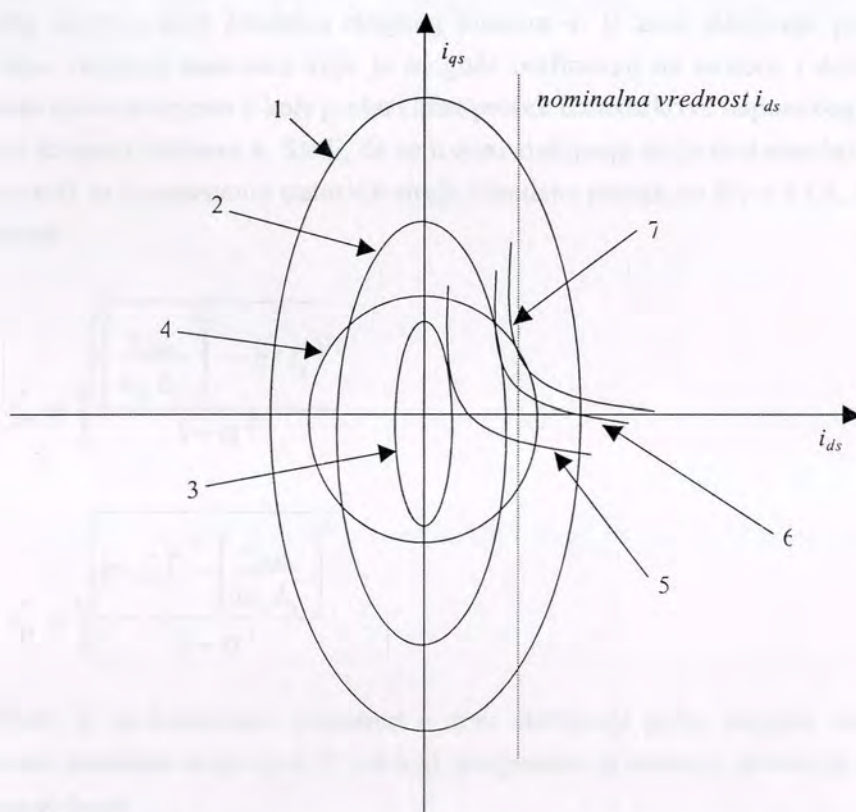
Jednačine (4.8.4) i (4.8.5) predstavljaju strujne i naponske limite koje treba uzeti u obzir prilikom određivanja referentne vrednosti fluksa, sa ciljem da se za radnu

vrednost učestanosti polja ω_e maksimizira vrednost izlaznog momenta pogona. Na osnovu jednačine (4.2.6), za $\psi_D = M i_D$, dobija se jednačina momenta AM

$$T_e = C i_d i_q \quad (4.8.6)$$

koja se koristi prilikom optimizacije maksimalne vrednosti momenta u režimu slabljenja polja motora.

Algoritam slabljenja polja definisan je sa tri režima rada: oblast nižih brzina, oblast slabljenja polja i oblast visokih brzina.



Slika 4.8.2. Krive limita napona struja i hiperbola konsantnog momenta u ravni q i d komponentata statorske struje

Na slici 4.8.2. prikazane su krive limita napona i struje za različite režime rada, koje definišu algoritam slabljenja polja. Krive 1, 2 i 3 predstavljaju zavisnosti naponskog limitera, određene na osnovu (4.8.5) za različite vrednosti kružne učestanosti ω_e . Odnos krivih 1, 2, 3 i krive limita amplitude statorske struje 4 određuju tri zone (nižih brzina, slabljenja polja i visokih brzina) u kojima se definišu tri odgovarajuća algoritma za proračun referentne vrednosti rotorskog fluksa.

U slučaju kada elipsa naponskog limita obuhvata i ne seče krivu strujnog limita (odnos krivih 1 i 4) u funkciji je normalan algoritam rada pogona, u kome je aktivan limit statorske struje opisan u poglavlju 4.7, dok se referenca rotorskog fluksa nalazi na nominalnoj vrednosti. U tom slučaju, pogon može da ostvari maksimalni nominalni momenat AM, gde je kriva maksimalnog momenta definisana hiperbolom 7 u $i_{qs}i_{ds}$ ravni. Ovaj režim rada naziva se “zona nižih brzina”, i aktivan je za vrednosti kružne učestanosti ω_e manje od vrednosti ω_o . Za $\omega_e = \omega_o$ elipsa naponskog limitera počinje da seče kružnicu strujnog limita (odnos krivih 2 i 4), kada se aktivira naponski limit u pogonu, koji ograničava maksimalnu vrednost momenta ostvarljivu na motoru. Za učestanosti $\omega_o < \omega_e < \omega_l$, aktivan je režim “zona slabljenja polja”, koji traje sve dok elipsa naponskog limitera seče kružnicu strujnog limitera 4. U zoni slabljenja polja, pada maksimalna vrednost momenta koju je moguće realizovati na motoru i definisana je hiperbolom krive momenta 6 koja prolazi kroz presek između krive naponskog limitera 2 i kružnice strujnog limitera 4. Sledi, da se u zoni slabljenja polja maksimalni momenat može ostvariti za komponente statorske struje određene presekom kriva 2 i 4, definisane jednačinama

$$i_{ds}^* = \sqrt{\frac{\left(\frac{v_{\max}}{\omega_e L_s}\right)^2 - (\sigma i_s^*)^2}{1 - \sigma^2}} \quad (4.8.7)$$

$$i_{qs}^* = \sqrt{\frac{(\sigma i_s^*)^2 - \left(\frac{v_{\max}}{\omega_e L_s}\right)^2}{1 - \sigma^2}} \quad (4.8.8)$$

Pošto je maksimalnan momenat u zoni slabljenja polja moguće ostvariti za komponente statorske struje (4.8.7) i (4.8.8), neophodno je smanjiti referencu rotorskog fluksa na vrednost

$$\psi_D^* = M i_{ds}^* = M \sqrt{\frac{\left(\frac{v_{\max}}{\omega_e L_s}\right)^2 - (\sigma i_s^*)^2}{1 - \sigma^2}} \quad (4.8.9)$$

Zona slabljenja polja počinje za $\omega_e = \omega_o$, kada elipsa naponskog limitera počinje da seče krivu strujnog limita 4, i završava se za $\omega_e = \omega_l$, kada elipsa naponskog limita

postane manja od kružnice 4. Učestanost ω_o računa se na osnovu jednačine (4.8.7) i ima vrednost

$$\omega_o = \frac{v_{\max}}{L_s \sqrt{(\sigma i_s^*)^2 + (1 - \sigma^2) \frac{\psi_{D_nominalno}^*}{M}}} \quad (4.8.10)$$

Za $\omega_e > \omega_l$ krive strujnog i naponskog limita se ne seku i kriva strujnog limita obuhvata elipsu naponskog limita (odnos krivih 3 i 4 na slici 4.8.2), što predstavlja režim "zona visokih brzina". U tom slučaju, kriva maksimalnog momenta predstavlja hiperbolu 5 tangentnu krivoj naponskog limita 3, gde je tačka maksimalnog napona određena koordinatama tačke dodira krivih 4 i 5

$$i_{ds}^* = \frac{v_{\max}}{\sqrt{2} \omega_e L_s} \quad (4.8.11)$$

$$i_{qs}^* = \frac{v_{\max}}{\sqrt{2} \omega_e \sigma L_s} \quad (4.8.12)$$

a kvadrat amplitude maksimalne struje određen sa

$$|i_s^*|^2 = \left(\frac{v_{\max}}{\sqrt{2} \omega_e L_s} \right)^2 \frac{1 + \sigma^2}{\sigma^2} \quad (4.8.13)$$

U režimu visokih brzina, referenca rotorskog fluksa računa se na osnovu jednačine (4.8.11) korišćenjem izraza

$$\psi_D^* = M i_{ds}^* = M \frac{v_{\max}}{\sqrt{2} \omega_e L_s} \quad (4.8.14)$$

gde se vrednost učestanosti ω_l , na kojoj počinje zona visokih brzina, računa korišćenjem jednačine

$$\omega_l = \frac{v_{\max}}{\sigma i_s^* L_s} \sqrt{\frac{1 + \sigma^2}{2}} \quad (4.8.15)$$

U poglavljima 4.6, 4.7. i 4.8, prikazana je struktura pogona, koji obuhvata sve regulacione, estimacione i limiterske funkcije. Kompletna struktura pogona, prikazana na slici 4.8.1, sastoji se iz tri celine:

- osnovna celina, koja obuhvata regulatore (regulator momenta i regulator fluksa) i estimatore (estimacija statorskog fluksa i estimacija momenta), koja kao ulazne veličine zahteva referencu rotorskog fluksa ψ_D^* , referencu momenta T_e^* i merenje statorske struje $i_{\alpha\beta}$, a kao izlaz generiše komande statorskog napona $v_{\alpha\beta}^*$;
- limiter izlaza regulatora momenta (vrednosti učestanosti polja ω_e), realizovan kao nadgradnja regulatora momenta (opisan u poglavlju 4.7), koji kao ulazne veličine koristi kvadrat amplitude statorske struje $|i_s|^2$ i limit amplitude statorske struje $|i_s^*|^2$;
- algoritam slabljenja polja, koji kao ulaznu veličinu koristi trenutnu vrednost učestanosti polja ω_e , a kao izlazne veličine generiše limit amplitude statorske struje $|i_s^*|^2$ (koja se koristi kao ulaz u limiter izlaza regulatora momenta) i referencu rotorskog fluksa ψ_D^* (koja se koristi kao ulaz u osnovni regulaciono-estimacioni blok pogona).

Algoritam slabljenja polja definisan je sa tri različita režima rada:

- za $\omega_e < \omega_o$ algoritam radi u režimu “zona niskih brzina”, u kome je referenca rotorskog fluksa jednaka nominalnoj vrednosti $\psi_{D_nominalno}^*$, i gde se limit amplitude statorske struje $|i_s^*|^2$ računa korišćenjem bilo jednačine (4.7.5) ili jednačine (4.7.8), u zavisnosti od izbora tipa limitera izlaza regulatora momenta;
- za $\omega_o < \omega_e < \omega_l$ algoritam radi u režimu “zona slabljenja polja”, u kome se referenca rotorskog fluksa računa korišćenjem jednačine (4.8.9) i gde se limit amplitude statorske struje računa korišćenjem jednačine (4.7.8);
- za $\omega_e > \omega_l$ algoritam radi u režimu “zona visokih brzina”, u kome se referenca rotorskog fluksa računa korišćenjem jednačine (4.8.14) i gde se limit amplitude statorske struje računa korišćenjem jednačine (4.8.13).

Granične vrednosti učestastanosti polja ω_o i ω_l definisane su izrazima (4.8.10) i (4.8.15), respektivno.

4.9. Regulacija brzine motora

Pogon, čija je struktura data na slici 4.8.1, predstavlja celinu koja omogućava da se u svim režimima rada upravlja trenutnom vrednošću momenta AM. Na taj način, dobijen je izvršni organ koji se može koristiti u različitim upravljačkim strukturama (po momentu, brzini ili poziciji motora). Navedene upravljačke strukture se razlikuju po zahtevanoj dinamici odziva i unapred zadatoj tačnosti regulacije. Takođe, ove upravljačke strukture se razlikuju i po tome da li zahtevaju upotrebu davača pozicije i/ili brzine rotora. U oba slučaja, projektovanje strukture nadređene upravljačke petlje (po brzini ili poziciji) zahteva da se složena struktura data na slici 4.8.1 predstavi u uprošćenju formi koju karakterišu dominantne dinamičke veličine pogona momenta.

Uprošćenje strukture, sa stanovišta nadređene regulacione petlje, moguće je ostvariti u strukturi u kojoj je perioda odabiranja nadređene regulacione petlje (po brzini ili poziciji) za red veličine veća od periode odabiranja regulatora momenta i fluksa. U tom slučaju kompletan algoritam dat na slici 4.8.1. moguće je prikazati kao sistem prvog reda, sa ekvivalentnim pojačanjem K_e i dominantnom vremenskom konstantom τ_e . Pošto je struktura PI regulatora momenta projektovana tako da obezbedi nultu grešku u stacionarnom stanju, ekvivalentno pojačanje pogonskog dela ima vrednost $K_e = 1$, s obzirom na činjenicu da je izlazni momenat jednak referenci momenta. Takođe, ekvivalentnu vremensku konstantu pogonskog dela sistema moguće je odrediti na osnovu rezultata simulacije datih u poglavlju 4.6. Naime, analizom ovih odziva momenta u različitim radnim režimima pogona, može se dobiti dominantna vremenska konstanta regulatora momenta. Pošto je, na osnovu rezultata simulacije datih u poglavlju 4.6, vreme smirenja regulatora momenta $t_s = 2 - 2.5$ ms, može se zaključiti da je dominantna vremenska konstanta pogonskog dela sistema $\tau_e \approx t_s / 3 = 800$ μ s. Sledi, da se kompletan pogonski deo, koji obuhvata regulaciju i estimaciju fluksa, odnosno, momenta, može ekvivalentirati funkcijom prenosa

$$G_T(s) = \frac{1}{s\tau_e + 1} . \quad (4.9)$$

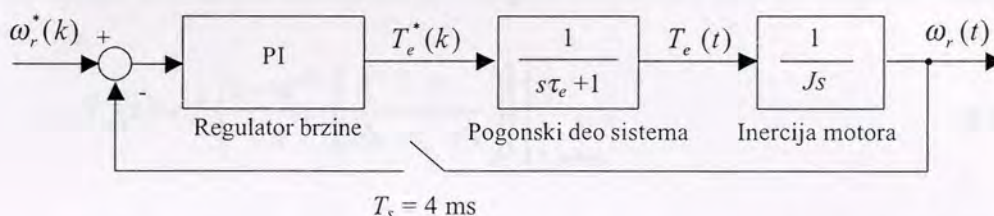
Iako je regulator momenta diskretne prirode, njegov uprošćeni model dat je u formi kontinualne funkcije prenosa, s obzirom na činjenicu da je perioda odabiranja regulatora momenta za red veličine manja u odnosu na periodu odabiranja nadređene konture upravljanja (po brzini ili poziciji).

U nastavku, dat je prikaz primera dve implementacije regulatora momenta, u brzinskim servopogonima: prva, predstavlja opštu formu brzinskog servopogona sa

ugrađenim davačem brzine; druga, specijalnu formu *sensorless* brzinskog servopogona, koja obuhvata i estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine.

4.9.1. Projektovanje brzinskog servopogona sa kaskadnim regulatorom

U ovom potpoglavlju, dat je primer sinteze i analize brzinskog servopogona sa kaskadnim PI regulatorom, koji kao izvršni organ koristi pogonsku strukturu za upravljanje momentom AM predloženu u okviru disertacije. Ovaj prikaz treba da omogući generalan uvid u mogućnosti i način upotrebe predložene strukture za direktno upravljanje momentom. Takođe, on predstavlja uvodno razmatranje za prikaz procedure sinteze i analize *sensorless* brzinskog servopogona, koji je realizovan u okviru teze.



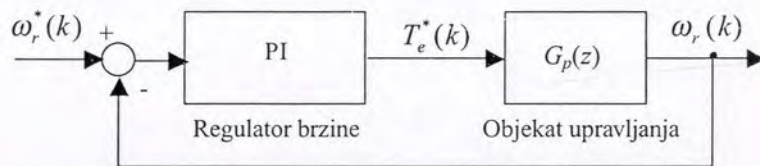
Slika 4.9.1. Simulaciona blok šema sistema za regulaciju brzine sa uprošćenim modelom pogonskog dela sistema

Na slici 4.9.1 data je simulaciona blok šema kaskadnog PI regulatora brzine, u kome je pogonski deo sistema ekvivalentira uprošćenim modelom prvog reda. Takođe, iako pogonski deo sistema (regulator momenta, regulator fluksa, estimator fluksa, estimator momenta) predstavlja digitalni upravljački sistem sa periodom odabiranja od 200 μ s, na slici 4.9.1. on je ekvivalentiran kontinualnom funkcijom prenosa prvog reda. Ova aproksimacija je učinjena zbog toga što je perioda odabiranja regulatora momenta 20 puta manja od periode odabiranja regulatora brzine ($T_s = 4$ ms). Takođe, simulaciona blok šema konture upravljanja formirana je pod pretpostavkom da se rotorska brzina motora meri. Projektovanje regulatora brzine bez davača na osovini motora predmet je sledećeg potpoglavlja.

Analizom strukture konture upravljanja na slici 4.9.1., može se zaključiti da je regulacija trenutne vrednosti rotorske brzine realizovana korišćenjem kaskadnog linearnog PI regulatora.

$$T_e^*(k) = T_e^*(k-1) + K_{\omega_1} [\Delta\omega_r(k) - K_{\omega_2} \Delta\omega_r(k-1)] \quad (4.9.1)$$

Jednačina (4.9.1) predstavlja diferencnu jednačinu kojom je opisana funkcija regulatora brzine na slici 4.9.1, čija je ulazna veličina greška rotorske brzine $\Delta\omega_r(k)$, odnosno, izlazna veličina referenca momenta $T_e^*(k)$, sa parametrima regulacije $K_{\omega 1}$ i $K_{\omega 2}$.

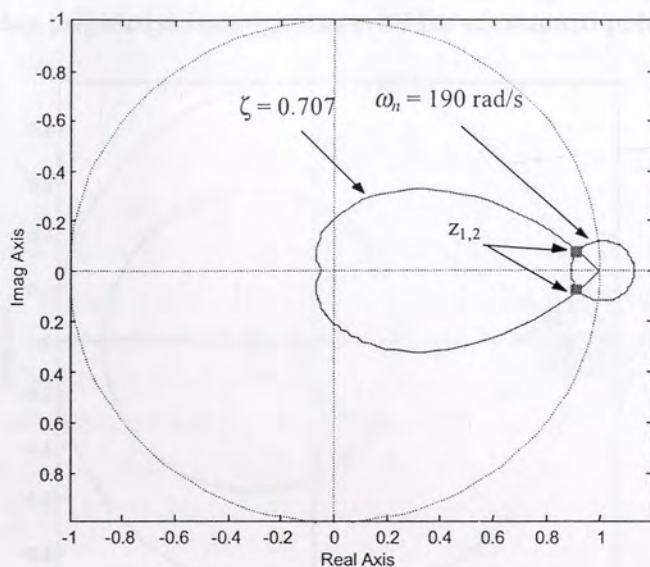


Slika 4.9.2. Ekvivalentni diskretni model sistema sa slike 4.9.1

Na slici 4.9.2 dat je ekvivalentni diskretni model sistema sa slike 4.9.1, u kome je diskretni model $G_p(z)$ objekta upravljanja, koga čine pogonski deo sistema i mehanički deo sistema AM, dobijen diskretizacijom uz prisustvo kola zadržke nultog reda [F9].

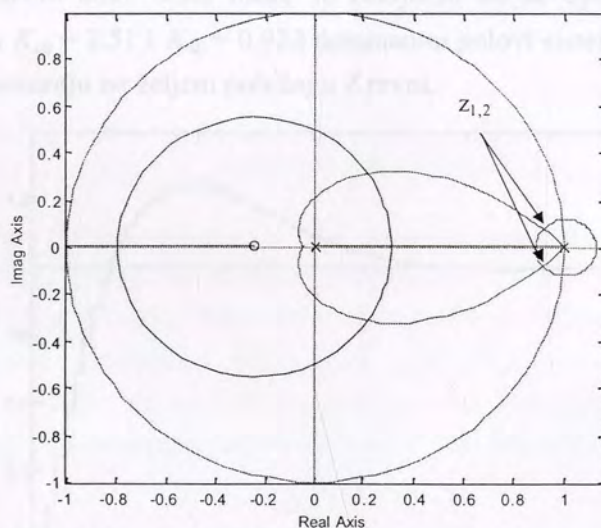
$$G_p(z) = ? \left\{ \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \left(\frac{1}{J_s} \frac{1}{s\tau_e + 1} \right) \right\} \Bigg|_{T_s = 4 \text{ ms}} \quad (4.9.2)$$

Oređivanje vrednosti parametara $K_{\omega 1}$ i $K_{\omega 2}$ brzinskog regulatora (4.9.1) vrši se korišćenjem metode geometrijskog mesta korena [F9] na osnovu ekvivalentnog diskretnog modela sistema na slici 4.9.2. Naime, brzinsku regulacionu petlju je neophodno projektovati tako da se obezbedi aperiodični odziv sa propusnim opsegom 10÷30 Hz. Na osnovu [F9], uslov o aperiodičnom odzivu brzine odgovara minimalnom faktoru prigušenja dominantnih polova $\zeta \geq 0.707$, dok zahtevana brzina odziva sistema odgovara minimalnoj neprigušenoj prirodnoj učestanosti dominantnih polova od $\omega_n \leq 190$ rad/s. Uslovi $\zeta \geq 0.707$ i $\omega_n \leq 190$ rad/s određuju sektor u Z-ravni, u kome treba odabrati položaj dominantnih polova sistema. Nakon izbora položaja dominantnih polova sistema, vrednosti parametara $K_{\omega 1}$ i $K_{\omega 2}$ određene su pomoću metode GMK.



Slika 4.9.3. Izbor položaja dominantnih polova $z_{1,2}$ brzinskog servopogona za zadate vrednosti prigušenja ζ i nepriugušene prirodne učestanosti ω_n

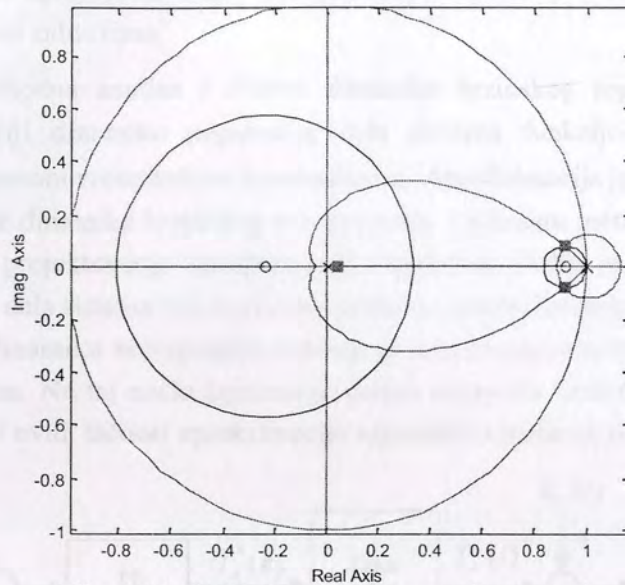
Na slici 4.9.3 prikazane su krive prigušenja $\zeta = 0.707$ i nepriugušene prirodne učestanosti $\omega_n = 190 \text{ rad/s}$ u Z-ravni, u čijem se preseku nalazi zadati položaj dominantnih polova $z_{1,2}$ brzinskog servo pogona.



Slika 4.9.4. GMK za funkciju diskretnog prenosa objekta upravljanja $G_p(z)$

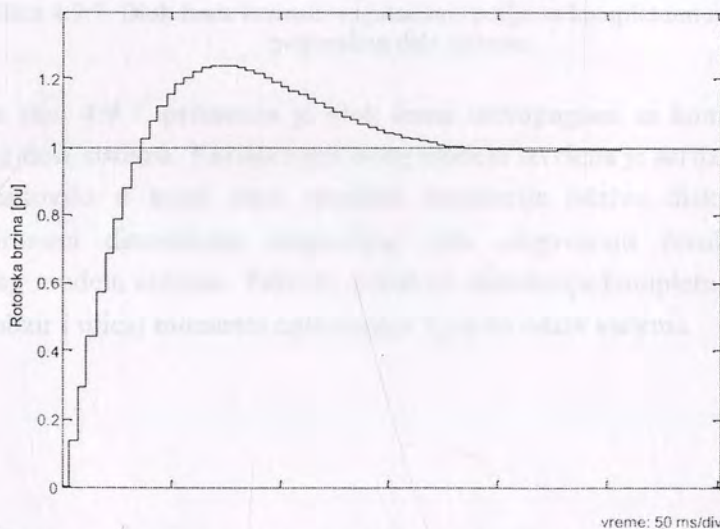
Na slici 4.9.4 prikazano je geometrijsko mesto korena za funkciju diskretnog prenosa objekta upravljanja $G_p(z)$ datu u jednačini (4.9.2), koja predstavlja model

pogonskog dela sistema i inercije asinhronog motora. Primenom metode GMK, dominantni polovi sistema sa slike 4.9.2 pozicioniraju se na položaj $z_{1,2}$ odabran na osnovu zadatog prigušenja i neprigušene prirodne učestanosti polova



Slika 4.9.5. GMK sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi sa projektovanim PI regulatorom brzine

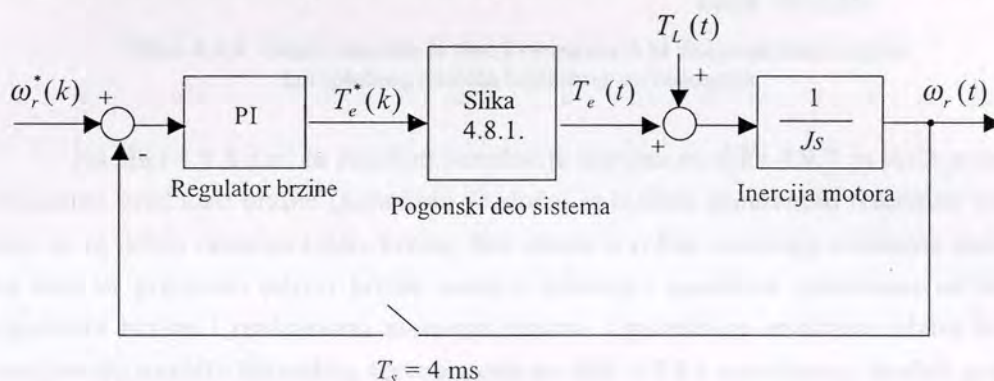
Na slici 4.9.5 prikazano je geometrijsko mesto korena brzinskog servopogona, za parametre PI regulatora brzine $K_{\omega 1} = 2.51$ i $K_{\omega 2} = 0.922$, određene upotrebom metode GMK. Analizom slike 4.9.5 može se zaključiti da se upotrebom PI regulatora sa parametrima $K_{\omega 1} = 2.51$ i $K_{\omega 2} = 0.922$ dominantni polovi sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi pozicioniraju na željeni položaj u Z ravni.



Slika 4.9.6. Odziv diskretnog modela brzinskog servoa na step pobudu

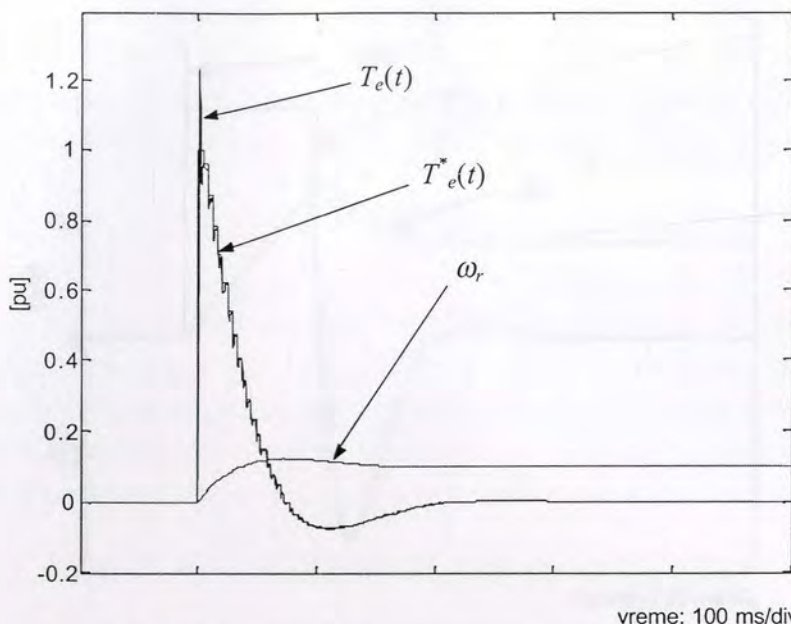
Na slici 4.9.6 prikazan je rezultat simulacije odziva diskretnog modela brzinskog servopogona, čiji je raspored polova u zatvorenoj povratnoj sprezi dat na slici 4.9.5. Analizom simuliranog odziva može se zaključiti da projektovani PI regulator brzine obezbeđuje aperiodični odziv sa vremenom uspona $t_r = 40$ ms, što je u skladu sa postavljenim zahtevima.

Prethodna analiza i sinteza dinamike brzinskog regulatora zasnivala se na aproksimaciji dinamike pogonskog dela sistema funkcijom prenosa prvog reda, okarakterisanom vremenskom konstantom τ_e . Aproksimacija je omogućila jednostavnije modeliranje dinamike brzinskog servopogona, i primenu metode geometrijskog mesta korena za projektovanje kaskadnog PI regulatora. Pošto je aproksimacija dinamike pogonskog dela sistema bila korišćena prilikom sinteze brzinskog regulatora, neophodno je ispitati dinamiku servopogona u kome je simulirana kompletna struktura pogonskog dela sistema. Na taj način ispitana je realna dinamika brzinskog regulatora. Takođe, omogućen i uvid tačnost aproksimacije regulatora momenta modelom prvog reda.



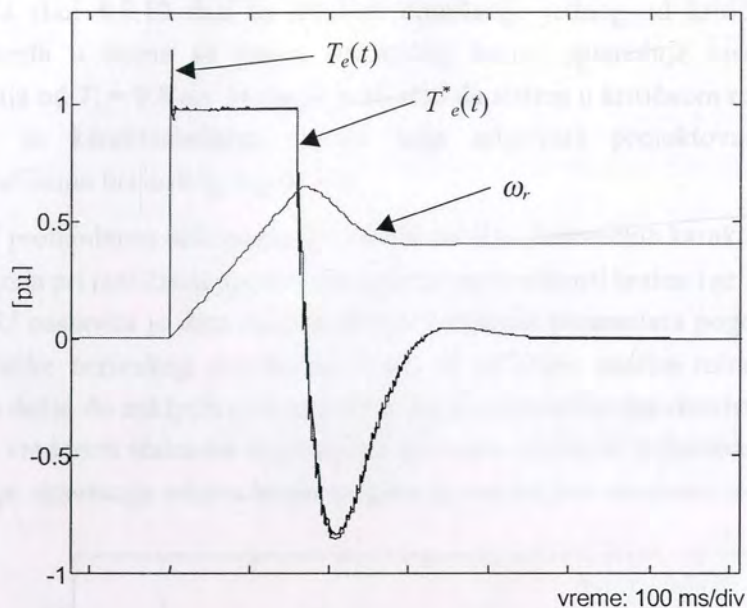
Slika 4.9.7. Blok šema brzinske regulacione petlje sa kompletnim modelom pogonskog dela sistema

Na slici 4.9.7. prikazana je blok šema servopogona sa kompletnim modelom pogonskog dela sistema. Korišćenjem ovog modela izvršena je serija eksperimenata, da bi se ustanovilo u kojoj meri rezultati simulacije odziva diskretnog modela sa aproksimiranom dinamikom pogonskog dela odgovaraju rezultatima simulacije kompletnog modela sistema. Takođe, prilikom simulacije kompletnog modela pogona uzet je u obzir i uticaj momenta opterećenja $T_L(t)$ na odziv sistema.



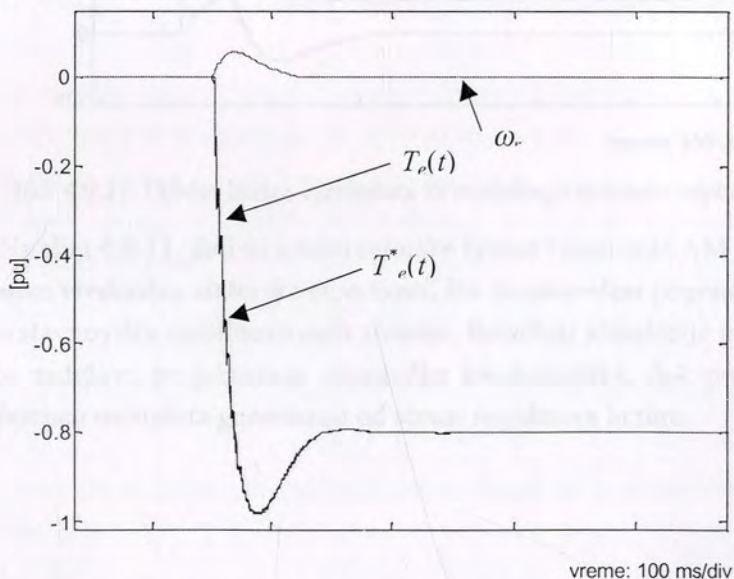
Slika 4.9.8. Odziv rotorske brzine i momenta AM dobijeni simulacijom kompletnog modela brzinskog servopogona

Na slici 4.9.8 dati su rezultati simulacije sistema sa slike 4.9.7 za male promene referentne vrednosti brzine (simuliran je slučaj sa malom promenom reference brzine, kako bi se dobio linearan odziv brzine, bez ulaska u režim zasićenja momenta motora). Na slici su prikazani odzivi brzine motora, reference momenta generisane od strane regulatora brzine i realizovani momenat motora. Uporednom analizom odziva brzine kompletnog modela brzinskog servopogona na slici 4.9.8 i uprošćenog modela pogona na slici 4.9.6 može se zaključiti da postoji visok nivo slaganja, odakle sledi da je moguće koristiti aproksimativni model prvog reda za pogonski deo sistema projektovanja servopogona. Analizom talasnih oblika referentne i realizovane vrednosti momenta na slici 4.9.8 može se zaključiti da pogonski deo sistema prati zadatu referentnu vrednost sa vremenskim kašnjenjem koje odgovara kašnjenju ekvivalentnog modela $\tau_e=800 \mu\text{s}$.



Slika 4.9.9. Odstziv brzine i momenta AM za veliku promenu reference brzine

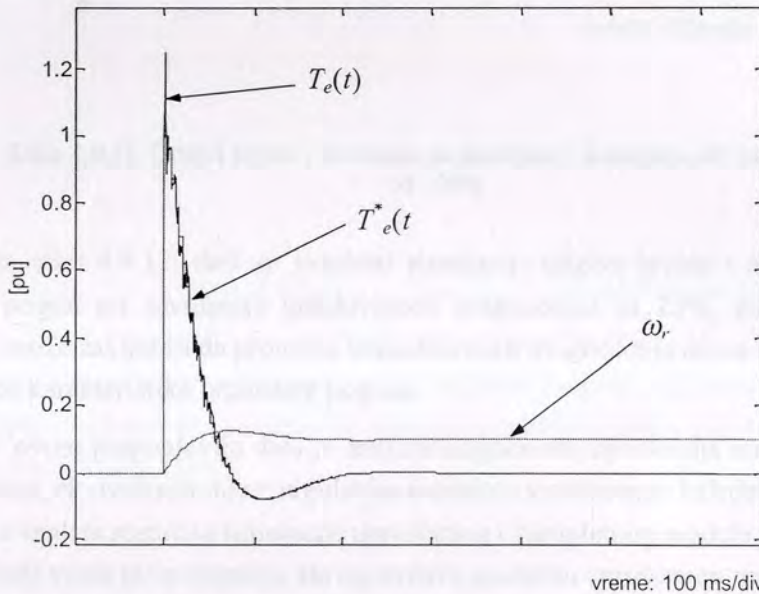
Slika 4.9.9 sadrži rezultate simulacije kompletnog modela pogona pri velikoj promeni referentne vrednosti brzine. U navedenom slučaju postoje dve faze odziva: prvi deo, u kome je moment pogona limitiran na nominalnoj vrednosti, usled čega dolazi do nelinearnog izobličenja odziva brzine (odziv ima oblik prave linije); i drugi deo, u kome je odziv brzine linearan, pošto vrednost momenta nije limitirana. Analizom odziva brzine u linearnom delu može se zaključiti da i pri višim brzinama pogon zadržava projektovane dinamičke karakteristike.



Slika 4.9.10. Odstziv brzine i momenta AM za opterećenje sa $T_L = 0.8$ pu pri nultoj brzini pogona

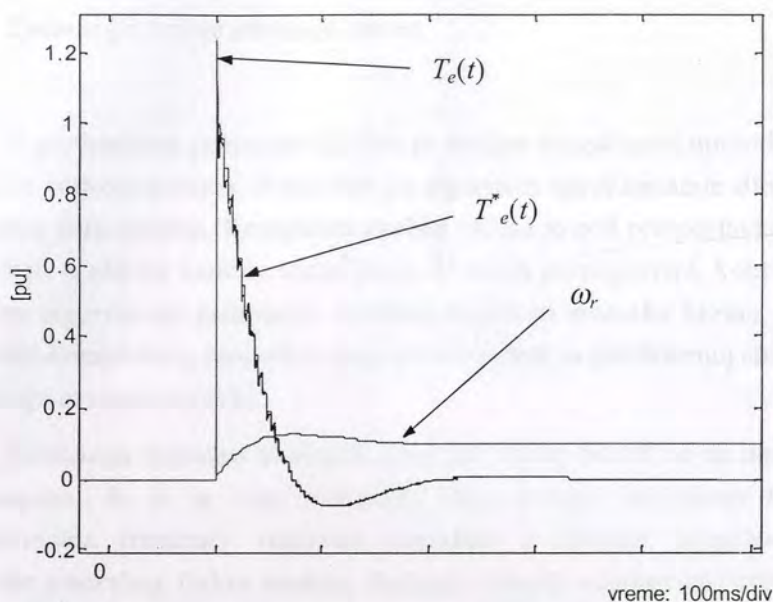
Na slici 4.9.10 dati su rezultati simulacije jednog od kritičnih režima rada, eksperimenta u kome se pogon pri nultoj brzini opterećuje visokim momentom opterećenja od $T_L = 0.8$ pu. Može se zaključiti da sistem u kritičnom režimu funkcioniše stabilno, sa karakteristikom odziva koja odgovara projektovanim dinamičkim karakteristikama brzinskog regulatora.

U prethodnom delu poglavlja data je analiza dinamičkih karakteristika brzinskog servopogona pri različitim promenama referentne vrednosti brzine i prilikom opterećenja pogona. U nastavku je data analiza uticaja varijacija parametara pogona na dinamičke karakteristike brzinskog regulatora. Pošto se prilikom analize robusnosti regulatora momenta došlo do zaključka da najveći uticaj na dinamičke karakteristike pogona imaju promena vrednosti statorske otpornosti i promena vrednosti induktivnosti magnećenja, izvršena je simulacija odziva brzine pogona sa variranjem vrednosti ova dva parametra.



Slika 4.9.11. Odzivi brzine i momenta za razdešenje statorske otpornosti od -25%

Na slici 4.9.11. dati su odzivi rotorske brzine i momenta AM za brzinski pogon sa razdešenom vrednošću statorske otpornosti, što za *sensorless* pogone predstavlja kritičan režim sa stavnovišta stabilnosti rada sistema. Rezultati simulacije potvrđuju da brzinski regulator zadržava projektovane dinamičke karakteristike, dok pogonski deo sistema prati referencu momenta generisanu od strane regulatora brzine.



Slika 4.9.12. Odzivi brzine i momenta za razdešenje induktivnosti magnećenja od -25%

Na slici 4.9.12. dati su rezultati simulacije odziva brzine i momenta AM za brzinski pogon pri smanjenju induktivnosti magnećenja za 25%, gde se na osnovu rezultata može zaključiti da promena induktivnosti magnećenja nema izraženi uticaj na dinamičke karakteristike brzinskog pogona.

U ovom potpoglavlju data je analiza mogućnosti uprošćenja modela pogonskog dela sistema, ekvivalentiranjem regulatora momenta sistemom sa kašnjenjem prvog reda. Uporedna analiza rezultata simulacije uprošćenog i kompletnog modela pogona pokazala je da postoji visok nivo slaganja, što opravdava upotrebu uprošćenog modela pogonskog dela sistema prilikom projektovanja servopogona. Takođe, u poglavlju je dat prikaz projektovanja jedne o mogućih struktura brzinskog servopogona, realizovane korišćenjem kaskadnog PI regulatora. Parametri regulatora izvedeni su na osnovu zahtevanih dinamičkih karakteristika odziva brzine. Korišćenjem rezultata simulacije ispitane su dinamičke karakteristike kompletnog modela sistema, za različite uslove rada pogona. Kompletna analiza izvršena je pod pretpostavkom da se rotorska brzina meri u okviru pogona.

U narednom potpoglavlju dat je prikaz algoritma za estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine.

4.9.2. Estimacija brzine obrtanja rotora

U prethodnom potpoglavlju data je analiza mogućnosti upotrebe DTC pogona u brzinskim servopogonima. Predložen je algoritam aproksimacije dinamičkog modela pogonskog dela sistema. Kompletna analiza vršena je pod pretpostavkom da se rotorska brzina meri u okviru konture upravljanja. U ovom potpoglavlju, kontura upravljanja je proširena algoritmom estimacije trenutne vrednosti rotorske brzine, koji omogućava realizaciju kompletnog *sensorless* pogona baziranog na predloženoj strukturi za direktno upravljanje momentom AM.

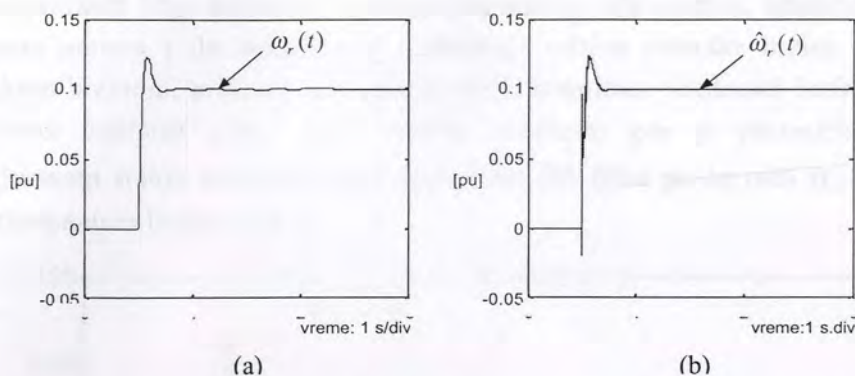
Estimacija trenutne vrednosti rotorske brzine bazira se na osnovnom principu rada pogona, da je u svim režimima rada motora učestanost klizanja direktno proporcionalna trenutnoj vrednosti momenta i obrnuto proporcionalna kvadratu amplitude rotorskog fluksa motora. Relacija između učestanosti klizanja, momenta i kvadrata amplitude rotorskog fluksa data je u jednačini

$$\omega_s = \frac{2}{3p} \frac{R_r}{|\Psi_{\alpha\beta r}|^2} \hat{T}_e. \quad (4.9.3)$$

Korišćenjem jednačine (4.9.3), a na osnovu estimiranih vrednosti momenta i rotorskog fluksa, moguće je estimirati trenutnu vrednost učestanosti klizanja motora ω_s . Pošto je poznata vrednost učestanosti polja ω_e , koju generiše regulator momenta i preko koje se upravlja trenutnom vrednošću momenta, rotorsku brzinu je moguće estimirati korišćenjem sledećeg izraza

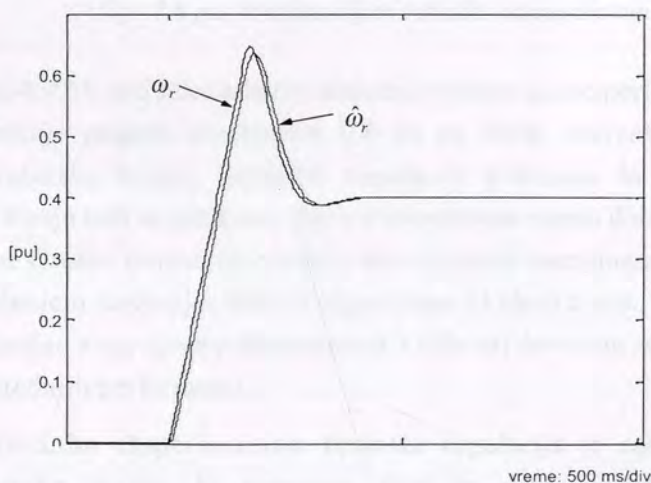
$$\omega_r(t) = \omega_e(t) - \omega_k(t) = \omega_e(t) - \frac{2}{3p} \frac{R_r}{|\Psi_{\alpha\beta r}|^2} \hat{T}_e. \quad (4.9.4)$$

U cilju ispitivanja statičkih i dinamičkih karakteristika predložene metode za estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine, ponovljeni su simulacioni eksperimenti sa slika 4.9.8-4.9.10. Naime, struktura na slici 4.9.7 (kaskadni PI regulator brzine i DTC pogonski deo) proširena je algoritmom za estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine (4.9.4.). U nastavku su dati rezultati simulacija, gde su paralelno prikazani odzivi merene vrednosti rotorske brzine (preko koje je zatvorena povratna sprega) i estimirane vrednosti brzine.



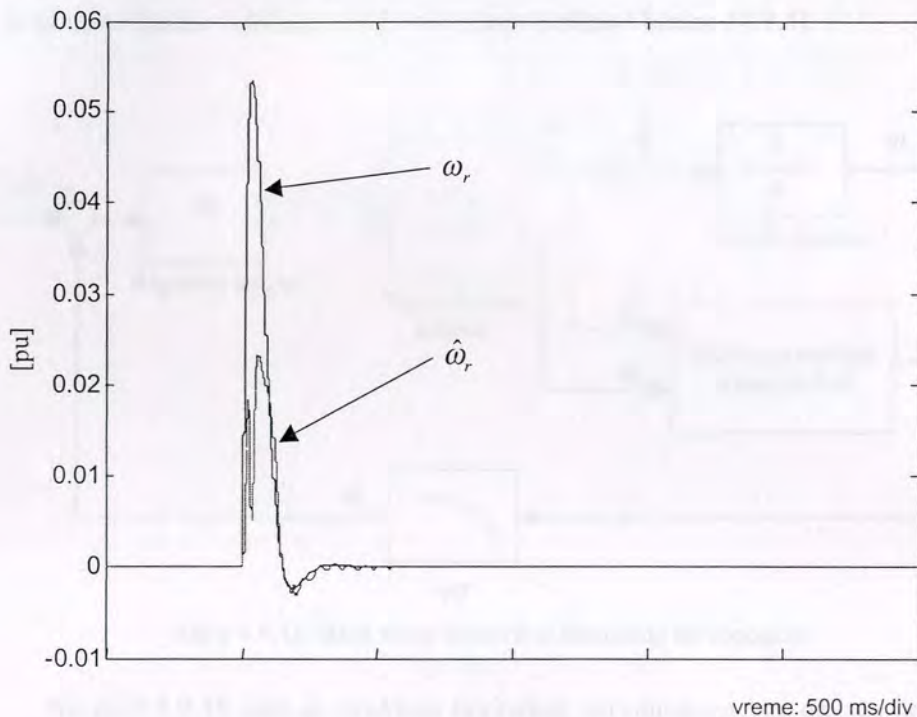
Slika 4.9.13. Rezultati simulacije sistema sa slike 4.9.7. za male promene brzine, (a) realna, odnosno, (b) estimirana vrednost brzine

Slika 4.9.13 sadrži odzive (a) merene, odnosno, (b) estimirane vrednosti rotorske brzine sistema sa slike 4.9.7. Može se zaključiti da estimirana vrednost sa malom statičkom i dinamičkom greškom prati merenu vrednost brzine. Takođe, algoritam za estimaciju brzine pojačava merni, odnosno, kvantizacioni šum, što se ispoljava kroz visokofrekventnu komponentu superponiranu estimiranoj vrednosti brzine. Otuda, slično rešenju predloženom u [F4], neophodno je estimiranu vrednost rotorske brzine (4.9.4) propustiti kroz filtar prvog reda, statičkog pojačanja 1 i vremenske konstante τ_ω , gde je vremenska konstanta τ_ω odabrana je tako da bude 5-10 puta manja od dominantne vremenske konstante brzinskog servopogona u kome se implementira estimator brzine. Odabrana je vrednost $\tau_\omega = 10$ ms, kako bi uticaj filtra na dinamiku servopogona bio zanemarljiv.



Slika 4.9.14. Rezultati simulacije sistema sa slike 4.9.7 za velike promene reference brzine sa estimacijom rotorske brzine motora

Na slici 4.9.14 prikazani su rezultati simulacije, za veliku promenu reference brzine, prilikom čega dolazi do zasićenja pogonskog dela sistema, limitiranja izlaznog momenta motora i do nelinearnog izobličenja odziva rotorske brzine. Zajedno sa rotorskom brzinom, prikazan je i talasni oblik estimirane vrednosti brzine. Sledi, da estimirana vrednost brzine prati stvarnu vrednost, gde je dinamička greška u tranzijentnom stanju prouzrokovana upotrebom NF filtra prvog reda ($\tau_\omega = 10$ ms) na izlazu estimatora brzine (4.9.4).



Slika 4.9.15. Rezultati simulacije sistema sa slike 4.9.7 za opterećenje pogona sa $T_L = 0.8$ pu, sa estimacijom rotorske brzine motora

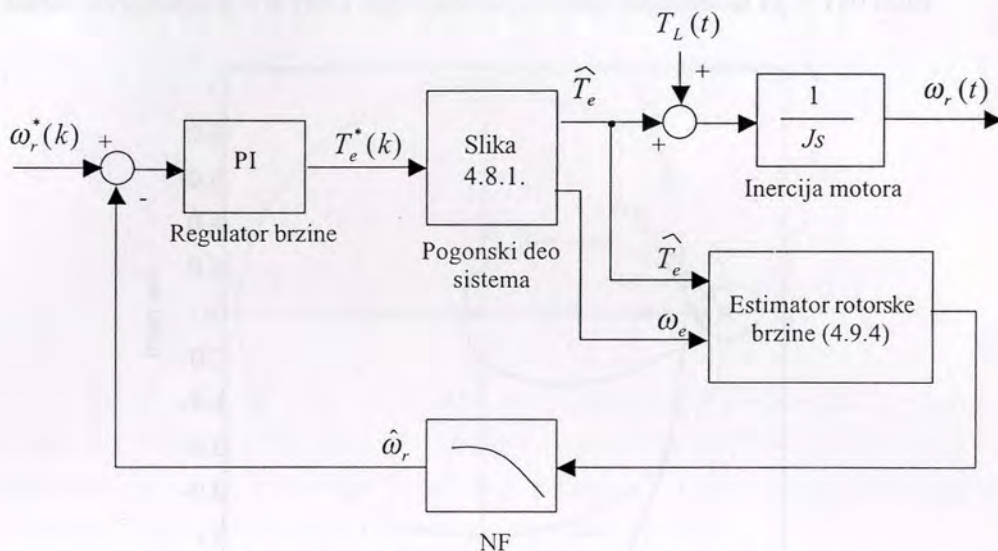
Na slici 4.9.15 dati su rezultati simulacije sistema za eksperiment isti kao na slici 4.9.10, opterećenje pogona momentom 0.8 pu za nultu referentnu brzinu, proširen estimatorom rotorske brzine. Rezultati simulacije pokazuju da estimator brzine u tranzijentnom stanju radi sa greškom, dok u stacionarnom stanju dobro estimira vrednost rotorske brzine. Greška estimacije brzine u tranzijentnim stanjima mogla bi se značajno smanjiti korišćenjem složenijih MRAS algoritama. U okviru teze, usvojena je metoda (4.9.4) prevashodno zbog njene jednostavnosti, i tačnosti dovoljne za *sensorless* brzinske servopogone srednjih performansi.

U prethodnim eksperimentima brzinska regulacija je zatvarana po stvarnoj vrednosti rotorske brzine. U nastavku, data je struktura *sensorless* brzinskog

servopogona, u kome se kontura regulacije zatvara po estimiranoj vrednosti rotorske brzine.

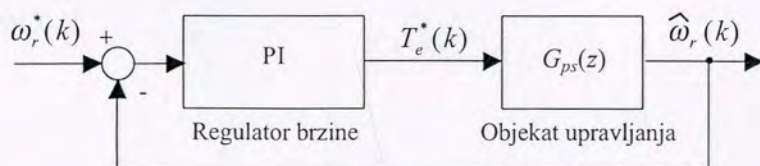
4.9.3. Struktura sensorless brzinskog servopogona

Brzinski sensorless pogon je realizovan proširenjem sistema sa slike 4.9.7, tako što je za upravljačku veličinu uzeta estimirana vrednost brzine (4.9.4).



Slika 4.9.16. Blok šema *sensorless* brzinskog servopogona

Na slici 4.9.16 data je struktura brzinskog servopogona bez davača na osovini motora. Procedura projektovanja vrednosti parametara PI regulatora slična je proceduri opisanoj u potpoglavlju 4.9.1. Naime, sinteza regulatora sprovedena je korišćenjem uprošćenog modela sistema sa slike 4.9.16. U okviru uprošćenog modela, dinamika estimatora brzine modelovana je dinamikom NF filtra prvog reda, upotrebljenog za filtriranje izlaza estimatora (4.9.4).

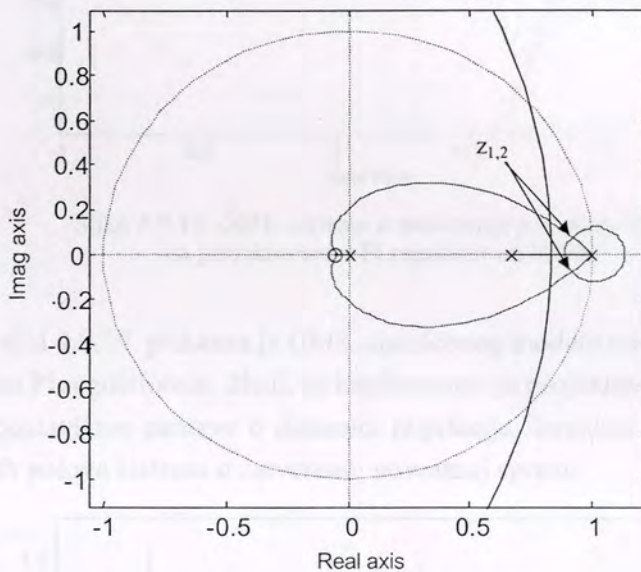


Slika 4.9.17. Ekvivalentni diskretni model sistema sa slike 4.9.16

Slika 4.9.17 sadrži prikaz ekvivalentnog diskretnog modela *sensorless* brzinskog servopogona, gde je diskretna funkcija prenosa objekta upravljanja definisana izrazom

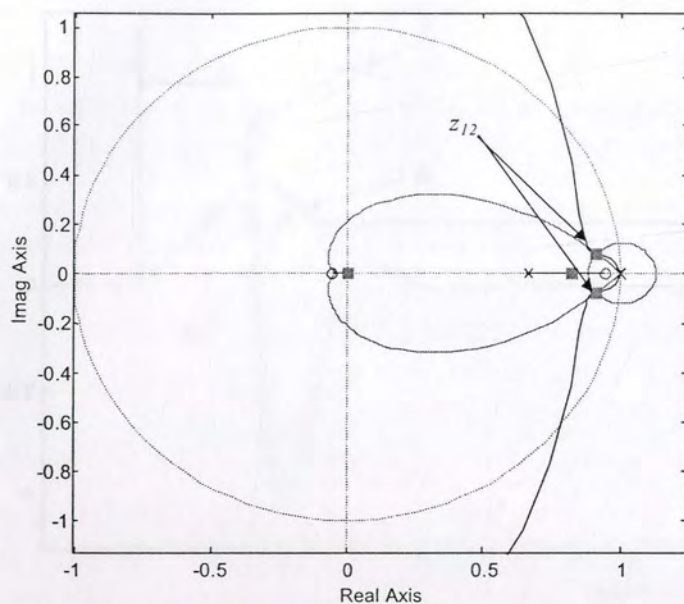
$$G_{ps}(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{sT_s}}{s} \left(\frac{1}{J_s} \frac{1}{(s\tau_e + 1)} \frac{1}{(s\tau_\omega + 1)} \right) \right\} \Bigg|_{T_s = 4ms} . \quad (4.9.5)$$

Procedura projektovanja regulatora ekvivalentna je postupku primenjenom u poglavlju 4.9.1, sa jedinom razlikom u obliku funkcije prenosa objekta upravljanja. Osnovni zahtev prilikom projektovanja PI regulatora sastoji se u definisanju zakona upravljanja koji će obezbediti da dominantni polovi konture, dati na slici 4.9.3, imaju faktor prigušenja $\zeta = 0.707$ i neprigušenu prirodnu učestanost $\omega_n = 190$ rad/s.



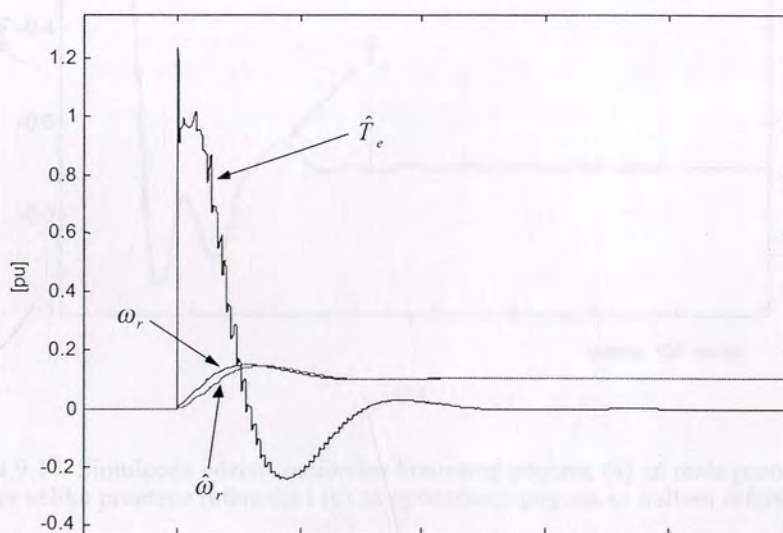
Slika 4.9.18. GMK za funkciju diskretnog prenosa objekta upravljanja $G_{ps}(z)$

Slika 4.9.18. sadrži prikaz geometrijskog mesta korena funkcije prenosa objekta upravljanja $G_{ps}(z)$, zajedno zahtevanim položajem dominantnih polova sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi. Primenom metode GMK dobijene su sledeće vrednosti parametara regulatora, koje obezbeđuju željenu dinamiku konture upravljanja: $K_{\omega_1} = 1.32$ i $K_{\omega_2} = 0.945$.



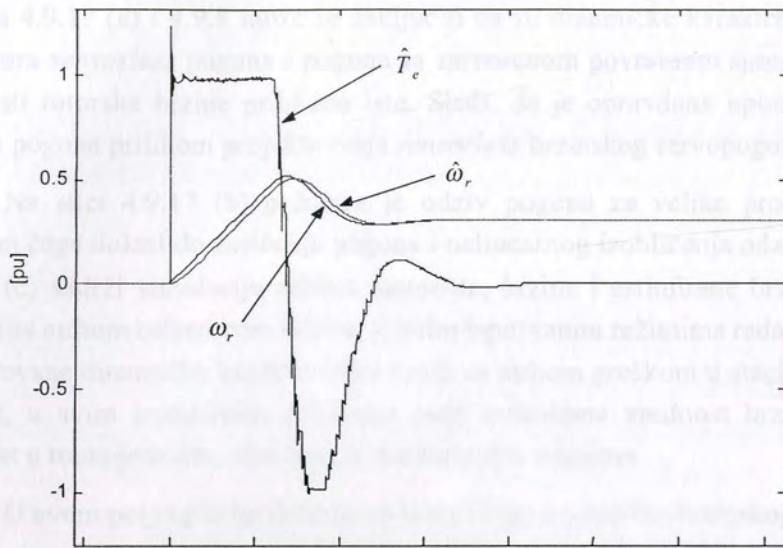
Slika 4.9.19. GMK sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi sa projektovanim PI regulatorom brzine

Na slici 4.9.19. prikazan je GMK uprošćenog modela *sensorless* servopogona, sa realizovanim PI regulatorom. Sledi, da implementacija projektovanog zakona upravljanja ispunjava postavljene zahteve o dinamici regulacije, izražene kroz zahtevani položaj dominantnih polova sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi.



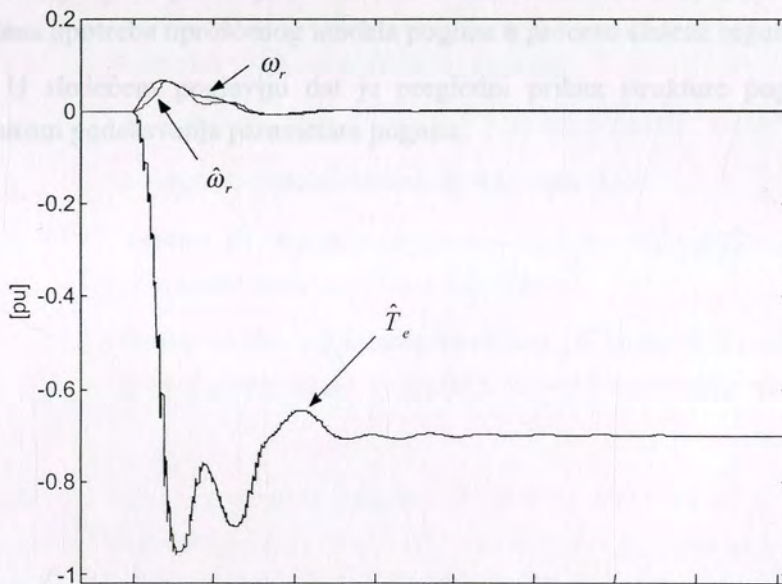
vreme: 100 ms/div

(a)



vreme: 100 ms/div

(b)



vreme: 100 ms/div

(c)

Slika 4.9.17. Simulacija odziva *sensorless* brzinskog pogona, (a) za male promene reference, (b) za velike promene reference i (c) za opterećenje pogona sa nultom referencom brzine

Na slici 4.9.17 prikazani su rezultati simulacije sistema sa slike 4.9.16 pri različitim režimima rada pogona. Slika 4.9.17(a) sadrži rezultate simulacije odziva *sensorless* pogona za male promene reference brzine. Uporednom analizom odziva na

slikama 4.9.17 (a) i 4.9.8 može se zaključiti da su dinamičke karakteristike brzinskog regulatora *sensorless* pogona i pogona sa zatvorenim povratnom spregom po merenoj vrednosti rotorske brzine približno iste. Sledi, da je opravdana upotreba uprošćenog modela pogona prilikom projektovanja *sensorless* brzinskog servopogona.

Na slici 4.9.17 (b) prikazan je odziv pogona za velike promene reference, prilikom čega dolazi do zasićenja pogona i nelinearnog izobličenja odziva brzine. Slika 4.9.17 (c) sadrži simulacije odziva momenta, brzine i estimirane brzine opterećenja pogona sa nultom referencom brzine. U svim ispitivanim režimima rada sistem zadržava projektovane dinamičke karakteristike i radi sa nultom greškom u stacionarnom stanju. Takođe, u svim ispitivanim režimima rada estimirana vrednost brzine prati realnu vrednost u tranzijentnim, odnosno, u stacionarnim stanjima.

U ovom potpoglavlju definisana je struktura *sensorless* brzinskog pogona u kome se povratna veza zatvara po estimiranoj vrednosti brzine motora. Simuliran je odziv kompletnog modela *sensorless* pogona, gde dobijeni rezultati pokazuju da projektovani regulator ispunjava postavljene zahteve. Takođe, rezultati simulacije potvrđuju da je opravdana upotreba uprošćenog modela pogona u procesu sinteze regulatora.

U sledećem poglavlju dat je pregledni prikaz strukture pogona zajedno sa procedurom podešavanja parametara pogona.

5. PREGLEDNI PRIKAZ PROCEDURE PODEŠAVANJA VREDNOSTI PARAMETARA REGULATORA

U okviru ovog rada definisana je kompletna struktura algoritma za direktno upravljanje asinhronog motora. Ona se sastoji iz više kontura upravljanja, estimacija i zaštita, koji zajedno čine strukturu pogona sa raspregnutim upravljanjem momentom i fluksom AM. Osnovna struktura pogona, data na slici 4.8.1, sastoji se iz sledećih celina:

- estimator statorskog i rotorskog fluksa u formi opserversa sa zatvorenom povratnom spregom po trenutnoj vrednosti rotorskog fluksa;
- regulator statorskog fluksa, sa *feed-forward* dejstvom po referentnoj vrednosti statorskog fluksa, koji kao upravljačku veličinu koristi trenutnu vrednost statorskog napona;
- blok za kompenzaciju efekta “mrtvog vremena” naponskog invertora;
- estimator trenutne vrednosti momenta AM;
- linearni PI regulator momenta, koji kao upravljačku veličinu koristi učestanost reference rotorskog fluksa;
- limiter izlaza regulatora momenta, u kome je kriterijum limitiranja definisan trenutnom vrednošću amplitude statorske struje.

Osnovnu strukturu pogona moguće je proširiti algoritmom za slabljenje polja. Takođe, pogon za direktno upravljanje AM moguće je implementirati kao izvršni organ u okviru različitih kontura upravljanja. U okviru teze prikazana je struktura *sensorless* brzinskog servopogona.

U nastavku dat je pregledni prikaz procedura za podešavanje vrednosti parametara regulatora, opisane u prethodnim poglavljima teze.

5.1. *Podešavanje proporcionalnog dejstva regulatora fluksa*

U toku procesa određivanja vrednosti parametara pogona, prvo se podešava vrednost proporcionalnog dejstva regulatora statorskog fluksa. U okviru poglavlja 4.1, data je struktura regulatora fluksa prikazana na slici 4.1.1. Pored strukture, definišu su i vrednosti parametara regulatora fluksa, koji se sastoji od proporcionalnog dejstva K_p i *feed-forward* dejstva po statorskoj struji, odnosno, po referentnoj vrednosti elektromotorne sile. Sa stanovišta sinteze, neophodno je odrediti vrednost parametra K_p , dok su ostali parametri u okviru regulatora fluksa definisani ili kao parametri motora (statorska otpornost) ili kao unutrašnje promenljive upravljačkog algoritma (referentna vrednost statorskog fluksa i njena učestanost).

Prilikom određivanja vrednosti proporcionalnog dejstva regulatora fluksa K_p , kao kriterijumska funkcija korišćen je faktor prigušenja dominantnih polova modela sistema na slici 4.5.1. Naime, u cilju dobijanja prigušenog odziva statorskog fluksa sa minimalnim preskokom, odabrana je vrednost proporcionalnog dejstva K_p za koju dominantni polovi regulatora statorskog fluksa imaju faktor relativnog prigušenja $\zeta = 0.707$. Treba napomenuti da je, prilikom modelovanja sistema regulatora fluksa i određivanja spektra korena njegove karakteristične jednačine, motor modelovan u radnoj tački sa nominalnim rotorskim fluksom, nultom referentnom vrednošću momenta, vrednosti učestanosti polja $\omega_e = 0.5$ pu i pri vrednosti parametra estimatora $G = 0$. Perioda odabiranja regulatora fluksa ima vrednost $T_s = 200 \mu s$.

5.2. *Podešavanje vrednosti pojačanja estimatora fluksa*

U prethodnom potpoglavlju dat je pregled procedure podešavanja vrednosti parametara regulatora fluksa. Pošto je regulacija fluksa realizovana korišćenjem estimirane vrednosti statorskog fluksa, sledeći korak u sintezi DTC algoritma sastoji se u određivanju vrednosti pojačanja estimatora G . Naime, u okviru teze korišćena je struktura estimatora statorskog i rotorskog fluksa u formi opserversa, sa zatvorenom povratnom spregom po estimiranoj vrednosti rotorskog fluksa (4.3.3)-(4.3.4), u kojoj parametar G predstavlja pojačanje opserversa fluksa. Osnovna funkcija opserversa sastoji se u povećanju robusnosti pogona u odnosu na nelinearna izobličenja statorskog napona (izazvana neidealnim karakteristikama naponskog invertora) i u odnosu na varijacije vrednosti statorske otpornosti. Otuda, osnovni kriterijum za izbor vrednosti parametra G

predstavlja mera dozvoljene varijacije vrednosti statorske otpornosti pri kojoj regulator fluksa, tj. kompletan pogon, treba da ostane stabilan.

Na slici 4.5.6. dati su rezultati analize stabilnosti regulatora fluksa za $G = 0$, gde je pokazano da pri neznatnom smanjenju vrednosti statorske otpornosti sistem postaje nestabilan. Na slici 4.5.7. dati su rezultati iste analize, za $G > 0$ ($= 100$), gde je pokazano da se povećanjem vrednosti parametra G povećava i dozvoljeni opseg varijacija vrednosti statorske otpornosti pri kojima sistem ostaje stabilan.

Odabrani kriterijum za izbor vrednosti G obezbeđuje stabilan rad regulatora fluksa pri varijacijama statorske otpornosti u opsegu $\pm 25\%$. Ispitivanje stabilnosti izvršeno je analizom spektra polova modela regulatora statorskog fluksa, datog na slici 4.1.1. Model je izveden za radnu tačku motora definisanu nominalnim rotorskim fluksom, nultom referencom momenta i učestanošću polja $\omega_e = 0.5$ pu.

5.3. *Podešavanje vrednosti parametara regulatora momenta*

Posle podešavanja vrednosti parametra estimatora fluksa, potrebno je odrediti i vrednosti parametara regulatora momenta. Regulator momenta ima strukturu kaskadnog PI regulatora, čije se vrednosti parametara određuju korišćenjem metode GMK. Naime, struktura regulacije momenta bazira se na upotrebi učestanosti polja ω_e kao upravljačke veličine, gde se povećavanjem ω_e povećava se vrednost momenta i obrnuto. Otuda, definisan je linearizovani model pogona u odabranoj radnoj tački, na osnovu koga je izvedena funkciju prenosa zavisnosti momenta i trenutne vrednosti učestanosti polja. Korišćenjem linearizovanog modela (4.6.12)-(4.6.13), definiše se uprošćeni model sistema za regulaciju momenta (slika 4.6.2) sa kaskadnim PI regulatorom. Parametri regulatora momenta određuju se korišćenjem metode GMK, koja se zasniva na izboru položaja dominantnih polova konture upravljanja. Položaj dominantnih polova odabran je na osnovu zahteva da potrebno je projektovati regulator momenta koji je 2-3 puta sporiji od unutrašnje regulacione petlje po vrednosti statorskog fluksa. Odabrani su dominantni polovi sa faktorom relativnog prigušenja $\zeta = 0.7$ i neprigušenom prirodnom učestanošću $\omega_n = 2\pi 500$ r/sec, što odgovara propusnom opsegu sistema od 500 Hz. Korišćenjem metode GMK, određene su vrednosti parametara regulatora momenta (4.6.11) K_{T1} i K_{T2} , koje obezbeđuju da dominantni polovi sistema za regulaciju momenta budu na željenom položaju u Z-ravni. Treba napomenuti da je sistem modelovan za radnu tačku definisanu nominalnom vrednošću rotorskog fluksa, polovinom nominalne

vrednosti rotorske brzine i polovinom vrednosti reference momenta. Perioda odabiranja regulatora momenta jednaka je $T_s = 200 \mu s$.

5.4. Podešavanje vrednosti ostalih parametara u okviru algoritma za upravljanje momentom AM

U prethodna tri poglavlja definisane su procedure određivanja vrednosti parametara kontrolera i estimatora koji ulaze u sastav algoritma za upravljanje momentom i fluksom AM. Pored upravljačkih i estimacionih blokova, sistem se sastoji i od sledećih celina:

- generatora reference statorskog fluksa;
- kompenzatora efekta “mrtvog vremena”;
- limitera izlaza regulatora momenta.

Generisanje reference statorskog fluksa podrazumeva određivanje njene učestanosti, ugla i amplitude. Učestanost referentnog vektora statorskog fluksa direktno je određena kao izlazna veličina regulatora momenta, dok je ugao reference dobijen integracijom učestanosti. Kompletan algoritam proračuna amplitude referentnog vektora fluksa dat je u poglavlju 4.2. Algoritam omogućava da se referenca statorskog fluksa u definiše u zavisnosti od referentnog vektora rotorskog fluksa i referentne vrednosti momenta AM. Proračun reference statorskog fluksa izvršen je u rotacionom koordinatnom sistemu sinhronom sa referentnim vektorom rotorskog fluksa, gde se reference statorskog fluksa u stacionarnom koordinatnom sistemu računaju korišćenjem inverzne rotacione transformacije.

Algoritam kompenzacije efekta “mrtvog vremena”, prikazan u poglavlju 4.4, zasniva se na poznavanju vrednosti napona jednosmernog međukola naponskog invertora i dužini trajanja “mrtvog vremena” u kolu upravljanja prekidačkih elemenata invertora, na osnovu kojih se estimira vrednost izobličenja statorskog napona. Estimirana izobličenja se kompenzuju primenom *feed-forward* metode.

Algoritam limitera izlaza regulatora momenta opisan je jednačinama (4.7.3)-(4.7.7). Izlaz regulatora momenta limitira se dejstvom člana proporcionalnog premašaju amplitude statorske struje preko dozvoljenog limita. Vrednost proporcionalnog faktora limitera K_{LIM} u (4.7.7) određena je eksperimentalnom metodom.

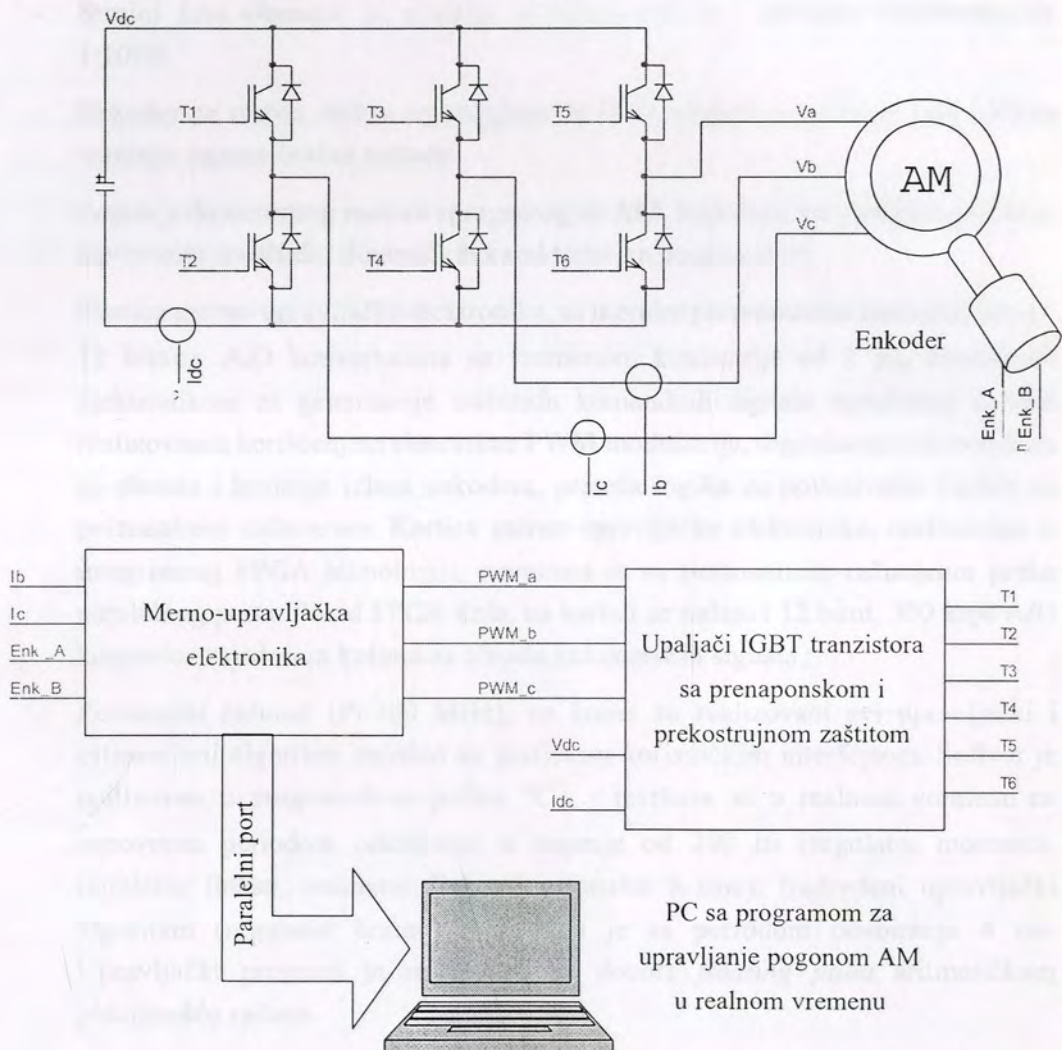
5.5. Podešavanje vrednosti parametara regulatora brzine

U prethodna tri potpoglavlja dat je kratak prikaz procedura određivanja parametara koji definišu pogonski deo algoritma. U ovom poglavlju data je procedura određivanja vrednosti parametara kaskadnog PI regulatora brzine u *sensorless* servopogonu. Struktura brzinskog servopogona data je na slici 4.9.16. Prilikom projektovanja regulatora brzine, korišćen uprošćeni model *sensorless* servopogona, dat na slici 4.9.1. U uprošćenom modelu, pogonski deo algoritma (regulator momenta, regulator fluksa, estimator fluksa) ekvivalentiran je sistemom prvog reda sa jediničnim pojačanjem i vremenskom konstantom τ_e određenom na osnovu rezultata simulacije odziva regulatora momenta. Vrednosti parametara brzinskog regulatora (4.9.1) određeni su korišćenjem metode GMK, kojom se dominantni polovi sistema pozicioniraju na položaj u Z -ravni koji odgovara željenom odzivu sistema. Prilikom projektovanja brzinskog servopogona, postavljeni su zahtevi da odziv brzine bude aperiodičan sa minimalnim prebačajem, i sa propusnim opsegom upravljačkog sistema 10÷30 Hz. Navedeni zahtevi odgovaraju dominantnim polovima sistema sa faktorom relativnog prigušenja $\zeta = 0.707$ i neprigušenim prirodnim oscilacijama $\omega_n = 190$ rad/s. Primenom metode GMK određene su vrednosti parametara brzinskog PI regulatora K_{ω_1} i K_{ω_2} , za koje je analitički pokazano da ispunjavaju postavljene zahteve o dinamici konture upravljanja. Perioda odabiranja regulatora brzine ima vrednost $T_s = 4$ ms.

U narednom poglavlju dat je prikaz eksperimentalnog setapa na kome je testiran algoritam za upravljanje asinhronim motorom, zajedno sa rezultatima eksperimentalnih merenja.

6. EKSPERIMENTALNA PROVERA KVALITETA PONAŠANJA POGONA

Algoritam za direktno upravljanje asinhronim motorom eksperimentalno je verifikovan na laboratorijskom modelu koga čine 7.5 kW četvoropolni motor, 10 kVA trofazni naponski inverter i merno-pretvaračka elektronika, povezana sa personalnim računarnom na kome se izvršava upravljački program.



Slika 6.1. Blok dijagram strukture laboratorijskog modela za ispitivanje karakteristika pogona AM

Na slici 6.1. prikazan je eksperimentalni pogon, koji sadrži:

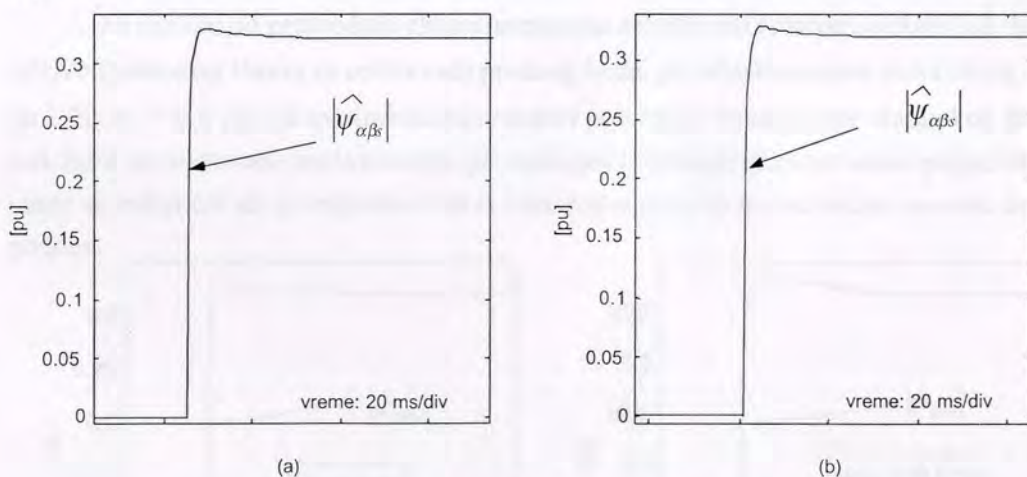
- Četvoropolni asinhroni motor snage 7.5 kW, nominalnog napona 220 V, nominalne učestanosti 50 Hz i nominalne brzine 1500 o/min. Vrednosti parametara modela AM date su u Dodatku;
- Trofazni naponski inverter snage 10 kVA sa IGBT tranzistorima kao prekidačkim elementima, naponom jednosmernog međukola 540 ± 20 V, trajanjem "mrtvog vremena" od $4 \pm 0.5 \mu\text{s}$ i sa realizovanom prekostrujnom i prenaponskom zaštitom;
- Strujni *Lem* elementi sa mernim opsegom ± 25 A i faktorom transformacije 1:1000;
- Enkoder na vratilu AM sa rezolucijom od 1000 impulsa po obrtaju, koji služi za merenje ugaone brzine motora;
- Pogon jednosmernog motora spregnutog sa AM, koji služi kao kočnica prilikom ispitivanja statičkih i dinamičkih karakteristika pogona AM;
- Kartica merno-upravljačke elektronike, sa mernim pretvaračima statorskih struja, 12 bitnim A/D konvertorima sa vremenom konverzije od $2 \mu\text{s}$, digitalnom elektronikom za generisanje trofaznih komandnih signala statorskog napona realizovanih korišćenjem simetrične PWM modulacije, digitalnom elektronikom za obradu i brojanje izlaza enkodera, prateća logika za povezivanje kartice sa personalnim računarom. Kartica merno-upravljačke elektronike, realizovana u integrisanoj FPGA tehnologiji, povezana je sa personalnim računarom preko paralelnog porta. Pored FPGA kola, na kartici se nalazi i 12 bitni, 500 kps A/D konvertor zajedno sa kolima za obradu enkoderskih signala.;
- Personalni računar (PI/300 MHz), na kome su realizovani svi upravljački i estimacioni algoritmi zajedno sa grafičkim korisničkim interfejsom. Softver je realizovan u programskom jeziku "C", i izvršava se u realnom vremenu sa osnovnom periodom odabiranja u trajanju od $200 \mu\text{s}$ (regulator momenta, regulator fluksa, estimator fluksa i estimator brzine). Nadređeni upravljački algoritam (regulator brzine) realizovan je sa periodom odabiranja 4 ms. Upravljački program je realizovan sa *double floating point* aritmetičkom preciznošću računara.

U nastavku, dati su rezultati eksperimenata, tako što su testovi vršeni istim redosledom na koji je izlagana struktura upravljačkog algoritma. Prvo su izvršeni eksperimentalna ispitivanja regulatora statorskog fluksa, u kombinaciji sa estimatorom statorskog fluksa. Zatim je upravljačka struktura proširena sa regulatorom momenta, na koji način je dobijen kompletan pogon AM čije su statičke i dinamičke karakteristike ispitane kroz seriju eksperimentalnih testova. Završna ispitivanja izvršena nad *sensorless* brzinskim pogonom, u kome je kontura upravljanja momenta iskorišćena kao izvršni organ u brzinskoj servopetlji.

6.1. Ispitivanje dinamičkih karakteristika regulatora fluksa

Strukture regulatora i estimatora fluksa, zajedno sa prikazima procedura za podešavanje vrednosti njihovih parametara, date su u poglavljima 4.1-4.5. U poglavlju 4.5 dati su rezultati simulacija odziva regulatora fluksa za različite režime rada regulatora i za varijacije parametara regulatora i pogona. U nastavku, dati su eksperimentalni rezultati odziva regulatora i estimatora fluksa prezentovani redosledom sličnim prikazu rezultata simulacija u poglavlju 4.5.

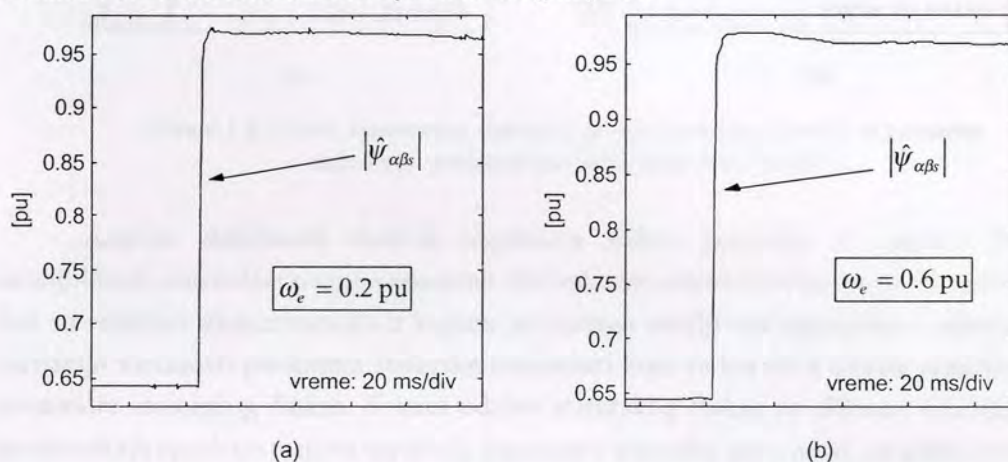
U cilju ispitivanja dinamičkih karakteristika regulatora fluksa, izvršeni su eksperimenti u kojima konturu upravljanja čine regulator i estimator fluksa, dok je regulator momenta isključen, što podrazumeva da je učestanost polja fiksirana na zadatoj vrednosti.



Slika 6.1.1. Odziv statorskog fluksa za zakočeni rotor i za
(a) $\omega_e = 0$ pu i (b) $\omega_e = 0.02$ pu

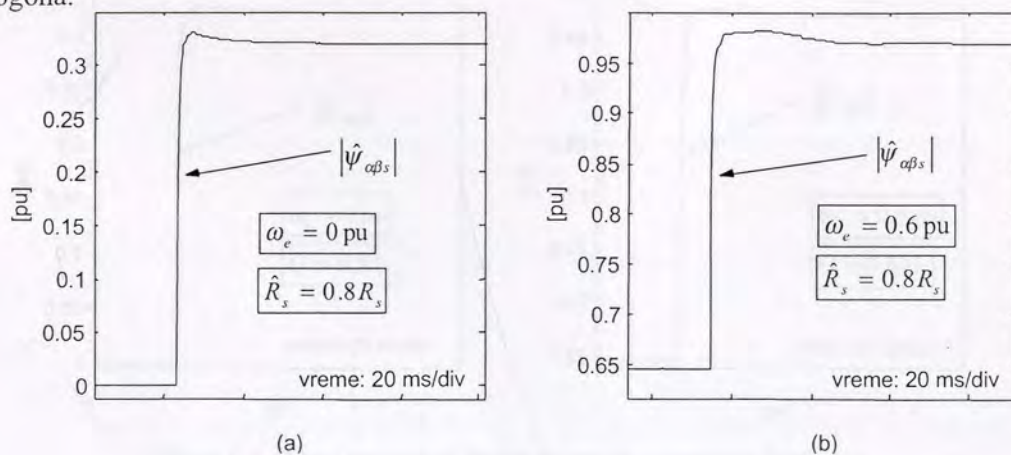
Na slici 6.1.1. prikazani su odzivi amplitude statorskog fluksa za zakočeni rotor, mereni za dve različite vrednosti učestanosti polja ω_e . Eksperiment sa zakočenim rotorom od posebnog je interesa, pošto je stabilnost rada svih *sensorless* algoritama za

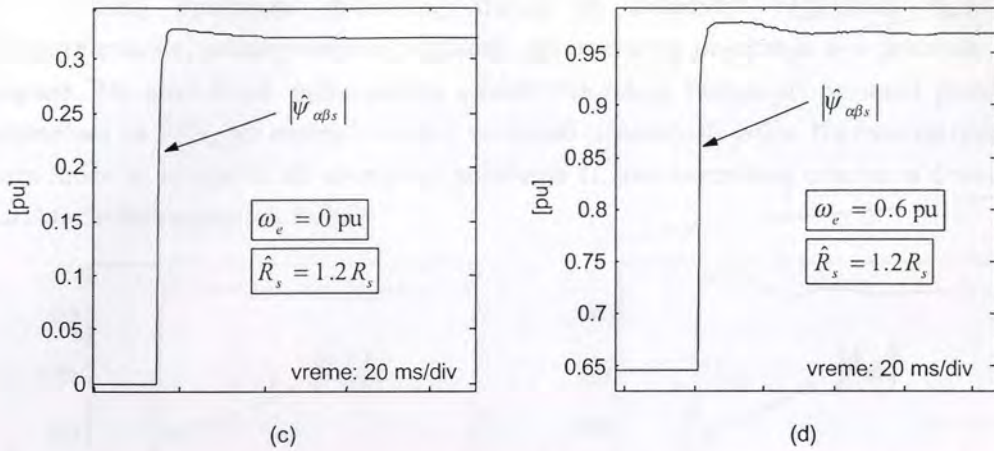
upravljanje AM najviše ugrožena pri niskim brzinama pogona i niskim vrednostima učestanosti polja. Na osnovu snimaka može se zaključiti da je vreme uspona statorskog fluksa $2-3T_s$, sa preskokom manjim od 5%, što odgovara zahtevanim dinamičkim karakteristikama regulatora fluksa. Takođe, može se primetiti da postoji visok nivo slaganja između eksperimentalnih odziva i odziva dobijenih simulacijom pri istom režimu rada pogona. Talasni oblik fluksa je pravilan i bez fluktuacija u stacionarnom stanju, što potvrđuje da je u režimu rada koji je kritičan za *sensorless* algoritme za upravljanje AM (rad na niskim učestanostima polja), regulator fluksa stabilan i robustan u odnosu na nelinearna izobličenja statorskog napona.



Slika 6.1.2. Odziv statorskog fluksa za pogon u praznom hodu i za (a) $\omega_e = 0.2$ pu i (b) $\omega_e = 0.6$ pu

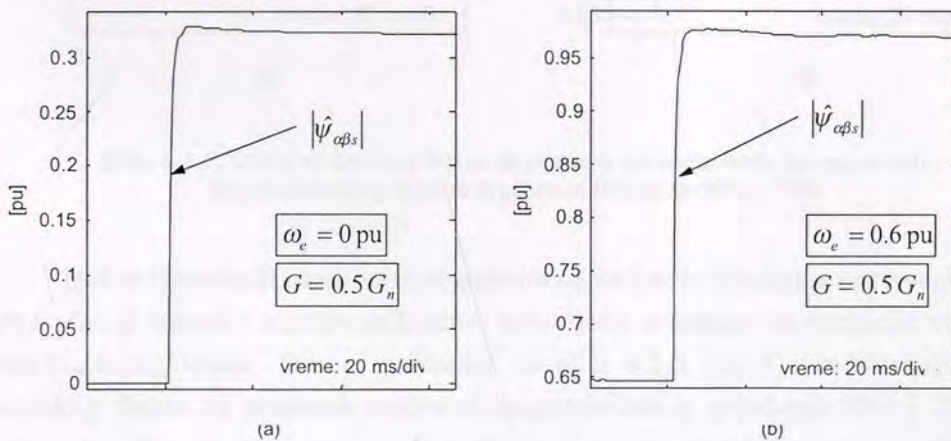
Za razliku od prethodnih eksperimenata sa zakočenim rotorom, slika 6.1.2. sadrži odzive statorskog fluksa za režim rada praznog hoda, pri učestanostima polja (a) $\omega_e = 0.2$ pu i (b) $\omega_e = 0.6$ pu. Eksperimentalni rezultati potvrđuju da regulator statorskog fluksa zadržava projektovane karakteristike pri srednjim i visokim učestanostima polja. Otuda, može se zaključiti da je regulator fluksa robustan u odnosu na varijacije rotorske brzine pogona.





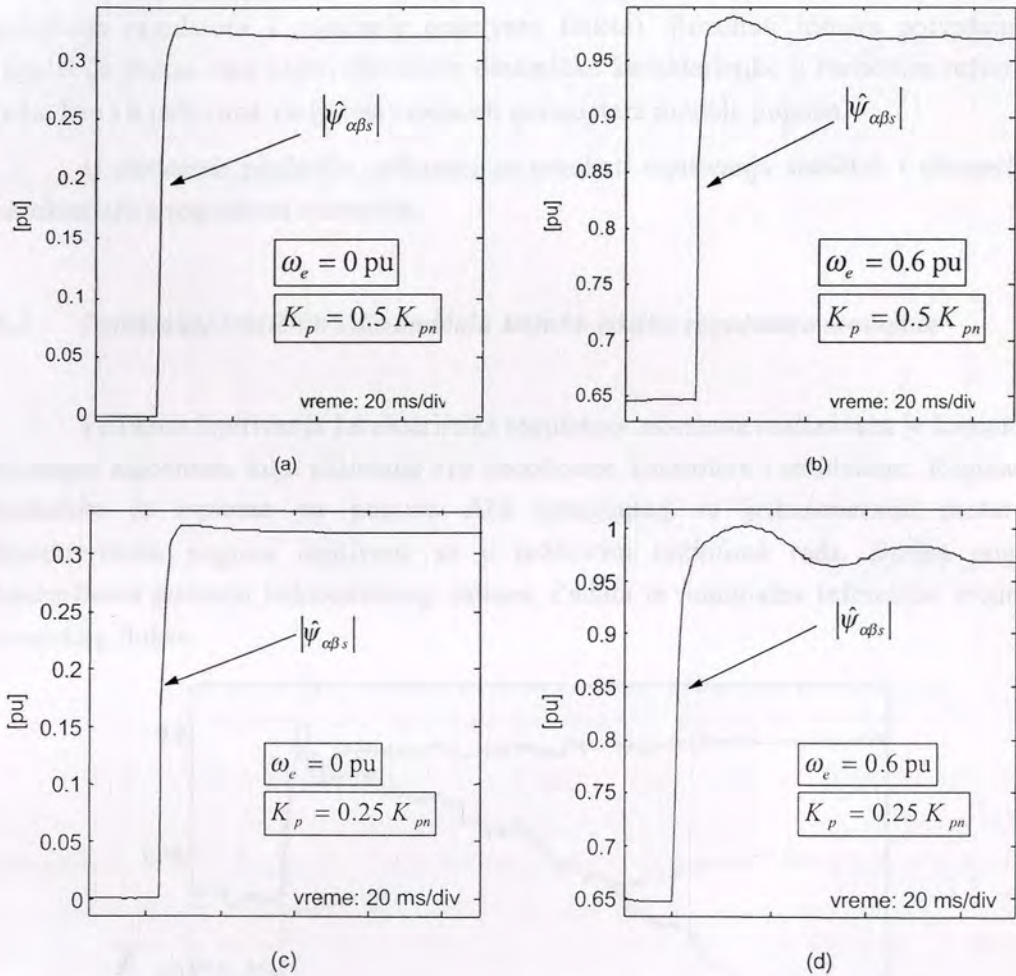
Slika 6.1.3. Odziv statorskog fluksa za pogon u praznom hodu i za promenu estimirane vrednosti statorske otpornosti $\pm 20\%$

Analiza stabilnosti modela regulatora fluksa pokazala je osnovni uzrok nestabilnosti *sensorless* pogona promena ekvivalentne statorske otpornosti. U nastavku, dati su rezultati eksperimenata u kojima je ispitana osetljivost regulatora u odnosu na varijacije vrednosti parametra statorske otpornosti koja se koristi u okviru regulatora i estimatora statorskog fluksa. Snimci odziva statorskog fluksa na slikama 6.1.3(a)-(d) predstavljaju rezultate testova varijacija parametra statorske otpornosti, za niske i visoke vrednosti učestanosti polja. Od posebnog interesa su snimici na slikama 6.1.3 (c)-(d), pošto oni predstavljaju najkritičniji režim rada (što je analitički pokazano u poglavlju 4.1), u kome je estimirana vrednost statorske otpornosti veći od stvarne. Eksperimentalni rezultati potvrđuju da je regulator fluksa robustan u odnosu na varijacije statorske otpornosti. Povećanje robusnosti regulatora fluksa u odnosu na varijacije statorske otpornosti i u odnosu na nelinearna izobličenja naponskog invertora postignuta su korišćenjem opserversa za estimaciju trenutne vrednosti statorskog fluksa.



Slika 6.1.4. Odziv statorskog fluksa za pogon u praznom hodu, pri promeni pojačanja opserversa fluksa G za 50%

Uticaj opserversa statorskog fluksa na stabilnost regulatora ispitan je eksperimentalno, samanjivanjem vrednosti opserverskog pojačanja G u praznom hodu pogona. Na slici 6.1.4. prikazani su odzivi statorskog fluksa pri promeni pojačanja estimatora za 50%, pri niskoj i visokoj vrednosti učestanosti polja. Na osnovu rezultata testa može se zaključiti da smanjenje pojačanja G , ima nezatnog uticaja na dinamičke karakteristike regulatora fluksa.



Slika 6.1.5. Odziv statorskog fluksa za pogon u praznom hodu pri promeni proporcionalnog dejstva regulatora fluksa za 50% i 75%

Nakon ispitivanja osetljivosti regulatora na varijacije pojačanja opserversa fluksa, neophodno je ispitati i osetljivost konture upravljanja u odnosu na varijacije vrednosti parametara regulatora. Snimci prikazani na slici 6.1.5 (a)-(d) predstavljaju odziv statorskog fluksa za promenu vrednosti proporcionalnog pojačanja 50% i 75%, pri niskim i visokim učestanostima polja ω_e . Sledi, da smanjenje vrednosti proporcionalnog

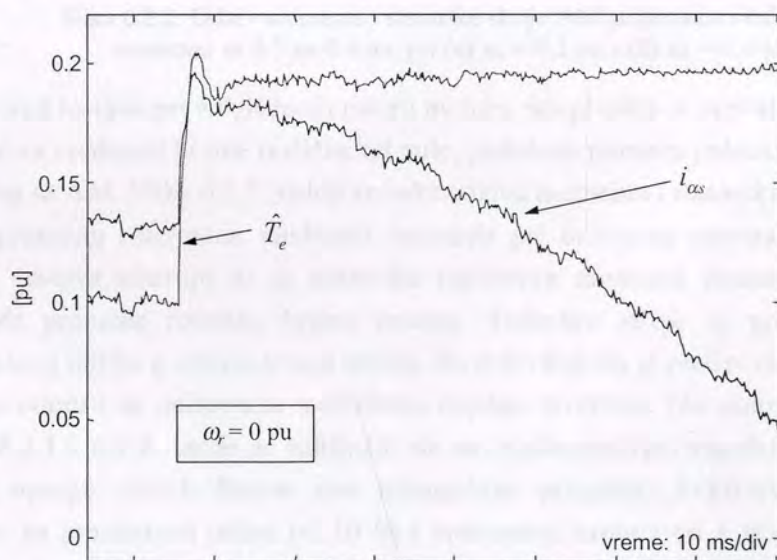
dejstva izaziva usporenje dinamike regulacije fluksa, povećanje preskoka i smanjenje prigušenja odziva.

U okviru poglavlja 6.1. prikazani su rezultati eksperimentalnih testova izvedenih u cilju ispitivanja dinamičkih karakteristika regulatora fluksa. Ispitivanja su izvršena u režimima zakočenog rotora i praznog hoda, za promene vrednosti svih parametara koji utiču na dinamiku regulacije fluksa (učestanost polja, statorska otpornost, proporcionalno pojačanje regulatora i pojačanje opservera fluksa). Rezultati testova potvrđuju da regulacija fluksa ima zadovoljavajuće dinamičke karakteristike u različitim režimima rada, kao i u uslovima varijacija vrednosti parametara modela pogona.

U sledećem poglavlju prikazani su rezultati ispitivanja statičkih i dinamičkih karakteristika regulatora momenta.

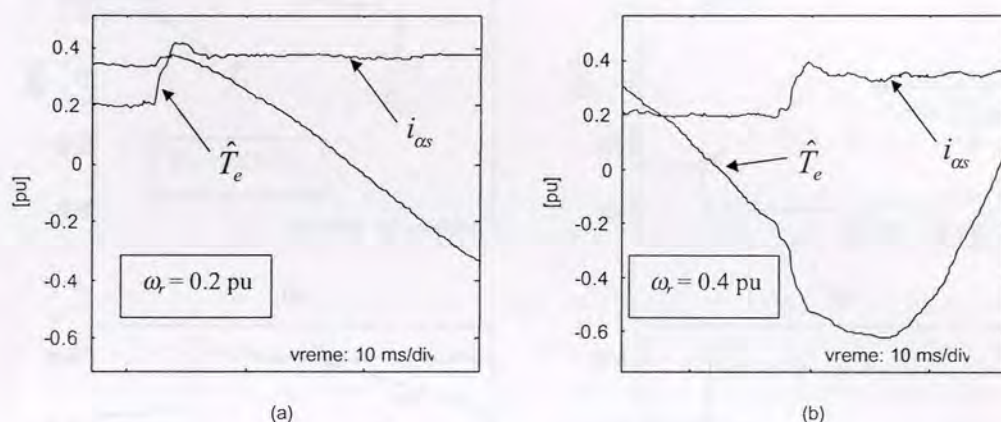
6.2. Ispitivanje statičkih i dinamičkih karakteristika regulatora momenta

Prilikom ispitivanja karakteristika regulatora momenta realizovana je kompletna struktura algoritma, koja uključuje sve neophodne kontrolere i estimatore. Regulacija momenta je ispitana na pogonu AM spregnutog sa jednosmernim motorom. Karakteristike pogona ispitivane su u različitim režimima rada. Brzina pogona kontrolisana pomoću jednosmernog motora. Zadana je nominalna referentna vrednost rotorskog fluksa.



Slika 6.2.1. Odziv momenta i statorske struje AM za zakočeni rotor i promenu reference momenta sa 0.1 na 0.2 pu

Na slici 6.2.1. prikazani su odzivi momenta i statorske struje za zakočeni rotor, pri promeni referentne vrednosti momenta sa 0.1 na 0.2 pu. Odziv momenta na step pobudu ima pseudoperiodičan i prigušeni odziv, sa preskokom 10% i vremenom uspona u trajanju od 1 ms, što se poklapa sa dinamičkim karakteristikama regulatora analitički podešenih u poglavlju 4.4. Takođe, postoji visok nivo poklapanja između odziva momenta dobijenog na realnom pogonu i rezultata dobijenih simulacijom modela. Na osnovu talasnog oblika statorske struje može se zaključiti da je pogon neosetljiv na nelinearna izobličenja napona invertora u uslovima nulte brzine i niskih vrednosti učestanosti polja. Stabilan rad na niskim učestanostima polja predstavlja napredak u odnosu na histerezisne DTC pogone AM [H5]-[H21], koji u režimima sa niskim učestanostima polja ω_e rade na granici stabilnosti.

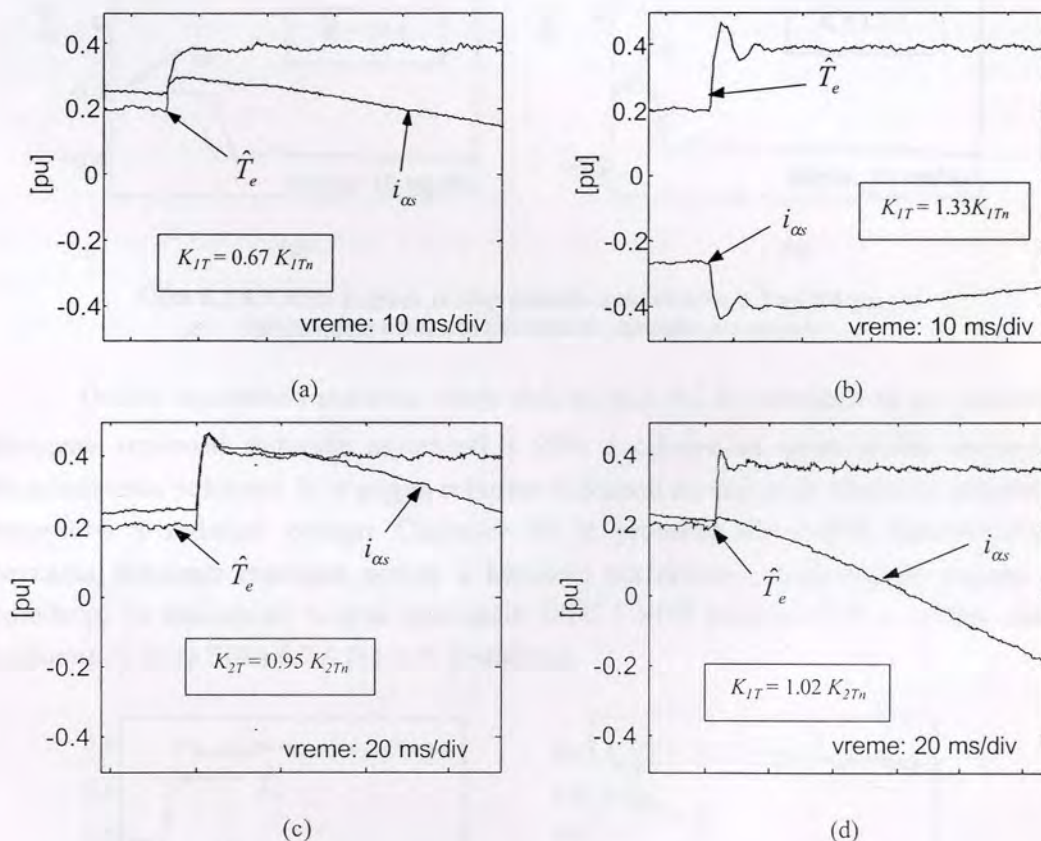


Slika 6.2.2. Odziv momenta i statorske struje AM za promenu reference momenta sa 0.2 na 0.4 pu, pri (a) $\omega_r = 0.2$ pu i (b) $\omega_r = 0.4$ pu

Pored testova pri zakočenom rotoru motora, neophodno je ispitati karakteristike regulacije za vrednosti brzine različite od nule, podešene pomoću jednosmernog motora spregnutog sa AM. Slika 6.2.2. sadrži snimke odziva momenta i statorskih struja motora za step promenu referentne vrednosti momenta pri brzinama motora 0.2 i 0.4 pu. Rezultati testova ukazuju da je dinamika regulatora momenta neznatno osetljiva u odnosu na promene rotorske brzine motora. Statorske struje su pravilnog oblika sinusoidalnog oblika u stacionarnom stanju, što potvrđuje da je realizovani pogon slabo osetljiv u odnosu na nelinearna izobličenja napona invertora. Na osnovu rezultata na slikama 6.2.1 i 6.2.2. može se zaključiti da su implementirani regulator momenta u širokom opsegu radnih brzina ima omogućava prigušeni kvazioscillatorni odziv momenta, sa preskokom nižim od 10 % i vremenom uspona od 1 ms, tj. 5 perioda odabiranja regulatora. U poređenju sa histerezisnim DTC pogonima [H5]-[H21], predložena regulacija je 2 do 3 puta sporija, mada pruža značajne prednosti u smislu rada sa fiksnom učestanošću prekidanja i sa znatno nižim nivoom ripla momenta. U

poređenju sa srodnim SFVC algoritmima [F8], [G7], realizovani regulator momenta omogućava stabilniji rad u zoni niskih brzina, manju osetljivost u odnosu na merni šum i 1.5 do 2 puta bržu dinamiku odziva momenta.

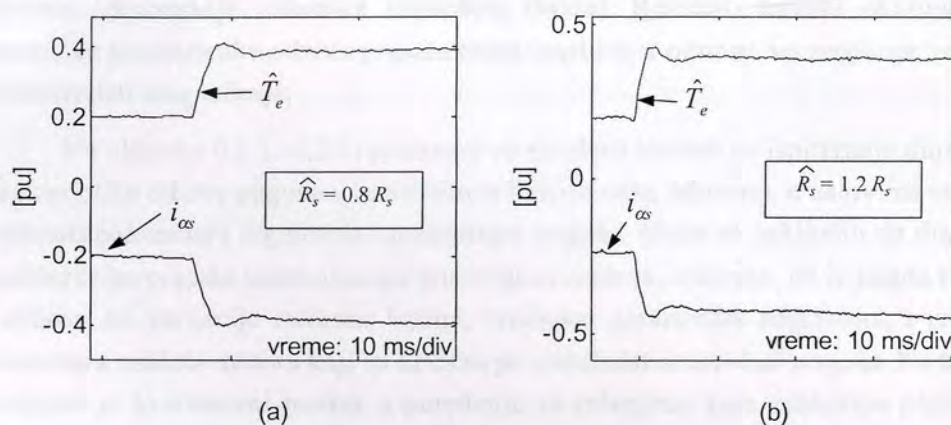
Pored ispitivanja osetljivosti dinamike pogona na varijacije rotorske brzine, neophodno je ispitati i osetljivost u odnosu na varijacije parametara regulatora i parametara modela AM. Ispitivanja osetljivosti dinamike regulatora momenta u odnosu na promene vrednosti parametara pogona izvršena su korišćenjem eksperimenta sa zakočenim rotorom.



Slika 6.2.3. Odziv momenta i statorske struje AM za step pobudu sa 0.2 na 0.4 pu, pri varijacijama vrednosti parametara PI regulatora momenta

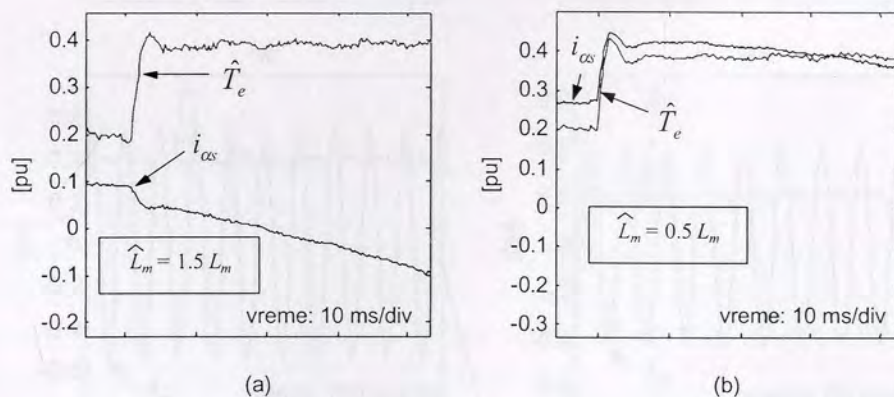
Na slici 6.2.3. prikazani su eksperimentalni rezultate odziva momenta na step pobudu, za promenjene vrednosti parametara regulatora momenta (a) K_{IT} na 67%, (b) K_{IT} na 133%, (c) K_{2T} na 95% i (d) K_{2T} na 105% nominalne vrednosti, respektivno. Rezultati eksperimenata dokazuju da u širokom opsegu varijacija vrednosti parametara regulatora pogon radi stabilno. Promena vrednosti parametra K_{IT} ima uticaja na trajanje prelaznog procesa (smanjenje vrednosti produzava vreme odziva i obrnuto), dok K_{2T} ima uticaja na

veličinu preskoka (smanjenje vrednosti K_{T2} dovodi do povećanja preskoka i obrnuto). Značajan uticaj na dinamičke karakteristike DTC i SFO pogona imaju varijacije pojedinih parametara modela motora. Analitički je pokazano da veliki uticaj imaju varijacije statorske otpornosti, posebno kod histerezisnih DTC algoritama i *dead-beat* SFO algoritama [f11].



Slika 6.2.4. Odziv pogona za step pobudu momenta sa 0.2 na 0.4 pu, pri varijacijama estimirane vrednosti statorske otpornosti

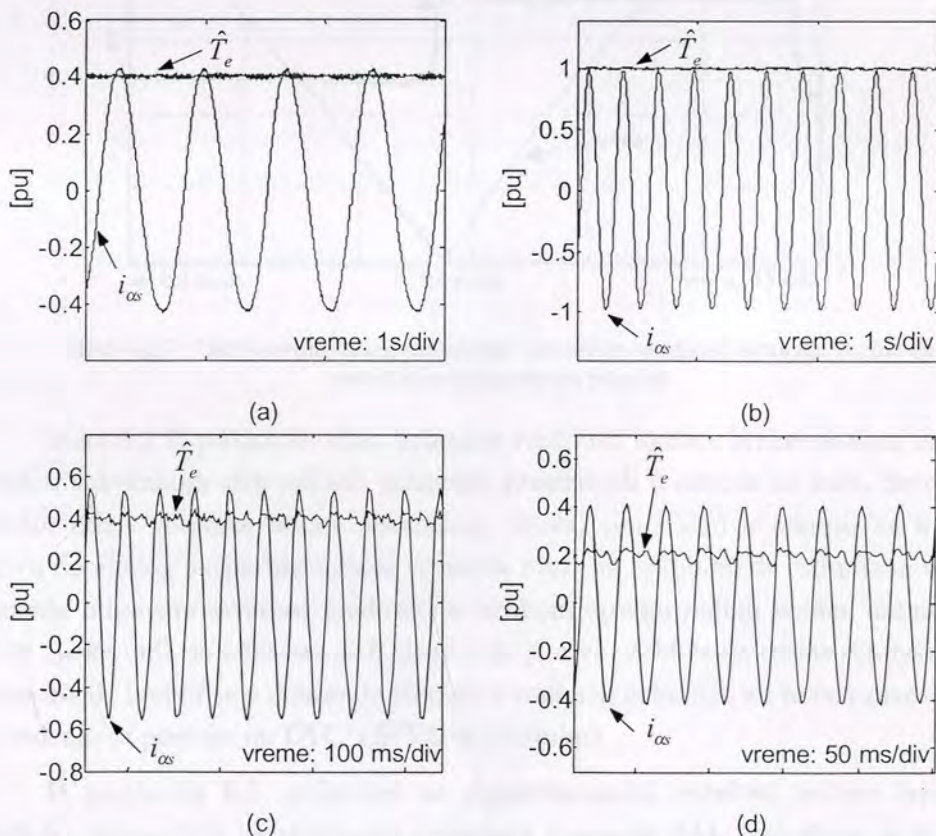
Odzivi momenta i statorske struje dati na slici 6.2.4. snimljeni su pri promeni usvojene vrednosti statorske otpornosti $\pm 20\%$ u odnosu na njenu realnu vrednost. Rezultati testa pokazuju da je pogon robustan u odnosu na varijacije vrednosti statorske otpornosti u zadatom opsegu. Činjenica da je promena dinamičkih karakteristika neznatna dokazuje značajan pomak u kvalitetu performansi realizovanog pogona u poređenju sa značajnim brojem postojećih DTC i SFO pogona, koji u režimu rada ispitanom u testu Slika 6.2.4 (b) rade nestabilno.



Slika 6.2.5. Odziv pogona za step pobudu momenta sa 0.2 na 0.4 pu, pri varijacijama usvojene vrednosti induktivnosti magnećenja

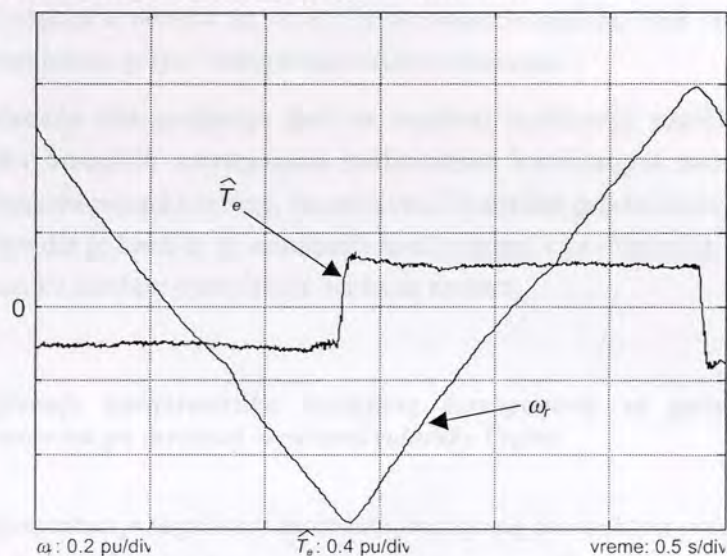
Ispitivanja osetljivosti u odnosu na varijacije parametara motora moraju da obuhvate i testove sa promenom vrednosti induktivnosti magnećenja, koja je izvesna usled uticaja efekta zasićenja magnetnog kola motora. Slici 6.2.5. sadrži odzive pogona pri varijacijama usvojene vrednosti induktivnosti magnećenja (pod usvojenom vrednošću podrazumeva se ona koja je iskorišćena unutar algoritama za estimaciju fluksa, odnosno, generisanje reference statorskog fluksa). Rezultati testova ukazuju da su dinamičke karakteristike odziva pogona malo osetljive u odnosu na varijacije vrednosti induktivnosti magnećenja.

Na slikama 6.2.1.-6.2.5. prikazani su rezultati testova sa ispitivanje dinamičkih karakteristika odziva pogona u različitim režimima rada, odnosno, u uslovima varijacija vrednosti parametara regulatora i parametara pogona. Može se zaključiti da dinamičke karakteristike pogona zadovoljavaju postavljene zahteve, odnosno, da je pogon robustan u odnosu na varijacije rotorske brzine, vrednosti parametara regulatora, i vrednosti parametara modela motora koji su kritični po stabilnost *sensorless* pogona. Na taj način postignut je kvalitativni pomak u poređenju sa rešenjima koja zahtevaju poznavanje tačnih vrednosti parametara pogona (*dead-beat* algoritmi, na primer). U nastavku dati su karakteristika regulatora momenta u stacionarnom stanju.



Slika 6.2.6. Stacionarna stanja pogona pri režimima rada (a) $T_e^* = 0.4$ pu, $\omega_r = 0$ pu, (b) $T_e^* = 1$ pu, $\omega_r = 0$ pu, (c) $T_e^* = 0.4$ pu, $\omega_r = 0.5$ pu i (d) $T_e^* = 0.2$ pu, $\omega_r = 0.8$ pu

Ispitivanja performansi regulatora momenta u stacionarnom stanju podrazumevaju određivanje greške regulacije, kao i nivoa nelinearnih izobličenja momenta i statorske struje u stacionarnom stanju. Snimci odziva momenta i struja u stacionarnom stanju, pri različitim režimima rada pogona, dati su na slici 6.2.6. Može se zaključiti da pogon radi sa nultom greškom momenta u stacionarnom stanju. Takođe, u nelinearna izobličenja statorskih struja su minimalna, što potvrđuje da je projektovana upravljačka struktura slabo osetljiva u odnosu na izobličenja napona koja u sistem unosi naponski inverter. Pored pravilnog prostoperiodičnog oblika statorskih struja, pogon karakterišu i znatno niža izobličenja momenta u stacionarnom stanju. Nivo ripa momenta značajano je niži u poređenju sa postojećim histeresisnim DTC algoritima, u kojima ripl dostiže nivo i do 20% reference momenta.



Slika 6.2.7. Odstziv estimiranog momenta i izmerene vrednosti rotorske brzine za simetričnu step pobudu pogona

Slika 6.2.7. prikazuje odziv izmerene vrednosti ugaone brzine motora, za pogon pobuđen sekvencom step pobuda momenta simetričnih u odnosu na nulu. Snimljen je pravilan odziv rotorske brzine testerastog oblika, simetričan u odnosu na nulu. Na osnovu dobijenog eksperimentalnog rezultata može se zaključiti da estimirana vrednost momenta odgovara stvarnoj vrednosti u širokom opsegu radnih brzina, uključujući i brzine bliske nuli, sa obzirom na činjenicu da je nivo izobličenja realne rotorske brzine veoma nizak. Izobličenja dolaze do izražaja u zoni niskih brzina, ali su ona značajno niža u poređenju sa postojećim DTC i SFVC algoritima.

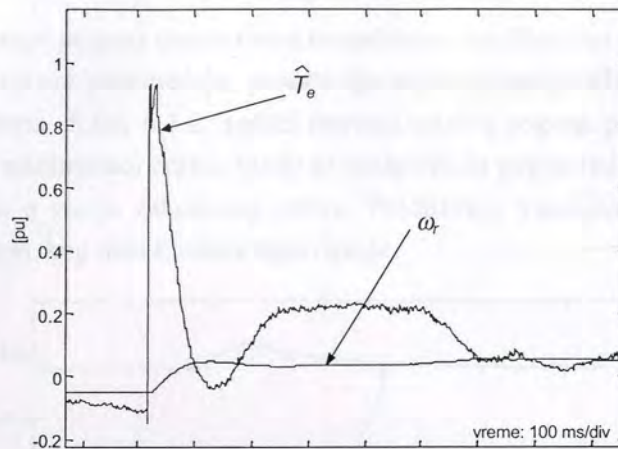
U poglavlju 6.2. prikazani su eksperimentalni rezultati testova ispitivanja statičkih i dinamičkih karakteristika regulatora momenta AM. Potvrđeno je da pogon radi sa nultom greškom regulacije momenta u stacionarnom stanju, kao i sa niskim

nivoom nelinearnih izobličenja statorske struje i momenta. Takođe, ispitane su i dinamičke karakteristike odziva momenta pri različitim radnim brzinama, kao i pri promenama vrednosti parametara regulatora i modela AM. Može se zaključiti da su postignute željene brzine odziva, odnosno, karakteristike prelaznog režima regulatora, uz nisku osetljivost stabilnosti pogona u odnosu na varijacije vrednosti parametara modela motora. Na osnovu prikazanih rezultata, upoređene su performanse realizovanog algoritma sa performansama pogona kori se sreću u stručnoj literaturi. U poređenju sa postojećim nelinearnim, histerezisnim DTC algoritmima postignuta su poboljšanja sa stanovišta rada sa konstantnom prekidačkom periodom i minimalnim riplom momenta i fluksa u stacionarnom stanju. U poređenju sa postojećim SFO algoritmima, baziranim na modulaciji vektora statorskog napona, unapređenje je postignuto sa stanovišta smanjene osetljivosti pogona u odnosu na varijacije parametara modela, veće stabilnosti rada pri nižim učestanostima polja i većoj brzini odziva momenta.

U sledeća dva poglavlja dati su rezultati ispitivanja statičkih i dinamičkih karakteristika brzinskih servopogona realizovanih korišćenjem merene i estimirane trenutne vrednosti rotorske brzine, respektivno. Upoređan prikaz odziva pogona sa i bez davača brzine dat je kako bi se omogućio uvid u uticaj koji dinamika estimacije brzine ima na dinamiku konture upravljanja brzinom motora.

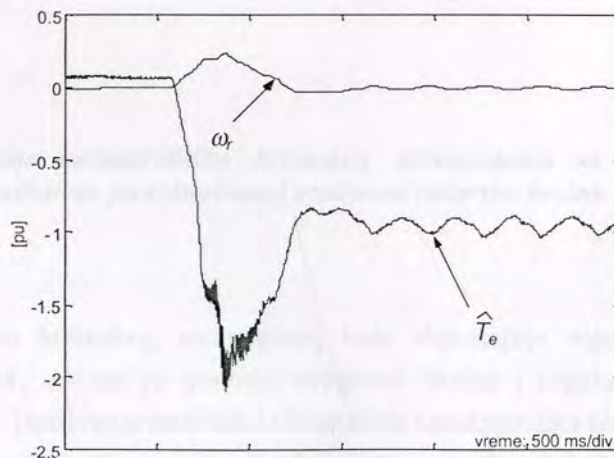
6.3. *Ispitivanje karakteristika brzinskog servopogona sa povratnom spregom zatvorenom po merenoj vrednosti rotorske brzine*

Implementacija regulatora momenta, baziranog na strukturi predloženoj u okviru teze, omogućava realizaciju brzinskog servopogona sa asinhronim motorom. Regulacija trenutne vrednosti rotorske brzine može se realizovati na dva načina, korišćenjem merene vrednosti brzine ili korišćenjem estimirane vrednosti rotorske brzine kao upravljane veličine. U ovom poglavlju dati su eksperimentalni rezultati testova statičkih i dinamičkih karakteristika regulatora brzine sa povratnom spregom zatvorenom korišćenjem merene vrednosti rotorske brzine. Ova ispitivanja su izvršena sa ciljem poređenja karakteristika odziva servopogona sa i bez davača brzine. Prikaz strukture servopogona sa davačem brzine, zajedno sa procedurom sinteze regulatora, dat je u poglavlju 4.9.1.



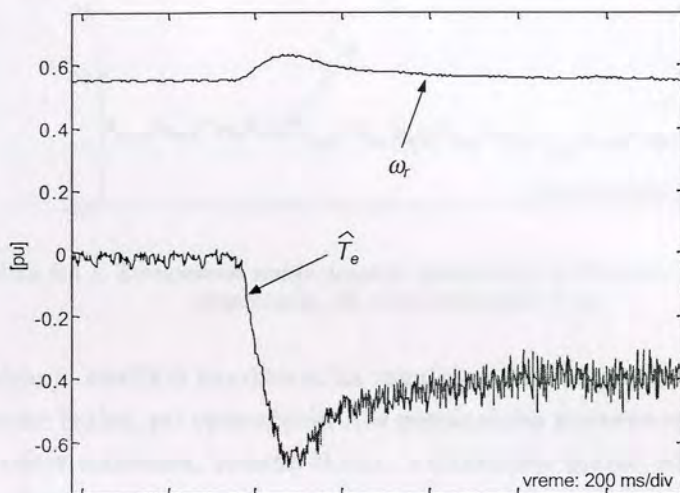
Slika 6.3.1. Odstavak odziva estimiranog momenta i merene vrednosti rotorske brzine za inverziju brzine, za male vrednosti reference brzine

Slika 6.3.1. sadrži odzive rotorske brzine i estimirane vrednosti momenta AM, za eksperiment inverzije brzine. Referentna vrednost rotorske odabrana je tako da pogon sve vreme radi u linearnom režimu, tj. da ne dolazi do zasićenja pogonskog dela sistema. Odstavak brzine je kvazioscillatoran, sa vremenom uspona $t_r = 40$ ms i sa preskokom od 10%. Rezultat merenja potvrđuje da je dobijen oblik vremenskog odziva rotorske brzine na step pobudu koji odgovara analitički projektovanim dinamičkim karakteristikama brzinskog servopogona. Eksperiment odziva pri malim brzinama od posebnog je interesa, pošto tada pogon radi sa najnižim vrednostima učestanosti polja, kritičnim za stabilnost algoritma estimacije fluksa i regulacije momenta. Eksperimentalni test potvrđuje da pogon radi korektno i u kritičnom režimu rada, sa obzirom na pravilne oblike odziva rotorske brzine i momenta. Pored ispitivanja odziva regulatora brzine na step pobudu, izvršeni su i eksperimenti opterećenja pogona na različitim radnim brzinama motora.



Slika 6.3.2. Odstavak odziva estimiranog momenta i merene vrednosti rotorske brzine opterećenje pogona nominalnim momentom opterećenja, pri brzini rotacije 0 pu

Opterećenje pogona nominalnim momentom, korišćenjem jednosmernog motora kao eksternog izvora poremećaja, predstavlja najekstremniji režim rada sa stanovišta stabilnosti sistema. Slika 6.3.2. sadrži merenja odziva pogona pri testu maksimalnog opterećenja pri minimalnoj brzini. Može se zaključiti da pogon radi stabilno i da uspešno zadržava pogon u stanju zakočenog rotora. Produženje tranzijentnog stanja izazvano zasićenjem pogonskog dela konture upravljanja.



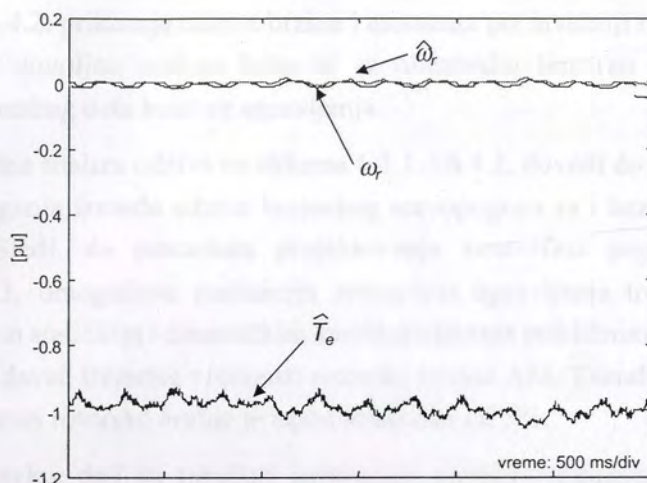
Slika 6.3.3. Odziv estimiranog momenta i merene vrednosti rotorske brzine opterećenje pogona momentom opterećenja 0.4 pu, pri brzini rotacije 0.55 pu

Snimci odziva brzine i momenta pogona, sa referentnom brzinom 0.55 pu, opterećenog momentom 0.4 pu dati su na slici 6.3.3. Može se zaključiti da pogon uspešno realizuje svoju osnovnu funkciju, da održava brzinu pogona na zadatoj vrednosti u uslovima spoljnog opterećenja.

U nastavku, dati su snimci odziva kompletnog *sensorless* brzinskog servopogona.

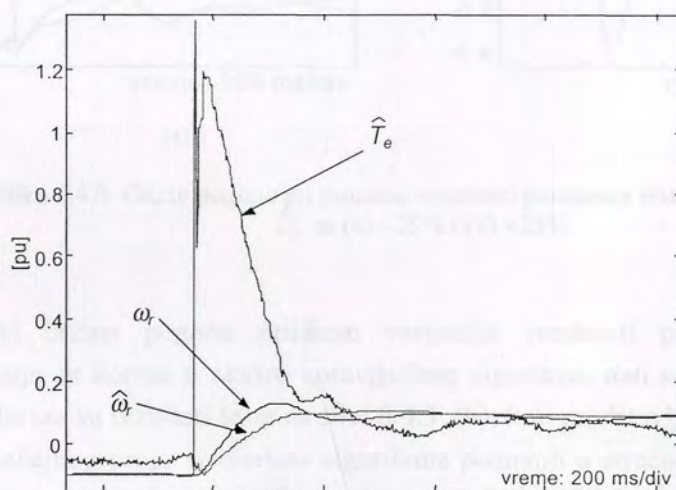
6.4. Ispitivanje karakteristika brzinskog servopogona sa povratnom spregom uspostavljenom po estimiranoj vrednosti rotorske brzine

Struktura brzinskog servopogona, koja objedinjuje algoritme za upravljanje momentom AM, estimaciju trenutne vrednosti brzine i regulaciju brzine data je u poglavlju 4.9.3. Ispitivanja statičkih i dinamičkih karakteristika servopogona izvršena su na radnoj stanici koju čine spregnuti AM i jednosmerni motor. Jednosmerni motor ima autonomni pogon, koji omogućava zadavanje momenta opterećenja asinhronog motora.



Slika 6.4.1. Stacionarno stanje pogona opterećenog nominalnim momentom opterećenja, za referencu brzine 0 pu

Ispitivanje statičkih karakteristika regulatora brzine sprovedeno je zadavanjem nulte referentne brzine, pri opterećenju AM nominalnim momentom. Rezultati merenja obuhvataju odziv momenta, stvarne brzine, i estimirane brzine po kojoj je zatvorena kontura upravljanja. Merenja prikazana na slici 6.4.1. pokazuju da su regulacija momenta i brzine stabilni i u uslovima rada na nultoj brzini motora. Takođe, postoji mala greška estimacije rotorske brzine, što se može zaključiti na osnovu uporedne analize odziva stvarne i estimirane ugaone brzine pogona.

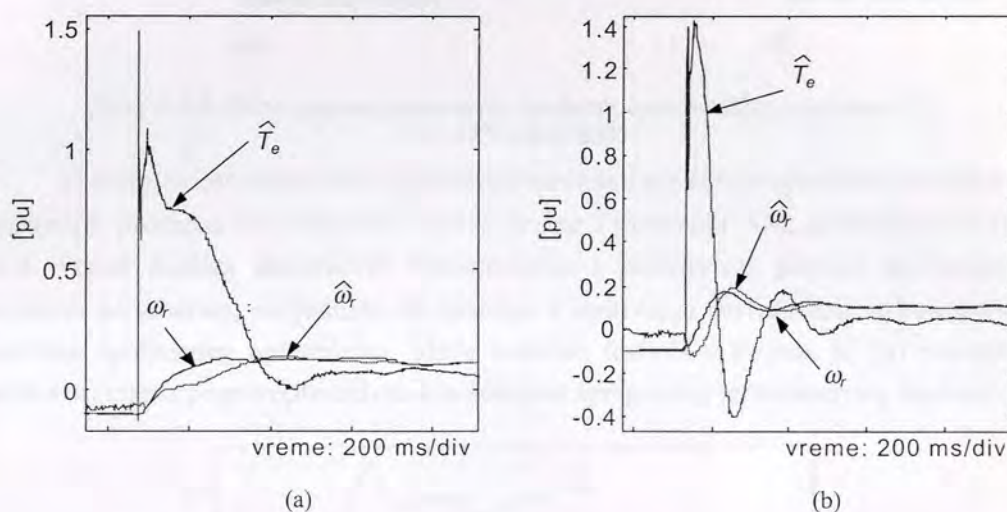


Slika 6.4.2. Odziv pogona pri inverziji brzine

Slika 6.4.2. prikazuje odzive brzine i momenta pri inverziji referentne vrednosti, sa promenom dovoljno malom kako bi se obezbedio linearan odziv pogona, bez zasićenja pogonskog dela konture upravljanja.

Uporedna analiza odziva na slikama 6.3.1. i 6.4.2. dovodi do zaključka da postoji visok nivo slaganja između odziva brzinskog servopogona sa i bez davača na osovini, respektivno. Sledi, da procedura projektovanja *sensorless* pogona, predložena u poglavlju 4.9.3, omogućava realizaciju *sensorless* upravljanja trenutnom vrednošću brzine motora sa statičkim i dinamičkim karakteristikama približnim pogonima u kojima je upotrebljen davač trenutne vrednosti rotorske brzine AM. Takođe, greška estimacije trenutne vrednosti rotorske brzine je ispod vrednosti od 3%.

U nastavku, dati su rezultati ispitivanja osetljivosti pogona na varijacije dva kritična parametra pogona: statorske otpornosti i pojačanja opserversa fluksa.

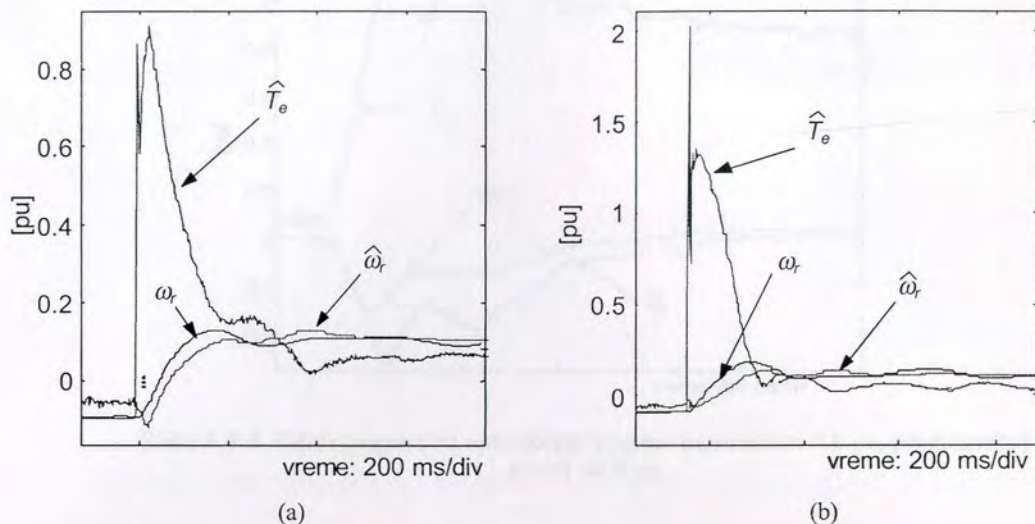


Slika 6.4.3. Odziv pogona pri promeni vrednosti parametra statorske otpornosti \hat{R}_s , za (a) -25% i (b) +25%

Odzivi brzina pogona prilikom varijacija vrednosti parametra statorske otpornosti, koja se koristi u okviru upravljačkog algoritma, dati su na slici 6.4.3. Od posebnog interesa su rezultati testa na slici 6.4.3. (b), koji predstavlja režim kritičan po stabilnost značajnog broja *sensorless* algoritama poznatih u stručnoj literaturi. U oba režima rada pogon funkcioniše stabilno uz promene dinamičkih karakteristika odziva koje ne prevazilaze okvire zahteva postavljenih prilikom projektovanja konture upravljanja.

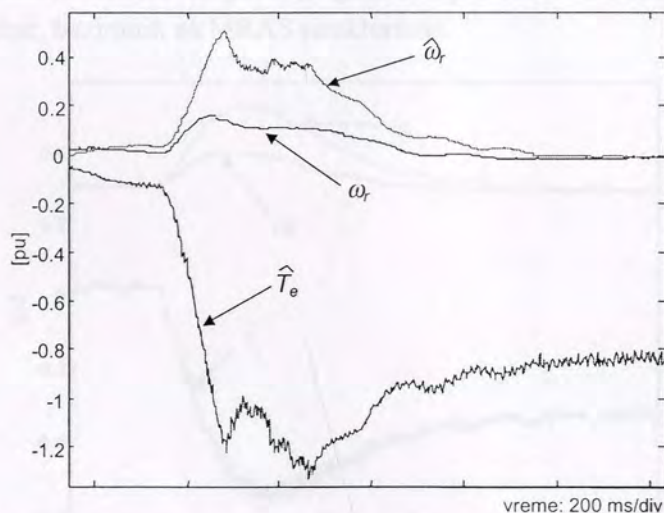
Smanjena osetljivost pogona u odnosu na promene vrednosti statorske otpornosti postignuta je, prevashodno, upotrebom estimatora statorskog fluksa u formi opserversa sa zatvorenim spregom po vrednosti rotorskog fluksa. U nastavku, prikazani su rezultati

testova u kojima je ispitan uticaj promene proporcionalnog dejstva opserversa fluksa na stabilnost servopogona.

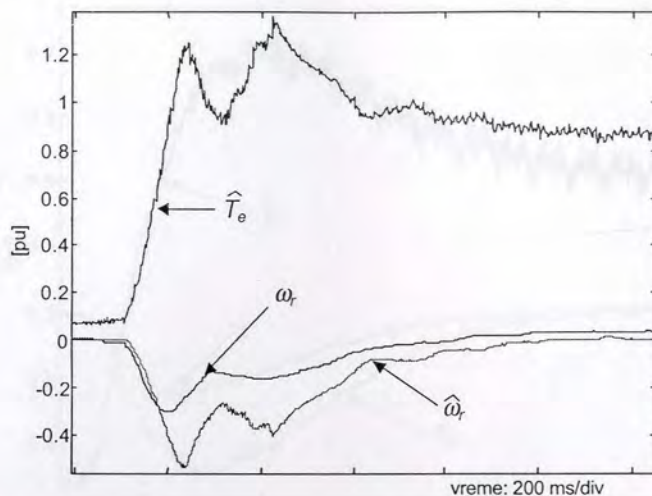


Slika 6.4.4. Odziv pogona pri promeni vrednosti opserverskog pojačanja G za (a) -25% i (b) +25%

U slučajevima smanjenja i povećanja vrednosti pojačanja opserversa ne dolazi do značajnijih promena karakteristika odziva brzine i momenta AM, prikazanih na slici 6.4.4. Pored analiza dinamičkih karakteristika i osetljivosti pogona na varijacije pojedinih parametara, podjednako su značajna i ispitivanja performansi servopogona u uslovima spoljašnjeg opterećenja. Slede rezultati testova u kojima je, pri različitim radnim brzinama pogon opterećivan korišćenjem spregnutog jednosmernog motora.

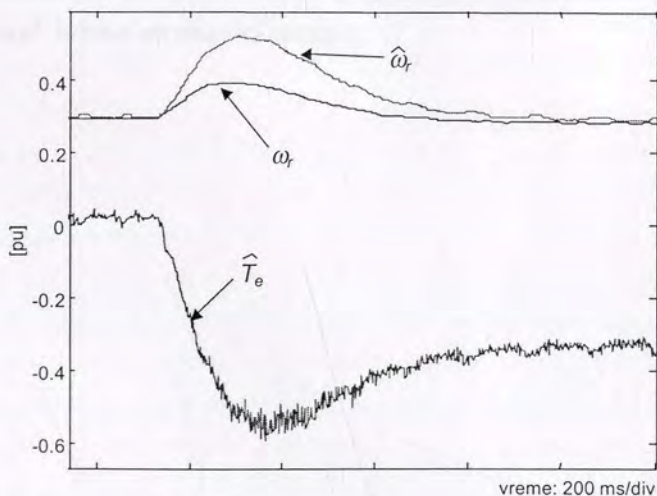


Slika 6.4.5. Odziv pogona za opterećenje pogona momentom -0.8 pu, pri rotorskoj brzini od 0 pu

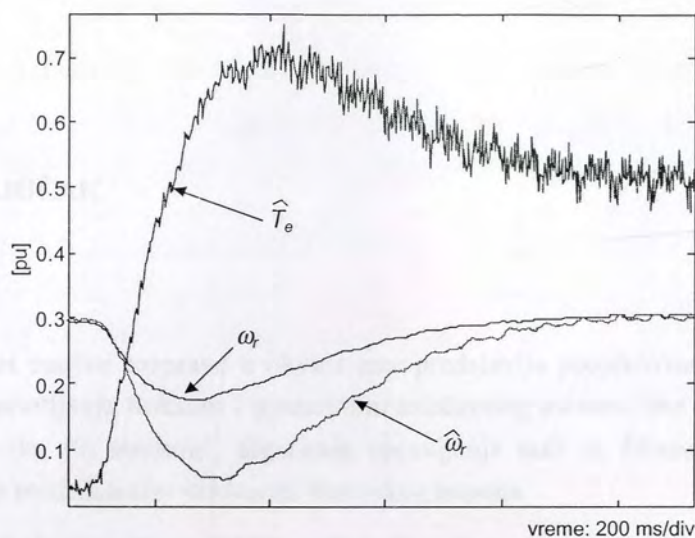


Slika 6.4.6. Odstavak pogona za opterećenje pogona momentom 0.8 pu, pri rotorskoj brzini od 0 pu

Slike 6.4.5. i 6.4.6. sadrže odzive pogona u fazi mirovanja, opterećenog step momentima vrednosti 0.8 pu i -0.8 pu, respektivno. Iako tranzijent pogona traje duže u poređenju sa pogonom koji koristi davač brzine (slika 6.3.2) postignuti rezultati mogu se smatrati zadovoljavajućima, posebno uzevši u obzir činjenicu da se radi o potpuno *sensorless* strukturi, u kojoj dodatno kašnjenje unutar konture upravljanja unosi algoritam za estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine. Treba napomenuti da postoji značajna greška pri estimaciji vrednosti brzine u tranzijentnim stanjima pogona, prouzrokovana relativno jednostavnom strukturom estimatora brzine. Bolje tranzijentne rezultate estimacije brzine moguće je postići upotrebom složenijih algoritama za estimaciju brzine, baziranih na MRAS strukturama.



Slika 6.4.7. Odstavak pogona za opterećenje pogona momentom -0.4 pu, pri rotorskoj brzini od 0.3 pu



Slika 6.4.8. Odstziv pogona za opterećenje pogona momentom 0.5 pu, pri rotorskoj brzini od 0.3 pu

Slike 6.4.7. i 6.4.8. sadrže odzive pogona pri brzini 0.3 pu, opterećenju momentom -0.4 pu do 0.5 pu, respektivno. Slično analizi odziva na slikama 6.4.5. i 6.4.6. može se zaključiti da servopogon u različitim režimima rada omogućava tačnu i robusnu regulaciju brzine AM, bez upotrebe davača na osovini motora. U sva četiri slučaja greška estimacije brzine nije prešla vrednost od 3%.

Eksperimentalni rezultati prikazani u ovom poglavlju pokazuju da upotreba algoritama za direktno upravljanje momentom motora i za estimaciju trenutne vrednosti rotorske brzine predloženi u okviru teze omogućavaju realizaciju brzinskog servopogona statičkih i dinamičkih karakteristika približnih karakteristikama pogona u kojima je upotrebljen davač brzine na osovini motora.

7. ZAKLJUČAK

Predmet naučne rasprave u okviru teze predstavlja projektovanje algoritma za raspregnuto upravljanje fluksom i momentom asinhronog motora, bez upotrebe davača brzine na vratilu. Po strukturi, algoritam upravljanja radi sa fiksnom prekidačkom periodom, i sa modulisanim vektorom statorskog napona.

Teza obuhvata više različitih celina, kroz koje je postepeno prikazan proces razvoja algoritma. U početku, data je analiza radova dostupnih u stručnoj literaturi koji se bave algoritama za *sensorless* upravljanje AM. Pokazano je da se jedno od težišta istraživanja nalazi u razvoju algoritama za raspregnutu kontrolu fluksom i momentom asinhronog motora. Od posebnog interesa je grupa algoritama sa direktnu kontrolu momenta sa fiksnom periodom prekidanja i sa modulisanim vektorom statorskog napona. Osnovna prednost ovih algoritama sastoji se u tome što omogućava rad pogona sa minimalnim valovitošću fluksa i momenta, uz direktnu raspregnutu kontrolu i uz veliku brzinu odziva upravljanih veličina. Pošto se kao osnovni problemi u DTC algoritmima sa modulisanim naponskim vektorom javljaju velika osetljivost na varijacije parametara pogona i loše performanse pogona na niskim brzinama, u okviru teze je razvijena struktura sa ciljem poboljšanja performansi delimičnim ili potpunim rešavanjem navedenih problema. Data ja analiza uzroka navedenih problema, te je u cilju njihovog ublažavanja ili otklanjanja predložena struktura sledećih karakteristika: (i) direktna regulacija statorskog fluksa u $\alpha\beta$ stacionarnom koordinatnom sistemu, sa α i β komponentama statorskog napona kao upravljačkim veličinama; (ii) brzi odziv statorskog fluksa obezbeđen je realizacijom *feed-forward* konture upravljanja; (iii) referenca statorskog fluksa se generiše tako da je obezbeđen rad pogona sa konstantnim rotorskim fluksom u svim režimima rada; (iv) estimacija statorskog fluksa ostvarena je korišćenjem redukovano opservera sa zatvorenom povratnom spregom po estimiranoj vrednosti rotorskog fluksa, čime su poboljšane performanse pogona na niskim brzinama i smanjena osetljivost na varijacije parametara pogona; (v) regulacija trenutne vrednosti momenta ostvarena je korišćenjem učestanosti referentnog vektora rotorskog fluksa kao upravljačke veličine, realizacijom konvencionalnog PI regulatora; (vi) estimacija trenutne vrednosti brzine izvršena je korišćenjem razlike vrednosti učestanosti polja i estimirane

vrednosti učestanosti klizanja; (vii) regulacija trenutne vrednosti rotorske brzine upotrebom projektovanog pogona za upravljanje fluksom i momentom motora.

Analiza dinamičkih karakteristika konture upravljanja izvršena je korišćenjem vektorskog kompleksnog modela asinhronog motora. Izveden na osnovu opšteg modela AM u rotacionom koordinatnom sistemu, vektorski model je formiran uvođenjem kompleksnih promenljivih stanja, čiji je realni deo d komponenta, a imaginarni deo q komponenta vektora, respektivno. Model je izveden pod pretpostavkom o koncentrisanim i konstantnim parametrima motora.

Osnovu konture upravljanja predstavlja unutrašnja petlja, koja obuhvata estimator statorskog fluksa, regulator statorskog fluksa i generator reference statorskog fluksa. Osnovu *sensorless* pogona čini estimator statorskog i rotorskog fluksa motora. U tezi je realizovana struktura estimatora u formi redukovano opservera sa zatvorenom povratnom spregom po estimiranoj vrednosti rotorskog fluksa. Analitički i simulacijama modela je pokazano da se primenom ovog estimatora značajno smanjuje osetljivost algoritma na varijacije parametara motora i nelinearna izobličenja statorskog napona, što posebno dolazi do izražaja pri radu pogona na malim brzinama. U cilju dodatnog poboljšanja performansi pogona unutrašnja petlja je proširena i blokom za kompenzaciju efekta “mrtvog vremena” naponskog invertora.

Kontura upravljanja statorskim fluksom realizovana je u stacionarnom $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu, u formi *feed-forward* regulacionog dejstva, koje obezbeđuje upravljanje trenutnom vrednošću fluksa sa veoma visokom brzinom odziva. Referentna vrednost statorskog fluksa izračunava se tako da se obezbedi konstantan rotorski fluks u svim režimima rada pogona, čime se olakšava regulacija momenta i estimacija trenutne vrednosti brzine asinhronog motora. Sinteza regulatora fluksa zahteva podešavanje vrednosti samo jednog parametra, proporcionalnog dejstva, koja je određena korišćenjem metode geometrijskog mesta polova sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi. Dinamičke karakteristike regulatora ispitane su simulacijom modela konture upravljanja, za različite režime rada pogona. Takođe, ispitana je i osetljivost regulatora fluksa na varijacije vrednosti parametara pogona. Analitički i simulacijom je pokazano da projektovani regulator fluksa funkcioniše stabilno u svim režimima rada pogona, i da obezbeđuje brzinu odziva samerljivu sa rezultatima postignutim u postojećim histerezisnim regulatorima fluksa.

Regulacija trenutne vrednosti momenta zasniva se na osnovnom principu rada AM sa konstantnim rotorskim fluksom. Naime, u tezi je analitički pokazano da, pri radu AM sa konstantnim rotorskim fluksom, postoji linearna zavisnost između vrednosti učestanosti klizanja i momenta motora. Stoga, momentom motora moguće je upravljati korišćenjem trenutne vrednosti učestanosti klizanja. Pošto je rotorska brzina

sporopromenljiva veličina u poređenju sa dinamikom promena električnih veličina motora, trenutnom vrednošću momenta moguće je upravljati varijacijama vrednosti učestanosti obrtanja vektora fluksa. Kontura upravljanja momentom zatvorena je korišćenjem konvencionalnog kaskadnog PI regulatora, sa greškom momenta na ulazu i vrednošću učestanosti polja na izlazu. Sinteza regulatora izvršena je upotrebom linearizovanog modela pogona, gde su dinamičke karakteristike za različite režime reda ispitane simulacijom kompletnog modela pogona.

Regulator momenta upotrebljen je za realizaciju *sensorless* brzinskog servopogona. Vrednost rotorske brzine računa se na osnovu trenutne vrednosti učestanosti polja i estimirane vredosti učestanosti klizanja. Regulator brzine projektovan je korišćenjem uprošćenog modela pogonskog dela konture upravljanja.

Performanse projektovanog pogona ispitane su na eksperimentalnom modelu, koji se sastoji od 10 kVA trofaznog invertora, 7.5 kW asinhronog motora i prateće merne i upravljačke elektronike. Izvršene su tri grupe eksperimenata: (i) ispitivanje dinamičkih karakteristika regulatora statorskog fluksa, (ii) ispitivanje karakteristika regulatora momenta, i (iii) ispitivanje brzinskog servopogona u različitim režimima rada. Na osnovu prikazanih rezultata može se zaključiti da projektovana struktura upravljanja asinhronim motorom ima sledeće karakteristike:

- rad sa fiksnom prekidačkom periodom, koja za posledicu ima znatno niži nivo valovitosti fluksa i momenta u poređenju sa histerezisnim DTC algoritmima;
- brza regulacija trenutne vrednosti statorskog fluksa, sa vremenom uspona 2-3 periode odabiranja, u svim režimima rada motora;
- estimacija trenutne vrednosti statorskog fluksa koja obezbeđuje stabilan rad pogona, uključujući i režim rada na niskim brzinama;
- regulacija momenta, sa minimalnim valovitošću u stacionarnom stanju, obezbeđuje stabilan odziv momenta sa vremenom uspona 5-10 perioda odabiranja u svim režimima rada pogona. U poređenju sa postojećim SFO i SFVC pogonima, postignuto je poboljšanje u brzini odziva uz smanjenje osetljivosti na nelinearna izobličenja statorskog napona i na varijacije vrednosti parametara pogona;
- rad pogona u čitavom opsegu promene vrednosti učestanosti rotacije polja;
- jednostavna implementacija regulatora momenta u složenijim konturama upravljanja brzinom ili pozicijom AM;
- struktura pogona omogućava implementaciju algoritama za estimaciju rotorske brzine i projektovanje *sensorless* brzinskih servopogona.

Originalni doprinosi i poboljšanja, u poredjenju sa postojećim rešenjima, postignuti u okviru teze su:

- upotreba brzine obrtanja vektora fluksa kao upravljačke veličine za direktnu kontrolu momenta AM,
- poboljšanja struktura *feed-forward* regulatora statorskog fluksa,
- implementacija estimatora statorskog fluksa u formi redukovanog opserversa u strukturi za direktnu kontrolu momenta AM.

Otuda, projektovan je DTC pogon koji, u poređenju sa postojećim SFO strukturama, omogućava stabilniji rad pri nižim brzinama pogona, manju osetljivost u odnosu na varijacije parametara motora i brži odziv momenta i fluksa.

Prilikom ispitivanja performansi pogona uočeni su problem vezan za promenu dinamičkih karakteristika regulacije momenta u različitim režimima rada pogona, kao i problem u vezi sa tačnošću estimacije brzine obrtanja motora. Dalje smernice za razvoj i poboljšanje performansi predložene strukture su sledeće:

- pošto je sinteza regulatora momenta izvršena korišćenjem linearizovanog modela motora, dalja poboljšanja dinamičkih karakteristika pogona moguće je ostvariti korišćenjem kompletnog nelinearnog modela u procesu projektovanja regulatora. Na taj način, omogućila bi se realizacija nelinearnog zakona upravljanja, koji bi ostvario dodatno povećanje brzine odziva sistema;
- upotreba složenijeg algoritma za estimaciju trenutne vrednosti brzine motora omogućila bi realizaciju *sensorless* brzinskog servopogona sa manjom greškom statičkim i tranzijentnim stanjima pogona.

8. LISTA REFERENCI

- [A1] B.K.Bose and N.R.Patel, "A Programmable Cascaded Low-Pass Filter-Based Flux Synthesis for a Stator Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, pp. 140-143, February 1997
- [A2] J. Hu and B. Wu, "New Integration Algorithm for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 13, pp. 969-977, September 1998
- [A3] J. Holtz, J. Quan, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, pp.1087-1095, July/August 2002.
- [A4] J.W. Choi and S.K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp.221-224, Mar. 1996.
- [A5] M. Tsuji, S. Chen, K. Izumi and E. Yamada, " A Sensorless Vector Control System for Induction Motors Using q-Axis Flux with Stator Resistance Identification", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 1, pp. 185-194, February 2001
- [A6] L. Zhen, L. Xu, "Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines Based on a Mutual MRAS Scheme", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 824-831, October 1998
- [A7] I. Ha and S. Lee, "An Online Identification Method for Both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors Without Rotational Transducers", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 842-853, August 2000
- [A8] K. Akatsu, A. Kawamura "Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no. 3, pp. 764-771, May/June 2000
- [A9] G. Guidi, H. Umida "A novel stator resistance estimation method for speed-sensorless induction motor drives," *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 36, no. 6, pp.1619-1627, November/December 2000
- [A10] E. Mitrinikas, A. Safacas, E. Tatakis "A new stator resistance tuning method for stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 6, pp. 1148-1157, December 2001
- [A11] V. Vasic, S. Vukosavic, E. Levi "A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 18, no. 4, pp. 476-483, December 2003

- [B1] I. D. Landau, *Adaptive Control—The Model Reference Approach*. New York: Marcel Dekker, 1979
- [B2] G. Yang, T. Chin, “Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive,” *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 29, pp.820-825, July/August 1993.
- [B3] H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano “DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor”, *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 29, pp.344-348, March/April 1993
- [B4] H. Kubota, K. Matsuse “Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation,” *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 30, no. 5, pp.1219-1224, September/October 1994
- [B5] M. Elibluk, N. Langovsky, M. Kankam “Design and implementation of a closed-loop observer and adaptive controller for induction motor drives,” ,” *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 34, no. 3, pp.1219-1224, May/June 1998
- [B6] L. Zhen, L. Xu “Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme”, *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 45, no. 5, pp.824-831, October 1998
- [B7] F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, J. Moreira, R.D. Doncker, “ Universal field oriented controller based on air gap flux sensing via third harmonic stator voltage,” *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 30, pp.448-455, March/April 1994.
- [B8] A. Consoli, G. Scarcella, A. Testa, “A new zero-frequency flux-position detection approach for direct-field-oriented-control drives,” *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 36, pp.797-804, May/June 2000.
- [B9] J. Ha, S. Sul “ Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection,” *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 35, no. 1, pp.45-51, January/February 1999.
- [B10] A. Consoli, G. Scarcella, A. Testa “ A new zero-frequency flux-position detection approach for direct-field-oriented-control drives,” ,” *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 36, no. 3, pp.797-804, May/June 2000
- [B11] F. Briz, A. Diez, M. Degner “Dynamic operation of carrier-signal-injection-based sensorless direct field-oriented AC drives,” ,” *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 36, no. 5, pp.1360-1368, September/October 2000
- [B12] N. Teske, G. Asher, M. Sumner, K. Bradley “Suppression of saturation saliency effects for the sensorless position control of induction motor drives under loaded conditions,” *IEEE Trans. Ind.Electron*, vol. 47, no. 5, pp.1142-1150, October 2000
- [B13] F. Briz, M. Degner, A. Diez, R. Lorenz “Measuring, modeling, and decoupling of saturation-induced saliencies in carrier-signal injection-based sensorless AC drives,” *IEEE Trans. Ind.Applic*, vol. 37, no. 5, pp.1356-1364, October 2001

- [C1] H. Hofmann, S. Sanders, "Speed Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 34, no. 1, January/February 1998
- [C2] K. Hurst, T. Habetler, G. Griva, F. Profumo, P. Jansen " A Self-Tuning Closed-Loop Flux Observer for Sensorless Torque Control of Standard Induction Machine", *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 12, no. 5, September 1997
- [C3] P. Jansen, R. Lorenz, D. Novotny, "Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods," *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 30, pp.945-953, July/August 1994
- [C4] H. Hofmann, S. Sanders "Speed-sensorless vector torque control of induction machines using a two-time-scale approach," , *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 34, no. 1, pp.169-177, January/February 1998
- [C5] J. Holtz, "Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors," in *Proc. IEEE-IAS 2002, 37th Annual IAS Meeting*, vol. 3, pp. 1687-1694
- [C6] M. Hinkkanen and J. Luomi, "Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors", in *Proc. IEEE-IAS 2002, 37th Annual IAS Meeting*, vol. 2, pp. 851-855
- [C7] T. Habetler, F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, A. Bettini "Stator resistance tuning in a stator-flux field-oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator", *IEEE Trans. on Power Electron*, vol. 13, no. 1, pp. 125-133, January 1998
- [C8] E. Sang, A. Liew, T. Lipo "New observer-based DFO scheme for speed sensorless field-oriented drives for low-zero-speed operation," *IEEE Trans. on Power Electron*, vol. 13, no. 5, pp. 959-968, September 1998
- [C9] L. Harnefors "Design and analysis of general rotor-flux-oriented vector control systems," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 48, no. 2, pp. 383-390, April 2001
- [C10] H. Nakano and I. Takahashi, "Sensorless field-oriented control of an induction motor using an instantaneous slip frequency estimation method", in *Conf. Rec. PESC '88*, pp. 847-854, 1998
- [D1] L. Huang, Y. Tadokoro, K. Matsuse, " Deadbeat flux level control of direct-field-oriented high-horsepower induction servo motor using adaptive rotor flux observer", *IEEE Trans. of Industr.Appl*, vol. 30, July/August 1994
- [D2] R. Doncker " Parameter sensitivity of indirect universal field-oriented controllers," *IEEE Trans. on Power electronics*, vol. 9, no. 4, July 1994
- [D3] R. Doncker "Comparison of universal field oriented (UFO) controllers in different reference frames," *IEEE Trans. on Power electr.*, vol. 10, no. 2, pp.205-213, March 1995
- [D4] B. Bose, N. Patel, K. Rajashekara "A start-up method for a speed sensorless stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive," , *IEEE Trans. Industr. Electron*, vol. 44, no. 4, pp.587-590, August 1997

- [D5] L. Harnefors "Instability phenomena and remedies in sensorless indirect field oriented control," *IEEE Trans. on Power electronics*, vol. 15, no. 4, pp.733-743, July 2000
- [D6] K. Ohyama, K. Shinohara "Small-signal stability analysis of vector control system of induction motor without speed sensor using synchronous current regulator," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.36, no. 6, November/December 2000
- [D7] K. Matsuse, S. Taniguchi, T. Yoshizumi, K. Namiki "A speed-sensorless vector control of induction motor operating at high efficiency taking core loss into account," *IEEE Trans. Ind.Applicat.*, vol. 37, no. 2, March/April 2001
- [D8] Z. Beres, P. Vranka "Sensorless IFOC of induction motor with current regulators in current reference frame," *IEEE Trans. Ind.Applicat.*, vol. 37, no. 4, July/August 2001
- [D9] S. Kim, S. Sul "Voltage control strategy for maximum torque operation of an induction machine in the field-weakening region," *IEEE Trans. Industr. Electron*, vol. 44, no. 4, pp.512-518, August 1997.
- [D10] F. Briz, A. Diez, M. Degner, R. Lorenz "Current and flux regulation in field-weakening operation," *IEEE Trans. Industr. Applic.*, vol. 37, no. 1, pp.42-50, Janury/February 2001
- [E1] C. Lee and C. Chen, " Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Kalman-Filter-Assisted Adaptive Observer", *IEEE Trans. Industr. Electron*, vol. 45, no.2, April 1998
- [E2] E. Levi, M. Wang "A speed estimator for high performance sensorless control of induction motor in the field weakening region," *IEEE Trans. on Power Electron*, vol. 17, no. 3, pp. 365-377, May 2002
- [E3] S. Kim, T. Park, J. Yoo and G. Park, "Speed-Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation", *IEEE Trans. Inustr. Electron*, vol. 48, no. 3, June 2001
- [E4] A. Ba-Razzouk, A. Cheriti, G. Olivier, P. Sicard "Field-oriented control of induction motors using neural-network decouplers," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp.752-763, July 1997.
- [E5] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 22, pp. 820-827, Sept./Oct. 1986.
- [E6] G. Buja, D. Casadei, and G. Serra, "Direct torque control of induction motor drives," in *Proc. IEEE ISIE'97*, pp. 2-8, 1997
- [E7] E. Monmasson, A. Naassani, and Jean-Paul Louis, "Extension of the DTC Concept", *IEEE Trans on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, pp. 715-717, June 2001
- [E8] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaaiberg, "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", in *Proc. IEEE ISIE'97*, pp. 41-47, 1997
- [E9] D. Casadei, G. Serra, A. Tani "Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation," , *IEEE Transactions on Power Electr.*, vol.15, no. 4, pp. 769-777, July 2000

- [E10] Y. Lai, J. Lin, J. Wang "Direct torque control induction motor drives with self-commissioning based on Taguchi methodology," *IEEE Transactions on Power Electr.*, vol.15, no. 6, pp. 1065-1071, November 2000
- [F1] D. Telford, M. W. Dunnigan, and B. W. Williams, "A Novel Torque-Ripple Reduction Strategy for Direct Torque Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 867-870, August 2001
- [F2] J. Kang and S. Sul, "Torque Ripple Minimization Strategy for Direct Torque Control of Induction Motor", in *Proc. IEEE ISIE '97*, pp. 112-118, 1997
- [F3] R. Ortega, N. Barabanov, G. Valderrama "Direct torque control of induction motors: stability analysis and performance improvement," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol.46, no. 8, pp. 1209-1222, August 2001
- [F4] J. Lee, T. Takeshita, N. Matsui "Stator-flux-oriented sensorless induction motor drive for optimum low-speed performance," , *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 1170-1176, September/October 1997
- [F5] S. Wee, M. Shin, D. Hyun "Stator-flux-oriented control of induction motor considering iron loss," , *IEEE Transactions on Ind. Electr.*, vol. 48, no. 3, pp. 602-608, June 2001
- [F6] M. Shin, D. Hyun, S. Cho "Maximum torque control of stator-flux-oriented induction machine drive in the field-weakening region," , *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, vol. 38, no. 1, pp. 117-122, January/February 2002
- [F7] C. Attaianesi, V. Nardi, A. Perfetto, G. Tomasso "Vectorial torque control: A novel approach to torque and flux control of induction motor drives," , *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, vol. 35, no. 6, pp. 1399-1405, November/December 1999
- [F8] J. Lee, C. Kim, M. Youn "A dead-beat type digital controller for the direct torque control of an induction motor," *IEEE Transactions on Power Electr.*, vol. 17, no. 5, pp. 739-746, September 2002
- [F9] Milić R. Stojić, *Digitalni sistemi automatskog upravljanja*, Akademska misao, Beograd, 2004
- [F10] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg "A modified direct torque control for induction motor sensorless drive," *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, vol. 36, no. 1, pp. 122-130, January/February 2000
- [G1] Y. Lai, J. Chen "A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction," , *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, no. 3, pp. 220-227, September 2001
- [G2] S. Suwankawin, S. Sangwongwanich "A speed-sensorless IM drive with decoupling control and stability analysis of speed estimation," , *IEEE Transactions on Ind. Electr.*, vol. 49, no. 2, pp. 444-455, April 2002
- [G3] J. Maes, J. Melkebeek "Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer," , *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, pp. 778-785, May/June 2000

- [G4] M. Rodic, K. Jazernik "Speed-sensorless sliding-mode torque control of an induction motor," *IEEE Transactions on Ind. Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 87-95, February 2002
- [G5] D. Casadei, G. Serra, A. Tani "Steady-state and transient performance evaluation of a DTC scheme in the low speed range," *IEEE Transactions on Power Electr.*, vol. 16, no.6, pp. 846-851, November 2001
- [G6] C. Mouchary, E. Mendes, A. Razek "Decoupled direct control of PWM inverter-fed induction motor drives" *IEEE Transactions on Ind. Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1307-1315, September/October 2002
- [G7] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, F. Profumo "Performance analysis of a speed-sensorless induction motor drive based on a constant switching frequency DTC scheme," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, pp.476-483, March/April 2003
- [G8] Dj. Stojić, S. Vukosavić "A new induction motor drive based on the flux vector acceleration method", rad prihvaćen za publikovanje u *IEEE Transactions on Energy Conversion*
- [G9] Dj. Stojić, S. Vukosavić "Induction motor drive based on the stator flux vector control" *Electrical Engin. (Archiv für Elektrotechnik)*, vol. 87, no. 1, pp. 23-32, January 2005.
- [G10] Paul C. Krause, *Analysis of electrical machinery*, Mc-Graw Hill, New York, 1986
- [H1] Slobodan N. Vukosavić, *Projektovanje adaptivnog mikroprocesorskog upravljanja brzinom i pozicijom asinhronog motora (doktorska disertacija)*, Elektrotehnički fakultet u Beogradu, 1989
- [H2] Đorđe Stojić, *Projektovanje regulatora statorske struje asinhronog motora (diplomski rad)*, Elektrotehnički fakultet u Beogradu, 1994
- [H3] A. Walczyna, K. Hasse, R. Czarnecki "Input filter stability of drives fed from the voltage inverters controlled by direct flux and torque control methods" *IEE Proc. on Power Applications*, vol. 143, no. 5, September 1996
- [H4] P. Enjeti, W. Shireen "A new technique to reject DC-link voltage ripple for inverters operating on programmed PWM waveforms" *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, January 1992
- [H5] M. Depenbrock "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 420-429, October 1998
- [H6] I. Takahashi, Y. Ohmori "High performance direct torque control of an induction motor," *IEEE Transactions on Ind. Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 257-264, March/April 1989
- [H7] H. Zhong, H. Messenger, M. Rashad "A new microcomputer-based direct torque control system for three-phase induction motor," *IEEE Transactions on Ind. Applications*, vol. 27, no. 2, pp. 257-264, March/April 1991
- [H8] T. Habetler, D. Divan "Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation," *IEEE Transactions on Ind. Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 893-901, September/October 1991

- [H9] G. Griva, G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli "Performance evaluation of a direct torque controlled drive in the continuous PWM-square wave transition region," *IEEE Transactions on Power Electr.*, vol. 10, no. 4, pp. 464-471, July 1995
- [H10] M. Kazimierowski, A. Kaspruwicz "Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives," *IEEE Transactions on Indr. Electr.*, vol. 42, no. 4, pp. 344-350, August 1995
- [H11] X. Wu, A. Steimel "Direct self control of induction machines fed by a double three-level inverter," *IEEE Transactions on Indr. Electr.*, vol. 44, no. 4, pp. 519-527, August 1997
- [H12] F. Bananno, A. Consoli, A. Raciti, A. Testa "An innovative direct self-control scheme for induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electr.*, vol. 12 no. 5 pp. 800-806, September 1997
- [H13] J. Kang, S. Sul "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency," *IEEE Transactions on Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 5, pp. 1076-1082, September/October 1999
- [H14] A. Purcell, P. Acarnley "Enhanced inverter switching for fast response direct torque control," *IEEE Transactions on Power Electr.*, vol. 16, no. 3, pp. 382-389, May 2001
- [H15] J. Kang, S. Sul "Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine parameters," *IEEE Transactions on Industr. Electr.*, vol. 48, no. 3, pp. 545-553, June 2001
- [H16] E. Monmasson, A. Naassani, J. Luis "Extension of the DTC concept," *IEEE Transactions on Industr. Electr.*, vol. 48, no. 3, pp. 715-717, June 2001
- [H17] D. Telford, M. Dunnigan, B. Williams "A novel torque-ripple reduction strategy for direct torque control," *IEEE Transactions on Industr. Electr.*, vol. 48, no. 4, pp. 867-870, August 2001
- [H18] K. Lee, J. Song, I. Choy, J. Yoo "Improvement of low-speed operation performance of DTC for three-level inverter-fed induction motors," *IEEE Transactions on Ind. Electr.*, vol. 48, no. 5, pp. 1006-1014, October 2001
- [H19] D. Casadei, G. Serra, A. Tani "The use of matrix converters in direct torque control of induction machines," *IEEE Transactions on Ind. Electr.*, vol. 48, no. 6, pp. 1057-1064, December 2001
- [H20] N. Idris, A. Yatim "An improved stator flux estimation in steady-state operation for direct torque control of induction machines," *IEEE Transactions on Indust. Appl.*, vol. 38, no.1, pp. 110-116, January/February 2002
- [H21] K. Lee, J. Song, I. Choy, J. Yoo "Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by three-level inverter with low switching frequency," *IEEE Transactions on Power Electr.*, vol. 17, no. 2, pp. 255-264, March 2002
- [I1] M. Peter, F. Erich, "Digital Implementation of Predictive Direct Control Algorithms for Induction Motors", in *Proc. IEEE ISIE '97*, pp. 19-25, 1997

8. Lista referenci

- [12] T. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L. Tolbert "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," , *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1045-1053, September/October 1992
- [13] K. Matsuse, T. Yoshizumi, S. Katsuta, S. Taniguchi "High-response flux control of direct-field-oriented induction motor with high efficiency taking core loss into account," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 1, January/February 1999
- [14] M. Elbuluk, N. Langovsky, D. Kankam "Design and Implementation of a closed-loop observer and adaptive controller for induction motor drives," , *IEEE Trans. of Ind. Applications*, vol. 34, no. 3, pp.435-443, May/June 1998

	cos φ	0.75
Induktivitet statora	L_s	1400 mH
Induktivitet rotora	L_r	2.89 W
Induktivitet rotora	L_m	3.065 W
Induktivitet rotora	L_m	8.04 mH
Induktivitet rotora	L_m	20.5 mH
Induktivitet rotora	L_m	0.21 H
Broj par polova	p	2



9. DODATAK

Tabela IX. Podaci o asinhronom motoru

Veličina	Oznaka	Vrednost
Nominalna snaga	P_n	7.5 kW
Nominalna struja	I_n	16A
Nominalni napon	U_n	380V
Faktor snage	$\cos\phi$	0.76
Nominalna brzina obrtanja	n_n	1460 o/min
Otpornost statora	R_s	2.89 W
Otpornost rotora	R_r	3.065 W
Induktivnost rasipanja statora	L_{σ_s}	8.04 mH
Induktivnost rasipanja rotora	L_{σ_r}	20.9 mH
Induktivnost magnećenja	L_m	0.25 H
Broj pari polova	P	2



Прилог 1.

Изјава о ауторству

Потписани-а Стојић, Ђорђе

Изјављујем


да је докторска дисертација под насловом

Директно управљање асинхроним мотором

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис

У Београду, 29. 1. 2014.



Прилог 2.

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Директно управљање асинхроним мотором

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (*Creative Commons*) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство
2. Ауторство - некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

Потпис

У Београду, 29. 1. 2014.

