

Sveučilište u Zagrebu
Fakultet elektrotehnike i računarstva

DINKO VUKADINOVIĆ

**PROCJENA VARIJABLI STANJA VEKTORSKI UPRAVLJANOG
ASINKRONOG MOTORA**

Magistarski rad

ZAGREB, 2002.

Magistarski rad je izrađen u Zavodu za elektroenergetiku Fakulteta elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje u Splitu

Mentor: Prof. dr. sc. Gorislav Erceg

Magistarski rad ima 120 stranica

Redni broj:

Komisija za ocjenu magistarskog rada:

1. Prof. dr. sc. Drago Ban – Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zagreb
2. Prof. dr. sc. Gorislav Erceg – Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zagreb
3. Doc. dr. sc. Mate Smajo – Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split

Komisija za obranu magistarskog rada:

1. Prof. dr. sc. Drago Ban – Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zagreb
2. Prof. dr. sc. Gorislav Erceg – Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zagreb
3. Doc. dr. sc. Mate Smajo – Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split

Magistarski rad je obranjen 29. listopada 2002. god. na Fakultetu elektrotehnike i računarstva u Zagrebu.

Zahvala

Zahvaljujem se mentoru prof. dr. sc. Gorislavu Ercegu na korisnim savjetima i pomoći tijekom izrade ovog rada.

Zahvaljujem se doc. dr. sc. Mati Smaji na predloženoj temi, sustavnoj pomoći, korisnim stručnim i prijateljskim savjetima tijekom mog cjelokupnog znanstvenog rada.

Zahvaljujem se prof. dr. sc. Dinku Begušiću na korisnim savjetima i sugestijama u vezi izbora i analize digitalnih filtera. Upute i literaturu za projektiranje analognog filtera sam dobio od doc. dr. sc. Lukija Biličića, te mu se srdačno zahvaljujem.

Korisne praktične savjete pri radu u laboratoriju sam dobio od laboranta inž. Ivce Penge, na čemu mu se iskreno zahvaljujem.

Veliko hvala i kolegama sa Zavoda za elektroenergetiku i Zavoda za elektroniku Fakulteta elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje koji su mi pomogli u nekim važnim detaljima tijekom mog rada.

1. UVOD	1
2. STRUKTURE REGULIRANOG ELEKTROMOTORNOG POGONA S VEKTORSKI UPRAVLJANIM ASINKRONIM MOTOROM	3
2.1. Sustav vektorskog upravljanja asinkronim motorom zasnovan na ulančenom magnetskom toku rotora	5
2.1.1. Matematički model regulacijske strukture zasnovane na ulančenom magnetskom toku rotora.....	6
2.1.2. Statičke karakteristike regulacijske strukture zasnovane na ulančenom magnetskom toku rotora sa prisutnom pogreškom procjenjenih parametara.....	8
2.1.3. Rezultati simulacije.....	11
2.1.4. Statičke i upravljačke karakteristike asinkronog motora upravljanog po zakonu konstantnog ulančenog magnetskog toka rotora.....	13
2.2. Sustav vektorskog upravljanja asinkronim motorom zasnovan na ulančenom magnetskom toku statora	18
2.2.1. Matematički model regulacijske strukture zasnovane na ulančenom magnetskom toku statora.....	18
2.2.2. Statičke karakteristike regulacijske strukture zasnovane na ulančenom magnetskom toku statora sa prisutnom pogreškom procjenjenih parametara.....	20
2.2.3. Rezultati simulacije.....	22
2.2.4. Statičke i upravljačke karakteristike asinkronog motora upravljanog po zakonu konstantnog ulančenog magnetskog toka statora.....	24
3. UTJECAJ ZASIĆENJA U ŽELJEZU NA STATIČKE I DINAMIČKE KARAKTERISTIKE ASINKRONOG MOTORA	27
3.1. Proračun i mjerenje varijabli stanja sa i bez efekta zasićenja u stacionarnim režimima rada	31
3.2. Proračun i mjerenje varijabli stanja sa i bez efekta zasićenja u dinamičkim režimima rada	38
4. PRIMIJENJENA TEHNIKA DIGITALNE OBRADJE SIGNALA	43
4.1. Digitalno filtriranje signala	43
4.2. Primjena frekvencijski selektivnih filtera	46
5. PROCJENA VARIJABLI STANJA, ELEKTROMAGNETSKOG MOMENTA I SNAGE ASINKRONOG MOTORA	56
5.1. Algoritam procjene vektora ulančenog magnetskog toka statora, ulančenog magnetskog toka rotora, elektromagnetskog momenta i snage	56
5.2. Algoritam procjene vektora ulančenog magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i snage upotrebom analognih sklopova	61

5.3. Procjena vektora ulančenog magnetskog toka statora, vektora ulančenog magnetskog toka rotora, elektromagnetskog momenta i snage na temelju digitalno obrađenih napona i struja statora	70
5.4. Usporedba rezultata analogne i digitalne procjene.....	83
6. STRUKTURA VEKTORSKOG UPRAVLJANJA ASINKRONIM MOTOROM BEZ MJERNOG ČLANA BRZINE VRTNJE.....	94
6.1. Primjena adaptivnog modela s referentnim sustavom.....	95
6.2. Predložena struktura vektorskog upravljanja asinkronim motorom bez mjernog člana brzine vrtnje.....	100
6.3. Analiza rezultata procjene brzine vrtnje, otpora statora i vektora ulančenog magnetskog toka rotora.....	105
7. ZAKLJUČAK.....	109
8. DODACI.....	111
D1. Podaci asinkronog motora 5ABZ-90L-4.....	111
D2. Podaci pretvarača frekvencije „PIV electronics”.....	112
D3. Tehnički podaci LEM – ovih modula za mjerenje napona i struje.....	113
POPIS OZNAKA.....	115
LITERATURA.....	118

1. UVOD

Asinkroni motor (AM) je, u današnjim industrijskim aplikacijama, najzastupljeniji električni stroj. Razlozi njegove primjene su: neosjetljiv je s obzirom na radne uvjete, asinkronim motorima standardne proizvodnje moguće je realizirati pogone za različite namjene, ima relativno nisku cijenu, i ne zahtijeva održavanje. Međutim, postoje i određene poteškoće koje se pojavljuju u elektromotornim pogonima s asinkronim motorom. To se prvenstveno odnosi na mogućnosti regulacije zbog složenog matematičkog modela, pojave nelinearnosti zbog efekta zasićenja u željezu i promjena parametara motora u funkciji temperature.

U današnje vrijeme se sve više primjenjuju komponente energetske elektronike, pa zbog toga asinkroni motori napajani iz pretvarača frekvencije postaju najzastupljeniji motori u pogonima koji zahtijevaju promjene brzine vrtnje. S pojavom digitalnih signal procesora (DSP) otvaraju se nove mogućnosti primjene različitih struktura upravljanja asinkronim motorom [28]. Upravljačke strukture s digitalnim signal procesorima su superiorne u odnosu na analogne zbog toga što su manje osjetljive s obzirom na temperaturne promjene i veći broj funkcija se može realizirati u samo jednom integriranom sklopu. Trenutno su aktualna istraživanja upravljačkih struktura bez mjernog člana brzine vrtnje i odgovarajućih aplikacija sa digitalnim signal procesorima.

Iako asinkroni motor ima vrlo jednostavnu strukturu, njegov matematički model je kompliciran zbog sprege varijabli stanja i pojave nelinearnosti. Regulacijske strukture koje se zasnivaju na orijentaciji polja (eng. FOC, Field Oriented Control) ili strukture vektorske regulacije otvaraju nove mogućnosti primjene asinkronih motora i postizanje efikasne regulacije s dobrim dinamičkim pokazateljima kvalitete. Osnovna ideja ove strukture upravljanja je bila usporedba asinkronog motora s nezavisno uzbuđenim istosmjernim motorom. Ova usporedba je moguća ako se u matematičkom modelu asinkronog motora izabere rotirajući d, q koordinatni sustav vezan ili za ulančeni magnetski tok rotora ili magnetski tok statora. Ovakav pristup zahtijeva više proračuna nego standardno skalarno upravljanje ($U/f = \text{konst.}$), a koje je moguće implementirati u digitalni signal procesor.

Prednosti vektorskog u odnosu na skalarno upravljanje su sljedeće:

- bolje ponašanje sustava upravljanja pri nižim brzinama vrtnje,
- bolje dinamičko ponašanje,
- visoki stupanj iskoristivosti za svaku radnu točku u širokom opsegu promjena brzine vrtnje,
- neovisno upravljanje magnetskim tokom i momentom,
- sposobnost rada pri kratkotrajnim temperaturnim preopterećenjima i
- četverokvadrantni rad.

Osim toga, trend suvremenih istraživanja je usmjeren na tehnike tzv. inteligentnog upravljanja. U ove tehnike spadaju neuronske mreže i fuzzy logika. Mogu se primjenjivati u funkciji estimatora ili regulatora, jer, općenito, imaju bolje osobine od konvencionalnih regulatora.

Osnovni cilj ovog magistarskog rada je analiza struktura vektorskog upravljanja asinkronim motorom zasnovanih na ulančenom magnetskom toku statora i toku rotora. Za svaku od navedenih regulacijskih struktura napravljen je odgovarajući matematički model. U ovim modelima svakako je unaprijed potrebno poznavati parametre motora. Parametri motora su ulazni podaci matematičkog modela asinkronog motora, estimatora ulančenog magnetskog toka statora i rotora, snage i elektromagnetskog momenta asinkronog motora. Omski otpori statorskog i rotorskog namota mogu značajno varirati u dinamičkim režimima rada, a induktiviteti se mogu mijenjati zbog zasićenja u željezu motora. Sve ovo navodi na potrebu razmatranja

utjecaja promjene parametara s obzirom na stabilnost i pokazatelje kvalitete regulacije u stacionarnim i dinamičkim režimima rada regulacijskog sustava.

Analizom i usporedbom struktura vektorskog upravljanja zasnovanih na magnetskom toku statora i magnetskom toku rotora moguće je doći do zaključka kada je bolja primjena pojedine strukture i u kojim režimima rada. Za ovakvu analizu navedenih struktura vektorskog upravljanja napravljeni su odgovarajući simulacijski programi. Razmatran je utjecaj pogreške procjene rasipnih induktiviteta i međuinduktiviteta motora na stabilnost i točnost sustava vektorskog upravljanja. Za valjanu analizu statičkih i dinamičkih karakteristika asinkronog motora korišten je matematički model asinkronog motora za proračun varijabli stanja sa uračunatim efektom zasićenja u željezu.

Sustavi vektorske regulacije asinkronog motora se realiziraju, između ostalog, korištenjem digitalnih signal procesora i digitalnih regulatora. Zbog toga se, u ovom radu nalazi kratki pregled teorije digitalne obrade signala i digitalnih filtera sa elementima izbora digitalnog filtera.

Na laboratorijskom modelu asinkronog motora primijenjen je postupak procjene varijabli stanja, elektromagnetskog momenta i snage asinkronog motora u otvorenom krugu upotrebom odgovarajućih analognih sklopova, te upotrebom digitalno filtriranih napona i struja statora asinkronog motora. Motor je napajan iz krute mreže i iz pretvarača frekvencije u području promjena frekvencije od 3 do 50 Hz. Obavljena je usporedba ova dva postupka procjene.

Korištenjem dostupne literature u kojoj su obrađeni sustavi vektorskog upravljanja asinkronim motorom bez mjernog člana brzine vrtnje predložena je i analizirana jedna od struktura vektorskog upravljanja asinkronim motorom bez mjernog člana brzine vrtnje. Predložena struktura vektorskog upravljanja se zasniva na teoriji adaptivne regulacije i teoriji observera uz istovremenu identifikaciju omskog otpora statora. Ova struktura vektorskog upravljanja se razlikuje od konvencionalne upravljačke strukture zasnovane na referentnom modelu s adaptivnim sustavom (eng. MRAS, Model Reference Adaptive System) s obzirom na definiranje referentnog i adaptivnog sustava, te izbor brzine vrtnje koordinatnog sustava u kojem se opisuje matematički model [1]. Kod konvencionalne regulacijske strukture zasnovane na referentnom modelu s adaptivnim sustavom se, uobičajeno, tzv. naponski model za procjenu magnetskog toka rotora koristi kao referentni model, a strujni model kao adaptivni model. U ovom radu se naponski model promatra kao adaptivni, a strujni kao referentni. Osim toga, predložena regulacijska struktura se, također, razlikuje od uobičajenog MRAS postupka po tome što nije primijenjen visokopropusni filter koji, inače, može prozrokovati određene smetnje. Ovakav regulacijski sustav je moguće implementirati u digitalni signal procesor (DSP). U radu je napravljen odgovarajući programi za simulaciju zaleta i kočenja asinkronog motora sa istovremenom procjenom brzine vrtnje i identifikacijom omskog otpora statora.

2. STRUKTURE REGULIRANOG ELEKTROMOTORNOG POGONA S VEKTORSKI UPRAVLJANIM ASINKRONIM MOTOROM

Upravljanje elektromotornim pogonima s izmjeničnim strojevima bez mjernog člana brzine vrtnje zahtijeva procjenu varijabli stanja motora. Procjenjivanje se temelji na mjerenju statorskih napona i struja. Dobre karakteristike elektromotornog pogona se mogu postići kreiranjem relativno jednostavnih algebarskih estimatora brzine vrtnje. Strukture upravljanja koje imaju vrlo zahtjevne karakteristike zasnivaju se na dinamičkom modelu procjene amplitude i položaja magnetskih tokova statora ili rotora.

Prednosti upravljačkih struktura s asinkronim motorom bez mjernog člana brzine vrtnje su: niža cijena, smanjenje upravljačke opreme, eliminacija senzorskih kabela i jednostavnija mogućnost izvedbe.

Pregled različitih upravljačkih struktura s asinkronim motorom bez mjernog člana brzine vrtnje nalaze se u literaturi [19]. Neke od njih su:

1. Procjenjivanje zasnovano na induciranoj elektromotornoj sili

Ovaj koncept se zasniva na vektoru inducirane elektromotorne sile \bar{u}_i . Ovaj vektor prethodi vektoru magnetskog toka rotora za 90° i osigurava spore promjene amplitude magnetskog toka rotora. Kružna frekvencija rotora ω_r se procjenjuje na temelju vektora \bar{u}_i koji se računa kao $\bar{u}_i = \bar{u}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt}$ i kružne frekvencije statora ω_s . Ovako procjenjena kružna frekvencija rotora se dovodi na niskoprouzni filter da bi se izbjegao problem stabilnosti.

Dinamičke karakteristike su određene regulacijskim petljama brzine vrtnje i klizanja. Vrijeme porasta elektromagnetskog momenta je oko 40 ms. Dinamičke karakteristike su zadovoljavajuće za brzine vrtnje iznad 3 – 5 % nazivne brzine vrtnje.

2. Upravljanje zasnovano na zakonu $U_s/f_s = \text{konst.}$

Iako se ova upravljačka struktura zasniva na jednostavnom zakonu, ipak osigurava vrlo dobre dinamičke zahtjeve. U ovom slučaju je ključna veličina radna komponenta struje statora i_{sp} koja se računa kao $i_{sp} = i_{s\alpha} \cos \vartheta + i_{s\beta} \sin \vartheta$. Kut ϑ je kut dobiven integracijom statorske frekvencije, a predstavlja orijentaciju utisnutog vektora napona statora. Radna komponenta struje statora predstavlja elektromagnetski moment i zbog toga se dobiva na izlazu iz regulatora brzine vrtnje. Procjena brzine vrtnje se zasniva na kružnoj frekvenciji statora ω_s i radnoj komponenti struje statora koja je proporcionalna kružnoj frekvenciji rotora ω_r . U ovakvoj upravljačkoj strukturi je vrijeme porasta elektromagnetskog momenta oko 10 ms.

3. Procjenjivanje zasnovano na prostornim harmonicima

Sekundarni efekti magnetizacije stroja otvaraju potencijalnu mogućnost procjene brzine vrtnje. Harmonici u utorima rotora, koji modeliraju statorski rasipni tok, proporcionalni su brzini vrtnje rotora. Odgovarajuće komponente inducirano napona se odvajaju od omskog pada napona pomoću specijalnih osjetila smještenih na krajevima namota.

Integracijom prvog harmonika inducirane elektromotorne sile, koji se mjeri na krajevima statorskog namota, procjenjuje se magnetski tok u zračnom rasporu, i na taj način se stvara osnova upravljačkog sustava zasnovanog na orijentaciji polja. Zbog

malog broja utora na rotoru rezolucija brzina vrtnje pri malim brzinama postaje loša. To smanjuje dinamiku regulacije brzine vrtnje.

4. Upravljanje naponom statora u povratnoj vezi

Referentni statorski napon u d, q – koordinatama \bar{u}_s^* , se generira kao signal povratne veze reguliran referentnom d – komponentom struje statora i_{sd} , mjerenom q – komponentom struje statora i kružnom frekvencijom statora ω_s .

Signali ovise o parametrima stroja, što uvjetuje potrebu za kompenzacijom greške. Regulator i_{sd} komponente, kao primarni zadatak, treba osigurati korekciju pogreške signala u_{sd}^* , te na taj način upravljati magnetskim tokom. Signal i_{sq}^* koji predstavlja referencu elektromagnetskog momenta se dobije kao izlaz iz regulatora brzine vrtnje. Procjenjena brzina vrtnje $\hat{\omega}$ je sastavljena iz statorske frekvencije ω_s i procjenjene rotorske frekvencije $\hat{\omega}_r$. Budući da se moment smanjuje kada se smanjuje brzina vrtnje okretnog magnetskog polja ω_s , kut orijentacije elektromagnetskog polja δ se dobiva kao izlaz iz i_{sq} regulatora.

Iako ovaj sustav sadrži regulatore obaju komponenata struje statora, i_{sd} i i_{sq} , unutarnja sprega između ulaznih i izlaznih varijabli nije eliminirana u dinamičkim režimima rada.

Vrijeme porasta momenta u ovom slučaju je oko 15 ms; točnost brzine vrtnje je između 1 % za brzine vrtnje iznad 3% nazivne brzine vrtnje i ± 12 r/min pri 45 r/min.

5. Orijehtacija elektromagnetskog polja prema vektoru magnetskog toka rotora

Ovo je klasična upravljačka struktura u kojoj regulatori brzine i magnetskog toka rotora generiraju referencu vektora struje $\bar{i}_s^* = i_{sd}^* + j i_{sq}^*$ u d, q – koordinatnom sustavu. Ovaj signal se transformira u statorski koordinatni sustav i upravljan je brzim regulatorima struje. Moguća neusklađenost referentnog koordinatnog sustava se zamjećuje kao razlika između mjerene q - komponente struje i njezine referentne vrijednosti i_{sq}^* . Signal pogreške je ulazna veličina PI regulatora čiji je izlaz procjenjena mehanička brzina vrtnje $\hat{\omega}$. Ovaj signal se također dodaje procjenjenoj rotorskoj frekvenciji $\hat{\omega}_r$, koja se računa iz referentne vrijednosti i_{sq}^* i ψ_r^* . Integracijom ω_s se dobiva kut orijentacije polja δ .

Budući da se vektor magnetskog toka rotora računa prema jednadžbi $\bar{\psi}_r = \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt}) dt$, nastaje problem integracije u otvorenoj petlji. Taj problem se rješava ograničavanjem područja integracije visokih frekvencija inducirane elektromotorne sile.

Pri 18 r/min točnost procjenjene brzine vrtnje je unutar ± 3 r/min. Točnost pri brzini vrtnje od 18 r/min je oko $\pm 0,03$ p.u. za iznos reference elektromagnetskog momenta od 0,1 p.u. Ova točnost se značajno poboljšava kako se moment povećava.

6. Orijehtacija elektromagnetskog polja prema vektoru magnetskog toka statora

Alternativni pristup kod sustava upravljanja bez mjernog člana brzine vrtnje je orijentacija referentnog koordinatnog sustava prema vektoru magnetskog toka statora. Primjenjujući brzu regulaciju struje statora vektor struje statora se koristi kao pobudna funkcija. Nastaje kompleksni sustav prvog reda u kojemu je vektor magnetskog toka statora varijabla stanja.

U ovom slučaju referenca momenta ima neželjeni utjecaj na magnetski tok. U literaturi postoji predloženo rješenje za raspredanje q – komponente struje od magnetskog toka statora. Problemi stabilnosti i točnosti se eliminiraju primjenom brzih signalprocesora, specijalnih A/D pretvarača sa vrlo malim vremenom uzorkovanja, i automatiziranim procesom definiranja parametara.

Zadovoljavajuće operacije se postižu pri brzini vrtnje od 30 r/min i pri nazivnom momentu tereta.

Upravljačke strukture pod rednim brojem 1 i 2 spadaju u grupu upravljačkih struktura tzv. normalnih dinamičkih zahtjeva, a sve ostale u grupu struktura strogih dinamičkih zahtjeva vektorskog upravljanja bez mjernog člana brzine vrtnje.

U daljnjem tekstu razmatrane su strukture vektorskog upravljanja koje se zasnivaju na orijentaciji magnetskog polja prema magnetskim tokovima rotora i statora.

2.1. Sustav vektorskog upravljanja asinkronim motorom zasnovan na ulančenom magnetskom toku rotora

Da bi se izbjegla upotreba mjernih članova brzine vrtnje ili mjernih članova magnetskog toka u upravljačkoj strukturi koja se zasniva na orijentaciji magnetskog polja naponi i struje statora se mogu koristiti za procjenu ulančenog magnetskog toka rotora [14,34]. Budući da se u ovom procesu procjene koriste rasipni induktiviteti stroja neophodna je vrlo precizna procjena ovih parametara. Rasipni induktiviteti mogu značajno varirati zbog efekta zasićenja u željezu.

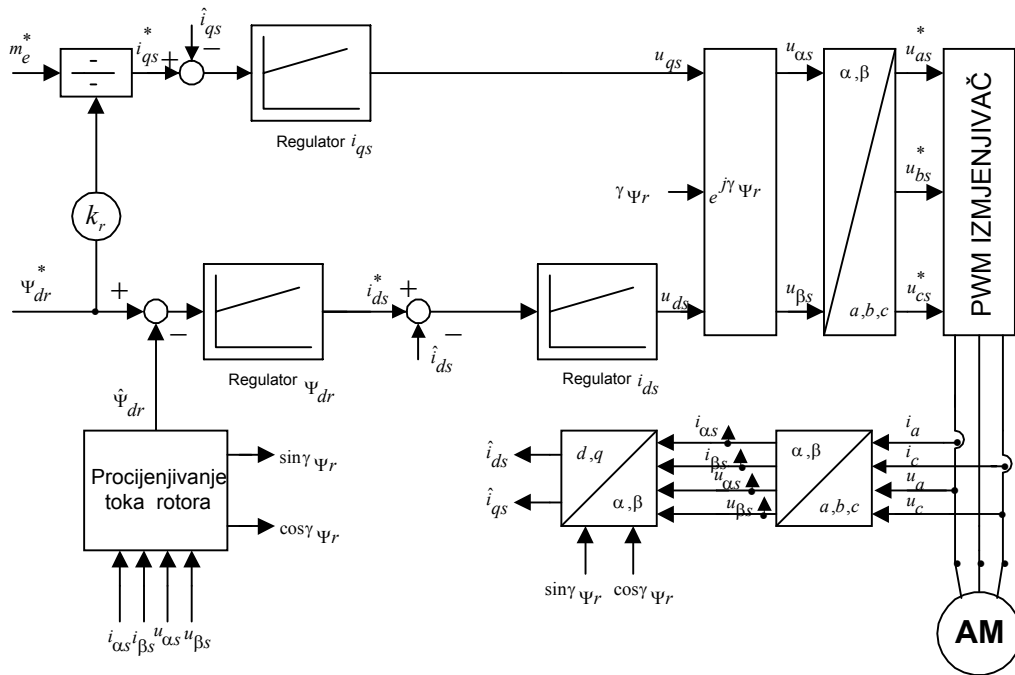
U ovom poglavlju će se detaljnije razmatrati utjecaj pogreške procjenjenih parametara na regulacijski sustav i njegovu stabilnost.

Općenito se može reći da regulacijske strukture zasnovane na orijentaciji magnetskog polja imaju vrlo dobre statičke i dinamičke pokazatelje kvalitete regulacije. U ovim regulacijskim strukturama se može osigurati neovisno upravljanje elektromagnetskim momentom i magnetskim tokom. Postoje dva tipa vektorske regulacije zasnovane na orijentaciji polja po ulančenom magnetskom toku rotora [1]: direktna orijentacija polja (eng. DFO, Direct Flux Orientation) i indirektna orijentacija polja (eng. IFO, Indirect Flux Orientation).

U upravljačkoj strukturi koja se zasniva na direktnoj orijentaciji polja, s obzirom da nije moguće direktno mjeriti magnetski tok rotora, potrebno je za poznavanje amplitude i položaja magnetskog toka rotora razviti određene računске algoritme koji kao ulazne podatke imaju mjerene napone i struje statora. Glavni problem za većinu upravljačkih struktura koje se zasnivaju na direktnoj orijentaciji magnetskog polja je nemogućnost rada pri nižim brzinama vrtnje kada su dominantni padovi napona na omskim otporima rotora i statora i kada zahtijevana integracija struja i napona statora postaje problematična [1]. Ova upravljačka struktura je osjetljiva na promjene iznosa rasipnih induktiviteta i omskog otpora statora.

U upravljačkoj strukturi koja se zasniva na indirektnoj orijentaciji polja položaj vektora magnetskog toka rotora se proračunava na temelju zadanih referenci elektromagnetskog momenta i magnetskog toka rotora. Kod ove strukture vektorskog upravljanja ne pojavljuju se problemi pri nižim brzinama vrtnje. Međutim, ovdje postoji vrlo velika osjetljivost na promjene vremenske konstante rotora T_r .

Karakteristično je da je upravljačka struktura zasnovana na direktnoj orijentaciji magnetskog polja manje osjetljiva s obzirom na promjene parametara nego upravljačka struktura zasnovana na indirektnoj orijentaciji magnetskog polja [1]. Zbog toga je u ovom poglavlju i analizirana jedna od struktura vektorskog upravljanja koja se zasniva na direktnoj orijentaciji magnetskog polja.



Slika 2.1. Funkcijska blokovska shema sustava vektorskog upravljanja asinkronim motorom zasnovanog na ulančenom magnetskom toku rotora

Na slici 2.1. se uobičajeno za regulator ulačenog magnetskog toka rotora koristi PI regulator zbog toga što će u tom slučaju statička pogreška između reference magnetskog toka rotora i procijenjenog iznosa magnetskog toka rotora biti jednaka nuli.

Estimator magnetskog toka rotora se može opisati pomoću sljedećih jednadžbi [34]:

$$\hat{\bar{\psi}}_s = \int (\bar{u}_s - \bar{i}_s R_s) dt, \quad (2.1)$$

$$\hat{\bar{\psi}}_r = \frac{L_r}{L_m} (\bar{\psi}_s - \sigma L_s \bar{i}_s). \quad (2.2)$$

Jednadžba (2.1) pokazuje da točnost procjene ulančenog magnetskog toka statora ovisi o točnosti procjene omskog otpora statora. Omski otpor statora je moguće vrlo precizno i jednostavno mjeriti, a mjerenje je jednostavno prilagoditi njegovim sporim temperaturnim promjenama. Zbog toga se podrazumjeva da je moguće vrlo točno procijeniti ulančeni magnetski tok statora. S druge strane, jednadžba (2.2) pokazuje da procijenjeni ulančeni magnetski tok rotora ovisi o rasipnim induktivitetima i međuinduktivitetu stroja. Ovi induktiviteti mogu značajno varirati u ovisnosti o tome u kakvom režimu rada se nalazi promatrani stroj. Zbog toga je teško prilagoditi procjenu s obzirom na ove promjene.

2.1.1. Matematički model regulacijske strukture zasnovane na ulančenom magnetskom toku rotora

Da bi se pojednostavila matematička analiza modela uvode se sljedeće pretpostavke:

1. Izlazni naponi PWM izmjenjivača su sinusoidalni, tj. računa se samo sa frekvencijom osnovnog harmonika.

2. Budući da je ulančeni magnetski tok statora moguće procjeniti sa zadovoljavajućom točnošću smatra se da je ovaj procjenjeni magnetski tok jednak proračunatom.

Pod gore navedenim uvjetima mogu se napisati sljedeće jednadžbe u jediničnim vrijednostima koje opisuju regulacijsku strukturu prikazanu na slici 2.1. [34]:

- za regulatore magnetskog toka rotora i komponenata struje statora:

$$i_{qs} = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} \frac{m_e^*}{\Psi_{dr}^*}, \quad (2.3)$$

$$i_{ds} = \int k_{i1} (\Psi_{dr}^* - \hat{\Psi}_{dr}) dt + k_{p1} (\Psi_{dr}^* - \hat{\Psi}_{dr}), \quad (2.4)$$

$$u_{ds} = \int k_{i2} (i_{ds}^* - \hat{i}_{ds}) dt + k_{p2} (i_{ds}^* - \hat{i}_{ds}), \quad (2.5)$$

$$u_{qs} = \int k_{i2} (i_{qs}^* - \hat{i}_{qs}) dt + k_{p2} (i_{qs}^* - \hat{i}_{qs}). \quad (2.6)$$

- za naponski upravljani asinkroni motor u sinkrono rotirajućem koordinatnom sustavu i jediničnim vrijednostima:

$$\Psi_{dr} + T_r \frac{d\Psi_{dr}}{dt} = L_m i_{ds} + \omega_r T_r \Psi_{qr}, \quad (2.7)$$

$$\Psi_{qr} + T_r \frac{d\Psi_{qr}}{dt} = L_m i_{qs} - \omega_r T_r \Psi_{dr}, \quad (2.8)$$

$$\Psi_{qs} = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{qr} + \sigma L_s i_{qs}, \quad (2.9)$$

$$\Psi_{ds} = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} + \sigma L_s i_{ds}, \quad (2.10)$$

$$m_e = \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}). \quad (2.11)$$

- za estimator ulančenog magnetskog toka rotora:

$$\hat{\Psi}_{qr} = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} (\Psi_{qs} - \hat{\sigma} \hat{L}_s i_{qs}), \quad (2.12)$$

$$\hat{\Psi}_{dr} = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} (\Psi_{ds} - \hat{\sigma} \hat{L}_s i_{ds}). \quad (2.13)$$

Budući da se procjena ulančenog magnetskog toka rotora obavlja uvažavajući činjenicu da je q – komponenta ulančenog magnetskog toka jednaka nuli, može se pisati:

$$\hat{\Psi}_{qr} = 0. \quad (2.14)$$

Kada je regulacijski sustav ispravno podešen, tj. kada su svi procjenjeni parametri jednaki odgovarajućim stvarnim iznosima može se pisati:

$$\Psi_{qr} = \hat{\Psi}_{qr}, \quad (2.15)$$

$$\Psi_{dr} = \hat{\Psi}_{dr} = \Psi_{dr}^*. \quad (2.16)$$

U ovom slučaju postignuta je točna upravljačka struktura zasnovana na ulančenom magnetskom toku rotora. Sustav će u ovom slučaju uvijek biti stabilan (bez ograničenja reference elektromagnetskog momenta) i postići će se raspregnuto dvoosno upravljanje sustavom. Trenutnu regulaciju elektromagnetskog momenta, a time i brzine vrtnje je moguće postići ukoliko se referenca ulančenog magnetskog toka rotora zadržava konstantnom.

2.1.2. Statičke karakteristike regulacijske strukture zasnovane na ulančenom magnetskom toku rotora sa prisutnom pogreškom procjenjenih parametara

Ukoliko parametri motora nisu točno procjenjeni, tada se i procjenjeni ulančeni magnetski tok rotora razlikuje od stvarnog. Orijentacija elektromagnetskog polja više nije zasnovana na stvarnom iznosu ulančenog magnetskog toka rotora. U ovom slučaju neovisno dvoosno upravljanje nije moguće (sustav postaje spregnut), nije ostvariva trenutna regulacija elektromagnetskog momenta i postoji ograničenje elektromagnetskog momenta (motor ne može dostići zadanu referencu, ili postaje nestabilan). Da bi se razmotrio utjecaj varijacije parametara motora na karakteristike pogona za regulacijsku strukturu sa slike 2.1. potrebno je promatrati jednadžbe koje opisuju stacionarno stanje, a koje se dobiju iz jednadžbi (2.7) do (2.16) uvažavajući činjenicu da su sve vremenske derivacije jednake nuli.

Iz jednadžbe (2.12) i uvažavajući jednadžbu (2.14) slijedi:

$$\Psi_{qs} = \hat{\sigma} \hat{L}_s I_{qs0}. \quad (2.17)$$

Budući da uvedenu regulacijsku strukturu promatramo u stacionarnom stanju, jednadžbe (2.7) i (2.8) se mogu pisati na način:

$$\Psi_{dr} = L_m I_{ds0} + \omega_{ro} T_r \Psi_{qr}, \quad (2.18)$$

$$\Psi_{qr} = L_m I_{qs0} - \omega_{ro} T_r \Psi_{dr}. \quad (2.19)$$

Jednadžba (2.9) se može pisati u obliku:

$$\Psi_{qs} = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{qr} + \sigma L_s I_{qs0}. \quad (2.20)$$

Uvrštavajući jednadžbu (2.17) u (2.20) dobiva se, nakon sređivanja:

$$\Psi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} I_{qs0} \Delta L_\sigma, \quad (2.21)$$

pri čemu je $\Delta L_\sigma = \hat{\sigma} \hat{L}_s - \sigma L_s$.

S obzirom da je koordinatni sustav orijentiran po procjenjenom ulančenom magnetskom toku rotora može se uzeti da je:

$$\hat{\Psi}_{dr} = \Psi_{dr}^*. \quad (2.22)$$

Uvrštavanjem jednadžbe (2.22) u jednadžbu u jednadžbu (2.13) dobiva se da je:

$$\Psi_{dr}^* = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} (\Psi_{ds} - \hat{\sigma} \hat{L}_s I_{ds0}). \quad (2.23)$$

U ovoj jednadžbi se d – komponenta magnetskog toka statora može zamijeniti na način kako to pokazuje jednadžba (2.10), uvažavajući činjenicu da se radi o stacionarnom stanju. Dobiva se:

$$\Psi_{dr}^* = \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} + \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} \sigma L_s I_{ds0} - \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} \hat{\sigma} \hat{L}_s I_{ds0}. \quad (2.24)$$

Iz ove jednadžbe se može dobiti da je:

$$\Psi_{dr} = \Psi_{dr}^* \frac{\hat{L}_m L_r}{\hat{L}_r L_m} + I_{ds0} \Delta L_\sigma \frac{L_r}{L_m}. \quad (2.25)$$

Jednadžbe (2.25) i (2.21) se uvrste u jednadžbe (2.18) i (2.19), te eliminiranjem struje I_{ds0} , poslije sređivanja, dobiva se sljedeća kvadratna jednadžba po kružnoj frekvenciji rotora u stacionarnom stanju, ω_{r0} [33]:

$$\omega_{r0}^2 - \frac{\hat{L}_m L_m^2 \Psi_{dr}^*}{T_r L_r \hat{L}_r I_{qs0} \Delta L_\sigma^2} \omega_{r0} + \left[\frac{L_m^2 - L_r \Delta L_\sigma}{T_r L_r \Delta L_\sigma} \right]^2 = 0. \quad (2.26)$$

Ova kvadratna jednadžba će imati realna rješenja samo ako je njena diskriminanta veća ili jednaka nuli, tj.:

$$\left[\frac{\hat{L}_m L_m^2 \Psi_{dr}^*}{T_r L_r \hat{L}_r I_{qs0} \Delta L_\sigma^2} \right]^2 - 4 \left[\frac{L_m^2 - L_r \Delta L_\sigma}{T_r L_r \Delta L_\sigma} \right]^2 \geq 0. \quad (2.27)$$

Iz ove jednadžbe se dobiva ograničenje q – komponente struje statora u stacionarnom stanju:

$$I_{qs0} \leq \left| \frac{\hat{L}_m L_m^2 \Psi_{dr}^*}{2(L_m^2 - L_r \Delta L_\sigma) \Delta L_\sigma \hat{L}_r} \right|. \quad (2.28)$$

Uvrštavanjem ove nejednadžbe u jednadžbu (2.3) i vodeći računa da se radi o stacionarnom stanju dobiva se ograničenje reference elektromagnetskog momenta uz nazočnost pogreške procjenjenih parametara:

$$m_e^* \leq \left| \frac{\hat{L}_m^2 L_m^2 \Psi_{dr}^{*2}}{2(L_m^2 - L_r \Delta L_\sigma) \Delta L_\sigma \hat{L}_r^2} \right|. \quad (2.29)$$

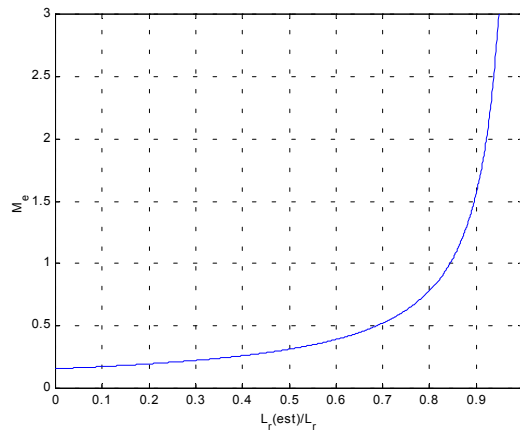
U graničnom slučaju maksimalni razvijeni elektromagnetski moment se računa prema jednadžbi:

$$M_e^* = \left| \frac{\hat{L}_m^2 L_m^2 \Psi_{dr}^{*2}}{2(L_m^2 - L_r \Delta L_\sigma) \Delta L_\sigma \hat{L}_r^2} \right|. \quad (2.30)$$

To znači da motor koji se nalazi u upravljačkoj strukturi sa slike 2.1. neće biti u stanju dostići bilo koju zadanu referencu, tj. postići će maksimalni elektromagnetski moment prema jednadžbi (2.30).

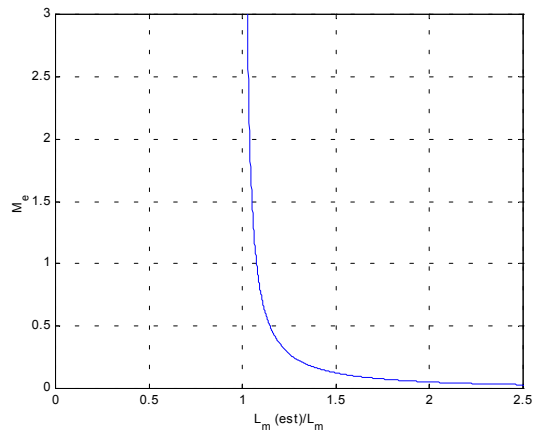
U jednadžbi (2.30) je moguće razmotriti utjecaj pogreške pri procjeni parametara motora. Neka je, za promatrani motor, u jediničnim vrijednostima, $\Psi_{dr}^* = \Psi_{drn} = 0,8535$.

Ako je $\hat{L}_m = L_m$ i $\hat{L}_s = L_s$ ovisnost elektromagnetskog momenta samo o pogrešci procjene induktiviteta rotora se može grafički prikazati na slici 2.2.



Slika 2.2. Ovisnost maksimalnog elektromagnetskog momenta o relativnoj pogrešci procjene induktiviteta rotora

Ako je $\hat{L}_r = L_r$ i $\hat{L}_s = L_s$ ovisnost elektromagnetskog momenta samo o pogrešci procjene međuinduktiviteta može se grafički prikazati na slici 2.3.

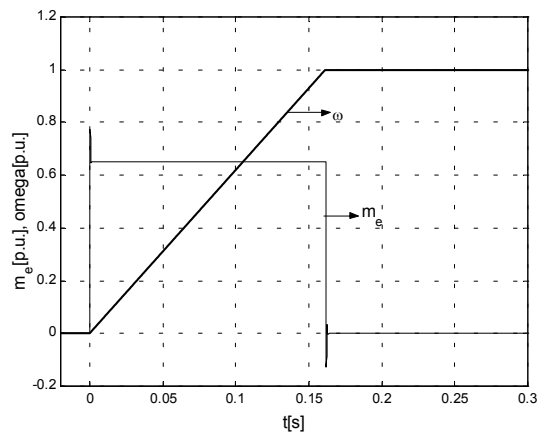


Slika 2.3. Ovisnost maksimalnog elektromagnetskog momenta o relativnoj pogrešci procjene međuinuktiviteta

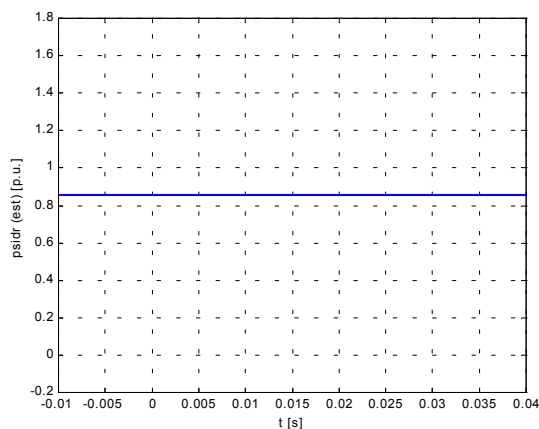
Ukoliko su induktivitet rotora i međuinuktivitet točno procjenjeni, a pogreška procjene postoji samo kod induktiviteta statora onda je nazivnik jednadžbe (2.30) jednak nuli, tj. ne postoji ograničenje reference elektromagnetskog momenta.

2.1.3. Rezultati simulacije

Na slici 2.4. su prikazani odzivi regulacijskog sustava prikazanog na slici 2.1. kada su svi parametri motora procjenjeni bez pogreške. Iznos reference elektromagnetskog momenta mijenja se skokovito od nule do iznosa koji je jednak nazivnom momentu motora (0,65 p.u.) i obrnuto, a referenca ulančenog magnetskog toka rotora jednaka je nazivnom iznosu magnetskog toka rotora (0,8535 p.u.). Moment tereta jednak je nuli.

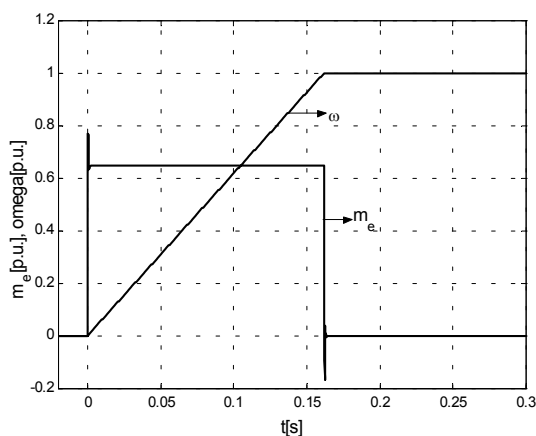


Slika 2.4. Odzivi elektromagnetskog momenta i brzine vrtnje motora na skokovitu promjenu reference elektromagnetskog momenta (m_e^*) sa parametrima procjenjenim bez pogreške



Slika 2.5. Procjenjena d – komponenta ulančenog magnetskog toka rotora regulacijskog sustava sa parametrima motora procjenjenim bez pogreške

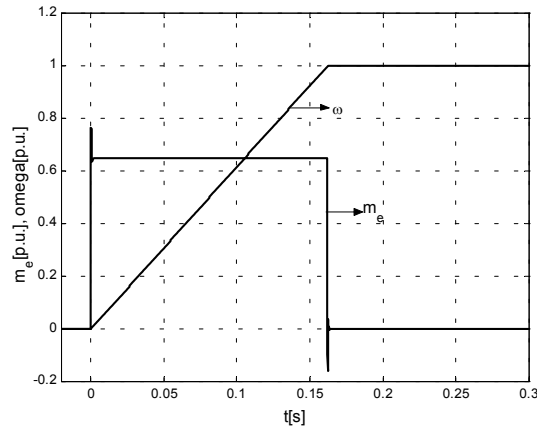
Ukoliko postoji pogreška procjene, tj. neka je $\hat{L}_r = 0,8L_r$, $\hat{L}_m = L_m$, $\hat{L}_s = L_s$, tada će odzivi elektromagnetskog momenta i brzine vrtnje na jediničnu udarnu funkciju reference elektromagnetskog momenta od nule na nazivni iznos i obrnuto izgledati kao na slici 2.6.



Slika 2.6. Odzivi elektromagnetskog momenta i brzine vrtnje motora na skokovitu promjenu reference elektromagnetskog momenta (m_e^*) uz pogrešku procjene induktiviteta rotora ($\hat{L}_r = 0,8L_r$, $\hat{L}_m = L_m$, $\hat{L}_s = L_s$)

Ovakav odziv elektromagnetskog momenta je, na neki način, u skladu sa slikom 2.2., na kojoj se vidi da je ograničenje reference elektromagnetskog momenta $0,783$, ukoliko je $\hat{L}_r = 0,8L_r$. U našem slučaju referenca elektromagnetskog momenta jednaka je nazivnoj ($m_e^* = 0,65$), što je svakako manje od $0,783$. Kada bi pri ovoj pogrešci procjene induktiviteta rotora zadali referencu elektromagnetskog momenta veću od $0,783$ sustav bi postao nestabilan.

Ukoliko postoji pogreška procjene samo međuinuktiviteta, tj. neka je $\hat{L}_m = 1,1L_m$, $\hat{L}_r = L_r$, $\hat{L}_s = L_s$, tada će odzivi elektromagnetskog momenta i brzine vrtnje na jediničnu udarnu funkciju reference elektromagnetskog momenta od nule na nazivni iznos i obrnuto izgledati kao na slici 2.7.



Slika 2.7. Odzivi elektromagnetskog momenta i brzine vrtnje motora na skokovitu promjenu reference elektromagnetskog momenta (m_e^*) uz pogrešku procjene međuinuktiviteta ($\hat{L}_m = 1,1L_m$, $\hat{L}_r = L_r$, $\hat{L}_s = L_s$)

Slično kao u prethodnom slučaju, razvijeni elektromagnetski moment vjerno slijedi referencu. Za ovu pogrešku procjene međuinuktiviteta, sa slike 2.3. se vidi da je ograničenje reference elektromagnetskog momenta $0,745$, što je svakako manje od zadane reference ($0,65$).

Ako su svi parametri motora ispravno procjenjeni (slike 2.4. i 2.5.) elektromagnetski moment motora vjerno slijedi referencu, a regulacija je trenutna. Isto vrijedi i za procjenjenu d – komponentu ulančenog magnetskog toka rotora.

Ukoliko je procjenjeni induktivitet rotora manji od stvarnog sustav postaje nestabilan. Isto se dešava ako je procjenjeni međuinuktivitet veći od stvarnog.

Konstante PI regulatora sa slike 2.1. su odabrane metodom pokušaja zbog brzog i jednostavnog simulacijskog postupka. Tijekom odabira mora se voditi računa da vremenske konstante PI regulatora komponenata struje statora budu manje od vremenske konstante PI regulatora d – komponente ulančenog magnetskog toka rotora.

2.1.4. Statičke i upravljačke karakteristike asinkronog motora upravljano po zakonu konstantnog ulančenog magnetskog toka rotora

Proračunate karakteristike elektromagnetskog momenta motora i struje statora se mogu dobiti iz jednadžbe koja povezuje vektor napona napajanja i vektor ulančenog magnetskog toka rotora. Iznos vektora ulančenog magnetskog toka bi, dakle, bio [13]:

$$\Psi_r = \frac{U_s}{\omega_s} \frac{\frac{k_s}{T_r'}}{\sqrt{\left(\frac{I}{T_r'} + \frac{\omega_r}{\omega_s T_s'}\right)^2 + \left(\omega_r - \frac{\sigma}{\omega_s T_s' T_r'}\right)^2}}. \quad (2.31)$$

Dakle, zakon promjene napona napajanja AM-a uz konstantni ulančeni magnetski tok rotora u funkciji frekvencije statora i frekvencije rotora glasi:

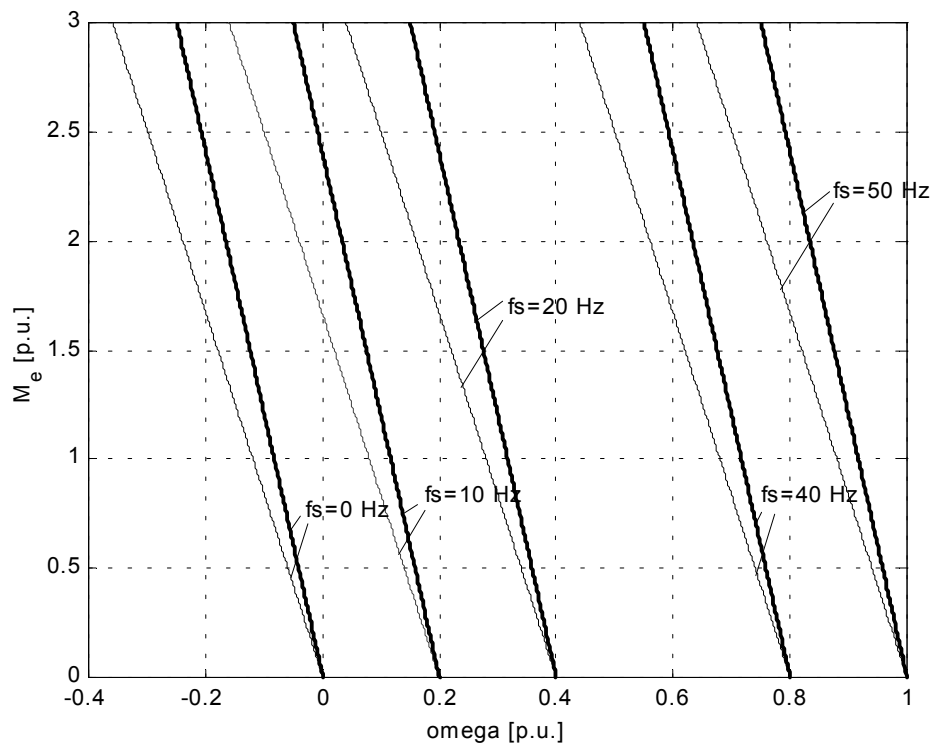
$$U_s = \Psi_{r0} \omega_s \frac{T_r'}{k_s} \sqrt{\left(\frac{I}{T_r'} + \frac{\omega_r}{\omega_s T_s'}\right)^2 + \left(\omega_r - \frac{\sigma}{\omega_s T_s' T_r'}\right)^2}, \quad (2.32)$$

gdje je: Ψ_{r0} - zadana konstanta upravljačke funkcije i jednaka je stacionarnoj vrijednosti ulančenog magnetskog toka statora. Ako npr., Ψ_{r0} odaberemo prema nazivnoj radnoj točki, onda vrijedi: $\Psi_{r0} = \Psi_{rn}$. Dakle, da bi održali konstantni nazivni ulančeni magnetski tok rotora u praznom hodu i pod opterećenjem motora potrebno je napon napajanja, za određenu frekvenciju ω_s , mijenjati ovisno o teretu motora. Kao mjera opterećenja motora može se koristiti kružna frekvencija rotora ω_r .

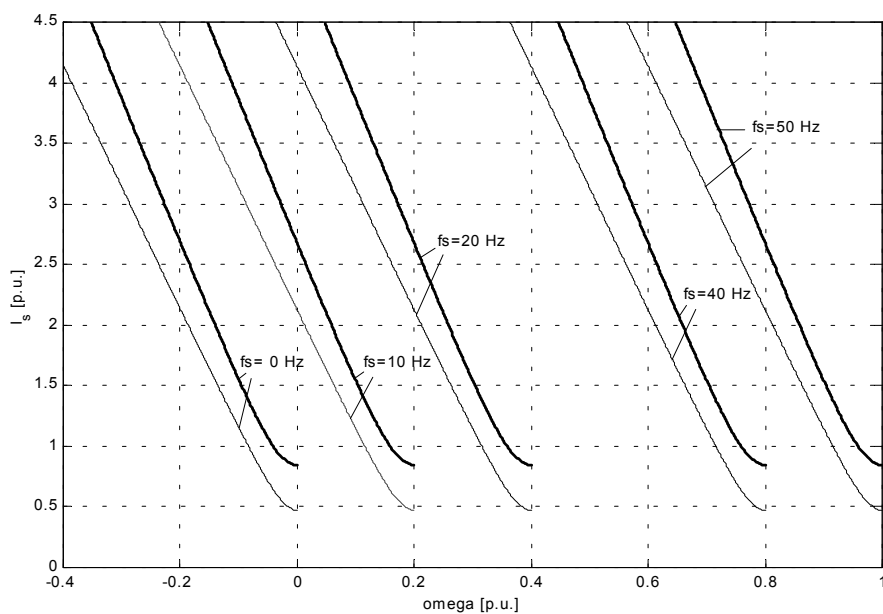
Uvrštavanjem izraza za napon statora (2.32.) u jednadžbu za proračun elektromagnetskog momenta u stacionarnom stanju [13], dobiva se sljedeći izraz za elektromagnetski moment motora pri konstantnom ulančenom magnetskom toku rotora:

$$M_e = \frac{\Psi_r^2}{R_r} \omega_r, \quad (2.33)$$

iz kojeg se vidi da je elektromagnetski moment motora linearna funkcija kružne frekvencije rotora. Proračunate karakteristike elektromagnetskog momenta i iznosa vektora struje statora u ovisnosti o brzini vrtnje motora, dobivene za upravljačke funkcije napona napajanja $\Psi_r = \Psi_{rn}$ i $\Psi_r = 1,2\Psi_{rn}$ i za frekvencije statora $f_s = 50, 40, 20$ i 10 Hz i istosmjerno kočenje ($f_s = 0$ Hz), prikazane su na slici 2.9.



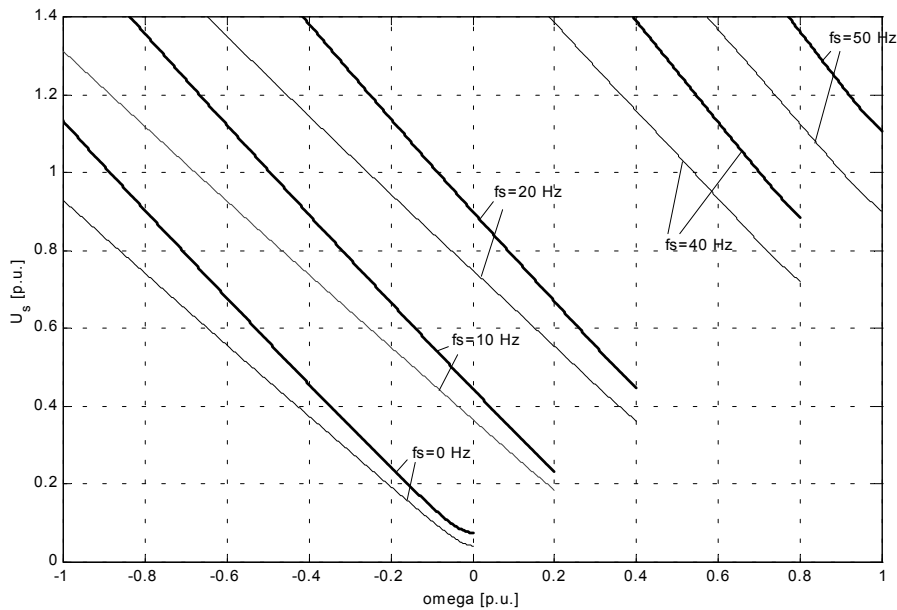
(a)



(b)

Slika 2.9. Elektromagnetski moment (a) i vektor struje statora (b) u ovisnosti o brzini vrtnje rotora za promjene napona po zakonu $\Psi_r = \Psi_m$ (tanka linija) i $\Psi_r = 1,2\Psi_m$ (debeli linija); parametar je $f_s = 50, 40, 20, 10, 0$ Hz

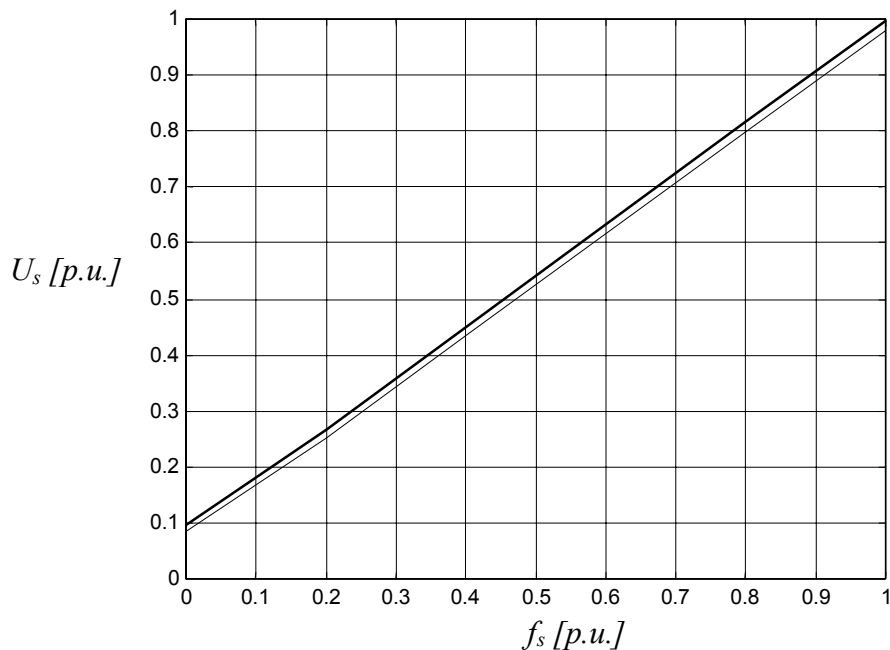
Upravljačke funkcije iznosa vektora napona napajanja upotrebljene za numeričke proračune sa slike 2.9. prikazane su, u ovisnosti o brzini vrtnje rotora ω , na slici 2.10.



Slika 2.10. Upravljačke funkcije vektora napona napajanja U_s koje osiguravaju konstantni ulančeni magnetski tok rotora $\Psi_r = \Psi_m = 0,8535$ (tanka linija) i $\Psi_r = 1,2\Psi_m$ (debela linija), parametar je $f_s = 50, 40, 20, 10, 0$ Hz

Proračun ovih upravljačkih funkcija proveden je pomoću jednadžbe (2.32) uz primjenu metode iteracije opisane u poglavlju 3., pri čemu je uzet u obzir utjecaj zasićenja glavnog i rasipnih magnetskih putova [28].

Upravljačke funkcije za vektor napona napajanja statora $U_s(\omega_s, \omega_r)$ uz konstantni ulančeni magnetski tok rotora, proračunate prema jednažbi (2.32) prikazane su na slici 2.11.



Slika 2.11. Ovisnost vektora napona napajanja statora U_s o frekvenciji statora f_s uz konstantni ulančeni magnetski tok rotora $\Psi_{r0} = 0,8535$; parametar je frekvencija rotora ω_r (tanka linija je za $\omega_r = 0,07$ ili $M_t = M_m$, a debela linija je za $\omega_r = 0,1$ ili $M_t = 1,2M_m$)

Može se zaključiti da opteretivost motora ne utječe bitno na iznos napona napajanja, jer je pri svakoj pojedinoj frekvenciji od $0 - 50$ Hz iznos vektora napona napajanja statora za slučaj $M_t = 1,2M_m$, veći za $0,04$ p.u. ($12,44$ V), nego u slučaju kada je moment tereta jednak nazivnom momentu tereta.

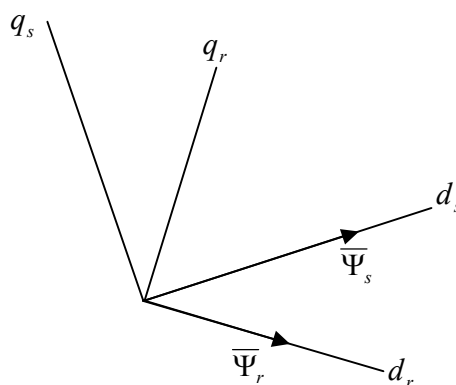
2.2. Sustav vektorskog upravljanja asinkronim motorom zasnovan na ulančenom magnetskom toku statora

Sustav vektorskog upravljanja asinkronim motorom sa procjenom ulančenog magnetskog toka rotora iz mjerenih statorskih napona i struja ima određena ograničenja zbog utjecaja pogreške procjene parametara motora. Glavni uzrok ovih ograničenja su promjene iznosa rasipnih induktiviteta koji se koriste za procjenu magnetskog toka rotora [33, 34]. U ovoj regulacijskoj strukturi se estimator magnetskog toka rotora nalazi u povratnoj vezi. S točke gledišta teorije regulacije, karakteristike sustava s povratnom vezom se oslanjaju na točnost signala povratne veze.

Ulančeni magnetski tok statora je moguće procjeniti točnije nego magnetski tok rotora. Zbog toga se želi koristiti magnetski tok statora kao signal povratne veze.

2.2.1. Matematički model regulacijske strukture zasnovane na ulančenom magnetskom toku statora

U regulacijskom sustavu zasnovanom na ulančenom magnetskom toku rotora (jednadžbe 2.3 do 2.14) sve varijable su napisane u koordinatnom sustavu koji je orijentiran prema magnetskom toku rotora. Ukoliko se magnetski tok statora uzima kao mjerena veličina, prikladnije je model motora opisati u koordinatnom sustavu koji je orijentiran prema magnetskom toku statora. Slika 2.12 prikazuje međusobni odnos ova dva koordinatna sustava.



Slika 2.12. Koordinatni sustav orijentiran prema magnetskom toku statora i koordinatni sustav orijentiran prema magnetskom toku rotora

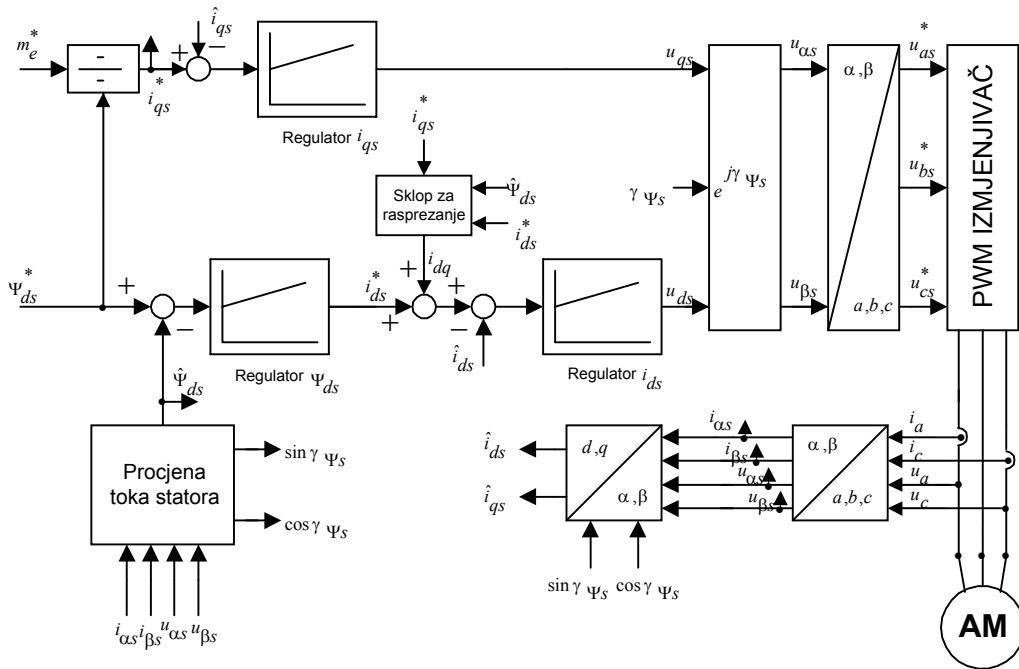
Da bi se jednadžbe motora napisale u koordinatnom sustavu orijentiranom prema magnetskom toku statora potrebno je eliminirati komponente magnetskog toka rotora u jednadžbama od 2.3 do 2.9, i uvažiti činjenicu da je q – komponenta magnetskog toka statora jednaka nuli. Tada se dobiju sljedeće jednadžbe [14]:

$$(1 + \sigma T_r s) L_s i_{qs} - \omega_r T_r (\psi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) = 0, \quad (2.34)$$

$$(1 + T_r s) \psi_{ds} - (1 + \sigma T_r s) L_s i_{ds} + \omega_r T_r \sigma L_s i_{qs} = 0, \quad (2.35)$$

$$m_e = \psi_{ds} i_{qs}. \quad (2.36)$$

Iz jednadžbe (2.35) se vidi da postoji ovisnost između d – komponente magnetskog toka statora i q – komponente struje statora. Prema tome, bilo koja promjena struje i_{qs} bez promjene komponente i_{ds} će prouzročiti prijelaznu pojavu u d – komponenti magnetskog toka statora. Da bi se izbjegla ova neželjena pojava potrebno je kreirati tzv. sklop za raspredanje. Ovakvim pristupom je dobivena shema regulacijske strukture sustava vektorskog upravljanja asinkronim motorom zasnovanog na magnetskom toku statora, kao na slici 2.13.



Slika 2.13. Funkcijska blokovska shema sustava vektorskog upravljanja asinkronim motorom zasnovanog na ulančenom magnetskom toku statora

Upravljanje d – komponentom ulančenog magnetskog toka statora ψ_{ds} može se ostvariti, neovisno o komponenti struje statora i_{qs} , ako se d – komponentom struje statora i_{ds} upravlja prema sljedećem izrazu [14, 25]:

$$i_{ds} = F_{\Psi}(s)(\psi_{ds}^* - \hat{\psi}_{ds}) + i_{dq}, \quad (2.37)$$

gdje je: $F_{\Psi}(s)$ -prijenosna funkcija PI regulatora ulančenog magnetskog toka ψ_{ds} , i_{dq} - izlazna struja sklopa za raspredanje.

Uvrštavanjem izraza (2.37) u jednadžbu (2.35) dobiva se:

$$(1 + T_r s)\psi_{ds} = (1 + \sigma T_r s)L_s F_{\Psi}(s)(\psi_{ds}^* - \hat{\psi}_{ds}) + (1 + \sigma T_r s)L_s i_{dq} - \omega_r T_r \sigma L_s i_{qs}. \quad (2.38)$$

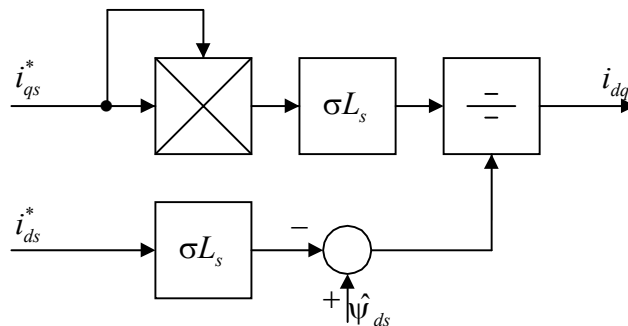
Dakle, neovisnost komponente magnetskog toka ψ_{ds} o komponenti struje i_{qs} se može dobiti u slučaju da je:

$$(1 + \sigma T_r s)L_s i_{dq} - \omega_r T_r \sigma L_s i_{qs} = 0. \quad (2.39)$$

Supstitucijom frekvencije rotora ω_r iz jednadžbe (2.34) u jednadžbu (2.39) dobiva se, nakon sređivanja, sljedeći izraz za i_{dq} struju sklopa za raspredanje (slika 2.14.):

$$i_{dq} = \frac{\sigma L_s i_{qs}^{*2}}{\hat{\psi}_{ds} - \sigma L_s i_{ds}^*}, \quad (2.40)$$

gdje su: i_{ds}^*, i_{qs}^* -signali referenci regulatora struje napisani u d, q koordinatnom sustavu, a $\hat{\psi}_{ds}$ - procjenjeni iznos d -komponente ulančenog magnetskog toka statora. Iz jednadžbe (2.40) vidljivo je da struja sklopa za raspredanje i_{dq} djeluje trenutno.



Slika 2.14. Strukturna blokovska shema sklopa za raspredanje

2.2.2. Statičke karakteristike regulacijske strukture zasnovane na ulančenom magnetskom toku statora sa prisutnom pogreškom procjenjenih parametara

Cjelokupan matematički opis sustava vektorskog upravljanja uključujući sklop za raspredanje može se opisati sljedećim jednadžbama [33]:

- za regulatore i sklop za raspredanje

$$i_{qs} = \frac{m_e^*}{\psi_{ds}^*}, \quad (2.41)$$

$$i_{ds} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\psi_{ds}^* - \hat{\psi}_{ds}) + i_{dq}, \quad (2.42)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{(1 + \hat{\sigma} \hat{T}_r s) \hat{L}_s i_{qs}}{\hat{T}_r (\hat{\psi}_{ds} - \hat{\sigma} \hat{L}_s i_{ds})}, \quad (2.43)$$

$$(1 + \hat{\sigma} \hat{T}_r s) i_{dq} = \hat{\sigma} \hat{T}_r \hat{\omega}_r i_{qs}, \quad (2.44)$$

- za motor

$$(1 + T_r s) \psi_{qs} = (1 + \sigma T_r s) L_s i_{qs} - \omega_r T_r (\psi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}), \quad (2.45)$$

$$(I + T_r s) \Psi_{ds} = (I + \sigma T_r s) L_s i_{ds} + \omega_r T_r (\Psi_{qs} - \sigma L_s i_{qs}), \quad (2.46)$$

$$m_e = \Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}, \quad (2.47)$$

- za estimator

$$\hat{\Psi}_{ds} = \Psi_{ds}, \quad (2.48)$$

$$\hat{\Psi}_{qs} = \Psi_{qs}. \quad (2.49)$$

Budući da je vektor ulančenog magnetskog toka statora orijentiran u smjeru d – osi koordinatnog sustava, slijedi:

$$\hat{\Psi}_{qs} = 0. \quad (2.50)$$

Iz gornjih jednažbi dobijaju se sljedeće jednažbe za stacionarna stanja uvrštavanjem $s=0$ u jednažbe (2.41) do (2.46):

$$I_{qso} = \frac{m_e^*}{\Psi_{ds}^*}, \quad (2.51)$$

$$\hat{\Psi}_{ds} = \Psi_{ds} = \Psi_{ds}^*, \quad (2.52)$$

$$\hat{\omega}_{ro} = \frac{\hat{L}_s I_{qso}}{\hat{T}_r (\Psi_{ds}^* - \hat{\sigma} \hat{L}_s I_{dso})}, \quad (2.53)$$

$$I_{dso} = \hat{\sigma} \hat{T}_r \hat{\omega}_{ro} I_{qso}, \quad (2.54)$$

$$\omega_{ro} = \frac{L_s I_{qso}}{T_r (\Psi_{ds}^* - \sigma L_s I_{dso})}, \quad (2.55)$$

$$I_{dso} = \frac{\Psi_{ds}^*}{L_s} + \sigma T_r \omega_{ro} I_{qso}, \quad (2.56)$$

$$\Psi_{qso} = \hat{\Psi}_{qso} = 0, \quad (2.57)$$

$$m_e = \Psi_{ds}^* I_{qso}. \quad (2.58)$$

Uvrštavanjem jednažbe (2.56) u jednažbu (2.55) dobiva se:

$$\omega_{ro}^2 - \left[\frac{(1-\sigma) \Psi_{ds}^*}{\sigma^2 T_r L_s I_{qso}} \right] \omega_{ro} + \left[\frac{I}{\sigma T_r} \right]^2 = 0. \quad (2.59)$$

Jednažba (2.59) ima realna rješenja kada je:

$$\left[\frac{(1-\sigma)\Psi_{ds}^*}{\sigma^2 T_r L_s I_{qso}} \right]^2 - 4 \left[\frac{I}{\sigma T_r} \right]^2 \geq 0. \quad (2.60)$$

Uvrštavanjem jednadžbe (2.51) u nejednadžbu (2.60) dobiva se uvjet statičke stabilnosti za zadanu referencu magnetskog toka statora:

$$m_e^* \leq \frac{(1-\sigma)\Psi_{ds}^*}{2\sigma L_s}. \quad (2.61)$$

Granična vrijednost reference elektromagnetskog momenta iznosi:

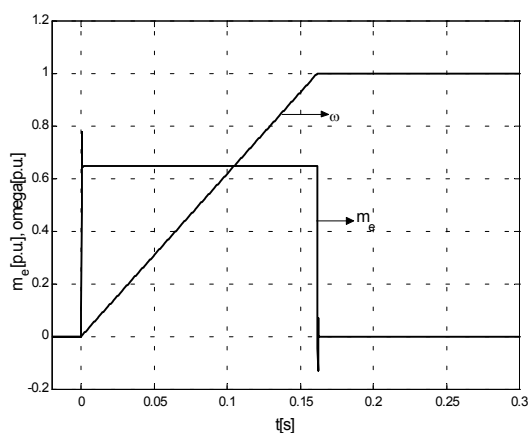
$$M_e^* = \frac{(1-\sigma)\Psi_{ds}^*}{2\sigma L_s}. \quad (2.62)$$

Kada je $m_e^* > M_e^*$, jednadžba (2.59.) nema realna rješenja što znači da sustav neće biti u stanju postići zadanu referencu elektromagnetskog momenta. Za $m_e^* \leq M_e^*$ sustav je stabilan i elektromagnetski moment motora će dostići referentnu vrijednost prema jednadžbama (2.58) i (2.51).

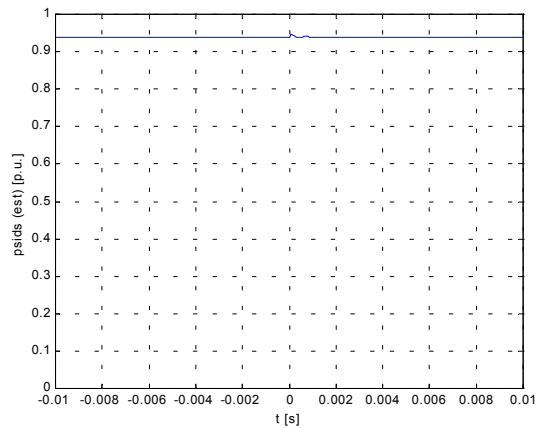
Jednadžba (2.62) pokazuje da za zadanu referencu magnetskog toka statora postoji ograničenje reference momenta. Međutim, to ograničenje ne ovisi o pogreškama u procjeni rasipnog induktiviteta. Stoga je moguće podesiti referencu momenta a da se ne prijeđe granična vrijednost prema jednadžbi (2.62).

2.2.3. Rezultati simulacije

Na slikama 2.15. i 2.16. prikazani su odzivi elektromagnetskog momenta i d – komponente ulančenog magnetskog toka statora na skokovitu promjenu reference elektromagnetskog momenta (m_e^*) od nule na nazivni iznos (0,65) i obrnuto. Parametri motora su procjenjeni bez pogreške. Moment tereta jednak je nuli. Referenca magnetskog toka statora $\Psi_{ds} = 0,938$ p.u. je tijekom cijelog procesa zaleta konstantnog iznosa.



Slika 2.15. Odzivi elektromagnetskog momenta i brzine vrtnje motora na skokovitu promjenu reference elektromagnetskog momenta (m_e^*) sa parametrima procjenjenim bez pogreške



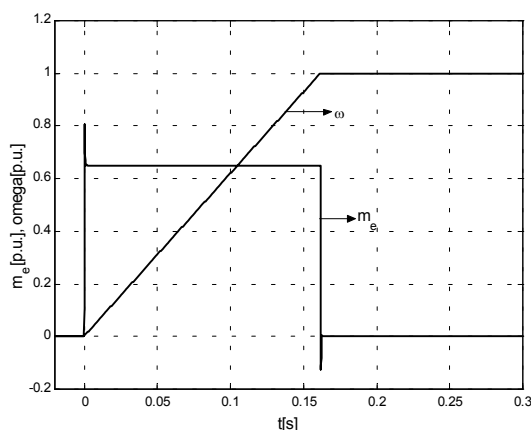
Slika 2.16. Procjenjena d – komponenta ulančenog magnetskog toka statora sa parametrima procjenjenim bez pogreške

Prema jednadžbi (2.61) maksimalna referenca momenta sa parametrima promatranog asinkronog motora iznosi:

$$M_e^* = \frac{(1-\sigma) \Psi_{ds}^*}{2\sigma L_s} = \frac{(1-0,0919) \cdot 0,938}{2 \cdot 0,0919 \cdot 2,3072} = 2,009. \quad (2.63)$$

To znači da je sustav stabilan bez obzira kolika je pogreška u procjenjenim parametrima, pod uvjetom da je referenca elektromagnetskog momenta manja od one dobivene u jednadžbi (2.63.). Fizikalno nema smisla zadavati ovako veliku referencu momenta, s obzirom da je iznos prekretnog momenta 1,8 [12].

Ukoliko postoji pogreška procjene induktiviteta statora, tj. neka je $\hat{L}_s = 1,2L_s$, $\hat{L}_m = L_m$, $\hat{L}_r = L_r$, tada će odzivi elektromagnetskog momenta i brzine vrtnje na jediničnu udarnu funkciju reference elektromagnetskog momenta od nule na nazivni iznos i obrnuto izgledati kao na slici 2.17.



Slika 2.17. Odzivi elektromagnetskog momenta i brzine vrtnje motora na skokovitu promjenu reference elektromagnetskog momenta (m_e^*) uz pogrešku procjene induktiviteta statora ($\hat{L}_s = 1,2L_s$, $\hat{L}_m = L_m$, $\hat{L}_r = L_r$)

U usporedbi sa slikom 2.15., na ovoj slici se vidi da pogreška procjene neznatno utječe na prijelaznu pojavu, a u stacionarnom stanju ne postoji razlika između istovrsnih odziva sa prisutnom pogreškom u procjeni induktiviteta statora i bez nje. To je u skladu

sa jednadžbom (2.63) iz koje se vidi da ograničenje reference elektromagnetskog momenta ne ovisi o pogreškama procjene.

Ukoliko postoji pogreška procjene induktiviteta rotora ili međuinduktiviteta odziv momenta i brzine vrtnje će biti sličan onome na slici 2.17.

Dakle, pogreške procjene pojedinih parametara utječu samo na prijelazni proces. To se može objasniti činjenicom da se procjenjeni parametri nalaze samo u sklopu za rasprezanje, i oni utječu na formiranje struje i_{dq} koja se sumira sa signalom struje i_{ds}^* na izlazu iz regulatora ψ_{ds} , a zatim se dobiveni signal izregulira pomoću PI regulatora d -komponente struje statora.

2.2.4. Statičke i upravljačke karakteristike asinkronog motora upravljano po zakonu konstantnog ulančenog magnetskog toka statora

Proračunate karakteristike elektromagnetskog momenta motora i struje statora se mogu dobiti iz jednadžbe koja povezuje vektor napona napajanja i vektor ulančenog magnetskog toka statora. Iznos vektora ulančenog magnetskog toka statora bi, dakle, bio [13]:

$$\Psi_s = \frac{U_s}{\omega_s} \frac{\sqrt{\omega_r^2 + \frac{I}{T_r'^2}}}{\sqrt{\left(\frac{I}{T_r'} + \frac{\omega_r}{\omega_s T_s'}\right)^2 + \left(\omega_r - \frac{\sigma}{\omega_s T_s' T_r'}\right)^2}}. \quad (2.64)$$

Dakle, zakon promjene napona napajanja AM-a uz konstantni ulančeni magnetski tok statora u funkciji frekvencije statora i frekvencije rotora glasi:

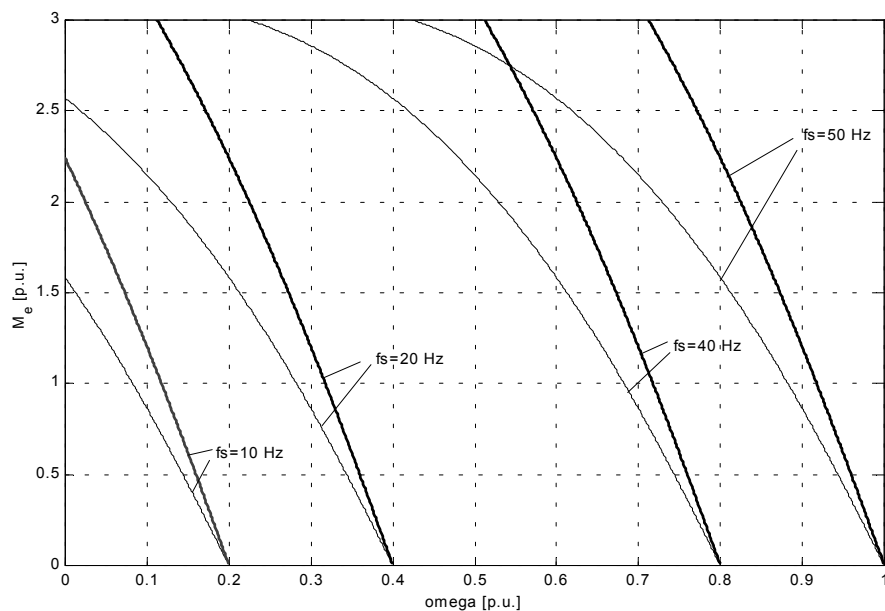
$$U_s = \frac{\Psi_{s0} \omega_s \sqrt{\left(\frac{I}{T_r'} + \frac{\omega_r}{\omega_s T_s'}\right)^2 + \left(\omega_r - \frac{\sigma}{\omega_s T_s' T_r'}\right)^2}}{\sqrt{\omega_r^2 + \frac{I}{T_r'^2}}}, \quad (2.65)$$

gdje je: Ψ_{s0} - zadana konstanta upravljačke funkcije i jednaka je stacionarnoj vrijednosti ulančenog magnetskog toka statora. Ako npr., Ψ_{s0} odaberemo prema nazivnoj radnoj točki, onda vrijedi: $\Psi_{s0} = \Psi_{sn}$. Dakle, da bi održali konstantni nazivni ulančeni magnetski tok statora u praznom hodu i pod opterećenjem motora potrebno je napon napajanja, za određenu kružnu frekvenciju statora ω_s , mijenjati ovisno o teretu motora. Kao mjera opterećenja motora može se koristiti kružna frekvencija rotora.

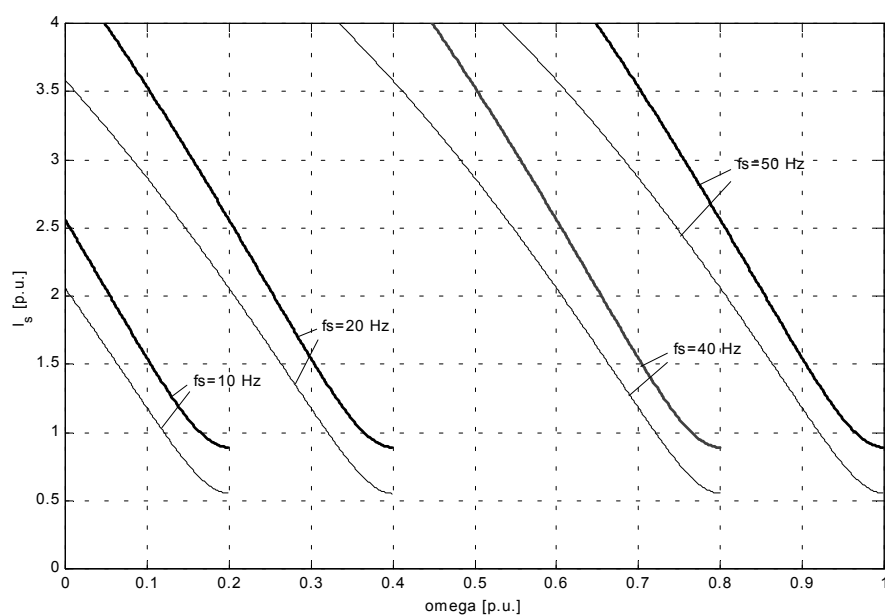
Uvrštavanjem izraza za napon statora (2.65.) u jednadžbu za proračun elektromagnetskog momenta u stacionarnom stanju [13], dobiva se sljedeći izraz za elektromagnetski moment motora u funkciji ulančenog magnetskog toka statora:

$$M_e = \frac{k_s^2}{L_r' T_r'} \cdot \frac{\Psi_{s0}^2}{\sqrt{\omega_r^2 + \frac{I}{T_r'^2}}} \cdot \omega_r. \quad (2.66)$$

Proračunate karakteristike elektromagnetskog momenta i iznosa vektora struje statora u ovisnosti o brzini vrtnje motora, dobivene za upravljačke funkcije napona napajanja $\Psi_s = \Psi_{sn}$ i $\Psi_s = 1,2\Psi_{sn}$ i za frekvencije statora $f_s = 50, 40, 20$ i 10 Hz prikazane su na slici 2.18.



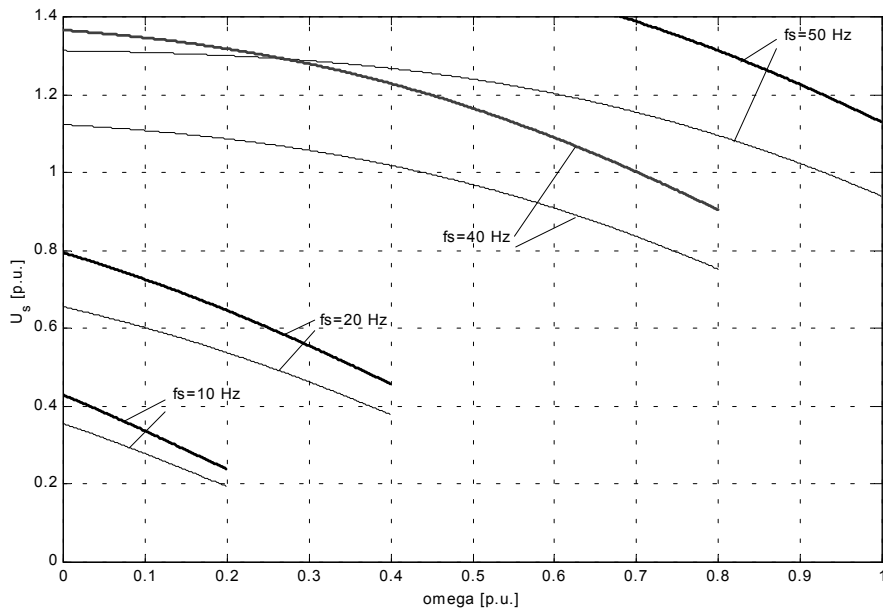
(a)



(b)

Slika 2.18. Elektromagnetski moment (a) i vektor struje statora (b) u ovisnosti o brzini vrtnje rotora za promjene napona po zakonu $\Psi_s = \Psi_{sn}$ (tanka linija) i $\Psi_s = 1,2\Psi_{sn}$ (debeli linija); parametar je $f_s = 50, 40, 20, 10$ Hz

Upravljačke funkcije napona napajanja korištene za numeričke proračune sa slike 2.18. prikazane su, u ovisnosti o brzini vrtnje rotora ω , na slici 2.19.



Slika 2.19. Upravljačke funkcije vektora napona napajanja U_s koje osiguravaju konstantni ulančeni magnetski tok rotora $\Psi_s = \Psi_{sn} = 0,938$ (tanka linija) i $\Psi_s = 1,2\Psi_{sn}$ (debela linija); parametar je $f_s = 50, 40, 20, 10$ Hz

Proračun ovih upravljačkih funkcija proveden je pomoću jednadžbe (2.65) uz primjenu metode iteracije opisane u poglavlju 3., pri čemu je uzet u obzir utjecaj zasićenja glavnog i rasipnih magnetskih putova. Proračunski rezultati su verificirani mjerenjima u literaturi [12].

3. UTJECAJ ZASIĆENJA U ŽELJEZU NA STATIČKE I DINAMIČKE KARAKTERISTIKE ASINKRONOG MOTORA

Matematički model asinkronog motora s uračunatim efektom zasićenja u željezu

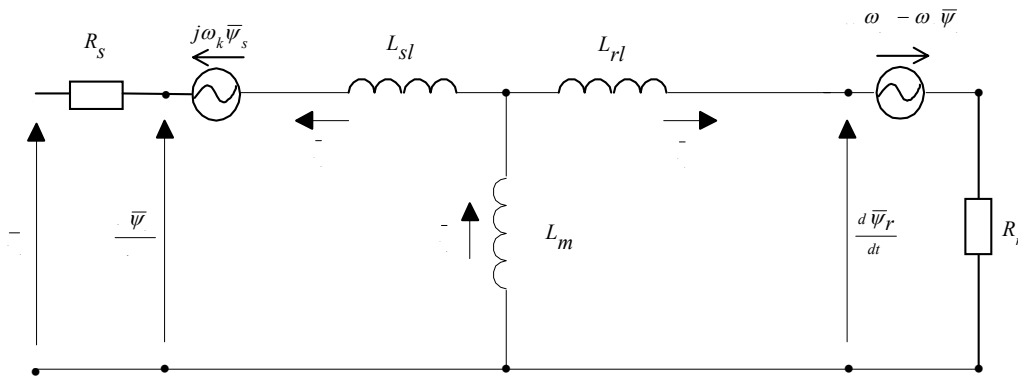
Naponske diferencijalne jednačbe asinkronog motora napisane u vektorskom obliku i d, q koordinatnom sustavu glase [12, 13]:

$$\begin{aligned}\bar{u}_s &= \bar{i}_s R_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega\bar{\psi}_s, \\ 0 &= \bar{i}_r R_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega)\bar{\psi}_r.\end{aligned}\tag{3.1}$$

Kutna brzina vrtnje d, q koordinatnog sustava jednaka je kružnoj frekvenciji napona napajanja ($\omega_k = \omega_s$). Veza između vektora ulančenih magnetskih tokova i struja statora i rotora dana je sljedećim jednačbama:

$$\begin{aligned}\bar{\psi}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r, \\ \bar{\psi}_r &= L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r.\end{aligned}\tag{3.2}$$

Nadomjesna shema trofaznog asinkronog motora za nestacionarna stanja, nacrtana na osnovu tih jednačbi, prikazana je na slici 3.1.



Slika 3.1. Nadomjesna shema trofaznog asinkronog motora za nestacionarna stanja

Vektori struja statora i rotora i struje magnetiziranja izraženi pomoću vektora ulančenih magnetskih tokova statora i rotora glase:

$$\begin{aligned}\bar{i}_s &= \frac{1}{L'_s} \bar{\psi}_s - \frac{k_r}{L'_s} \bar{\psi}_r, \\ \bar{i}_r &= -\frac{k_s}{L'_r} \bar{\psi}_s - \frac{1}{L'_r} \bar{\psi}_r, \\ \bar{i}_m &= \bar{i}_s + \bar{i}_r.\end{aligned}\tag{3.3}$$

Uvrštavanjem (3.3) u (3.1) dobiva se sustav diferencijalnih jednadžbi asinkronog motora u kojem su varijable stanja ulančeni magnetski tokovi:

$$\begin{aligned}\bar{u}_s &= \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + \left(\frac{1}{T'_s} + j\omega_s \right) \bar{\psi}_s - \frac{k_r}{T'_s} \bar{\psi}_r, \\ 0 &= \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} - \frac{k_s}{T'_r} \bar{\psi}_s + \left(\frac{1}{T'_r} + j(\omega_s - \omega) \right) \bar{\psi}_r.\end{aligned}\tag{3.4}$$

Parametri koji se javljaju u jednadžbama (3.3) i (3.4) su:

$$\begin{aligned}L'_s &= \sigma L_s, & L'_r &= \sigma L_r, & \sigma &= 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \\ k_s &= \frac{L_m}{L_s}, & k_r &= \frac{L_m}{L_r}, \\ T'_s &= \frac{L'_s}{R_s}, & T'_r &= \frac{L'_r}{R_r}.\end{aligned}\tag{3.5}$$

Da bi se u potpunosti mogli opisati odnosi između pojedinih fizikalnih veličina u nestacionarnim stanjima asinkronog motora potrebno je sustavu naponskih diferencijalnih jednadžbi pridružiti diferencijalnu jednadžbu koja opisuje gibanje rotora:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{T_m} (m_e - m_t),\tag{3.6}$$

gdje je:

$$m_e = \frac{k_s}{L'_r} |\bar{\psi}_s \times \bar{\psi}_r|,$$

a T_m je mehanička vremenska konstanta.

Stacionarna stanja asinkronog motora se mogu opisati pomoću sustava naponskih diferencijalnih jednadžbi (3.1) i (3.4) uz pretpostavku da je $\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} = 0$ i $\frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = 0$. Tada je:

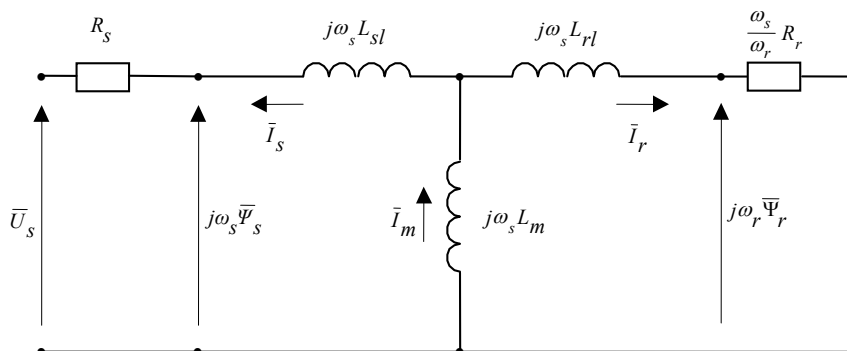
$$\begin{aligned}\bar{U}_s &= \bar{I}_s R_s + j\omega_s \bar{\psi}_s, \\ 0 &= \bar{I}_r R_r + j\omega_r \bar{\psi}_r,\end{aligned}\tag{3.7}$$

odnosno:

$$\begin{aligned}\bar{U}_s &= \left(\frac{1}{T'_s} + j\omega_s \right) \bar{\psi}_s - \frac{k_r}{T'_s} \bar{\psi}_r, \\ 0 &= -\frac{k_s}{T'_r} \bar{\psi}_s + \left(\frac{1}{T'_r} + j\omega_r \right) \bar{\psi}_r,\end{aligned}\tag{3.8}$$

gdje je: $\omega_r = \omega_s - \omega = s\omega_s$ – kružna frekvencija rotora.

Pomoću sustava jednažbi (3.7) i (3.8) dobije se nadomjesna shema trofaznog asinkronog motora za stacionarna stanja prikazana na slici 3.2.



Slika 3.2. Nadomjesna shema trofaznog asinkronog motora za stacionarna stanja

Rješavanjem sustava jednažbi (3.8) i koristeći jednažbe (3.3) dobivaju se vektori ulančenih magnetskih tokova i struja za stacionarna stanja asinkronog motora:

$$\begin{aligned}\bar{\psi}_s &= \frac{\bar{U}_s}{\omega_s} \frac{\omega_r - j \frac{1}{T'_r}}{\bar{N}}, \\ \bar{\psi}_r &= \frac{\bar{U}_s}{\omega_s} \frac{-j \frac{k_s}{T'_r}}{\bar{N}}, \\ \bar{I}_s &= \frac{\bar{U}_s}{\omega_s L'_s} \frac{\omega_r - j \frac{\sigma}{T'_r}}{\bar{N}}, \\ \bar{I}_r &= \frac{\bar{U}_s}{\omega_s L'_r} \frac{-k_s \omega_r}{\bar{N}}, \\ \bar{I}_m &= \frac{\bar{U}_s}{\omega_s L'_s} \frac{(1 - k_r) \omega_r - j \frac{\sigma}{T'_r}}{\bar{N}},\end{aligned}\tag{3.9}$$

gdje je:

$$\bar{N} = \frac{1}{T_r'} + \frac{\omega_r}{\omega_s T_s'} + j \left(\omega_r - \frac{\sigma}{\omega_s T_s' T_r'} \right). \quad (3.10)$$

Elektromagnetski moment je proporcionalan vektorskom produktu rezultirajućih vektora ulančenih magnetskih tokova statora i rotora:

$$M = \frac{k_s}{L_r'} |\bar{\Psi}_s \times \bar{\Psi}_r| = \frac{k_s}{L_r'} \Psi_s \Psi_r \sin \alpha. \quad (3.11)$$

Kut među vektorima $\bar{\Psi}_s$ i $\bar{\Psi}_r$ je:

$$\alpha = \arctg(\omega_r T_r'). \quad (3.12)$$

Uvrštavanjem izraza za ulančene magnetske tokove Ψ_s i Ψ_r i kut α u jednadžbu (3.11) dobiva se sljedeća jednadžba za elektromagnetski moment motora:

$$M_e = \frac{k_s^2}{L_r' T_r'} \left(\frac{U_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{\omega_r}{\left(\frac{1}{T_r'} + \frac{\omega_r}{\omega_s T_s'} \right)^2 + \left(\omega_r - \frac{\sigma}{\omega_s T_s' T_r'} \right)^2}. \quad (3.13)$$

Ako se derivacija jednadžbe (3.13) izjednači s nulom ($dM_e/d\omega_r = 0$) dobije se sljedeći izraz za prekretnu frekvenciju rotora uz uvjete napajanja motora $U_s/\omega_s = \text{konst.}$ i $\omega_s = \text{konst.}$:

$$\omega_{rp} = \sqrt{\frac{\sigma^2 + (\omega_s T_s')^2}{1 + (\omega_s T_s')^2}}, \quad (3.14)$$

odnosno, prekretno klizanje:

$$s_p = \frac{\omega_{rp}}{\omega_s} = \frac{1}{\omega_s T_r'} \sqrt{\frac{\sigma^2 + (\omega_s T_s')^2}{1 + (\omega_s T_s')^2}}, \quad (3.15)$$

koje za motore standardne proizvodnje obično iznosi od 0,015 do 0,6 pri nazivnoj frekvenciji, pri čemu manje vrijednosti odgovaraju strojevima veće snage.

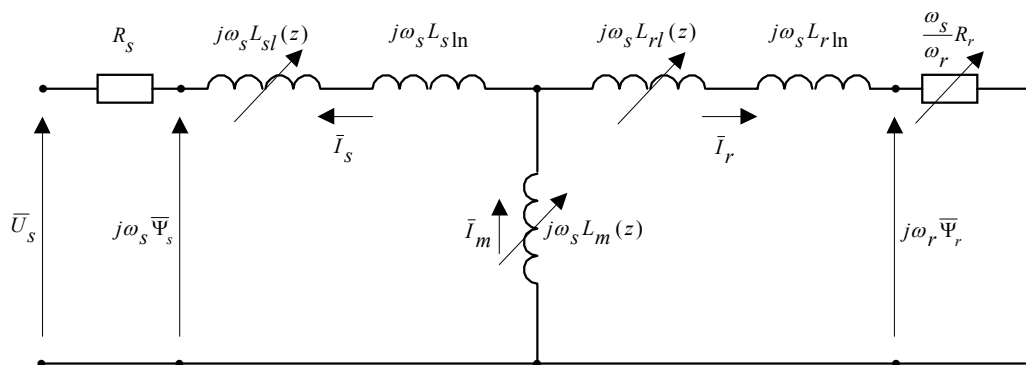
3.1. Proračun i mjerenje varijabli stanja sa i bez efekta zasićenja u stacionarnim režimima rada

Zasićenje u željezu glavnog magnetskog kruga vektorski reguliranog asinkronog motora se zapaža pri nižim brzinama vrtnje, pri čemu je glavni ulančeni magnetski tok ψ_m veći od nazivnog. Pri nižim brzinama vrtnje se pojavljuju izvjesna ograničenja zbog nedovoljnog elektromagnetskog momenta, prvenstveno zbog premalog poteznog momenta [12].

Željeno povećanje elektromagnetskog momenta pri nižim frekvencijama statora se može postići ukoliko je omjer napona i frekvencije statora veći od nazivnog ($U_s / f_s > U_{sn} / f_{sn}$), tj. $\psi_s > \psi_{sn}$. Kao posljedica toga pojavit će se povećana struja magnetiziranja.

Zasićenje rasipnih magnetskih putova asinkronog motora se zapaža u režimima rada u kojima namotima statora i rotora teku struje koje su nekoliko puta veće od nazivnih veličina. Ove povećane struje u motoru stvaraju relativno velike rasipne tokove u utorima statora i rotora, koji dovode do zasićenja u zubima statora i rotora. Pri tome rasipni induktiviteti statora i rotora postaju funkcije ovih struja.

Rasipni induktiviteti statora i rotora se mogu podijeliti na zasitljivi i nezasićljivi dio. Kroz oba dijela teče ista struja. Nezasićljivi dio rasipnog magnetskog toka se zatvara kroz zrak, a zasitljivi dio kroz željezo. Prema tome, zasitljivom i nezasićljivom dijelu rasipnog magnetskog toka odgovaraju zasitljivi i nezasićljivi rasipni induktiviteti. Zasićene vrijednosti statorskih i rotorskih rasipnih induktiviteta i međuinduktiviteta se mogu izraziti pomoću nezasićenih vrijednosti i koeficijenata zasićenja. Nadomjesna shema trofaznog asinkronog motora za stacionarne režime rada sa zasitljivim parametrima je prikazana na slici 3.3 [12, 28].



Slika 3.3. Nadomjesna shema trofaznog asinkronog motora za stacionarna stanja

Rasipni induktiviteti statora i rotora i međuinduktivitet (za L_m postoji samo zasitljivi dio) su:

$$\begin{aligned}
 L_{sl} &= L_{sln} + L_{sl}(z), \\
 L_{rl} &= L_{rln} + L_{rl}(z), \\
 L_m &= L_m(z),
 \end{aligned}
 \tag{3.16}$$

gdje su:

L_{sln}, L_{rln} – nezasiťljivi dijelovi statorskog i rotorskog rasipnog induktiviteta;
 $L_{sl}(z), L_{rl}(z)$ - zasiťljivi dijelovi statorskog i rotorskog rasipnog induktiviteta;
 $L_m(z)$ – međuinđuktivitet ovisan o zasićenju u željezu.

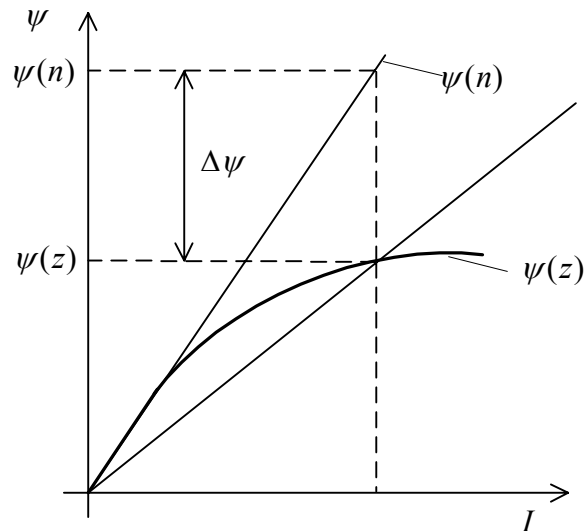
Koeficijent zasićenja obično je definiran kao odnos stvarne zasićene vrijednosti ulančenog toka $\psi(z)$ i nezasićene vrijednosti toka $\psi(n)$:

$$K_z = \frac{\psi(z)}{\psi(n)} = \frac{\psi(n) - \Delta\psi}{\psi(n)} = 1 - k_z. \quad (3.17)$$

Koeficijent zasićenja k_z koji se ovdje koristi glasi:

$$k_z = \frac{\Delta\psi}{\psi(n)}. \quad (3.18)$$

Ilustracija definicije koeficijenta zasićenja prikazana je na slici 3.4.



Slika 3.4. Ilustracija definicije koeficijenta zasićenja pomoću krivulje zasićenja

Dakle, za koeficijente zasićenja rasipanja statora može se pisati:

$$k_{zs} = \frac{\Delta\psi_{sl}}{\psi_{sl}(n)}. \quad (3.19)$$

Ako se ulančeni magnetski tok izrazi pomoću rasipnog induktiviteta i struje statora dobije se:

$$k_{zs} = \frac{\Delta\psi_{sl}}{\psi_{sl}(n)} = \frac{\Delta L_{sl} I_s}{L_{sl}(n) I_s} = \frac{\Delta L_{sl}}{L_{sl}(n)}. \quad (3.20)$$

Na sličan način se dobivaju koeficijenti zasićenja rotora, odnosno međuinđuktiviteta:

$$k_{zr} = \frac{\Delta L_{rl}}{L_{rl}(n)},$$

$$k_{zm} = \frac{\Delta L_m}{L_m(n)}.$$
(3.21)

Zasićene vrijednosti rasipnih induktiviteta i međuinuktiviteta namota statora i rotora mogu se izraziti pomoću nezasićenih vrijednosti i koeficijena zasićenja:

$$L_{sl}(z) = L_{sl}(n)(1 - k_{zs}),$$

$$L_{rl}(z) = L_{rl}(n)(1 - k_{zr}),$$

$$L_m(z) = L_m(n)(1 - k_{zm}).$$
(3.22)

Utjecaj zasićenja u željezu na statičke i na dinamičke karakteristike AM-a proračunava se, u osnovi, po istoj metodi [12]. U ovom radu je izveden matematički model za stacionarna stanja AM-a, u kojem su varijable stanja ulančeni magnetski tokovi statora i rotora. Vektori ulančenih magnetskih tokova statora $\bar{\Psi}_s = \Psi_d + j\Psi_q$ i rotora $\bar{\Psi}_r = \Psi_D + j\Psi_Q$, dobiveni na osnovi naponskih jednadžbi za stacionarna stanja AM-a i napisani u d, q koordinatnom sustavu (koji rotira kutnom brzinom ω_s), glase:

$$\bar{\Psi}_s = -\frac{j}{\omega_s}(\bar{U}_s - \bar{I}_s R_s),$$

$$\bar{\Psi}_r = -\frac{j}{\omega_r} \bar{I}_r R_r.$$
(3.23)

Ovi vektori izraženi pomoću vektora struja, međuinuktiviteta i rasipnih induktiviteta statora i rotora, gdje su rasipni induktiviteti rastavljeni na nezasićljivi i zasitljivi dio, jesu [12]:

$$\bar{\Psi}_s = (L_{sln} + L_{sl}(z))\bar{I}_s + L_m(z)(\bar{I}_s + \bar{I}_r)$$

$$\bar{\Psi}_r = (L_{rln} + L_{rl}(z))\bar{I}_r + L_m(z)(\bar{I}_s + \bar{I}_r).$$
(3.24)

Vektori ulančenih magnetskih tokova statora i rotora izraženi kao suma rasipnog i glavnog magnetskog toka, pri čemu se rasipni tok dijeli na zasitljivi i nezasićljivi dio, glase:

$$\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_{sln} + \bar{\Psi}_{sl}(z) + \bar{\Psi}_m(z),$$

$$\bar{\Psi}_r = \bar{\Psi}_{rln} + \bar{\Psi}_{rl}(z) + \bar{\Psi}_m(z).$$
(3.25)

Usporedbom jednadžbi (3.24) i (3.25) dobiju se:

- nezasićljivi rasipni ulančeni magnetski tokovi:

$$\bar{\Psi}_{sln} = L_{sln} \bar{I}_s, \quad (3.26)$$

$$\bar{\Psi}_{rln} = L_{rln} \bar{I}_r,$$

- zasićeni rasipni ulančeni magnetski tokovi:

$$\bar{\Psi}_{s1}(z) = L_{s1}(z) \bar{I}_s, \quad (3.27)$$

$$\bar{\Psi}_{r1}(z) = L_{r1}(z) \bar{I}_r,$$

- vektor ulančenog glavnoga magnetskog toka (postoje samo zasićene vrijednosti):

$$\bar{\Psi}_m(z) = L_m(z) (\bar{I}_s + \bar{I}_r). \quad (3.28)$$

Trenutne vrijednosti struja kroz namote AM-a stvaraju odgovarajuće trenutne vrijednosti zasitljivih i nezasićljivih dijelova ulančenih magnetskih tokova. Nezasićljivi rasipni ulančeni magnetski tokovi su proporcionalni strujama statora i rotora, a zasićene komponente ulančenih magnetskih tokova su ovisne o strujama motora i o stanju zasićenja stroja. Iskoristi li se gornja pogodnost mogu se, pomoću izraza (3.26), nezasićljivi rasipni tokovi iz (3.25) izraziti pomoću struja motora, a zatim se vektori struje statora $\bar{I}_s = I_d + jI_q$ i rotora $\bar{I}_r = I_D + jI_Q$ mogu eksplicitno izraziti kao funkcije ulančenih magnetskih tokova:

$$\bar{I}_s = \frac{1}{L_{sln}} (\bar{\Psi}_s - \bar{\Psi}_{s1}(z) - \bar{\Psi}_m(z)), \quad (3.29)$$

$$\bar{I}_r = \frac{1}{L_{rln}} (\bar{\Psi}_r - \bar{\Psi}_{r1}(z) - \bar{\Psi}_m(z)).$$

Pri proračunu vektora struja statora i rotora AM-a s uračunatim efektom zasićenja u željezu pomoću (3.29) treba računati, metodom iteracije, stvarne vrijednosti varijabli stanja (3.23) i zasićene vrijednosti ulančenih magnetskih tokova (3.27) i (3.28), a na osnovi vrijednosti struja motora iz prethodnog koraka proračuna. Kraj iteracije je određen željenom točnošću proračuna, pri čemu razlika proračunatih iznosa vektora struja statora i rotora, u dva posljednja koraka, treba biti manja od unaprijed zadanog dovoljno malog broja.

Vektori izraženi pomoću nezasićenih vrijednosti parametara motora, frekvencije i napona napajanja i zasićenih vrijednosti vektora rasipnih i glavnog magnetskog toka glase:

$$\bar{\Psi}_s = \frac{1 - j\omega_s T_{sn}}{1 + \omega_s^2 T_{sn}^2} (T_{sn} \bar{U}_s + \bar{\Psi}_{s1}(z) + \bar{\Psi}_m(z)), \quad (3.30)$$

$$\bar{\Psi}_r = \frac{1 - j\omega_r T_{rn}}{1 + \omega_r^2 T_{rn}^2} (\bar{\Psi}_{r1}(z) + \bar{\Psi}_m(z)),$$

gdje su:

$$T_{sn} = \frac{L_{sln}}{R_s}, \quad T_{rn} = \frac{L_{rln}}{R_r}.$$

Zasićene vrijednosti ulančenih magnetskih tokova, koje se javljaju na desnoj strani jednadžbi (3.30), mogu se izraziti pomoću nezasićenih vrijednosti odgovarajućih ulančenih magnetskih tokova i koeficijenta zasićenja [23]:

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{sl}(z) &= \bar{\Psi}_{sl}(n)(1 - k_{zs}) = \bar{\Psi}_{sl}(n) - \Delta\bar{\Psi}_{sl}, \\ \bar{\Psi}_{rl}(z) &= \bar{\Psi}_{rl}(n)(1 - k_{zr}) = \bar{\Psi}_{rl}(n) - \Delta\bar{\Psi}_{rl}, \\ \bar{\Psi}_m(z) &= \bar{\Psi}_m(n)(1 - k_{zm}) = \bar{\Psi}_m(n) - \Delta\bar{\Psi}_m. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Nezasićene vrijednosti ulančenih magnetskih tokova koje se javljaju u (3.31) mogu se, u skladu s jednadžbama (3.27) i (3.28), izraziti pomoću nezasićenih vrijednosti odgovarajućih induktiviteta i struja statora i rotora:

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{sl}(n) &= L_{sl}(n)\bar{I}_s, \\ \bar{\Psi}_{rl}(n) &= L_{rl}(n)\bar{I}_r, \\ \bar{\Psi}_m(n) &= L_m(n)(\bar{I}_s + \bar{I}_r). \end{aligned} \quad (3.32)$$

Zbog utjecaja zasićenja u željezu stvarni se ulančeni magnetski tokovi smanjuju za prirast $\Delta\Psi$, koji je proporcionalan koeficijentu zasićenja. U skladu s (3.31), može se napisati:

$$\begin{aligned} \Delta\bar{\Psi}_{sl} &= k_{zs}\bar{\Psi}_{sl}, \\ \Delta\bar{\Psi}_{rl} &= k_{zr}\bar{\Psi}_{rl}, \\ \Delta\bar{\Psi}_m &= k_{zm}\bar{\Psi}_m. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Uvrštavanjem (3.31) u (3.29), a zatim (3.29) u (3.32), dobiva se sljedeća funkcionalna veza između nezasićenih vrijednosti zasitljivih dijelova ulančenih magnetskih tokova i njihovih zasićenih vrijednosti, prirasta ulančenih magnetskih tokova i vektora ulančenih magnetskih tokova statora i rotora:

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{sl}(n) &= \frac{L_{sl}(n)}{L_{sl}(n) + L_{sln}} \left(\bar{\Psi}_s + \Delta\bar{\Psi}_{sl} - \bar{\Psi}_m(z) \right), \\ \bar{\Psi}_{rl}(n) &= \frac{L_{rl}(n)}{L_{rl}(n) + L_{rln}} \left(\bar{\Psi}_r + \Delta\bar{\Psi}_{rl} - \bar{\Psi}_m(z) \right), \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$\bar{\Psi}_m(n) = \frac{L_m^*}{L_{sln}} (\bar{\Psi}_s - \bar{\Psi}_{sl}(z) + \Delta \bar{\Psi}_m) + \frac{L_m^*}{L_{rln}} (\bar{\Psi}_r - \bar{\Psi}_{rl}(z) + \Delta \bar{\Psi}_m),$$

gdje je: $L_m^* = \frac{L_m(n)L_{sln}L_{rln}}{L_m(n)(L_{sln}+L_{rln})+L_{sln}L_{rln}}$ parametar u (3.19).

Sustavi jednažbi (3.30) do (3.34) tvore osnovni matematički model za proračun statičkih karakteristika asinkronog motora s uračunatim utjecajem zasićenja u željezu. Ulazni podaci za proračun statičkih karakteristika AM s uračunatim efektom zasićenja u željezu su nezasićene vrijednosti međuinduktiviteta i rasipnih induktiviteta statora i rotora, te karakteristike koeficijenta zasićenja u željezu. Izbor vrijednosti koeficijenata zasićenja provodi se, u svakom koraku iteracije, na osnovi proračuna nezasićenih vrijednosti vektora glavnog magnetskog toka i rasipnih tokova (3.34), odnosno iznosa tih vektora prema sljedećim izrazima:

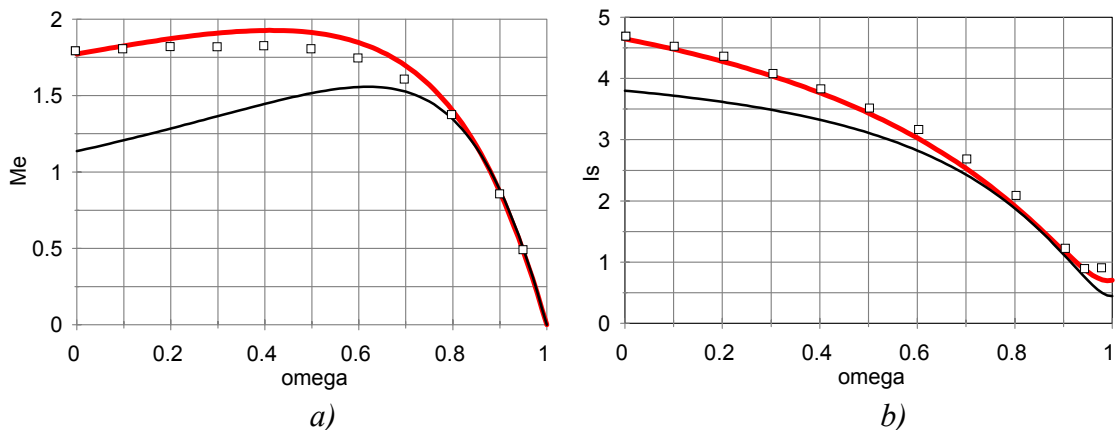
$$\Psi_m(n) = \sqrt{\Psi_{md}^2(n) + \Psi_{ml}^2(n)},$$

$$\Psi_{sl}(n) = \sqrt{\Psi_{dl}^2(n) + \Psi_{ql}^2(n)}, \quad (3.35)$$

$$\Psi_{rl}(n) = \sqrt{\Psi_{Dl}^2(n) + \Psi_{Ql}^2(n)}.$$

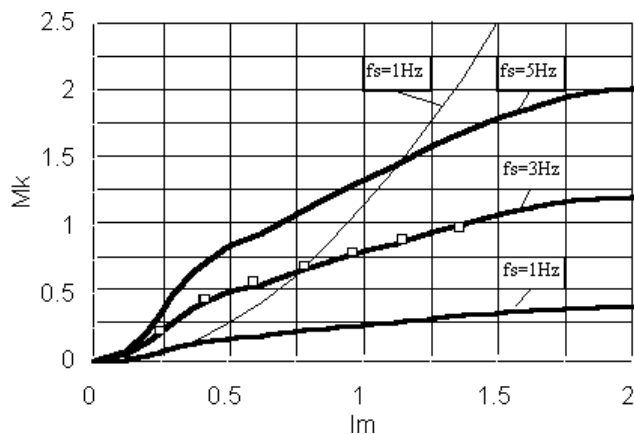
Na temelju poznatih nezasićenih vrijednosti tokova određuju se prvo koeficijenti zasićenja k_{zm} , k_{zs} i k_{zr} [12] i prirasti (negativni) ulančenih magnetskih tokova (3.33), zatim zasićene vrijednosti vektora ulančenih magnetskih tokova (3.31) i, konačno, stvarne vrijednosti ulančenih magnetskih tokova (3.30).

Utjecaj zasićenja rasipnih induktiviteta statora i rotora na elektromagnetski moment jako je izražen u području nestabilnog dijela momentne karakteristike i u području prekretnog momenta motora ($I_s > 2I_{sn}$). Najveća odstupanja od izmjerenih vrijednosti manja su od 7% [12].



Slika 3.5. Statičke karakteristike elektromagnetskog momenta (a) i struje statora (b) motora 5ABZ-90L-4 u režimu nazivnog napajanja $U_s=390\text{ V}$ i $f_{sn}=50\text{ Hz}$;

- karakteristike s uračunatim efektom zasićenja u željezu,
- karakteristike proračunate bez efekta zasićenja u željezu,
- izmjerene vrijednosti



Slika 3.6. Karakteristike poteznog momenta M_k ovisno o struji magnetiziranja I_m motora 5ABZ-90L-4;

- karakteristike proračunate sa zasićenim vrijednostima međuinduktiviteta,
- karakteristike proračunate s nezasićenim vrijednostima međuinduktiviteta,
- izmjerene vrijednosti

Sa porastom struje magnetiziranja AM-a (slika 3.6.) dobiva se manji potezni moment u odnosu na vrijednosti nezasićenog stanja. Prikazane razlike su posljedica utjecaja zasićenja samo međuinduktiviteta.

Točniji proračun karakteristika AM-a nije moguće provesti bez matematičkog modeliranja i efekta zasićenja u željezu. Utjecaj zasićenja rasipnih magnetskih putova na karakteristike AM javlja se u režimima rada s povećanim strujama motora (npr. zaletu AM u nereguliranim pogonim), a utjecaj zasićenja glavnog magnetskog kruga u režimima rada s povećanim glavnim magnetskim tokom (npr. pri nižim frekvencijama napona napajanja AM-a u reguliranim pogonima). Valjanost metode proračuna verificirana je mjerenjima.

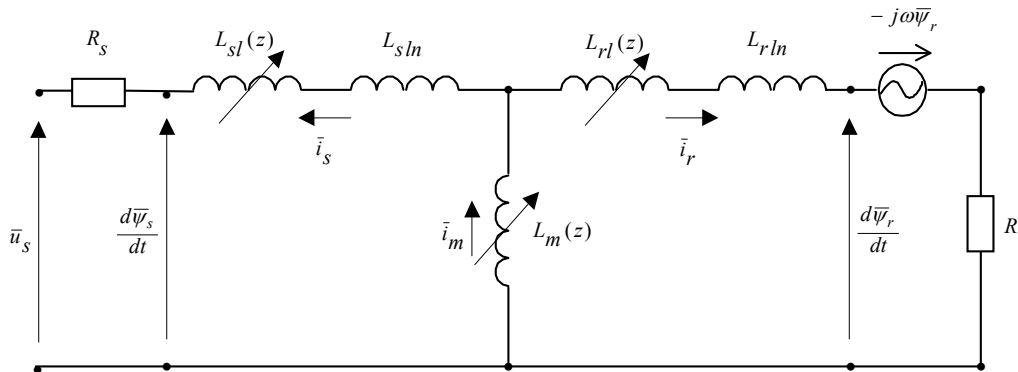
3.2. Proračun i mjerenje varijabli stanja sa i bez efekta zasićenja u željezu u dinamičkim režimima rada

Simulacije dinamičkih režima rada asinkronog motora na računalu se obavlja rješavanjem sustava diferencijalnih jednadžbi (3.4) numeričkom metodom Runge-Kutta. Najprije je potrebno sustav jednadžbi (3.4) napisati u skalarnom obliku. U ovom slučaju je izabran sinkrono rotirajući d, q koordinatni sustav. Sustav jednadžbi (3.4) napisan u koordinatnom sustavu koji rotira kutnom brzinom ω_k i u obliku pogodnom za numeričko rješavanje na računalu glasi [12,14]:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} &= u_{\alpha s} - \frac{1}{T'_s} \psi_{\alpha s} + \omega_k \psi_{\beta s} + \frac{k_r}{T'_s} \psi_{\alpha r}, \\ \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} &= u_{\beta s} - \omega_k \psi_{\alpha s} - \frac{1}{T'_s} \psi_{\beta s} + \frac{k_r}{T'_s} \psi_{\beta r}, \\ \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} &= \frac{k_s}{T'_r} \psi_{\alpha s} - \frac{1}{T'_r} \psi_{\alpha r} + (\omega_k - \omega) \psi_{\beta r}, \\ \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} &= \frac{k_s}{T'_r} \psi_{\beta s} - \frac{1}{T'_r} \psi_{\beta r} - (\omega_k - \omega) \psi_{\alpha r}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

U ovom slučaju brzina vrtnje koordinatnog sustava jednaka je sinkronoj kutnoj brzini, tj. $\omega_k = \omega_s$.

Nadomjesna shema trofaznog asinkronog motora za dinamička stanja sa utjecajem efekta zasićenja u željezu prikazana je na slici 3.7.



Slika 3.7. Nadomjesna shema asinkronog motora za dinamička stanja s uračunatim efektom zasićenja u željezu

Koeficijenti zasićenja se dobivaju izravno iz karakteristika zasićenja statora, rotora, odnosno, glavnog magnetskog kruga, a na osnovi struje iz prethodnog koraka numeričke integracije. Krivulje zasićenja su dobivene eksperimentalno i prikazane su na slici 3.8.

Karakteristike koeficijenata zasićenja $k_{zm}(\Psi_m(n))$, $k_{zs}(\Psi_{sl}(n))$, $k_{zr}(\Psi_{rl}(n))$ mogu se aproksimirati odgovarajućim analitičkim izrazima. Koeficijenti zasićenja sa slike 3.8. mogu se opisati za vrijednosti ulančenih tokova iz intervala $\Psi_m(n) \in [0.7, 1.25]$, $\Psi_{sl}(n) \in [0.02, 0.06]$, $\Psi_{rl}(n) \in [0.06, 0.15]$, sljedećim izrazima:

$$\begin{aligned} k_{zm} &= 0,527\Psi_m(n) - 0,369, \\ k_{zs} &= 5,225\Psi_{sl}(n) - 0,104, \\ k_{zr} &= 3,444\Psi_{rl}(n) - 0,207. \end{aligned} \quad (3.37)$$

Izvan tih intervala za $\Psi_m(n) > 1.25$, $\Psi_{sl}(n) > 0.06$ i $\Psi_{rl}(n) > 0.15$, koeficijenti se mogu aproksimirati pomoću sljedećih analitičkih izraza:

$$\begin{aligned} k_{zm} &= k_{1m} \operatorname{th}(k_{2m}\Psi_m(n)) + k_{3m}\Psi_m(n) - k_{4m}, \\ k_{zs} &= k_{1s} \operatorname{th}(k_{2s}\Psi_{sl}(n)) + k_{3s}\Psi_{sl}(n) - k_{4s}, \\ k_{zr} &= k_{1r} \operatorname{th}(k_{2r}\Psi_{rl}(n)) + k_{3r}\Psi_{rl}(n) - k_{4r}. \end{aligned} \quad (3.38)$$

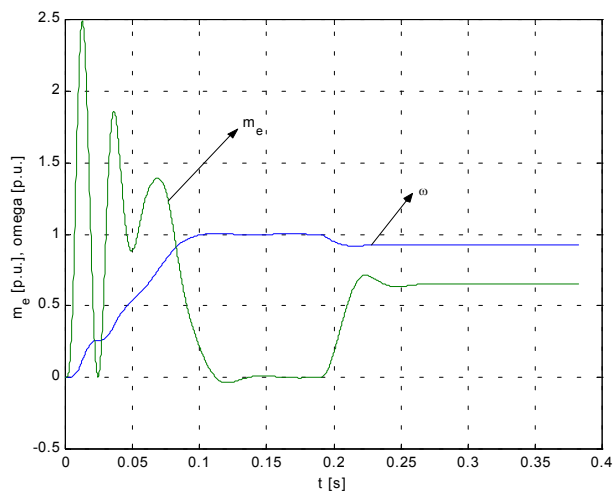
Konstante k_{1m} do k_{4m} , k_{1s} do k_{4s} i k_{1r} do k_{4r} određuju se metodom minimuma kvadrata razlike mjerenjem dobivenih vrijednosti koeficijenata zasićenja i proračunskih vrijednosti koeficijenata zasićenja pomoću jednadžbi (3.38). Ove vrijednosti iznose:

$$\begin{aligned} k_{1m} &= 0,8386, \quad k_{2m} = 0,7834, \quad k_{3m} = 0,0637, \quad k_{4m} = 0,4208, \\ k_{1s} &= 1,005, \quad k_{2s} = 6,052, \quad k_{3s} = 0,121, \quad k_{4s} = 0,148, \\ k_{1r} &= 0,981, \quad k_{2r} = 4,229, \quad k_{3r} = 0,082, \quad k_{4r} = 0,253. \end{aligned}$$

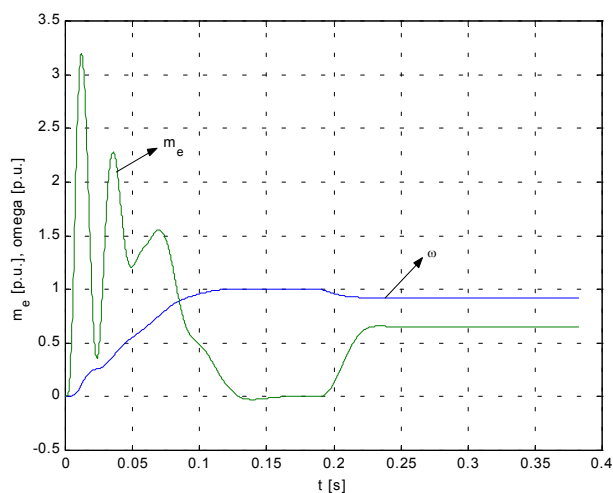
Karakteristike koeficijenata zasićenja dobivene aproksimacijom izmjerenih vrijednosti prikazane su na slici 3.8. punom linijom.

Proračun brzine vrtnje, elektromagnetskog momenta i struje statora asinkronog motora tijekom zaleta u praznom hodu i skokovitog udarnog opterećenja prikazan je na slikama 3.9. do 3.11.

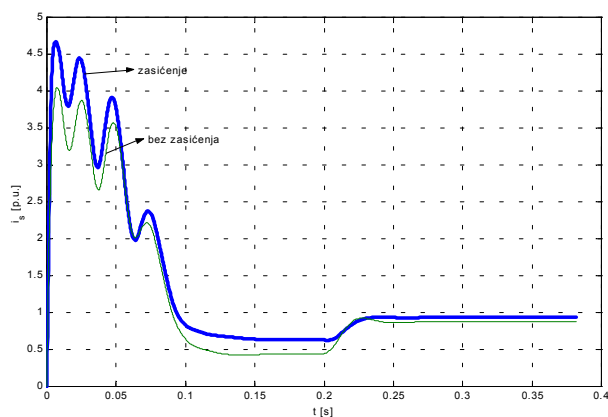
Na slici 3.12. je prikazana izračunata i izmjerena brzina vrtnje asinkronog motora tijekom procesa zaleta u praznom hodu.



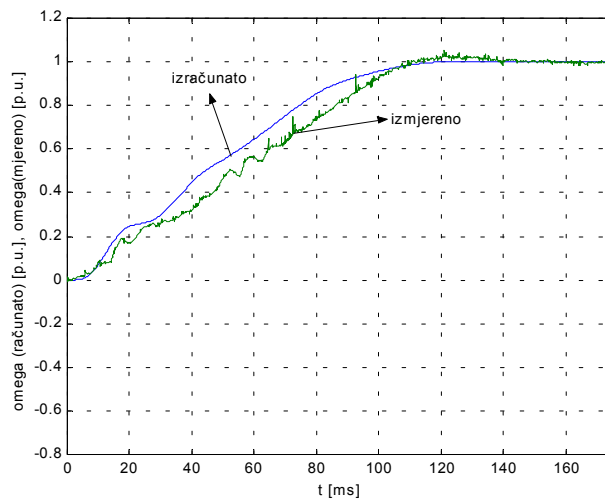
Slika 3.9. Elektromagnetski moment i brzina vrtnje asinkronog motora tijekom zaleta i nazivnog udarnog opterećenja bez utjecaja zasićenja u željezu



Slika 3.10. Elektromagnetski moment i brzina vrtnje asinkronog motora tijekom zaleta i nazivnog udarnog opterećenja sa utjecajem zasićenja u željezu



Slika 3.11. Vektor struje statora asinkronog motora tijekom zaleta i nazivnog udarnog opterećenja sa i bez utjecaja zasićenja u željezu



Slika 3.12. Brzina vrtnje asinkronog motora tijekom zaleta u praznom hodu (mjereno i računato)

4. PRIMIJENJENA TEHNIKA DIGITALNE OBRADJE SIGNALA

4.1. Digitalno filtriranje signala

Digitalni filteri se odnose na obradu i manipulaciju diskretnim sekvencama podataka sa ciljem odstranjivanja šuma i svih neželjenih informacija sadržanih u promatranom signalu. Često postoji potreba da se neka fizikalna veličina zabilježi kao skup diskretnih podataka.

Iako se može primijeniti neograničen broj numeričkih postupaka na diskretne podatke (npr. traženje srednje vrijednosti, formiranje histograma) glavni zadatak digitalnog filtriranja je da formira diskretni izlazni niz $y(n)$ na temelju diskretnog ulaznog niza $x(n)$. U većini slučajeva svaki izlazni uzorak se računa iz određenog skupa ulaznih uzoraka, nikad iz samo jednog uzorka, a u većini slučajeva iz cijelog skupa ulaznih uzoraka.

Proces digitalnog filtriranja znači obradu diskretnog slijeda uzoraka na način da se propuštaju željene, a prigušuju neželjene frekvencije. U općem slučaju, digitalni regulatori su oblik digitalnih filtera [5].

Opći oblik digitalnog filtera kao prijenosne funkcije između izlaznog slijeda uzoraka u z -području $y(z)$ i ulaznog $x(z)$ je dan kao [5]:

$$F(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}}, \quad n \geq m, \quad (4.1)$$

pri čemu su a_i i b_i realni koeficijenti (neki od njih mogu biti jednaki nuli).

Za primjenu metoda upravljanja sustavima koji rade u stohastičkoj sredini neophodni su postupci modeliranja stohastičkih sustava i signala [7]. Ove metode i algoritmi su predmet teorije stohastičkih sustava. Prije razmatranja tehnike digitalnog filtriranja potrebno je poznavati osnovne pojmove stohastičkih signala.

Pretpostavimo da je diskretizacijom sa vremenom uzorkovanja T nekog stohastičkog (slučajnog) signala dobiven skup slučajnih uzoraka $\{x(k)\}$, $k = 1, 2, \dots, N$. Statističke osobine stohastičkih signala se mogu opisati njihovim vlastitim i/ili uzajamnim gustoćama raspodjele vjerojatnosti. Ako ove gustoće vjerojatnosti ovise o početku računanja vremena ili o promatranom vremenskom intervalu signali su *nestacionarni*, a ako vlastite i uzajamne gustoće raspodjele vjerojatnosti ne ovise o vremenu, za stohastičke signale kažemo da su *stacionarni*.

Neka, sada, postoji više stacionarnih stohastičkih signala generiranih u istom stohastičkom procesu. Ako su stohastičke osobine signala dobivene na osnovu vrijednosti više signala u istom trenutku iste sa statističkim osobinama jednog signala tada je promatrani stacionarni stohastički signal i *ergodičan*.

Stacionaran ergodičan diskretni slučajni signal $\{x(k)\}$ se može opisati očekivanjem (srednjom vrijednošću) [8]:

$$\bar{x} = E[x(k)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x(k) \quad (4.2)$$

i *autokorelacijskom funkcijom*

$$o_{xx}(\tau) = E[x(k)x(k+\tau)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x(k)x(k+\tau). \quad (4.3)$$

Autokorelacija izražava inherentne osobine slučajnog signala; na njenu vrijednost bitno utječe prisustvo i veličina srednje (istosmjerene) komponente signala.

Na osnovu odstupanja signala od srednje vrijednosti definira se *autokovarijanca* signala

$$R_{xx}(\tau) = cov[x, \tau] = E[[x(k) - \bar{x}][x(k + \tau) - \bar{x}]] = \sigma_{xx}(\tau) - \bar{x}^2. \quad (4.4)$$

Varijanca se definira kao autokovarijanca za $\tau = 0$, tj.

$$\sigma_x^2 = R_{xx}(0) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [x(k) - \bar{x}]^2. \quad (4.5)$$

Statističke osobine slučajnog signala sa Gauss-ovom razdiobom amplituda se u cjelosti mogu opisati očekivanjem i autokovarijancom. Treba naglasiti da je slučajni signal $\{x(k)\}$ stacionaran u širem smislu ako \bar{x} i $R_{xx}(\tau)$ nisu funkcije vremena.

Važnu ulogu u stohastičkim sustavima ima slučajni signal poznat kao *bijeli šum* čija je vrijednost u nekom trenutku statistički potpuno nezavisna o vrijednosti signala u prethodnim trenucima. Drugim riječima, iznosi bijelog šuma u različitim trenucima nemaju nikakvu međusobnu ovisnost. Ako pri tome amplitude bijelog šuma imaju Gaussovu razdiobu, statističke osobine šuma se u cijelosti mogu opisati očekivanjem \bar{x} i kovarijancom

$$cov[x, \tau] = \sigma_x^2 \delta(\tau), \quad (4.6)$$

gdje je $\delta(t)$ Kronecker-ova delta funkcija, a σ_x^2 je varijanca bijelog šuma $x(t)$.

Bijeli šum je čest poremećaj u elektrotehnici. Može se pojaviti zbog nestabilnosti i smetnji u sustavu napajanja ili zbog mjernih uređaja. Da bi se varijable stanja asinkronog motora mogle dovoljno dobro procijeniti neophodno je eliminirati utjecaj šumova. Ukoliko se snimanje signala obavlja digitalno onda se postupak eliminiranja šumova naziva *digitalno filtriranje*.

U ovom poglavlju će se razmatrati postupci realizacije prijenosne funkcije koja predstavlja digitalni filter.

Realizacija digitalnih filtera se može izvesti ili softverski ili hardverski ili na oba načina [5]. Kod softverske realizacije kreira se računalni program za digitalno računalo. Prilikom hardverske realizacije kreira se digitalni procesor sa funkcijama kao što su digitalni sumatori, množači i elementi za kašnjenje (registri sa periodom uzorkovanja T kao jediničnim kašnjenjem).

U procesu digitalne obrade signala, digitalni filter je proračunski algoritam koji prevodi ulazni slijed uzoraka u izlazni slijed podataka na način da dođe do promjena karakteristika ulaznog signala prema unaprijed definiranim zahtjevima. To znači da digitalni filter propušta samo određene (željene) frekvencijske komponente ulaznog signala, a neželjene frekvencijske komponente prigušuje. Općenito, digitalni regulator je samo određeni oblik digitalnog filtera.

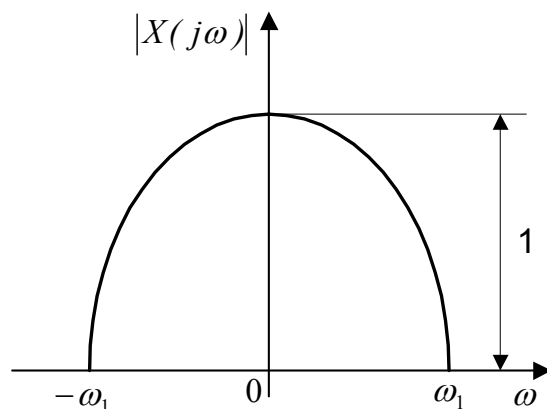
Važno je napomenuti da postoji značajna razlika između obrade i procesuiranja signala u komunikaciji i regulaciji. U digitalnoj regulaciji obrada signala se mora obavljati u realnom vremenu. U komunikacijskim vezama obrada signala ne mora biti u realnom vremenu, tj. zadovoljavajuća točnost se može postići i s određenim vremenskim kašnjenjem.

Ukoliko je $x(t)$ signal u vremenskoj domeni tada se uobičajeno sa $x^*(t)$ označava uzorkovani signal. Veza između ova dva signala je sljedeća [5]:

$$x^*(t) = x(t) \sum_{v=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T} e^{jv\omega_s t}, \quad (4.7)$$

pri čemu je T vrijeme uzorkovanja, a $\omega_s = 2\pi / T$ kružna frekvencija uzorkovanja.

Da bi se originalni signal mogao rekonstruirati iz slijeda uzoraka, mora se definirati potrebna minimalna frekvencija uzorkovanja. Ova minimalna frekvencija je definirana tzv. teoremom uzorkovanja ili Shannonovim teoremom [5]. Neka je frekvencijski spektar kontinuiranog signala $x(t)$ prikazan na slici 4.1.



Slika 4.1. Frekvencijski spektar kontinuiranog signala

Tada Shannonov teorem određuje minimalnu kružnu frekvenciju uzorkovanja na način da je:

$$\omega_s > 2\omega_1, \quad (4.8)$$

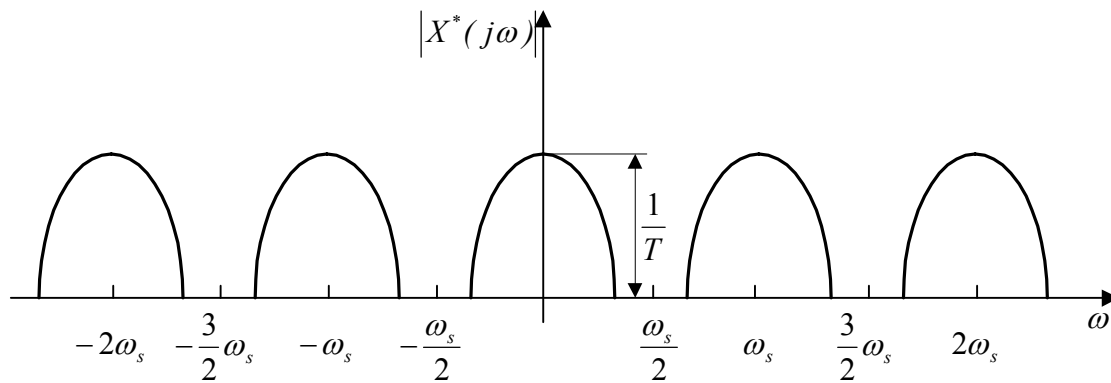
pri čemu je ω_1 najveća frekvencijska komponenta kontinuiranog signala $x(t)$. To znači da je moguće rekonstruirati kontinuirani signal na osnovu uzorkovanog signala ako je ispunjen uvjet (4.8).

Diskretni signal $x^*(t)$ se može Laplace-ovom transformacijom prevesti u frekvencijsko područje zamjenom $s=j\omega$ na sljedeći način:

$$L(x^*(t)) = X^*(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{v=-\infty}^{v=\infty} X(j\omega - jv\omega_s), \quad (4.9)$$

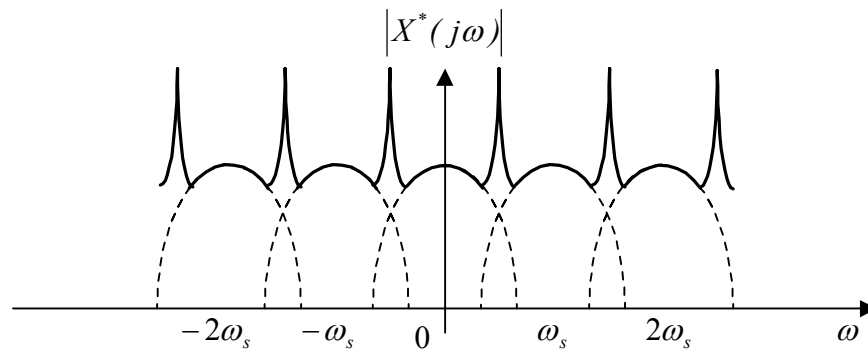
uz pretpostavku da je $x(0^+) = 0$. Ovaj uvjet u analizi frekvencijskog spektra nije važan [5].

Iz jednadžbe (4.8) se može zaključiti o frekvencijskom spektru kontinuiranog signala. Vidi se da je taj frekvencijski spektar određen beskonačnim brojem članova koji su prigušeni faktorom $1/T$. Zbog toga se frekvencijski spektar diskretnog signala može prikazati na način kako je to prikazano slikom 4.2.



Slika 4.2. Frekvencijski spektar $|X^*(j\omega)|$ uz uvjet da je $\omega_s > 2\omega_1$

Ukoliko nije ispunjen uvjet (4.8) tada se frekvencijski spektar $|X^*(j\omega)|$ može prikazati slikom 4.3.



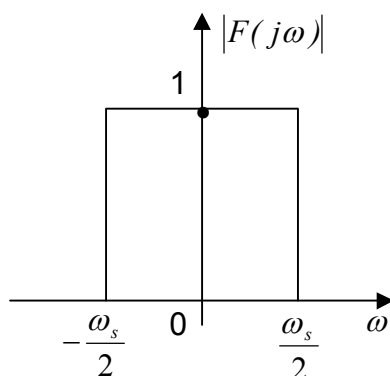
Slika 4.3. Frekvencijski spektar $|X^*(j\omega)|$ uz uvjet da je $\omega_s < 2\omega_1$

U ovom slučaju kontinuirani signal nije moguće rekonstruirati jer je nastalo preklapanje frekvencijskih spektara [5].

4.2. Primjena frekvencijski selektivnih filtera

Idealni niskofrekvencijski filter

Amplitudni frekvencijski spektar idealnog niskopropusnog filtera prikazan je na slici 4.4 [5].



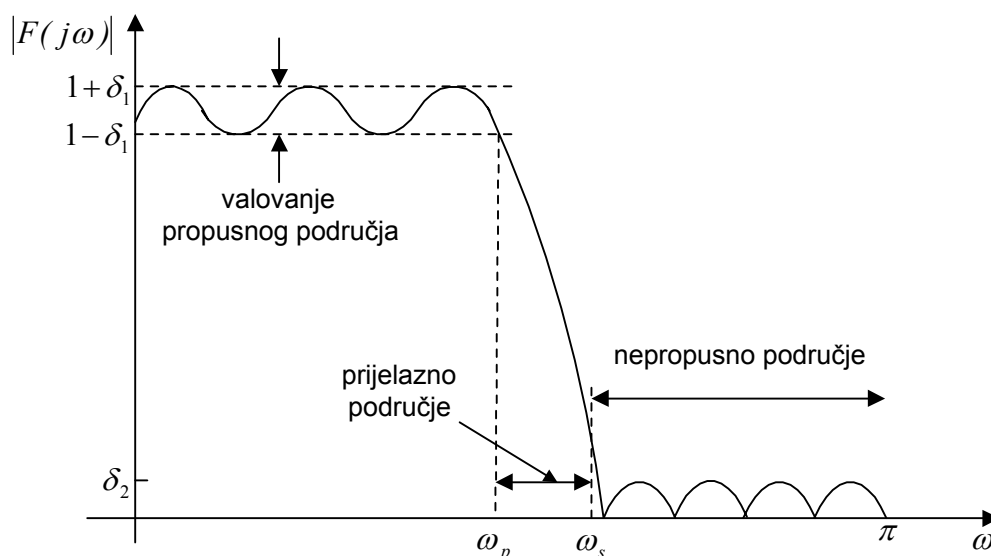
Slika 4.4. Amplitudni frekvencijski spektar idealnog niskopropusnog filtera

Amplituda idealnog filtera jednaka je jedinici za područje frekvencija od $-\frac{1}{2}\omega_s \leq \omega \leq \frac{1}{2}\omega_s$, a izvan njega jednaka je nuli. Proces uzorkovanja, kako je već ranije objašnjeno, generira više harmoničke komponente (nastaju komplementarni spektri) koje se dodaju primarnom frekvencijskom spektru. Idealni filter ima zadatak da priguši sve komplementarne frekvencijske spektre i da propušta sve frekvencije iz primarnog spektra. To će biti moguće osigurati ako je kružna frekvencija uzorkovanja veća od dvostruke frekvencijske komponente kontinuiranog signala (uvjet 4.8).

Karakteristike frekvencijski selektivnih filtera

Idealne digitalne filtere nije moguće realizirati za praktične primjene u realnom vremenu. Frekvencijska karakteristika $F(\omega)$ ne može biti jednaka nuli osim za ograničen broj točaka u frekvencijskom opsegu [6]. Osim toga, $F(\omega)$ ne može imati oštar skok iz propusnog u nepropusno područje, tj. $F(\omega)$ ne može strmo pasti sa iznosa jedan na iznos nula.

Iako su karakteristike frekvencijskog odziva idealnog filtera poželjne, one nisu sasvim neophodne u većini praktičnih primjena. Ako se uvaži ova činjenica moguće je realizirati tzv. kauzalni filter koji aproksimira karakteristike idealnog filtera na način kako mi to želimo. Kao prvo, nije nužno da amplituda $|F(\omega)|$ bude konstantna u propusnom području filtera. Manja valovanja u propusnom pojasu, kako to prikazuje slika 4.5. se uobičajeno toleriraju.



Slika 4.5. Amplitudna karakteristika realnog digitalnog filtera

Također se toleriraju i mala valovanja u nepropusnom području.

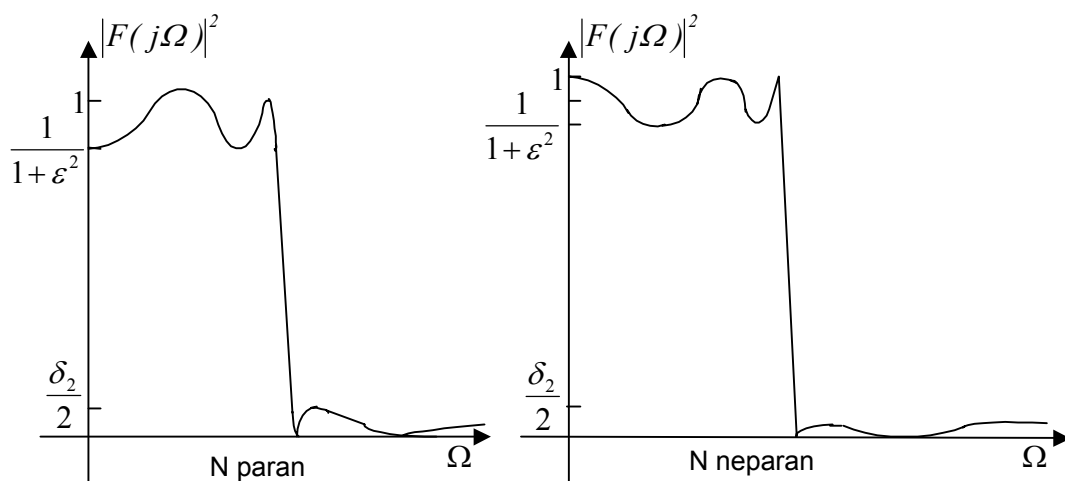
Oznake na slici 4.5. su: δ_1 – valovanje propusnog pojasa, δ_2 – valovanje nepropusnog pojasa, ω_p – granica valovanja propusnog pojasa i ω_s – granica valovanja nepropusnog pojasa [6].

Prijelazni frekvencijski odziv iz propusnog u nepropusno područje definira prijelazno područje filtera na način kako to prikazuje slika 4.5. Frekvencija ω_p određuje kraj propusnog pojasa, dok frekvencija ω_s označava početak nepropusnog pojasa.

U tekstu koji slijedi bit će opisana struktura tzv. eliptičkog filtera kreiranog u MATLAB-u, koji je zbog svojih praktičnih karakteristika primijenjen za digitalno filtriranje uzorkovanih faznih napona i struja asinkronog motora.

Eliptički filter

Eliptički (ili Cauer-ov) filter osigurava jednako valovanje u propusnom i nepropusnom području na način, kako to prikazuje slika 4.6., kada je N paran i kada je N neparan [6].



Slika 4.6. Kvadratno - amplitudna frekvencijska karakteristika eliptičkog analognog filtera

Skupina ovih filtera sadrži polove i nule, a karakterizirana je kvadratno-amplitudnom frekvencijskom karakteristikom:

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 U_N(\Omega / \Omega_p)^2}, \quad (4.10)$$

pri čemu je U_N jakobijan eliptičke funkcije N – tog reda, a ε je parametar povezan sa valovanjem propusnog pojasa. Eliptički filteri su najefikasniji sa točke gledišta najnižeg stupnja za specificirane parametre [6]. To znači da za zadani red filtera i zadane parametre eliptički filter ima najuži prijelazni opseg. U usporedbi sa Butterworth-ovim i Chebyshev-ovim filterom eliptički filteri imaju strmiju karakteristiku prijelaznog područja, a valovanje u propusnom i nepropusnom području im je isto.

Red filtera za zadano valovanje propusnog pojasa δ_1 , nepropusnog pojasa δ_2 i prijenosni omjer Ω_p / Ω_s se računa na sljedeći način:

$$N = \frac{K(\Omega_p / \Omega_s) K(\sqrt{1 - \varepsilon^2 / \delta^2})}{K(\varepsilon / \delta) K(\sqrt{1 - (\Omega_p / \Omega_s)^2})}, \quad (4.11)$$

pri čemu je $K(x)$ eliptički integral prve vrste definiran kao:

$$K(x) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\Theta}{\sqrt{1 - x^2 \sin^2 \Theta}}, \quad (4.12)$$

gdje je $\delta = \frac{\sqrt{1 - \delta_2^2}}{\delta_2}$. Valovanje propusnog pojasa je $10 \log_{10}(1 + \varepsilon^2)$.

Struktura eliptičkog filtera je najstroženija i proračunski teža od drugih tipova filtera. Algoritam prevođenja iz analognog u digitalno područje koji se automatski izvršava u MATLAB-u može se prikazati u sljedećih pet točaka [20]:

1. Formiranje filtera analognog tipa koji je određen svojim pojačanjem, nulama i polovima.
2. Prevođenje pojačanja, nula i polova u oblik pogodan za jednadžbe prostora stanja.
3. Transformacija niskopropusnog filtera u filter koji propušta samo određeni pojas frekvencija, koji filtrira sve harmoničke komponente ispod određene frekvencije ili koji filtrira sve harmoničke komponente iznad određene frekvencije.
4. Prevođenje analognog filtera u digitalni pomoću bilinearne transformacije sa frekvencijskim modificiranjem prijenosne funkcije u z -području.
5. Ukoliko je potrebno, moguće je matematički model filtera iz prostora stanja prevesti natrag u oblik prijenosne funkcije.

Postupak prevođenja iz analognog u digitalno područje temeljni je postupak tijekom kreiranja digitalnog filtera i opisan je u nastavku.

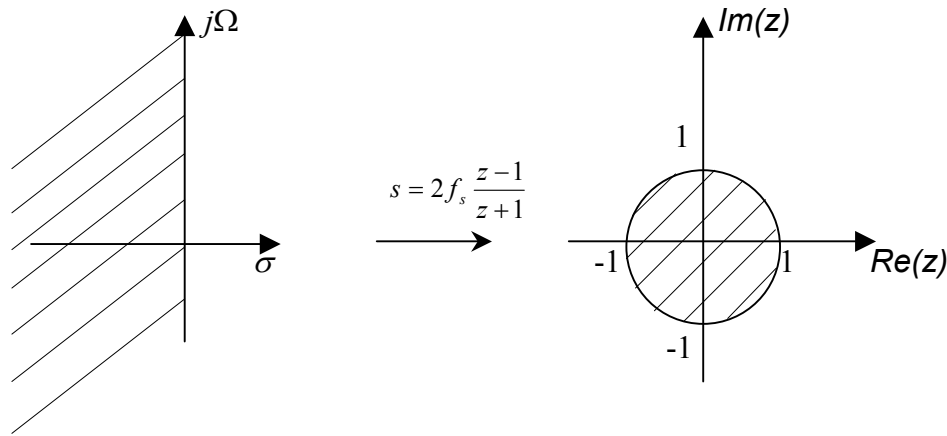
Bilinearna transformacija je postupak matematičkog transformiranja varijabli. U tehnici digitalnog filtriranja ova transformacija predstavlja standardan postupak prebacivanja iz s ili analognog područja u z ili digitalno područje. Bilinearnom transformacijom se transformiraju analogni filteri u njima ekvivalentne digitalne filtere. Ova transformacija prebacuje iz s u z područje pomoću jednadžbe:

$$F(z) = F(s) \Big|_{s=2f_s \frac{z-1}{z+1}}. \quad (4.13)$$

Ova transformacija prebacuje iz analognog područja $j\Omega$ os ($\Omega = -\infty$ do $+\infty$) u jediničnu kružnicu ($e^{j\omega}$, $\omega = -\pi$ do $+\pi$) pomoću relacije:

$$\omega = 2 \arctg\left(\frac{\Omega}{2f_s}\right). \quad (4.14)$$

To, u stvari, znači da se lijeva poluravnina u s području preslikava kao na donjoj slici:



Slika 4.7. Preslikavanje iz s u z područje bilinearnom transformacijom

Moguće je još izvršiti dodatno frekvencijsko modificiranje (eng. frequency prewarping) s pomoću parametra f_p . f_p [Hz] označava tzv. specifičnu frekvenciju, tj. frekvenciju pri kojoj se frekvencijski odzivi prije i poslije bilinearne transformacije u potpunosti podudaraju. U tom slučaju bilinearna transformacija se odvija na temelju jednadžbe [5,8]:

$$F(z) = F(s) \Bigg|_{s = \frac{2\pi f_p}{\operatorname{tg}\left(\pi \frac{f_p}{f_s}\right)} \frac{z-1}{z+1}} \quad (4.15)$$

Sa mogućnošću frekvencijske modifikacije ova transformacija prebacuje iz analognog područja $j\Omega$ os ($\Omega = -\infty$ do $+\infty$) u jediničnu kružnicu ($e^{j\omega}$, $\omega = -\pi$ do $+\pi$) pomoću relacije:

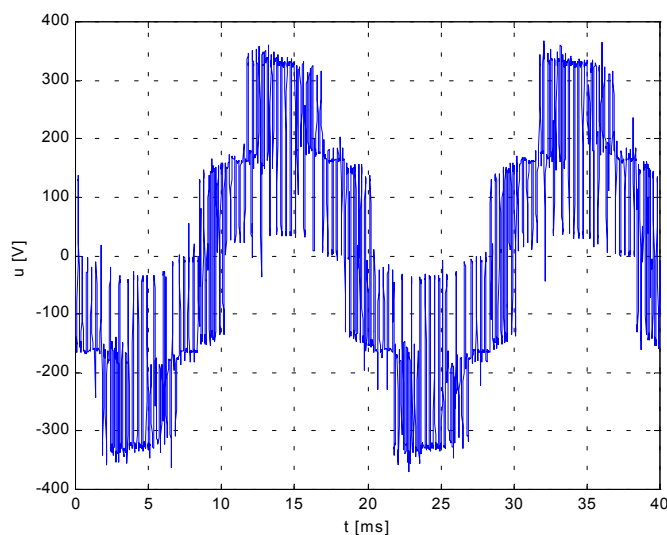
$$\omega = 2 \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{tg} \left(\pi \frac{f_p}{f_s} \right)}{2\pi f_p} \right) \quad (4.16)$$

S ovakvim načinom rada bilinearna transformacija prebacuje frekvenciju $2\pi f_p$ [rad/s] iz s područja u normaliziranu frekvenciju $2\pi f_p/f_s$ u z području. Važno je napomenuti da je, uz prethodnu relaciju, korigirano izobličenje samo na specifičnoj frekvenciji f_p . Na ostalim frekvencijama postoji izobličenje.

Prednosti nekih drugih filtera (npr. Butterworth-ovog ili Chebyshev-og) prema eliptičkom filteru je u tome što imaju bolji fazni odziv od eliptičkog. Fazni odziv eliptičkog filtera je uglavnom nelinearniji od Butterworth-ovog ili Chebyshev-og u području prijelaznog područja, a posebno u blizini granica prijelaznog frekvencijskog područja.

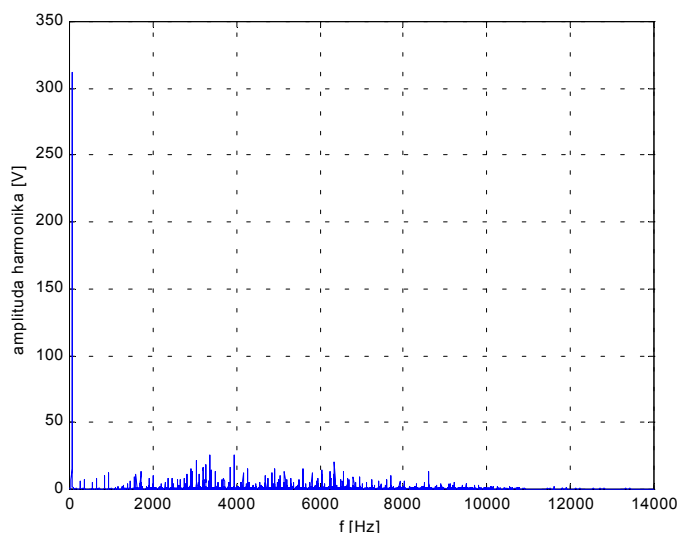
Usporedba eliptičkog, Butherworh – ovog i Chebyshev – og filtera na primjeru faznog napona asinkronog motora

Asinkroni motor je u režimu praznog hoda i napajan je iz pretvarača frekvencije čiji se podaci nalaze u dodatku D2. Mjerenje faznog napona statora u režimu praznog hoda obavljeno je A/D pretvaračem pri frekvenciji uzorkovanja od 125 kHz, a oscilogram je prikazan na slici 4.8.



Slika 4.8. Fazni napon statora asinkronog motora u praznom hodu za frekvenciju osnovnog harmonika napona napajanja $f_{s1} = 50$ Hz

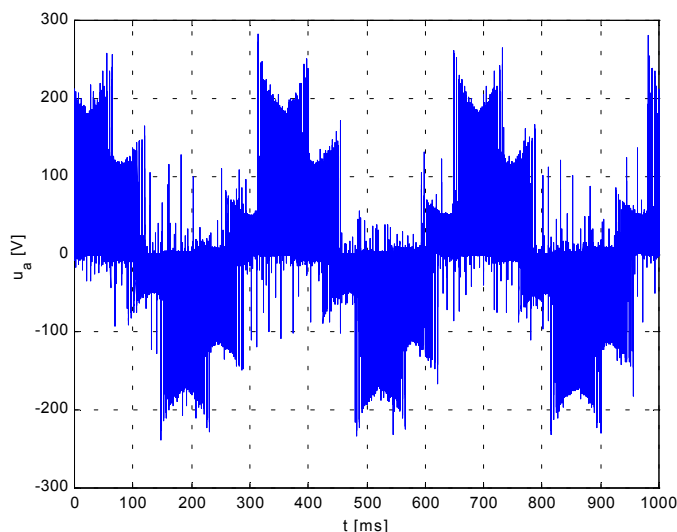
Na slici 4.8. prikazane su samo dvije periode osnovnog harmonika napona napajanja, a za spektralnu analizu je uzeto u proračunu 40 perioda, što osigurava kvalitetnu spektralnu anлізу, koja je prikazana na slici 4.9.



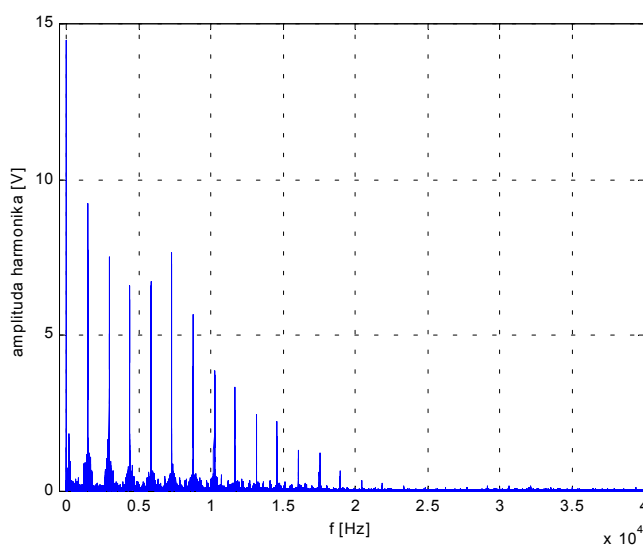
Slika 4.9. Spektralna analiza faznog napona statora asinkronog motora za frekvenciju osnovnog harmonika napona napajanja $f_{s1} = 50$ Hz

Sa slike 4.9. se vidi da je najveći red harmonijske komponente koja se pojavljuje u naponu statora 8,6 kHz. Dakle, prema poznatom Shannonovom teoremu minimalna frekvencija uzorkovanja bi bila 17,2 kHz. U praksi se uobičajeno uzima nešto veća frekvencija uzorkovanja. U ovom radu je za mjerenja napona izmjenjivača izabrana frekvencija uzorkovanja od 25 kHz, što svakako zadovoljava.

Sličan frekvencijski spektar faznog napona asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije bi se dobio za frekvencije napona napajanja od 50 Hz do 10 Hz. Ako je frekvencija napona napajanja 3 Hz, tada fazni napon motora izgleda kao na slici 4.10., a njegova spektralna analiza je prikazana na slici 4.11.



Slika 4.10. Fazni napon asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika od 3 Hz



Slika 4.11. Spektralna analiza faznog napona asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika od 3 Hz

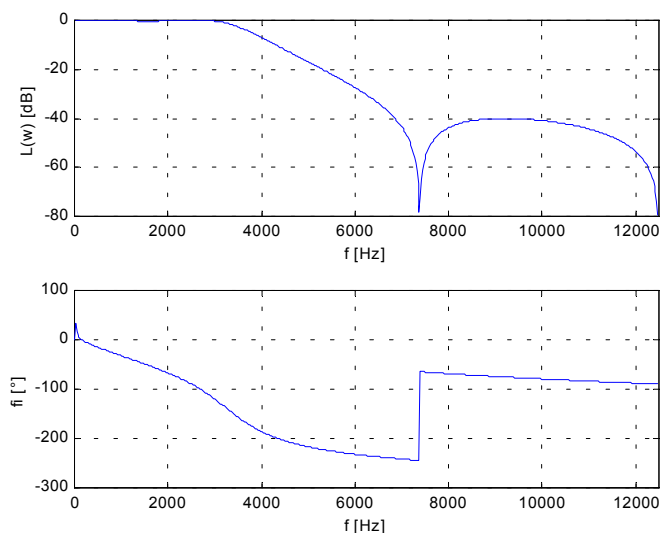
U ovom slučaju je najveća frekvencijska komponenta sadržana u naponu statora asinkronog motora 32 kHz. To znači da bi frekvencija uzorkovanja morala biti najmanje 64 kHz. S obzirom da je za procjene varijabli stanja asinkronog motora potrebno uzorkovati četiri signala istovremeno, to znači da bi frekvencija uzorkovanja pri radu sa četiri kanala A/D pretvarača trebala biti najmanje 256 kHz. Raspoloživi A/D pretvarač u laboratoriju ima maksimalnu frekvenciju uzorkovanja od 160 kHz, što je nedovoljno. Zbog toga je, procjena varijabli stanja upotrebom računala i A/D pretvarača (digitalno) pri frekvenciji napona napajanja od 3 Hz, obavljena na način da se fazni naponi asinkronog motora prethodno filtriraju analognim filterom drugog reda, koji je opisan u petom poglavlju.

Pri izboru digitalnog filtera za filtriranje mjerenih napona i struja asinkronog motora odabran je pojasno propusni filter propusnog pojasa od $f_p = 8$ Hz do $f_s = 3000$ Hz. Frekvencija od 8 Hz je izabrana da bi se odstranila istosmjerna komponenta koja se pojavljuje u mjerenim faznim naponima i strujama asinkronog motora. Istosmjernu komponentu je nepohodno eliminirati jer se mjerene struje i naponi moraju numerički integrirati prilikom procjenjivanja magnetskog toka statora.

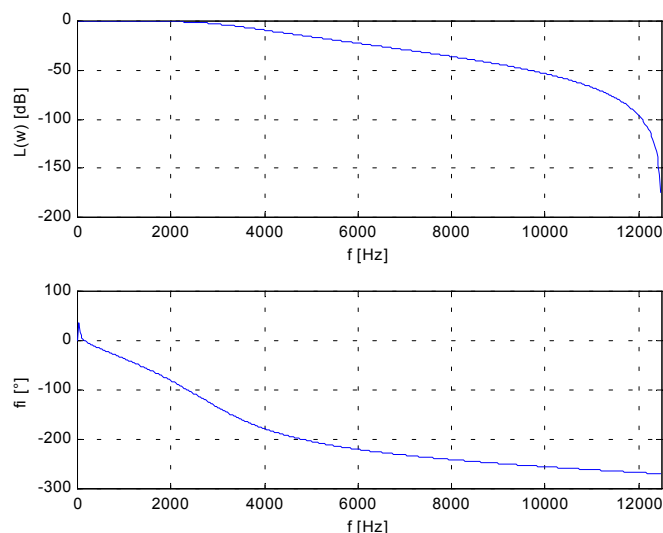
Gornja frekvencija propusnog područja od 3 kHz je izabrana sa ciljem eliminiranja utjecaja sklopne frekvencije poluvodičkih komponenata pretvarača frekvencije, a koja je veća od 3 kHz.

Kreiranje digitalnih filtera obavljeno je upotrebom programskog paketa MATLAB. Korištena su tri raspoloživa i u praksi najčešće korištena digitalna filtera [6]; eliptički, Butterworth-ov i Chebyshev digitalni filter. Kriterij pri izboru pojedinog filtera je fazno zakretanje frekvencijskih komponenti od 8 Hz do 50 Hz (jer su procjene varijabli stanja obavljene u tom frekvencijskom području) i vrijeme trajanja prijelazne pojave filtera. Prema ovim kriterijima pokazalo se da se, uz minimalni red filtera, najbolje karakteristike dobivaju za filtere šestog reda. Za Chebyshev filter je zadano da je 0,3 dB valovanje propusnog pojasa. Za eliptički filter je moguće zadati i prigušenje u nepropusnom području koje, u ovom slučaju, iznosi -40 dB.

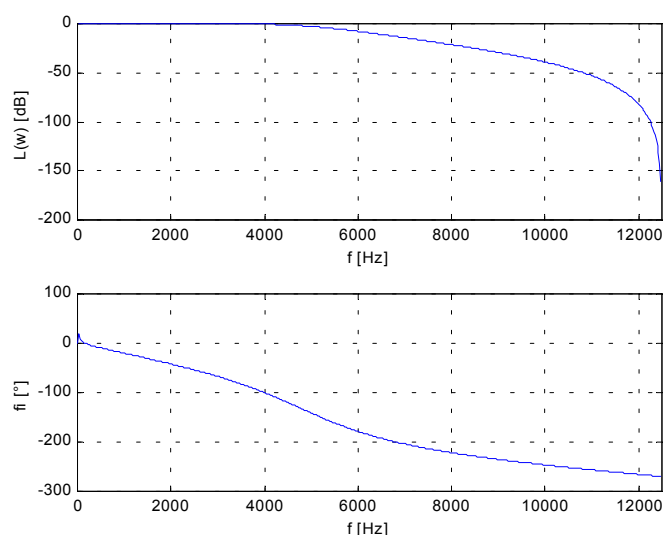
Na slikama 4.12., 4.13. i 4.14. su prikazani amplitudni i fazni dijagrami za svaki od gore spomenutih filtera.



Slika 4.12. Bodeov amplitudni i fazni dijagram eliptičkog filtera



Slika 4.13. Bodeov amplitudni i fazni dijagram Butterworth – ovog filtera



Slika 4.14. Bodeov amplitudni i fazni dijagram Chebyshev-og filtera

Butterworth-ov filter unosi najmanje fazno zakretanje u frekventijskom području do 50 Hz, ali se pokazuje da ima najduže vrijeme trajanja prijelazne pojave. Usporedbom slika 4.12. i 4.14. vidi se da Chebyshev filter unosi manje fazno zakretanje do 50 Hz u odnosu na eliptički filter, ali njegov amplitudni dijagram ima premali nagib, tj. nedovoljno prigušuje frekventijske komponente preko 3 kHz. Može se zaključiti da je s raspoloživim softverom optimalni izbor eliptički filter šestog reda s pojasom propuštanja od 8 Hz do 3000 Hz, valovanjem propusnog pojasa od 0,3 dB i prigušenjem u nepropusnom području od -40 dB.

Fazni pomaci koje unosi ovakav eliptički filter za frekvencije od 10 Hz, 30 Hz, 40 Hz i 50 Hz, pri kojima će se i obavljati procjenjivanje varijabli stanja, prikazani su u tablici 4.1.

f [Hz]	10	30	40	50
φ [°]	13,62	29,2	21,98	15,28

Tablica 4.1. Fazni pomak kojeg unosi eliptički filter šestog reda na pojedinim frekvencijama, s valovanjem propusnog pojasa od 0,3 dB i prigušenjem u nepropusnom pojasu od -40 dB

S obzirom da se primijenjenim eliptičkim filterom filtriraju i fazni naponi i fazne struje asinkronog motora tada će, zbog jednakog faznog zakretanja, njihovi međusobni pomaci ostati nepromijenjeni. Ovo fazno zakretanje, koje unosi eliptički filter, će se, dakle, u regulacijskom sustavu odraziti kao mrtvo vrijeme.

5. PROCJENA VARIJABLI STANJA, ELEKTROMAGNETSKOG MOMENTA I SNAGE ASINKRONOG MOTORA

5.1. Algoritam procjene vektora ulančenog magnetskog toka statora, ulančenog magnetskog toka rotora, elektromagnetskog momenta i snage

Strukturna simetrija trofaznog AM-a omogućava da se djelovanje pojedinih varijabli stanja (npr. napona napajanja, struja ili ulančenih tokova) statora i rotora može prikazati pomoću jednog rezultirajućeg vektora [12]. Tako, npr. komponente vektora struje statora u dvofaznom (dvoosnom) koordinatnom α, β sustavu, dobivene na osnovi trenutnih vrijednosti struje u trofaznom (troosnom) a, b, c sustavu glase:

$$\begin{aligned}i_{s\alpha} &= i_a, \\i_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c).\end{aligned}\tag{5.1}$$

Na sličan način se dobiju i komponente vektora napona napajanja.

Komponente vektora magnetskog toka statora mogu se dobiti korištenjem naponske diferencijalne jednadžbe, napisane u vektorskom obliku u α, β koordinatnom sustavu za namote statora:

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt},\tag{5.2}$$

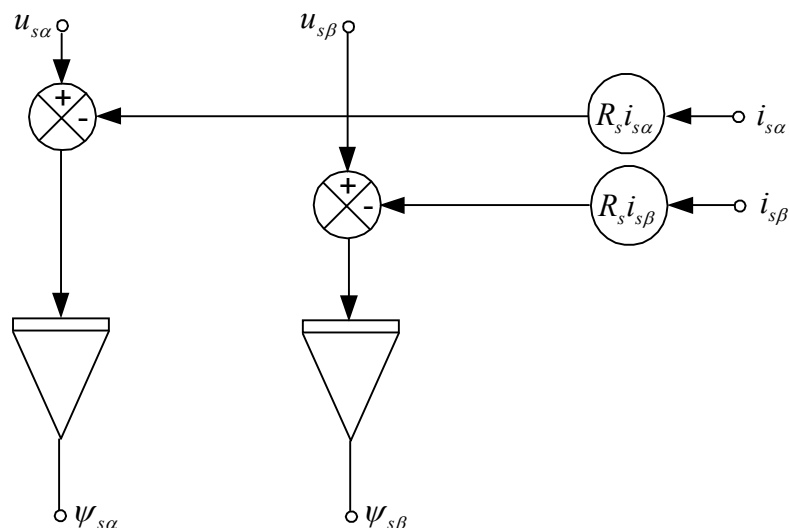
odnosno:

$$\psi_{s\alpha} = \int_0^t (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt + \psi_{s\alpha 0},\tag{5.3}$$

$$\psi_{s\beta} = \int_0^t (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt + \psi_{s\beta 0}.\tag{5.4}$$

Dakle, da bi se iz mjerenih signala napona i struja mogle izračunati komponente vektora magnetskog toka statora neophodna je numerička integracija. Prije početka procesa numeričke integracije digitalno filtriranje napona i struja statora obavljeno je na način kako je to opisano u 4. poglavlju.

Principijelna shema sklopa za rekonstrukciju komponenata vektora magnetskog toka statora prikazana je na slici 5.1.



Slika 5.1. Principijelna shema sklopa za rekonstrukciju komponenata vektora magnetskog toka statora

Vektor struje statora, prikazan u trofaznom (troosnom) a, b, c sustavu i dvofaznom (dvoosnom) α, β sustavu glasi:

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} = \frac{2}{3}(i_a + \bar{a}i_b + \bar{a}^2i_c), \quad (5.5)$$

gdje je: $\bar{a} = e^{j120^\circ}$ i $\bar{a}^2 = e^{j240^\circ}$.

Za izračunavanje komponenti vektora struje statora vrijedi jednađba (5.5). Analogno vrijedi i za komponente vektora napona statora izražene u α, β koordinatnom sustavu.

Trenutna vrijednost snage na stezaljkama motora izražena pomoću komponenti vektora napona i struje statora se dobiva pomoću jednađbe (5.7), a elektromagnetski moment se dobiva pomoću jednađbe (5.6).

Komponente vektora magnetskog toka statora definirane su jednađbama (5.3) i (5.4).

Trenutna vrijednost elektromagnetskog momenta izražena preko komponenata vektora struje i magnetskog toka statora glasi [12]:

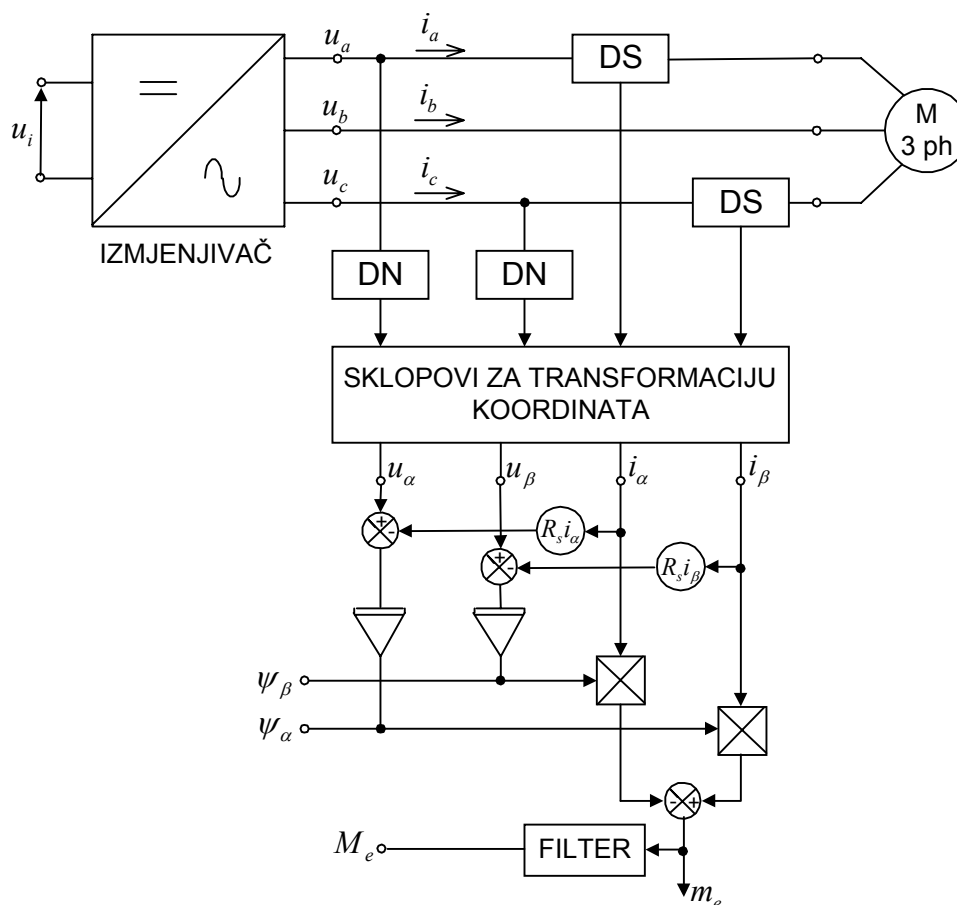
$$m_e = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}), \quad (5.6)$$

a trenutna vrijednost snage na stezaljkama AM-a izražena pomoću komponenata vektora napona napajanja i struje statora glasi:

$$p_e = \frac{3}{2} (u_{s\alpha} i_{s\alpha} + u_{s\beta} i_{s\beta}). \quad (5.7)$$

Jednađbe (5.1) do (5.7) predstavljaju osnovu za realizaciju sklopova pomoću kojih se mogu, na osnovi mjerenja struje i napona statora motora, procjeniti vektor magnetskog toka statora u α, β koordinatnom sustavu, kao i trenutne vrijednosti električne snage i elektromagnetskog momenta.

Funkcijska blokovska shema sklopova za mjerenje komponenti rezultirajućih vektora napona, struja i magnetskog toka statora u α, β koordinatnom sustavu, trenutne i srednje vrijednosti elektromagnetskog momenta motora, prikazana je na slici 5.2 [26].



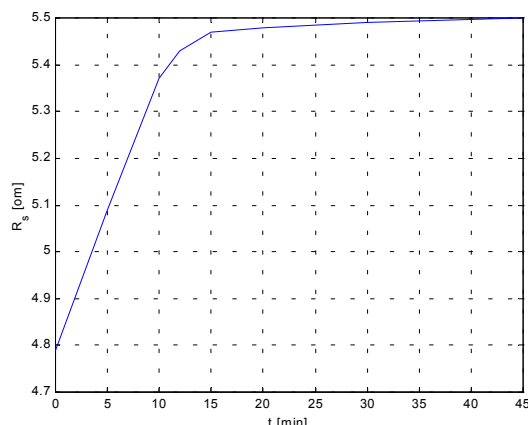
Slika 5.2. Funkcijska blokovska shema sklopova za mjerenje komponenta vektora magnetskog toka statora ψ_α, ψ_β i elektromagnetskog momenta motora m_e

U jednadžbama (5.3) i (5.4), za proračun komponenta vektora magnetskog toka statora, zanemareni su gubici u željezu. Ova zanemarenja su manje značajna kod asinkronih motora srednjih i velikih snaga, ali kod manjih strojeva mogu znatno utjecati na rezultat. Zbog toga je za preciznija mjerenja elektromagnetskog momenta potrebno uvesti odgovarajuće korekcijske faktore u ovisnosti o gubicima u željezu, posebno pri višim frekvencijama napona napajanja. Ako se žele dobiti trenutne vrijednosti momenta na osovini AM-a, potrebne su daljnje korekcije rezultata koje uzimaju u obzir mehaničke gubitke usljed trenja i vetilacije, jer je relacijom (5.6) izražen elektromagnetski moment u zračnom rasporu motora.

Prikazane jednadžbe (5.1 do 5.7) mogu se koristiti za proračun komponenta vektora napona napajanja, struje i magnetskog toka statora, te elektromagnetskog momenta i električne snage, u stacionarnim i dinamičkim režimima rada, pri sinusnom i nesinusnom napajanju (bez nul voda) trofaznog asinkronog motora. Međutim, isti algoritmi se mogu primijeniti pri projektiranju analognih sklopova za mjerenje i rekonstrukciju trenutnih vrijednosti promatranih fizikalnih veličina.

Za dobivanje srednje vrijednosti elektromagnetskog momenta i snage korišteno je operacijsko pojačalo sa paralelnim RC spojem u grani povratne veze [26]. Iz jednadžbi (5.3) i (5.4) se vidi da točnost procjene magnetskog toka statora ovisi o radnom otporu statora R_s . Njega je moguće izmjeriti $U-I$ metodom u toplom stanju.

Početno toplinsko stanje asinkronog motora u laboratoriju definirano je temperaturom okoline koja je iznosila 21°C. Proces zagrijavanja pri nazivnom opterećenju prikazan je slikom 5.3.



Slika 5.3. Promjena otpora statora nazivno opterećenog asinkronog motora

Iznos otpora statora u toplom stanju je 5,5 Ω, pa je ovo vrijednost otpora korištena u daljnjim postupcima procjene varijabli stanja.

Na točnost procjene magnetskog toka rotora utječu i rasipni induktiviteti i međuinduktivitet statora i rotora. Jednadžbe procjene magnetskog toka rotora su sljedeće:

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m}(\psi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha}), \quad (5.8)$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m}(\psi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta}). \quad (5.9)$$

Da bi se komponente vektora magnetskog toka rotora mogle ispravno procijeniti neophodno je poznavati koeficijente zasićenja glavnog magnetskog kruga i rasipnih magnetskih krugova statora i rotora.

Za mjerenje i galvansko odvajanje nesinusnih signala struje i napona motora upotrebljeni su specijalni davači, koji u strukturi imaju i Hall-ovu sondu. Tehničke karakteristike davača struje i napona nalaze se u dodatku D3. Jasno je da korišteni davači zadovoljavaju zahtjeve za točnost mjerenja struje i napona u istosmjernim i izmjeničnim reguliranim elektromotornim pogonima.

Sklopovi za transformaciju koordinata, integratori i množači, realizirani su pomoću analognih integriranih sklopova.

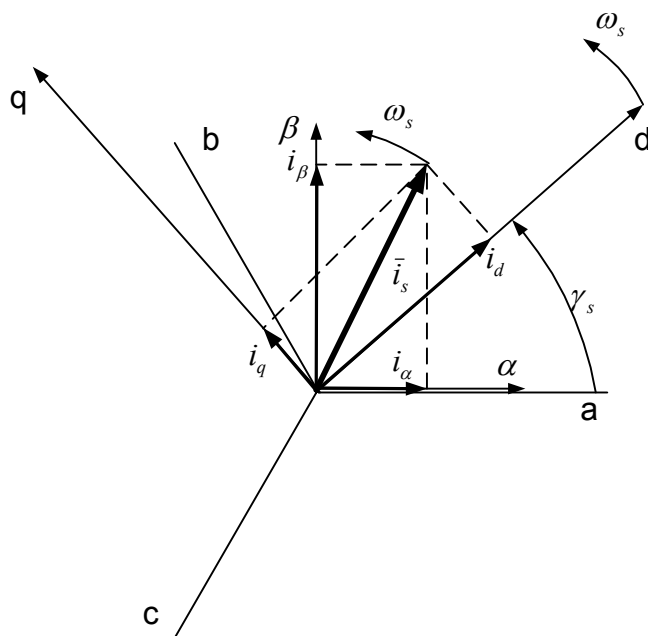
Trenutne vrijednosti snage na stezaljkama motora mogu se izračunati ili izmjeriti, na osnovu iznosa komponenti vektora napona i struje statora u α , β koordinatnom sustavu i jednadžbe (5.6); pri tome je sklop za realizaciju jednažbe (5.6) jednostavan.

Varijable asinkronog motora u α , β i d , q koordinatnim sustavima

U istraživanjima i realizaciji povratnih veza za regulirani elektromotorni pogon s asinkronim motorom i povećanim zahtjevima na dinamiku, javlja se potreba za transformacijom struja i ulančenih tokova statora i rotora, kao i napona napajanja motora, iz trofaznog u dvofazni i obrnuto [26]. Budući da se redovito radi o trofaznom

simetričnom a, b, c sustavu napona i struja asinkronog motora bez nul – komponenta, ovdje su i napisane transformacije koordinata za taj slučaj.

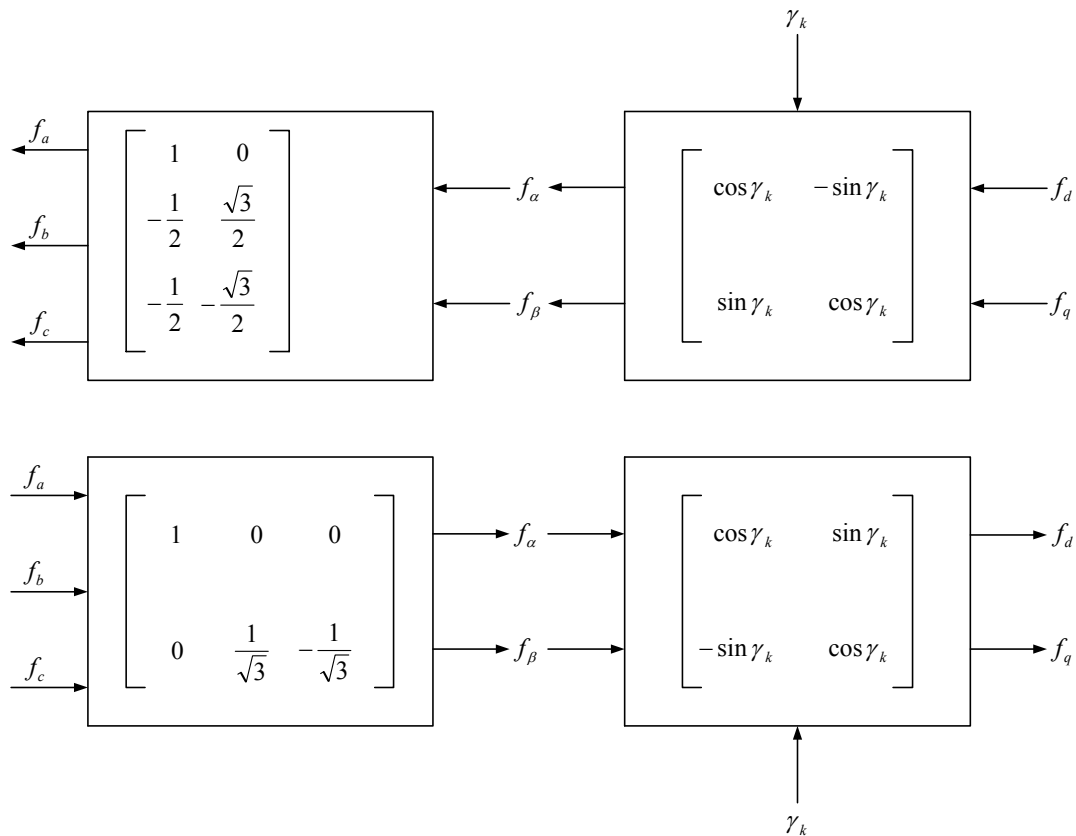
Dvoosni koordinatni sustav može, u odnosu na a, b, c osi namota statora, mirovati (α, β sustav), ili rotirati kutnom brzinom ω_k (d, q koordinatni sustav). Na slici 5.4. su prikazane komponente vektora struje statora \bar{i}_s u α, β i d, q koordinatnom sustavu. Kutna brzina vrtnje d, q koordinatnog sustava jednaka je kružnoj frekvenciji napona napajanja ($\omega_k = \omega_s$) statora asinkronog motora.



Slika 5.4. Komponente vektora struje statora \bar{i}_s u α, β i d, q koordinatnom sustavu

Veze između stvarnih fizikalnih veličina (napona, struja i ulančenih tokova) u trofaznom a, b, c sustavu i veličina u dvofaznom sustavu, mogu se opisati jednačinama transformacije. Matrice transformacije koordinata za vektorsku varijablu f , prikazane su u blokovskom dijagramu na slici 5.5., gdje je $\gamma_k = \int_0^t \omega_k dt + \gamma_{k0}$, a γ_{k0} je početni kut između osi ‘ d ’ sustava i osi faze ‘ a ’ namota statora asinkronog motora [26].

Na osnovi izmjerenih varijabli f_α i f_β mogu se, pomoću digitalnih sklopova (A/D i D/A pretvarača i računala) odrediti varijable f_d i f_q , odnosno nakon obrade i preoblikovanja ovih signala u upravljačko - regulacijskim sklopovima elektromotornog pogona, ponovno izračunati vrijednosti upravljačkih signala (varijabli) f'_α i f'_β , primjenom odgovarajućih jednažbi za transformaciju koordinata. Iz varijabli f'_α i f'_β dobivaju se, pomoću analognih ili digitalnih sklopova, vrijednosti varijabli trofaznog sustava f'_a, f'_b, f'_c , kojima se upravljaju sklopovi „najbliži” energetsom krugu elektromotornog pogona (npr. upravljanje PWM izmjenjivačem).



Slika 5.5. Prikaz matrica transformacije sustava a, b, c u α, β i α, β u d, q koordinatni sustav i obrnuto

5.2. Procjena vektora ulančenog magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i snage upotrebom analognih sklopova

Za procjenu varijabli stanja elektromotornog pogona s asinkronim motorom mogu se koristiti analogni, ili, što je najčešće, kombinacija analognih i digitalnih elektroničkih sklopova.

Stupanj obrade mjernih signala analognim sklopovima i nivo korištenja digitalnih sklopova zavisi od ciljeva istraživanja, odnosno varijabli koje se procjenjuju, a praktična realizacija sklopova u reguliranom elektromotornom pogonu, povezana je s tehničko-ekonomskim pokazateljima rješenja.

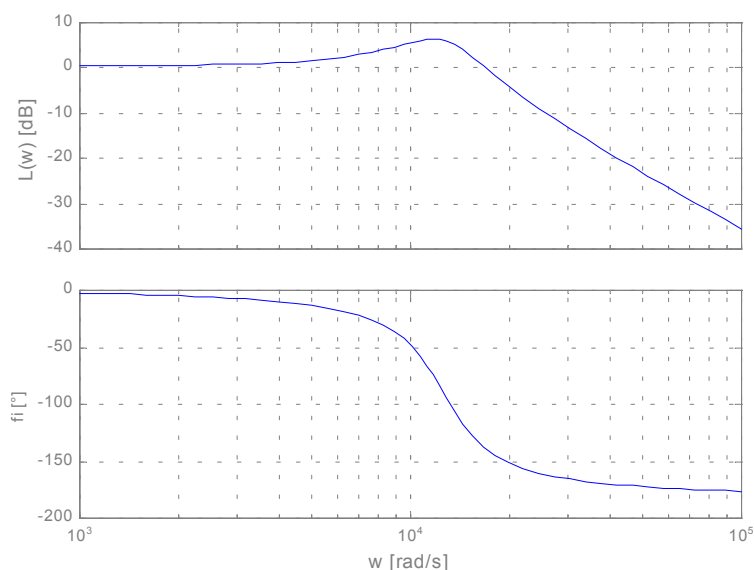
Mjerenja α i β komponenti struje statora, te procjene magnetskog toka statora i rotora, elektromagnetskog momenta i snage obavljena su na asinkronom motoru napajanom iz sinusnog izvora i iz pretvarača frekvencije za frekvencije 3 Hz, 10 Hz, 30 Hz, 40 Hz i 50 Hz, u režimu praznog hoda i za nazivno opterećeni asinkroni motor. Prethodno je obavljeno filtriranje napona i struja statora upotrebom analognog filtera drugog reda. Opći oblik prijenosne funkcije niskopropusnog filtera drugog reda može se prikazati u obliku:

$$F(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2s\xi\omega_n + \omega_n^2}, \quad (5.10)$$

pri čemu je: k – koeficijent pojačanja, ω_n - prirodna frekvencija i ξ - relativni koeficijent prigušenja.

Parametri u prijenosnoj funkciji (5.10) su izabrani tako da se ovim filterom priguše frekvencijske komponente preko 3 kHz i da maksimum amplitudnog dijagrama bude što manji.

Amplitudni i fazni dijagram unotrebljenog filtera s parametrima izabranim sa ciljem zadovolj:



Slika 5.6. Amplitudni i fazni dijagram analognog filtera drugog reda

a njegova prijenosna funkcija glasi:

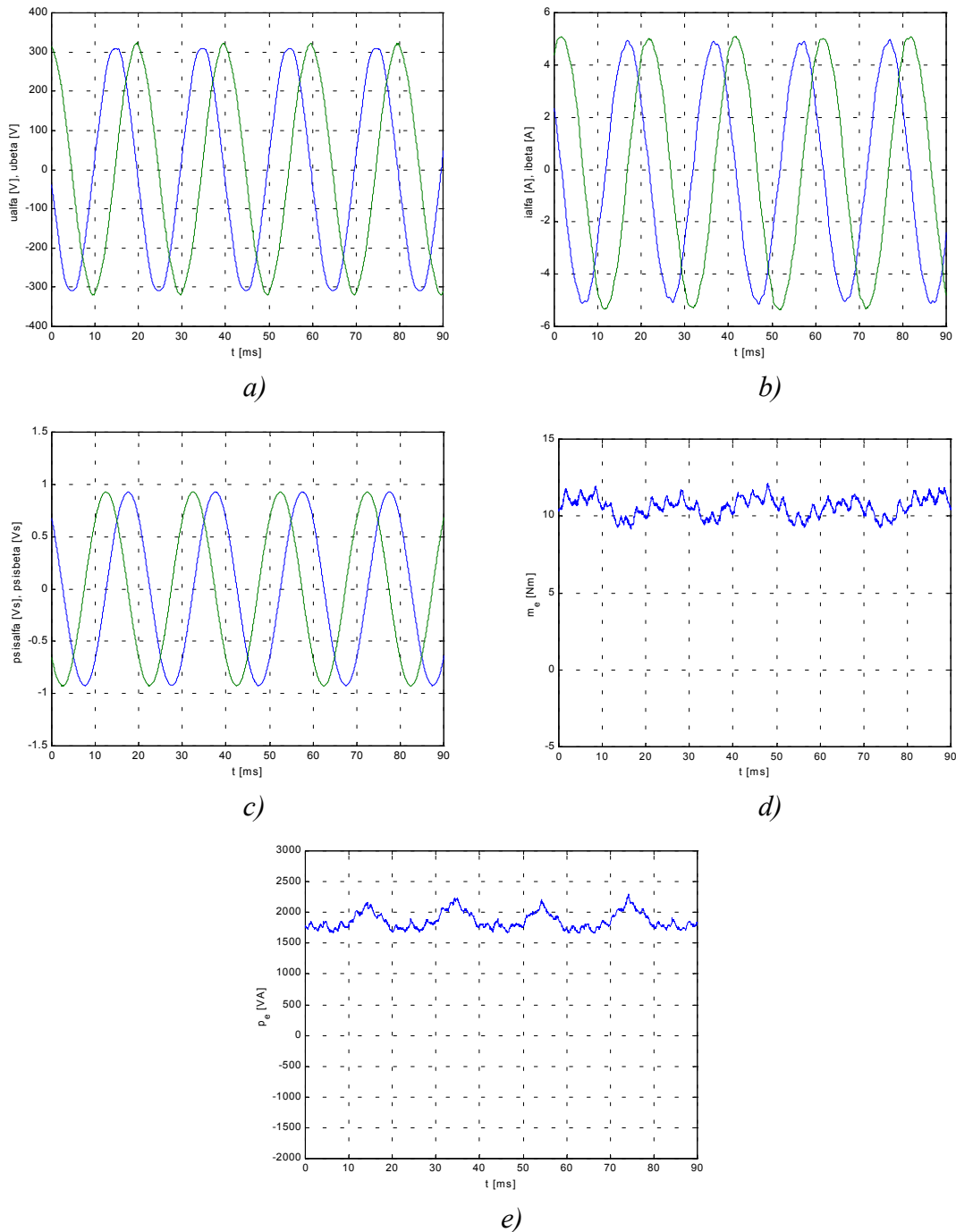
$$F(s) = \frac{165800000}{s^2 + 6447s + 157900000} \quad (5.11)$$

Iz ove prijenosne funkcije se može zaključiti da je:

$$\omega_n = 12566,37 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, \quad \xi = 0,257 \quad \text{i} \quad k = 1,05.$$

Kružna presječna frekvencija iznosi $\omega_c = 19000 \text{ rad/s}$, a $f_c = 3,02 \text{ kHz}$, što znači da se ovim filterom prigušuju sve harmoničke komponente iznad frekvencije f_c .

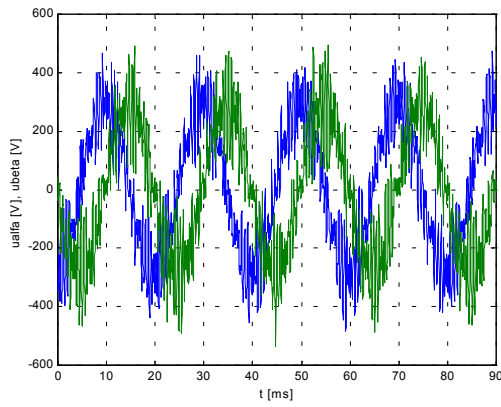
Izmjerene komponente vektora napona i struje statora asinkronog motora, kao i procjena vektora magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i električne snage nazivno opterećenog asinkronog motora prikazane su na slici 5.7.



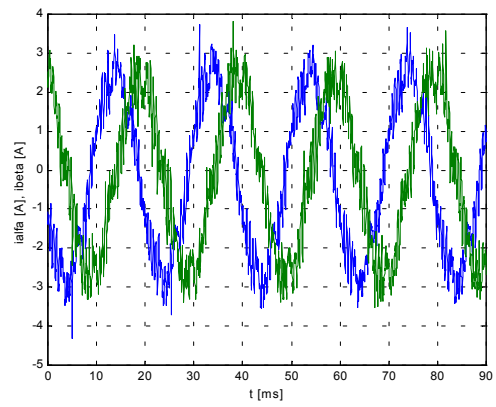
Slika 5.7. Procjenjene komponente vektora napona statora $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ (a), vektora struje statora $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (b), vektora magnetskog toka statora $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ (c), elektromagnetski moment m_e (d) i električna snaga p_e (e) asinkronog motora napajnog iz izvora sinusnog napona za $f_s = 50$ Hz i $M_t = 10,5$ Nm

Na slici 5.7. c) se vidi da je maksimalni iznos magnetskog toka statora $0,928$ Vs. Proračunati iznos magnetskog toka statora u nazivnoj radnoj točki sa uračunatim efektom zasićenja u željezu je $0,9286$ Vs. Srednja vrijednost procjenjenog elektromagnetskog momenta iznosi $10,5$ Nm, a srednja vrijednost električne snage 1850 W. Proračunati iznos elektromagnetskog momenta iznosi $10,5$ Nm, a proračunati iznos električne snage iznosi $1844,1$ W. Dakle, dobro slaganje procjenjenih varijabli stanja sa izračunatim potvrđuje valjanost postupka procjene vektora magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i električne snage nazivno opterećenog asinkronog motora.

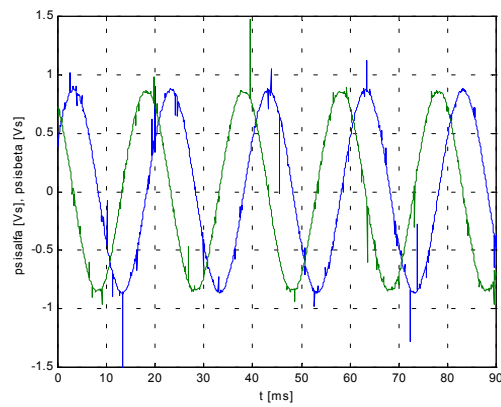
Na slikama 5.8., 5.9. 5.10., 5.11., 5.12. su prikazane komponente vektora napona statora, vektora struje statora, vektora magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i električne snage asinkronog motora u režimu praznog hoda napajanog iz pretvarača frekvencije i to za frekvencije 50 Hz, 40 Hz, 30 Hz, 10 Hz i 3 Hz.



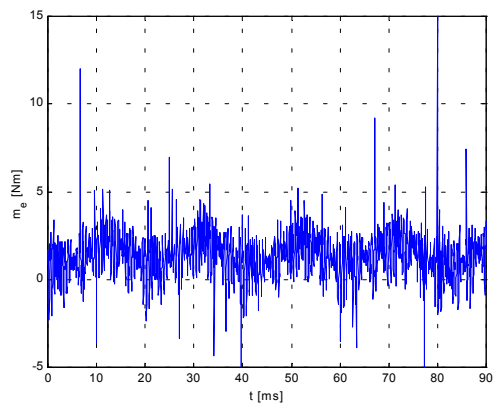
a)



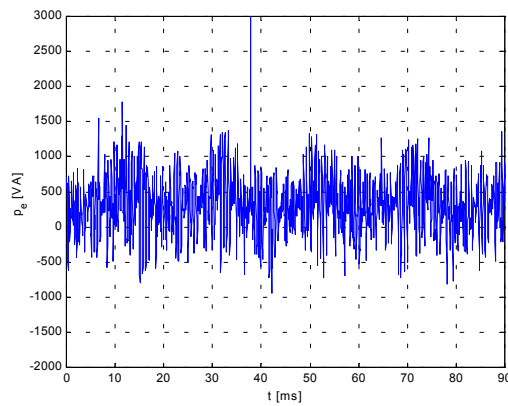
b)



c)

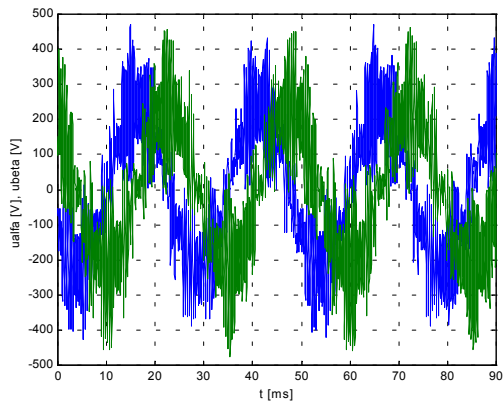


d)

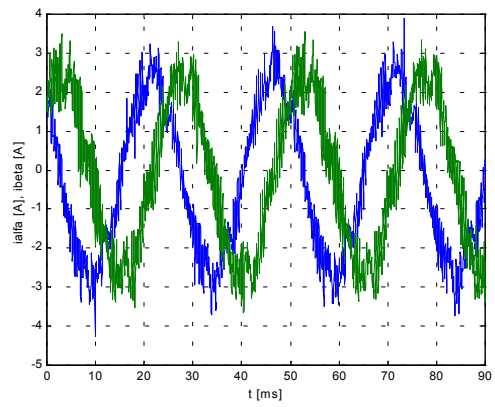


e)

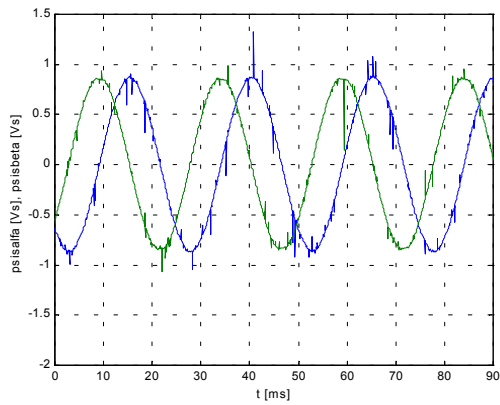
Slika 5.8. Procjenjene komponente vektora napona statora $u_{s\alpha}$ $u_{s\beta}$ (a), vektora struje statora $i_{s\alpha}$ $i_{s\beta}$ (b), vektora magnetskog toka statora $\psi_{s\alpha}$ $\psi_{s\beta}$ (c), elektromagnetski moment m_e (d) i električna snaga p_e (e) asinkronog motora napajnog iz pretvarača frekvencije za $f_{s1} = 50$ Hz i $M_t = 0$ Nm



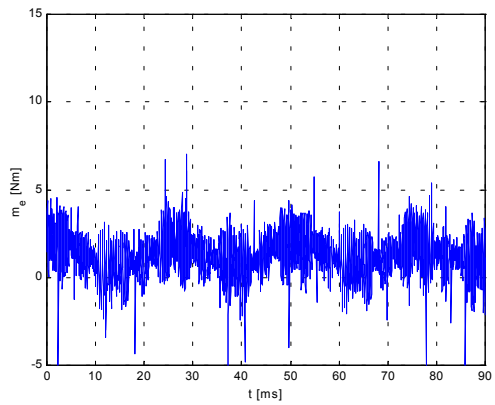
a)



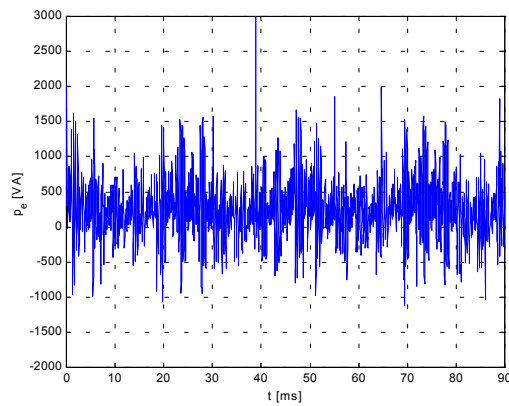
b)



c)

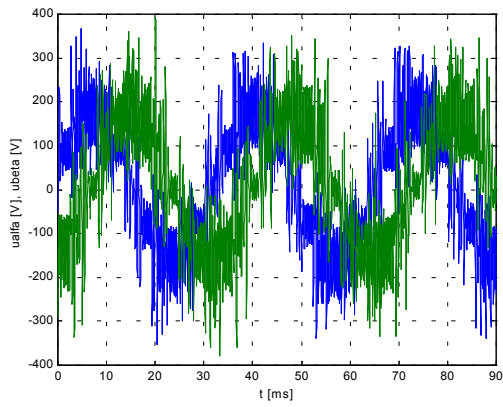


d)

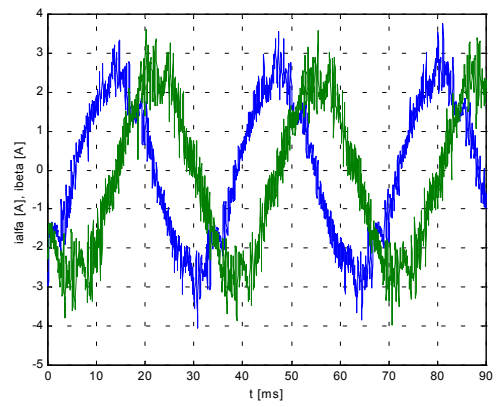


e)

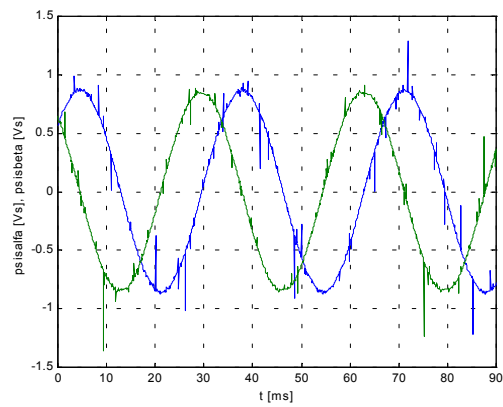
Slika 5.9. Procjenjene komponente vektora napona statora $u_{s\alpha}$ $u_{s\beta}$ (a), vektora struje statora $i_{s\alpha}$ $i_{s\beta}$ (b), vektora magnetskog toka statora $\psi_{s\alpha}$ $\psi_{s\beta}$ (c), elektromagnetski moment m_e (d) i električna snaga p_e (e) asinkronog motora napajnog iz pretvarača frekvencije za $f_{s1} = 40$ Hz i $M_t = 0$ Nm



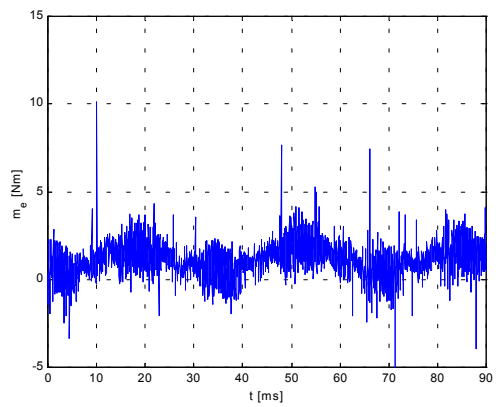
a)



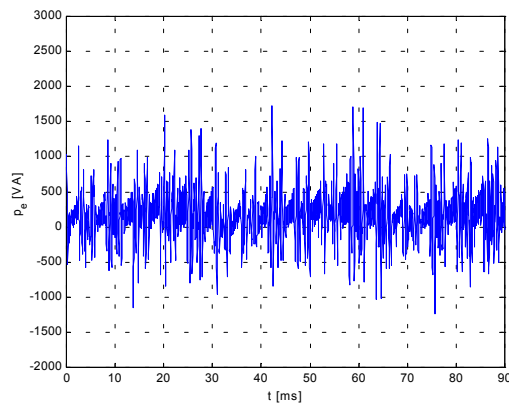
b)



c)

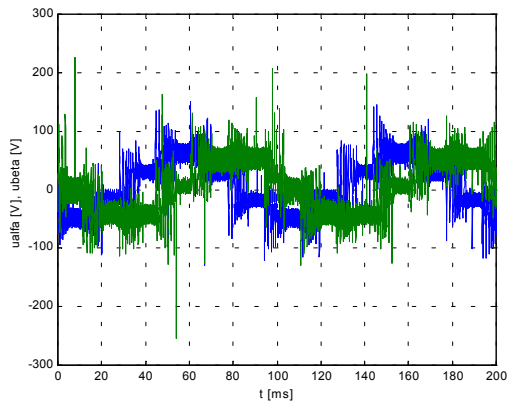


d)

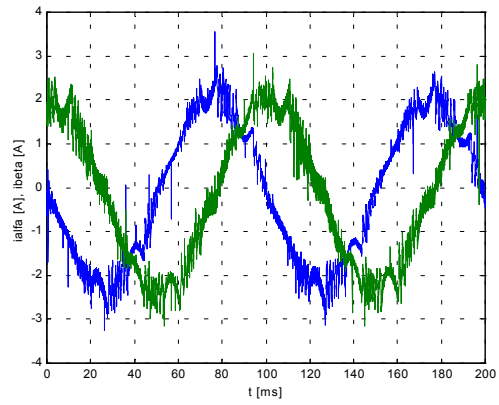


e)

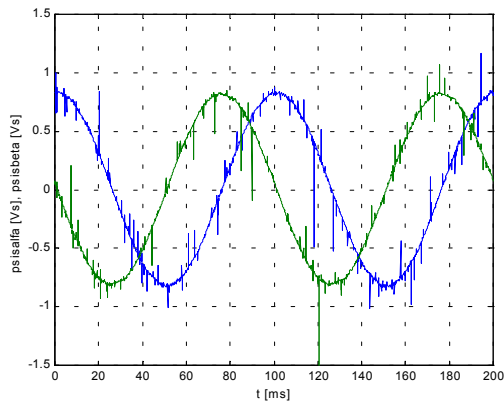
Slika 5.10. Procjenjene komponente vektora napona statora $u_{s\alpha}$ $u_{s\beta}$ (a), vektora struje statora $i_{s\alpha}$ $i_{s\beta}$ (b), vektora magnetskog toka statora $\psi_{s\alpha}$ $\psi_{s\beta}$ (c), elektromagnetski moment m_e (d) i električna snaga p_e (e) asinkronog motora napajnog iz pretvarača frekvencije za $f_{s1} = 30$ Hz i $M_t = 0$ Nm



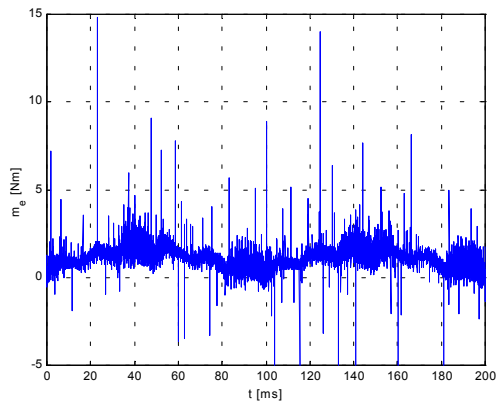
a)



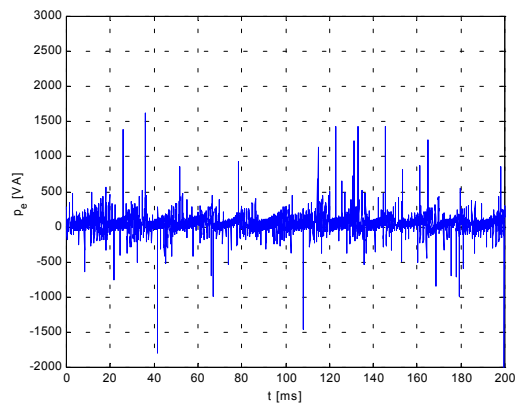
b)



c)

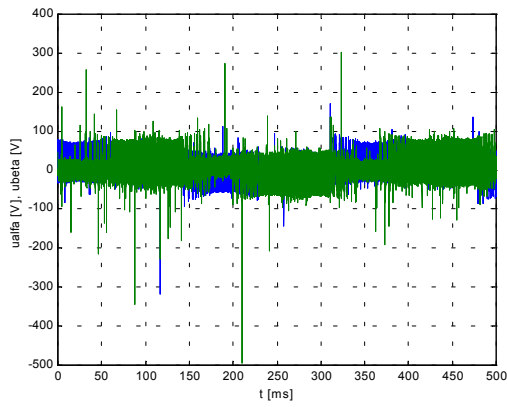


d)

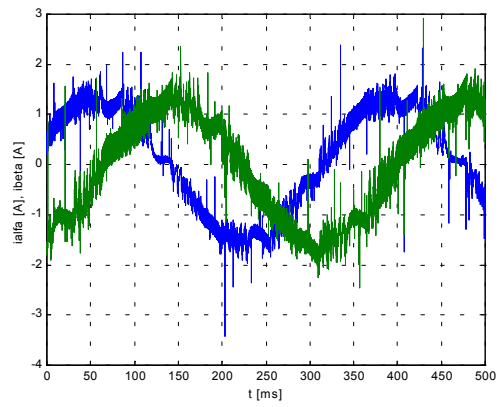


e)

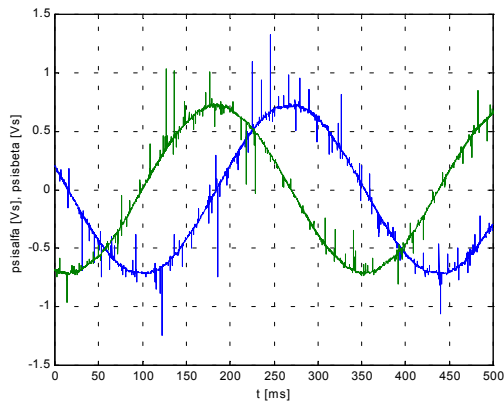
Slika 5.11. Procjenjene komponente vektora napona statora $u_{s\alpha}$ $u_{s\beta}$ (a), vektora struje statora $i_{s\alpha}$ $i_{s\beta}$ (b), vektora magnetskog toka statora $\psi_{s\alpha}$ $\psi_{s\beta}$ (c), elektromagnetski moment m_e (d) i električna snaga p_e (e) asinkronog motora napajnog iz pretvarača frekvencije za $f_{s1} = 10$ Hz i $M_t = 0$ Nm



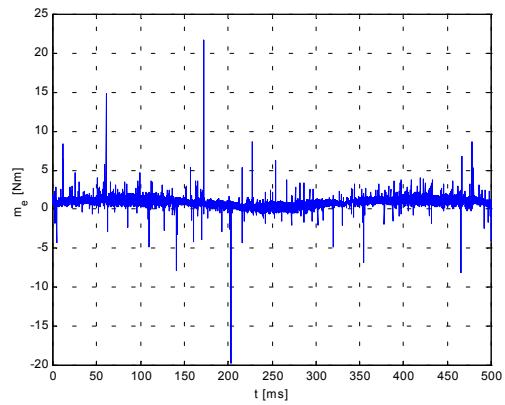
a)



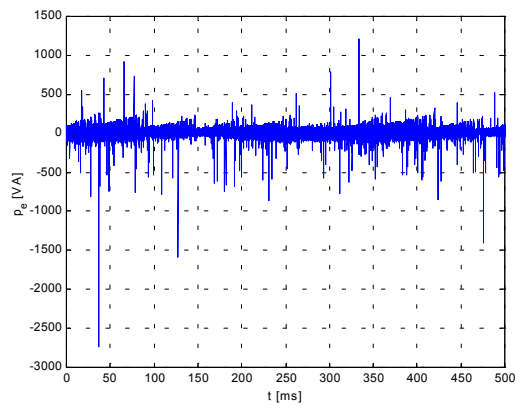
b)



c)



d)



e)

Slika 5.12. Procjenjene komponente vektora napona statora $u_{s\alpha}$ $u_{s\beta}$ (a), vektora struje statora $i_{s\alpha}$ $i_{s\beta}$ (b), vektora magnetskog toka statora $\psi_{s\alpha}$ $\psi_{s\beta}$ (c), elektromagnetski moment m_e (d) i električna snaga p_e (e) asinkronog motora napajnog iz pretvarača frekvencije za $f_{s1} = 3 \text{ Hz}$ i $M_t = 0 \text{ Nm}$

Usporedbom slika 5.8. do 5.12. potvrđuje se valjanost metode procjene komponentata vektora magnetskog toka statora $\psi_{s\alpha}$ i $\psi_{s\beta}$, elektromagnetskog momenta m_e i električne snage p_e asinkronog motora napajano iz pretvarača frekvencije za frekvencije napona napajanja od 3 Hz do 50 Hz.

5.3. Procjena vektora ulančenog magnetskog toka statora, vektora ulančenog magnetskog toka rotora, elektromagnetskog momenta i snage na temelju digitalno obrađenih napona i struja statora

Algoritam procjene je isti kao i u poglavlju 5.2. Asinkroni motor će se napajati iz izvora sinusnog napona i iz pretvarača frekvencije s PWM modulacijom.

U postupku digitalne procjene naponi i struje statora uzorkovane su sa frekvencijom 25 kHz. Ovako uzorkovani napon i struje statora se iz a, b, c koordinatnog sustava transformiraju u α, β koordinatni sustav, a zatim digitalno filtriraju eliptičkim filterom na način kako je to opisano u 4. poglavlju. Ove filtrirane komponente se koriste za procjenu vektora magnetskog toka statora (jednadžbe 5.3 i 5.4), elektromagnetskog momenta, električne snage (jednadžbe 5.6 i 5.7.) i vektora magnetskog toka rotora (jednadžbe 5.8 i 5.9).

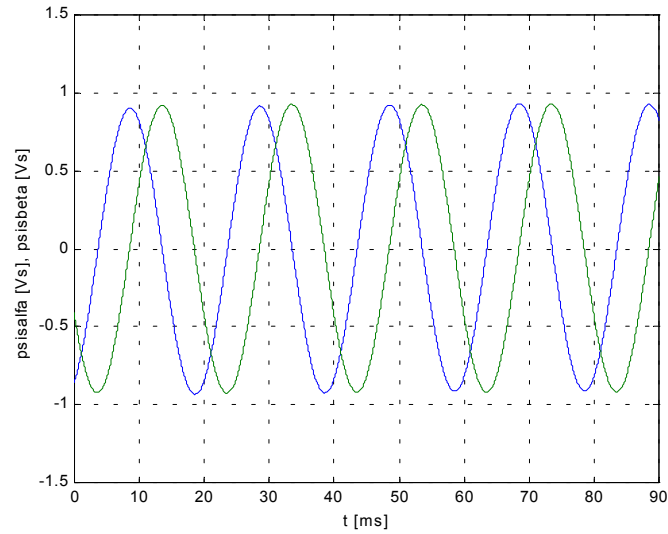
Procjena varijabli stanja, elektromagnetskog momenta i snage nazivno opterećenog asinkronog motora napajano iz izvora sinusnog napona

Za valjanu procjenu magnetskog toka rotora nazivno opterećenog promatranog asinkronog motora se koriste jednadžbe (5.8) i (5.9), s tim da je neophodno poznavati koeficijente zasićenja statora, rotora i glavnog magnetskog kruga. Za nazivno opterećeni asinkroni motor, oni iznose: $k_s = 0,0987$, $k_r = 0$, $k_m = 0,3117$. Induktiviteta statora, rotora i međuinuktivitet izraženi u relativnim vrijednostima iznose: $L_s = 1,6268$, $L_r = 1,6066$, $L_m = 1,5198$. Faktor rasipanja $\sigma = 0,1162$. Uvrštavajući ove parametre u jednadžbe (5.8) i (5.9) dobivaju se sljedeći izrazi za komponente vektora magnetskog toka rotora:

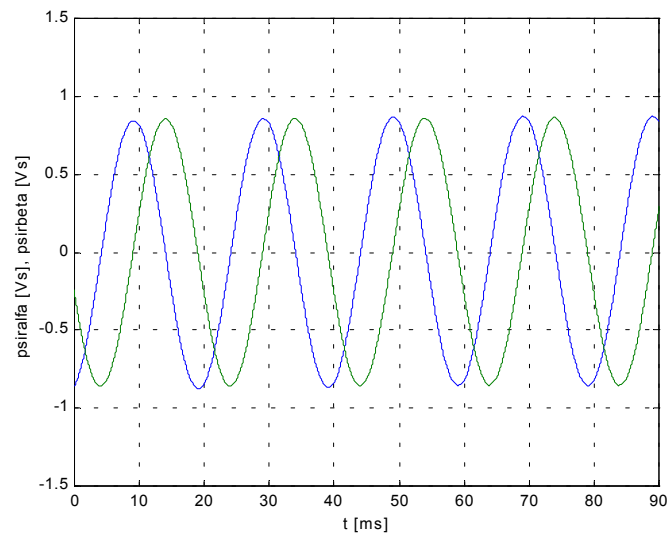
$$\psi_{r\alpha} = 1,057\psi_{s\alpha} - 0,2i_{s\alpha}, \quad (5.10)$$

$$\psi_{r\beta} = 1,057\psi_{s\beta} - 0,2i_{s\beta}. \quad (5.11)$$

Rezultati procjene su prikazani na slikama (5.13.) i (5.14.).

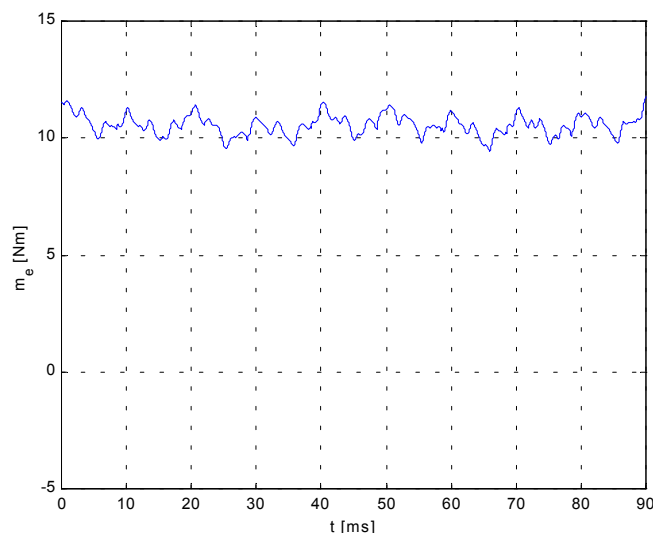


Slika 5.13. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora asinkronog motora napajanog iz sinusnog izvora napona ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $M_t = M_n$)

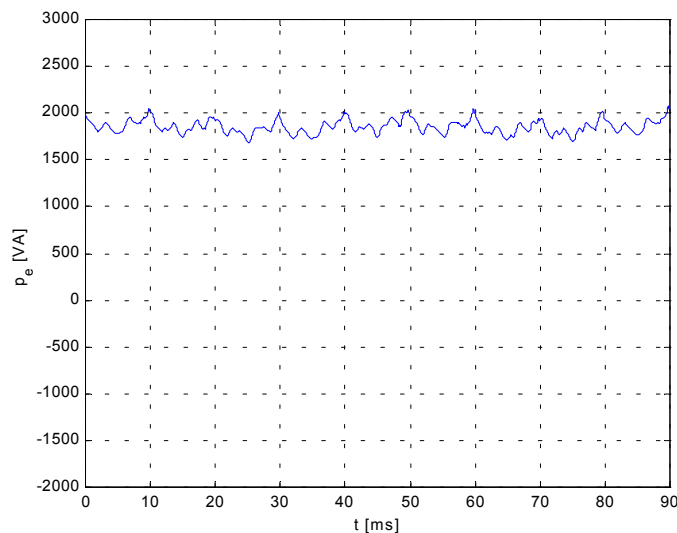


Slika 5.14. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka rotora asinkronog motora napajanog iz sinusnog izvora napona ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $M_t = M_n$)

Procjena trenutne vrijednosti elektromagnetskog momenta i snage prikazana je na slikama 5.15. i 5.16.



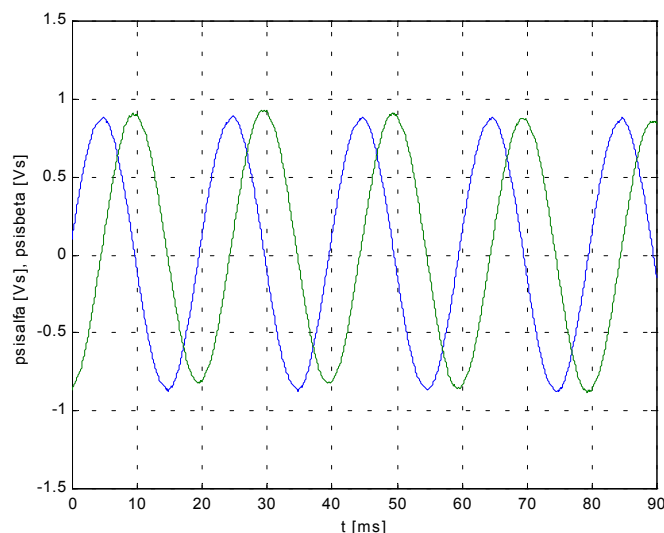
Slika 5.15. Procjena elektromagnetskog momenta asinkronog motora napajanog iz sinusnog izvora napona ($f_s = 50$ Hz, $M_t = M_n$)



Slika 5.16. Procjena električne snage asinkronog motora napajanog iz sinusnog izvora napona ($f_s = 50$ Hz, $M_t = M_n$)

Procjena varijabli stanja, elektromagnetskog momenta i snage asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije u režimu praznog hoda

Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora, magnetskog toka rotora, elektromagnetskog momenta i električne snage u praznom hodu asinkronog motora pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 50$ Hz, su prikazane na slikama 5.17. do 5.20.



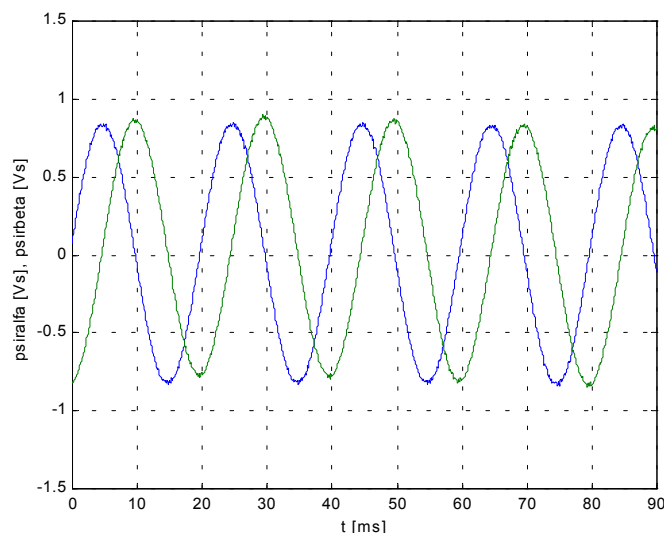
Slika 5.17. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 50$ Hz, $M_t = 0$

Odabrani koeficijenti zasićenja u režimu praznog hoda su: $k_s = 0,0417$, $k_r = 0$, $k_m = 0,3827$. Induktiviteti statora, rotora i međuinuktivitet izraženi u relativnim vrijednostima iznose: $L_s = 1,4732$, $L_r = 1,4498$, $L_m = 1,363$. Faktor rasipanja $\sigma = 0,1302$. Uvrštavajući ove parametre u jednadžbe (5.8) i (5.9) dobivaju se sljedeći izrazi za komponente vektora magnetskog toka rotora u režimu praznog hoda:

$$\psi_{r\alpha} = 1,067\psi_{s\alpha} - 0,204i_{s\alpha} \quad (5.12)$$

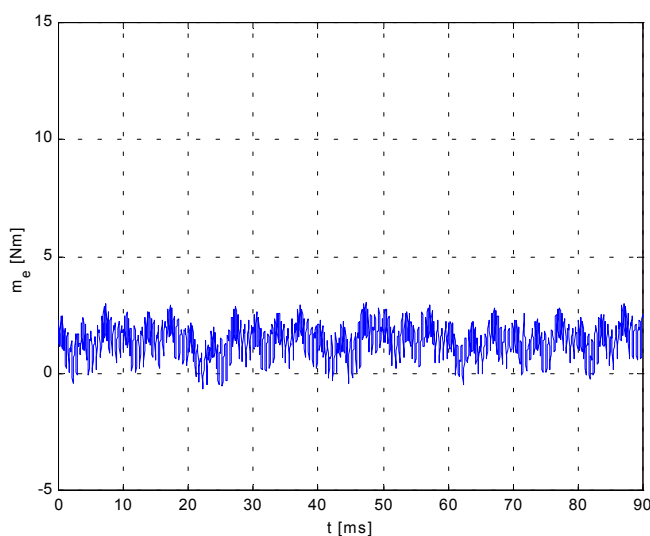
$$\psi_{r\beta} = 1,067\psi_{s\beta} - 0,204i_{s\beta} \quad (5.13)$$

Upotrebom ovih jednadžbi moguće je procjenjivati komponente vektora magnetskog toka rotora. Rezultat procjene je prikazan na slici 5.18.

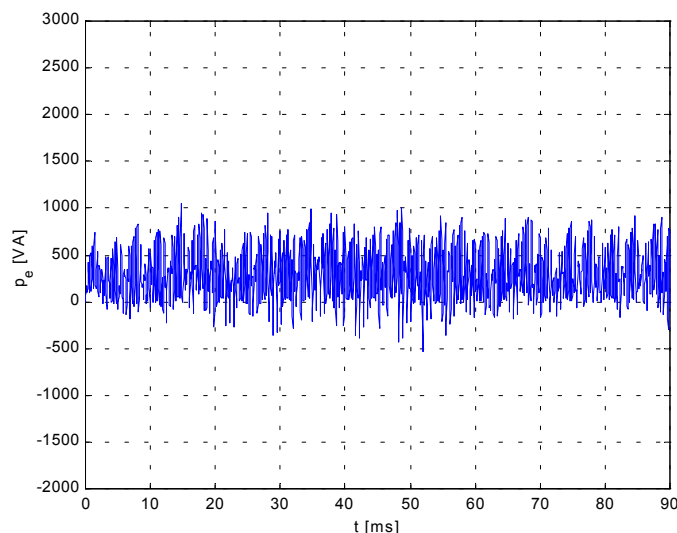


Slika 5.18. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka rotora asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 50$ Hz, $M_t = 0$

Elektromagnetski moment i snaga asinkronog motora u praznom hodu napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od 50 Hz prikazani su na slikama 5.19. i 5.20.

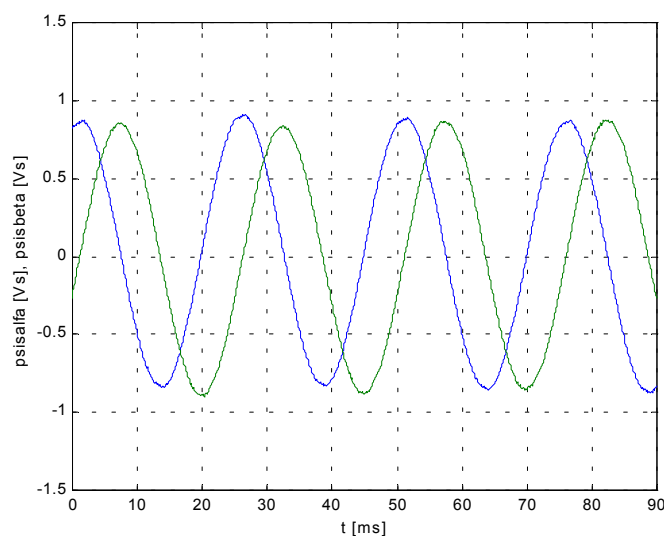


Slika 5.19. Procjenjeni elektromagnetski moment asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 50$ Hz, $M_t = 0$

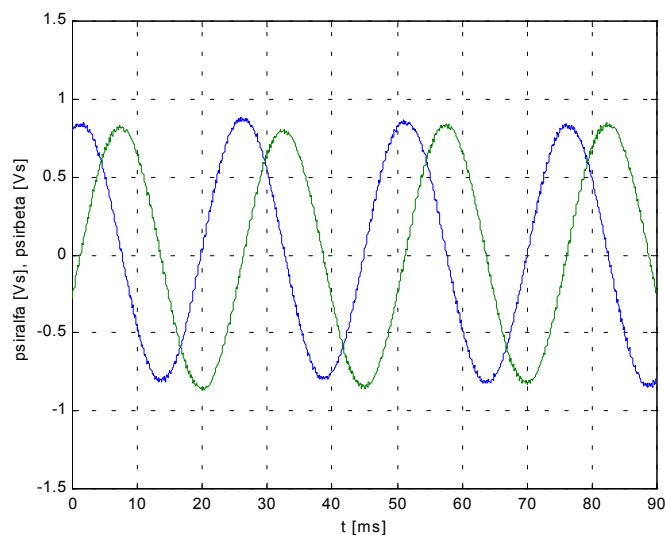


Slika 5.20. Procjenjena električna snaga asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 50$ Hz, $M_t = 0$

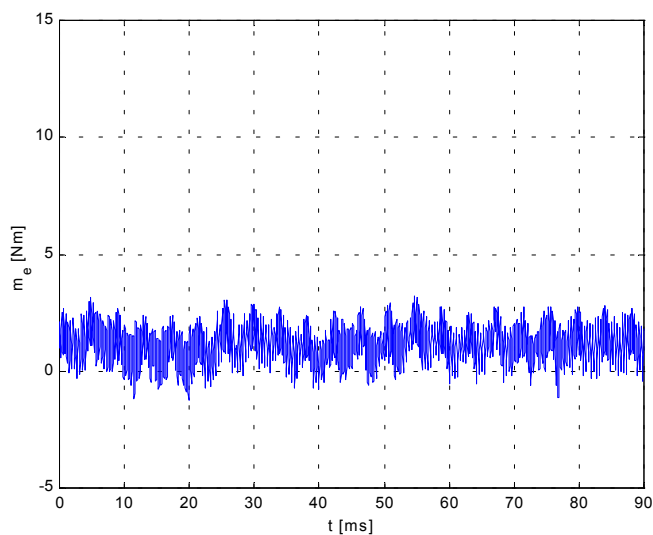
Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora, magnetskog toka rotora, elektromagnetskog momenta i električne snage u praznom hodu asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 40$ Hz su prikazane na slikama 5.21. do 5.24.



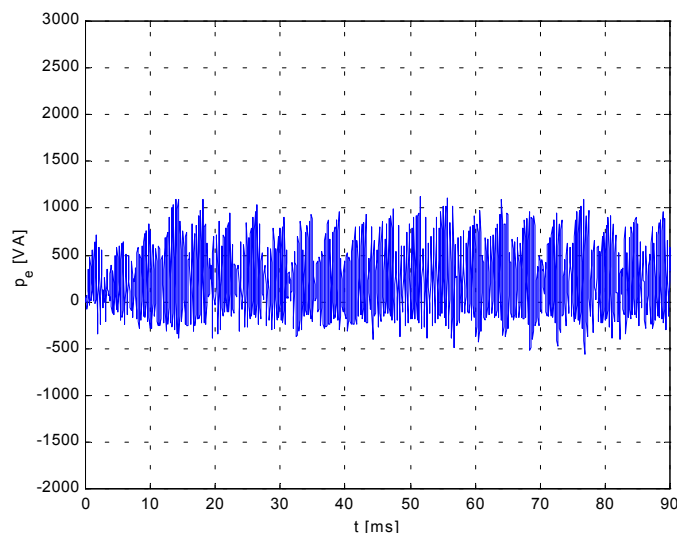
Slika 5.21. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 40$ Hz, $M_t = 0$



Slika 5.22. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka rotora asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 40$ Hz, $M_t = 0$

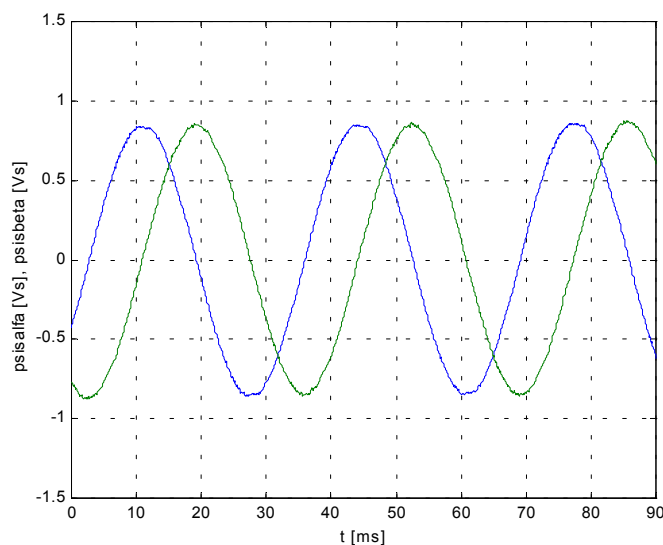


Slika 5.23. Procjenjeni elektromagnetski moment asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 40$ Hz, $M_t = 0$

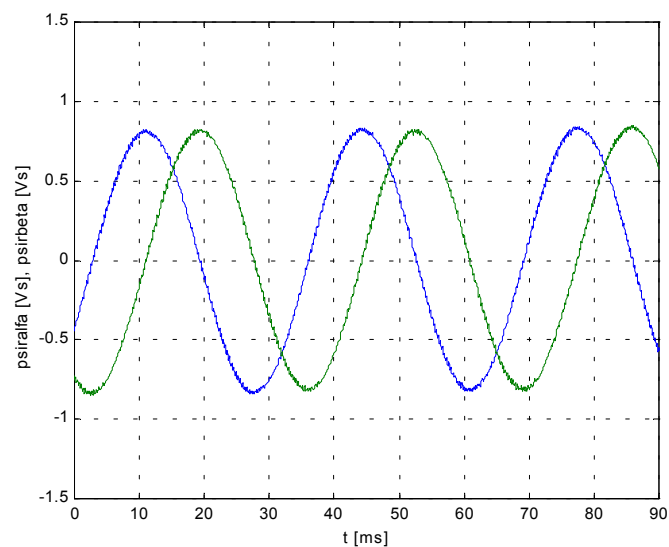


Slika 5.24. Procjenjena električna snaga asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 40$ Hz, $M_t = 0$

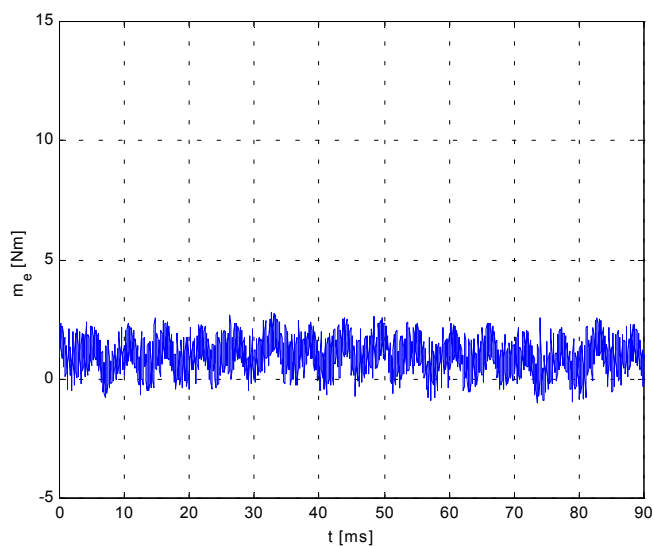
Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora, magnetskog toka rotora, elektromagnetskog momenta i električne snage u praznom hodu asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od 30 Hz su prikazane na slikama 5.25. do 5.28.



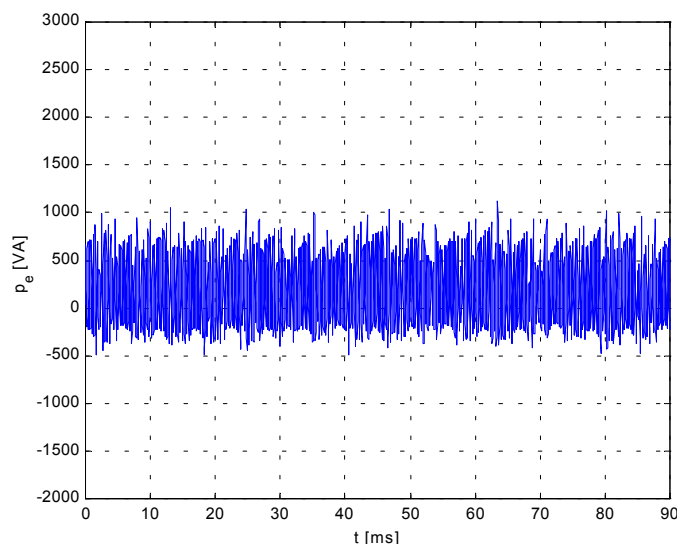
Slika 5.25. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 30$ Hz, $M_t = 0$



Slika 5.26. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka rotora asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 30$ Hz, $M_t = 0$

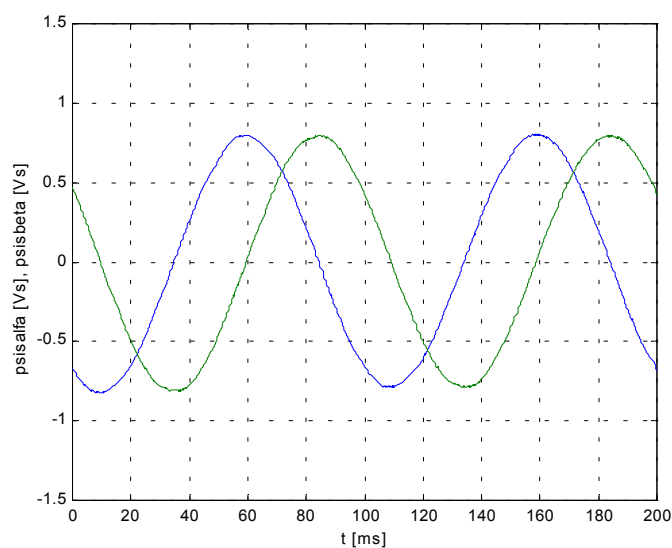


Slika 5.27. Procjenjeni elektromagnetski moment asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 30$ Hz, $M_t = 0$

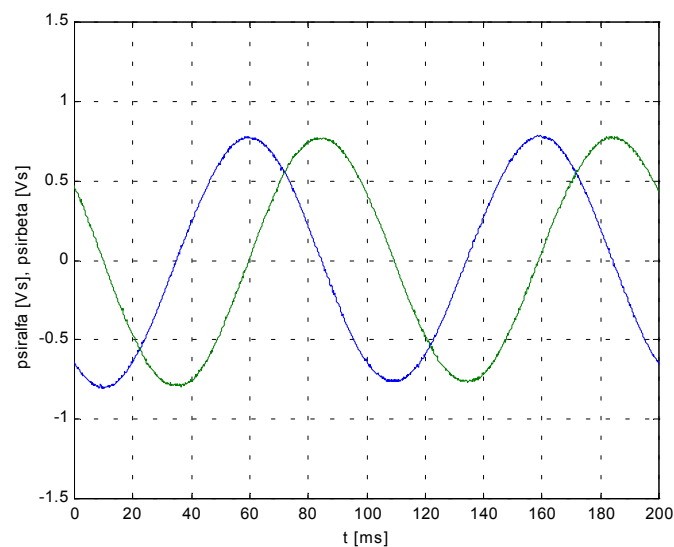


Slika 5.28. Procjenjena električna snaga asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 30 \text{ Hz}$, $M_t = 0$

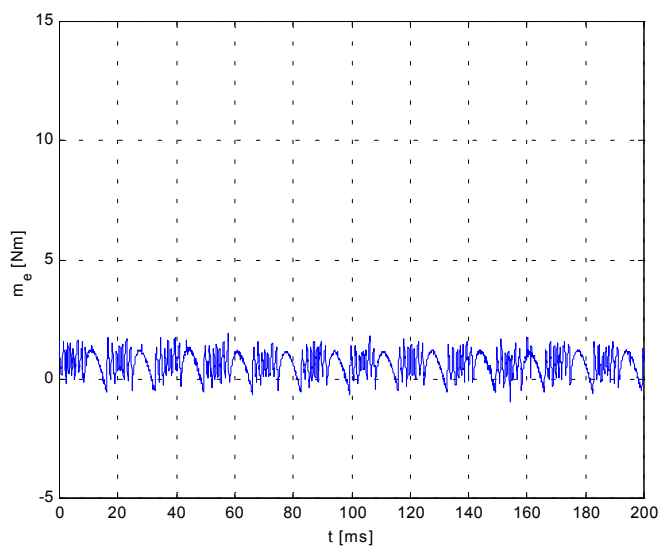
Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora, magnetskog toka rotora, elektromagnetskog momenta i električne snage u praznom hodu asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od 10 Hz su prikazane na slikama 5.29. do 5.32.



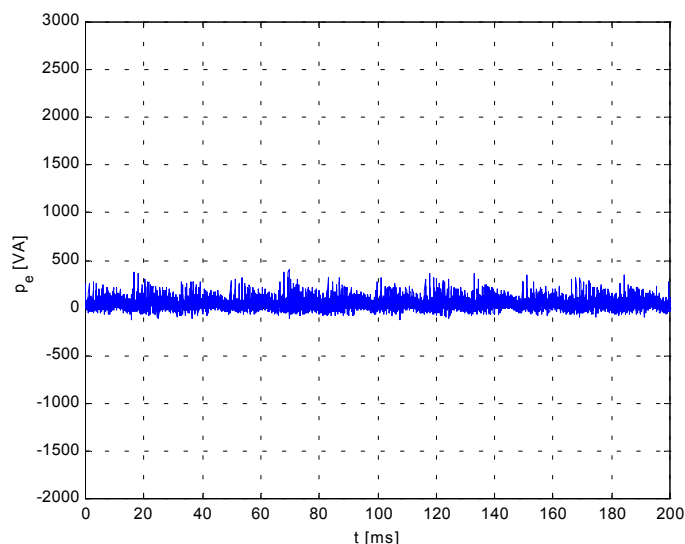
Slika 5.29. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 10 \text{ Hz}$, $M_t = 0$



Slika 5.30. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka rotora asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 10$ Hz, $M_t = 0$

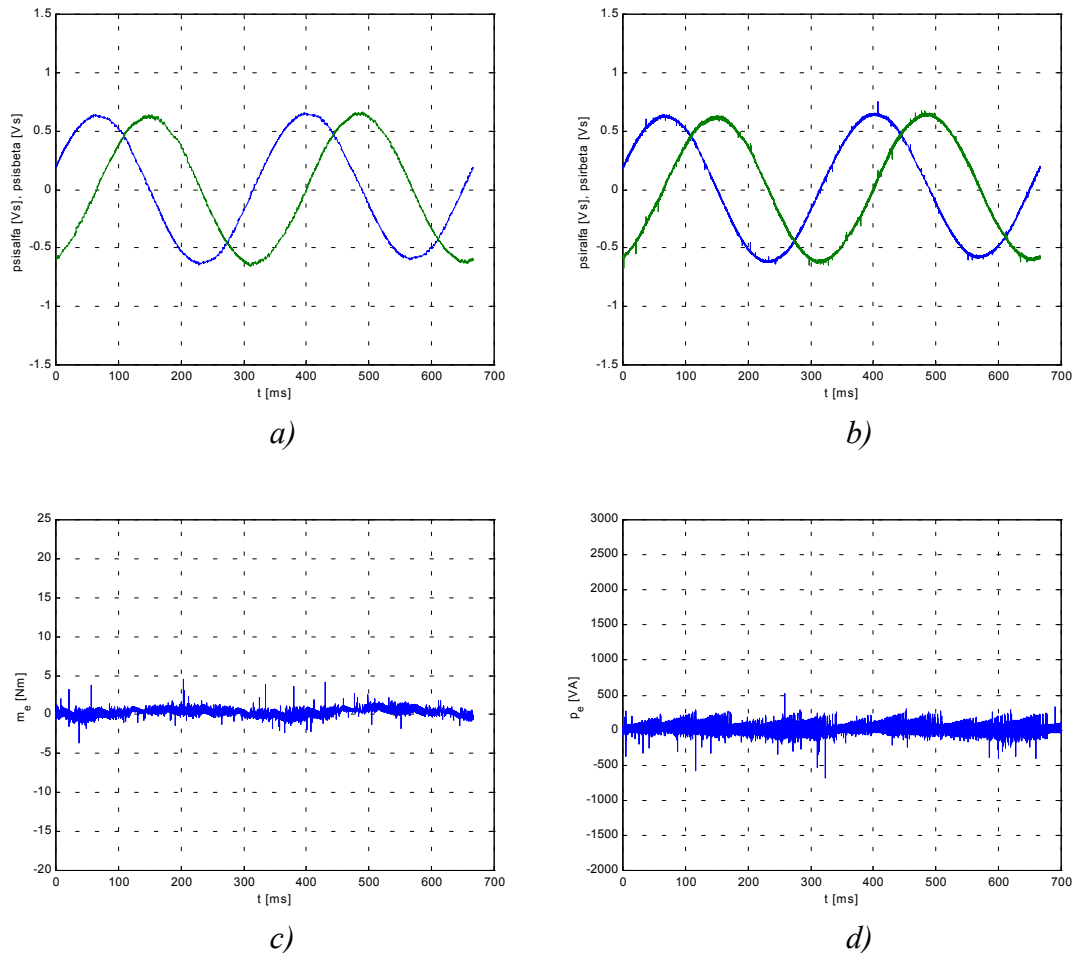


Slika 5.31. Procjenjeni elektromagnetski moment asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 10$ Hz, $M_t = 0$



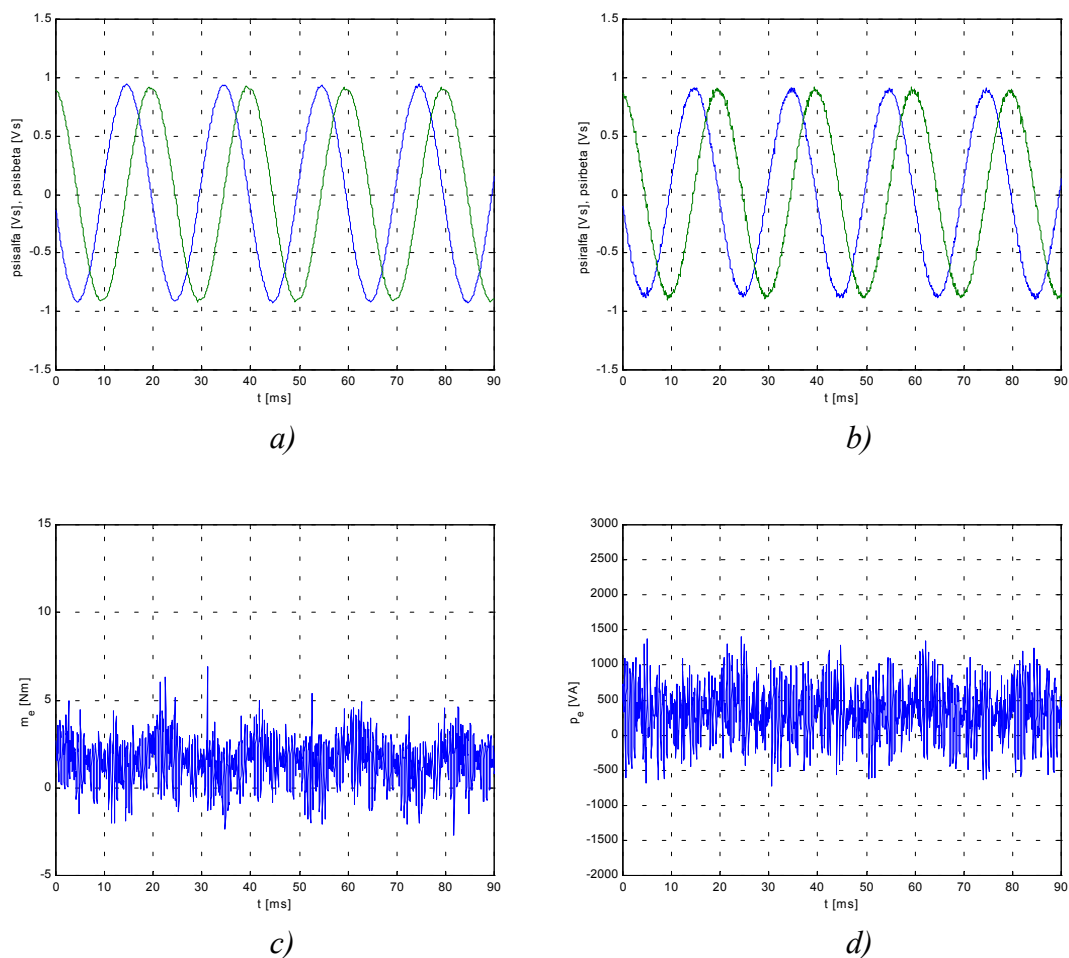
Slika 5.32. Procjenjena električna snaga asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 10$ Hz, $M_t = 0$

Kada se asinkroni motor u praznom hodu napaja iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja $f_{s1} = 3$ Hz, tada se fazni naponi statora najprije filtriraju analognim filterom drugog reda. Ovako filtrirani naponi statora i nefiltrirane struje statora se uzorkuju A/D pretvaračem pri frekvenciji uzorkovanja od 25 kHz. Sada je ovo dovoljno velika frekvencija uzorkovanja, jer su prigušene harmonijske komponente u naponu statora čija je frekvencija veća od 4 kHz (slika 5.51.). Nakon procesa analognog filtriranja koriste se numeričke metode integriranja, množenja i zbrajanja uzorkovanih faznih napona i struja asinkronog motora. Rezultati procjene komponenata vektora magnetskog toka statora, magnetskog toka rotora, elektromagnetskog momenta i snage asinkronog motora u praznom hodu napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja $f_{s1} = 3$ Hz prikazani su na slici 5.33.



Slika 5.33. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ (a), magnetskog toka rotora $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$ (b), elektromagnetski moment (m_e) (c) i električna snaga (p_e) (d) asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja $f_{s1} = 3$ Hz, $M_t = 0$

Postupak procjene varijabli stanja kod kojeg se fazni naponi statora filtriraju analognim filterom drugog reda, a zatim se filtrirani fazni naponi i struje digitalno obrađuju moguće je primijeniti i za sve frekvencije napona napajanja asinkronog motora. Rezultati procjene komponenata vektora magnetskog toka statora, magnetskog toka rotora, elektromagnetskog momenta i snage asinkronog motora u praznom hodu napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 50$ Hz, primjenom ovog postupka, prikazani su na slici 5.34.

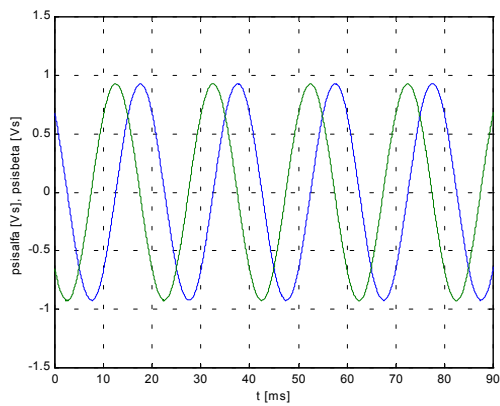


Slika 5.34. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ (a), magnetskog toka rotora $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$ (b), elektromagnetski moment (m_e) (c) i električna snaga (p_e) (d) asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja $f_{s1} = 50$ Hz, $M_l = 0$

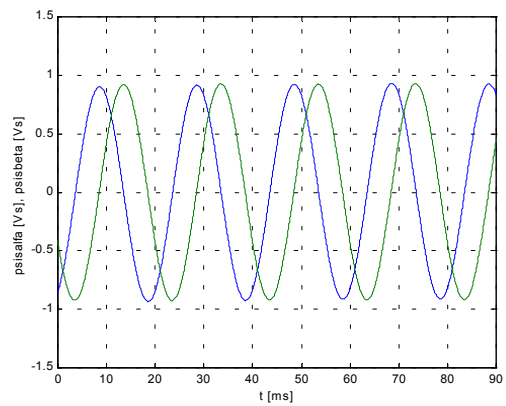
Može se zaključiti da se postupkom digitalne procjene dobivaju procjenjene komponente vektora magnetskih tokova statora i rotora očekivanih frekvencija i amplituda približno jednakih onima koje se dobiju proračunom statičkih karakteristika sa uvažavanjem efekta zasićenja u željezu. Srednja vrijednost elektromagnetskog momenta asinkronog motora u praznom hodu za frekvencije osnovnog harmonika napona napajanja $f_{s1} = 50$ Hz, 40 Hz i 30 Hz iznosi 1,4 Nm, za frekvenciju $f_{s1} = 10$ Hz iznosi 0,9 Nm, a za frekvenciju $f_{s1} = 3$ Hz iznosi 0,2 Nm. Srednja vrijednost električne snage asinkronog motora u praznom hodu za frekvencije osnovnog harmonika napona napajanja $f_{s1} = 50$ Hz, 40 Hz i 30 Hz iznosi 390 VA, za frekvenciju $f_{s1} = 10$ Hz iznosi 110 VA, a za frekvenciju $f_{s1} = 3$ Hz iznosi 80 VA.

5.4. Usporedba rezultata analogne i digitalne procjene

Slike 5.35., 5.36. i 5.37. prikazuju procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i snage nazivno opterećenog asinkronog motora napajanog iz izvora sinusnog napona.

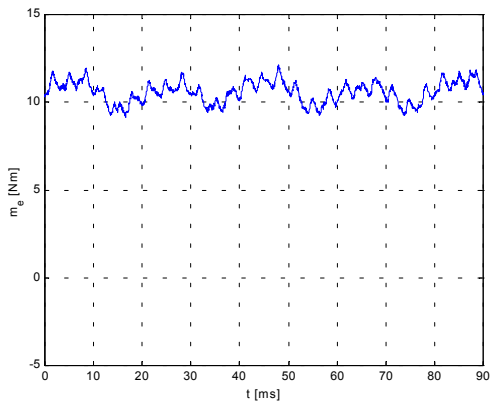


a)

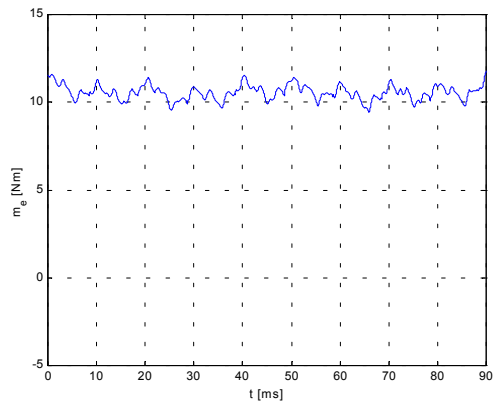


b)

Slika 5.35. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora u α, β koordinatnom sustavu dobivene a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_s = 50 \text{ Hz}$, $M_t = M_n$

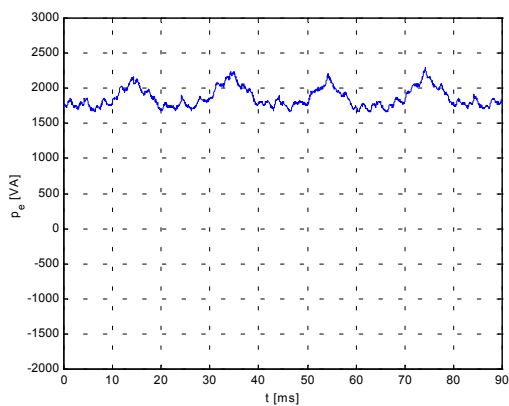


a)

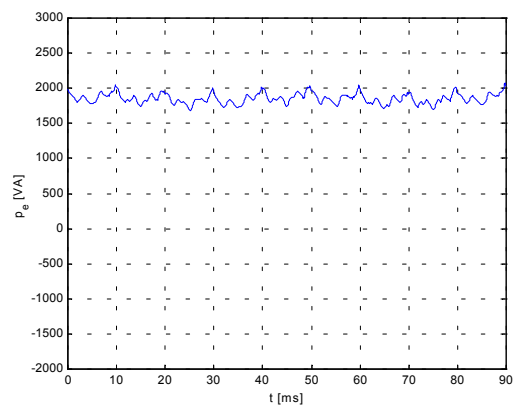


b)

Slika 5.36. Procjenjeni elektromagnetski moment dobiven a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_s = 50 \text{ Hz}$, $M_t = M_n$



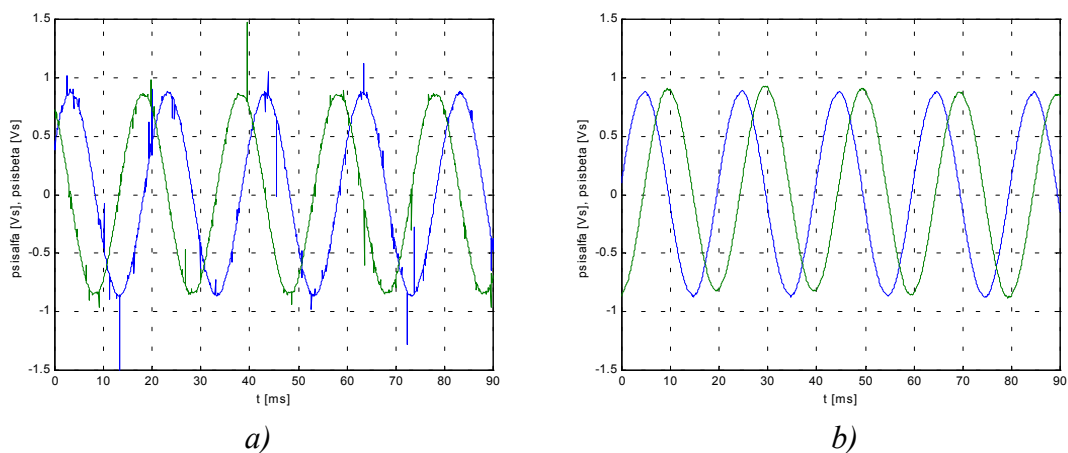
a)



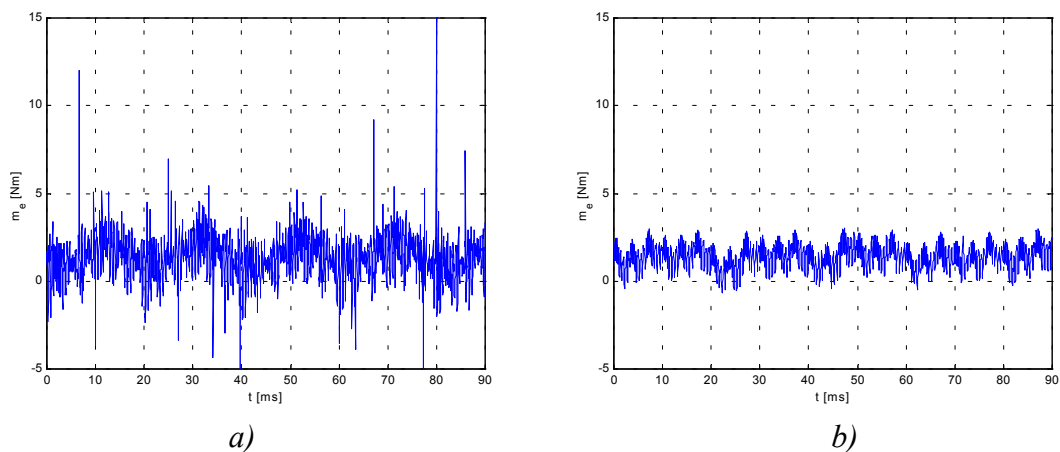
b)

Slika 5.37. Procjenjena električna snaga dobivena a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_s = 50 \text{ Hz}$, $M_t = M_n$

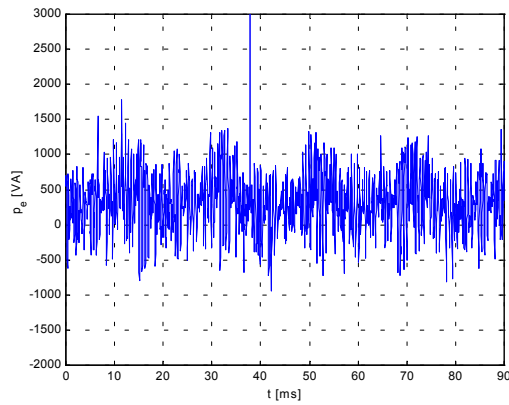
Slike 5.38., 5.39. i 5.40. prikazuju procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i snage asinkronog motora u režimu praznog hoda napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od $f_{s1} = 50$ Hz.



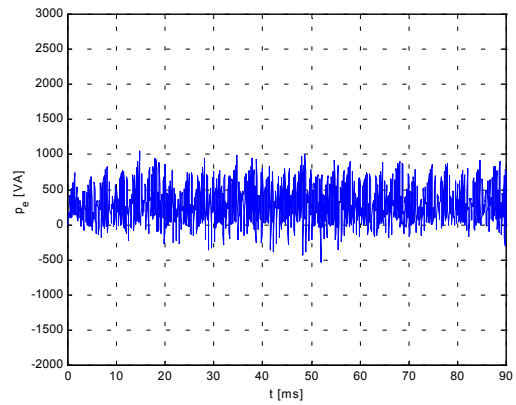
Slika 5.38. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora u α, β koordinatnom sustavu dobivene a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 50$ Hz, $M_t = 0$



Slika 5.39. Procjenjeni elektromagnetski moment dobiven a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 50$ Hz, $M_t = 0$



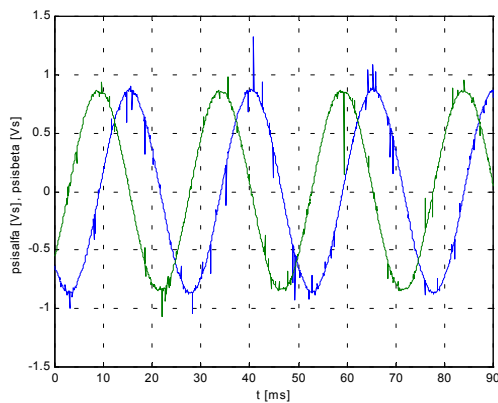
a)



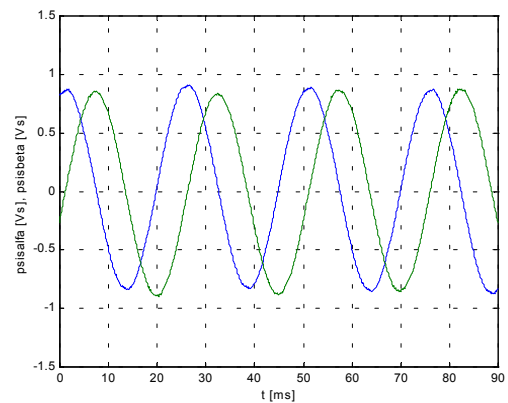
b)

Slika 5.40. Procjenjena električna snaga dobivena a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 50 \text{ Hz}$, $M_t = 0$

Slike 5.41., 5.42. i 5.43. prikazuju komponente vektora magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i snage asinkronog motora u režimu praznog hoda napajano iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od 40 Hz.

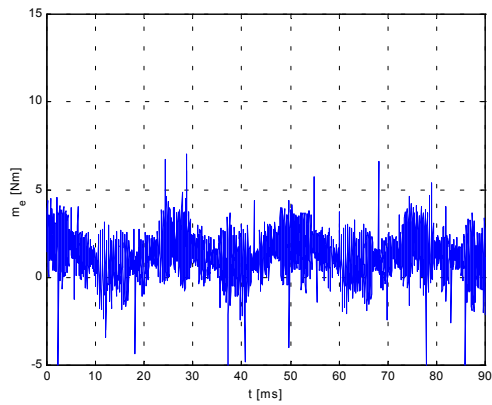


a)

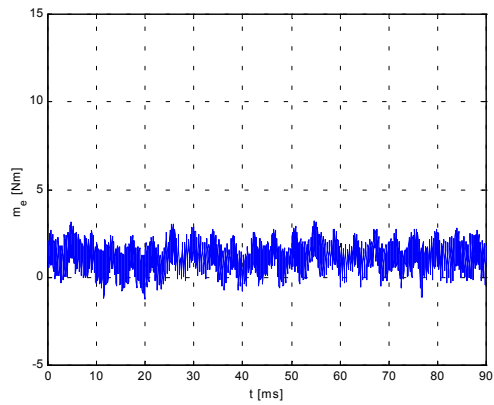


b)

Slika 5.41. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora u α , β koordinatnom sustavu dobivene a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 40 \text{ Hz}$, $M_t = 0$

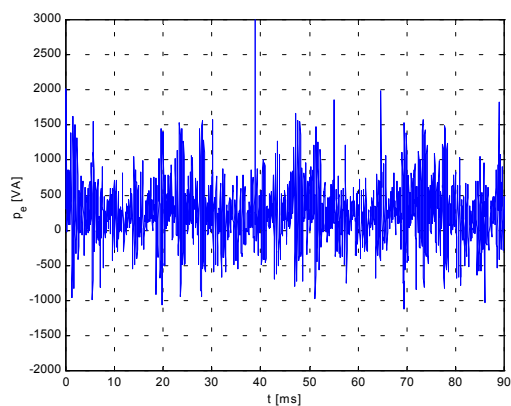


a)

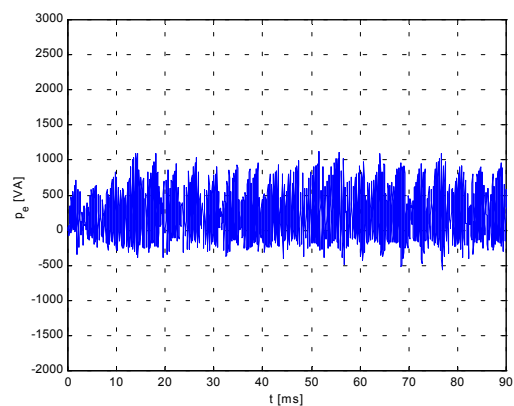


b)

Slika 5.42. Procjenjeni elektromagnetski moment dobiven a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 40 \text{ Hz}$, $M_t = 0$



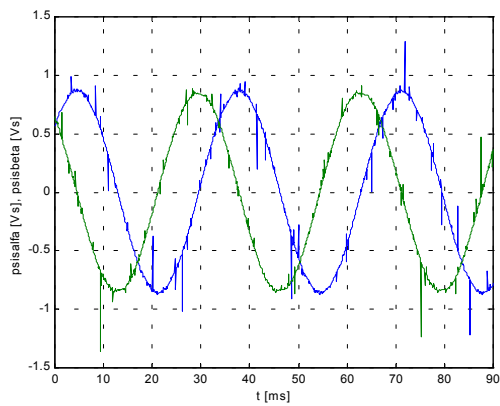
a)



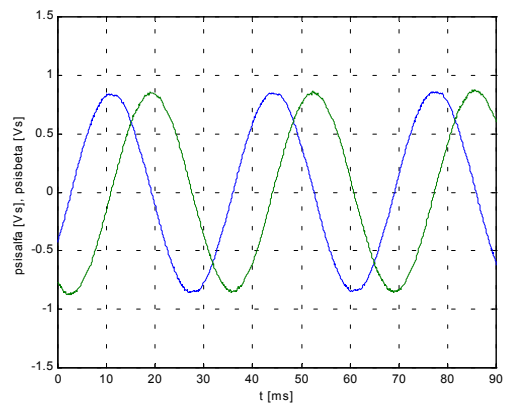
b)

Slika 5.43. Procjenjena električna snaga dobivena a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 40 \text{ Hz}$, $M_t = 0$

Slike 5.44., 5.45. i 5.46. prikazuju procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i snage asinkronog motora u režimu praznog hoda napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od 30 Hz.

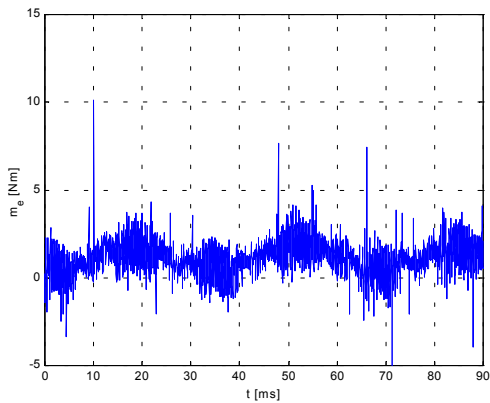


a)

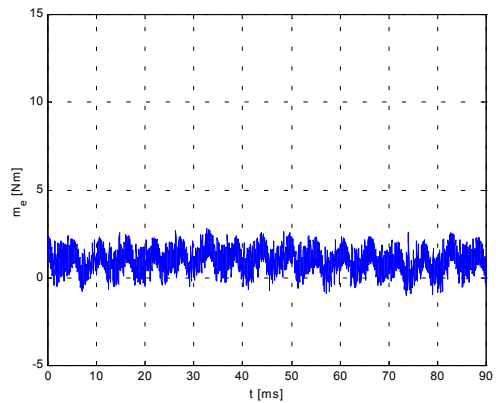


b)

Slika 5.44. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora u α, β koordinatnom sustavu dobivene a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 30 \text{ Hz}$, $M_t = 0$

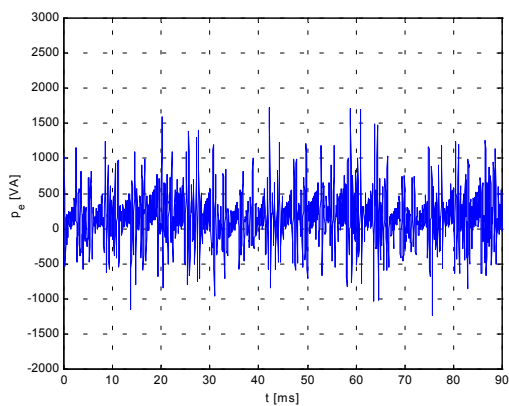


a)

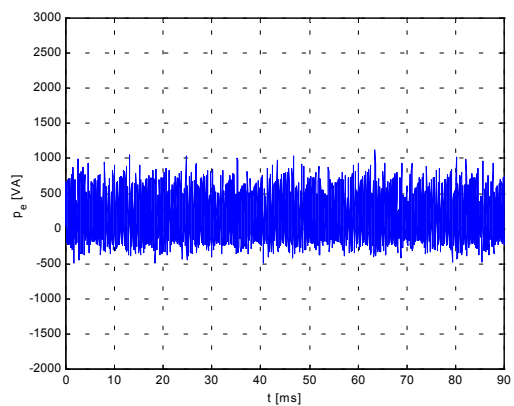


b)

Slika 5.45. Procjenjeni elektromagnetski moment dobiven a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 30 \text{ Hz}$, $M_t = 0$



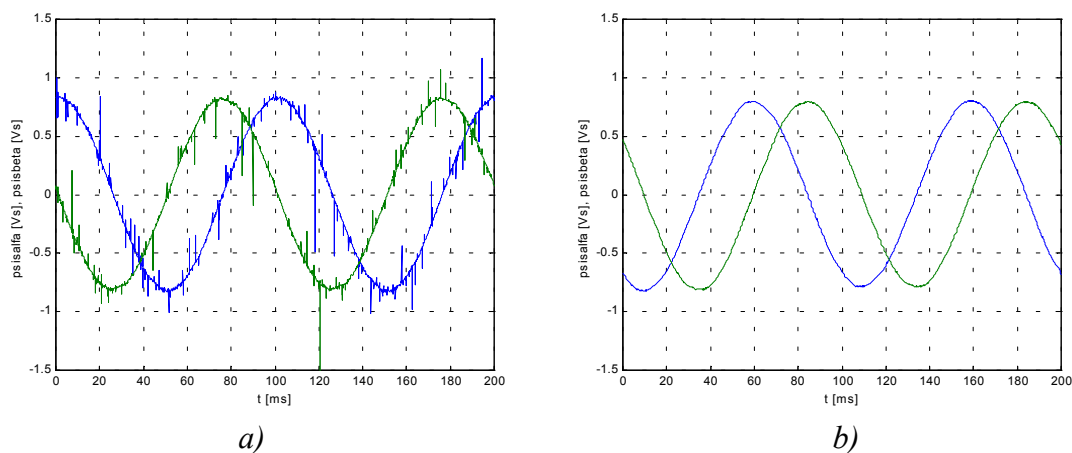
a)



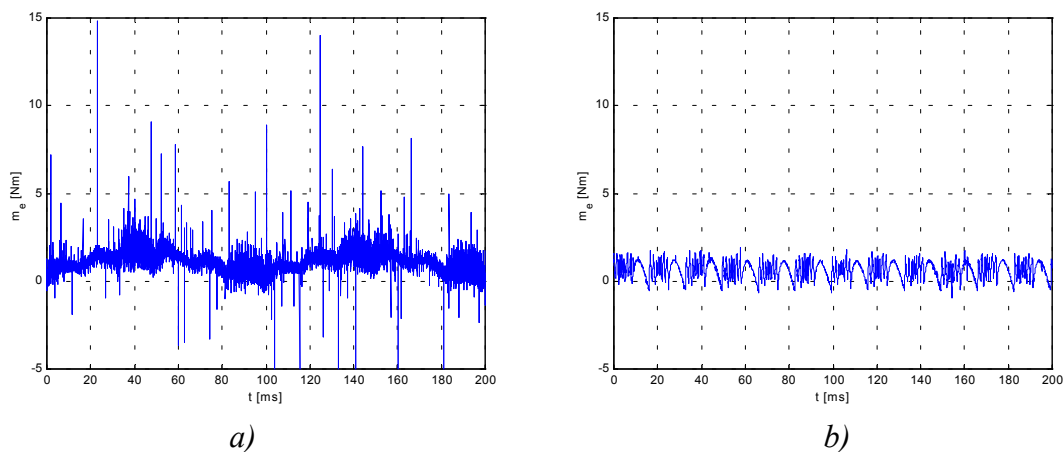
b)

Slika 5.46. Procjenjena električna snaga dobivena a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 30 \text{ Hz}$, $M_t = 0$

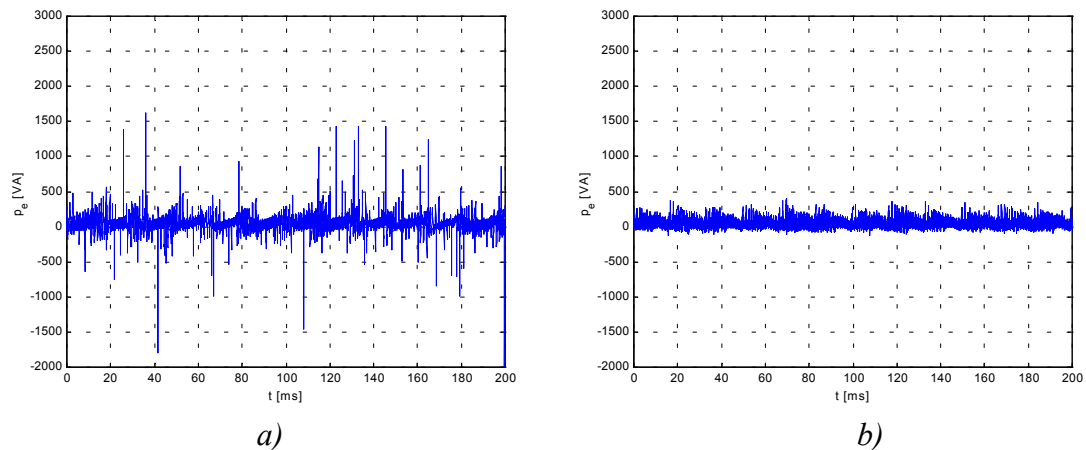
Slike 5.47., 5.48. i 5.49. prikazuju komponente vektora magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i snage asinkronog motora u režimu praznog hoda napajano iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od 10 Hz.



Slika 5.47. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora u α, β koordinatnom sustavu dobivene a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 10 \text{ Hz}$, $M_t = 0$

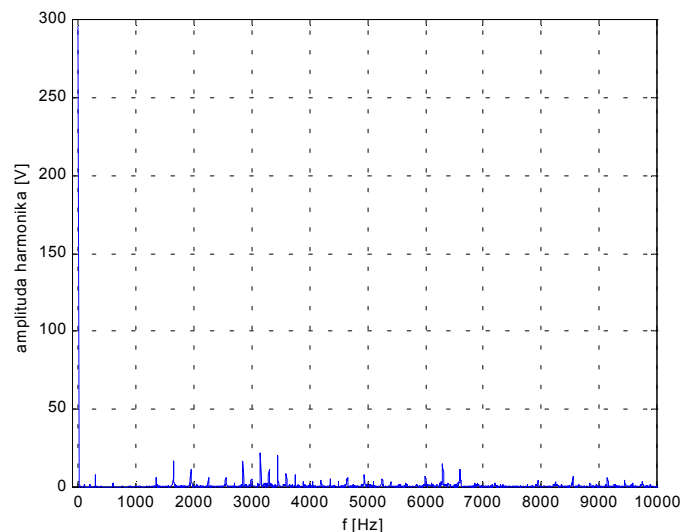


Slika 5.48. Procjenjeni elektromagnetski moment dobiven a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 10 \text{ Hz}$, $M_t = 0$



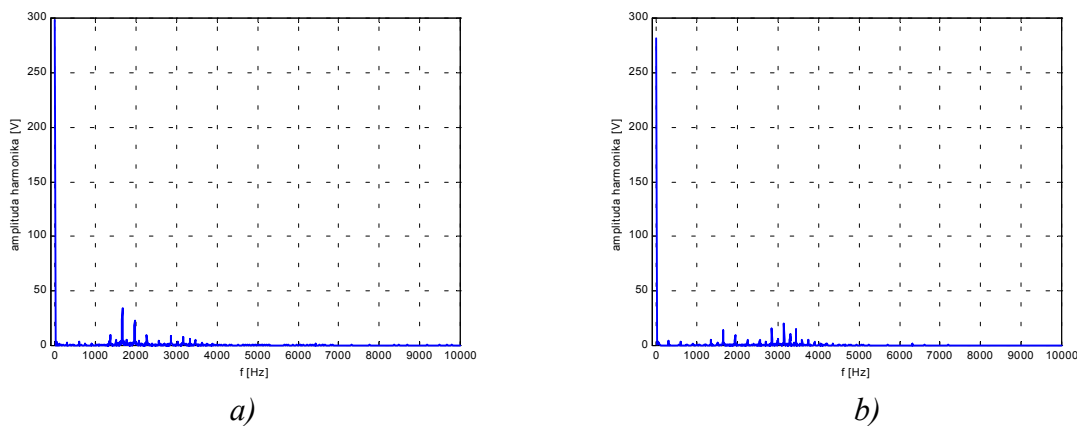
Slika 5.49. Procjenjena električna snaga dobivena a) analognom procjenom b) digitalnom procjenom; $f_{s1} = 10 \text{ Hz}$, $M_t = 0$

Ako se asinkroni motor napaja iz izvora sinusnog napona i pri tome je nazivno opterećen, tada se procjenjene komponente vektora magnetskog toka statora (slika 5.35.) analognim i digitalnim postupkom praktički u potpunosti podudaraju. Elektromagnetski moment i električna snaga (slika 5.36. i 5.37.) se ne razlikuju po svojim srednjim vrijednostima, nego tek po valnim oblicima. Ta razlika se može pripisati pojavi šuma kod analognih elektroničkih komponenti i utjecaju frekvencije uzorkovanja A/D pretvarača. Za slučaj sinusnog napajanja asinkronog motora nisu primijenjeni ni analogni, ni digitalni filteri jer za njima, u ovom slučaju, ne postoji potreba. Dakle, značajnije razlike u rezultatima analogne i digitalne procjene, treba tražiti, u prvom redu, za slučaj napajanja asinkronog motora iz pretvarača frekvencije s PWM modulacijom, jer je tada neophodno primjenjivati analogne i/ili digitalne filtere. Rezultati procjene varijabli stanja, elektromagnetskog momenta i električne snage ovise, u prvom redu, o filtriranim komponentama vektora napona statora. Dakle, bilo bi dobro spektralno analizirati amplitudu vektora napona statora prije i poslije filtriranja. Na slici 5.50. prikazana je spektralna analiza stvarnog vektora napona statora asinkronog motora u režimu praznog hoda napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od 50 Hz.



Slika 5.50. Spektralna analiza vektora napona statora asinkronog motora u režimu praznog hoda napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od 50 Hz

Rezultati analognog i digitalnog filtriranja amplitude ovog vektora napona statora prikazani su na slici 5.51. u vidu spektralne analize.



Slika 5.51. Spektralana analiza filtriranog vektora napona statora asinkronog motora u režimu praznog hoda napajanog iz pretvarača frekvencije pri frekvenciji osnovnog harmonika napona napajanja od 50 Hz a) analognim filterom b) digitalnim filterom

Slični rezultati se dobiju i kada je frekvencija osnovnog harmonika napona PWM izmjenjivača od 10 Hz do 50 Hz.

Primjećuje se da je kod analognog filtera drugog reda došlo do amplitudnog pojačanja frekvencijskih komponenti od 1000 do 2000 Hz. To je zbog toga što amplitudni dijagram korištenog analognog filtera u spomenutom frekvencijskom području ima maksimum (slika 5.6.). Također se može primijetiti da analogni filter bolje prigušuje frekvencijske komponente u području od 3000 do 4000 Hz. Prema tablici 4.1. i slici 4.12. se može zaključiti da postoji određeno fazno kašnjenje frekvencijskih komponenti na izlazu iz digitalnog filtera u području od 0 do 50 Hz. U promatranom frekvencijskom području analogni filter ima fazno kašnjenje približno jednako nuli. Zbog ovih činjenica, kod postupka digitalne procjene varijabli stanja, i

komponente struje statora asinkronog motora su digitalno filtrirane, ne zbog prigušenja harmoničkih komponenti preko 3 kHz (koje niti ne postoje u struji statora), već da bi se osiguralo jednako fazno zakretanje svih frekvencijskih komponenti sadržanih u vektorima napona i struje statora. Za primijenjeni eliptički filter u frekvencijskom području od 0 do 50 Hz ovo fazno zakretanje bi iznosilo najviše $33,24^\circ$, i to pri frekvenciji napona napajanja od 24,41 Hz.

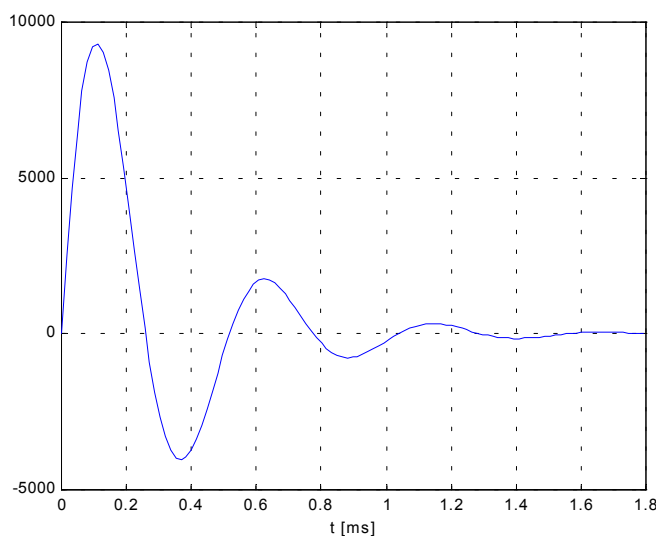
Primjenom postupka analogne procjene varijabli stanja nije potrebno filtrirati komponente vektora struje statora zbog toga što ove komponente vektora struje nemaju frekvencijske komponente preko 3 kHz. Primijenjeni analogni filter drugog reda ne unosi fazni zakret prilikom filtriranja faznih napona statora asinkronog motora. Dakle, analogno procjenjivanje varijabli stanja sa filtriranim komponentama vektora napona statora i nefiltriranim komponentama vektora struje statora ne dovodi do nefizikalnih rezultata.

Može se zaključiti da je primijenjeni analogni filter bolji sa stanovišta faznog zakretanja frekvencijskih komponenti od 0 do 50 Hz.

Kao drugi kriterij usporedbe primijenjenog analognog i digitalnog može se analizirati impulsni odziv pojedinog filtera na Dirac-ovu funkciju. U vremenskoj domeni ona se označava kao $\delta(t)$. Diskretni ekvivalent ove funkcije bi bio [5]:

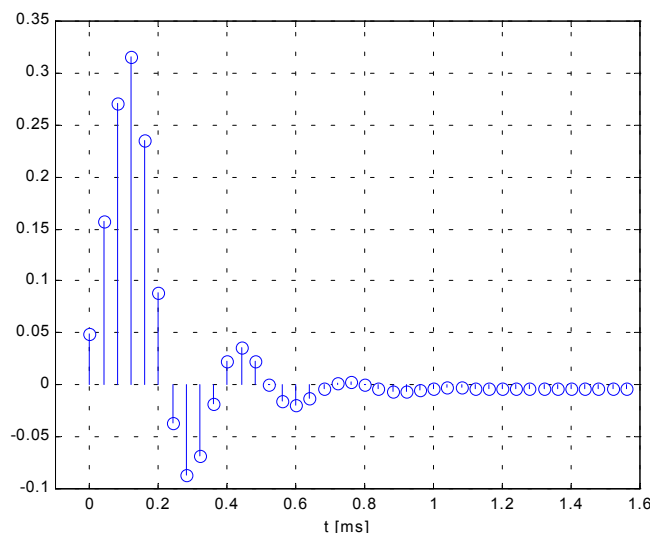
$$\delta_o(kT) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}$$

Vremenski odziv analognog filtera drugog reda na Dirac-ovu funkciju je prikazan na slici 5.52.



Slika 5.52. Vremenski odziv primijenjenog analognog filtera drugog reda na Dirac-ovu funkciju

Impulsni odziv primijenjenog eliptičkog filtera na Dirac-ovu funkciju pri frekvenciji uzorkovanja od 25 kHz prikazan je na slici 5.53.



Slika 5.53. Impulsni odziv primijenjenog eliptičkog filtera na Dirac-ovu funkciju pri frekvenciji uzorkovanja od 25 kHz

Kao kriterij usporedbe odziva prikazanih na slikama 5.52. i 5.53. izabrao sam trenutak kada izlazna veličina filtera padne ispod 1 % svoje vršne vrijednosti. Kod analognog filtera to je vrijeme od 1,48 ms, a kod digitalnog filtera je to 0,64 ms. Dakle, digitalni filter ima kraće vrijeme trajanja prijelazne pojave, pa bi ga, zbog toga, bilo bolje primijeniti za brzo promjenljive dinamičke procese.

Uspoređivanjem slika 5.38. – 5.49. može se zaključiti da je signal šuma izraženiji kod svih analognih rezultata procjene komponenta vektora magnetskog toka statora, elektromagnetskog momenta i električne snage.

Analogni sklopovi su projektirani tako da vremenska konstanta analognih integratora iznosi 324 ms [26]. To znači da je njihovom upotrebom moguće analogno integrirati izmjenične napone i struje čiji je osnovni harmonik iznosa do približno 3 Hz. Pri frekvencijama osnovnog harmonika napona napajanja koji je manji od 10 Hz znatno se povećavaju zahtjevi na maksimalnu frekvenciju uzorkovanja A/D pretvarača. Zbog toga je, u ovom radu, najprije obavljeno filtriranje faznih napona statora analognim filterom drugog reda, a zatim se filtrirani fazni naponi i nefiltrirane struje statora uzorkuju A/D pretvaračem sa frekvencijom uzorkovanja od 25 kHz, i nakon toga, digitalno obrađuju.

Može se zaključiti da je analogni postupak procjene varijabli stanja asinkronog motora preporučljiv samo za stacionarne režime rada i za frekvencije osnovnog harmonika napona napajanja koje su manje od 10 Hz. S obzirom da sustavi vektorskog upravljanja asinkronim motorom podrazumjevaju i dinamičke režime rada, procjene varijabli stanja bi bilo bolje obavljati postupcima digitalne obrade signala. Potreba za procjenjivanjem varijabli stanja pri nižim frekvencijama napona napajanja može se riješiti već spomenutim analognim filtriranjem prije digitalne obrade.

6. STRUKTURA VEKTORSKOG UPRAVLJANJA ASINKRONIM MOTOROM BEZ MJERNOG ČLANA BRZINE VRTNJE

Većina regulacijskih struktura koje se zasnivaju na orijentaciji magnetskog polja zahtijevaju precizno određivanje ili pozicije rotora ili brzine vrtnje. To znači da su neophodni tahogeneratori, rezolveri ili digitalni enkoderi. Nedostaci mjernih članova brzine vrtnje su sljedeći [1]:

- smanjuju stabilnost sustava,
- otežavaju mogućnost realizacije regulacijskog sustava,
- imaju relativno visoku cijenu i
- povećavaju osjetljivost regulacijskog sustava na šumove.

Osim toga, potrebno je mjeriti ulančeni magnetski tok rotora i/ili ulančeni magnetski tok statora koristeći se Hallovim senzorima ili zavojnicama i koristiti integrator napona statora u otvorenoj petlji koji pravi probleme pri nižim brzinama vrtnje. Hallovi senzori pogoršavaju karakteristike sustava i mogućnost realizacije regulacijskog sustava.

Istraživanja asinkronih elektromotornih pogona u posljednjih petnaest godina su koncentrirana na različite upravljačke strukture zasnovane na orijentaciji elektromagnetskog polja sa ciljem rješavanja gore navedenih problema. Glavni cilj tih istraživanja je smanjivanje osjetljivost regulacijskog sustava na promjene parametara motora. To se postiže različitim postupcima procjene puno bolje nego mjerenjem magnetskog toka rotora i brzine vrtnje.

Procjenu brzine vrtnje i magnetskih tokova u regulacijskom sustavu koji se temelji na orijentaciji po ulančenom magnetskom toku rotora (RFO, eng. Rotor Field Oriented) je moguće realizirati na način da se ostvare dovoljno dobri pokazatelji kvalitete regulacije. Ovaj regulacijski sustav zadovoljava u svim područjima brzine vrtnje, osim brzine vrtnje koja je oko nule.

Druge upravljačke strukture, kao što su: izravna samoregulacije (eng. DSC, Direct Self Control) ili izravna regulacija elektromagnetskog toka (eng. DTC, Direct Torque Control) zahtijevaju samo statorske parametre i danas se razvijaju kao alternative upravljačkim strukturama bez mjernih članova [17].

Osim regulacijskog sustava koji se zasniva na orijentaciji magnetskog polja postoji i regulacijski sustav zasnovan na adaptivnom model s referentnim sustavom (eng. MRAS, Model Adaptive Reference), kojeg je prvi razvio C. Schauder. Kod ovakvog regulacijskog sustava se matematički model asinkronog motora predstavlja tzv. referentnim modelom. Izlaz iz tog referentnog modela se uspoređuje s drugim matematičkim modelom asinkronog motora promjenljive strukture koji je zasnovan na teoriji observera. Razlika između izlaza ova dva modela se koristi za valjanu procjenu brzine vrtnje s kojom se postižu dobri pokazatelji kvalitete regulacije.

Postoje različiti kriteriji usporedbe karakteristika struktura upravljanja bez mjernih članova. Između ostalog to su: opseg brzine vrtnje u kojem se može sustav regulirati, osjetljivost na promjene parametara motora i utjecaj šumova. Iako postoje različite upravljačke strukture s asinkronim motorom, strukture koje se zasnivaju na orijentaciji magnetskog polja bez mjernog člana brzine vrtnje se u današnje vrijeme intenzivno istražuju.

6.1. Primjena adaptivnog modela s referentnim sustavom

Osnova teorije observera

Većina sustava se može modelirati u tzv. prostoru stanja na način da je [29]:

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{G}\mathbf{d}(t), \quad (6.1)$$

pri čemu je: $\mathbf{x}(t)$ n -dimenzionalni vektor varijabli stanja, $\mathbf{u}(t)$ m -dimenzionalni vektor poznatih ulaznih veličina, a $\mathbf{d}(t)$ je k -dimenzionalni vektor nepoznatih ulaznih veličina koji predstavlja poremećaje, \mathbf{A} je matrica sustava, \mathbf{B} je matrica upravljanja (ulazna matrica) i \mathbf{G} je matrica poremećaja.

Mjereni izlazi sustava se modeliraju jednadžbom:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{H}\mathbf{d}(t), \quad (6.2)$$

pri čemu je: $\mathbf{y}(t)$ je p -dimenzionalni vektor izlaznih veličina, \mathbf{C} je matrica osmatranja i \mathbf{H} je matrica poremećaja.

Teorija observera ima za cilj osigurati procjenu vektora varijabli stanja $\hat{\mathbf{x}}(t)$ (u realnom vremenu) koristeći se samo vektorima $\mathbf{u}(t)$ i $\mathbf{y}(t)$.

Teorija observera se vrlo dobro primjenjuje kako za linearne, tako i za nelinearne sustave. Tzv. ubrzani pristup za dobivanje procjenjenih varijabli stanja za model sustava opisan jednadžbom (6.1) zasniva se na simulaciji jednadžbe (6.1) u realnom vremenu, pri čemu se član $\mathbf{G}\mathbf{d}(t)$ zanemari. Tada se dobiva:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t). \quad (6.3)$$

Međutim, observer sustava modeliranog jednadžbama (6.1) i (6.2) se može unaprijediti, tako da se korigira simulacija u realnom vremenu koristeći se razlikom između stvarnih izlaza sustava $\mathbf{y}(t)$ i pretpostavljene vrijednosti tih izlaza $\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t)$, što se postiže zanemarenjem člana $\mathbf{H}\mathbf{d}(t)$ u jednadžbi (6.2). Ovo ima za posljedicu promjenu sustava jednadžbi (6.1) i (6.2), tako da se dobiva:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{K}(\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{y}(t)), \quad (6.4)$$

pri čemu član $\mathbf{K}(\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{y}(t))$ predstavlja pogrešku predviđanja, a matrica \mathbf{K} se označava kao pojačanje observera. Kada je $\mathbf{K}=\mathbf{0}$ ponovno se dobiva jednadžba (6.3).

Zadani vektori $\mathbf{u}(t)$ i $\mathbf{y}(t)$ koji se pojavljuju u jednadžbi (6.4) mogu se obrađivati u realnom vremenu od određenog unaprijed zadanog početnog uvjeta $\hat{\mathbf{x}}(0)$, koristeći se analognim ili digitalnim metodama (npr. mikroprocesorima). Na taj način se omogućuje procjena varijabli stanja $\hat{\mathbf{x}}(t)$.

Učinkovitost observera se mjeri iteriranjem dinamike pogreške procjene

$$\mathbf{e}(t) = \hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{x}(t). \quad (6.5)$$

Iz jednadžbi (6.1), (6.2) i (6.4) vidljivo je da je:

$$\frac{de(t)}{dt} = (\mathbf{A} + \mathbf{KC})e(t) + (\mathbf{G} + \mathbf{KH})d(t). \quad (6.6)$$

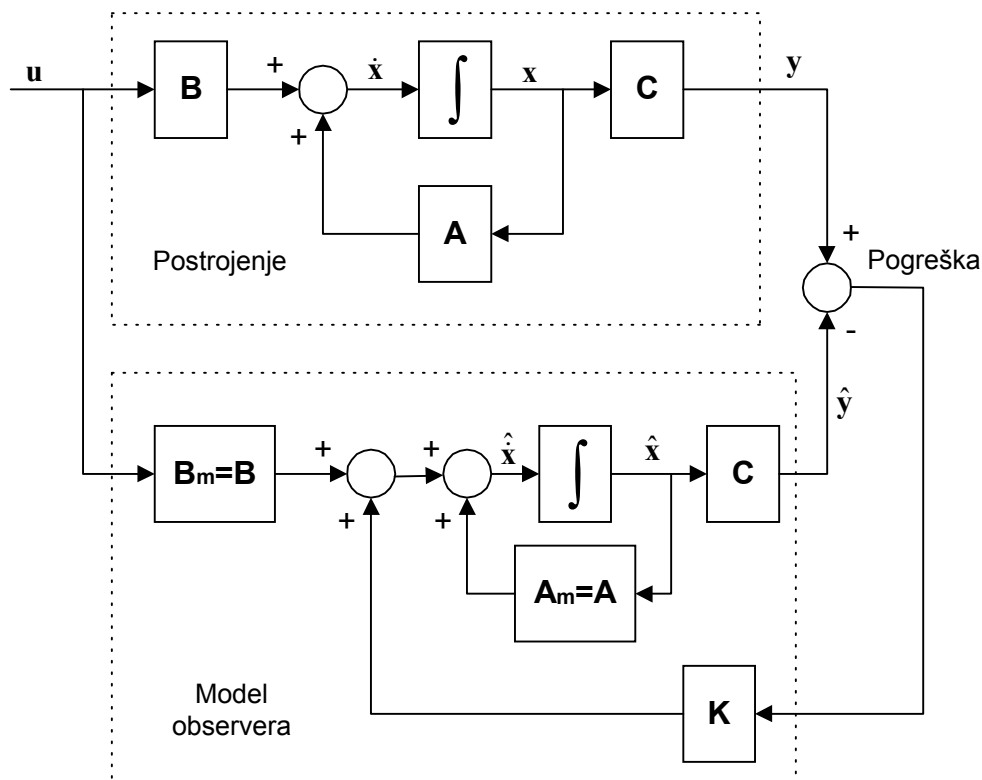
Početni uvjet za jednadžbu (6.6) je početna pogreška procjene $e(0)$, koja je, iako mala, uvijek različita od nule.

Razmotrimo, sada, slučaj gdje možemo zanemariti član smetnje (neodređenosti) $d(t)$. Ponašanje sustava određeno je svojstvenim vrijednostima matrice $\mathbf{A} + \mathbf{KC}$. Ako se uzme da je $\mathbf{K} = \mathbf{0}$, tj. ako simulacija u realnom vremenu nije korigirana članom pogreške predviđanja, tada je dinamika pogreške procjene $e(t)$ određena svojstvenim vrijednostima matrice \mathbf{A} . Stoga se ovaj slučaj svodi na jednadžbu (6.1). U ovom slučaju će sustav modeliran jednadžbom (6.1) biti nestabilan jer će vektor procjenjenih varijabli stanja $\hat{\mathbf{x}}(t)$ vrlo teško ili nikako konvergirati prema vektoru stvarnih varijabli stanja $\mathbf{x}(t)$. Dinamika pogreške, u cilju postizanja brže konvergencije, može se postići ako se izabere pojačanje observera $\mathbf{K} \neq \mathbf{0}$.

Važno je napomenuti da se svojstvene vrijednosti matrice $\mathbf{A} + \mathbf{KC}$ pojavljuju uvijek kao konjugirano-kompleksni parovi [29].

Neizbježna prisutnost poremećaja u sustavu, tj. činjenica da $d(t) \neq 0$, uzrokuje da ponašanje pogreške više nije strogo određeno svojstvenim vrijednostima matrice $\mathbf{A} + \mathbf{KC}$, što se vidi iz jednadžbe (6.6). Zbog toga, ako se i uzme u obzir pojednostavljenje $d(t) = 0$, koje pojednostavljuje kreiranje observera, neće biti praktički moguće kreirati brzi observer, tj. observer kod kojeg vektor procjenjenih varijabli stanja $\hat{\mathbf{x}}(t)$ brzo konvergira prema vektoru stvarnih varijabli stanja $\mathbf{x}(t)$. Brzi observer bi zahtijevao velike vrijednosti članova matrice \mathbf{K} , koji, nadalje, uzrokuju povećavanje članova matrice $\mathbf{G} + \mathbf{HK}$. To je posebno važno kada $d(t) \neq 0$. U stvari, glavni zadatak prilikom kreiranja observera je da se postigne procjenjivanje varijabli stanja koje je manje osjetljivo na smetnje i poremećaje. Brza konvergencija je, u principu, manje važna [29]. Npr., poznati Kalmanov filter je zapravo observer kod kojeg se pojačanje \mathbf{K} bira tako da je minimalan kvadrat pogreške procjene, pri čemu je vektor $d(t)$ predstavljen Gauss-ovim bijelim šumom.

Slika 6.1. prikazuje linearni observer varijabli stanja [17].



Slika 6.1. Model linearnog observera varijabli stanja

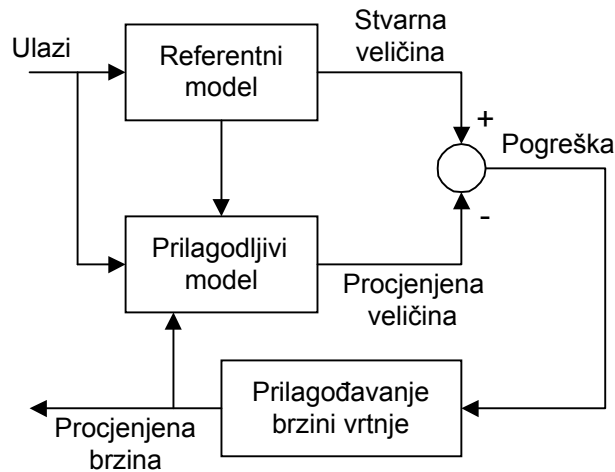
U literaturi postoje različiti modeli observera za procjenu ulančenih magnetskih tokova, brzine vrtnje ili pozicije rotora. Neki od njih su [32]:

- observer trenutne jalove snage asinkronog motora,
- observer trenutne jalove snage asinkronog motora sa proširenim Kalmanovim filterom,
- observer zasnovan na teoriji neuronskih mreža,
- observer zasnovan na integraciji napona statora sa identifikacijom omskog otpora rotora,
- observer zasnovan na strujnom i naponskom modelu asinkronog motora, itd.

Postoji relativno veliki broj tehnika za procjenu parametara vektorski reguliranog asinkronog motora. Neke od njih navedene su u uvodu 2. poglavlja. Mnoge od ovih tehnika nisu pogodne za primjenu pri nižim brzinama vrtnje.

Adaptivna regulacije se razvila kao potencijalna mogućnost implementacije regulacijskih sustava vrlo zahtjevnih karakteristika, posebno kada nisu u potpunosti poznate dinamičke karakteristike postrojenja ili kada postrojenje ima velik broj nepredvidljivih varijacija.

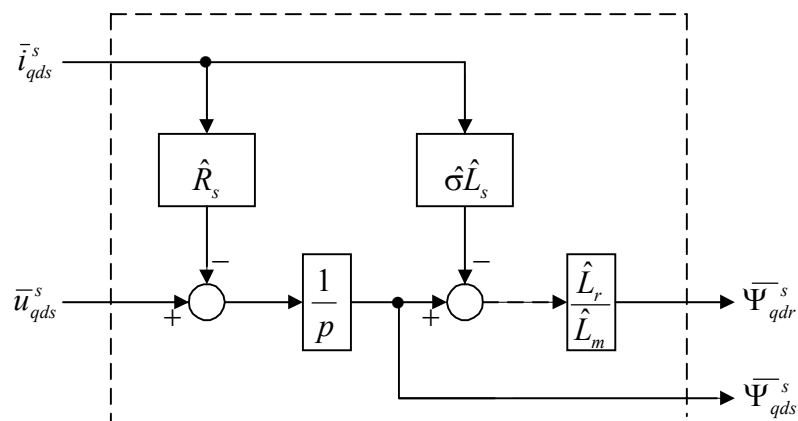
Adaptivni model s referentnim sustavom (MRAS) osigurava robusne i po kvaliteti vrlo zahtjevne karakteristike. Osnovna ideja MRAS sustava je da se model asinkronog motora željenih karakteristika predstavi u tzv. referentnom sustavu. Izlaz iz ovog referentnog modela se uspoređuje s drugim modelom asinkronog motora promjenljive strukture (tzv. adaptivni model) koji se zasniva na teoriji observera. Pogreška koja se dobije usporedbom izlaza iz ova dva modela se koristi za procjenjivanje brzine vrtnje. Slika 6.2. prikazuje tipični observer brzine vrtnje zasnovan na MRAS strukturi [17].



Slika 6.2. Funkcijska blokovska shema linearnog observera varijabli stanja zasnovanog na MRAS modelu

Izlaz iz referentnog modela ne ovisi izravno o brzini vrtnje motora. Izlaz iz prilagodljivog modela je izravno ovisan o brzini vrtnje motora. Npr., ulazi u oba modela mogu biti naponi statora, a izlazi mogu biti ulančeni magnetski tokovi statora ili rotora. Razlika između izlaza ovih dvaju modela se dovodi na sustav adaptivne strukture koji se prilagođava brzini vrtnje.

Danas se koriste naponski i strujni modeli asinkronog motora koji su se razvili sa ciljem procjene brzine vrtnje koristeći se MRAS shemama [17]. Naponski model za procjenu ulančenog toka rotora, prikazan na slici 6.3., se uobičajeno koristi kao referentni model budući da on ne ovisi o brzini vrtnje rotora.

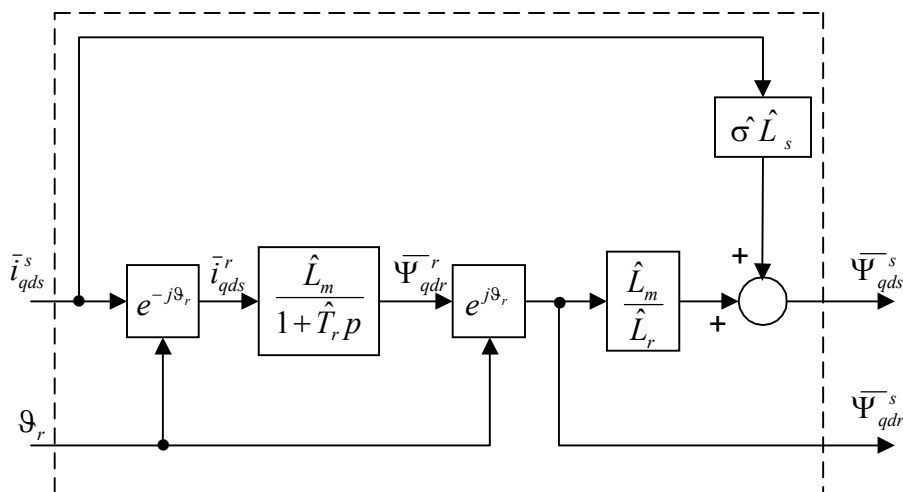


Slika 6.3. Strukturna blokovska shema observera ulančenog magnetskog toka statora i rotora za stacionarna stanja u otvorenoj petlji zasnovana na vektorima napona i struje statora (u literaturi poznat kao „naponski model”)

Ovaj observer ima određena ograničenja zbog integratora napona u otvorenoj petlji [1]. Pri niskim frekvencijama napona napajanja ovaj integrator je vrlo osjetljiv na šumove i omski otpor statora, a može prouzročiti i probleme vezane za stabilnost sustava. Pri višim frekvencijama (iznad 5 – 10 Hz) naponski model je manje osjetljiv na promjene parametara motora zbog toga što inducirana elektromotorna sila u namotima statora dominira pri višim brzinama vrtnje. Zbog toga, integrator u otvorenoj petlji se unaprijed isključuje pri nižim frekvencijama.

Pri nižim brzinama vrtnje je moguće zadovoljavajuće procjenjivati vektore magnetskih tokova statora i rotora ako se koristi observer u otvorenoj petlji koji kao ulaznu varijablu ima poziciju rotora. Ovaj model se uobičajeno naziva „strujni model”.

Strujni model, prikazan na slici 6.4., se uobičajeno koristi kao model prilagodljive strukture budući da je on ovisan o brzini vrtnje.



Slika 6.4. Strukturna blokovska shema observera ulančenog magnetskog toka statora i rotora za stacionarna stanja u otvorenoj petlji zasnovana na vektoru struje statora i poziciji rotora (u literaturi poznat kao „strujni model”)

Ovaj observer je općenito stabilan u stacionarnim uvjetima, čak i kada je brzina vrtnje oko nule. Manje je osjetljiv na promjene parametara motora, međutim, manje je točan od naponskog modela pri višim brzinama vrtnje.

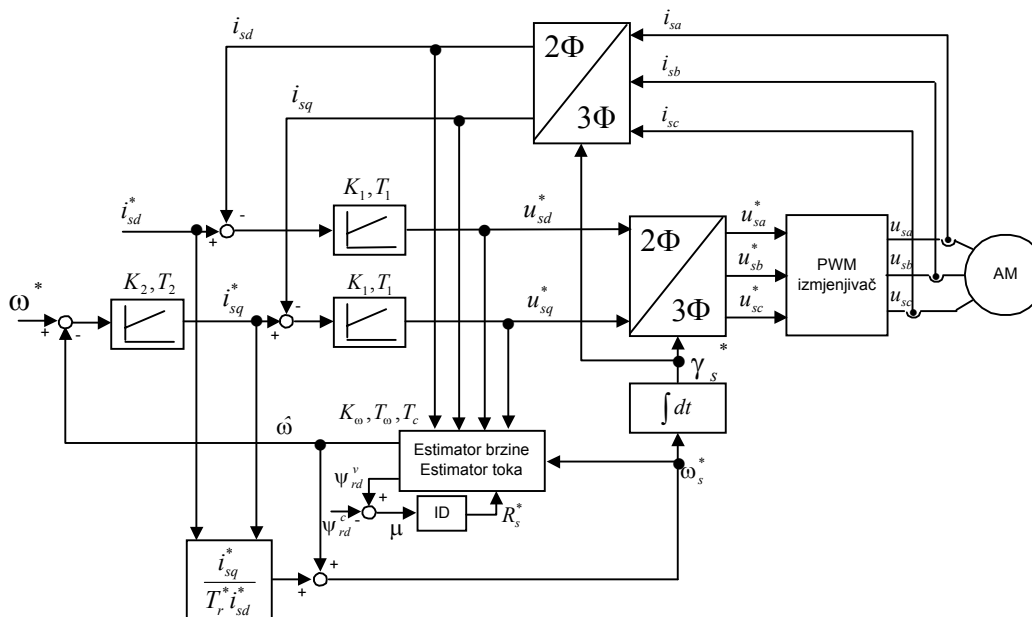
Postupak procjene brzine vrtnje, koji se zasniva na razlici izlaznih veličina referentnog i prilagodljivog modela, potrebno je prilagoditi statičkim i dinamičkim pokazateljima kvalitete regulacije. Ovaj postupak je detaljno opisan u poglavlju 6.2.

6.2. Predložena struktura vektorskog upravljanja asinkronim motorom bez mjernog člana brzine vrtnje

Razvojem mikroelektronike i energetske elektronike većina pogona se realizira sa izmjeničnim strojevima. Vektorska regulacija asinkronog motora osigurava visokokvalitetnu regulaciju brzine vrtnje i elektromagnetskog momenta. Uobičajeno se zahtijeva upotreba mjernog člana brzine vrtnje vektorski reguliranog asinkronog motora. U praktičnim primjenama mjerni član brzine vrtnje može uzrokovati određene probleme, posebno u agresivnom radnom okruženju. Postoji veliki broj različitih struktura vektorskog upravljanja bez mjernog člana brzine vrtnje (uvod u 2. poglavlje). Mnoge od njih koriste naponski model asinkronog motora za procjenu brzine vrtnje ili kružne frekvencije rotora (ω_r). Međutim, upotrebom naponskog modela asinkronog motora mogu se pojaviti problemi stabilnosti sustava pod utjecajem otpora statora ili čak sustav može postati nestabilan pri nižim brzinama vrtnje.

U ovom poglavlju je predstavljen sustav vektorskog upravljanja asinkronim motorom bez mjernog člana brzine vrtnje koji se zasniva na teoriji observera i teoriji adaptivne regulacije. Predloženi sustav sadrži procjenu brzine vrtnje rotora koristeći se q -komponentom ulančenog magnetskog toka rotora i identifikaciju otpora statora koristeći se d -komponentom magnetskog toka rotora [32]. Na ovaj način se izbjegavaju problemi koji nastupaju primjenom samo naponskog modela motora. U ovom radu se predlaže nova metoda vektorske regulacije bez mjernog člana brzine vrtnje koja se zasniva na observeru ulančenog magnetskog toka statora i rotora i adaptivnoj regulaciji. Koristi se činjenica da q -komponenta ulančenog magnetskog toka rotora konvergira prema nuli tijekom regulacije brzine vrtnje i njene procjene. Da bi se riješio problem procjene ulančenog magnetskog toka statora zasnovan na naponskom modelu asinkronog motora primjenjuje se model observera magnetskog toka statora [32]. Predloženi model je konstruiran u d, q koordinatnom sustavu, te su stoga svi magnetski tokovi (dobiveni i iz naponskog i iz strujnog modela) istosmjerne veličine koje su pogodne za regulaciju. Stabilnost sustava je, također, moguće analizirati.

Strukturna blokovska shema predloženog sustava prikazana je na slici 6.5.



Slika 6.5. Strukturna blokovska shema predloženog sustava vektorske regulacije asinkronog motora bez mjernog člana brzine vrtnje

Predložen je vrlo jednostavan identifikacijski algoritam otpora statora koji koristi pogrešku tijekom procjene ulančenog magnetskog toka rotora. Koristeći se ovom identifikacijom elektromagnetski moment konvergira prema zadanom uprkos promjenama otpora statora [32].

Matematički opis predloženog sustava

Asinkroni motor se može opisati sljedećim jednadžbama u d, q koordinatnom sustavu [32]:

- naponski model (slika 6.3.)

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rq}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \psi_{rq}, \quad (6.7)$$

$$u_{sq} = \omega_s \sigma L_s i_{sd} + R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \psi_{rd} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rq}}{dt}. \quad (6.8)$$

- strujni model (slika 6.4.)

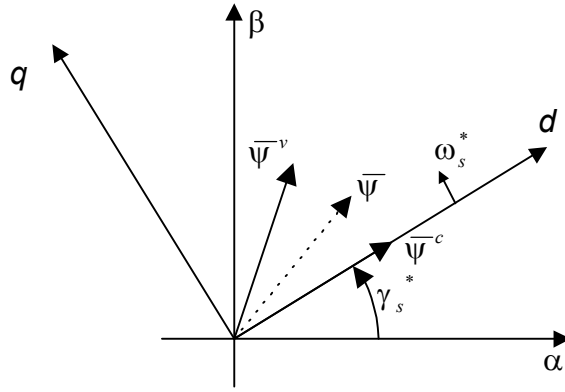
$$0 = -\frac{1}{T_r} L_m i_{sd} + \frac{\psi_{rd}}{T_r} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \psi_{rq}, \quad (6.9)$$

$$0 = -\frac{1}{T_r} L_m i_{sq} + (\omega_s - \omega) \psi_{rd} + \frac{\psi_{rq}}{T_r} + \frac{d\psi_{rq}}{dt}, \quad (6.10)$$

pri čemu je $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ i $T_r = \frac{L_r}{R_r}$.

Postoje dvije osnovne metode koje koriste naponski ili strujni model za proračun ulančenog magnetskog toka rotora. U gornjim jednadžbama je izabrana sinkrona kutna brzina kao brzina d, q koordinatnog sustava. Kod konvencionalne MRAS metode se uobičajeno za brzinu vrtnje koordinatnog sustava koristi brzina vrtnje nula (α , β koordinatni sustav). S druge strane, d, q koordinatni sustav se uobičajeno koristi kada se računa ulančeni magnetski tok rotora iz strujnog modela kod vektorske regulacije asinkronog motora.

Položaj vektora ulančenog magnetskog toka rotora dobiven iz strujnog i naponskog modela i stvarni položaj magnetskog toka rotora prikazani su na slici 6.6.



Slika 6.6. Vektor ulančenog magnetskog toka rotora; $\bar{\Psi}$ je stvarni vektor, $\bar{\Psi}^v$ je vektor dobiven iz naponskog modela, $\bar{\Psi}^c$ je vektor dobiven iz strujnog modela

Iz jednađbi (6.7) i (6.8) može se napisati [32]:

$$\frac{d\Psi_{rd}^v}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left\{ u_{sd} - R_s i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \omega_s^* \sigma L_s i_{sq} \right\} + \omega_s^* \Psi_{rq}^v, \quad (6.11)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}^v}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left\{ u_{sq} - R_s i_{sq} - \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_s^* \sigma L_s i_{sd} \right\} - \omega_s^* \Psi_{rd}^v. \quad (6.12)$$

d - os koordinatnog sustava se postavlja na vektor $\bar{\Psi}^c$ koji je dobiven iz strujnog modela. Zbog toga se može napisati sljedeća jednađba:

$$\Psi_{rq}^c = 0. \quad (6.13)$$

U ovom slučaju d - komponenta magnetskog toka rotora Ψ_{rd}^c i kutna brzina vrtnje d, q koordinatnog sustava ω_s^* se mogu računati iz jednađbi (6.9) i (6.10):

$$\frac{d\Psi_{rd}^c}{dt} = -\frac{1}{T_r^*} \Psi_{rd}^c + \frac{L_m}{T_r^*} i_{sd}, \quad (6.14)$$

$$\frac{d\gamma_s^*}{dt} = \omega_s^* = \hat{\omega} + \frac{L_m}{T_r^* \Psi_{rd}^c} i_{sq}, \quad (6.15)$$

pri čemu je $\hat{\omega}$ procjenjena brzina vrtnje rotora, a ‘*’ označava referentnu varijablu. S obzirom da postoji pogreška kod procjenjene brzine vrtnje $\hat{\omega}$ i zadane vremenske konstante T_r^* , onda niti dobiveni kut γ_s^* nije stvarni kut. Ovo je zajednički problem svih sustava vektorske regulacije. Međutim, jednađba (6.13) se može smatrati zadovoljenom bez obzira što stvarna q - komponenta magnetskog toka rotora neće biti jednaka nuli kada postoji pogreška kod $\hat{\omega}$ i T_r^* .

Pretpostavlja se da je regulacija struje idealna, te se stoga trenutne vrijednosti i_{sd} i i_{sq} u jednadžbama (6.14) i (6.15) mogu zamijeniti referentnim i_{sd}^* i i_{sq}^* . S obzirom da je referentna komponenta i_{sd}^* koja je odgovorna za magnetiziranje konstantna, jednadžbe (6.14) i (6.15) se mogu napisati kao:

$$\Psi_{rd}^c = L_m i_{sd}^*, \quad (6.16)$$

$$\frac{d\gamma_s^*}{dt} = \omega_s^* = \hat{\omega} + \frac{i_{sq}^*}{T_r^* i_{sd}^*}. \quad (6.17)$$

Da bi se izračunale komponente ulančenog magnetskog toka rotora iz jednadžbi (6.11) i (6.12) neophodno je primijeniti postupak integracije. Međutim, glavni problem je stabilnost sustava tijekom procesa integracije zbog variranja parametara motora. Da bi se ovaj problem riješio, naponski model stroja se modificira pomoću strujnog modela sa točke gledišta teorije observera (detaljnije opisano u poglavlju 6.1) na sljedeći način:

$$\frac{d\Psi_{rd}^v}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left\{ u_{sd}^* - R_s^* i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \omega_s^* \sigma L_s i_{sq} \right\} + \omega_s^* \Psi_{rq}^v + \frac{\Psi_{rd}^c - \Psi_{rd}^v}{T_c}, \quad (6.18)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}^v}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left\{ u_{sq}^* - R_s^* i_{sq} - \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_s^* \sigma L_s i_{sd} \right\} - \omega_s^* \Psi_{rd}^v + \frac{\Psi_{rq}^c - \Psi_{rq}^v}{T_c}, \quad (6.19)$$

pri čemu je T_c recipročna vrijednost pojačanja observera magnetskog toka rotora ($\frac{1}{T_c} = \mathbf{K}$, jednadžba 6.4).

Naponi i struje se iz trofaznog koordinatnog sustava transformiraju u d, q koordinatni sustav pomoću kuta γ_s^* .

Jednadžbe koje povezuju ulančeni magnetski tok statora i rotora se mogu napisati u obliku:

$$\Psi_{rd}^v = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{sd}^v - \sigma L_s i_{sd}), \quad (6.20)$$

$$\Psi_{rq}^v = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{sq}^v - \sigma L_s i_{sq}). \quad (6.21)$$

Da bi se izbjeglo deriviranje komponenta vektora struje statora u jednadžbama (6.18) i (6.19), komponente vektora ulančenog magnetskog toka rotora se zamjenjuju komponentama ulančenog magnetskog toka statora prema jednadžbama (6.20) i (6.21). Koristeći se jednadžbama (6.13) i (6.16) jednadžbe (6.18) i (6.19) se mogu napisati u sljedećem obliku:

$$\frac{d\Psi_{sd}^v}{dt} = u_{sd}^* + \left(\frac{\sigma L_s}{T_c} - R_s^* \right) i_{sd} - \frac{\Psi_{sd}^v}{T_c} + \omega_s^* \Psi_{sq}^v + \frac{L_m^2}{T_c L_r} i_{sd}^*, \quad (6.22)$$

$$\frac{d\psi_{sq}^v}{dt} = u_{sq}^* + \left(\frac{\sigma L_s}{T_c} - R_s^* \right) i_{sq} - \omega_s^* \psi_{sd}^v - \frac{\psi_{sq}^v}{T_c}. \quad (6.23)$$

Procjenjena q - komponenta ulančenog magnetskog toka rotora ψ_{rq}^v trebala bi biti nula zbog toga što je $\psi_{rq}^c = 0$, ukoliko je procjena brzine vrtnje zadovoljavajuća. Zbog toga se procjena brzine vrtnje može izvršiti pomoću sljedeće jednadžbe [32]:

$$\hat{\omega} = K_\omega \left(1 + \frac{1}{T_\omega p} \right) \psi_{rq}^v, \quad (6.24)$$

koja, u biti, predstavlja PI regulator koji na ulazu ima ψ_{rq}^v , a izlaz je procjenjena brzina vrtnje $\hat{\omega}$. K_ω je pojačanje PI regulatora, a T_ω je vremenska konstanta PI regulatora brzine vrtnje.

Ovaj predloženi postupak procjene je jednostavniji od uobičajenog MRAS postupka jer je predloženi sustav konstruiran u sinkrono rotirajućem d, q koordinatnom sustavu i korišten je vrlo jednostavan model zasnovan na jednadžbama (6.16) i (6.17) i za procjenu brzine vrtnje i za vektorsku regulaciju. Osim toga, nije korišten visokopropusni filter koji se koristi kod uobičajenog MRAS postupka, a koji može prouzrokovati određene probleme [32].

Postupak identifikacije otpora statora

Otpor statora utječe na procjenu brzine vrtnje tijekom proračuna komponenti ulančenog magnetskog toka statora. Također, otpor statora ima veliki utjecaj na stabilnost regulacijskog sustava. Njegova stvarna vrijednost se mijenja sa promjenom unutarnje temperature asinkronog motora, pa je potrebno poznavati točan iznos otpora statora ukoliko se žele dobiti zadovoljavajući pokazatelji kvalitete regulacije brzine vrtnje.

Budući da se q - komponenta procjenjenog magnetskog toka rotora ψ_{rq}^v koristi za procjenu brzine vrtnje i s obzirom da se ona nalazi na ulazu PI regulatora ona će konvergirati prema nuli. Pogreška u d - komponenti ulančenog magnetskog toka rotora između naponskog i strujnog (referentnog) modela se može razmatrati sa ciljem identifikacije otpora statora. Budući da su promjene otpora statora spore, d - komponenta procjenjenog magnetskog toka rotora pod utjecajem otpora statora se može analizirati u stacionarnom stanju ($\psi_{rq}^v = 0$). Iz jednadžbe (6.19), izjednačavajući vremenske derivacije s nulom, ψ_{rd}^v se može napisati kao [32]:

$$\psi_{rd}^v = \frac{L_r}{L_m \omega_s^*} \left[u_{sq}^* - (R_s + \Delta R_s^*) i_{sq} - \omega_s^* \sigma L_s i_{sd} \right], \quad (6.25)$$

pri čemu je R_s trenutna vrijednost otpora statora, R_s^* je procjenjeni iznos otpora statora, a ΔR_s^* je razlika između R_s i R_s^* . Pod istim uvjetima pod kojima je dobivena jednadžba (6.25), d - komponenta ulančenog magnetskog toka rotora se može dobiti iz jednadžbe (6.8):

$$\Psi_{rd} = \frac{L_r}{L_m \omega_s^*} [u_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_s^* \sigma L_s i_{sd}]. \quad (6.26)$$

Komponeta vektora magnetskog toka rotora Ψ_{rd} se definira u istom koordinatnom sustavu kao i upravljačke varijable, tj. u d, q koordinatnom sustavu. Budući da je razlika između u_{sq} i u_{sq}^* vrlo mala, a i član $\omega_s^* \sigma L_s i_{sd}$ je malog iznosa posebno pri nižim brzinama vrtnje, razlika u jednadžbama (6.25) i (6.26) se pojavljuje, prvenstveno, zbog člana ΔR_s^* [32]. Zbog toga se može napisati sljedeća jednadžba:

$$\Psi_{rd}^v - \Psi_{rd}^c = -\frac{L_r}{L_m} \Delta R_s^* i_{sq}. \quad (6.27)$$

U našem slučaju se Ψ_{rd} zamjenjuje sa Ψ_{rd}^c , jer se ove dvije komponente vektora magnetskog toka rotora ne razlikuju kada je procjena brzine vrtnje zadovoljavajuća. Zbog toga se jednadžba za identifikaciju otpora statora može napisati u obliku:

$$\frac{dR_s^*}{dt} = \text{sign}(\omega_s^{**}) \mu (\Psi_{rd}^v - \Psi_{rd}^c), \quad (6.28)$$

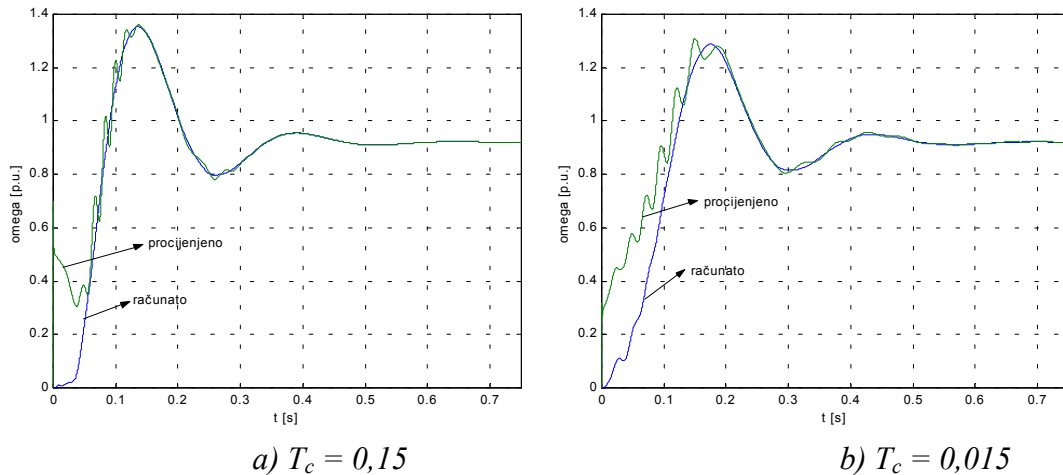
pri čemu je μ identifikacijsko pojačanje, koje je pozitivan broj. U motorskom režimu rada član ω_s^{**} je pozitivan, te je Ψ_{rd}^v manje od Ψ_{rd}^c ako je $\Delta R_s^* > 0$. U generatorskom režimu rada, član ω_s^{**} je negativan, pa je Ψ_{rd}^v veće od Ψ_{rd}^c ako je $\Delta R_s^* > 0$.

Identifikacija otpora statora i procjena brzine vrtnje se odvijaju istovremeno u svakom koraku izvršavanja simulacijskog programa.

6.3. Analiza rezultata procjene brzine vrtnje, otpora statora i vektora ulančenog magnetskog toka rotora

Kao ulazni parametri simulacijskog programa moraju se zadati parametri motora (u našem slučaju to su parametri laboratorijskog modela asinkronog motora 5ABZ-90L-4) i upravljačke veličine ω^* (određuje stacionarnu vrijednost brzine vrtnje) i i_{sd}^* (d-komponenta vektora struje statora, odgovorna za magnetiziranje stroja). Ispravno procjenjeni omski otpor statora je važan za stabilnost sustava, točnost procjene brzine vrtnje i točnost procjene ulančenog magnetskog toka rotora jer je to ulazna veličina estimatora brzine vrtnje i estimatora magnetskog toka rotora (slika 6.5). Uvrštavanjem različitih iznosa parametra μ u simulacijski program, pokazalo se da se najbrža identifikacija omskog otpora statora postiže za $\mu = 2,0$.

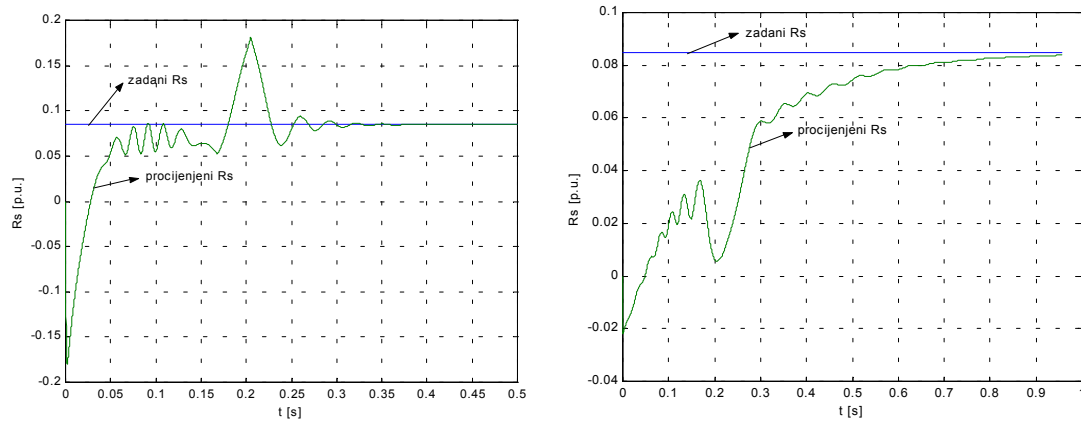
Na slici 6.7. je prikazan zalet nazivno opterećenog asinkronog motora. Identifikacija omskog otpora statora koja je prikazana na slici 6.8.



a) $T_c = 0,15$

b) $T_c = 0,015$

Slika 6.7. Proračunata i procijenjena vremenska promjena brzine vrtnje vektorski reguliranog asinkronog motora ($\omega^* = 0,92$; $i_{sd}^* = 0,332$)



a) $T_c = 0,15$

b) $T_c = 0,015$

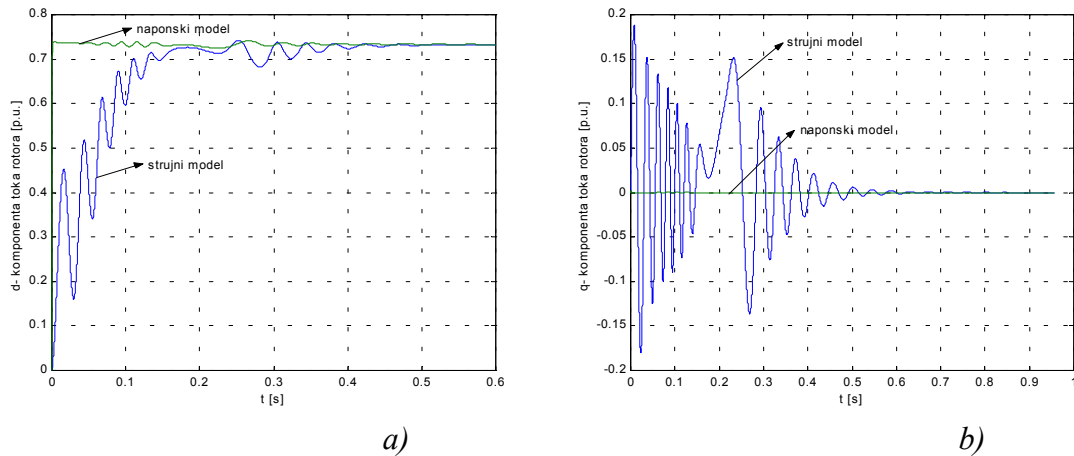
Slika 6.8. Zadani i procijenjeni omski otpor statora tijekom zaleta nazivno opterećenog asinkronog motora ($\omega^* = 0,92$; $i_{sd}^* = 0,332$)

Tijekom procesa zaleta sve do trenutka $t = 0,05$ s procijenjeni iznos omskog otpora statora je manji od 70 % zadanog iznosa, pa je, prema tome, i procjena brzine vrtnje i procjena komponenta vektora magnetskog toka rotora loša (slike 6.7. i 6.9.).

Konstante PI regulatora birane su metodom pokušaja [14] i one iznose: $K_1=50$; $K_2=3$, $K_3=300$; $T_1=1,5$; $T_2=8,8$; $T_\omega=0,5$. Ove konstante su odgovorne za dinamiku prijelaznog procesa procjenjene brzine vrtnje.

Ukoliko je recipročna vrijednost pojačanja observera $T_c > 1$, sustav je nestabilan. Kao što se vidi na slikama 6.7. i 6.8. zalet je brži i manje oscilatoran ukoliko je $T_c = 0,15$. Optimalni iznos recipročne vrijednosti pojačanja observera T_c odabran je metodom pokušaja.

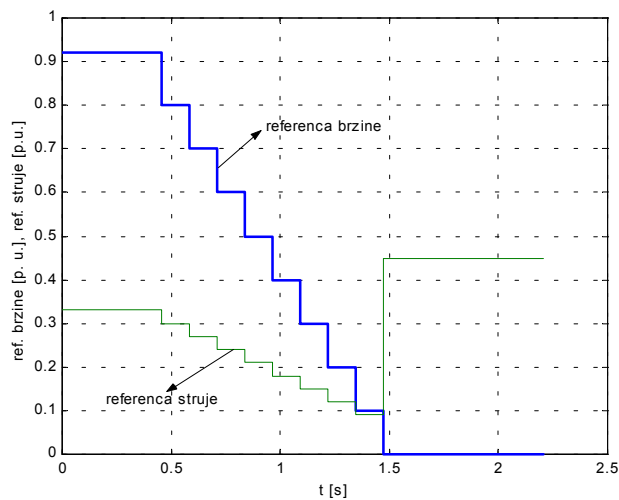
S obzirom da se sustav regulacije brzine vrtnje asinkronog motora zasniva na usporedbi odgovarajućih komponenti ulančenog magnetskog toka rotora iz strujnog i naponskog modela (jednadžbe 6.16 i 6.17), na slici 6.9. prikazane su njihove vremenske promjene tijekom zaleta nazivno opterećenog asinkronog motora ($T_c = 0,15$).



Slika 6.9. Procjenjene komponente vektora magnetskog toka rotora u d- osi (ψ_{rd}^c i ψ_{rd}^v) (a) i q- osi (ψ_{rq}^c i ψ_{rq}^v) (b), dobivene iz strujnog i naponskog modela ($T_c = 0,15$)

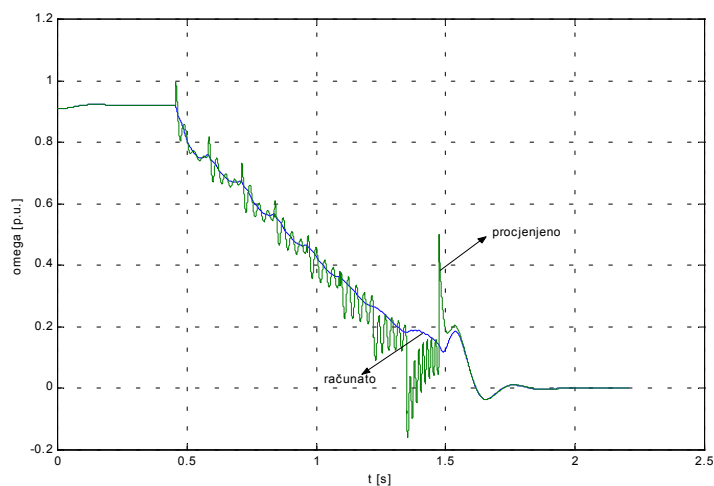
Na slici 6.9. se vidi da u relativno kratkom vremenu sustav brzo izregulira razliku između strujnog i naponskog modela, pa je regulacija zadovoljavajuća.

Tijekom procesa kočenja asinkronog motora u simulacijskom programu se pokazalo da se reference brzine ω^* i d- komponente struje statora i_{sd}^* moraju mijenjati postupno. Jedan od mogućih načina kočenja nazivno opterećenog asinkronog motora, vodeći računa da vrijeme kočenja ne bude predugo, prikazan je na slici 6.10.



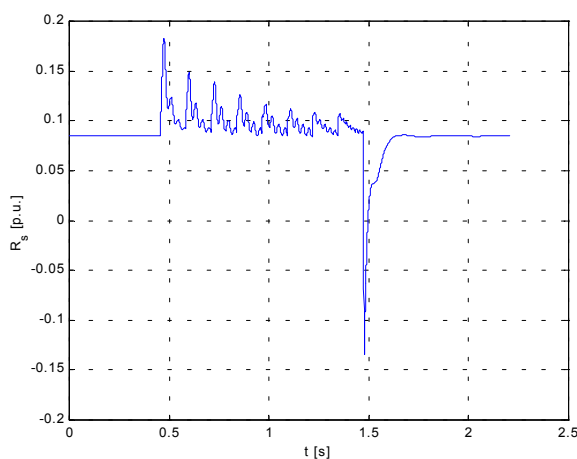
Slika 6.10. Promjena referenci brzine vrtnje (ω^*) i d- komponente vektora struje statora (i_{sd}^*) tijekom procesa kočenja nazivno opterećenog asinkronog motora

Stvarna i procjenjena brzina vrtnje tijekom procesa kočenja nazivno opterećenog asinkronog motora prikazane su na slici 6.11.



Slika 6.11. Proračunata i procjenjena vremenska promjena brzine vrtnje nazivno opterećenog asinkronog motora tijekom procesa kočenja

Identifikacija otpora statora tijekom procesa kočenja nazivno opterećenog asinkronog motora prikazana je na slici 6.8. (zadani R_s je 0,0848 p.u.).



Slika 6.12. Procjenjeni omski otpor statora tijekom procesa kočenja nazivno opterećenog asinkronog motora (zadani R_s je 0,0848 p.u.)

S obzirom da je sustav vektorske regulacije prikazan na slici 6.5. zasnovan na ulančenom magnetskom toku rotora, pojavljuju se problemi pri nižim brzinama, tj. pri nižim frekvencijama statora. Odstupanje procjenjene brzine vrtnje od proračunate iz matematičkog modela (slika 6.11.) je to veće što su brzine vrtnje niže. Za brzine vrtnje niže od 0,1 p.u. (za frekvencije napona statora manje od 5 Hz) odstupanje referentne od procjenjene brzine je značajno. Dakle, pri nižim brzinama vrtnje potrebna su daljnja istraživanja.

7. ZAKLJUČAK

U ovom radu su analizirane strukture vektorskog upravljanja asinkronim motorom koje se zasnivaju na ulančenom magnetskom toku statora i ulančenom magnetskom toku rotora. Razvijen je simulacijski program za analizu svakog od njih.

Analiziran je utjecaj pogreške procjene rasipnih induktiviteta i međuinduktiviteta asinkronog motora na statičko i dinamičko vladanje sustava vektorskog upravljanja. Može se reći da je struktura vektorskog upravljanja zasnovana na ulančenom magnetskom toku statora superiorna spram strukture zasnovane na ulančenom magnetskom toku rotora pri višim brzinama vrtnje zbog neosjetljivosti s obzirom na pogreške procjene parametara motora. Usporediva je s njom ukoliko ova pogreška ne postoji. Pogreške procjene pojedinih parametara mogu dovesti i do nestabilnosti regulacijskog sustava.

Za proračun statičkih karakteristika asinkronog motora uz konstantan ulančeni magnetski tok statora i rotora primjenjuju se odgovarajući matematički postupci koji uzimaju u obzir efekt zasićenja u željezu. Na temelju ovih statičkih karakteristika vrši se proračun upravljačkih karakteristika, tj. proračunava se koliki treba biti iznos napona statora za pojedini režim rada, frekvenciju statora i opterećenje. Verifikacija metode proračuna obavljena je na laboratorijskom modelu pogona pri konstantnom ulančenom toku statora u literaturi [12]. Može se zaključiti da je uzimanje u obzir efekta zasićenja u željezu važno za točan proračun kako statičkih, tako i dinamičkih režima rada asinkronog motora. Utjecaj zasićenja rasipnih magnetskih putova na karakteristike asinkronog motora javlja se u režimima rada s povećanim strujama motora (npr. za vrijeme zaleta asinkronog motora u nereguliranim pogonim), a utjecaj zasićenja glavnog magnetskog kruga u režimima rada s povećanim glavnim magnetskim tokom (npr. pri nižim frekvencijama napona napajanja asinkronog motora u reguliranim pogonima).

Laboratorijska mjerenja su obavljena u otvorenom regulacijskom krugu. Postupak procjene komponenata vektora magnetskih tokova statora i rotora, elektromagnetskog momenta i snage u zatvorenom krugu je, zapravo, isti. Kod postupka digitalne procjene varijabli stanja koriste se naponi i struje statora snimljeni upotrebom A/D pretvarača. Ovi signali se, nadalje, digitalno filtriraju sa ciljem odstranjivanja šuma i parazitnih efekata. Usporedbom različitih vrsta digitalnih filtera došlo se do zaključka da je eliptički filter zadovoljavajućih karakteristika za filtriranje faznih napona i struja asinkronog motora. Nakon filtriranja, potrebno je ovako dobivene signale numerički integrirati. Da bi taj postupak bio izvediv napravljen je programski algoritam u C jeziku za numeričku integraciju digitalno snimljenih napona i struja statora. Pokazalo se da odabir metode numeričke integracije ne utječe bitno na procjenjene varijable stanja. Može se zaključiti da digitalni filteri implementirani u programskom paketu MATLAB pružaju široke mogućnosti kreiranja vlastitih digitalnih filtera koje je moguće vrlo jednostavno primijeniti s obzirom na specifične pogonske uvjete. Digitalni filteri unose izvjestan fazni pomak, koji svakako treba uzeti u obzir u zatvorenim regulacijskim sustavima, a osim toga postoji i prijelazni proces filtriranja koji traje određeno vrijeme. Fazni pomak, ovisno o tome koji je digitalni filter primijenjen, u frekvencijskom području od 0 do 50 Hz iznosi od $0 - 32,2^\circ$. Ako se asinkroni motor napaja iz pretvarača frekvencije s PWM modulacijom, pri frekvencijama napona napajanja do 3 Hz, tada predloženi digitalni postupak procjene varijabli stanja zahtjeva upotrebu A/D pretvarača s maksimalnom frekvencijom uzorkovanja većom od 250 kHz. Da bi se izbjegao rad s ovako velikom frekvencijom

uzorkovanja, komponente vektora napona statora su filtrirane analognim filterom drugog reda. Daljnji postupak digitalne procjene varijabli stanja je isti kao i za frekvencije napona napajanja koje su veće od 3 Hz.

Kod postupka analogne procjene, koji je već uspješno primijenjen u literaturi [27] procjenjene su istovrsne fizikalne veličine kao i u postupku digitalne procjene, s tim da je za filtriranje faznih napona statora primijenjen analogni filter drugog reda koji u frekvencijskom području od 0 do 50 Hz unosi fazni pomak približno jednak nuli. Ipak, vrijeme trajanja prijelaznog procesa korištenog analognog filtera drugog reda je veće od vremena trajanja prijelaznog procesa korištenog digitalnog eliptičkog filtera.

Može se zaključiti da je analogni postupak procjene varijabli stanja asinkronog motora preporučljiv samo za stacionarne režime rada i za frekvencije osnovnog harmonika napona napajanja koje su manje od 10 Hz. S obzirom da sustavi vektorskog upravljanja asinkronim motorom podrazumjevaju i dinamičke režime rada, procjene varijabli stanja bi bilo bolje obavljati postupcima digitalne obrade signala. Potreba za procjenjivanjem varijabli stanja pri nižim frekvencijama napona napajanja, ovim postupkom, može se riješiti na način da se komponente vektora napona statora filtriraju analognim filterom, a zatim digitalno integriraju, zbrajaju, oduzimaju i množe.

S obzirom da su laboratorijska mjerenja provedena u stacionarnim stanjima motora, pri dinamičkim režimima rada bilo bi potrebno poznavati i način promjene omskog otpora statora i rotora koji mogu značajno varirati.

U radu je prikazana jedna od struktura vektorskog upravljanja asinkronim motorom bez mjernog člana brzine vrtnje zasnovana na teoriji adaptivne regulacije uz istovremenu identifikaciju omskog otpora statora. Ovakav regulacijski sustav je moguće implementirati u digitalni signal procesor (DSP). U radu je napravljen odgovarajući simulacijski program. Može se zaključiti da se procjenjena brzina vrtnje dobro slaže sa proračunatom. Točnost procjene je nešto lošija pri nižim brzinama vrtnje, odnosno pri nižim frekvencijama napona napajanja (približno ispod 5 Hz), što znači da su potrebna daljnja istraživanja. Dakle, eliminacija mjernog člana brzine vrtnje je moguća, a to može snačajno smanjiti cijenu realizacije upravljačke strukture s obzirom da tržišne cijene integriranih signal procesora padaju.

8. DODACI

D1. Podaci asinkronog motora 5ABZ-90L-4

Podaci laboratorijskog modela asinkronog kaveznog motora 5ABZ-90L-4 su sljedeći: 1,5 kW, 380 V, spoj zvijezda, 3,81 A, 1391 r/min, $P_0 = 221$ W, $P_{\text{omeh}} = 28$ W, $I_0 = 2,54$ A.

Izabrane bazne vrijednosti parametara motora su: $U_b = 311$ V, $I_b = 5,39$ A, $\omega_b = 314$ 1/s, $P_b = 2514,4$ VA, $Z_b = R_b = X_b = 57,7$ Ω , $L_b = 0,1838$ H, $\Psi_b = 0,99$ Vs, $T_b = 0,003185$ s i $M_b = 16$ Nm.

Apsolutne i relativne vrijednosti parametara motora prikazani su u tablici 1.

apsolutno	relativno	napomena
$R_s = 4,293$ Ω	0,0744	pri 20 °C
$R_r = 3,866$ Ω	0,0670	pri 20 °C
$X_m = 127,4$ Ω	$L_m = 2,208$	
$X_{sl} = 5,725$ Ω	$L_{sl} = 0,0992$	
$X_{sln} = 3,429$ Ω	$L_{sln} = 0,0563$	
$X_{sl}(z) = 2,296$ Ω	$L_{sl}(z) = 0,0398$	
$X_s = 133,13$ Ω	$L_s = 2,3072$	$L_s = L_m + L_{sl}$
$X_{rl} = 6,861$ Ω	$L_{rl} = 0,1189$	
$X_{rln} = 2,504$ Ω	$L_{rln} = 0,0434$	
$X_{rl}(z) = 4,356$ Ω	$L_{rl}(z) = 0,0755$	
$X_r = 134,26$ Ω	$L_r = 2,3269$	$L_r = L_m + L_{rl}$
$\sigma = 0,092$		
$J = 0,035$ kgm ²	$T_{mv} = 11$	
$M_n = 10,5$ Nm	$M_b = 0,65$	

Tablica D1.1. Parametri asinkronog kaveznog motora 5ABZ-90L-4

D2. Podaci pretvarača frekvencije „PIV electronics”

Ulazni napon:	380 – 440 V
Izlazni napon:	0 – 380/440 V
Nazivna ulazna struja:	3,6 A
Nazivna izlazna struja:	4,0 A
Maksimalna izlazna struja:	6,0 A (oko 30 s)
Faktor snage:	0,95
Maksimalna snaga pri zakočenom motoru:	1,5 kW
Frekvencijsko područje:	0 – 150 Hz
Vrijeme ubrzavanja:	0,5 – 50 s za 0 – 50 Hz (podesivo)
Vrijeme kočenja:	1,5 – 150 s za 0 – 50 Hz (podesivo)
Prekidačka frekvencija:	3,2 kHz (utvrđena mjerenjem izlaznog napona)
Dimenzije:	400 mm X 220 mm X 172 mm
Masa:	6,5 kg
God. proizvodnje:	1991.
Zemlja porijekla:	Nizozemska

D3. Tehnički podaci LEM – ovih modula za mjerenje napona i struje

1. Naponski modul LV 200 – AW/2/800

Električki podaci

Nazivni primarni napon U_N :	± 800 V
Nazivna struja	: 10 mA
Mjerni opseg	: ± 1200 V
Prijenosni omjer	: 8:1 (100 V na primaru za 10 mA mjerne struje)
Mjerna struja	: - nazivno 80 mA za 800 V - maksimalno 120 mA za 1200 V
Točnost (-25°C do +70°C):	± 12 V (1,5 % od U_N) uključujući: - offset struja na primaru = 0: ispod $\pm 0,5$ mA - drift sa temperaturom: beznačajan do $10^{-4} \times I_N / ^\circ\text{C}$ - linearnost: bolja od 0,1 % od I_N
Vrijeme odziva	: ispod 70 μs (14 kHz)
Primarni krug:	
Unutarnji otpor	: 80 k Ω (snaga 8 VA)

Sekundarni krug

Unutarnji otpor	: 40 k Ω (unutarnji pad napona: 3,2 V/10mA primarne struje)
Napon napajanja	: ± 15 do 24 V ($\pm 10\%$)
Strujni odvod	: 30 mA (bez struje opterećenja) + I_m (mjerna struja)

Opći podaci

Radna temperatura	: -25°C do +70°C
Spajanje	: mjereni napon se spaja između točke M i nule napona napajanja

2. Strujni modul LT 100 – S

Električki podaci

Nazivni struja I_N	: 100 A rms
Mjerni opseg	: od 0 do ± 200 A (napon napajanja + i – 12 V, maksimalni mjerni otpor 25 Ω)
Prijenosni omjer	: 1:1000
Sposobnost preopterećenja	: 200 A – 3 min/h 2000 A – 3s/h (nije mjereno)
Mjerna struja	: - nazivno 100 mA za 100 V - maksimalno 200 mA za 200 V
Točnost (0°C do +70°C)	$\pm 1\%$ od I_N) uključujući: - offset struja na primaru = 0: maksimalno $\pm 0,4$ mA - drift sa temperaturom: beznačajan do $10^{-4} \times I_N / ^\circ\text{C}$ - linearnost: bolja od 0,1 % od I_N

Vrijeme odziva : ispod 1 μ s

Sekundarni krug

Unutarnji otpor : 25 Ω
(unutarnji pad napona: 2,5 V / 100 A primarne struje)
Napon napajanja : ± 12 do 18 V ($\pm 10\%$)
Strujni odvod : 30 mA (bez struje opterećenja) + I_m (mjerna struja)

Opći podaci

Radna temperatura : 0 °C do +70 °C
Temperatura skladištenja : -25 °C do +85 °C

POPIS OZNAKA

\bar{a} -	kompleksni operator
A -	matrica sustava
$A(z)$ -	nazivnik prijenosne funkcije u z području
B -	matrica upravljanja
$B(z)$ -	brojnik prijenosne funkcije u z području
C -	matrica osmatranja
d(t) -	vektor nepoznatih ulaznih veličina
e(t) -	pogreška procjene
$F(z), F(s)$ -	prijenosna funkcija
$F_\psi(s)$ -	prijenosna funkcija PI regulatora ulančenog magnetskog toka ψ_{ds} ,
f_c -	presječna frekvencija
f_p -	specifična frekvencija
f_s -	frekvencija statora, frekvencija uzorkovanja
f_{s1} -	frekvencija osnovnog harmonika
G, H -	matrice poremećaja
i_a, i_b, i_c -	komponente vektora struje statora u a, b, c koordinatnom sustavu
I_b -	bazna struja asinkronog motora
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ -	komponente vektora struje statora u α, β koordinatnom sustavu
i_{ds}, i_{qs} -	komponente vektora struje statora u d, q koordinatnom sustavu
$\hat{i}_{ds}, \hat{i}_{qs}$ -	procjenjene komponente vektora struje statora u d, q koordinatnom sustavu
i_{ds}^*, i_{qs}^* -	refrentne komponente vektora struje statora u d, q koordinatnom sustavu na ulazu u PI regulator
I_{ds0}, I_{qs0} -	stacionarni iznosi d i q komponenti vektora struje statora
i_{dq} -	trenutna vrijednost struje na izlazu iz sklopa za raspredanje
I_{dq0} -	stacionarna vrijednost struje na izlazu iz sklopa za raspredanje
\bar{i}_s, \bar{I}_s -	vektor struje statora
\bar{i}_r, \bar{I}_r -	vektor struje rotora
\bar{i}_m, \bar{I}_m -	vektor struje magnetiziranja
j -	imaginarna jedinica
J -	moment inercije
k -	koeficijent pojačanja analognog filtera
k_{p1}, k_{p2} -	pojačanje PI regulatora
k_{i1}, k_{i2} -	integracijska konstanta PI regulatora
k_r -	koeficijent ulančenja rotora
k_s -	koeficijent ulančenja statora
k_{zm}, k_{zs}, k_{zr} -	koeficijent zasićenja u željezu glavnog magnetskog kruga i rasipnih putova statora i rotora
K_ω -	pojačanje PI regulatora brzine vrtnje
K -	pojačanje observera
$K(x)$ -	eliptički integral prve vrste
L -	induktivitet, međuintuktivitet
L_m -	međuintuktivitet namota statora i rotora
\hat{L}_m -	procjenjeni međuintuktivitet namota statora i rotora
$L_m(z)$ -	međuintuktivitet ovisan o zasićenju glavnog magnetskog kruga
L_r, L_s -	induktivitet namota rotora i statora
\hat{L}_r, \hat{L}_s -	procjenjeni induktivitet namota rotora i statora

L_{sln}, L_{rln} -	nezasitljivi dijelovi rasipnih induktiviteta statora i rotora
$L_{sl}(n), L_{rl}(n)$ -	nezasićene vrijednosti zasitljivih dijelova rasipnih induktiviteta statora i rotora
$L_{sl}(z), L_{rl}(z)$ -	zasitljivi dijelovi rasipnih induktiviteta statora i rotora
M_b -	bazni moment
m_e -	trenutna vrijednost elektromagnetskog momenta motora
M_e -	statički elektromagnetski moment
M_e^*, m_e^* -	referenca elektromagnetskog momenta
M_k -	potezni moment
M_n -	nazivni moment
M_t -	moment tereta
N -	red filtera
p -	broj pari polova
P_b -	bazna snaga motora
p_e -	trenutna vrijednost snage na stezaljkama motora
P_{meh} -	mehanički gubici asinkronog motora
P_0 -	gubici praznog hoda asinkronog motora
P_n -	nazivna snaga asinkronog motora
R_r, R_s -	omski otpori statora i rotora
R_s^* -	identificirani otpor statora
s -	klizanje, Laplaceov operator
s_n -	nazivno klizanje
s_p -	prekretno klizanje
T -	vrijeme uzorkovanja
T_c -	recipročni iznos pojačanja observera
T_m -	mehanička vremenska konstanta
T_{mv} -	vlastita mehanička vremenska konstanta
T_r, T_s -	vremenska komstanta rotora i statora
T_r', T_s' -	tranzijentna vremenska komstanta rotora i statora
T_ω -	vremenska konstanta PI regulatora brzine vrtnje
u_a, u_b, u_c -	trenutne vrijednosti faznih napona u fazama a, b, c statora
U_d -	napon istosmjernog međukruga
u_{ds}, u_{qs} -	komponente vektora napona statora u osima d i q
u_{sd}^*, u_{sq}^* -	trenutni referenti iznosi napona statora u osima d i q
u_{dr}, u_{qr} -	komponente vektora napona rotora u osima d i q
$u_{\alpha s}, u_{\beta s}$ -	komponente vektora napona rotora u osima α i β
U_s -	iznos vektora napona statora
\bar{u}_s, \bar{U}_s -	vektor napona statora
\bar{u}_i -	vektor inducirane elektromotorne sile
U_N -	nazivni napon, Jakobijan eliptičke funkcije
x -	signal u vremenskom području
$\mathbf{x}(t)$ -	vektor varijabli stanja
\bar{x} -	srednja vrijednost signala x
X^* -	Laplaceov transformat signala x
$\mathbf{y}(t)$ -	vektor izlaznih veličina
z -	operator z transformacije
$\mathbf{u}(t)$ -	vektor poznatih ulaznih veličina
γ -	električki kut između osi faze a statora i faze a rotora
γ_k -	električki kut između osi faze a statora i osi d rotirajućeg koordinatnog sustava
γ_s -	električki kut između faze a statora i osi d koordinatnog sustava koji

	rotira sinkronom kutnom brzinom
δ_1, δ_2 -	valovanje propusnog, odnosno nepropusnog pojasa
$\delta(t)$ -	Dirac-ova funkcija
ε -	parametar povezan sa valovanjem eliptičkog filtera
ν -	red harmonika
ξ -	relativni koeficijent prigušenja analognog filtera
$\bar{\psi}^c$ -	vektor magnetskog toka rotora dobiven iz strujnog modela
ψ_{sd}, ψ_{sq} -	komponente vektora $\bar{\psi}_s$ u osima d i q
ψ_{rd}, ψ_{rq} -	komponente vektora $\bar{\psi}_r$ u osima d i q
$\bar{\psi}_s, \bar{\psi}_r$ -	vektori ulančenih magnetskih tokova statora i rotora
$\bar{\psi}_{sln}$ -	vektor nezasićljivog rasipnog dijela ulačenog toka statora
$\bar{\psi}_{rln}$ -	vektor nezasićljivog rasipnog dijela ulačenog toka rotora
$\bar{\psi}_{sl}(z)$ -	vektor zasićenog rasipnog dijela ulačenog toka statora
$\bar{\psi}_{rl}(z)$ -	vektor zasićenog rasipnog dijela ulačenog toka rotora
$\bar{\psi}^v$ -	vektor magnetskog toka rotora dobiven iz naponskog modela
σ -	faktor rasipanja
σ_x^2 -	varijanca bijelog šuma
Ω -	kružna frekvencija kontinuiranog signala
ω -	kružna brzina vrtnje rotora, kružna frekvencija diskretnog signala
ω_c -	presječna kružna frekvencija
ω_n -	prirodna frekvencija analognog filtera
ω_p -	granica valovanja nepropusnog pojasa
ω_s -	kružna frekvencija statora, kružna frekvencija uzorkovanja, granica valovanja nepropusnog pojasa
ω_r -	kružna frekvencija rotora
ω_l -	granična kružna frekvencija u spektralnoj analizi
*	oznaka za referentnu varijablu, oznaka za uzorkovani signal
\wedge -	oznaka za procjenjenu, oznaka za izmjerenu varijablu
0 -	oznaka za stacionarnu vrijednost varijable

LITERATURA

Knjige i skripte

- [1] B. K. Bose: Power Electronics and Variable Frequency Drives, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, 1997.
- [2] M. Ćelić, M. Jovanović: Matematika III, Naučna knjiga Beograd, Beograd 1991.
- [3] M. Essert: Matlab, matični laboratorij, skripta Fakulteta strojarstva i brodogradnje u Zagrebu, Zagreb, 1992.
- [4] M. Essert: Osnove C/C++ programskog jezika, skripta Fakulteta strojarstva i brodogradnje u Zagrebu, Zagreb, 1991.
- [5] K. Ogata: Discrete-time control systems, Prentice-Hall Inc., New Jersey, 1995.
- [6] J. G. Proakis, D. G. Manolakis: Digital Signal Processing, Prentice-Hall Inc., New Jersey, 1996.
- [7] M. Schildt: Turbo C/C++, The Complete Reference, Mc. Grow-Hill, 1990.
- [8] M. R. Stojić: Digitalni sistemi upravljanja, Naučna knjiga Beograd, Beograd, 1989.

Doktorske disertacije, magistarski radovi i diplomski radovi

- [9] D. Filipović: Regulacijski sustav a asinkronim motorom i modulacijom vektora napona statora, Magistarski rad, Zagreb, 1992.
- [10] E. Levi: Vektorsko upravljanje asinkronim mašinama u prisustvu magnetskog zasićenja, Doktorska disertacija, Beograd, 1990.
- [11] S. Repić: Analiza karakteristika različitih struktura vektorskog upravljanja asinkronim motorom, Diplomski rad, Split, 2002.
- [12] M. Smajo: Dinamičke karakteristike elektromotornog pogona s asinkronim kavezim motorom napajanim iz indirektnog pretvarača napona i frekvencije, Doktorska disertacija, Zagreb, 1989.
- [13] M. Smajo: Statičke i dinamičke karakteristike naponom i frekvencijom upravljanoj asinkronoj kliznokolutnoj motoru napajanoj iz sinusoidalnog izvora, Magistarski rad, Zagreb, 1977.
- [14] D. Vukadinović: Analiza sustava vektorskog upravljanja asinkronim motorom, Diplomski rad, Split, 1997.
- [15] Li-Chang, Zai: Application of an Extended Kalman Filter to Induction Machine Parameter Estimation, Doctoral dissertation, The University of Wisconsin-Madison, 1987.

- [16] J. Zdenković: Vektorska regulacija asinkronog motora bez mjernog člana brzine vrtnje, Doktorska disertacija, Zagreb, 1995.

Članci i ostali radovi

- [17] Malik E. Elbuluk, M. David Kankam: Speed Sensorless Induction Motor Drives for Electrical Actuators: Schemes, Trends and Tradeoffs, NASA Technical Memorandum 107466, 2001. god.
- [18] Heath Hofmann, Seth R. Sanders, Charles R. Sullivan: Stator-Flux-Based Vector Control of Induction Machines in Magnetic Saturation, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 4, July/August 1997.
- [19] J. Holtz: Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives, IECON '93, Hawaii, 1993. god.
- [20] Internet: <file:/C:/MATLAB/help/toolbox/signal/signalto.html>, upute za korištenje MATLAB-ovih funkcija.
- [21] Patrick L. Jansen, Robert D. Lorentz, Donald W. Novotny: Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 4, July/August 1994.
- [22] Emil Levi: Impact of Iron Loss on Behavior of Vector Controlled Induction Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 6, November/December 1995.
- [23] A. T. Lipo, A. Consoli: Modeling and Simulation of Induction Motors with Saturable Leakage Reactances, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA – 20, Jan. – Feb. 1984.
- [24] Mohand A. Ouhrouche, C. Volat: Simulation of a Direct Field-Oriented Controller for an Induction Motor Using MATLAB/SIMULINK Software Package, Proceeding of the IASTED International Conference Modelling and Simulation (MS 2000), Pittsburg, Pennsylvania, USA.
- [25] Borivoje Rajković, Mate Smajo, Tomo Pokrajac: Matematički model i simulacija elektromotornog pogona s asinkronim motorom reguliranim po toku statora, Automatika 33 (3-6), str. 63-68, 1992.
- [26] M. Smajo, S. Gotovac, B. Rajković: Mjerenje elektromagnetskog momenta i snage asinkronog motora, elaborat Fakulteta elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje, Split, 1987.
- [27] M. Smajo, B. Rajković, S. Gotovac: Mjerenje i rekonstrukcija varijabli stanja elektromotornog pogona s asinkronim motorom, Zbornik radova Jurema, 1. svezak, 1987. god.
- [28] M. Smajo, B. Rajković: Proračun statičkih karakteristika asinhronog motora s uračunatim efektom zasićenja u železu, Elektrotehnika, br. 5, Vol. 33, str. 219-225, 1990.

- [29] G. C. Verghese, S. R. Sanders: Observers for Flux Estimation in Induction Machines, IEEE Trans. on Ind. Elect., Vol. 35, No. 1, Feb. 1988.
- [30] M. Smajo, D. Vukadinović: Impact of Saturation Effect in Iron on Asynchronous Motor Characteristics, Proceedings of 9th International DAAAM Symposium, pp. 449-450, Vienna, 1998.
- [31] Texas Instruments: Digital Signal Processing Solution for AC Induction Motor, Application Note BPRA043, 2001. god.
- [32] Mineo Tsuji, Shuo Chen, Katsuhiro Izumi, Eiji Yamada: A Sensorless Vector Control System for Induction Motors Using q-Axis Flux with Stator Resistance Identification, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 1, February 2001.
- [33] Xingyi Xu, Rik De Doncker, D. W. Novotny: Stator Flux Orientation of Induction Machines in the Field Weakening Region, Field Orientation and High Performance Motion Control, Summary of Publications 1981-1988, University of Wisconsin-Madison.
- [34] Xingyi Xu, Rik De Doncker, D. W. Novotny: Stator Flux Oriented Induction Machine Drive, Field Orientation and High Performance Motion Control, Summary of Publications 1981-1988, University of Wisconsin-Madison.

SAŽETAK

U radu su analizirane strukture vektorskog upravljanja asinkronim motorom zasnovane na ulančenom toku statora i ulančenom toku rotora. Za ove upravljačke strukture napravljeni su odgovarajući simulacijski programi. Uzet je u obzir utjecaj pogreške procjene induktiviteta motora.

Analiziran je utjecaj efekta zasićenja u željezu na statičke i dinamičke karakteristike asinkronog motora pri konstantnom ulančenom toku statora i konstantnom ulančenom toku rotora.

Napravljena je usporedba struktura vektorskog upravljanja asinkronim motorom zasnovanih na magnetskom toku statora i magnetskom toku rotora. Simulirane su skokovite promjene reference elektromagnetskog momenta sa utjecajem pogreške u procjeni rasipnih induktiviteta i međuinaktiviteta i bez nje.

Na laboratorijskom modelu motora u otvorenom regulacijskom krugu obavljena je procjena varijabli stanja, elektromagnetskog momenta i snage pomoću digitalno snimljenih napona i struja statora. Da bi taj postupak bio izvediv napravljen je programski algoritam u C jeziku za numeričku integraciju digitalno snimljenih napona i struja statora. Upotrebom programskog paketa MATLAB kreirani su odgovarajući digitalni filteri sa ciljem odstranjivanja šuma i parazitnih efekata. U radu se, također, nalazi i kratki pregled teorije digitalnih filtera i elemnti izbora digitalnih filtera.

Postupak procjene varijabli stanja, također, je proveden pomoću odgovarajućih analognih sklopova. Matematički postupci sumiranja, integriranja i množenja izvedeni su upotrebom sklopova s operacijskim pojačalima i analognim množačima, a analognu filtriranje faznih napona statora asinkronog motora je obavljeno analognim filterom drugog reda.

U ovom radu je pokazano da je analogni postupak procjene varijabli stanja asinkronog motora preporučljiv samo za stacionarne režime rada i za frekvencije osnovnog harmonika napona napajanja koje su manje od 10 Hz. Potreba za procjenjivanjem varijabli stanja pri nižim frekvencijama napona napajanja (kada utjecaj viših harmoničkih komponenti u naponu napajanja postaje značajan), digitalnim postupkom, može se riješiti na način da se komponente vektora napona statora filtriraju analognim filterom, a zatim digitalno integriraju, zbrajaju, oduzimaju i množe.

U šestom poglavlju je analizirana jedna od struktura vektorskog upravljanja asinkronim motorom bez mjernog člana brzine vrtnje. Predložena struktura vektorskog upravljanja se zasniva na teoriji adaptivne regulacije i teoriji observera uz istovremenu identifikaciju omskog otpora statora. Ova struktura vektorskog upravljanja se razlikuje od konvencionalne upravljačke strukture zasnovane na referentnom modelu s adaptivnim sustavom (MRAS) s obzirom na definiranje referentnog i adaptivnog sustava, te izbor brzine vrtnje koordinatnog sustava u kojem se opisuje matematički model. Kod konvencionalne regulacijske strukture zasnovane na referentnom modelu s adaptivnim sustavom se, uobičajeno, tzv. naponski model za procjenu magnetskog toka rotora koristi kao referentni model, a strujni kao adaptivni model. U ovom radu se naponski model promatrao kao adaptivni, a strujni kao referentni. U ovom radu je napravljen odgovarajući program za simulaciju zaleta i kočenja asinkronog motora sa istovremenom procjenom brzine vrtnje i identifikacijom omskog otpora statora.

SUMMARY

This paper analyses the vector control system based on rotor magnetic flux and vector control system based on stator magnetic flux. Corresponding simulation programs for these control systems has been made. Impact of errors on inductance estimation of the induction motor has been taken into account.

Impact of saturation effect in iron on induction motor static and dynamic characteristics with constant stator magnetic flux and rotor magnetic flux have analysed.

Comparison of vector control systems based on rotor magnetic flux and stator magnetic flux has been made. Step changes of electromagnetic torque reference value with and without estimation error on leakage inductance and mutual inductance has been simulated.

In laboratory model of induction motor in open loop estimation of state variable, electromagnetic torque and electrical power using sampled stator voltages and currents has been made. For this method numerical algorithm in C language has been made. Using program MATLAB corresponding digital filters has been created for noise and reactive effects elimination. There is, in this paper, a short overview of digital filter theory and base for choice of digital filters.

Also, algorithm of state variable estimation has been made using analog circuits. Mathematical proceedings (summarizing, integration and multiplication) has been made using circuits that incorporate amplifiers and analog multipliers. Analog filtering of phase voltages of stator has been made using second order analog filter.

In this paper have demonstrated that analog algorithm of state variable estimation is recommendable only for stationary states and for base harmonic frequencies in supply voltage that are less than 10 Hz. Estimation of state variable by lower frequencies (when impact of higher harmonic components in supply voltage become significant), using digital algorithm, one can to solve by filtering stator voltage components using analog filter, and thereupon that components add, subtract and multiplier.

Into six chapter have analysed some with sensorless vector control of induction motor. The proposed system is based on a flux observer and the adaptive control theory with simultaneously stator resistance identification. The proposed scheme is simpler than the conventional MRAS scheme because the proposed system is constructed in the synchronous reference frame and current model is used as a reference model and voltage model is used as an adaptive model. Conventional MRAS scheme use current model as an adaptive model and voltage model as a reference model. In this paper has been made simulation program for start and break of induction motor with simultaneously stator resistance identification.

PROCJENA VARIJABLI STANJA VEKTORSKI UPRAVLJANOG ASINKRONOG MOTORA

KLJUČNE RIJEČI

asinkroni motor, vektorska regulacija, procjena, simulacija, varijable stanja, digitalni filter, analogni filter, observer, procjena brzine vrtnje rotora

STATE VARIABLES ESTIMATION IN VECTOR CONTROLLED INDUCTION MACHINES

KEY WORDS

Induction motor, Vector control, Estimation, Simulation, State variables, Digital filter, Analog filter, Observer, Estimation of rotor velocity

ŽIVOTOPIS

Rođen sam 11.07.1973. god. u Banjaluci, gdje sam završio osnovnu školu i gimnaziju. Gimnaziju (matematičko-fizičko-računarski smjer) sam završio 1992. god.

1993. god. sam upisao Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje u Splitu, smjer Elektroenergetika. Diplomirao sam na usmjerenju Industrijska elektrotehnika i automatizacija s prosječnom ocjenom iz kolegija 4,29. Završna ocjena studija je izvrstan. Naslov teme diplomskog rada je „Analiza sustava vektorskog upravljanja asinkronim motorom”. Dobitnik sam Rektorove nagrade Sveučilišta u Splitu za izvanredne uspjehe u studiju u šk. god. 1995/96.

Od veljače 1998. god. sam zaposlen na Fakultetu elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje u Splitu kao znanstveni novak na projektu Ministarstva znanosti i tehnologije „Automatizirani pogoni s izmjeničnim strojevima”. U nastavi sam angažiran u izvođenju auditornih i laboratorijskih vježbi iz sljedećih kolegija: Regulacijska tehnika, Regulacija električnih strojeva, Laboratorij regulacije električnih strojeva i Upravljanje elektromotornim pogonima.

Od svibnja 2000. god. do veljače 2001. god. sam odslužio vojni rok u Hrvatskoj vojsci.

Do sada sam kao koautor objavio pet znanstvenih radova s međunarodnom recenzijom i jedan stručni rad.

Državljanin sam Republike Hrvatske i Bosne i Hercegovine. Nisam oženjen.