Regulacijski sustav asinkronog elektromotora

Očko, Božidar

Master's thesis / Diplomski rad

2019

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **University of Zagreb, Faculty of Mechanical Engineering and Naval Architecture / Sveučilište u Zagrebu, Fakultet strojarstva i brodogradnje**

Permanent link / Trajna poveznica: https://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:235:143774

Rights / Prava: In copyright / Zaštićeno autorskim pravom.

Download date / Datum preuzimanja: **2024-03-28**

Repository / Repozitorij:

Repository of Faculty of Mechanical Engineering and Naval Architecture University of Zagreb



SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

DIPLOMSKI RAD

Božidar Očko

Zagreb, 2019.

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

DIPLOMSKI RAD

Mentor:

Dr. sc. Danijel Pavković, dipl. ing.

Student:

Božidar Očko

Zagreb, 2019.

IZJAVA

Pod punom moralnom odgovornošću izjavljujem da sam diplomski rad na temu „Regulacijski sustav asinkronog elektromotora“ izradio samostalno koristeći se navedenom literaturom i znanjem stečenim tijekom studija.

ZAHVALA

Zahvaljujem se mentoru dr. sc. Danijelu Pavkoviću za njegovo vodstvo te na kvalitetnoj stručnoj pomoći, stalnoj potpori i razumijevanju pri izradi ovog rada.
Naposljetku bih se zahvalio svojoj obitelji, djevojci i prijateljima na strpljenju, moralnoj podršci i konstantnoj potpori koju su mi neprestano ukazali tijekom školovanja i studiranja na diplomskom studiju. Vi ste zaslužni za sve dobro što se događa u mom životu. Hvala!

Božidar Očko

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET STROJARSTVA I BRODOGRADNJE
Središnje povjerenstvo za završne i diplomske ispite
Povjerenstvo za diplomske radove studija strojarstva za smjerove:
proizvodno inženjerstvo, računalno inženjerstvo, industrijsko inženjerstvo i menadžment,
inženjerstvo materijala te mehatronika i robotika

Sveučilište u Zagrebu Fakultet strojarstva i brodogradnje	
Datum:	Prilog:
Klasa:	
Ur. broj:	

DIPLOMSKI ZADATAK

Student: **BOŽIDAR OČKO** Mat. br.: 0035199143

Naslov rada na hrvatskom jeziku: **Regulacijski sustav asinkronog elektromotora**

Naslov rada na **engleskom jeziku:** **Control system for an induction electric motor**

Opis zadatka:

Asinkroni elektromotor standardno se koristi u industrijskim elektromotornim pogonima zbog minimalnih potreba za održavanjem. Međutim, za kvalitetnu regulaciju takvih pogona potrebno je realizirati razmjerno sofisticiran sustav regulacije struje statorskog namota, što se danas standardno implementira u trofaznom pretvaraču snage (izmjenjivaču). U radu je potrebno:

1. Opisati statičke značajke asinkronog elektromotora za slučaj upravljanja naponom i frekvencijom.
2. Izvesti i opisati potpuni dinamički model u dvo-osnom rotirajućem koordinatnom sustavu (d-q). Opisati primjenu direktne i inverzne Park transformacije iz mirujućeg statorskog koordinatnog sustava u rotirajući koordinatni sustav rotora i obratno.
3. Na temelju dobivenog matematičkog modela potrebno je izgraditi odgovarajući simulacijski model asinkronog motora pogodan za ispitivanje regulacijskih algoritama.
4. Projektirati regulacijski krug struje asinkronog elektromotora i brzine vrtnje temeljem poznatog modela asinkronog stroja i primjene odgovarajućeg kriterija optimalnosti (npr. kriterija optimuma dvostrukog odnosa) te ispitati njegovu funkcionalnost u simulacijskom okruženju.

U radu je potrebno navesti korištenu literaturu i eventualno dobivenu pomoć.

Zadatak zadan: 26. rujna 2019.

Rok predaje rada: 28. studenog 2019.

Predviđeni datum obrane: 04. prosinca 2019. 05. prosinca 2019. 06. prosinca 2019.

Zadatak zadao: Danijel Pavković

prof. dr. sc. Danijel Pavković

Predsjednica Povjerenstva:

prof. dr. sc. Biserka Runje

SADRŽAJ

SADRŽAJ I

POPIS SLIKA III

POPIS TABLICA V

POPIS OZNAKA VI

SAŽETAK VIII

SUMMARY IX

1. UVOD 1

2. ASINKRONI STROJEVI 2

2.1. Osnovna obilježja i vrste asinkronih motora 3

2.1.1. Kliznokolutni asinkroni motor 5

2.1.2. Kavezni asinkroni motor 6

2.2. Osnovni podaci asinkronih strojeva 8

2.3. Načelo rada asinkronog stroja 9

2.4. Brzina vrtnje i klizanje asinkronog motora 11

2.5. Karakteristika momenta asinkronog stroja 12

2.6. Gubici u asinkronom motoru 15

2.7. Upravljanje brzinom vrtnje asinkronog motora 16

2.7.1. Upravljanje brzinom vrtnje promjenom napona i frekvencije 17

3. FREKVENCIJSKI PRETVARAČ 20

3.1. Prednosti primjene frekvencijskog pretvarača 20

3.2. Struktura i princip rada pretvarača frekvencija 21

3.2.1. Ispravljač 22

3.2.2. Istosmjerni međukrug 24

3.2.3. Izmjenjivač 24

3.2.4. Ukupna shematska struktura frekvencijskog pretvarača 26

4. PARK TRANSFORMACIJA 27

4.1. Izravna Park transformacija 28

4.2. Inverzna Park transformacija 30

5. MATEMATIČKI MODEL ASINKRONOG MOTORA U *DQ* KOORDINTNOM SUSTAVU 31

5.1. Model asinkronog motora s više pari polova 34

5.2. Određivanje modela asinkronog stroja u obliku blok sheme 35

5.3. Vektorski način upravljanja asinkronog stroja 39

5.4. Razdvajanje modela asinkronog stroja 41

6. REGULACIJA STRUJE I BRZINE ASINKRONOG MOTORA 43

6.1. Kaskadna struktura regulacije 43

6.2. Optimum dvostrukog odnosa 44

6.3. Sinteza regulatora struje asinkronog motora 45

6.4. Sinteza regulatora brzine vrtnje asinkronog motora 46

7. SIMULACIJSKI MODEL ASINKRONOG MOTORA 49

7.1. Model asinkronog stroja u *Matlab*-u 49

7.2. Model regulacije struje asinkronog stroja 50

7.2.1. Simulink model PI regulatora struje 51

7.2.2. Simulink model frekvencijskog pretvarača 52

7.3. Model kaskadne regulacije brzine asinkronog stroja 52

8. REZULTATI SIMULACIJE ASINKRONOG STROJA 54

8.1. Simulacija 1 55

8.2. Simulacija 2 57

8.3. Simulacija 3 58

9. ZAKLJUČAK 60

LITERATURA 61

PRILOZI 62

POPIS SLIKA

Slika 2.1 Trofazni asinkroni motor 2
Slika 2.2 Osnovni mehanički dijelovi asinkronog stroja 3
Slika 2.3 Detaljna spojna shema kolutnog asinkronog motora 5
Slika 2.4 Kavezni rotor asinkronog motora a) rotor, b) kavez. 6
Slika 2.5 Oblici rotorskih utora i stapova kaveznih asinkronih rotora a) uložni štap, b) i c)lijevani štap 7
Slika 2.6 Najčešći izvedbeni oblici asinkronog motora 8
Slika 2.7 Odnosi napona, struje protjecanja u vektorskom dijagramu asinkronog motora .. 10
Slika 2.8 Karakteristika momenta asinkronog stroja za jedan smjer vrtnje okretnog polja . 13
Slika 2.9 Momentna karakteristika motora i tereta 14
Slika 2.10 Utjecaj otpora rotorskog kruga na momentnu karakteristiku 15
Slika 2.11 Raspodjela gubitaka asinkronog stroja [4] 16
Slika 2.12 Promjena momentne karakteristike: a) promjenom frekvencije, b) promjenom napona 18
Slika 2.13 Promjena momentne karakteristike pomoću skalarnog upravljanja 18
Slika 2.14 Razni tipovi karakteristika kod skalarnog upravljanja 19
Slika 3.1 Struktura elektroničkog pretvarača 21
Slika 3.2 Struktura pretvaračkog sklopa 22
Slika 3.3 Shema diodnog ispravljača 23
Slika 3.4 Ulazni i izlazni oblik napona diodnog ispravljača 23
Slika 3.5 Shema i oblik napona istosmjernog međukrug 24
Slika 3.6 Shema izmjenjivača s IGBT elementima 25
Slika 3.7 Fazni oblici napona i struje na izlazu izmjenjivača 25
Slika 3.8 Shematska struktura pretvaračkog sklopa 26
Slika 4.1 Prikaz prirodnog, dvoosnog (Clarke), dvoosnog (Park) koordinatnog sustava 27
Slika 5.1 Dvofazni model asinkronog motora sa zajedničkim koordinatnim sustavom [10]33
Slika 5.2 Blok shema asinkronog motora[10] 38
Slika 5.3 Model asinkronog stroja u rotorskom koordinatnom sustavu [10] 40
Slika 5.4 Blok shema regulacije brzine vrtnje asinkronog struja u orijentaciji rotora [10].. 42
Slika 6.1 Blok shema podsustava asinkronog motora u *d* osi 45

Slika 6.2 Blok shema regulacijskog sustava asinkronog motora u q osi 47
Slika 7.1 Simulink model asinkronog stroja motora i mehaničkog djela sustava 49
Slika 7.2 Simulink model regulacije struje asinkronog stroja 50
Slika 7.3 Simulink model vremenski diskretnog PI regulatora struje 51
Slika 7.4 Simulink model frekvencijskog pretvarača 52
Slika 7.5 Simulink model vremenski diskretnog PI regulatora brzine vrtnje asinkronog stroja 52
Slika 7.6 Simulink model regulacije brzine vrtnje asinkronog stroja 53
Slika 8.1 Prikaz brzine vrtnje i magnetskog toka sustava asinkronog motora (simulacija 1) 55
Slika 8.2 Prikaz brzine vrtnje sustava asinkronog motora (simulacija 1) 56
Slika 8.3 Fazni napon i struje sustava (simulacija 1) 56
Slika 8.4 Prikaz brzine vrtnje sustava asinkronog motora (simulacija 2) 57
Slika 8.5 Prikaz struja u sustavu asinkronog motora (simulacija 2) 57
Slika 8.6 Fazni napon i struje sustava (simulacija 2) 58
Slika 8.7 Prikaz brzine vrtnje i magnetskog toka sustava asinkronog motora (simulacija 3) 58
Slika 8.8 Prikaz struja u sustavu asinkronog motora (simulacija 3) 59
Slika 8.9 Fazni napon i struje sustava (simulacija 3) 59

POPIS TABLICA

Tablica 8.1 Parametri regulatora korišteni u simulacijama 54
Tablica 8.2 Parametri asinkronog motora [17][18] 54
Tablica 8.3 Prikaz ulaznih parametara pojedinoj simulaciji 55

POPIS OZNAKA

Oznaka	Jedinica	Opis
B	T	Magnetska indukcija
$D_{2,3}$	/	Parametar karakterističnih odziva regulatora
E	V	Inducirani napon
f	Nms/rad	Koeficijent viskoznog trenja
f_n	Hz	Nazivna frekvencija mreže
F	N	Sila na vodič
i_x	A	Trenutna vrijednost struje u osi x
I_n	A	Nazivna vrijednost struje
J	kgm^2	Inercija motora
K'	/	Konstruktivna konstanta motora
K_i	/	Pojačanje PI regulatora struje
K_T	Nm/A	Momentna konstanta
K_w	/	Pojačanje PI regulatora brzine vrtnje
L	H	Induktivitet
M	H	Međuinduktivitet
M_p	Nm	Potezni moment
M_{pr}	Nm	Prekretni moment
M_t	Nm	Stacionarni moment tereta
n	min^{-1}	Trenutna brzina vrtnje motora
n_n	min^{-1}	Nazivna brzina vrtnje motora
n_s	min^{-1}	Sinkrona brzina vrtnje motora
p_p	/	Broj pari polova
P_n	kW	Nazivna snaga
R_S, R_R	Ω	Električni otpor statora / rotora
R_d	Ω	Dodatni otpor u krugu
s	/	faktor klizanja
t	s	vrijeme
t_e	Nm	Trenutna vrijednost momenta motora
t_L	Nm	Trenutna vrijednost momenta tereta
T_{ei}	s	Nadomjesna vremenska konstanta (krug struje)
T_{ew}	s	Parazitska vremenska konstanta
T_p	s	Nadomjesna vremenska konstanta (proces)
u_x	V	Trenutna vrijednost napona u x osi

U_n	V	Nazivni napon
Z	Ω	Impedancija
β	°	Kut opterećenja
η	/	Korisnost motora
θ	rad	Električni, fazni kut
θ_g	rad	Fazni kut rotacijskog koordinatnog sustava
Θ	rad	Kut rotacije između rotora i statora
φ	rad	Fazni pomak struje u odnosu na napon
τ_i	s	Integralna vremenska konstanta PI regulatora struje elektromotora
τ_w	s	Integralna vremenska konstanta PI regulatora brzine elektromotora
ψ_x	Vs	Magnetski tok u *x* osi
ω_e	rad/s	Električna kutna brzina vrtnje
ω_m	rad/s	Mehanička kutna brzina vrtnje
ω_s	rad/s	Sinkrona kutna brzina vrtnje

SAŽETAK

U ovom radu teoretski su opisani principi rada i struktura suvremenih elektromotornih pogona, koji su najčešće temeljeni na asinkronim motorima i frekvencijskim pretvaračima. Nadalje, predstavljen je dinamički model asinkronog stroja te su opisani principi transformacije koordinatnih sustava statora i rotora zbog toga jer vektorski sustav upravljanja zahtjeva uvođenje zajedničkog koordinatnog sustava pričvršćenog za rotor.

U završnom dijelu rada projektiran je regulacijski krug struje i brzine vrtnje uz primjenu kriterija optimuma dvostrukog odnosa, a rezultati simulacija prikazani su grafovima.

Ključne riječi: Asinkroni motor, Transformacija koordinatnih sustava, Regulacija struje, Regulacija brzine vrtnje, Optimum dvostrukog odnosa, PI regulator

SUMMARY

This thesis theoretically discuss the operating principles and structure of modern electric motor drives which are mostly based on induction motors and frequency converters. Furthermore, a dynamic model of an induction machine is presented, and the principles of transformation of stator and rotor coordinate systems are described since the field oriented control system requires the introduction of a common coordinate system attached to the rotor.

In the final section, a control circuit of the current and speed of rotation was designed using the criterion of the damping optimum, and the results of the simulations are presented graphicaly.

Key words: Induction motors, Transformation of coordinate systems, Current control, Rotation speed control, Damping optimum, PI controller

1. UVOD

Suvremeni elektromotorni pogoni najčešće su temeljeni na asinkronim motorima i frekvencijskim pretvaračima. U industriji su naročito zastupljeni asinkroni motori te im se u Europi udio procjenjuje na 96 % (oko 4 % otpada na istosmjerne motore), dok od svih izmjeničnih motora čak 87 % otpada na trofazne asinkrone motore. Razvojem materijala i tehnologije, asinkroni motori se danas izvode u energetski najučinkovitijim klasama IE3 i IE4. Norma IEC 60034-30 definira jedinstvene klase energetske učinkovitosti (engl. *International Energy Efficiency Class*):

- IE 1 - standardna učinkovitost (engl. *Standard Efficiency*),
- IE 2 - visoka učinkovitost (engl. *High Efficiency*),
- IE 3 - vrhunska učinkovitost (engl. *Premium Efficiency*)
- IE 4 - super vrhunska učinkovitost (engl. *Super Premium Efficiency*).

Europska unija je usvojila tzv. "*Eco design*" smjernicu koja zahtjeva upotrebu energetski učinkovitih elektromotora i energetski učinkovitih sustava za njihovo napajanje i upravljanje, odnosno frekvencijskih pretvarača. Učinkovitost frekvencijskih pretvarača i performanse algoritama upravljanja (točnost momenta, točnost estimiranog magnetskog toka, razdvajanje *dq* sustava), značajno ovise o parametrima asinkronog motora, a tu se pojavljuju problemi poput netočnih i nepotpunih podataka proizvođača te promjena parametra tijekom rada motora zbog zagrijavanja, zasićenja ili promjena radnih točaka.

U narednim poglavljima teoretski su obrađeni principi rada i struktura asinkronog motora i frekvencijskog pretvarača. Nakon toga, predstavljeni su principi transformacije koordinatnih sustava zbog potrebe za uvođenjem zajedničkog koordinatnog sustava. Nadalje, opisan je vektorski sustav upravljanja asinkronim strojem, gdje je model stroja opisan u zajedničkom koordinatnom sustavu pričvršćenim za rotor. U takvom modelu jednostavno je upravljati karakteristikom momenta i brzinom vrtnje stroja.

Također, u radu je implementiran simulacijski modela asinkronog motora u zajedničkom *dq* koordinatnom sustavu te je projektiran regulacijski krug struje i brzine vrtnje primjenom kriterija optimuma dvostrukog odnosa s ciljem stjecanja znanja za dublje proučavanje mogućnosti suvremenih elektromotornih pogona.

2. ASINKRONI STROJEVI

Asinkroni strojevi su elektromagnetski uređaji za pretvaranje električne energije u mehaničku (ili obratno) te pripadaju strojevima izmjenične struje s brzinom vrtnje rotora različitom od sinkrone brzine vrtnje i ovisnom o opterećenju. Prelazak iz motorskog u generatorski režim rada podrazumijeva zamjenu tereta sa izvorom mehaničke energije te potrebne uređaje za upravljanje i regulaciju. Dok su sinkroni strojevi uglavnom predstavnici strojeva velike snage, koji se proizvode pojedinačno i pretežno koriste kao generatori, asinkroni strojevi su u većini slučajeva malih i srednjih snaga, izrađuju se u serijskoj proizvodnji te se pretežno koriste kao motori. Pojedinačno se izvode i za veće snage, desetak MW i više te za napone i preko 15 kV. [1]



Slika 2.1 Trofazni asinkroni motor

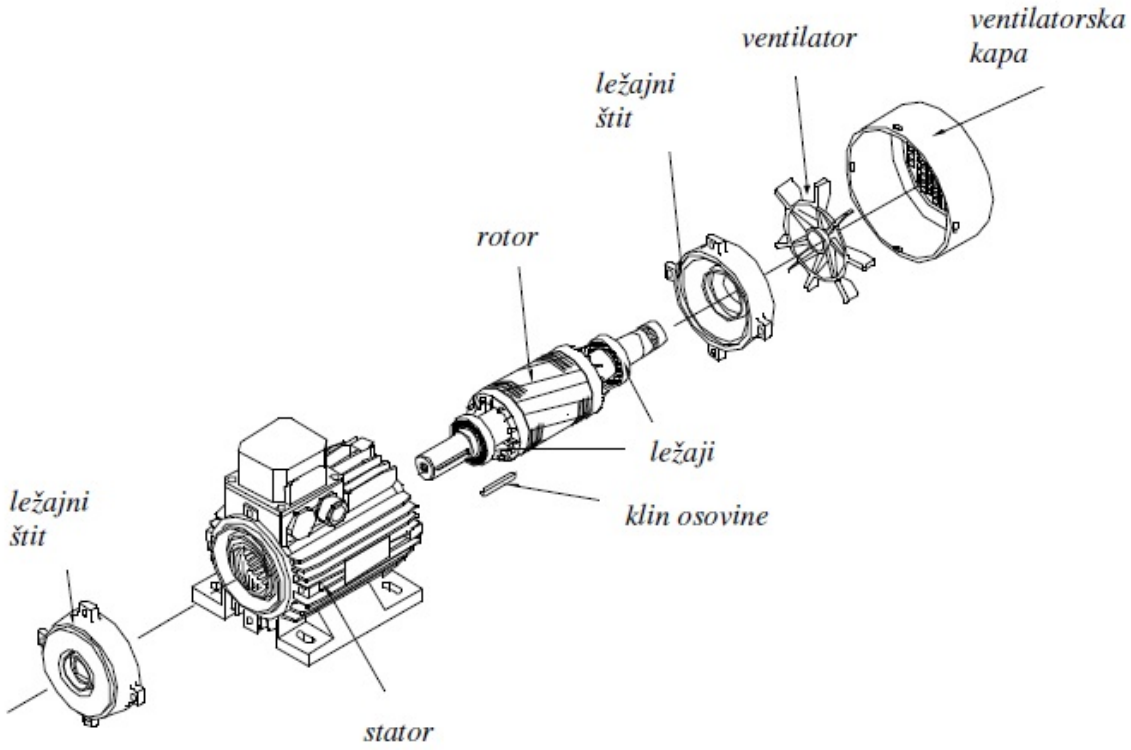
Asinkroni strojevi rijetko se koriste kao generatori zbog toga što sinkroni generatori imaju bolje performanse u području velikih snaga. Ipak, asinkroni generatori nalaze svoju primjenu na područjima gdje nije moguće koristiti sinkrone. Dobar primjer takve eksploatacije je proizvodnja električne energije pomoću energije vjetra, zbog toga što je energija vjetra varijabilna i ne dozvoljava korištenje sinkronih generatora, koji zahtijevaju konstantan i upravljiv izvor mehaničke energije.

Asinkroni generatori u takvim primjenama kao izlaz daju električnu energiju promjenjive vrijednosti napona i frekvencije, koja se pomoću uređaja energetske elektronike pretvara u električnu energiju propisane vrijednosti napona i frekvencije. Nadalje, velika prednost nad istosmjernim strojevima je odsustvo četkica, čime se omogućuje jednostavno održavanje te rad u zapaljivim i eksplozivnim okružjima. [2]

Asinkroni motori izvode se najčešće kao trofazni, iako i kao jednofazni imaju široku primjenu (pretežno malih snaga, najviše do 3 kW). Velike zasluge za razvoj asinkronog motora ima svjetski poznati izumitelj, Ličanin, Nikola Tesla. Asinkroni motor (AM) napaja se priključkom statorskog namota na vanjski izvor (mrežu) dok se u rotorskom namotu inducira napon putem elektromagnetske indukcije. Zbog toga se takvi motori nerijetko nazivaju i indukcijski motori. [1]

2.1. Osnovna obilježja i vrste asinkronih motora

Za pretvorbu energije u električnom stroju potrebno relativno gibanje vodiča, kojim protječe električna struja, prema magnetskom polju. Stoga stroj uvijek ima jedan pomični dio (rotor) koji se vrti i dio koji miruje (stator). Na slici 2.2 prikazani su osnovni mehanički dijelovi asinkronog stroja.



Slika 2.2 Osnovni mehanički dijelovi asinkronog stroja

U osnovi, stator čine željezna jezgra i namot smješteni u kućište radi mehaničkog učvršćenja. Rotor također čine željezna jezgra i namot, pričvršćeni na osovinu. Veza između kućišta statora i rotirajućih dijelova stroja ostvaruje se pomoću ležajeva i ležajnih štitova prikazanih na slici 2.2. Prostor između statora i rotora je zračni raspor. [3]

Stator asinkronog stroja sastoji se od:

- statorskog paketa,
- statorskog namota,
- kućišta.

Statorski paket oblika šupljeg valjka sastavljen je od međusobno izoliranih tankih dinamo limova (debljine 0,5 ili 0,63 mm). Na unutrašnjoj strani valjka nalaze se uzdužni utori u koje se raspoređuje trofazni namot. U osnovnoj izvedbi stator trofaznog asinkronog motora jednak je statoru sinkronog stroja dok se rotori razlikuju. Stator se ugrađuje u kućište motora koje služi kao već spomenuti nosač, ali i kao zaštita željeznog paketa i namota. Materijal kućišta je valjani čelik, lijevano željezo ili lijevana legura aluminija. Radi povećanja površine hlađenja kućište obično ima rebra ili u statorskom paketu limova kanale za hlađenje. Ako motor ima vlastito hlađenje, na osovinu stroja se uz rotor ugrađuje i ventilator. Bočne strane kućišta motora sadrže ležajna mjesta za osovinu rotora, dok motori velikih snaga imaju posebno izvedene ležajeve. Kućište sadrži dijelove za pričvršćenje motora (motori manjih snaga pričvršćuju se prirubnicom) te priključnu kutiju sa stezaljkama na koje je spojen statorski namot i koje služe za priključak trofaznog izvora napona. Kad se takav namot priključi na simetričan višefazni sustav napona, njime poteku struje koje stvore protjecanje konstantnog iznosa i konstantne brzine vrtnje u stacionarnom stanju.

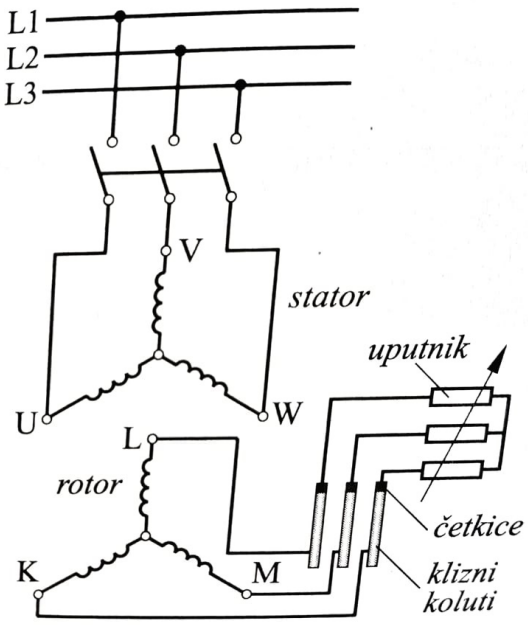
Bitna je razlika u odnosu na sinkroni stroj javlja se na rotoru. Kod sinkronog stroja na rotoru su istaknuti polovi ili cilindrični rotor s namotom koji se napaja iz vanjskog izvora istosmjernom strujom. Na taj način nastaje protjecanje rotora. Rotor asinkronog stroja izvodi se bez istaknutih polova, s kratko-spojenim namotom ili kavezom raspoređenim po obodu rotora. Bitna činjenica je da se namot ne napaja iz vanjskog izvora. Naponi u vodičima rotorskog namota induciraju se zbog okretnog magnetskog polja statora, jer je njihova brzina vrtnje različita od sinkrone. Zbog toga prilikom opterećenja stroja poteku struje i u rotorskom namotu. Rotor asinkronog motora čine osovina i na nju navučen rotorski paket sastavljen od tankih međusobno izoliranih dinamo limova. U uzdužnim utorima na obodu smješten je simetričan namot. [3]

Rotorski namot izvodi se uvijek kao višefazni. Broj faza na rotoru ne mora biti jednak broju faza na statoru. Ovisno o vrsti rotorskog namota asinkroni motori mogu biti:

- kliznokolutni (motor s namotanim rotorom),
- kavezni.

2.1.1. Kliznokolutni asinkroni motor

Kliznokolutni (ili kraće kolutni) asinkroni motor ima rotorski namot izveden po istim načelima kao i statorski namot. Osnovni je zahtjev da oba namota stvaraju simetrično okretno polje. Iako se simetrično okretno polje može postići na više načina, rotorski namot obično se izvodi kao trofazni i spaja na tri klizna koluta. Broj pari polova statorskog i rotorskog namota mora uvijek biti jednak. Izvodi rotorskog namota spajaju se na tri klizna koluta (prstena) smještena na osovini i izolirana međusobno i prema njoj. Pri okretanju rotora, četkice koje su smještene u držačima postavljenim na nosače, klize po kolutima. Četkice i klizni koluti zatvaraju strujni krug rotorskog namota preko otpornika smještenih izvan stroja u rotorskom uputniku (pokretaču). Otpori rotorskog uputnika mogu biti metalni, a kod motora većih snaga i vodeni. Na metalnim otpornicima se po potrebi uključuju određeni stupnjevi otpora. Vodni otpornici omogućuju kontinuiranu promjenu otpora, ovisno o površini elektroda uronjenih u vodljivu tekućinu. [1]



Slika 2.3 Detaljna spojna shema kolutnog asinkronog motora

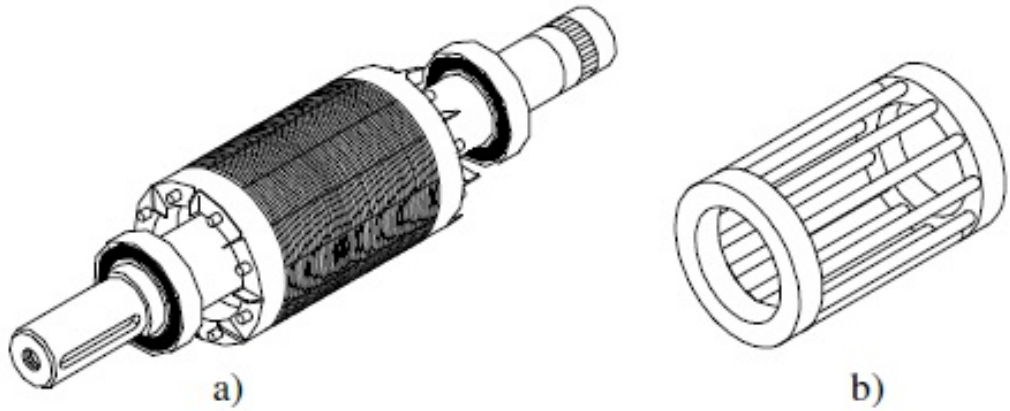
U trenutku pokretanja u rotorski se krug uključuje najveći iznos otpora dok se kod nazivne brzine otpor isključi, a rotorski namot kratko spoji. Zbog toga kod nekih izvedbi kolutnih motora imamo tzv. podizač četkica, kojim se nakon dovršenog zaleta kratko spoji namot na kliznim kolutima i podignu četkice. Tako se smanjuju električni i mehanički gubici, a četkice i koluti se ne troše.

Nedostatak takve izvedbe je veća specifična težina i cijena u odnosu na kavezni motor te osjetljiviji pogon zbog kliznih kontakata i trošenja četkica. Također, zbog iskrenja na kontaktima nije primjeren za korištenje u pogonima s eksplozivnom atmosferom. Prilikom pokretanja motora preko otpornika svjesno u strujni krug unosimo gubitke koji nastaju protjecanjem struje kroz otpornik, a dobivamo mogućnost utjecaja na karakteristike momenta i struje asinkronog stroja te možemo (doduše neekonomično) podešavati brzinu vrtnje u uskom području. Prednost takvih motora je lakše pokretanje kod velikih momenta tromosti.

Kolutni asinkroni motori nalaze primjenu za pogon dizalica, drobilica, mlinova, pumpi te na drugim mjestima gdje nema eksplozivne atmosfere ili nije moguće primijeniti neregulirani kavezni asinkroni motor. [1]

2.1.2. Kavezni asinkroni motor

Kavezni motor je druga osnovna izvedba asinkronog motora. Stator takvog motora jednak je prethodnoj izvedbi, a u svakom utoru rotora je po jedan vodič u obliku štapa. Štapovi su sa svake strane rotora kratko spojeni prstenovima i čine višefazni rotorski namot. Takav namot izgleda poput kaveza te je po tome ova izvedba motora dobila ime kavezni motor (slika 2.4). [3]

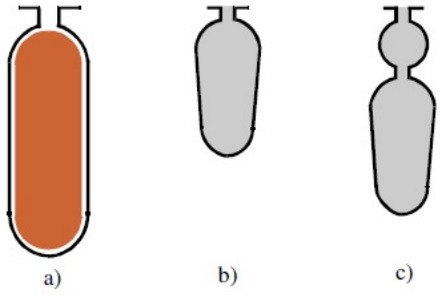


Slika 2.4 Kavezni rotor asinkronog motora
a) rotor, b) kavez.

Kavez se obično izrađuje od aluminija ili njegove legure tlačnim lijevom kod malih motora, a vibracijskim lijevom kod strojeva srednje snage. Kod motora većih snaga kavez se izvodi od posebno oblikovanih neizoliranih bakrenih profila i bronce (mijedi). [1]

Kavezni namot ponaša se kao da je višefazni i simetričan što je uvjet da se stvori okretno polje. Broj pari polova i broj faza kaveznog rotora prilagođuje se broju pari polova i broju faza statorskog namota. Tako bi se teoretski isti kavezni rotor mogao primijeniti za bilo koji broj pari polova i faza te bi se npr. Kavezni rotor trofaznog motora mogao koristiti kod jednofaznog i obratno. Kod raznih tipova motora izvedeni se kavezni rotori ipak međusobno razlikuju ne samo po dimenzijama, nego i po obliku i broju vodiča kaveznog namota kako bi se dobile optimalne karakteristike motora. Izrada kaveznog namota je vrlo jednostavna zbog toga jer nema namatanja i ne treba izolirati namot. Na slici 2.5 prikazane su dvije izvedbe kaveznog namota koje se koriste:

- uložni,
- lijevani.



Slika 2.5 Oblici rotorskih utora i stapova kaveznih asinkronih rotora a) uložni štap, b) i c)lijevani štap

Kod manjih motora koristi se lijevani kavezni namot, koji se izrađuje od aluminija ili silumina. Pri tom postupku rotorski paket se zajedno s osovinom stavi u kalup za lijevanje. Potom se lijev pod tlakom ubrizga u taj kalup tako da ispuni utore rotora i prostor za kratkospojne prstene. Kratkospojeni prsteni imaju često na sebi krilca koja služe kao ventilator za hlađenje. [3]

Kavezni motor ne treba klizne kolute i nema kliznih kontakata pa osim ležajeva nema drugih dijelova koji se mehanički troše. Zbog toga je kavezni asinkroni motor najjednostavniji, specifično najlakši i najjeftiniji, najpouzdaniji i najčešće korišteni elektromotor. Također, kavezni motori ne sadrže uputnik (otpornike) te je za promjenu brzine vrtnje potreban frekvencijski pretvarač. Postoje izvedbe motora s jednim, dva ili više kaveza. Odgovarajućim oblikom rotorskog utora i brojem kaveza mogu se dobiti različite karakteristike stroja. [1]

2.2. Osnovni podaci asinkronih strojeva

Osnovne podatke o izvedenom stroju može se saznati s natpisne pločice. Svaki stroj mora imati natpisnu pločicu, osim ako se isporučuje već ugrađen u neki složeniji uređaj. Natpisna pločica sadrži sljedeće informacije:

- osnovne podatke o proizvođaču,
- godinu proizvodnje,
- tipnu oznaku,
- izvedbeni oblik,
- spoj statorskog namota,
- klasu izolacije,
- nazivne podatke za koje je stroj građen.

Tipna oznaka je različita kod različitih proizvođača. Obično sadrži:

- oznaku serije proizvodnje,
- oznaku vrste i zaštite motora,
- duljinu osovine,
- duljinu kućišta
- broj polova.

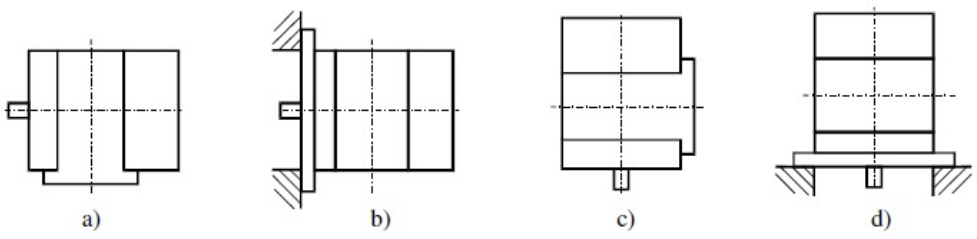
Vrsta zaštite motora je definirana standardima, a izvedbeni oblik određuje način postavljanja i spajanja s radnim mehanizmom. Izvedbeni oblici su sistematizirani i definirani standardima. Na slici 2.6 prikazana su 4 najčešće korištena izvedbena oblika (s IEC oznakama):

a) IM1001 (s nogama, ležajnim štitovima i horizontalnom osovinom),

b) IM3001 (s prirubnicom, ležajnim štitovima i horizontalnom osovinom),

c) IM1011 (s nogama i ležajnim štitovima te vertikalnom osovinom i pogonom dolje),

d) IM3011 (s prirubnicom, ležajnim štitovima, vertikalnom osovinom i pogonom dolje).



Slika 2.6 Najčešći izvedbeni oblici asinkronog motora

Nazivni podaci asinkronog motora su:

- nazivna snaga P_n,
- nazivni napon U_n (efektivna vrijednost linijskog napona),
- nazivna struja I_n (efektivna vrijednost linijske struje),
- nazivna frekvencija f_n,
- nazivna brzina vrtnje n_n,
- nazivni faktor snage $\cos\varphi_n$.

Nazivna snaga motora je mehanička snaga na osovini. Osnovno ograničenje za rad predstavlja zagrijavanje stroja te ono ne smije prijeći dozvoljenu granicu jer tada se rapidno uništava izolacija motora i tako skraćuje rok trajanja. Ukoliko se radi o fino reguliranom pogonu, ključno je provjeriti i točno izmjeriti parametre koji pišu na pločici da bi se u regulaciji postignuli željene karakteristike. [3]

2.3. Načelo rada asinkronog stroja

Rad svakog električnog stroja može se analizirati primjenom tri temeljna zakona elektrotehnike, a to su:

- Faradayev zakon (opći zakon indukcije)

$$e = -\frac{d\Phi(t)}{dt} \tag{2.1}$$

- Amperov zakon protjecanja

$$\oint \vec{H} * d\vec{l} = \Theta \tag{2.2}$$

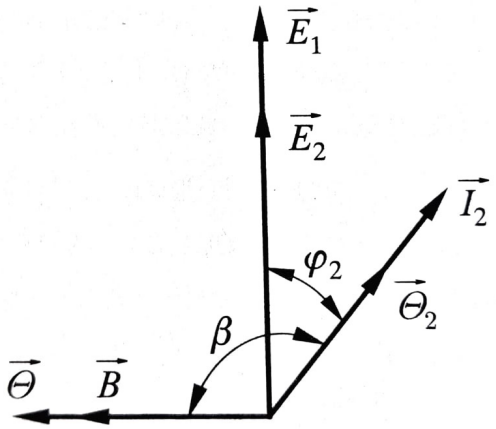
- Amperov zakon sile na vodič u magnetskom polju

$$\vec{F} = I\left(\vec{l} \times \vec{B}\right) \tag{2.3}$$

Priključivanjem na izmjenični simetrični trofazni izvor kroz statorski namot poteku struje koje stvore okretno (rotirajuće) magnetsko polje. Ono rotira sinkronom brzinom vrtnje ω_s i pri svojoj rotaciji presijeca vodiče statorskog i rotorskog namota u kojima se inducira napon. Struja magnetiziranja i iznos okretnog magnetskog toka upravo su takvi da se u statorskom (primarnom) namotu inducira napon E_1 koji drži ravnotežu s priključenim naponom izvora U.

Iznos induciranog napona E_2 u rotorskom namotu ovisi o indukciji, brzini kojom okretno polje presijeca vodiče i o značajkama rotorskog namota. [3]

Naponi E_1 i E_2 inducirani su od istog rezultantnog protjecanja Θ, kojem je razmjerna indukcija B te prema njemu u dijagramu zaostaju za $\frac{\pi}{2}$ (slika 2.7).



Slika 2.7 Odnosi napona, struje protjecanja u vektorskom dijagramu asinkronog motora

Kad bi rotorski namot bio otvoren (ako kod kolutnog motora nije priključen uputnik), iako postoji inducirani napon E_2, ne bi potekla stroja, ne bi bilo djelovanja mehaničke sile na vodiče rotora te bi on mirovao. Ako je rotorski namot kratko spojen ili zatvoren preko uključenog uputnika kod kolutnog motora, inducirani napon potjera struju određenu po iznosu i kutu impedancijom Z_2 jedne faze rotorskog strujnog kruga:

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + X_{S2}^2}}, \varphi_2 = \arccos\frac{R_2}{Z_2}. \tag{2.4}$$

Na vodiče rotora kojima teče struja I_2, a nalaze se u magnetskom polju, djeluje sila F koja na kraku r prema osi rotacije stvara zakretni moment M. Iznos momenta razmjeran je indukciji u rasporu B, rotorskom protjecanju Θ_2 te sinusu kuta opterećenja β među njima:

$$M = KB\Theta_2 \sin\beta \ . \tag{2.5}$$

Magnetska indukcija razmjerna je statorskom naponu E, protjecanje Θ_2 ovisi o struji I_2, a prema slici 2.7 kut opterećenja β uvijek je $\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_2\right)$. Zbog navedenoga, izraz 2.5 prelazi u:

$$M = K^{'} E \mathrm{I}_2 cos\varphi_2 \ . \tag{2.6}$$

Konstanta K' ovisna je o konstruktivnim značajkama i odnosima među veličinama. Moment je razmjeran radnoj komponenti rotorske struje $I_2 \cos\varphi_2$. Dok rotor sinkronog stroja ima konstantnu uzbudu i konstantnu vrijednost protjecanja pa promjena opterećenja mijenja na rotoru samo kut opterećenja β, kod asinkronog motora gdje su struje u rotoru posljedica indukcije u zračnom rasporu, promjena opterećenja mijenja i iznos rotorske struje (protjecanje rotora) i kut opterećenja β.

Razvijeni moment djeluje u smjeru vrtnje okretnog polja. Smjer vrtnje trofaznog asinkronog motora može se promijeniti ako se promijeni smjer vrtnje okretnog magnetskog polja što se ostvaruje međusobnom zamjenom bilo kojih dviju faza priključka izvora napajanja.

Brzina rotora uvijek je manja od sinkrone brzine vrtnje kojom rotira okretno magnetsko polje i ovisi o opterećenju motora. U praznom hodu, prilikom neopterećenog rotora, motor treba svladati tek neznatne mehaničke gubitke te se brzina vrtnje rotora približava sinkronoj brzini. Kod većih mehaničkih opterećenja razlika ovih brzina je veća.

Rotor asinkronog motora ne može se rotirati sinkronom brzinom vrtnje zbog toga jer prilikom postizanja te brzine ne postoji razlika brzine između okretnog magnetskog polja i rotora pa magnetske silnice ne bi presijecale vodiče rotora. Zbog toga se u rotorskom namotu ne bi inducirao napon te posljedično ne bi tekla struja kroz vodiče rotorskog namota i nema djelovanja sile na vodiče rotora. Zaključno, u sinkronizmu rotor ne može stvoriti moment potreban za rotaciju, zbog toga se okreće asinkrono, po čemu je i dobio svoj naziv. [1]

2.4. Brzina vrtnje i klizanje asinkronog motora

Spomenuta različitost brzina vrtnje okretnog magnetskog toka i rotora asinkronog stroja izražava se parametrom zvanom klizanje, *s*. Ako je brzina vrtnje okretnog magnetskog toka n_s i brzina vrtnje rotora *n*, klizanje se izražava formulom:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{n_r}{n_s} = \frac{\Delta n}{n_s} \tag{2.7}$$

Klizanje je jednako omjeru brzine kojom silnice okretnog magnetskog polja presijecaju namot rotora i sinkrone brzine. Iako je klizanje karakteristična veličina asinkronih strojeva, ono se koristi i općenito za prikaz različitosti stvarne brzine vrtnje rotora i brzine vrtnje n_s u idealnom praznom hodu. Klizanje, definirano formulom 2.7, bezdimenzijska je veličina i obično se izražava u postocima. U praksi, iznos klizanja kod nazivnog opterećenja (nazivno klizanje) ovisi o izvedbi i veličini motora, a obično se kreće između 2 i 8%. [2]

Pri tome, veće vrijednosti klizanja odnose se na manje motore. S druge strane, pomoću klizanje i sinkrone brzine vrtnje može se odrediti brzina vrtnje rotora prema:

$$n = n_s(1-s) = \frac{f_n}{p_p}(1-s). \tag{2.8}$$

Pri čemu je p_p veličina koja označava broj parova polova asinkronog motora.

Tako npr. dvopolni (p=1) asinkroni motor pri frekvenciji priključenog napona 50 Hz i pretpostavljenom nazivnom klizanju 4% ima sinkronu brzinu vrtnje okretnog magnetskog toka 50 s^{-1} (3000 min^{-1}) i nazivnu brzinu vrtnje rotora n=48 s^{-1} (2880 min^{-1}). Rad asinkronog stroja priključenog na napon ograničuju u motorskom području dva pogonska stanja:

- mirovanje (kratki spoj),
- sinkronizam (idealni prazni hod).

Prilikom mirovanja brzina rotora je nula te je klizanje s=1 (100%), dok je u sinkronizmu klizanje jednako s=0. U realnom praznom hodu mora teći neka struja koja će stvoriti moment da se savlada otpor trenja i pokriju gubici te je klizanje tek blizu nule.

Iznos induciranog napona u rotoru i njegova frekvencija f_2 ovise o razlici brzina n_r okretnog magnetskog polja i rotora. Kad rotor miruje, frekvencija f_2 jednaka je statorskoj frekvenciji f_1 koju određuje izvor dok bi u sinkronizmu bila jednaka nuli. Frekvencija f_1 određuje sinkronu brzinu vrtnje n_s, a frekvenciju f_2 određuje razlika brzina n_r, tako da vrijedi:

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{n_r}{n_s} = \frac{n_s - n}{n_s} = s, \tag{2.9}$$

$$f_2 = f_1 s. \tag{2.10}$$

Okretno magnetsko polje stvoreno rotorskim višefaznim strujama frekvencije f_2 ima prema rotoru brzinu:

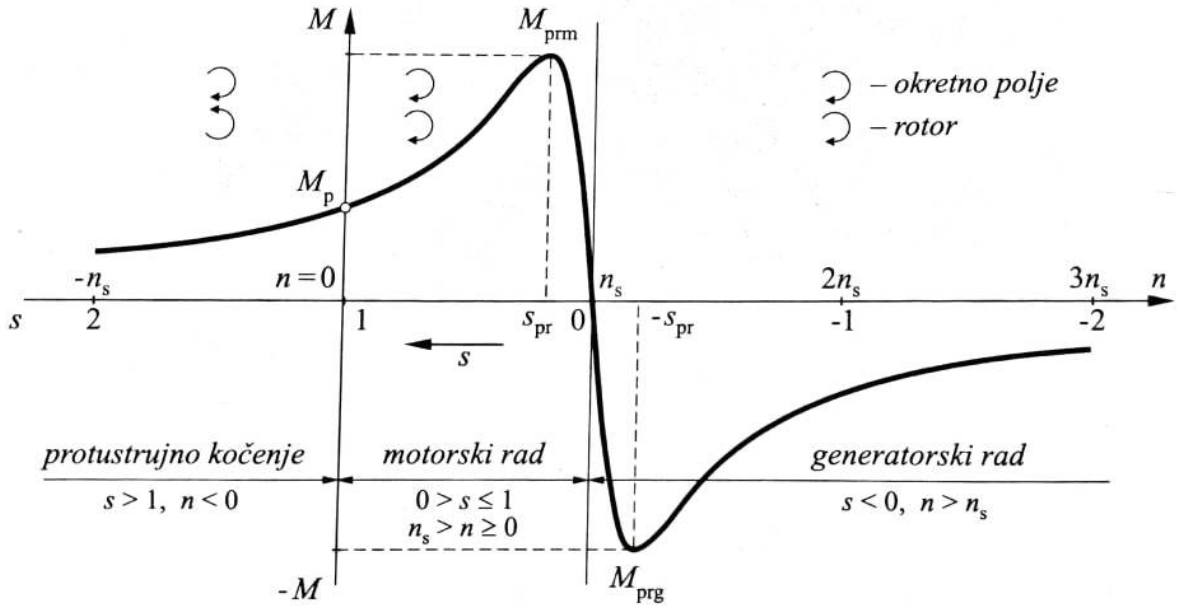
$$n_r = \frac{f_2}{p_p} = \frac{f_1}{p_p} s = n_s s \tag{2.11}$$

Klizanje ne određuje samo brzinu vrtnje, već i cijelo pogonsko stanje asinkronog stroja te je kao takvo najprikladniji parametar za izražavanje pogonskog stanja.

2.5. Karakteristika momenta asinkronog stroja

Karakteristika momenta elektromotora ili vanjska karakteristika daje ovisnost momenta motora o kutnoj brzini ($M = f(\omega)$) ili o brzini vrtnje ($M = f(n)$). Ta ovisnost može se prikazati i kao $M = f(s)$ jer je i analitički izraz za momentnu karakteristiku izražen u funkciji klizanja. Također, u elektromotornim pogonima česte su i obratne ovisnosti. Kod asinkronih motora karakteristike momenta mogu se međusobno znatno razlikovati zbog različitih izvedbi rotora i djelovanje raznih utjecajnih faktora. Momentne karakteristike mogu se odrediti simulacijom (izradom matematičkog modela) ili mjerenjem.

Slika 2.8 prikazuje uobičajenu karakteristiku momenta asinkronog stroja za motorsko i generatorsko područje rada te za protustrujno kočenje i to za jedan smjer vrtnje okretnog magnetskog polja. [1]



Slika 2.8 Karakteristika momenta asinkronog stroja za jedan smjer vrtnje okretnog polja

Na slici 2.8 označeni su iznosi klizanja i brzine vrtnje (klizanje i brzina vrtnje su obrnuto proporcionalne veličine) te smjerovi vrtnje rotora u pojedinačnom području rada.

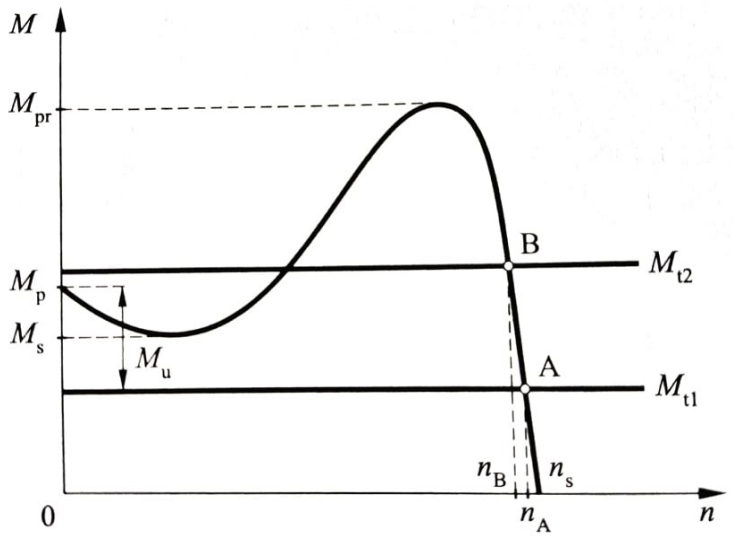
Motorsko područje rada obuhvača karakteristiku od trenutka zaleta (s=1, n=0) do idealnog praznog hoda ili sinkronizma (s=0, n=n_s).

U mirovanju motor priključen na napon razvija potezni moment M_p, koji pokreće rotor. Također, u nekim literaturama pokretni moment nazivaju i moment kratkog spoja (M_k).

Pokretanjem rotora iz stanja mirovanja počinje zalet motora. Moment raste s porastom brzine i obično pri 70÷90% sinkrone brzine postiže najveću vrijednost koja se naziva prekretni moment, M_{prm}, a pripadno klizanje je prekretno klizanje, s_{pr}. Nakon ove točke rada karakteristika prelazi iz područja nestabilnog rada (zaleta) u područje stabilnog pogona. U području stabilnog pogona asinkroni motor ima tvrdu karakteristiku, odnosno brzina vrtnje se mijenja neznatno s promjenom opterećenja. U tom području s porastom brzine naglo se smanjuje moment i u praznom hodu motor razvija još samo moment potreban za svladavanje otpora trenja i ventilacije. Nadalje, kao što je već spomenuto, u sinkronizmu je stvoreni moment jednak nuli. [2]

Generatorsko područje rada ($s<0$) ima sličnu ovisnost momenta i klizanja. U ovom su području moment i klizanje negativni, a brzina vrtnje rotora veća je od sinkrone brzine ($n>n_s$). Prekretni moment u motorskom području rada M_{prm} nešto je manji od generatorskog prekretnog momenta M_{prg}.

Protustrujno kočenje ostvaruje se kad su smjerovi okretnog polja i rotacije rotora suprotni. Ponekad karakteristika momenta u području zaleta nema najmanji moment u trenutku pokretanja nego kod neke brzine tijekom zaleta, što nije povoljno. Takav, najmanji moment, naziva se moment sedla, a karakteristika se naziva sedlasta. Od asinkronog motora zahtjeva se da ima dovoljno veliki potezni moment M_{p} kako bi i opterećen motor mogao krenuti. Uz to, zahtjeva se prekretni moment bude dobrano veći od nazivnog momenta, kako bi mogao savladati kratkotrajno mehaničko preopterećenje te da moment sedla bude veći od momenta tereta. Karakteristika momenta tereta $M_t = f(n)$ radnih strojeva (M_{t1}, M_{t2}) kojim se opterećuje motor može se ucrtati u momentnu karakteristiku motora, kao što prikazuje slika 2.9.



Slika 2.9 Momentna karakteristika motora i tereta

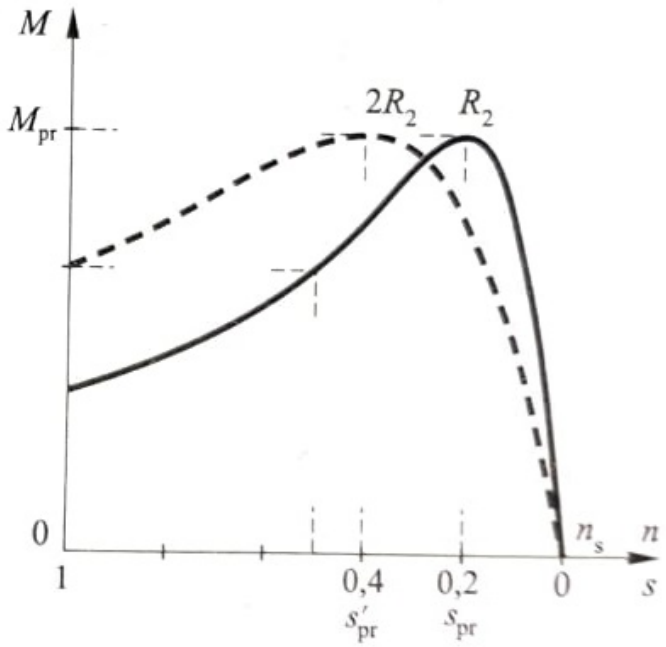
Ucrtani moment je konstantan i neovisan o brzini vrtnje. Ako je potezni moment motora M_{p} veći od momenta tereta M_{t1}, motor može krenuti u trenutku pokretanja jer postoji pozitivna razlika momenta te se reflektira kao moment ubrzanja M_{u}, koji ubrzava rotor. Takav sustav ubrzava do stacionarne radne točke u kojoj se momenti motora i tereta izjednače (točka A). Ako je moment tereta veći od pokretnog momenta, ne dolazi do pokretanja motora. Također, ukoliko je moment sedla manji od momenta tereta motor ne bi postigao stacionarnu brzinu, već bi se zaustavio u sedlastom dijelu momentne karakteristike. [1]

Prilikom eksploatacije motora treba obratiti pažnju da moment tereta ne poraste iznad prekretnog momenta zbog toga jer se tako opterećeni motor zaustavlja te dolazi u puni kratki spoj. Ukoliko tada zaštita ne djeluje ispravno te motor ostane priključen na izvor napona dolazi do pregaranja namota, a motor postaje neupotrebljiv.

Za sigurno pokretanje elektromotornog pogona i s težim uvjetima pokretanja potrebno je da motor ima dovoljno veliki potezni moment, uz čim manju struju pokretanja. kod kolutnih motora to je moguće postići uključivanjem dodatnog otpora R_d u rotorski krug s otporom namota R_2. Tada se ukupni otpor rotorskog kruga izračunava po izrazu:

$$R_2^{'} = R_2 + R_d \tag{2.12}$$

Povećanje otpora u rotorskom krugu smanjuje strujni udarac pri uključivanju motora na mrežu i mijenja momentnu karakteristiku motora. Slika 2.10 prikazuje modificiranu momentnu karakteristiku asinkronog motora u slučaju povećanja vrijednosti otpora.



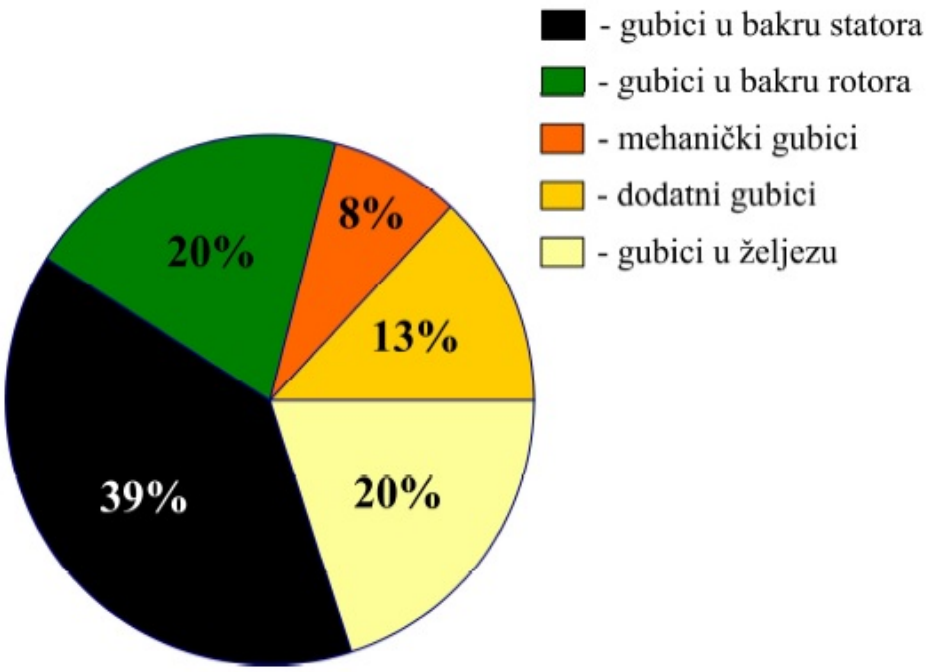
Slika 2.10 Utjecaj otpora rotorskog kruga na momentnu karakteristiku

Pokretni moment i struja pokretanja mogu se prilagođavati i pomoću frekvencijskog pretvarača što je mnogo ekonomičnije rješenje zbog toga jer nema gubitaka na otporniku.

2.6. Gubici u asinkronom motoru

Gubici asinkronog stroja mogu se podijeliti na gubitke u namotima statora i rotora (gubici u bakru), gubitke u željezu, mehaničke gubitke zbog ventilacije i trenja u ležajevima (mehanički gubici) te dodatne gubitke, u koje spadaju svi oni gubici koji se ne mogu svrstati u ostale

navedene kategorije. Na slici 2.11 prikazana je uobičajena raspodjela gubitaka u asinkronom stroju. [4]



Slika 2.11 Raspodjela gubitaka asinkronog stroja [4]

Gubici u željezu statora i mehanički gubici stalni su i ne ovise o opterećenju te se pojavljuju i u praznom hodu. Gubici u željezu rotora su zbog male rotorske frekvencije neznatni te se zanemaruju. Ukoliko je preko kliznih kolutova u rotorski krug uključen vanjski otpor R_v, tada se gubicima u namotu rotora treba uključiti i taj gubitak.

Omjer korisne mehaničke snage P_2 i primarne snage P_1 koju motor uzima iz mreže je korisnost motora te se izražava izrazom:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \tag{2.13}$$

Prilikom matematičkog modeliranja asinkronog motora potrebno je obratiti pažnju na obujam modeliranja gubitaka. Previše zanemarivanja gubitaka može dovesti do neispravnog ili netočnog modela, dok se prilikom detaljnog modeliranja često pojavi greška modeliranja koja uzrokuje nestabilan model.

2.7. Upravljanje brzinom vrtnje asinkronog motora

Upravljanje brzinom vrtnje asinkronog motora znači mijenjati momentnu karakteristiku motora tako da sjecište momentne karakteristike motora i karakteristike tereta bude pri željenoj brzini vrtnje n.

Brzina vrtnje asinkronog motora dana je izrazom:

$$n = n_s\left(1-s\right) = \frac{60 f_1}{p_p}\left(1-s\right) \tag{2.14}$$

Promjena brzine vrtnje se može postići:

- promjenom broja pari polova p_p (potrebna posebna izvedba statorskog namota),
- promjenom frekvencije i napona napajanja motora f_1,
- promjenom klizanja s.

Budući da je broj pari polova konstrukcijska veličina, mnogo je praktičnije brzinu vrtnje mijenjati s frekvencijom, za što nam je potrebni inverter ili frekvencijski pretvarač napona.

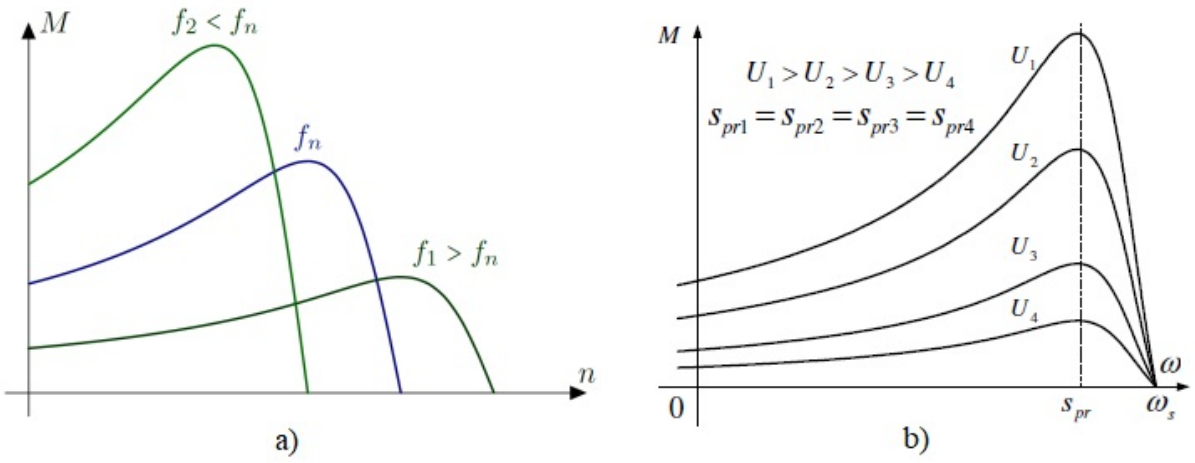
Promjena pari polova može mijenjati brzinu vrtnje u grubim iznosima. Taj mehanizam promjene brzine vrtnje korišten je u starijim strojevima za pranje rublja. Preklapanje namota obavljalo se mehaničkim sklopom. Uz to, cijena takvih motora je viša, a izvedba kompliciranija za izradu.

Na klizanje je moguće utjecati djelovanjem na stator i rotor. Taj utjecaj postiže se ubacivanjem dodatnih otpora, najčešće na strani rotora. Utjecaj otpora na mehaničku karakteristiku prikazan je na slici 2.10.

Međutim, zbog superiornosti performansi upravljanja brzinom vrtnje motora pomoću promjene napona statora i frekvencije, ostale metode mijenjanja brzine vrtnje u suvremenim elektromotornim pogonima nisu ekonomične i rijetko se koriste, a fokus ovog rada također je upravljanje pomoću promjene napona i frekvencije.

2.7.1. Upravljanje brzinom vrtnje promjenom napona i frekvencije

Promjenom frekvencije napona napajanja motora mijenja se prekretni moment motora i sinkrona brzina, prema formuli 2.14. Promjena momentne karakteristike prikazana je na slici 2.12 a). Nadalje, moment asinkronog motora u svakoj točki na momentnoj karakteristici ovisi o kvadratu napona $M_m = f(U^2)$. Zbog toga, promjenom amplitude napona mijenja se prekretni moment, ali prekretno klizanje i sinkrona brzina ostaju isti, kao što je prikazuje slika 2.12 b). Zbog kvadratne ovisnosti, mala promjena brzine zahtijeva veliku promjenu napona te je energetski neučinkovito, jer se uz isti teret smanjenjem amplitude napona povećava klizanje, a time i gubici motora.



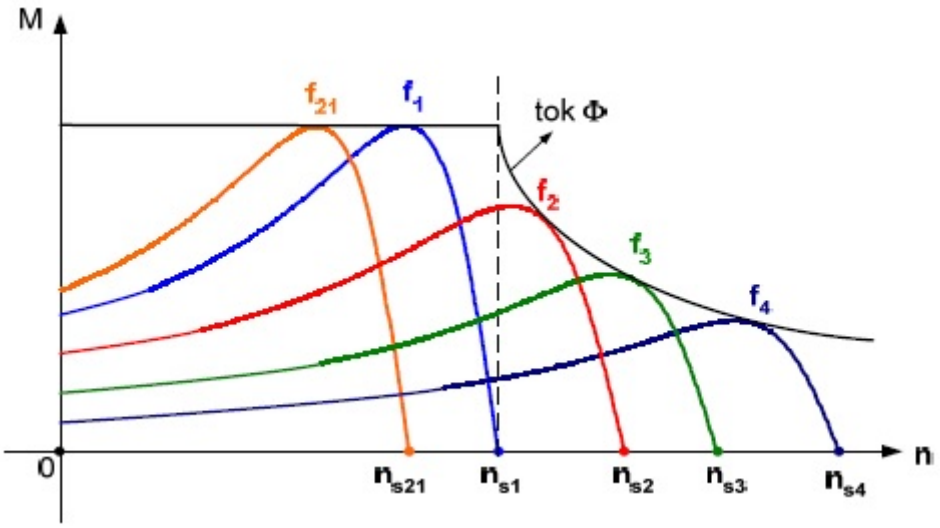
Slika 2.12 Promjena momentne karakteristike: a) promjenom frekvencije, b) promjenom napona

Ako zanemarimo pad napona u statorskom krugu vrijedi izraz:

$$U \approx E_1 = kf_1\Phi \tag{2.15}$$

Prema izrazu 2.15, povećanjem frekvencije uz nepromijenjeni napon magnetski tok motora se smanjuje, što smanjuje moment motora. S druge strane, smanjenjem frekvencije uz nepromijenjeni napon magnetski tok motora se povećava, što nije dozvoljeno zbog zasićenja (potekla bi prevelika struja).

Povećanje napona iznad nazivne vrijednosti nije dozvoljeno zbog opasnosti oštećenja izolacije motora. Zbog toga se iznad nazivne brzine vrtnje napon drži konstantnim (na vrijednosti nazivnog napona), a mijenja se samo frekvencija. Takvo područje naziva se područje slabljenja toka. Momentne karakteristike asinkronog prilikom primjene skalarnog upravljanja prikazane su na slici 2.14.



Slika 2.13 Promjena momentne karakteristike pomoću skalarnog upravljanja

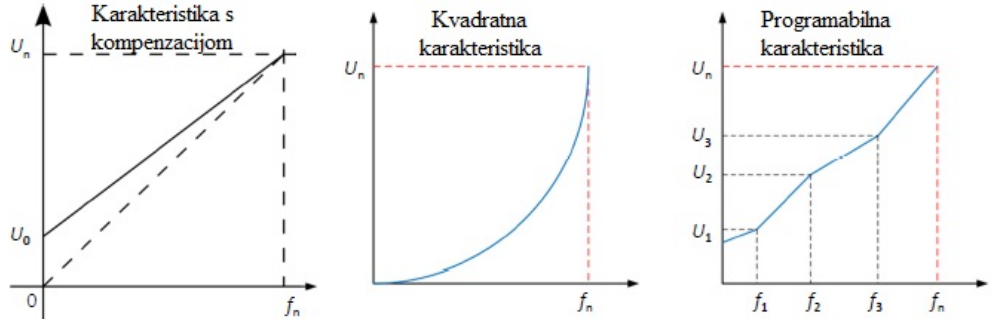
Kao rješenje, ponuđena su dva tipa upravljanja:

- skalarno upravljanje,
- vektorsko upravljanje.

Skalarno upravljanje koristi činjenicu da ako se napon i frekvencija mijenjaju u istom omjeru, dobivaju se momentne karakteristike s istim prekretnim momentom čiji su linearni dijelovi paralelni pravci. Izraz za skalarno upravljanje je:

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U_n}{f_n} = konst. \tag{2.16}$$

Takva linearna karakteristika najčešće je korišteni tip karakteristike kod skalarnog upravljanja, dok su ostale karakteristike prikazane na slici 2.13.



Slika 2.14 Razni tipovi karakteristika kod skalarnog upravljanja

Skalarno upravljanje temelji se na statičkom modelu stroja, što znači da se promatra samo stacionarno stanje, a prijelazne pojave nisu uključene u model. Skalarnim upravljanjem postiže se upravljanje brzinom vrtnje asinkronog motora u širokom rasponu, neovisno o karakteru tereta. Takav tip upravljanja koristi se za jednostavnije aplikacije (pumpe, ventilatori). Za skalarno upravljanje potrebno je poznavati samo otpor statora asinkronog stroja. Ova metoda ne koristi senzor brzine vrtnje pa ne postoji povratni signal o trenutnoj vrijednosti brzine vrtnje. Za primjenu skalarnog upravljanja potreban je frekvencijski pretvarač, koji se pobliže opisuje u sljedećem poglavlju. Uz već spomenute prednosti skalarnog upravljanja postoje i nedostaci, a to su:

- nepoznavanje trenutnih vrijednosti veličina u motoru,
- nemogućnost upravljanja momentom
- sporo i indirektno upravljanje.

Za ostvarenje boljih dinamičkih karakteristika koje se traže za zahtjevnije servo primjene (npr. CNC strojevi), koristi se vektorsko upravljanje, koje će biti opisano u 5. poglavlju.

3. FREKVENCIJSKI PRETVARAČ

Razvojem tehnologije i padom cijena komponenata energetske elektronike postalo je moguće efikasno i relativno jeftino te s malo gubitaka regulirati brzinu asinkronog motora pomoću energetskih pretvarača frekvencije i napona. Frekvencijski pretvarač je elektronički uređaj koji omogućava upravljanje brzinom vrtnje asinkronog motora, pretvarajući napon fiksne amplitude i frekvencije u napon promjenjive amplitude i frekvencije.

Suvremeni frekvencijski pretvarači imaju dobre performanse, relativno nisku cijenu, visoku pouzdanost, dobro i precizno upravljanje i praćenje procesa te dobru efikasnost. Zbog navedenih razloga potiskuju konvencionalne i tradicionalne metode regulacije pogona i procesa u proizvodnji. Napretkom frekvencijskih pretvarača asinkroni motori su u pogonima počeli masovno zamjenjivati istosmjerne (DC) motore. Danas su se DC motori zadržali uglavnom u procesima i pogonima gdje je potrebna izuzetno precizna regulacija brzine, ali daljim razvojem energetskih pretvarača i novih metoda regulacije poput vektorskog upravljanja asinkroni motori zamjenjuju DC motore i u takvim pogonima. [2]

3.1. Prednosti primjene frekvencijskog pretvarača

U sljedećem tekstu su navedene i objašnjene mnogobrojne prednosti korištenja frekvencijskih pretvarača: [2]

a) Ušteda energije

Kao primjer uštede energije u mnogim literaturama navode slučaj regulacije pomoću ventila, koji se nalazi na izlazu pumpe pokretane asinkronim motorom. Ukoliko kod takvog pogona želimo smanjiti protok to postižemo zavrtanjem ventila na kojem se javljaju gubici, dok motor i kod smanjenog protoka radi punom snagom. Ukoliko iz sustava izbacimo ventil i ugradimo frekvencijski pretvarač te tako regulirano izlaznu snagu motora, ali i pumpe, štedimo energiju svaki put kad pogon ne radi punom snagom.

b) Fino pokretanje i ekonomično kočenje motora

Asinkroni motori, kao i ostali strojevi, imaju ograničeni rok trajanja zbog konstantne degradacije materijala od kojih su izrađeni. Rok trajanja ovisi o uvjetima eksploatacije te se korištenjem blagog pokretanja i zaustavljanja motora, izbjegavajući maksimalni moment ubrzanja, materijal štedi stresa što direktno utječe na produženje radnog vijeka motora.

c) Optimizacija procesa

Mogućnost optimizacije procesa jasna je prednost korištenja frekvencijskog pretvarača. U velikim industrijskim pogonima precizno podešavanje brzine vrtnje i režima rada asinkronih motora rezultira povećanjem proizvodnje, smanjenjem zastoja i kašnjenja u proizvodni.

d) Smanjeni troškovi održavanja

Frekvencijski pretvarač ne zahtjev konstantno preventivno održavanje. Također, njihovom uporabom smanjuje se broj neželjenih efekta u pogonu (npr. hidraulički udari).

e) Sigurnija i zdravija radna okolina

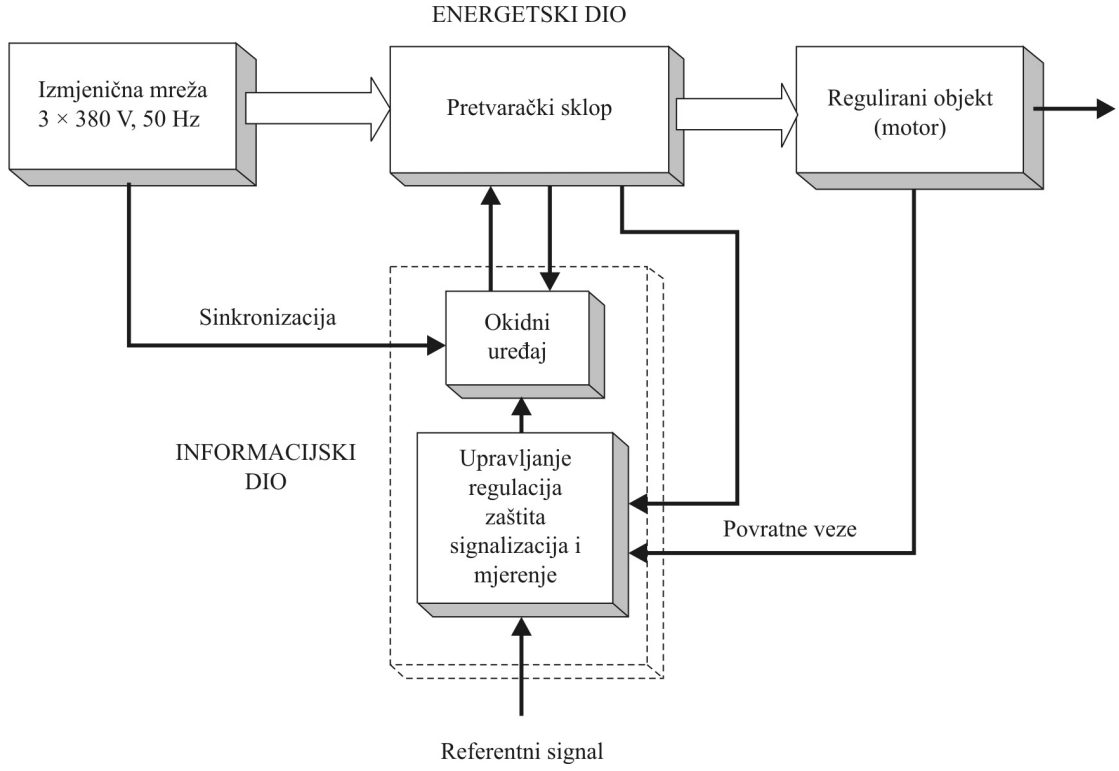
Preciznim podešavanjem brzina kretanja mehanizama u pogonu smanjuje se opasnost ozljeda na radu. Brzina kretanja uvelike utječe i na buku u pogonu, koja se smanjuje njezinom optimizacijom.

f) Mogućnost podešavanja momentnih karakteristika motora

Kao što je već spomenuto, frekvencijski pretvarač omogućuje motoru da za isti moment tereta razvije različite brzine vrtnje.

3.2. Struktura i princip rada pretvarača frekvencija

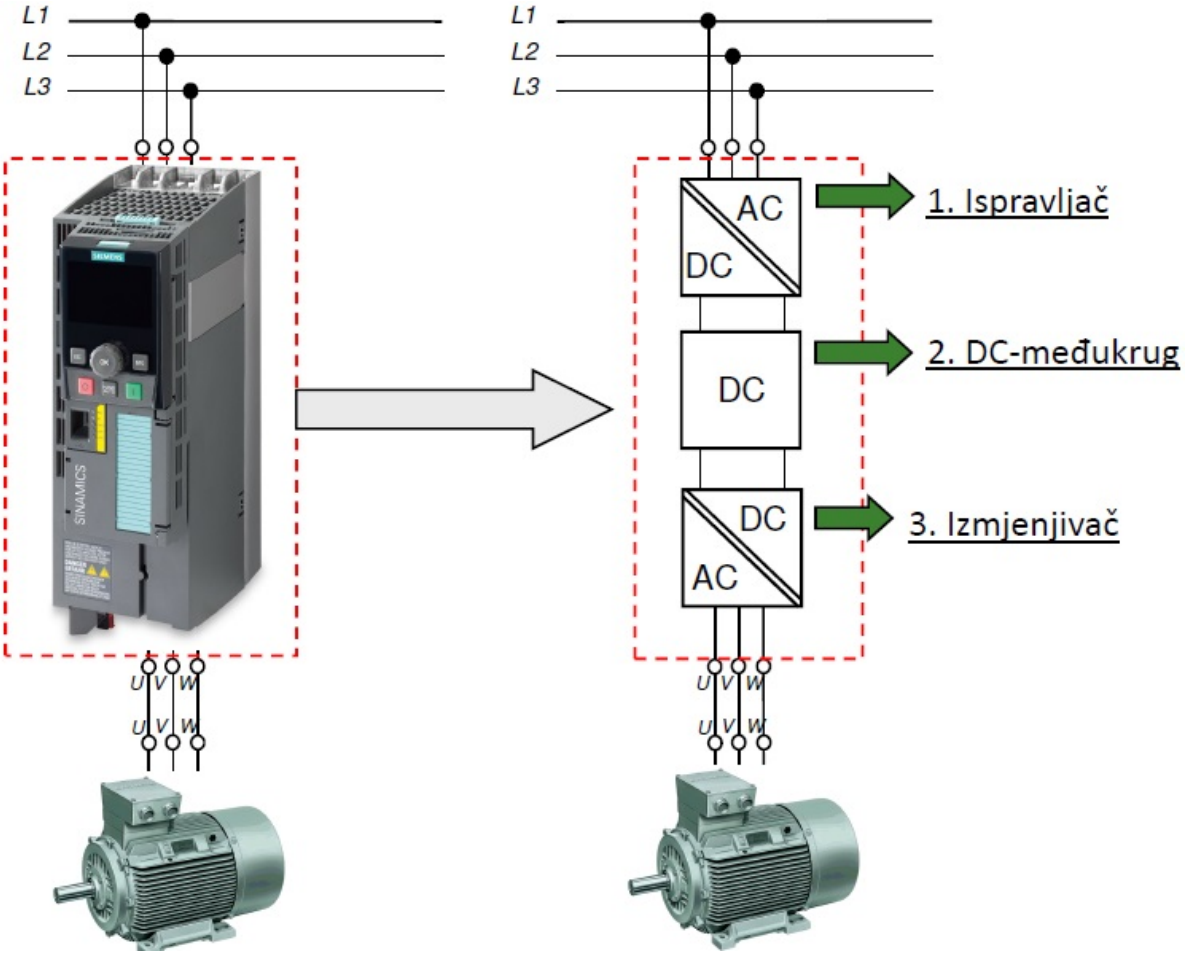
Struktura elektroničkog pretvarača za napajanje asinkronog motora prikazana je na slici 3.1.



Slika 3.1 Struktura elektroničkog pretvarača

Pretvarački sklop, prema slici 3.2 sastoji se od tri osnovna dijela: [5]

- ispravljač,
- istosmjerni međukrug,
- izmjenjivač.

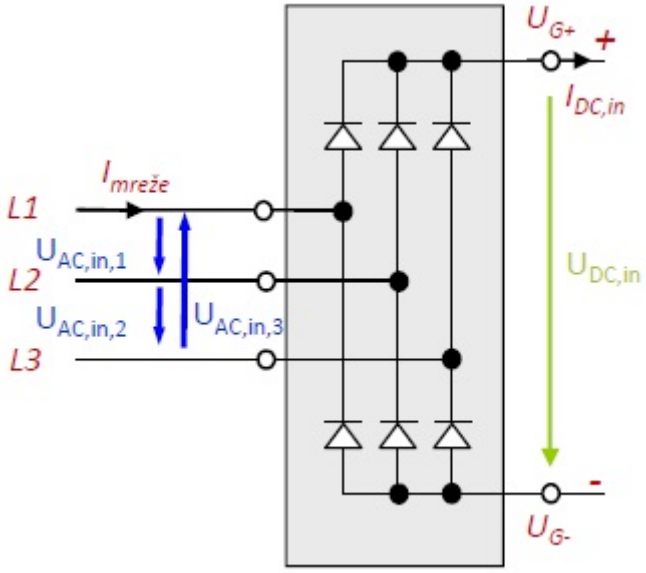


Slika 3.2 Struktura pretvaračkog sklopa

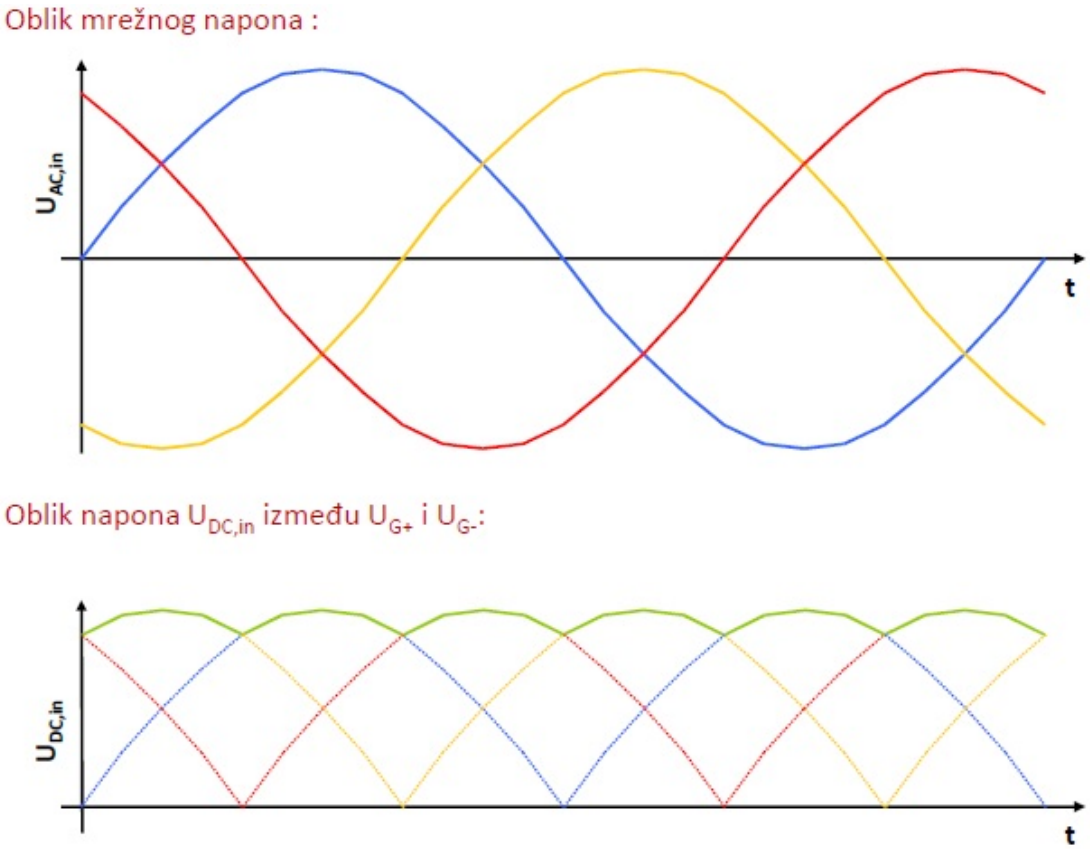
3.2.1. Ispravljač

Ispravljač je prvi elektronički sklop pretvaračkog sklopa i direktno je priključen na napon mreže konstantne amplitude i frekvencije. U ovom radu predstavljen je trofazni ispravljač, iako se mogu priključiti i na jednofazni napon. Ispravljač može biti napravljen pomoću dioda, tiristora ili njihovih kombinacija. Ukoliko koristi samo diode, ispravljač je neupravljiv. S druge strane, ispravljači koji sadrže tiristore nazivaju se upravljivi ispravljači. Prednost tiristorskih ispravljača je mogućnost vraćanja energije u mrežu, dok je mana to što u odnosu na diodne pretvarače stvaraju mnogo veće gubitke. [2]

Ukoliko se koristi diodni ispravljač spojen na vanjski napon mreže ($U_{AC,in}$), prema spoju na slici 3.3, na izlazu dobivamo pulsirajući istosmjerni napon ($U_{DC,in}$) prikazan na slici 3.4. [6]



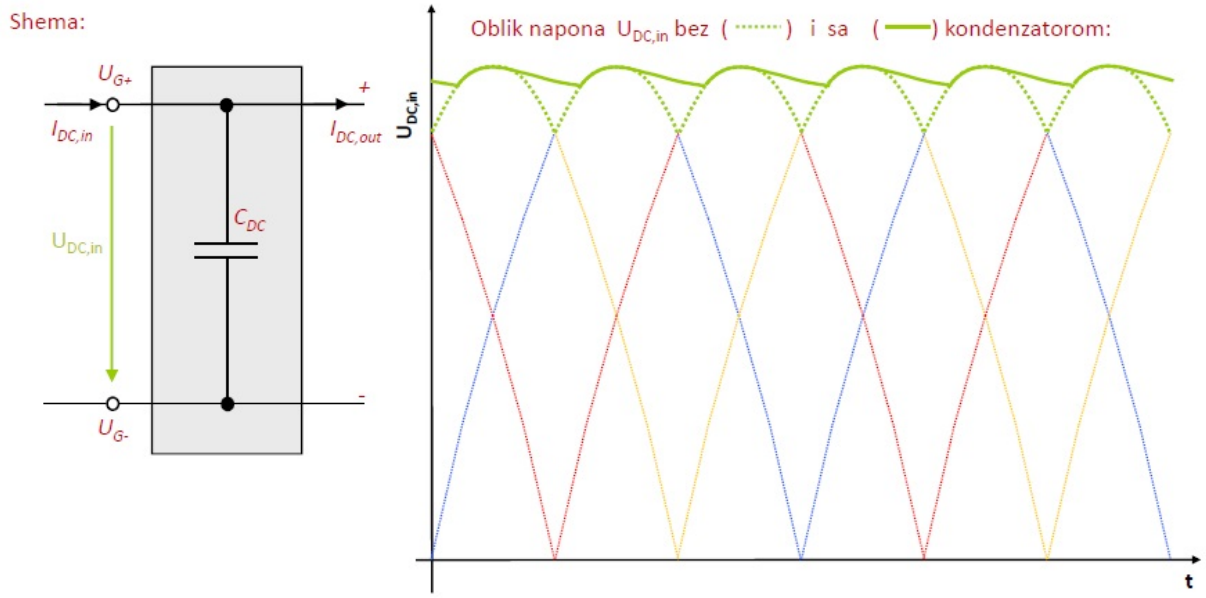
Slika 3.3 Shema diodnog ispravljača



Slika 3.4 Ulazni i izlazni oblik napona diodnog ispravljača

3.2.2. Istosmjerni međukrug

Istosmjerni međukrug je neophodan u pretvaračima jer nije moguće efikasno i direktno pretvarati napon jedne amplitude i frekvencije u napon druge amplitude i frekvencije. Uloga istosmjernog međukruga je zaglađivanje istosmjernog napona, koji je na izlazu iz ispravljača pulsirajući. Takvo zaglađivanje napona je nužno za ispravan rad izmjenjivača. Zapravo se radi o vrlo jednostavnom elektroničkom sklopu koji se sastoji od kondenzatora. Kondenzator, uz primarni zadatak, služi i kao mali spremnik energije prilikom rada motora u generatorskom režimu rada. Shema istosmjernog međukruga i oblik napona prikazani su na slici 3.5. [5]



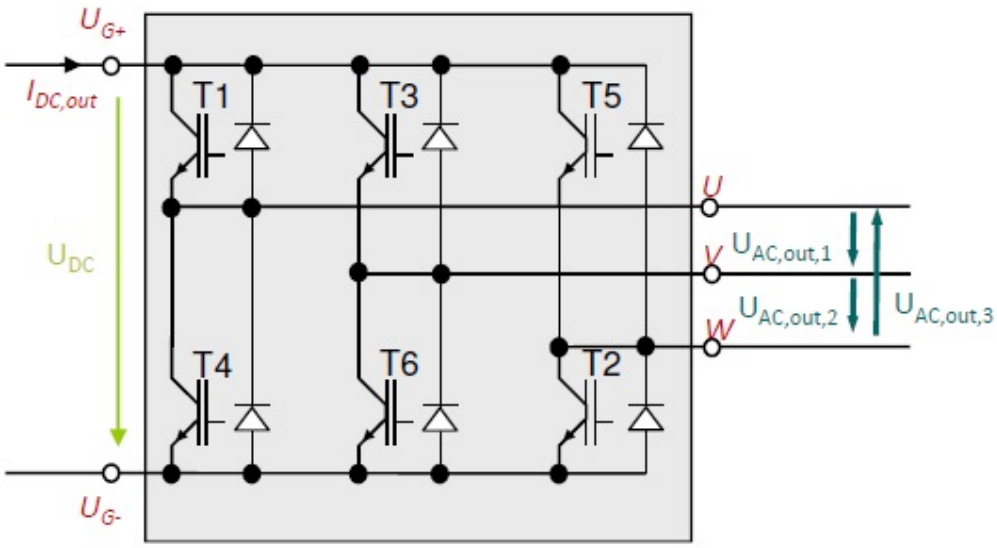
Slika 3.5 Shema i oblik napona istosmjernog međukrug

3.2.3. Izmjenjivač

Izmjenjivač je posljednji elektronički sklop u procesu pretvorbe frekvencije i napona te je na njegov izlaz direktno spojen motor. Zadatak mu je modifikacija ulaznog istosmjernog napona u trofazni simetrični izmjenični napon tražene frekvencije i amplitude na izlazu. Nadalje, na ulaz izmjenjivača možemo narinuti:

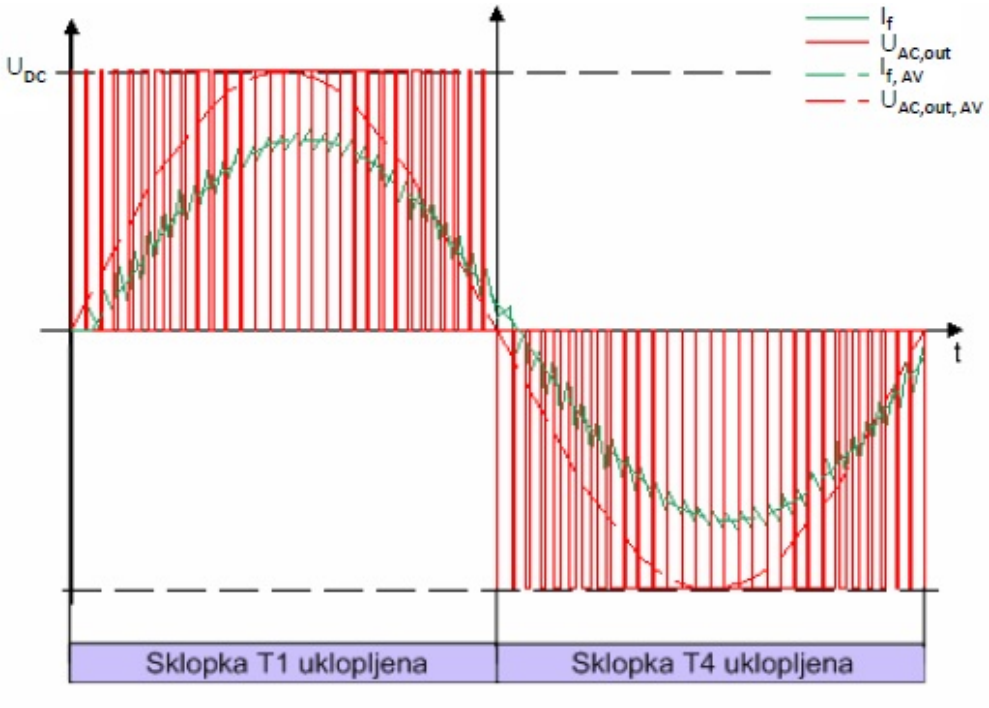
- konstantan DC napon,
- promjenjivi DC napon,
- promjenjivu DC struju.

Izmjenjivač može osigurati promjenjivu frekvenciju i amplitudu izlaznog napona samo ako prima konstantan napon. Izmjenjivač, čija je shema prikazana na slici 3.6, upravlja se modulacijom širine impulsa (PWM). [6]



Slika 3.6 Shema izmjenjivača s IGBT elementima

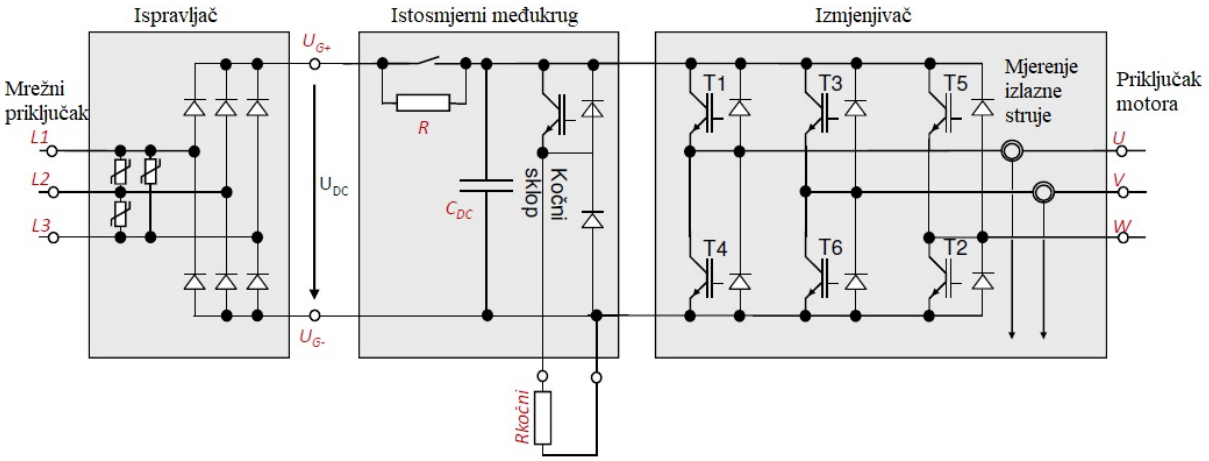
Izlazni napon izmjenjivača je pravokutni (slika 3.7), a osnovni harmonik napona koji se dovodi statoru motora ima sinusni valni oblik. Srednja vrijednost napona unutar perioda sklapanja ovisi o vremenu i frekvenciji vođenja tranzistorskih sklopki. Struja na ulazu motora je sinusna zbog induktivnog karaktera motora, odnosno zbog niskopropusne karakteristike motora. Uz veću frekvenciju sklapanja sklopki dobiva se bolja aproksimacija traženog napona, a nedostatak koji se pritom javlja su povećani gubici u IGBT (engl. *Insulated Gate Bipolar Transistor*) elementima i željezu statora motora. [8]



Slika 3.7 Fazni oblici napona i struje na izlazu izmjenjivača

3.2.4. Ukupna shematska struktura frekvencijskog pretvarača

Na slici 3.8 prikazana je ukupna shematska struktura pretvaračkog sklopa. Otpornik *R* na slici 3.8 ima ulogu ograničavanja struje punjenja kondenzatora. Kočni sklop omogućuje disipaciju energije stvorene u generatorskom radu. [7]



Slika 3.8 Shematska struktura pretvaračkog sklopa

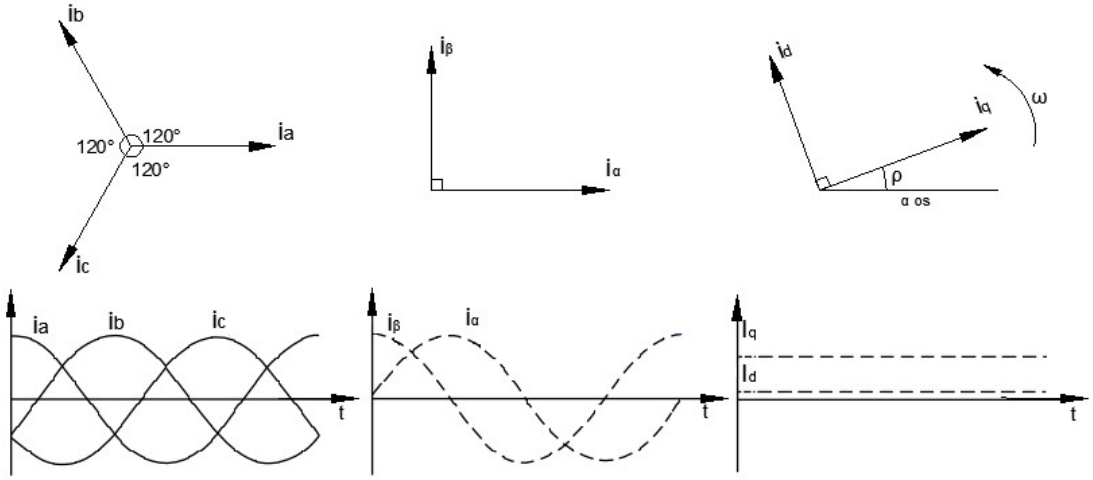
Uz pretvarački sklop potrebno je imati i središnju jedinicu upravljanja (mikroprocesor), koja ima sljedeće zadatke:

- upravljanje svim upravljivim poluvodičkim komponentama,
- komunikacija između frekvencijskog pretvarača i vanjskog sučelja,
- detekcija i izvještavanje o greškama,
- izvršavanje zaštitne funkcije motora i frekvencijskog pretvarača.

Sa razvojem i upotrebom mikroprocesora ekstremno je povećana brzina upravljanja sustavom. Budući da su mikroprocesori u stanju obraditi veliki broj podataka i izvršiti mnogo operacija u malom vremenskom okviru, suvremeni energetski pretvarači su u stanju proračunati optimalni zakon upravljanja za asinkroni motor u svakom trenutku. U mikroprocesoru se vrše svi proračuni koji su neophodni za korištenje naprednih metoda upravljanja, kao što su skalarno i vektorsko upravljanje. Uz to, mikroprocesor je zadužen i za obradu povratnog signala o trenutnoj brzini vrtnje i poziciji rotora te izračunavanje trenutne brzine vrtnje i pozicije rotora iz vrijednosti mjerenih električnih veličina motoru (napon i struja statora). [7]

4. PARK TRANSFORMACIJA

„Park“ transformacija predstavlja matematičku transformaciju faznih napona i struja iz prirodnog *abc* koordinatnog sustava, preko mirujućeg dvo-osnog ortogonalnog koordinatnog sustava *αβ0,* u rotirajući *dq* koordinatni sustav rotora (slika 4.1). Takva transformacija nazvana je po američkom inženjeru R. H. Park-u, koji je krajem dvadesetih godina prošlog stoljeća prvi primijenio transformaciju koordinata uvodeći tako novi pristup u analizi električnih strojeva, čime znatno pojednostavljuje analizu trofaznih sustava. [9] [10]



Slika 4.1 Prikaz prirodnog, dvoosnog (Clarke), dvoosnog (Park) koordinatnog sustava

Namoti motora u trofaznom sustavu međusobno su geometrijski simetrični i raspoređeni za električni kut od 120°, što za posljedicu ima isti raspored napona i struja takvog sustava. Iznosi pripadajućih faznih napona i struja motora u trofaznom sustavu zapisani su u matričnom obliku u jednadžbama 4.1 i 4.2, gdje je φ fazni pomak harmoničke struje u odnosu na napon, a $\theta = \omega t$ električki (fazni) kut.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) - \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix}. \tag{4.1}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} \sin(\theta + \varphi) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ \sin(\theta) - \frac{4\pi}{3} + \varphi \end{bmatrix}. \tag{4.2}$$

4.1. Izravna Park transformacija

Transformacija iz prirodnog koordinatnog sustava faznih napona i struja i mirujući dvo-osni koordinatni sustav naziva se „*Clarke*“ transformacija te se prikazuje izrazom 4.3.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \tag{4.3}$$

Iz prirodnog u rotirajući ortogonalni koordinatni sustav moguće je doći „*Clarke-Park*“ transformacijom (4.4) ili izravnom „*Park*“ transformacijom (4.5), koja će biti korištena u ovom radu.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_g & -\sin\theta_g \\ \sin\theta_g & \cos\theta_g \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \tag{4.4}$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_g & -\sin\theta_g \\ \sin\theta_g & \cos\theta_g \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \tag{4.5}$$

U gore navedenim jednadžbama θ_g predstavlja fazni kut rotirajućeg koordinatnog sustava koji je jednak:

$$\theta_g = \omega t + \delta\,. \tag{4.6}$$

Tako se napon i struja trofaznih sustava mogu zapisati kao:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_g & -\sin\theta_g \\ \sin\theta_g & \cos\theta_g \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \tag{4.7}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_g & -\sin\theta_g \\ \sin\theta_g & \cos\theta_g \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \tag{4.8}$$

Međusobnim množenjem desne strane jednadžbe (4.5) dobivamo izraz (4.9) koji dalje možemo modificirati korištenjem adicijskih i redukcijskih izraza trigonometrijskih identiteta.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_g & -\frac{1}{2}\cos\theta_g + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta_g & -\frac{1}{2}\cos\theta_g - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta_g \\ \sin\theta_g & -\frac{1}{2}\sin\theta_g - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta_g & -\frac{1}{2}\sin\theta_g + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta_g \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \tag{4.9}$$

Osnovne adicijske formule koje se koriste i izravnoj „*Park*“ transformaciji su:

$$\begin{aligned} \cos\alpha\cos\beta \mp \sin\alpha\sin\beta &= \cos(\alpha \pm \beta) \\ \sin\alpha\cos\beta \pm \cos\alpha\sin\beta &= \sin(\alpha \pm \beta) \end{aligned} \tag{4.10}$$

Korištenjem adicijskih formula (4.10) i trigonometrijskih identiteta na izraz (4.9) dobije se izraz:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_g & \cos(\theta_g - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_g + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin\theta_g & \sin(\theta_g - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta_g + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \tag{4.11}$$

Izraz (4.11) prikazuje direktan zapis „*Park*“ transformacije iz *abc* koordinatnog sustava u *dq* koordinatni sustav. Uvrštavanjem izraza za napon (4.1) i struju (4.2) trofazne mreže u izraz koji opisuje transformaciju u *dq* koordinatni sustav (4.11), uz pretpostavku simetričnog sustava, dobije se:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = X_m\begin{bmatrix} \sin(\theta - \theta_g) \\ \cos(\theta - \theta_g) \end{bmatrix} = \left|\begin{matrix} \theta = \omega t + \varphi \\ \theta_g = \omega t + \delta \end{matrix}\right| = X_m\begin{bmatrix} \sin(\varphi - \delta) \\ \cos(\varphi - \delta) \end{bmatrix}. \tag{4.12}$$

Tako naponi i struje u *dq* koordinatnom sustavu imaju oblik:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = U_m\begin{bmatrix} \sin(\theta - \theta_g) \\ \cos(\theta - \theta_g) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ U_m \end{bmatrix}, \tag{4.13}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = I_m\begin{bmatrix} \sin(\theta - \theta_g) \\ \cos(\theta - \theta_g) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m\sin\varphi \\ I_m\cos\varphi \end{bmatrix}. \tag{4.14}$$

4.2. Inverzna Park transformacija

Inverzna *Park* transformacija služi za provjeru točnosti izravne *Park* transformacije te također, ukoliko poznajemo parametre u mirujućem *dq* koordinatnom sustavu rotora motora, preko inverznog izraza (4.16) moguće je direktno odrediti parametre u prirodnom trofaznom sustavu statora. Izraz za inverznu *Park* transformaciju dobije se tako da uz *d* i *q* uvedemo i nul komponentu (4.15) koja je u simetričnom trofaznom sustavu jednaka nuli. Dodatnu komponentu nužno je uvesti radi dobivanja kvadratne matrične forme iz koje je moguće dobiti matrični inverz. Nakon računskih operacija nul stupac se odbacuje.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_g & \cos(\theta_g - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_g + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin\theta_g & \sin(\theta_g - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta_g + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{4.15}$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_g & \sin\theta_g \\ \cos(\theta_g - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta_g - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_g + \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta_g + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

Ovaj izvod predstavlja osnovu za dobivanje modela asinkronog motora u *dq* koordinatnom sustavu te omogućuje jednostavnu i jednoznačnu analizu složenih (harmoničkih) faznih veličina motora i trofaznog frekvencijskog pretvarača. [9][10]

5. MATEMATIČKI MODEL ASINKRONOG MOTORA U *DQ* KOORDINTNOM SUSTAVU

Pri matematičkom modeliranju, a u nastavku i analizi trofaznog asinkronog motora, upotrebljavani su *dq* dvofazni modeli koji omogućuju jednostavniji i ekvivalentni prikaz modela. Park transformaciju, opisanu u prethodnom poglavlju, moguće je upotrijebiti za transformaciju modela iz prirodnog u *dq* koordinatni sustav samo uz pretpostavku da su namoti asinkronog motora spojeni u zvijezdu jer tada vrijedi izraz:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \ . \tag{5.1}$$

Zbog toga se spomenuti nul stupac u jednadžbi 4.16 može odbaciti. Pri spoju namota u trokut nije nužno da suma struja namota uvijek iznosi nula te je prisutna komponenta struje i_o, a transformacija koordinatnih sustava sa sobom ne nosi pojednostavljenja. Zbog pojednostavljenja, uz tu osnovnu pretpostavku, vrijedi i slijedeće:

- asinkroni stroj je geometrijski i električki simetričan,
- napon i frekvencija mreže su konstantnog iznosa,
- zanemaruju se prostorni viši harmonici protjecanja,
- zanemaruje se potiskivanje struje u vodičima statorskog i rotorskog namota,
- zanemaruju se gubici u željezu i zasićenja,
- zanemaruje se utjecaj zagrijavanja na iznose otpora namota.

Veličine asinkronog motora u dinamičkim režimima opisuju se sustavom diferencijalnih jednadžbi statora i rotora. Za kavezni asinkroni motor, čiji je je rotor kratko spojen, naponske jednadžbe statora (5.2) i rotora (5.3) se mogu zapisati u obliku: [2][10]

$$\begin{aligned} u_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \tag{5.2}$$

gdje su: $u_a,\ u_b,\ u_c$ – naponi faza statorskih namota,

$i_a,\ i_b,\ i_c$ – fazne struje statorskih namota,

$R_a,\ R_b,\ R_c$ – radni otpori statorskih namota,

$\psi_a, \psi_b, \psi_c,$ – magnetski tokovi faza statora.

$$\begin{aligned} u_A &= R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\ u_B &= R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\ u_C &= R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \end{aligned} \tag{5.3}$$

gdje su: $u_A,\ u_B,\ u_C$ – naponi faza rotorskih namota,

$i_A,\ i_B,\ i_C$ – fazne struje rotorskih namota,

$R_A,\ R_B,\ R_C$ – radni otpori rotorskih namota,

$\psi_A, \psi_B, \psi_C,$ – magnetski tokovi faza rotora.

Naponske jednadžbe električnog kruga statora (5.2) zapisane su u mirujućem trofaznom, prirodnom koordinatnom sustavu *abc,* dok su naponske jednadžbe električnog kruga rotora (5.3) zapisane u trofaznom koordinatnom sustavu *abc* vezanom za rotor, koji se okreće svojom kutnom brzinom. Nedostatak takvog sustava je nemogućnost analitičkog rješavanja zbog kompliciranog odnosa između veličina stanja. Da bi se sustav jednadžbi mogao pretvoriti u model potrebno je sve jednadžbe predstaviti u jedinstvenom koordinatnom sustavu koji će se okretati nekom brzinom. *Park* transformacijom, opisanom u prethodnom poglavlju, možemo jednadžbe asinkronog motora u prirodnom trofaznom koordinatnom sustavu prebaciti u *dq* koordinatni sustav rotora, koji rotira zajedno sa rotorom. Izračun transformacije je dugotrajan, ali jasan te je predstavljen u literaturi [11][10][12].

Rezultat transformacije predstavlja naponska jednadžbe u matričnom obliku (5.4), koja je skupna za sve dvofazne modele asinkronog stroja sa simetričnim statorom i rotorom i u zajedničkom *dq* koordinatnom sustavu te momentna jednadžba (5.5), koja se u slučaju stroja s više pari polova množi s faktorom p_p.

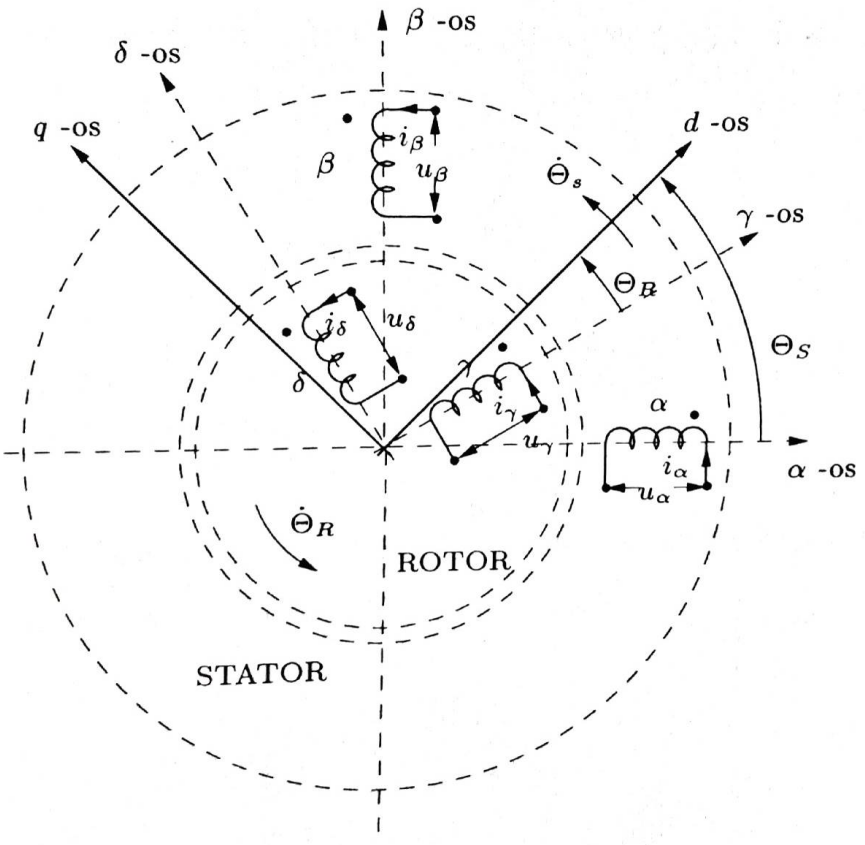
$$\begin{bmatrix} u_{Sd} \\ u_{Sq} \\ u_{Rd} \\ u_{Rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_S\omega_S & 0 & -M\omega_S \\ L_S\omega_S & 0 & M\omega_S & 0 \\ 0 & -M\omega_R & 0 & -L_R\omega_R \\ -M\omega_R & 0 & -L_R\omega_R & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_S & 0 & M & 0 \\ 0 & L_S & 0 & M \\ M & 0 & L_R & 0 \\ 0 & M & 0 & L_R \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{bmatrix} \right\} \tag{5.4}$$

$$t_e = M(i_{Sq} i_{Rd} - i_{Sd} i_{Rq}) \tag{5.5}$$

Prema slici 5.1 statorski namoti miruju i smješteni su na $\alpha\beta$ osi. Rotorski namotaji smješteni su na osi $\gamma\delta$ te rotiraju zajedno sa rotorom. Poziciju koordinatnog sustava *dq* određuje kut Θ_S. Pri tome vrijedi da je:

$$\Theta_S = \Theta + \Theta_R, \tag{5.6}$$

gdje je prema slici 5.1 s Θ_R označen kut između γ osi rotorskog koordinatnog sustava i *d* osi zajedničkog koordinatnog sustava. Kut Θ_S predstavlja zakret između α osi statorskog koordinatnog sustava i *d* osi zajedničkog koordinatnog sustava, dok je Θ kut rotacija između rotorske i statorske osi.



Slika 5.1 Dvofazni model asinkronog motora sa zajedničkim koordinatnim sustavom [10]

Modeli se međusobno razlikuju prema tome kako odaberemo kut Θ_S. Ako je $\Theta_S = 0$, prema izrazu (5.6) proizlazi da vrijedi $\Theta = -\Theta_R$ te se dobiva model u statorskom koordinatnom sustavu $\alpha\beta$. Model u rotorskom koordinatnom sustavu se dobiva odabirom $\Theta_R = 0$, zbog čega vrijedi $\Theta_S = \Theta$.

Za potpuni model motora potrebno je dodati momentnu jednadžbu te jednadžbu gibanja.

5.1. Model asinkronog motora s više pari polova

Kod motora s više pari polova sinkrona brzina ω_S različita je od električne brzine vrtnje ω_e te su brzine međusobno povezane izrazom: [10]

$$\omega_S = \frac{\omega_e}{p_p}, \tag{5.7}$$

gdje je p_p broj pari polova motora.

Električna brzina motora ω_e izračunava se prema izrazu:

$$\omega_e = 2\pi f_n, \tag{5.8}$$

gdje je f_n frekvencija napona mreže na koju je stroj priključen, za koju je pretpostavljen konstantni iznos.

Broj pari polova također treba uzeti u obzir prilikom izračuna trenutne vrijednosti mehaničke brzine stroja ω_m, koja se mora u skladu s izrazom (5.7) te vrijedi:

$$\omega_m = \frac{\omega}{p_p}, \tag{5.9}$$

gdje je ω mehanička brzina dvopolnog stroja, a to je ujedno i električka brzina rotacije statorskog okretnog polja.

Jednadžba gibanja u modelu mehaničkog podsustava za asinkrone strojeve s dva pola ima oblik:

$$J\frac{d\omega}{dt} = t_e - t_L - f\omega. \tag{5.10}$$

U jednadžbi gibanja asinkronog stroja s više polova umjesto mehaničke brzine dvopolnog stroja uvrštava se ω_m, a nakon sređivanja u skladu sa izrazom (5.9) dobiva se:

$$J\frac{d\omega}{dt} = p_p(t_e - t_L) - f\omega, \tag{5.11}$$

gdje je: f koeficijent viskoznog trenja,

t_e trenutna vrijednost električnog momenta,

t_L trenutna vrijednost momenta tereta,

J moment inercije motora.

5.2. Određivanje modela asinkronog stroja u obliku blok sheme

Dvofazni model asinkronog stroja (5.4), (5.5) i (5.11) u zajedničkom koordinatnom sustavu *dq* još uvijek nije u obliku u kojem ga je moguće neposredno upotrijebiti za sintezu vođenja te je potrebno dodatno prilagoditi model. U nastavku su sve te jednadžbe napisane na jednom mjestu radi preglednosti. Naponi u_{Rd} i u_{Rq} iznose nula zbog fizičke izvedbe kaveznog asinkronog motora gdje su namoti rotora kratko spojeni. [10]

$$\begin{aligned}
u_{Sd} &= i_{Sd}R_S + \frac{d}{dt}\psi_{Sd} - \omega_S\psi_{Sq} \\
u_{Sq} &= i_{Sq}R_S + \frac{d}{dt}\psi_{Sq} + \omega_S\psi_{Sd} \\
u_{Rd} &= 0 = i_{Rd}R_R + \frac{d}{dt}\psi_{Rd} - \omega_R\psi_{Rq} \\
u_{Rq} &= 0 = i_{Rq}R_R + \frac{d}{dt}\psi_{Rq} - \omega_R\psi_{Rd} \\
t_e &= p_p M(i_{Sq}i_{Rd} - i_{Sd}i_{Rq}) = p_p\frac{M}{L_R}(i_{Sq}\psi_{Rd} - i_{Sd}\psi_{Rq}) \\
J\frac{d\omega}{dt} &= p_p(p_p t_e - t_L) - f\omega
\end{aligned} \tag{5.12}$$

U modelu (5.12) varijable stanja su $i_{Sd}, i_{Sq}, i_{Rd}, i_{Rq}, \omega, \Theta$. Za kavezne asinkrone motore je karakteristično da rotorske struje i_{Rd}, i_{Rq} nisu mjerljive. Zato je potrebno model asinkronog stroja preoblikovati tako da se spomenute struje nadomjeste s ψ_{Rd}, ψ_{Rq}. Magnetski tokovi ψ_{Rd}, ψ_{Rq} također nisu mjerljivi, ali novoizabrani set varijabli stanja u posebnim okolnostima znatno pojednostavljuje model asinkronog stroja. Preoblikovanje modela započinje tako da se rotorske struje i_{Rd}, i_{Rq} izraze statorskim strujama i_{Sd}, i_{Sq} i rotorskim magnetnim tokovima ψ_{Rd}, ψ_{Rq}. U naponskim jednadžbama (5.12) magnetski tokovi izračunavaju se prema izrazu:

$$\begin{aligned}
\psi_{Sd} &= L_S i_{Sd} + M i_{Rd} \\
\psi_{Sq} &= L_S i_{Sq} + M i_{Rq} \\
\psi_{Rd} &= L_R i_{Rd} + M i_{Sd} \\
\psi_{Rq} &= L_R i_{Rq} + M i_{Sq}
\end{aligned} \tag{5.13}$$

Iz posljednje dvije jednadžbe (5.13) rotorske struje mogu se izraziti kao:

$$i_{Rd} = \frac{\psi_{Rd} - i_{Sd}M}{L_R}, i_{Rq} = \frac{\psi_{Rq} - i_{Sq}M}{L_R} \tag{5.14}$$

Izrazi (5.14) uvrštavaju se u prve dvije jednadžbe sustava (5.12) te se dobiva:

$$\begin{aligned}\psi_{Sd} &= \frac{M}{L_R}(\psi_{Rd} - i_{Sd}M) + L_S i_{Sd} = \psi_{Rd}\frac{M}{L_R} + i_{Sd}(L_S - \frac{M^2}{L_R}) \\ \psi_{Sq} &= \frac{M}{L_R}(\psi_{Rq} - i_{Sq}M) + L_S i_{Sq} = \psi_{Rq}\frac{M}{L_R} + i_{Sq}(L_S - \frac{M^2}{L_R})\end{aligned} \tag{5.15}$$

Pri tome se može uvesti reducirani induktivitet statora i rotora L_σ koji pojednostavljuje izraz (5.15):

$$L_\sigma = L_S - \frac{M^2}{L_R}\,. \tag{5.16}$$

Ako se tako skraćeni izrazi za statorski magnetski tok (5.15) uvrste u prve dvije naponske jednadžbe sustava (5.12) dobiva se:

$$\begin{aligned}u_{Sd} &= i_{Sd}R_S + \frac{d}{dt}\left(\psi_{Rd}\frac{M}{L_R} + i_{Sd}L_\sigma\right) - \omega_S\left(\psi_{Rq}\frac{M}{L_R} + i_{Sq}L_\sigma\right) \\ u_{Sq} &= i_{Sq}R_S + \frac{d}{dt}\left(\psi_{Rq}\frac{M}{L_R} + i_{Sq}L_\sigma\right) + \omega_S\left(\psi_{Rd}\frac{M}{L_R} + i_{Sd}L_\sigma\right)\end{aligned} \tag{5.17}$$

U druge dvije naponske jednadžbe iz sustava (5.12) uvrštava se jednadžba (5.14) te uvodi nova oznaka za rotorsku vremensku konstantu $\tau_R = \frac{L_R}{R_R}$, koja daje izraz:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\psi_{Rd}\tau_R + \psi_{Rd} &= i_{Sd}M + \omega_R\tau_R\psi_{Rq} \\ \frac{d}{dt}\psi_{Rq}\tau_R + \psi_{Rq} &= i_{Sq}M - \omega_R\tau_R\psi_{Rd}\end{aligned} \tag{5.18}$$

Iz prethodnih izraza (5.18) izraze se derivacija magnetnih tokova te se cijela jednadžba pomnoži sa faktorom $\frac{M}{L_R}$ pa slijedi:

$$\begin{aligned}\frac{M}{L_R}\left(\frac{d}{dt}\psi_{Rd}\right) &= i_{Sd}\frac{M^2R_R}{L_RL_R} + \omega_R\psi_{Rq}\frac{M}{L_R} - \psi_{Rd}\frac{MR_R}{L_RL_R} \\ \frac{M}{L_R}\left(\frac{d}{dt}\psi_{Rq}\right) &= i_{Sq}\frac{M^2R_R}{L_RL_R} - \omega_R\psi_{Rd}\frac{M}{L_R} - \psi_{Rq}\frac{MR_R}{L_RL_R}\end{aligned} \tag{5.19}$$

Izrazi (5.19) ubace se u statorske naponske jednadžbe (5.17) te se nakon uvođenja faktora reduciranog otpora $R_\sigma = R_S + \frac{M^2}{L_R^2}R_R$, koji skraćuje navedeni izraz dobiva:

$$\begin{aligned} u_{Sd} &= i_{Sd}R_\sigma + L_\sigma \frac{d}{dt} i_{Sd} - \psi_{Rd} \frac{M}{L_R \tau_R} + \omega_R \psi_{Rq} \frac{M}{L_R} - \omega_S \left(\psi_{Rq} \frac{M}{L_R} + i_{Sq} L_\sigma \right) \\ u_{Sq} &= i_{Sq}R_\sigma + L_\sigma \frac{d}{dt} i_{Sq} - \psi_{Rq} \frac{M}{L_R \tau_R} - \omega_R \psi_{Rd} \frac{M}{L_R} - \omega_S \left(\psi_{Rd} \frac{M}{L_R} + i_{Sd} L_\sigma \right) \end{aligned} \tag{5.20}$$

Uz poštivanje odnosa brzina vrtnji (5.21) dobiva se izraz(5.22):

$$\omega_S = \omega + \omega_R \tag{5.21}$$

$$\begin{aligned} u_{Sd} &= i_{Sd}R_\sigma + L_\sigma \frac{d}{dt} i_{Sd} - \psi_{Rd} \frac{M}{L_R \tau_R} - \omega \psi_{Rq} \frac{M}{L_R} - \omega_S i_{Sq} L_\sigma \\ u_{Sq} &= i_{Sq}R_\sigma + L_\sigma \frac{d}{dt} i_{Sq} - \psi_{Rq} \frac{M}{L_R \tau_R} + \omega \psi_{Rd} \frac{M}{L_R} + \omega_S i_{Sd} L_\sigma \end{aligned} \tag{5.22}$$

Statorske naponske jednadžbe (5.22) mogu se zapisati i u promijenjenom obliku, koji je pogodan za interpretaciju u blok shemama te slijedi:

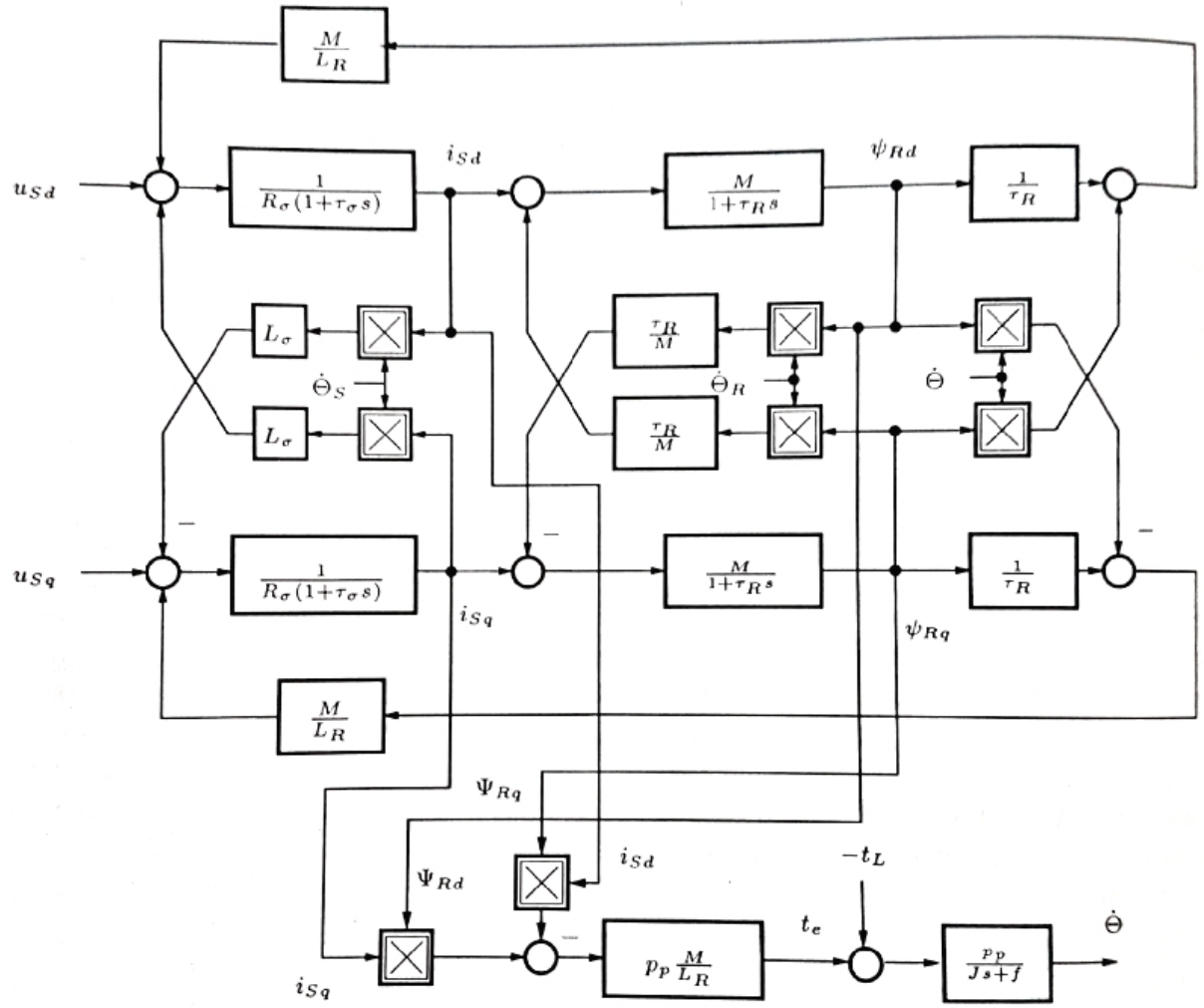
$$\begin{aligned} R_\sigma \left(i_{Sd} + \tau_\sigma \frac{d}{dt} i_{Sd} \right) &= u_{Sd} + \psi_{Rd} \frac{M}{L_R \tau_R} + \omega \psi_{Rq} \frac{M}{L_R} + \omega_S i_{Sq} L_\sigma \\ R_\sigma \left(i_{Sq} + \tau_\sigma \frac{d}{dt} i_{Sq} \right) &= u_{Sq} + \psi_{Rq} \frac{M}{L_R \tau_R} - \omega \psi_{Rd} \frac{M}{L_R} - \omega_S i_{Sd} L_\sigma \end{aligned} \tag{5.23}$$

Pri tome, novo uvedena oznaka je $\tau_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_\sigma}$.

Nadalje, statorske naponske jednadžbe (5.23), rotorske naponske jednadžbe (5.18) te jednadžbu gibanja i momenta iz zapisa (5.12) s Laplace-ovom transformacijom se prebacuju u istoimeno područje pa se s pretpostavkom početnih uvjeta jednakih nuli dobiva:

$$\begin{aligned} I_{Sd}(s)(1+s\tau_\sigma)R_\sigma &= U_{Sd}(s) + \psi_{Rd}(s)\frac{M}{L_R\tau_R} + \omega(s)\psi_{Rq}(s)\frac{M}{L_R} + \omega_S(s) I_{Sq}(s) L_\sigma \\ I_{Sq}(s)(1+s\tau_\sigma)R_\sigma &= U_{Sq}(s) + \psi_{Rq}(s)\frac{M}{L_R\tau_R} - \omega(s)\psi_{Rd}(s)\frac{M}{L_R} - \omega_S(s) I_{Sd}(s) L_\sigma \\ \psi_{Rd}(s)(1+s\tau_R) &= I_{Sd}(s) M + \omega_R(s)\tau_R \psi_{Rq}(s) \\ \psi_{Rq}(s)(1+s\tau_R) &= I_{Sq}(s) M - \omega_R(s)\tau_R \psi_{Rd}(s) \\ T_e(s) &= p_p \frac{M}{L_R}\left(I_{Sq}(s)\psi_{Rd}(s) - I_{Sd}(s)\psi_{Rq}(s) \right) \\ s\Theta(s)(Js+f) &= p_p \left(T_e(s) - T_L(s) \right) \end{aligned} \tag{5.24}$$

Sustav jednadžbi (5.24) pogodan je za prikaz u blok shemi te je prikazan na slici 5.2. S pretvorbom modela asinkronog stroja u zajednički koordinatni sustav *dq* još uvijek nije postignut konačan cilj, koji je imati model primjeren za sintezu vođenja.



Slika 5.2 Blok shema asinkronog motora[10]

Brzina vrtnje stroja se mijenja s promjenom momenta motora. Kod istosmjernog stroja s trajnim magnetima moguće je moment mijenjati s promjenom rotorske struje, odnosno rotorskog napona. Kod asinkronog stroja je moment ovisan o oba napona, čija međusobna ovisnost nije jednostavna. Blok shema na slici 5.2 prikazuje da je moment ovisan o obje statorske struje i_{Sd}, i_{Sq} i o dvije komponente rotorskog magnetnog toka ψ_{Rd}, ψ_{Rq}. Promjenom statorskih napona u_{Sd} i u_{Sq} inače mijenjamo struje i_{Sd}, i_{Sq} međutim, zbog međusobne isprepletenosti modela ne neovisno. U isto vrijeme, promjena struje također prouzroči promjenu obje komponente magnetskog toka rotora. Nadalje, na rotorski strani motora također se javlja isprepletenost zbog toga jer promjena magnetnog toka u *d* smjeru preko povratne veze u obliku promjene uzbude dolazi na magnetni sklop u *q* smjeru, a utjecaj je prisutan i u drugom smjeru. Upravo je zbog tih razloga model struja na slici 5.2 neupotrebljiv za upravljanje jer promjenom oba raspoloživa ulaza u_{Sd} i u_{Sq} nije moguća neovisna promjena veličina stanja sustava. [10][2]

5.3. Vektorski način upravljanja asinkronog stroja

Vektorsko upravljanje je suvremena metoda upravljanja asinkronih strojeva. Ova metoda omogućuje brže i preciznije upravljanje od DC motora. Prednosti vektorskog upravljanja su:

- brz odziv prilikom promjene opterećenja,
- precizna regulacija brzine vrtnje,
- mogućnost postizanja maksimalnog prekretnog momenta kod pokretanja,
- ostale performanse usporedive s istosmjernim motorima.

Kod sljedećeg preoblikovanja modela stroja, *d* os zajedničkog koordinatnog sustava *dq* se veže uz *d* komponentu rotorskog koordinatnog sustava, a s upravljanjem se vodi briga da je $\psi_{Rq} = 0$. Zbog toga će rotorski magnetski tok biti prisutan samo u *d* osi. [10][13]

Tako izabrani sustav upravljanja u engleskoj literaturi naziva se *Field Oriented Control.* S takvim upravljanjem se osiguravaju sljedeći uvjeti:

$$\begin{aligned} &\psi_{Rq} = 0 \\ &\frac{d}{dt}\psi_{Rq} = 0 \end{aligned} \tag{5.25}$$

Ako s odgovarajućim načinom upravljanja možemo ispuniti uvjete (5.25), prve četiri jednadžbe električnog modela asinkronog stroja (5.24) pojednostavljuju se u oblik:

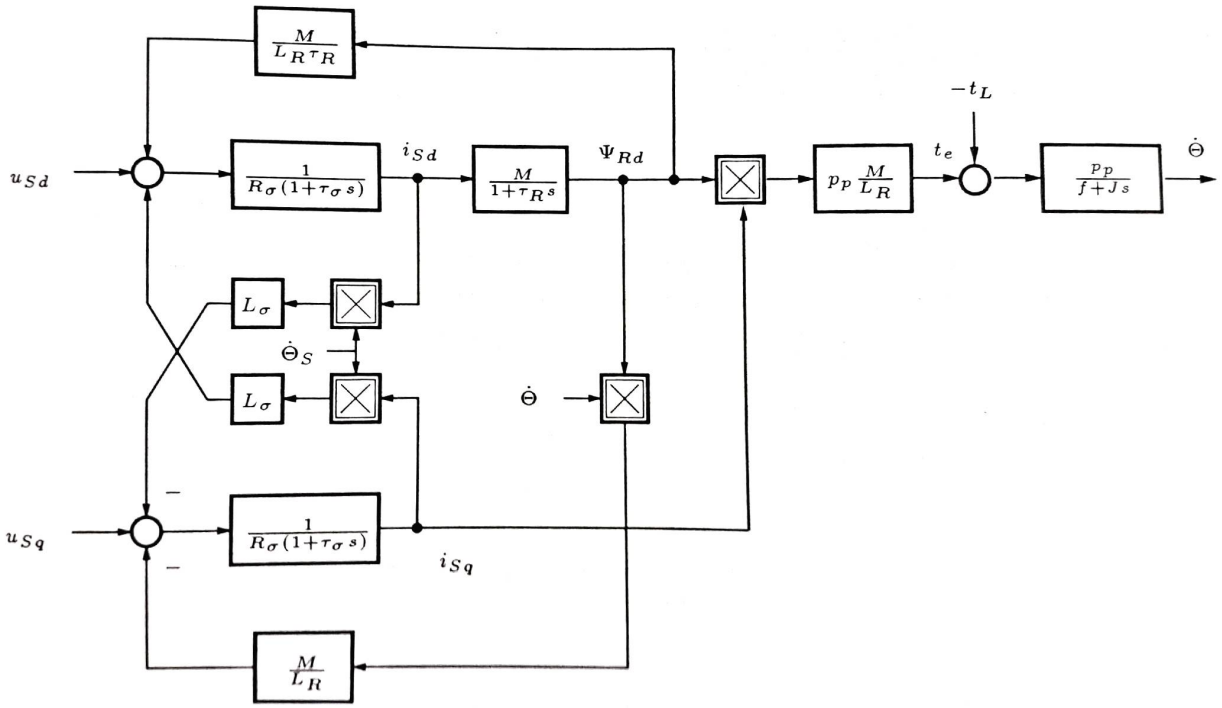
$$\begin{aligned} &I_{Sd}(s)(1+s\tau_\sigma)R_\sigma = U_{Sd}(s) + \psi_{Rd}(s)\frac{M}{L_R\tau_R} + \omega_S(s)I_{Sq}(s)L_\sigma \\ &I_{Sq}(s)(1+s\tau_\sigma)R_\sigma = U_{Sq}(s) - \omega(s)\psi_{Rd}(s)\frac{M}{L_R} - \omega_S(s)I_{Sd}(s)L_\sigma \\ &\psi_{Rd}(s)(1+s\tau_R) = I_{Sd}(s)M \\ &\omega_R(s) = \frac{I_{Sq}(s)M}{\tau_R\psi_{Rd}(s)} \end{aligned} \tag{5.26}$$

Četvrta jednadžba modela sustava (5.26) postala je algebarska te se s njenom integracijom može dobiti kut Θ_R, koji je potreban za izračun kutne pozicije zajedničkog koordinatnog sustava *dq* (prema izrazu 5.6), pri čemu je Θ mjerljiv kut rotacije vratila.

Blok model na slici 5.3. predstavlja cjelokupni model asinkronog stroja u koordinatnom sustavu rotora. Veza između *d* i *q* osi modela i dalje postoji (što neugodno utječe na upravljanje), a promjenom samo jednog napona na ulazu mijenjaju sve veličine stanja o kojima neposredno ovisi moment stroja.

Poveznicu između oba dijela blok sheme predstavljaju inducirani naponi, koji su proporcionalni brzini vrtnje stroja i statorskog polja (5.21).

Međudjelovanje preko toka polja eliminira se uvođenjem kompenzatora napona, koji su u blok shemama označeni s $\psi_{Rd}\frac{M}{L_R\tau_R}$ i $\omega\psi_{Rd}\frac{M}{L_R}$ na ulaz u pretvornik, čime se postupak provođenja sinteze sustava znatno pojednostavljuje.



Slika 5.3 Model asinkronog stroja u rotorskom koordinatnom sustavu [10]

Podešavanjem *d* komponente struje statora i_{Sd} direktno se podešava istoimena komponenta magnetskog toka. Znači, stavljanjem vektora magnetskog toka u *d* os zajedničkog koordinatnog sustava postiže se da je $\psi_{Rq}=0$ i da je amplituda magnetskog toka rotora uvijek jednaka iznosu *d* komponente vektora magnetskog toka ψ_{Rd}. Zbog toga se podešavanjem struje i_{Sd} može neovisno i direktno upravljati amplitudom rotorskog toka. Nakon što dostigne željenu vrijednost, magnetski tok rotora se nastoji održati konstantnim. Kašnjenje koje se pritom javi je kašnjenje prvog reda.

Podešavanjem *q* komponente struje statora i_{Sq} utječe se na vrijednost momenta i brzine vrtnje motora. Momentom motora može se upravljati direktno i nezavisno zbog toga što se *d* komponenta struje drži konstantnom, a s time i vrijednost rotorskog magnetskog toka. Takav način upravljanja temelji se na dinamičkom modelu motora i potreban je mikroprocesor. [2]

5.4. Razdvajanje modela asinkronog stroja

Razdvajanje se postiže na način da izlazu iz regulatora struja u obje osi dodamo kompenzatore napona, kojima se postiže da model na slici 5.3 ostaje rasklopljen, odnosno neovisan u *d* i *q* smjeru. Takvi naponi su suprotnih predznaka od onih koji povezuju modele u različitim osima i u idealnom slučaju postiže se potpuno neovisno ponašanje električnog dijela asinkronog stroja u *d* i *q* smjeru. Referentne vrijednosti napona na ulazu u pretvornik (frekvencijski pretvarač) zbog poštivanja razdvajanja izračunavaju se na slijedeći način: [10]

$$\begin{aligned} u_{Sdr} &= u_{Sd}^{*} + u_{Rd} \\ u_{Sqr} &= u_{Sq}^{*} + u_{Rq} \end{aligned} \tag{5.27}$$

Nadalje, naponi razdvajanja izračunavaju se prema izrazu:

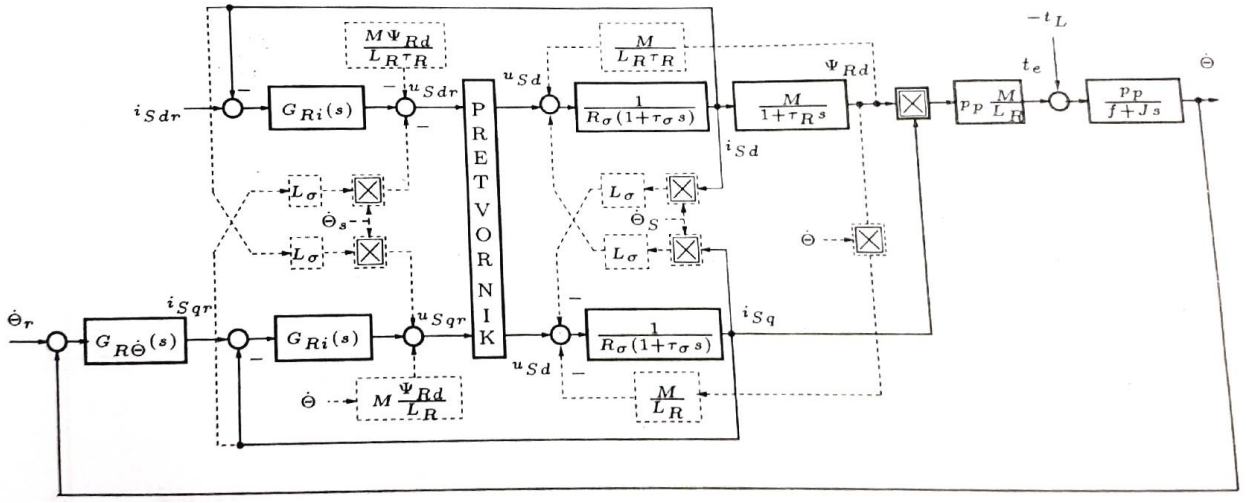
$$\begin{aligned} u_{Sd}^{*} &= -\psi_{Rd}\frac{M}{L_R\tau_R} - \omega_S i_{Sq} L_\sigma \\ u_{Sq}^{*} &= \omega\psi_{Rd}\frac{M}{L_R} + \omega_S i_{Sd} L_\sigma \end{aligned} \tag{5.28}$$

Znači da su referentne vrijednosti napona u_{Sdr} i u_{Sqr} sastavljani od dva dijela, izlaza iz regulatora struje, kojima se dodaje kompenzacijski napon. S razdvajanjem postiže se da u normalnim pogonskim uvjetima promjenom napona u_{Sd} utječemo samo na promjenu struje i_{Sd}, a s njom također i ψ_{Rd}. To znači da se pomoću varijacije napona u_{Sd} također može utjecati na električni moment stroja. Kada vrijedi da je ψ_{Rd} konstantan, a $\psi_{Rq} = 0,$ promjenom napona u_{Sq} neposredno mijenjamo struju i_{Sq}, a s time i električni moment stroja. Moment stroja u zajedničkom koordinatnom sustavu rotora *dq* ($\psi_{Rq} = 0$) računa se:

$$t_e = p_p \frac{M}{L_R} i_{Sq}\psi_{Rd} \tag{5.29}$$

Razdvojen model asinkronog motora u orijentaciji rotora prikazan je na slici 5.4. S isprekidanim crtama označeni su naponi koji se međusobno ponište, tako da se njihov utjecaj na model ne primjećuje izvana. Cjelokupni model asinkronog stroja ostaje nelinearan, zbog toga jer moment stroja razmjeran umnošku ψ_{Rd} i i_{Sq}, a množenje je nelinearna računska operacija. Ako se upravljanjem postigne konstantna vrijednost magnetskog toka ψ_{Rd}, model asinkronog stroja ponovo postane linearan, vremenski nepromjenjiv te podoban za uporabu jednostavnijih, linearnih metoda upravljanja. Konstantna vrijednost magnetskog toka

ψ_{Rd} osigura se tako da referencu struje i_{Sdr} postavimo vremenski prije nego sve ostale reference. Kada se postigne konstantna vrijednost spomenutog toka, promjenom ulaznog napona u_{Sq} dolazi do promjene brzine vrtnje i momenta.



Slika 5.4 Blok shema regulacije brzine vrtnje asinkronog struja u orijentaciji rotora [10]

Kao što je već objašnjeno, moment i brzinu vrtnje asinkronog stroja mijenjamo pri konstantnoj vrijednosti ψ_{Rd}, promjenom statorskog napona u_{Sq}. Izabrani način upravljanja ima dodatnu prednost, zbog toga jer promjenom napona u_{Sq} dostiže znatno brža promjena momenta nego s promjenom napona u_{Sd}. Naime, vremenske konstante u *q* smjeru su manje od vremenskih konstanti u *d* smjeru, koji utječu na brzinu promjene magnetskog toka ψ_{Rd}. U *d* smjeru postoje dva člana prvog stupnja s vremenskim konstantama τ_σ i τ_R, dok je u *q* smjeru samo je član prvog stupnja, a uz to vrijedi i da je τ_R znatno veća od τ_σ. Zbog svega navedenog, brže promjene momenta, a s time i brzine vrtnje, postižu se promjenom struje i_{Sq}, koja je posljedica promjene ulaznog napona u_{Sq}.

6. REGULACIJA STRUJE I BRZINE ASINKRONOG MOTORA

U ovom poglavlju potrebno je projektirati regulacijski krug struje i brzine vrtnje temeljem poznatog modela asinkronog stroja te pritom primijeniti odgovarajući kriterij optimalnosti. Na slici 5.4 prikazana je načelna blok shema kaskadne izvedbe regulacije brzine vrtnje stroja.

6.1. Kaskadna struktura regulacije

Kod kaskadnog načina vođenja izlaz jednog regulatora mijenja radnu točku drugoga. Većina kaskadnih krugova čine dva regulatora, no ponekad ih može biti i više u nizu. Svaki regulator ima svoju vođenu varijablu koja se mjeri u procesu. Kaskadna regulacija služi za izolaciju primarnog kruga od poremećaja i nelinearnosti. Osnovni regulator naziva se primarni (engl. *primary, master*) i dio je vanjskog kruga. Pomoćni regulator naziva se sekundarni (engl. *secondary, slave*) i dio je unutarnjeg kruga. Kaskadna regulacija primjenjuje se na procese s relativnom sporom dinamikom. Kaskadna regulacija donosi poboljšanje samo ako je dinamika unutarnjeg kruga dovoljno brza u usporedbi s dinamikom vanjskog kruga. Kaskadnu regulaciju ne treba primjenjivati ako unutarnji krug nije barem tri puta brži od vanjskog kruga. Kad unutarnji krug nije bitno brži od vanjskog, postoji rizik interakcije između dvaju krugova koja može rezultirati s nestabilnosti. U slučaju ovog zadatka, mehanički krug regulacije brzine vrtnje je dovoljno spor u usporedbi s krugom regulacije struje asinkronog stroja, a koristi od korištenja kaskadne regulacije su:[14]

a) Kompenzacija poremećaja

Odziv unutarnjeg kruga znatno je brži od vanjskog, a unutarnji krug kompenzira poremećaje na upravljanom toku koji utječu na vanjski krug.

b) Brži odziv

U nekim slučajevima unutarnji krug će brže mijenjati procesnu varijablu (npr. struju) nego što to radi vanjski krug. Brži struje odziv smanjuje mrtvo vrijeme vanjskog kruga, pa je i on brži.

c) Izolacija nelinearnosti sustava

Primjenom kaskadne regulacije moguće je iskoristiti povratnu vezu u unutarnjem krugu da bi se kompenzirale nelinearnosti sustava. Na taj način rješava se problem nelinearnosti u vanjskom (primarnom) krugu.

6.2. Optimum dvostrukog odnosa

Optimum dvostrukog odnosa vrsta optimizacijske tehnike koja daje optimalan odziv zatvorenog sustava regulacije ukoliko se svi karakteristični odnosi postave na optimalan iznos 0,5. Mijenjanjem iznosa karakterističnih odnosa moguće je podešavati dinamiku zatvorenog regulacijskog kruga.

Kako pri optimiranju nisu uzete u obzir nule prijenosne funkcije zatvorenog sustava regulacije, odziv sustava s obzirom na poremećaj će također biti optimalan. Vladanje oscilatornog člana 2. reda s relativnim koeficijentom prigušenja $\zeta = 0.707$, smatra se optimalnim u mnogim područjima regulacijske tehnike [15]. Optimum dvostrukog odnosa nastao je s namjerom da se pronađe algebarska veza između koeficijenta prijenosne funkcije linearnog sustava proizvoljnog reda, takav da sustav ima optimalno prigušenje koje odgovara prigušenju oscilatornog člana drugog reda. Prijenosna funkcija zatvorenog sustava prema optimumu dvostrukog odnosa u općenitom slučaju izgleda:

$$G(s) = \frac{1}{A_m(s)} = \frac{1}{1 + T_e s + D_2 T_e^2 s^2 + D_3 D_2^2 T_e^3 s^3 + \ldots + D_2^{n-1} D_3^{n-2} \ldots D_n T_e^n s^n} \tag{6.20}$$

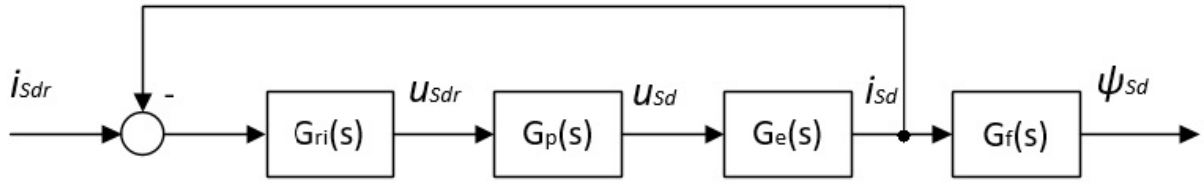
Gdje je T_e ekvivalentna vremenska konstanta, D_n tzv. karakteristični odnosi optimuma dvostrukog odnosa, a n je red funkcije zatvorenog sustava. PI regulator ima sposobnost podešavanja dva parametra te se mogu prigušiti sustavi drugog reda.

Postavljanjem svih karakterističnih odnosa na optimalni iznos 0.5, postiže se kvazi-aperiodski odziv regulacijskog kruga sa najviše 6% nadvišenja u odzivu, te vremenom porasta $t_{100\%} \approx 2{,}1 T_e$. [15]

6.3. Sinteza regulatora struje asinkronog motora

Razdvajanje modela, opisano u prethodnim stranicama, omogućava provedbu odvojene sinteze u *d* i *q* smjeru. Regulacijski krug asinkronog stroja sastoji se od dva PI regulatora struje i PI regulatora brzine vrtnje stroja, prema slici 5.4. [16]

Regulacijski krug podsustava asinkronog stroja u *d* smjeru prikazuje blok shema na slici 6.1.



Slika 6.1 Blok shema podsustava asinkronog motora u *d* osi

PI regulatori struja u *d* i *q* osi su identični i prvo je potrebno napraviti njihovu sintezu. U skladu sa slikom 6.1, prijenosna funkcija otvorenog regulacijskog kruga je:

$$G_o(s) = G_{Ri}(s) G_p(s) G_e(s) \tag{6.1}$$

$$G_o(s) = K_i \frac{1+\tau_i s}{\tau_i s} \frac{1}{T_p s+1} \frac{1}{R_\sigma(\tau_\sigma s+1)} \tag{6.2}$$

U izrazu (6.2), $G_{Ri}(s)$ predstavlja prijenosnu funkciju regulatora, dok je $G_p(s)$ prijenosna funkcija frekvencijskog pretvarača na koju je nadodan utjecaj diskretizacije u vremenu kako slijedi:

$$G_p(s) = \frac{1}{T_d s+1} \frac{1}{\frac{T_s}{2} s+1} \approx \frac{1}{\left(T_d + \frac{T_s}{2}\right) s+1} = \frac{1}{T_p s+1} \tag{6.3}$$

S odabirom $\tau_i = \tau_\sigma$ i uvrštavanjem u izraz (6.2), prijenosna funkcija otvorenog regulacijskog kruga poprima izgled:

$$G_o(s) = K_i \frac{1+\tau_\sigma s}{\tau_\sigma s} \frac{1}{T_p s+1} \frac{1}{R_\sigma(\tau_\sigma s+1)} = K_i \frac{1}{\tau_\sigma s} \frac{1}{T_p s+1} \frac{1}{R_\sigma} \tag{6.4}$$

Primjerenim odabirom nule regulatora dolazi do kraćenja vremenske konstante reguliranog procesa, a ostaje još pravilno odabrati pojačanje K_i. Prijenosna funkcija zatvorenog regulacijskog kruga struje računa se prema izrazu:

$$G_z(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} \tag{6.5}$$

Uvrštavanjem izraza (6.4) u (6.5), nakon unakrsnog množenja i kraćenja, dobiva se izraz za prijenosnu funkciju zatvorenog regulacijskog kruga:

$$G_z(s) = \frac{1}{1 + \frac{\tau_\sigma s}{K_i}(T_p s + 1)R_\sigma} = \frac{1}{\frac{\tau_\sigma T_p R_\sigma}{K_i} s^2 + \frac{\tau_\sigma R_\sigma}{K_i} s + 1} \tag{6.6}$$

Modelski polinom PI regulatora reduciranog je reda zbog mogućnosti podešavanja samo 2 parametra te izgleda:

$$A_m(s) = 1 + T_e s + D_{2i} T_e^2 s^2 \tag{6.7}$$

Izjednačenjem nazivnika zatvorene prijenosne funkcije i modelskog polinoma, uz postavljanje parametra $D_2 = 0.5$ (prema zakonu optimuma dvostrukog odnosa) dobivaju se slijedeći izrazi regulatora:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{\tau_\sigma R_\sigma}{K_i} \\ K_i &= \frac{\tau_\sigma R_\sigma D_{2i}}{T_p} \end{aligned} \tag{6.8}$$

Zatvorena prijenosna funkcija regulacije struje nakon uvrštavanja K_i, τ_i predstavljena je pojednostavljenim izrazom (6.9), do kojeg se dolazi zanemarivanjem člana uz s^2 zbog toga jer je $T_p^2 << T_p$. Pritom se uvodi nova vremenska konstanta $T_{ei} = 2T_p$

$$G_z(s) = G_1(s) = \frac{1}{2T_p^2 s^2 + 2T_p s + 1} \approx \frac{1}{2T_p s + 1} = \frac{1}{T_{ei} s + 1} \tag{6.9}$$

Dobiveni parametri PI regulatora struje upisuju se u simulacijski model asinkronog motora, koji je predstavljen u 7. poglavlju. Model se izrađuje na računalu u programskom paketu Matlab Simulink, a nakon simulacije, veličine stanja sustava predstavljene su grafovima.

6.4. Sinteza regulatora brzine vrtnje asinkronog motora

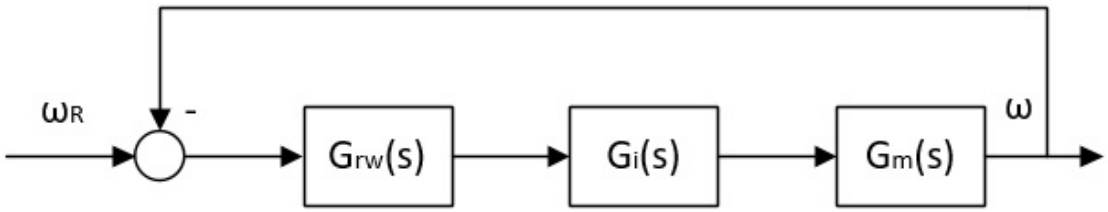
U nastavku, potrebno je provesti i sintezu regulatora brzine vrtnje. U svrhu pojednostavljenja sinteze PI regulatora brzine vrtnje dinamika podređenog regulacijskog kruga struje aproksimira se sljedećim nadomjesnim PT_1 članom, uz dodavanje utjecaja diskretizacije:

$$G_i = \frac{K_T}{T_{ew} s + 1} \tag{6.10}$$

Pri čemu je T_{ew} parazitska vremenska konstanta regulacijskog kruga brzine, a izračunava se kao:

$$T_{ew} = \frac{1}{2} T_{sw} + T_{ei} \tag{6.11}$$

Gdje je T_{sw} kašnjenje zbog utjecaja diskretizacije sustava, a T_{ei} je nadomjesna vremenska konstanta regulacijskog kruga struje. Prijenosna funkcija otvorenog regulacijskog kruga brzine vrtnje asinkronog stroja u *q* smjeru može se izračunati iz prikaza blok sheme na slici 6.2.



Slika 6.2 Blok shema regulacijskog sustava asinkronog motora u *q* osi

U skladu sa slikom 6.2, prijenosna funkcija otvorenog regulacijskog kruga brzine vrtnje je:

$$G_{ow}(s) = G_{rw}(s) G_i(s) G_m(s) \tag{6.12}$$

$$G_{ow}(s) = K_w \frac{1+\tau_w s}{\tau_w s} \frac{K_T}{T_{ew} s + 1} \frac{1}{Js} \tag{6.13}$$

U izrazu (6.2), $G_{ri}(s)$ predstavlja prijenosnu funkciju regulatora, dok je $G_m(s)$ prijenosna funkcija mehaničkog sustava motora (inercija). Izraz K_T predstavlja linearizirani utjecaj *d* osi na moment stroja.

$$K_T = \frac{p_p M^2 i_{Sd}}{L_R} \tag{6.14}$$

Za razliku od sinteze PI regulatora struje gdje je za podešavanje integralne konstante primijenjeno kraćenje nule regulatora i pola procesa, u ovom slučaju to nije primjenjivo. Naime, ukoliko dođe do kraćenja članova $1+\tau_w s$ i $T_{ew} s + 1$, prijenosna funkcija otvorenog regulacijskog kruga brzine vrtnje odgovarala bi dvostrukom integratoru.

Takav izbor vremenske konstante τ_w rezultirao bi rubno stabilnom dinamikom zatvorenog regulacijskog kruga. Parametri PI regulatora brzine vrtnje određuju se primjenom kriterija optimuma dvostrukog odnosa na prijenosnu funkciju zatvorenog regulacijskog kruga brzine koji se izračunava prema izrazu:

$$G_{zw}(s) = \frac{G_{ow}(s)}{1 + G_{ow}(s)} \tag{6.15}$$

Uvrštavanjem izraza (6.13) u (6.15), nakon unakrsnog množenja i kraćenja, dobiva se izraz za prijenosnu funkciju zatvorenog regulacijskog kruga:

$$G_z(s) = \frac{1 + \tau_w s}{1 + \tau_w s + \frac{\tau_w J}{K_w K_T} s^2 + \frac{\tau_w J T_{ew}}{K_w K_T} s^3} \tag{6.16}$$

Modelski polinom PI regulatora reduciranog je reda zbog mogućnosti podešavanja samo 2 parametra predstavljen je jednadžbom (6.17):

$$A_m(s) = 1 + T_{pw} s + D_{2w} T_{pw}^2 s^2 + D_{2w}^2 D_{3w} T_{pw}^3 s^3 \tag{6.17}$$

Izjednačenjem nazivnika zatvorene prijenosne funkcije i modelskog polinoma, uz postavljanje parametra $D_{2w}, D_{3w} = 0.5$ (prema zakonu optimuma dvostrukog odnosa) dobivaju se slijedeći izrazi regulatora:

$$\begin{aligned} \tau_w &= T_{pw} \\ K_w &= \frac{J}{K_T D_{2w} \tau_w} \\ \frac{J T_{ew}}{K_w K_T} &= D_{3w} D_{2w}^2 \tau_w \end{aligned} \tag{6.18}$$

Uvrštavanjem druge jednadžbe u treću sustava (6.18) dobiva se izraz za integralnu konstantu regulacijskog sustava brzine vrtnje:

$$\tau_w = 4 T_{ew} \tag{6.19}$$

Dobiveni parametri PI regulatora struje upisuju se u simulacijski model asinkronog motora, koji je predstavljen u 7. poglavlju. Model se izrađuje na računalu u programskom paketu Matlab Simulink, a nakon simulacije, veličine stanja sustava predstavljene su grafovima.

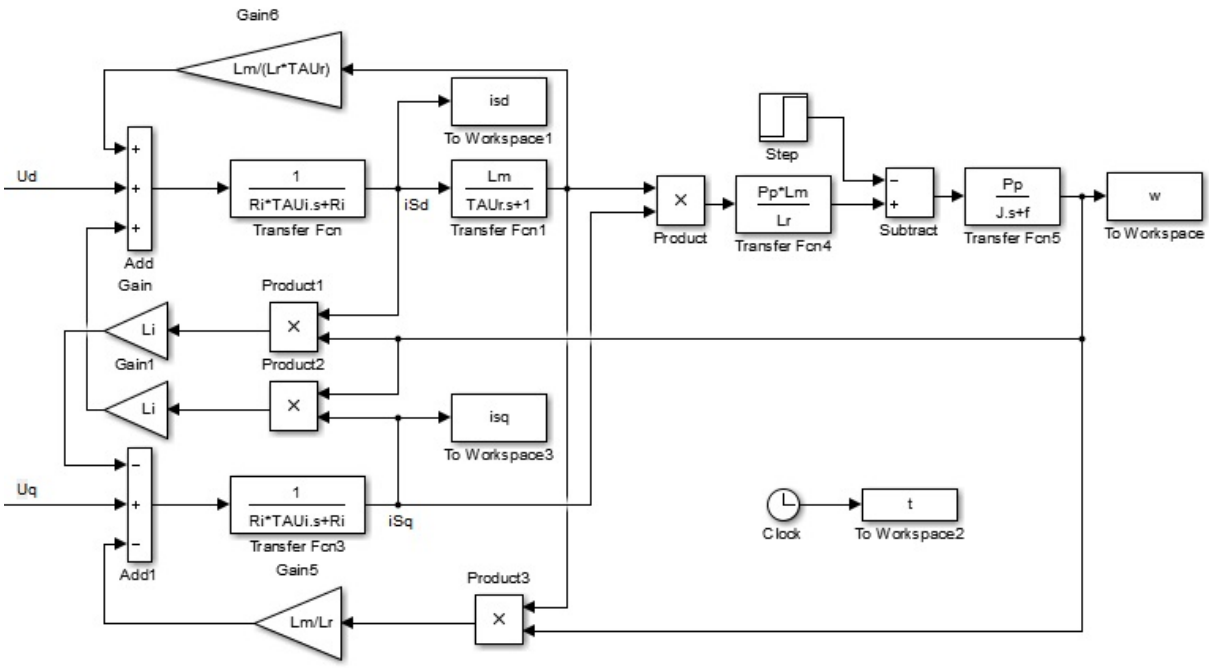
7. SIMULACIJSKI MODEL ASINKRONOG MOTORA

U ovom poglavlju će se iz matematičkog modela asinkronog stroja projektirati simulacijski model u programskom paketu *Matlab*, tj. grafičkom okruženju za modeliranje uz pomoć blokova, *Simulink*-u. Modeliranju motora pristupa se u zajedničkom *dq* koordinatnom sustavu. Na taj način se dobije model AC motora sličan modelu DC motora. Međutim, dok su kod DC motora upravljanje poljem i armaturom prirodno razdvojeni kod AC motora to nije slučaj, odnosno moguće je upravljanje komponentom struje uzbudnog polja i strujom koja proizvodi okretni moment samo preko struje statora. Princip razdvojenog upravljanja predstavljen je u prethodnim poglavljima i naziva se vektorsko upravljanje.

Kada imamo strategiju upravljanja fizikalnim modelom pogona možemo pristupiti njenoj implementaciji. Modeliranje započinje sa projektiranjem asinkronog stroja.

7.1. Model asinkronog stroja u *Matlab*-u

Prije svega modelira se krug struje asinkronog stroja u zajedničkom koordinatnom *dq* sustavu rotora. Model je napravljen na temelju blok sheme sa slika 5.3, uz pripadajuću matematiku, opisanu u 5. poglavlju.

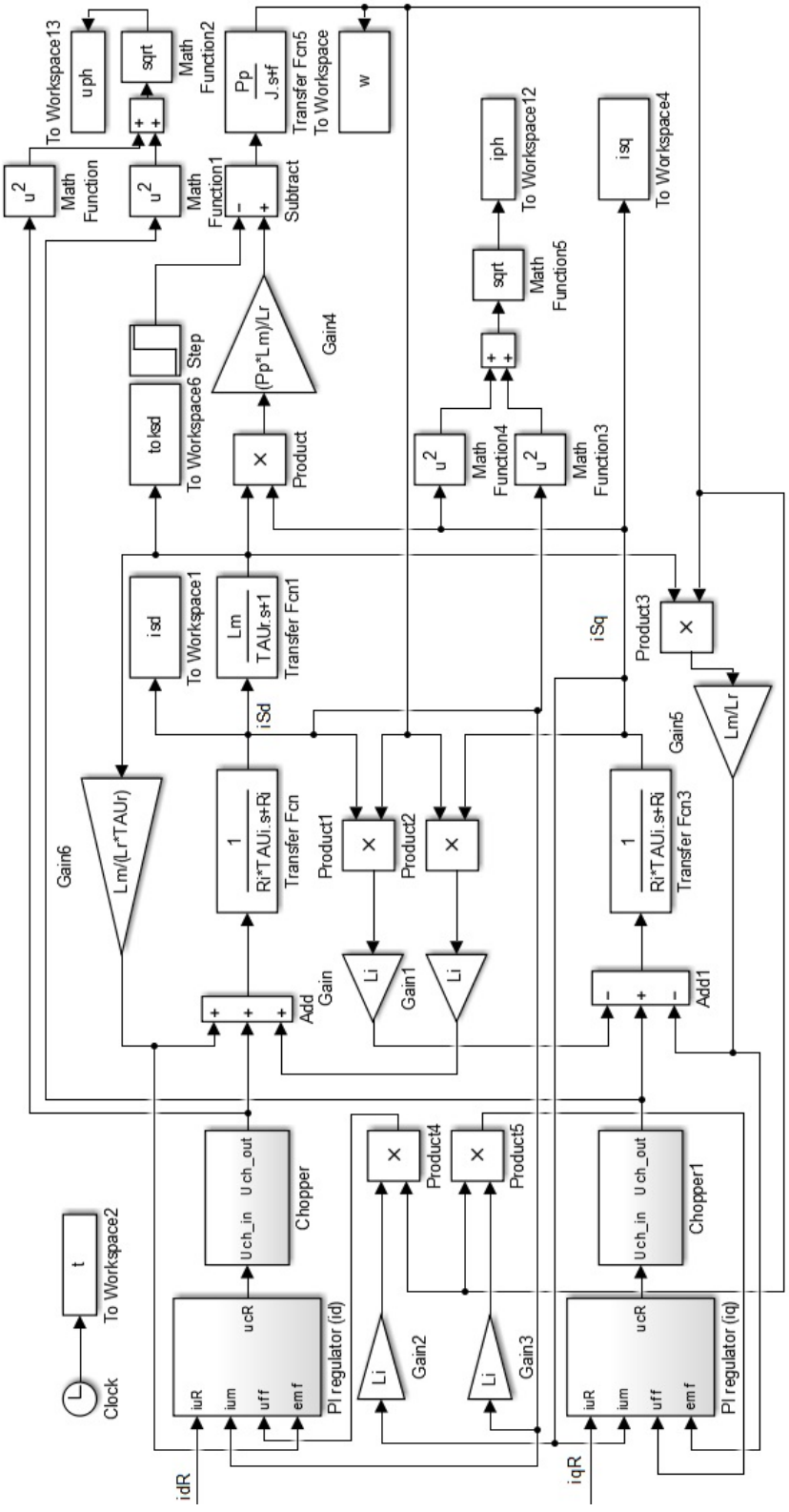


Slika 7.1 Simulink model asinkronog stroja motora i mehaničkog djela sustava

Simulacijski model asinkronog stroja ima dva upravljačka ulaza, na koje se može utjecati, te jedan ulaz momenta tereta, koji ovisi o pogonskom stanju.

7.2. Model regulacije struje asinkronog stroja

Model regulacije struje asinkronog stroja na slici 7.2 je napravljen na temelju blok sheme sa slike 5.4, uz sintezu regulatora struje opisanu u 6. poglavlju.

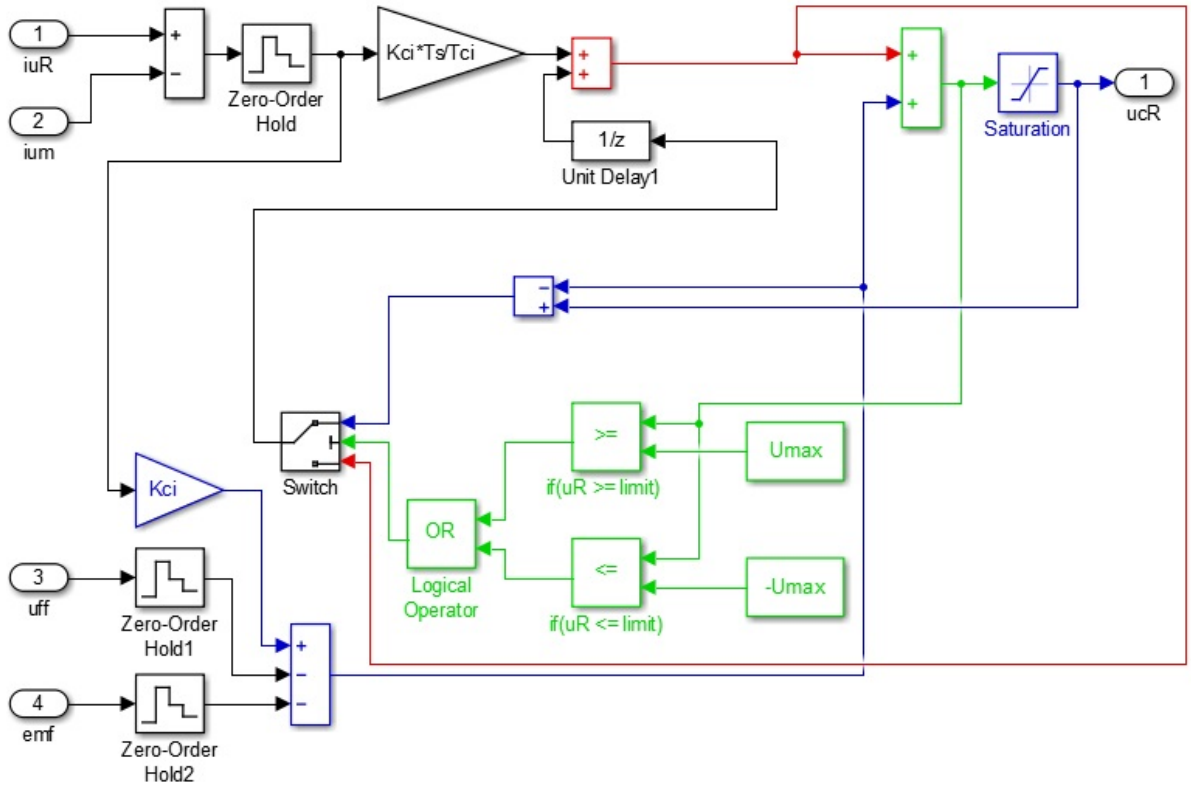


Slika 7.2 Simulink model regulacije struje asinkronog stroja

7.2.1. Simulink model PI regulatora struje

Na slici 7.3 prikazan je simulacijski model s vremensko-diskretnim PI regulatorom s limitom izlaza i *antiwindup* djelovanjem. Model je karakteriziran logikom za detekciju limita izlaza regulatora i re-inicijalizaciju stanja integratora kako bi se izbjegla zasićenja integracijskog člana u regulatoru i potencijalni problemi s velikim iznosima nadvišenja i oscilatornosti zbog nelinearnosti tipa zasićenja.

Regulacija struje odvija s dva identična PI regulatora pri čemu se mijenja jedino predznak kompenzacijskih napona, koji se dodaju izlazu regulatora.



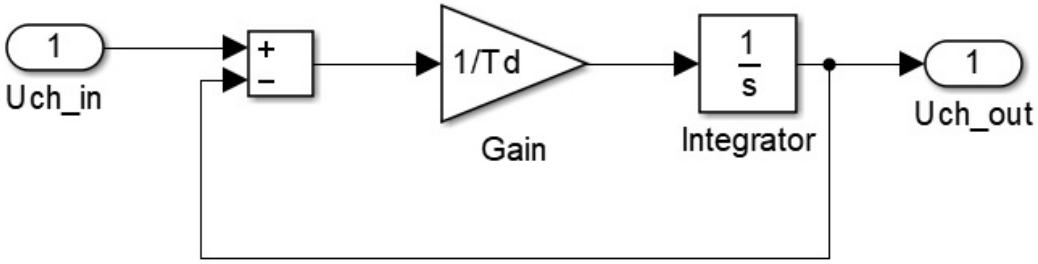
Slika 7.3 Simulink model vremenski diskretnog PI regulatora struje

Limit izlaza je zaustavljanje integriranja ukoliko je suma proporcionalnog i integrirajućeg djelovanja izvan limita. Vrlo jednostavna izvedba koja se teoretski može primijeniti i u analognoj tehnici dovođenjem nule na ulaz integratora, kao npr. kod *sample & hold* sklopa.

Antiwindup djelovanje je radnja ukoliko suma proporcionalnog i integrirajućeg djelovanja dođe izvan izlaznog raspona regulatora. Tada se stanje integratora se resetira na vrijednost koja odgovara razlici pripadajućeg limita i proporcionalnog djelovanja. Najčešće korišten u vremenski-diskretnim (digitalnim) regulatorima.

7.2.2. Simulink model frekvencijskog pretvarača

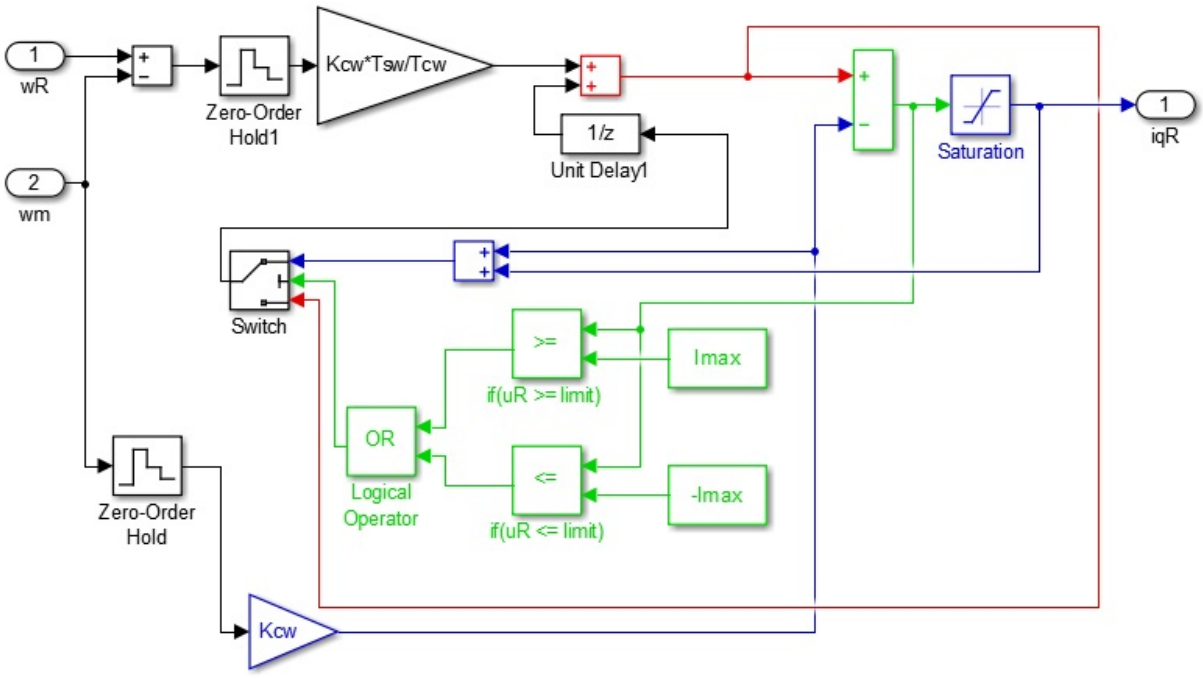
Model frekvencijskog pretvarača prikazuje se kao PT_1 član i prisutan je u *d* i *q* smjeru. Vremenska konstanta pretvarača određena je parametrom T_d. Na slici 7.4 prikazan je *simulink* model pretvarača.



Slika 7.4 Simulink model frekvencijskog pretvarača

7.3. Model kaskadne regulacije brzine asinkronog stroja

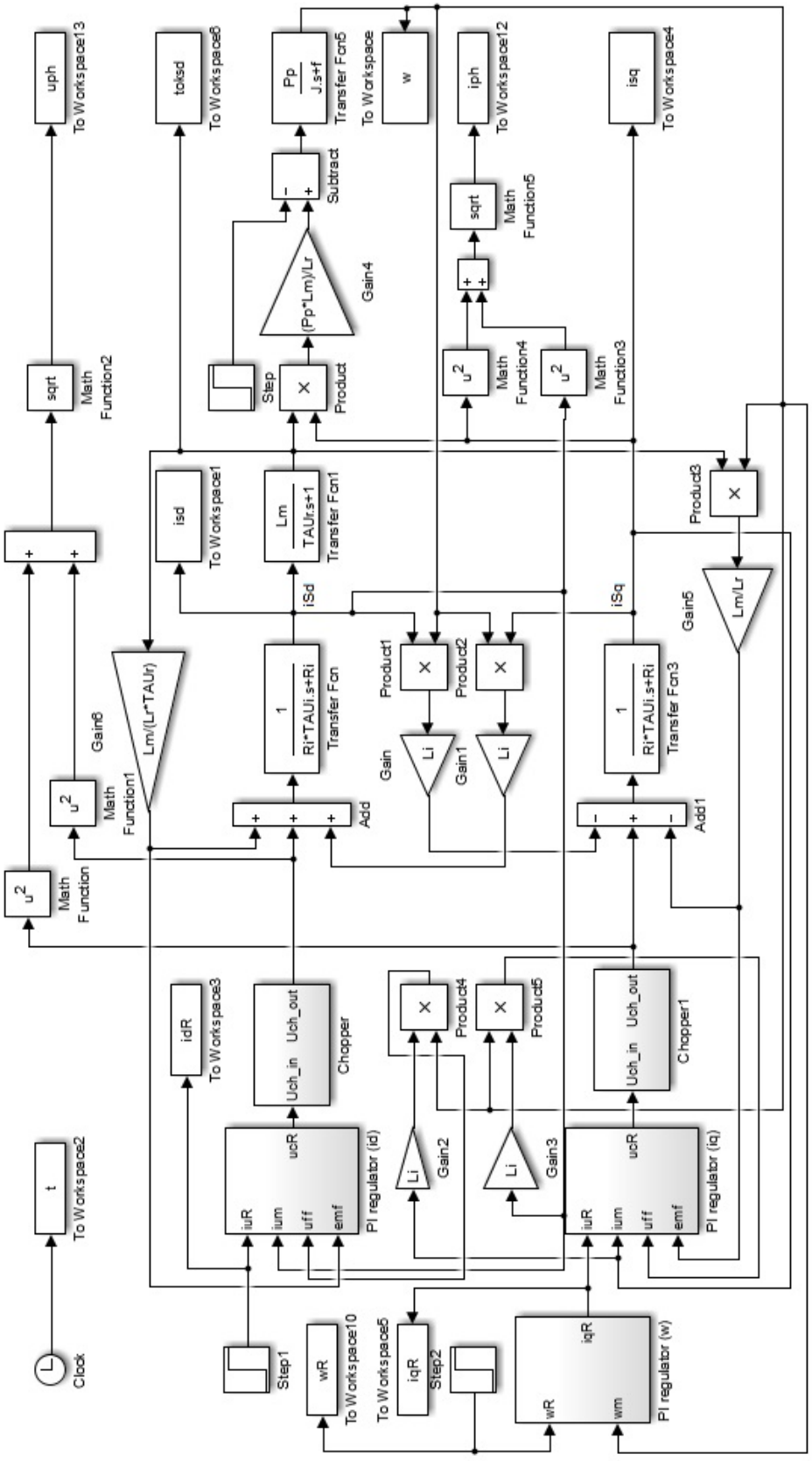
Simulink model kaskadne regulacije zahtjeva dodatni PI regulator brzine vrtnje stroja (slika 7.5), koji je postavljen u kaskadu, prema načelima opisanim u poglavlju 6.1.



Slika 7.5 Simulink model vremenski diskretnog PI regulatora brzine vrtnje asinkronog stroja

Model PI regulatora brzine vrtnje također je izveden logikom za detekciju limita izlaza regulatora i *Antiwindup* djelovanjem.

Na slici 7.6 prikazan je *simulink* model regulacije brzine vrtnje asinkronog stroja napravljen na temelju blok sheme sa slike 5.4, uz sintezu regulatora opisanu u 6. poglavlju.



Slika 7.6 Simulink model regulacije brzine vrtnje asinkronog stroja

8. REZULTATI SIMULACIJE ASINKRONOG STROJA

U nastavku će biti predstavljeni rezultati simulacije asinkronog stroja u zajedničkog koordinatnom sustavu rotora pod 3 različita pogonska stanja. Tablica 8.1 prikazuje parametre regulatora dobivene sintezom u 6. poglavlju.

Tablica 8.1 Parametri regulatora korišteni u simulacijama

D_{2i}	D_{2w}	D_{3w}	τ_i	K_i	τ_w	K_w
$0,5$	$0,5$	$0,5$	τ_σ	$\frac{\tau_\sigma R_\sigma D_{2i}}{T_p}$	$4T_{ew}$	$\frac{J}{K_T D_{2w} \tau_w}$

Nadalje, u tablici 8.2 prikazani su parametri asinkronog motora korištenog u daljnjim simulacijama.

Tablica 8.2 Parametri asinkronog motora [17][18]

PARAMETAR	MJERNA JEDINICA	IZNOS
Snaga	kW	11
Inercija	kgm^2	0,062
Nazivna struja	A	20,5
Nazivni linijski napon	V	400
Nazivni moment	Nm	30
Nazivna brzina vrtnje	min^{-1}	1500
Broj pari polova	/	1
cosφ	/	0,87
Međuinduktivnost	H	0,17
Induktivnost statora i rotora	H	0,175
Otpor statora	Ω	1,2
Otpor rotora	Ω	1,0

Simulacija je provedena na *simulink* modelu asinkronog stroja s kaskadnom regulacijom brzine vrtnje prikazanom na slici 7.6. Kao što je već spomenuto, simulacija će biti provedena u različitom pogonskom stanju stroja, u 3 slučaja, prema tablici 8.3.

Tablica 8.3 Prikaz ulaznih parametara pojedinoj simulaciji

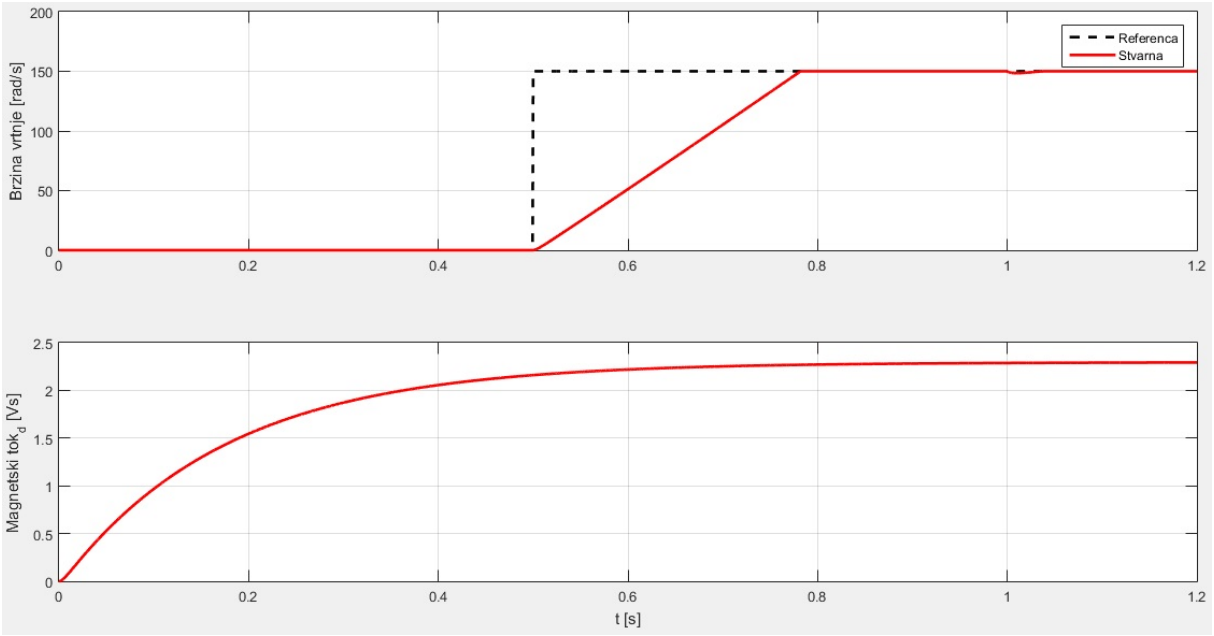
Simulacija	ω_R [rad/s]	M_t [Nm]	f [Nms/rad]
1.	150	30	0.00
2.	150	30	0.02
3.	80	30	0.04

Uz to, referentna struja i_{dR} odabrana je kao struja praznog hod, koja prema podacima sličnih motora iznosi 65% vrijednosti nazivne struje. U slučaju ovog zadatka, računski se dobiva vrijednost:

$$i_{dR} = 0.65I = 0.65 * 20.5 \approx 13.5\mathbf{A} \tag{8.1}$$

8.1. Simulacija 1

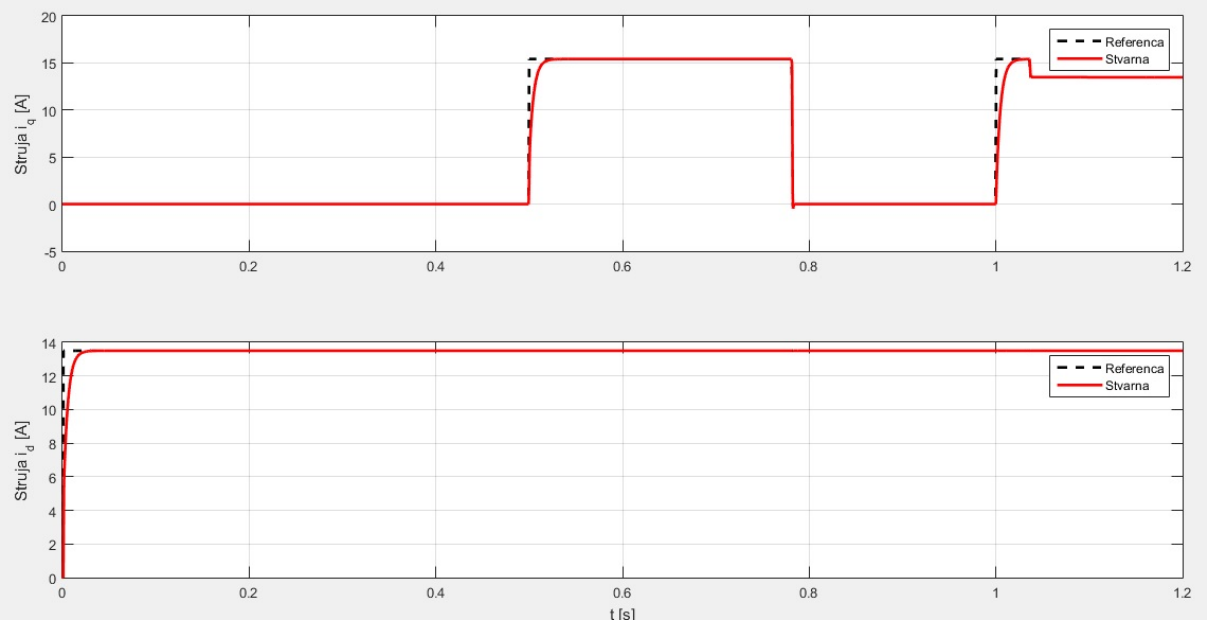
U ovom naslovu prikazani su rezultati simulacije sustava u nazivnom stanju. Prilikom sinteze sustava zanemaren je utjecaj trenja, a u ovom slučaju trenje je i izuzeto iz simulacije. Na narednim slikama dinamički su prikazane neke veličine stanje i ograničenja sustava regulacije asinkronog motora. Parametri sustava mogu se očitati iz tablica 8.1-8.3.



Slika 8.1 Prikaz brzine vrtnje i magnetskog toka sustava asinkronog motora (simulacija 1)

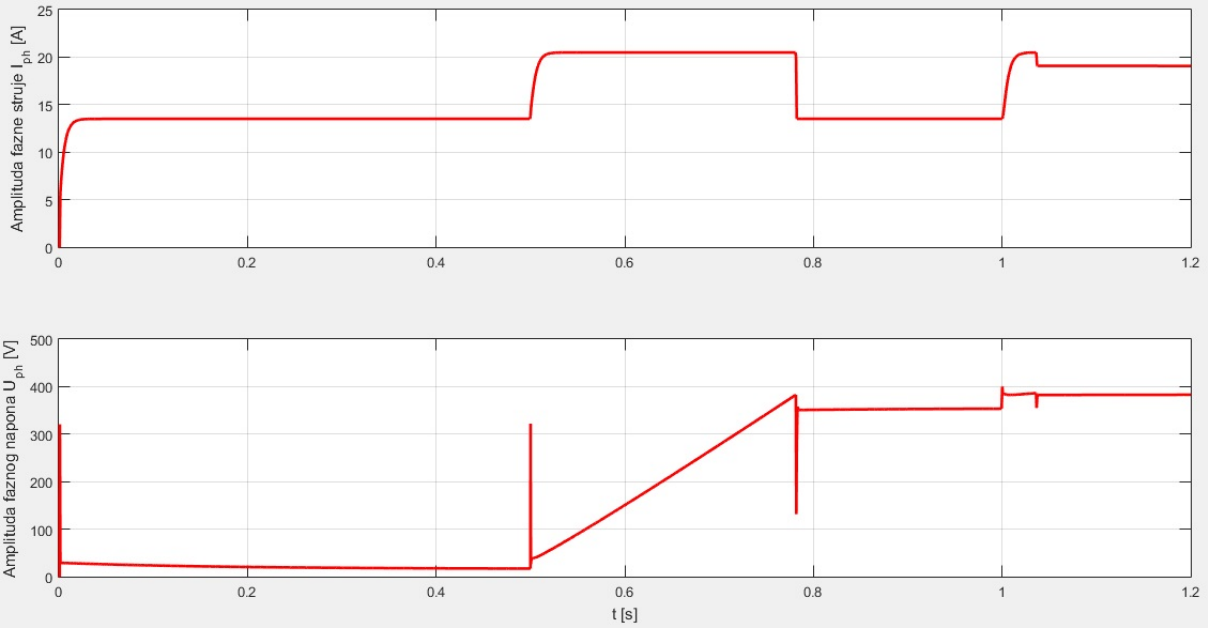
Slika 8.1 prikazuje dobar odziv brzine vrtnje na jedinični skok reference i na moment tereta. U sustavu ne dolazi do nadvišenja odziva, a nakon jediničnog skoka reference momenta tereta u prvoj sekundi simulacije, sustav bez velikog propada brzine vrtnje anulira poremećaj i hvata referencu brzine. Linearizacija sustava je moguća upravo zbog toga jer je referenca struje i_{dR} postavljena vremenski prije reference brzine, te magnetski tok poprima konstantnu vrijednost.

Na slici 8.2 prikazane su struje i_d i i_q. Kada u sustavu nema trenja, struja i_q poprima vrijednost nula pri postignutoj referentnoj brzini vrtnje u praznom hodu. Struja i_d drži se konstantnom, a regulator brzine vrtnje postavlja referencu struje i_q.



Slika 8.2 Prikaz brzine vrtnje sustava asinkronog motora (simulacija 1)

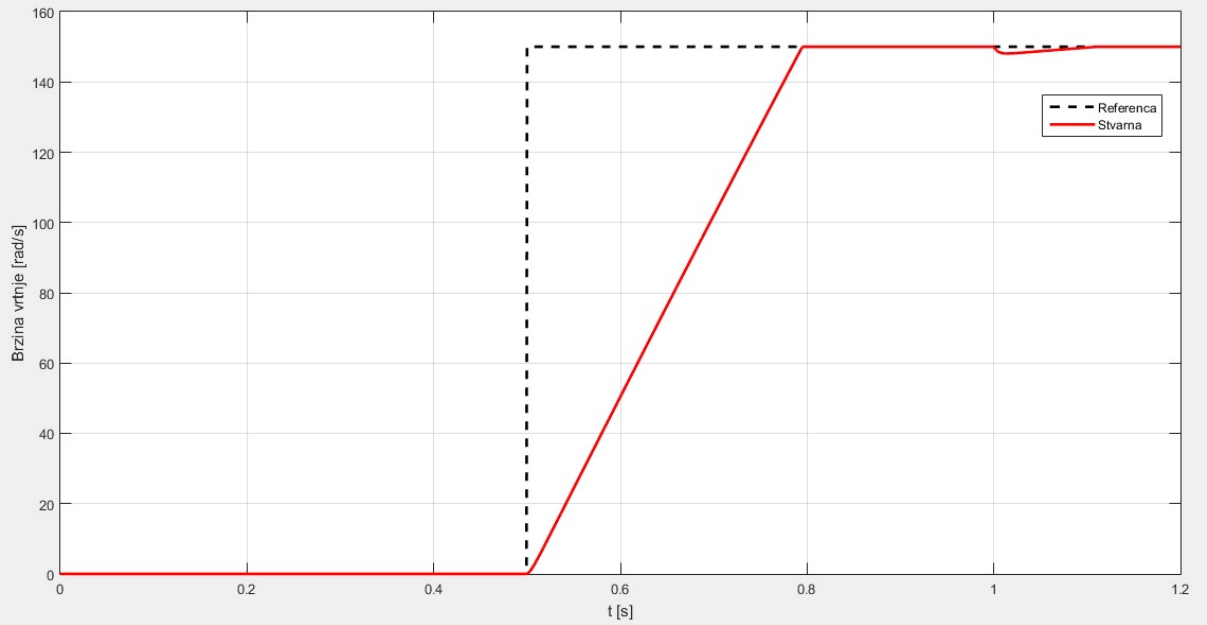
U sustavu također postoje ograničenja u pogledu maksimalnog napona i struje koji se mogu vući iz mreže, odnosno maksimalni napona i struja koju sustav fizički može izdržati. Prema tablici 8.2, struja je ograničena na nazivnu vrijednost (20.5 A), a napon na njegovu linijsku vrijednost od 400 V.



Slika 8.3 Fazni napon i struje sustava (simulacija 1)

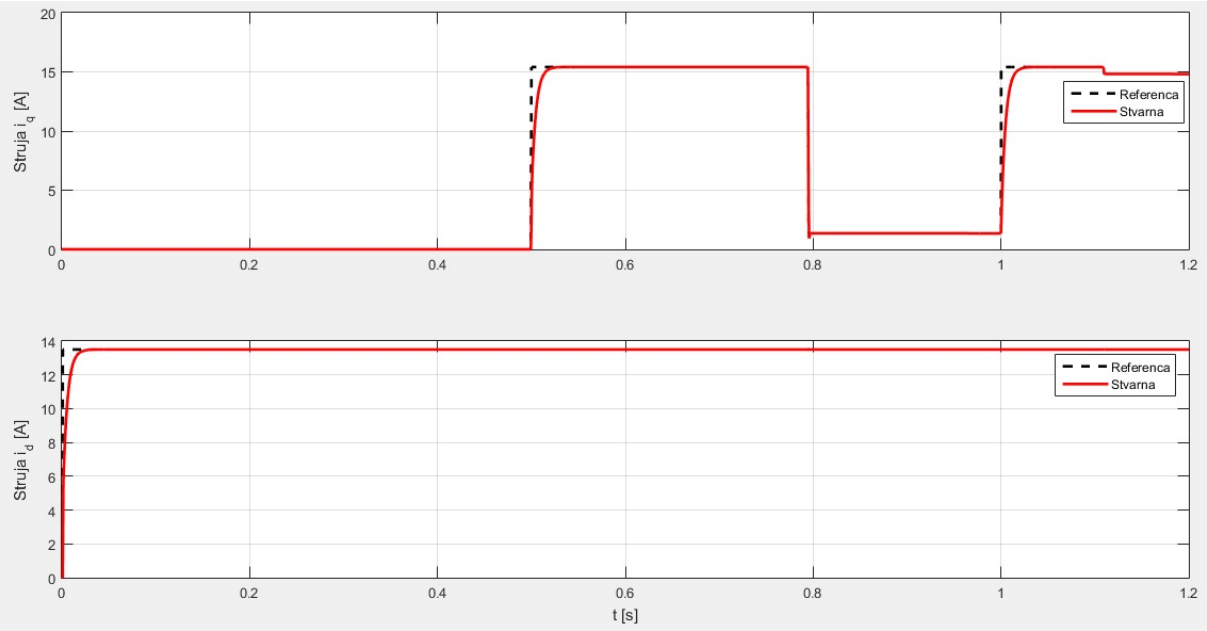
8.2. Simulacija 2

Simulacija 2 razlikuje se od prethodne po tome jer je u modelu uključeno trenje (parametar f). Prilikom sinteze, trenje nije modelirano, ali integralno djelovanje sustava uklanja utjecaj trenja na izlazu. Parametri sustava i simulacija mogu se očitati iz tablica 8.1-8.3.

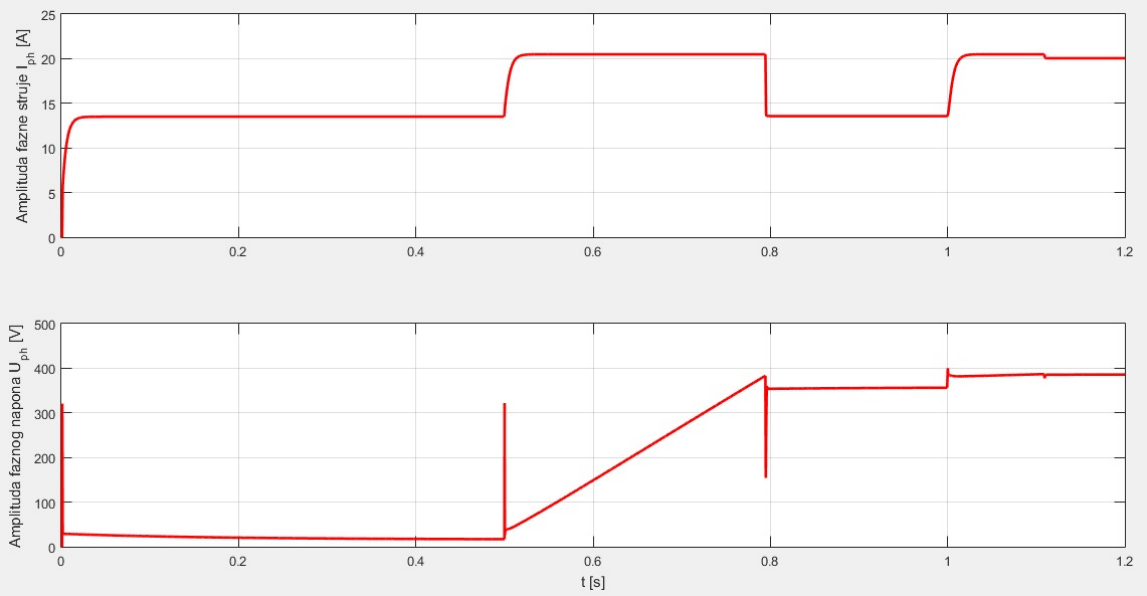


Slika 8.4 Prikaz brzine vrtnje sustava asinkronog motora (simulacija 2)

Zbog toga jer postoji trenje u sustavu, struja i_q ne padne na nulu (slika 8.5), nego postoji mala struja koja razvija moment jednak momentu gubitaka. Dinamika struja je mnogo brža od dinamike brzine vrtnje te je smisleno koristiti kaskadnu strukturu regulacije.



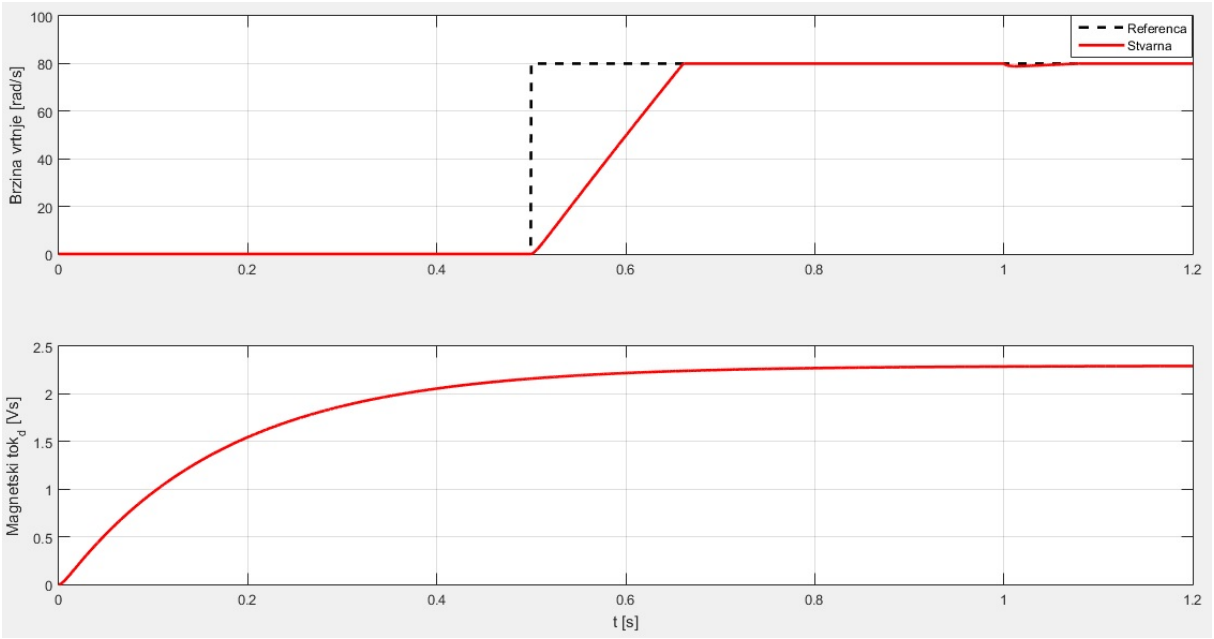
Slika 8.5 Prikaz struja u sustavu asinkronog motora (simulacija 2)



Slika 8.6 Fazni napon i struje sustava (simulacija 2)

8.3. Simulacija 3

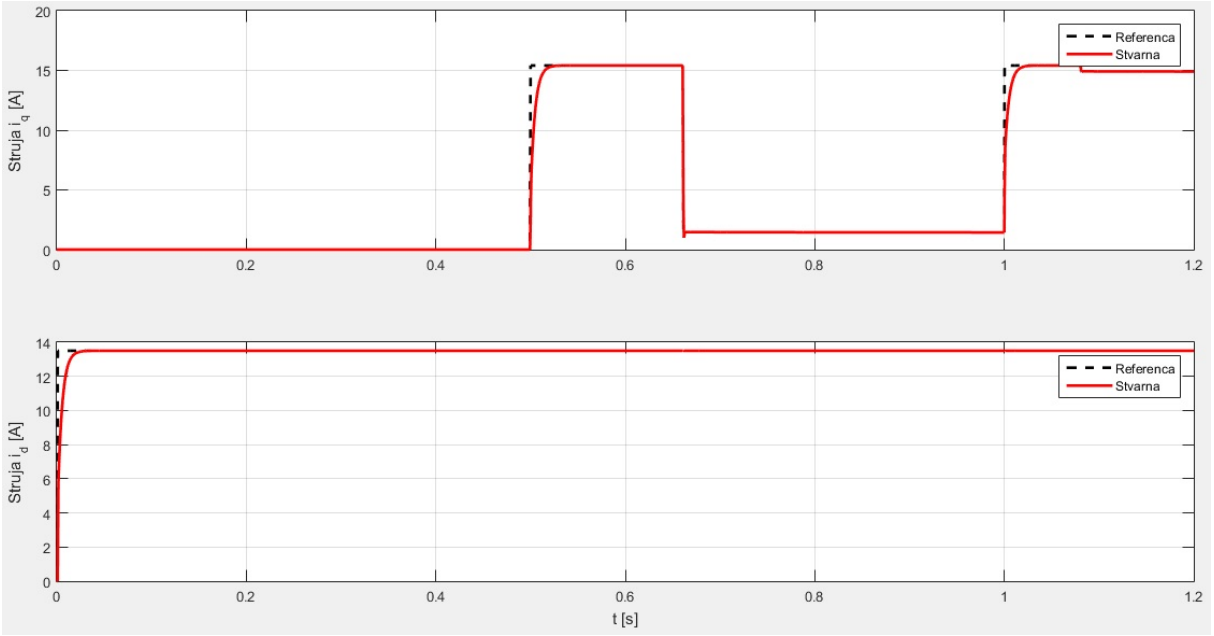
Na narednim slikama su prikazane neke veličine stanje i ograničenja sustava regulacije asinkronog motora ovisne o vremenu. Parametri sustava i simulacija mogu se očitati iz tablica 8.1-8.3.



Slika 8.7 Prikaz brzine vrtnje i magnetskog toka sustava asinkronog motora (simulacija 3)

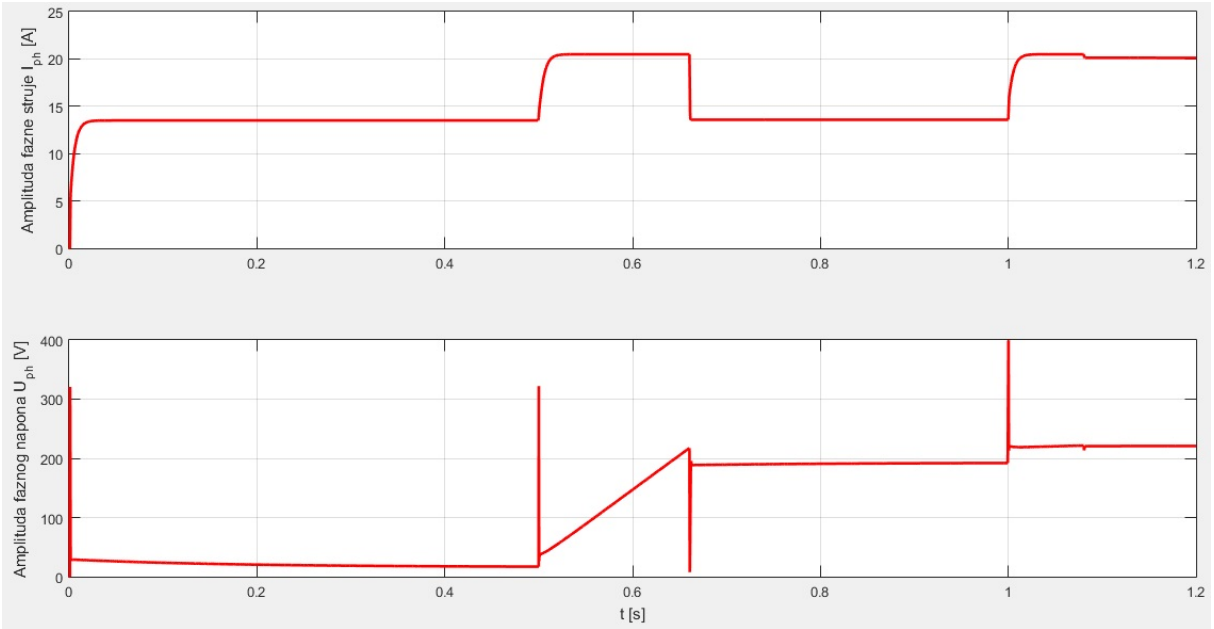
Kod smanjenih referentnih brzina vrtnje u simulaciji 3 također je dobar odziv brzine vrtnje na jedinični skok reference i moment tereta. U sustavu (slika 8.7) ne dolazi do nadvišenja odziva brzine vrtnje, a nakon jediničnog skoka reference momenta tereta u prvoj sekundi simulacije, sustav bez velikog propada brzine vrtnje anulira poremećaj i hvata referencu brzine.

Na narednim slikama (8.8-8.9) mogu se vidjeti fazni naponi i struje ovisni o vremenu. Zbog toga jer postoji trenje u sustavu, struja i_q ne padne na nulu, nego postoji mala struja koja razvija moment jednak momentu gubitaka.



Slika 8.8 Prikaz struja u sustavu asinkronog motora (simulacija 3)

Na slici 8.10 se može vidjeti da napon u sustavu pri opterećenju nije na maksimalnoj razini kao u prethodnim slučajevima, a to je zbog toga jer se motor ne vrti nazivnom brzinom vrtnje.



Slika 8.9 Fazni napon i struje sustava (simulacija 3)

9. ZAKLJUČAK

U ovom radu napravljena je teorijska razrada principa rada asinkronog motora i frekvencijskog pretvarača. Zbog lošeg ekološkog stanja naše planete, Europska unija vrši pritisak na industriju te zahtjeva upotrebu energetski učinkovitih sustava, što pogoduje intenzivnom razvoju uređaja energetske elektronike. Uporabom frekvencijskih pretvarača i suvremenih metoda upravljanja, kao što je vektorsko upravljanje, postalo je moguće brzo i precizno upravljati u širokom opsegu brzina. Upravljanje frekvencijskim pretvaračem pomoću mikroprocesora je jednostavno i brzo te pruža mnoge mogućnosti u odnosu na konvencionalne metode upravljanja. Jedna od najznačajnijih mogućnosti je snimanje grafika i vizualno praćenje procesa i sustava, pomoću kojih je moguće daljnje razmatranje i poboljšanje dinamika asinkronog motora i sustava.

U daljnjem radu dani su principi i izrazi pomoću kojih je modeliran dinamički model asinkronog motora i frekvencijskog pretvarača. Pritom je primijenjena transformacija koordinatnog sustava iz stacionarnog (*abc*) u rotirajući (*dq*) prema literaturi. Sustav regulacije brzine vrtnje asinkronog stroja je u kaskadnoj strukturi, a sastoji se od primarnog sustava za regulaciju brzine vrtnje, i sekundarnog sustava regulacije struje. Svi modeli izvode se u *dq* koordinatnom sustavu zbog pristupačnijeg izračuna sinteze, odnosno mogućnosti razdvajanja i linearizacije sustava, koji omogućuju korištenje jednostavnih metoda upravljanja. Navedeni sustav modeliran je u Matlab *Simulink*-u te je izvršena simulacija, a rezultati su predstavljeni u zadnjem poglavlju. Prilikom sinteze regulacijskog sustava asinkronog stroja parametri regulatora podešeni su primjenom kriterija optimuma dvostrukog odnosa.

Odziv brzine vrtnje tako reguliranog sustava na jedinični skok reference i na moment tereta je povoljan. U sustavu ne dolazi do nadvišenja odziva, a nakon jediničnog skoka reference momenta tereta u prvoj sekundi simulacije, sustav bez velikog propada brzine vrtnje anulira poremećaj i točno prati referencu brzine. Uz to, integralno djelovanje sustava uklanja utjecaj trenja na izlazu.

LITERATURA

[1] Skalicki, Grilec: Električni strojevi i uređaji, Zagreb, 2011.g.

[2] Bosović A.: Dinamička stanja asinkronog motora upravljanog energetskim pretvaračem, diplomski rad, Sarajevo

[3] Mandić, Tomljenović, Pužar: Sinkroni i asinkroni električni strojevi, Zagreb, 2012.g.

[4] Bašić M.: Sustav vektorske regulacije samouzbudnog asinkronog generatora s uračunatim gubicima u željezu, doktorski rad, Split, 2013.g.

[5] Waide P., Brunner: Energy-efficiency policy opportunities for electric motor driven systems, 2011.g.

[6] Ban D.: Predavanja iz kolegija Energetska elektrotehnika, 2005.g.

[7] Puzak M.: Osnove frekvencijskih pretvarača, Zagreb, 2010.g.

[8] Kolonić, Sumina: Predavanja iz kolegija Upravljanje elektromotornim pogonima, 2012.g.

[9] R. H. Park: Two reaction theory of synchronous machines I in II., 1929.g. , 1933.g.

[10] Dolinar, Štumberger: Modeliranje in vodenje elektromehanskih sistemov, Maribor, 2002.g.

[11] Štumberger: Dinamično modeliranje asinhronskega stroja, magistarsko delo, Maribor, 1992.g.

[12] Sagahafinia, Ping, Uddin, Amindoust: Teching of Simulation an Adjustable Speed Drive of Induction Motor Using MATLAB/Simulink in Advanced Electrical Machine Laboratory, 2013.g.

[13] M. F. Rahman: Motor Drives, Chapter 33, (Induction Motor Drives) Sydney, 2007.g.

[14] Bolf: Mjerna i regulacijska tehnika, Kem. Ind 65[11-12][2016]665-666

[15] Pavković, Deur: Nastavni materijali iz elektromotornih servo pogona, FSB

[16] D. Pavković: Nastavni materijali iz Sustava energetske elektrotehnike, FSB, Zagreb, 2018.g.

[17] Rodriguez, Vargas: Predictive Current Control o fan Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Power Control, IEEE vol.55, 2008.g.

[18] Siemens katalog: SIMOTICS Low-Voltage Motors, 2013.g.

PRILOZI

I. CD-R disc

II. MATLAB programski kod

PRILOG: MATLAB programski kod

```
J = 0.062;     % [kgm^2]
Rs = 1.2;     % [Ohm]
Rr = 1;
Lm = 170e-3;      %[H]
Ls = 175e-3; % [H]
Lr = 175e-3; % [H]
Pp = 1;            % [-]
f=0.02;
t_sim = 1.2;
Ri = Rs+(Lm^2/Lr^2)*Rr;
TAUr=Lr/Rr;
Li=Ls-(Lm^2/Lr);
TAUi=Li/Ri;
idrl=13.5;
%dodatak za regulaciju struje
Td = 4e-5;      % [s]
Ts = 4e-5;      % [s]
Udc0 = 400.0;     % [V]
Umax = Udc0;
Imax = 20.5*0.752;
Tsigi = Ts/2 + Td;
D2i = 0.5;
Tei = Tsigi/D2i;
Tci = TAUi;
Kci = Tci*D2i*Ri/Tsigi;
```

```
%regulacija brzine vrtnje
Tsw = 4e-5;
Tsigw = 0.5*Tsw + Tei;
D2w = 0.5; D3w = 0.5;
Tew = Tsigw/D2w/D3w;
Tcw = Tew;
Kt = (Pp*Lm*Lm*idrl)/Lr;
Kcw = J/D2w/Tew/Kt;
%SIMULACIJA
sim('regulacija_brzine_model');
%ISPIS
figure(1),
subplot(211),plot(t,iqR,'k--','LineWidth',2),grid on,hold on
subplot(211),plot(t,isq,'r','LineWidth',2),grid on,hold on
ylabel('Struja i_q [A]'),legend('Referenca','Stvarna')
subplot(212),plot(t,idR,'k--','LineWidth',2),grid on,hold on
subplot(212),plot(t,isd,'r','LineWidth',2),grid on,hold on
ylabel('Struja i_d [A]'),legend('Referenca','Stvarna')
xlabel('t [s]')
```

```
46 -    figure(2),
47 -    subplot(211),plot(t,iph,'r','LineWidth',2),grid on,hold on
48 -    ylabel('Amplituda fazne struje I_p_h [A]')
49 -    subplot(212),plot(t,uph,'r','LineWidth',2),grid on,hold on
50 -    ylabel('Amplituda faznog napona U_p_h [V]')
51 -    xlabel('t [s]')
52
53 -    figure(3),
54 -    subplot(211),plot(t,wR,'k--','LineWidth',2),grid on,hold on
55 -    subplot(211),plot(t,w,'r','LineWidth',2),grid on,hold on
56 -    ylabel('Brzina vrtnje [rad/s]'),legend('Referenca','Stvarna')
57 -    subplot(212),plot(t,toksd,'r','LineWidth',2),grid on,hold on
58 -    ylabel('Magnetski tok_d [Vs]')
59 -    xlabel('t [s]')
```