

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

Martin Makar

**METODE ESTIMACIJE TOKA I BRZINE ROTORA
TROFAZNOG ASINKRONOG STROJA**

Zagreb, lipanj 2020.

Ovaj rad izrađen je na Zavodu za elektrostrojarstvo i automatizaciju pod vodstvom doc. dr. sc. Marinka Kovačića i predan je na natječaj za dodjelu Rektorove nagrade u akademskoj godini 2019/2020.

Sadržaj

1. Uvod.....	1
2. Model asinkronog stroja.....	2
2.1. Matematički model asinkronog stroja.....	3
2.1. Matlab model asinkronog stroja.....	12
3. Primjena i uloga estimatora.....	16
4. Estimacija toka rotora.....	18
4.1. Estimacija toka temeljena na naponskom modelu stroja.....	18
4.2. Estimacija toka temeljena na strujnom modelu stroja.....	21
4.3. Estimacija toka temeljena na primjeni PLL.....	24
5. Estimator brzine vrtnje rotora.....	25
6. Rezultati simulacija rada estimatora toka.....	26
6.1. Ispitivanje estimatora toka temeljenog na naponskom modelu.....	27
6.1.1. Idealni naponski model.....	27
6.1.2. Modificirani integrator.....	28
6.1.3. Primjena niskopropusnog filtra prvog reda i kompenzatora.....	30
6.2. Ispitivanje estimator toka temeljenog na strujnom modelu.....	32
6.3. Ispitivanje estimator toka temeljenog na PLL-u.....	34
7. Rezultat simulacije rada estimatora brzine rotora.....	36
8. Zaključak.....	38
9. Zahvala.....	39
10. Literatura.....	40
11. Sažetak.....	42
12. Summary.....	43

Popis oznaka

\mathbf{u}_{abcs} – matrica vektor napona statora

u_{as}, u_{bs}, u_{cs} – naponi faza statora

\mathbf{u}_{abcr} – matrica vektor napona rotora

u_{ar}, u_{br}, u_{cr} – naponi faza rotora

\mathbf{i}_{abcs} – matrica vektor struja statora

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} – struje faza statora

\mathbf{i}_{abcr} – matrica vektor struja rotora

i_{ar}, i_{br}, i_{cr} – struje faza rotora

\mathbf{R}_s – matrica vektor otpora statora

R_s – otpor faze statora

\mathbf{R}_r – matrica vektor otpora rotora

R_r – otpor faze rotora

Ψ_{abcs} – matrica vektora toka statora

$\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$ – tokovi faza statora

Ψ_{abcr} – matrica vektora toka rotora

$\psi_{ar}, \psi_{br}, \psi_{cr}$ – tokovi faza rotora

\mathbf{L}_{abcs} – matrica induktiviteta statora

\mathbf{L}_{abcr} – matrica induktiviteta rotora

\mathbf{L}_{abcsr} – matrica međuinduktiviteta statora i rotora

$L_{\sigma s}$ – rasipni induktivitet faze statora

L_{ms} – glavni induktivitet faze statora

$L_{asar}, L_{bsbr}, L_{cscr}$ – međuinduktiviteti faza statora i rotora

${}^x\mathbf{K}^y$ – opća matrica transformacije

ω_x, ω_y – kutne brzine sustava

$\Psi_{\alpha\beta s}$ –matrica toka statora u $\alpha\beta$ sustavu

$\psi_{\alpha s}, \psi_{\beta s}$ – komponente toka statora u $\alpha\beta$ sustavu

$\Psi_{\alpha\beta r}$ –matrica toka rotora u $\alpha\beta$ sustavu

$\psi_{\alpha r}, \psi_{\beta r}$ – komponente toka rotora u $\alpha\beta$ sustavu

$L_{\alpha\beta s}$ - induktivitet statora u $\alpha\beta$ sustavu

$L_{\alpha\beta r}$ - induktivitet rotora u $\alpha\beta$ sustavu

$L_{\alpha\beta sr}$ - međui induktivitet u $\alpha\beta$ sustavu

$u_{\alpha\beta s}$ - matrica napona statora u $\alpha\beta$ sustavu

$u_{\alpha s}, u_{\beta s}$ - komponente napona statora u $\alpha\beta$ sustavu

$u_{\alpha\beta r}$ - matrica napona rotora u $\alpha\beta$ sustavu

$u_{\alpha r}, u_{\beta r}$ - komponente napona rotora u $\alpha\beta$ sustavu

$i_{\alpha\beta s}$ - matrica struja statora u $\alpha\beta$ sustavu

$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ - komponente struja statora u $\alpha\beta$ sustavu

$i_{\alpha\beta r}$ - matrica struja rotora u $\alpha\beta$ sustavu

$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$ - komponente struja rotora u $\alpha\beta$ sustavu

\bar{u}_s - vektor napona statora

\bar{u}_r - vektor napona rotora

\bar{i}_s - vektor struje statora

\bar{i}_r - vektor struje rotora

$\bar{\Psi}_s$ - vektor toka statora

$\bar{\Psi}_r$ - vektor toka rotora

ω_e – električna kutna brzina

θ_e – električni kut

L_s – induktivitet statora

L_r – induktivitet rotora

L'_s – prijelazni induktivitet statora

L'_r – prijelazni induktivitet rotora

L_m - međui induktivitet

k_s, k_r – faktori ulančenja statora i rotora

σ – faktor rasipanja

T_s, T_r – vremenske konstante statora i rotora

ψ_{ds}, ψ_{qs} – komponente toka statora u dq sustavu

Ψ_{dr}, Ψ_{qr} – komponente toka rotora u dq sustavu

M_{stroja} – moment stroja

τ_p – polni korak

V - volumen stroja

B – indukcija u rasporu

Θ_r – protjecanje rotora

δ – kut opterećenja

p – broj pari polova

$\overline{\Psi}_m$ - ulančeni tok statorskog namota

\overline{I}_{sm} - maksimalna vrijednost sinusne struje statora

J_m – moment inercije stroja

ω_m – mehanička kutna brzina

D – faktor prigušenja

M_{tereta} – moment tereta

$\overline{\Psi}_s^s$ - vektor toka statora u statorskom koordinatnom sustavu

$\overline{\Psi}_r^s$ - vektor toka rotora u statorskom koordinatnom sustavu

\overline{u}_s^s - vektor napona statora u statorskom koordinatnom sustavu

\overline{u}_r^s - vektor napona rotora u statorskom koordinatnom sustavu

\overline{i}_s^s - vektor struja statora u statorskom koordinatnom sustavu

\overline{i}_r^s - vektor struja rotora u statorskom koordinatnom sustavu

Popis slika

Slika 2.1: osi faza namota statora i rotora.....	3
Slika 2.2: rezultirajući vektor struje dvofaznog statora.....	7
Slika 2.3: vektorska nadomjesna shema stroja u statorskom koordinatnom sustavu.....	9
Slika 2.4: blok Clarkine transformacije.....	12
Slika 2.5: računanje ulančanih tokova statora u d i q osi.....	13
Slika 2.6: računanje statorskog toka.....	13
Slika 2.7: tokovi rotora u d i q osima.....	13
Slika 2.8: blok toka rotora.....	14
Slika 2.9: struktura proračuna momenta.....	15
Slika 2.10: model asinkronog stroja.....	15
Slika 2.11: ispitivanje matematičkog modela.....	15
Slika 3.1: struktura upravljanja asinkronim strojem.....	16
Slika 4.1: blokovska struktura izračuna toka rotora.....	18
Slika 4.2: blok shema frekvencijski prilagođavajućeg integratora.....	19
Slika 4.3: struktura estimacije toka primjenom NF prvog reda.....	20
Slika 4.4: regulacijska struktura estimatora baziranog na strujnom modelu.....	21
Slika 4.5: drugi način estimacije toka temeljen na strujnom modelu.....	23
Slika 4.6: estimacija položaja toka rotora temeljena na primjeni PLL-a.....	24
Slika 5.1: MRAS baziran na jednadžbama toka.....	25
Slika 6.1: model općeg naponskog estimatora.....	27
Slika 6.2: rezultati općeg naponskog estimatora.....	27
Slika 6.3: Matlab model naponskog estimator (prva izvedba).....	28
Slika 6.4: Matlab model frekvencijski prilagođavajućeg integratora.....	28
Slika 6.5: rezultat estimatora s prilagodljivim integratorom (idealni slučaj).....	29
Slika 6.6: rezultat estimatora s prilagodljivim integratorom (realni slučaj).....	29
Slika 6.7: Matlab model naponskog estimatora (druga izvedba).....	30
Slika 6.8: rezultat idealni slučaj.....	30
Slika 6.9: rezultat realni slučaj.....	31

Slika 6.10: Matlab model estimatora temeljenog na strujnom modelu.....	32
Slika 6.11: rezultat estimatora primjenom strujnog modela (realni slučaj).....	32
Slika 6.12: Matlab model estimatora temeljenog na strujnom modelu (druga izvedba).....	33
Slika 6.13: rezultat simulacije druge izvedbe estimatora temeljenog na strujnom modelu (realni slučaj).....	33
Slika 6.14: Matlab model estimatora temeljenog na PLL-u.....	34
Slika 6.15: rezultat estimatora primjenom PLL-a (idealni slučaj).....	34
Slika 6.16: rezultat estimatora primjenom PLL-a (realni slučaj).....	35
Slika 7.1: struktura simulacijskog modela estimatora brzine vrtnje.....	36
Slika 7.2: rezultat rada estimatora brzine (idealni slučaj).....	37
Slika 7.3: rezultat rada estimatora brzine (realni slučaj).....	37

1. Uvod

Upravljanje asinkronim strojem omogućava fleksibilniju provedbu automatizacije industrijskih pogona. Ključni elemenat pri upravljanju asinkronim strojem je poznavanje položaja toka rotora te brzina rotora. Ulogu određivanja toka rotora te trenutne brzine rotora imaju estimatori.

Estimatori se temelje na matematičkom modelu stroja za čiji rad je nužno poznavati parametre stroja. Pomoću estimatora toka dobiva se potreban kut za sinkronizaciju s rotorskim tokom dok se estimacijom brzine rotora izvodi regulacija brzine. Ovim radom istražene su metode estimacije položaja toka rotora te brzine rotora te je njihov rad ispitan u simulacijskom okruženju. Za potrebe rada izveden je matematički model trofaznog asinkronog stroja. Izvod matematičkog modela popraćen je s usporedbama rada asinkronog stroja čime je postignuto lakše razumijevanja matematičkog modela. Također, kroz izradu matematičkog modela ostvarena je poveznica između dva najpopularnija pristupa analize strojeva, matričnog i vektorskog zapisa. Na temelju izvedenog matematičkog modela stroja izrađen je Matlab model asinkronog stroja na temelju kojeg su ispitan i istraženi estimatori. Istražena su tri estimatora toka, a to su: estimacija na temelju naponskog modela, strujnog modela i estimator baziran na primjeni fazno zatvorene petlje (*Phase Locked loop*, PLL). Potom je istražena najčešća metoda estimacije brzine rotora bazirana na referentom i adaptivnom modelu stroja (*Model reference adaptive system*, MRAS). Rad istraženih estimatora ispitan je u Matlab programskom alatu te je na kraju dat zaključak.

2. Model asinkronog stroja

Poznavanje matematičkog modela asinkronog stroja nužno je kako bi se moglo pristupiti upravljanju asinkronog stroja. Pritom potpuni matematički model asinkronog stroja omogućava provedbu računalne simulacije stroja.

U stroju postoje 2 električna kruga koji su magnetski vezani, statorski i rotorski krug. Stator miruje, a rotor se okreće oko vlastite osi. Rezultantno magnetsko polje koje stvara statorski namot (npr. trofazni ili dvofazni) je okretno magnetsko polje stalne amplitude (usporedivo s dva nasuprotna magnet koja putuju po obodu statora dvopolnog stroja) te se brzina tog okretnog polja statora naziva sinkrona brzina. Ako bi se rotor okretao sinkronom brzinom (brzinom polja statora) u štapovima kaveznog rotora ne bi se inducirao napon jer ne bi bilo promjene magnetskog polja, svaki štap bi "vidio" vremenski nepromjenjivo magnetsko polje. Zbog navedenog, rotor rotira manjom brzinom od sinkrone kako bi se u rotoru inducirao potreban napon. Pritom frekvencija inducirano napona u rotoru, nije jednaka frekvenciji napona statora već je određena razlikama brzina okretnog polja statora i brzine vrtnje rotora. Za daljnje razumijevanje izvođenja matematičkog modela, korisno je imati u vidu upravo spomenuti fizikalni rad kaveznog stroja. Iza sljedećeg niza matematičkih jednadžbi moguće je povezati praktičan rad asinkronog stroja s matematičkim izrazima.

Prema [1], prilikom izvođenja matematičkog modela stroja pretpostavlja se da se radi o cilindričnom rotoru i statoru, bez viših harmonika u polju, s idealiziranom jezgrom (stalna permeabilnost jezgre, neovisna o indukciji), da se na rotoru i statoru nalazi trofazni namot.

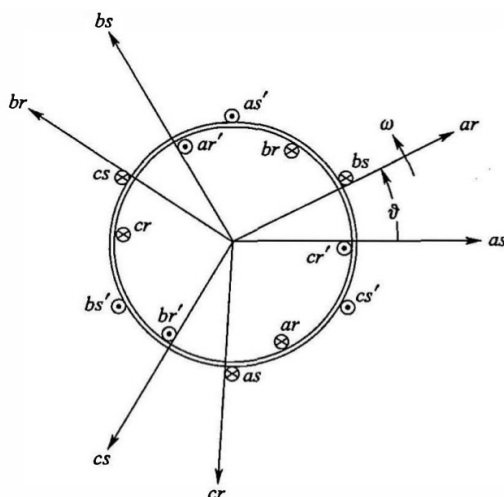
Izvođenje matematičkog modela provodi se prelaskom s trofaznih na dvofazne veličine. Tako se trofazni statorski i rotorski krug svode na dvofazni, te se potom rotorski krug prebacuje na statorski.

2.1. Matematički model asinkronog stroja

Kao što je ranije spomenuto, asinkroni stroj ima dva električna kruga, statorski i rotorski (slika 2.1 osi faza statora i rotora). Svaki krug moguće je opisati odgovarajućim matematičkim jednačbama. Prema [1] naponske jednačbe statora i rotora asinkronog stroja u skraćenom matričnom obliku glase :

$$\mathbf{u}_{abcs} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d \Psi_{abcs}}{dt} \quad (2-1)$$

$$\mathbf{u}_{abcr} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{abcr} + \frac{d \Psi_{abcr}}{dt} \quad (2-2)$$



Slika 2.1 - osi faza namota statora i rotora [1]

Pritom matrice napona, struja, otpora i tokova glase:

$$\mathbf{u}_{abcs} = \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u}_{abcr} = \begin{bmatrix} u_{ar} \\ u_{br} \\ u_{cr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{abcr} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$\Psi_{abcs} = \begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix} \quad \Psi_{abcr} = \begin{bmatrix} \Psi_{ar} \\ \Psi_{br} \\ \Psi_{cr} \end{bmatrix}$$

Kako su statorski i rotorski krug magnetski vezani, jednadžbe ulančanih tokova ψ_{abcs} i ψ_{abcr} prema [1] glase:

$$\Psi_{abcs} = L_{abcs} i_{abcs} + L_{abcsr} i_{abcr} \quad (2-3)$$

$$\Psi_{abcr} = L_{abcr} i_{abcr} + (L_{abcsr})^T i_{abcs} \quad (2-4)$$

Ulančani tok statora ψ_{abcs} sastoji se od toka nastalog zbog protjecanja struje statora kroz namot statora (vlastiti induktivitet L_{abcs}) te toka koji je nastao kao posljedica protjecanja struje rotora djelujući preko međuinuktiviteta (magnetski vezani krugovi). Slična procedura može se primijeniti i na ulančani tok rotora. Pritom matrica induktiviteta L_{abcs} glasi:

$$L_{abcs} = \begin{bmatrix} L_{\sigma s} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{\sigma s} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{\sigma s} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

Gdje je $L_{\sigma s}$ predstavlja rasipni induktivitet, a L_{ms} glavni induktivitet faze. Matrica L_{abcr} se razlikuje samo u indeksima u odnosu na matricu L_{abcs} .

Ako se uzme da je stator stroja stacionaran, a rotor stroja rotira, međuinuktiviteti između faza statora i rotora (npr. L_{asar}) proporcionalni su umnošku međuinuktiviteta kad se osi faza statora i rotora poklapaju i kosinusu kuta između njih. Kako se radi o simetričnom trofaznom namotu, međuinuktiviteti pojedinih faza su jednaki $L_{asar} = L_{bsbr} = L_{cscr}$. Uzimajući navedeno u obzir, matrica međuinuktiviteta glasi:

$$L_{abcsr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \cos(\vartheta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\vartheta - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\vartheta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\vartheta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\vartheta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\vartheta) \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

Gdje L_{sr} predstavlja međuinuktivitet kad se osi faza poklapaju.

U slučaju da stator i rotor miruju te im se osi faza rotora i statora poklapaju, možemo reći da se tada asinkroni stroj ponaša kao transformator, zbog čega su gornji matematički izrazi slični kao kod transformatora.

Gore napisane jednađbe se odnose na trofazni abc sustav. Kako se radi o simetričnom trofaznom sustavu, moguće je transformirati abc sustav u $a\beta$ koordinatni sustav čime se trofazni asinkroni stroj (bez nul vodiča na statoru i rotoru) svodi na dvofazni stroj. Svođenjem trofaznog asinkronog stroja na dvofazni, pojednostavljuju se matematički izrazi.

Prema [1] i [2] transformiranje iz abc u $a\beta$ sustav provodi se množenjem jednađbi s transformacijskom matricom \mathbf{K} (odnosno \mathbf{T} prema [2]). Opća matrica transformacije ${}^x\mathbf{K}^y$ glasi:

$${}^x\mathbf{K}^y = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_y - \vartheta_x) & \cos(\vartheta_y - \vartheta_x - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta_y - \vartheta_x + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\vartheta_y - \vartheta_x) & -\sin(\vartheta_y - \vartheta_x - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta_y - \vartheta_x + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

Poseban slučaj matrice ${}^x\mathbf{K}^y$ je kad su kutne brzine ω_x i ω_y jednake te tada glasi:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

Prilikom transformacije iz trofaznog abc u dvofazni $a\beta$ sustav, oba sustava rotiraju jednkom brzinom ($\omega_x = \omega_y$) stoga se primjenjuje matrica transformacije \mathbf{K} . Navedena transformacija (prelazak iz trofaznog u dvofazni sustav) još se naziva i Clarkina transformacija.

Primjenom matrice transformacije \mathbf{K} , prema [1] jednađbe ulančanih tokova u $a\beta$ sustavu glase:

$$\Psi_{a\beta s} = L_{a\beta s} \mathbf{i}_{a\beta s} + L_{a\beta sr} \mathbf{i}_{a\beta r} \quad (2-9)$$

$$\Psi_{a\beta r} = L_{a\beta r} \mathbf{i}_{a\beta r} + (L_{a\beta sr})^T \mathbf{i}_{a\beta s} \quad (2-10)$$

Kod trofaznog asinkronog stroja bez nulvodiča nulte varijable ne postoje. Matrice induktiviteta transformacijom postaju (\mathbf{I} je jedinična matrica drugog reda):

$$\mathbf{L}_{a\beta s} = (L_{\sigma s} + \frac{3}{2}L_{ms}) \mathbf{I} \quad (2-11)$$

$$\mathbf{L}_{a\beta r} = (L_{\sigma r} + \frac{3}{2}L_{mr}) \mathbf{I} \quad (2-12)$$

$$\mathbf{L}_{a\beta sr} = \frac{3}{2}L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

Konačno, naponske jednadžbe asinkronog stroja u dvofaznom nepomičnom $a\beta$ sustavu glase:

$$\mathbf{u}_{a\beta s} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{a\beta s} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{a\beta s}}{dt} \quad (2-14)$$

$$\mathbf{u}_{a\beta r} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{a\beta r} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{a\beta r}}{dt} \quad (2-15)$$

Pritom vektori $\mathbf{u}_{a\beta s}$ i $\mathbf{i}_{a\beta s}$ (odnosno $\mathbf{u}_{a\beta r}$ i $\mathbf{i}_{a\beta r}$) izraženi preko napona u_a, u_b, u_c i struja i_a, i_b, i_c te glase:

$$\mathbf{u}_{a\beta s} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \cdot u_a - \frac{1}{3}(u_b - u_c) \\ \frac{2}{\sqrt{3}}(u_b - u_c) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

$$\mathbf{i}_{a\beta s} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \cdot i_a - \frac{1}{3}(i_b - i_c) \\ \frac{2}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

Može se primjetiti da se prelaskom iz trofaznog u dvofazni sustav, matematički izrazi 2-14 i 2-15 ne razlikuju značajnije (osim u indeksima) od izraza 2-1 i 2-2 čime prelaskom u dvofazni sustav nije narušena struktura kruga.

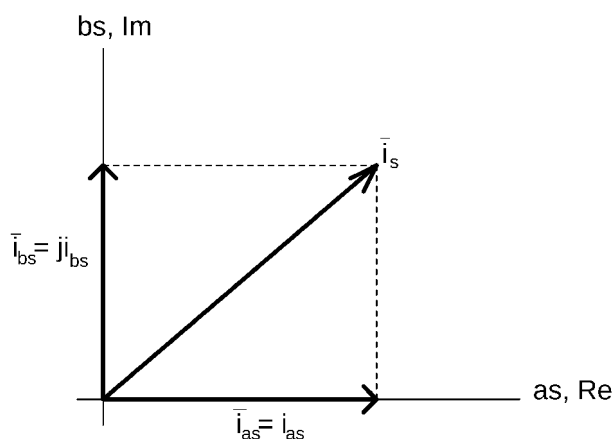
Prema [1] postoje dva različita pristupa postavljanja jednadžbi i primjeni transformaciji varijabli. Jedan se temelji na primjeni matricne algebre (izrazi 2-1 do 2-15), dok se drugi temelji na posebnoj vektorskoj metodi gdje se umjesto s trenutnim vrijednostima radi s rezultirajućim vektorima. Prednost vektorske metode je što olakšava fizikalno tumačenje zbivanja u stroju te će se u nastavku analize matematičkog modela asinkronog stroja prijeći na vektorski zapis.

Na samom početku izvođenja matematičkog modela dan je opis osnovnog načela rada asinkronog stroja. Polje koje je stvoreno uz pomoću simetričnog namota (npr. trofazni) je rotirajuće i konstantne amplitude te je već sada moguće uočiti ideju o primjerni vektora za opis matematičkog modela.

Ako se u kompleksnom sustavu, na realnu os smijesti struja faze α , a na imaginarnu os struju faze β dvofaznog sustava, rezultirajući vektor struje statora \bar{i}_s glasi:

$$\bar{i}_s = i_{\alpha s} + j i_{\beta s} \quad (2-18)$$

Pritom su na slici 2.2 prikazane struje dvofaznog statora i rezultirajući vektor struje u kompleksnoj ravnini. Prema tome, ako su struje $i_{\alpha s}$ i $i_{\beta s}$ sinusne veličine (jedna sinus, a druga kosinus) tad je amplituda vektora \bar{i}_s konstanta te rotira (opisuje kružnicu).



Slika 2.2 – Rezultirajući vektor struje dvofaznog statora [1]

Na isti način moguće je izraziti ostale komponente (napone i drugo).

Iz jednadžbe 2-14 za dvofazni asinkroni stroj dobivamo dvije jednadžbe koje glase:

$$u_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + d \frac{\Psi_{\alpha s}}{dt} \quad (2-19)$$

$$u_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + d \frac{\Psi_{\beta s}}{dt} \quad (2-20)$$

Pomnožimo li jednadžbu 2-20 sa j (kao u [1]) te se pribroji 2-19 dobit će se vektorski zapis naponske jednadžbe statora koja glasi:

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d \bar{\Psi}_s}{dt} \quad (2-21)$$

Na isti način je moguće dobiti vektorski zapis naponske jednadžbe rotora koja glasi:

$$\bar{u}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} \quad (2-22)$$

Radi lakše implementacije matematičkog modela stroja, korisno je transformirati oba kruga (statorski i rotorski) na zajednički rotirajući sustav. Ovisno o potrebama odabire se odgovarajući rotirajući sustav te će se u nastavku, krug rotora prebaciti u koordinatni sustav statora. Transformacija (prelazak) iz jednog koordinatnog sustava u drugi je do sada rađena primjenom matrice \mathbf{K} (ako rotiraju istom brzinom) odnosno $^x\mathbf{K}^y$ (ako se prebacuju u drugi rotirajući sustav), no kako su sad jednadžbe u vektorskom (kompleksnom) zapisu, za prelazak između koordinatnih sustava dovoljno je pomnožiti vektorske jednadžbe s $e^{j\vartheta}$ gdje je ϑ kut između dva sustava (onog kojeg se promatra i novog na kojeg se transformira).

Kako će se provesti transformacija na statorski koordinatni sustav, statorske jednadžbe su nepromijenjene, dok se vektorska jednadžba rotorskog kruga množi s $e^{-j\vartheta}$.

Prema [1] nakon množenja rotorske jednadžbe sa $e^{-j\vartheta}$ i provedbe deriviranja dobiva se jednadžba rotorskog kruga (svedena na statorski krug) te glasi:

$$\bar{u}_r^s = R_r \bar{i}_r^s + \frac{d\bar{\Psi}_r^s}{dt} - j\omega \bar{\Psi}_r^s \quad (2-23)$$

Gdje je tok rotora, te struju moguće izraziti kao:

$$\bar{\Psi}_r = \bar{\Psi}_r^s e^{-j\theta} \quad (2-24)$$

$$\bar{i}_r = \bar{i}_r^s e^{-j\theta} \quad (2-25)$$

Dok je kutna brzina ω određena kao:

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (2-26)$$

Vektorske naponske jednadžbe koje opisuju asinkroni stroj svedene na statorski koordinatni sustav glase :

$$\bar{u}_s^s = R_s \bar{i}_s^s + \frac{d\bar{\Psi}_s^s}{dt} \quad (2-27)$$

$$\bar{u}_r^s = R_r \bar{i}_r^s + \frac{d\bar{\Psi}_r^s}{dt} - j\omega \bar{\Psi}_r^s \quad (2-28)$$

U rotorskoj vektorskoj jednađbi pojavio se je napon transformacije $j\omega\Psi_r^s$ koji kako stoji u [1] je posljedica transformacije.

Ulančani tokovi statora i rotora mogu se izraziti kao:

$$\overline{\Psi}_s^s = L_s \overline{i}_s^s + L_{sr} \overline{i}_r^s \quad (2-29)$$

$$\overline{\Psi}_r^s = L_r \overline{i}_r^s + L_{sr} \overline{i}_s^s \quad (2-30)$$

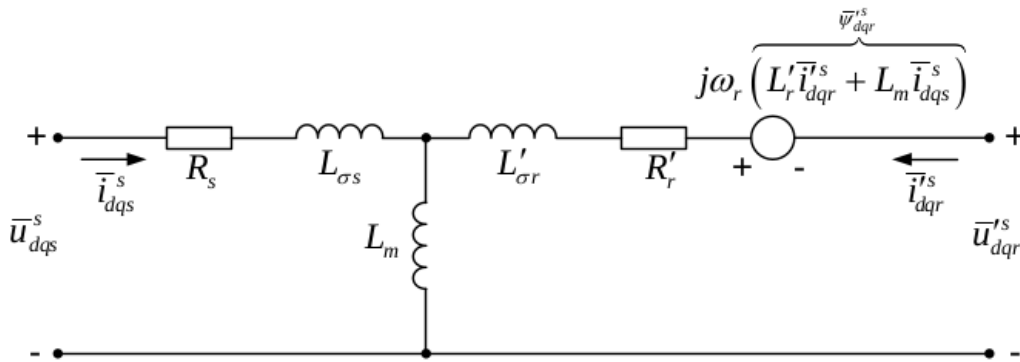
Svođenjem na statorsku stranu induktiviteti glase:

$$L_s = L_{\sigma s} + L_m$$

$$L_r = L_{\sigma r} + L_m$$

$$L_{sr} = L_m = \frac{3}{2} L_{ms}$$

Za naveden jednađbe, odgovarajuća nadomjesna shema prikazana je na slici 2.3.



Slika 2.3 – vektorska nadomjesna shema stroja u statorskom koordinatnom sustavu [3]

Ako se pritom struje i_s i i_r izraze preko Ψ_s i Ψ_r , struje glase:

$$\overline{i}_s^s = \frac{1}{L'_s} (\overline{\Psi}_s^s + k_r \overline{\Psi}_r^s) \quad (2-31)$$

$$\overline{i}_r^s = \frac{1}{L'_r} (\overline{\Psi}_r^s + k_s \overline{\Psi}_s^s) \quad (2-32)$$

Gdje se induktiviteti L'_s i L'_r izraženi preko faktora ulančenja (k_r) i faktora rasipanja (σ):

$$L'_s = \sigma L_s$$

$$L'_r = \sigma L_r$$

$$k_s = \frac{L_m}{L_s}$$

$$k_r = \frac{L_m}{L_r}$$

$$\sigma = 1 - k_r k_s$$

Uvrštavanjem jednađbi 2-31 i 2-32 u 2-27 i 2-28 nakon sređivanja dobivaju se jednađbe za ulančane tokove koje glase:

$$\frac{d\Psi_{ds}}{dt} = u_{ds} - \frac{1}{T'_s} \Psi_{ds} + \frac{k_r}{T'_s} \Psi_{dr} \quad (2-33)$$

$$\frac{d\Psi_{qs}}{dt} = u_{qs} - \frac{1}{T'_s} \Psi_{qs} + \frac{k_r}{T'_s} \Psi_{qr} \quad (2-34)$$

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} = u_{dr} - \frac{1}{T'_r} \Psi_{dr} + \frac{k_s}{T'_r} \Psi_{ds} + \omega_e \Psi_{qr} \quad (2-35)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} = u_{qr} - \frac{1}{T'_r} \Psi_{qr} + \frac{k_s}{T'_r} \Psi_{qs} + \omega_e \Psi_{dr} \quad (2-36)$$

Pritom prijelazne konstante rotora i statora glase:

$$T'_s = \frac{L'_s}{R_s} \qquad T'_r = \frac{L'_r}{R'_r}$$

Kako bi matematički model stroja bio potpun potrebno je izvesti momentnu jednadžbu stroja. Prema [4] moment stroja ovisi o dimenzijama stroja (volumenu), indukciji u rasporu, rotorskom protjecanju te kutu između njih (tzv. kut opterećenja), izraz:

$$M_{stroja} = \frac{\pi}{\tau_p} V B \Theta_r \sin \delta \quad (2-37)$$

Navedeni izraz za proračun momenta nije prikladan za simulaciju, jer zahtijeva poznavanje dimenzija stroja, koje u većini slučajeva nisu poznate. No iz navedenog izraza zaključuje se da je moment na rotoru posljedica interakcije dvaju polja. Analizirajući [3], magnetsku indukciju moguće je izraziti preko ulančenog toka statorskog namota, a protjecanje statorskog namota preko projektnih parametara stroja (dimenzije, faktor namota i drugo) tada se dobiva da je moment koji djeluje na stator jednak vektorskom produktu toka i struje te broju pari polova (izraz 2-38).

$$M_{stroja} = \frac{3}{2} p |\overline{\Psi}_m \times \overline{I}_{sm}| \quad (2-38)$$

Broj pari polova moguće odrediti na temelju sinkrone brzine stroja, dok su tok i struja statora vezani uz prethodno izvedene naponske jednadžbe stroja. Navedeni izraz za moment je moguće dodatno prilagoditi te se prema [2] moment asinkronog stroja za simulacijske potrebe može računati kao:

$$M_{stroja} = \frac{3}{2} p L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \quad (2-39)$$

Momentu stroja protivi se moment tereta, zbog čega je potrebno opisati mehanički dio stroja (teret, ventilacija i sl.). Prema [1], dinamiku stroja moguće je opisati preko izraza:

$$J_m \frac{d \omega_m}{dt} = M_{stroja} - D \omega_m - M_{tereta} \quad (2-40)$$

Pritom je J_m konstanta inercije stroja, a D prigušenje. Između kutne mehaničke brzine i električne kutne brzine vrijedi odnos, gdje je p broj pari polova:

$$\omega_e = \omega_m \cdot p \quad (2-41)$$

Sada je matematički model asinkronog stroja potpun.

2.1. Matlab model asinkronog stroja

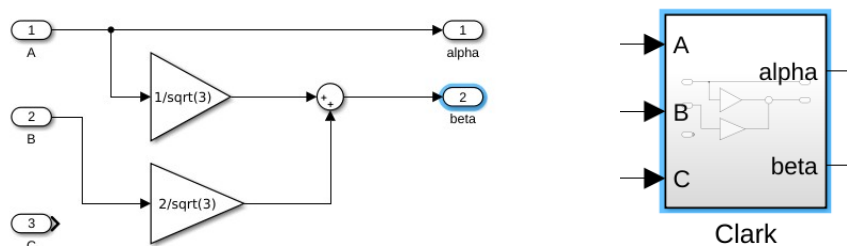
Programski alat Matlab obuhvaća *Simulink okruženje* koje omogućava simulaciju različitih sustava grafičkim putem, povezivajući blokove. Za potrebe evaluacije modela stroja i upravljačkog algoritma kreiran je *Simulink* model sa sljedećim blokovima: Clarkina transformacija te model asinkronog stroja.

Clarkina transformacija je zapravo transformacija primjenom K matrice gdje se trofazni sustav svodi na dvofazni (izrazi 2-42 i 2-43). Dok Parkova transformacija predstavlja matricu $^xK^y$ za prelazak na drugi rotirajući ili stacionarni sustav. Ako se pritom radi o simetričnom sustavu bez nulte komponente vrijedi da je trenutna vrijednost svih struja (i napona) jednaka 0. Poznavajući navedeno te uz pretpostavku da struja i_a leži na osi i_α , Clarkinu transformaciju je moguće zapisati na sljedeći način:

$$i_\alpha = i_a \quad (2-42)$$

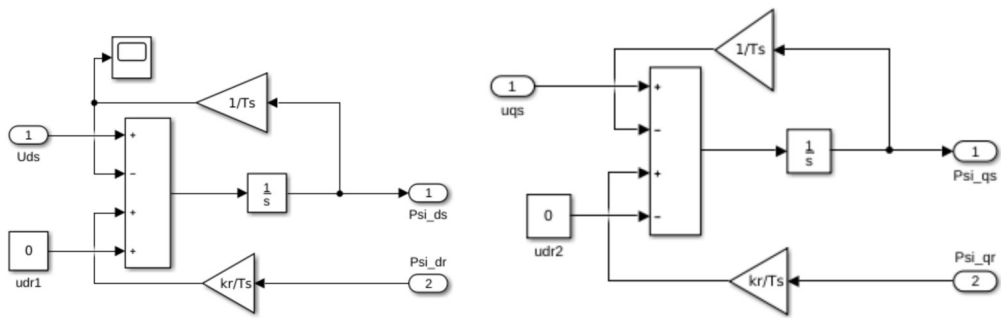
$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_b) \quad (2-43)$$

Prema izrazima 2-42 i 2-43 izrađen je blok Clarkine transformacije prikazan na slici 2.4.



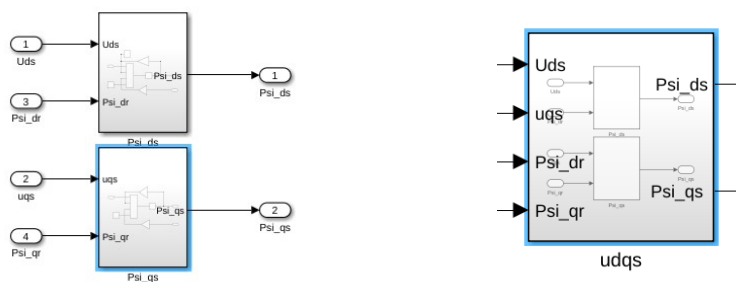
Slika 2.4 – blok Clarkine transformacije

Jednadžbe ulančanih tokova su podijeljene u više pod blokova, tako su jednadžbe tokova statora podijeljene u dva bloka (jedan za d os i drugi za q os). Blokovi tokova statora prikazani su na slici 2.5.



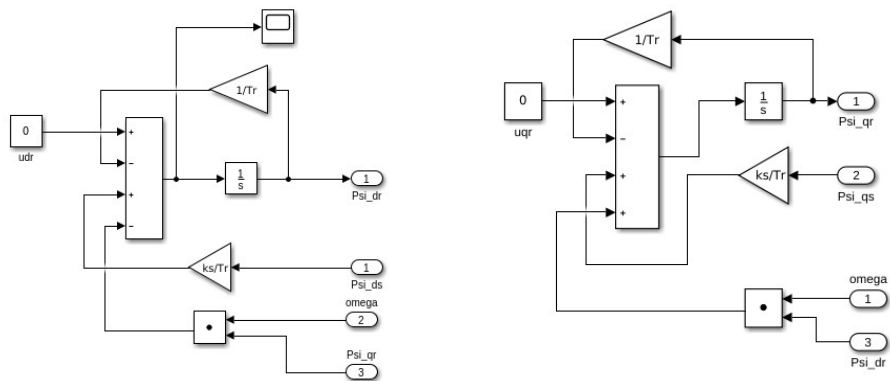
Slika 2.5 – računanje ulančanih tokova statora u d i q osi

Potom je kreiran blok u kojem su izvedeni izvodi za povezivanje s tokom rotora (slika 2.6).

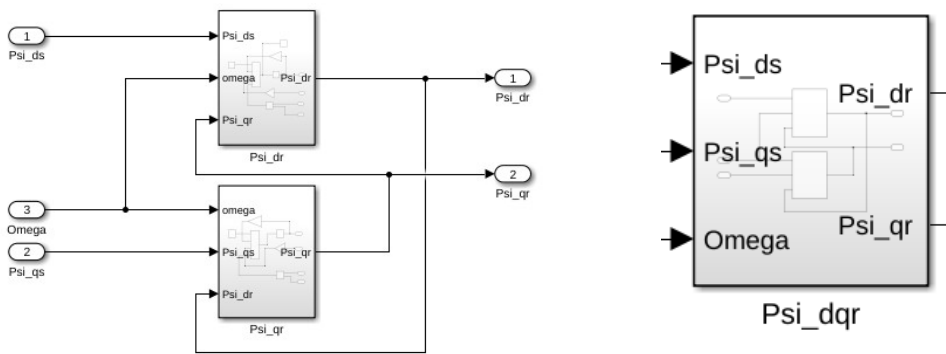


Slika 2.6 – računanje statorskog toka

Na sličan način kreirani su blokovi za rotorski tok (slike 2.7 i 2.8).

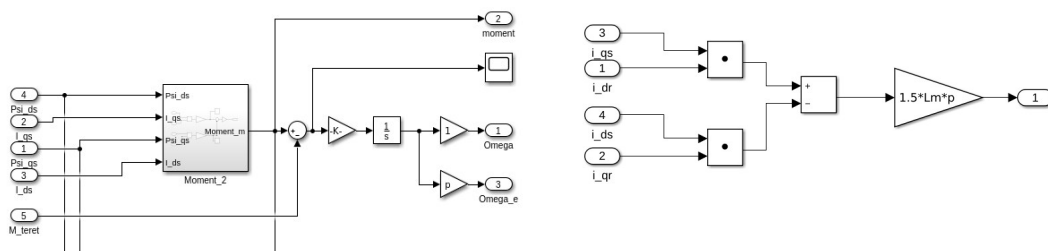


Slika 2.7 – tokovi rotora u d i q osima



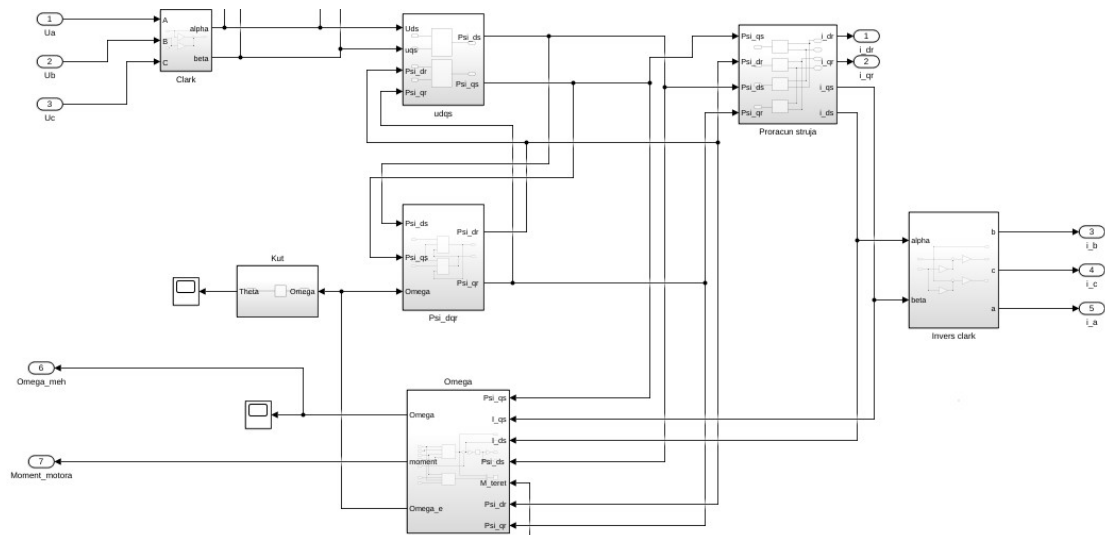
Slika 2.8 – blok toka rotora

Potom je izrađen blok proračuna momenta, kao što je prikazano na slici 2.9.



Slika 2.9 – struktura proračuna momenta

Nakon toga su blokovi međusobno povezani kao što je prikazano na slici 2.10.



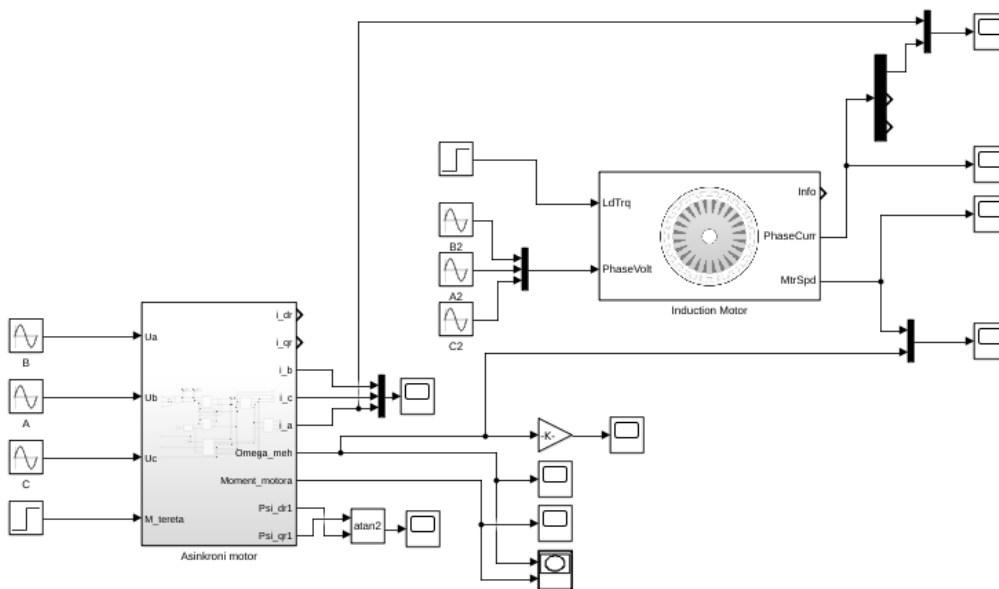
Slika 2.10 -model asinkronog stroja

Inicijalizacijski parametri modela prikazani su niže.

```

Lm = 670e-3; % Induktivitet u H
Ls_rasipno = 51e-3; % Induktivitet u H
Lr_rasipno = 51e-3; % Induktivitet u H (sveden na statorsku stranu)
Ls = Ls_rasipno + Lm;
Lr = Lr_rasipno + Lm;
kr = Lm/Ls;
ks = Lm/Ls;
sigma = 1-kr*ks;
Ls_rasipno = sigma*Ls;
Lr_rasipno = sigma*Lr;
Rs = 15; % Otpor statora u ohmima
Rr = 20; % Otpor rotora sveden na statorsku stranu u ohmima
p=2;
f = 50; %Frekvencija u Hz
Umax = 230*1.41; % Vršna vrijednost ulaznog napona
Jm = 0.01; % Moment inercije stroja
Tr = Lr_rasipno/Rr;
Ts = Ls_rasipno/Rs;
    
```

Ispravnost simulacijskog modela provedena je usporedbom s gotovim matematičkim modelom stroja u Simulinku (slika 2.8). Na temelju usporedbe utvrđeno je da se dobivaju identični rezultati struja faza i_a te kutne mehaničke brzine ω_m .



Slika 2.11 – ispitivanje matematičkog model

Navedeni primjer strukture upravljanja asinkronim strojem, estimaciju varijabli provodi na temelju mjerene brzine vrtnje stroja i trenutnih vrijednosti struja. U nastavku rada (4 i 5 poglavlje) istražene su metode koje rade s i bez primjene mjernih članova brzine vrtnje.

4. Estimacija toka rotora

4.1. Estimacija toka temeljena na naponskom modelu stroja

Kako je potrebno odrediti položaj toka rotora, prvo je potrebno odrediti iznose toka rotora po komponentama (α i β komponente). Prilikom upravljanja asinkronim strojem poznate veličine su struje i naponi (struje su mjerene direktno, a napon indirektno), moguće je iz izraza 2-27 odrediti tok statora koji glasi:

$$\overline{\Psi}_s^s = \int (\overline{u}_s^s - R_s \overline{i}_s^s) dt \quad (4-1)$$

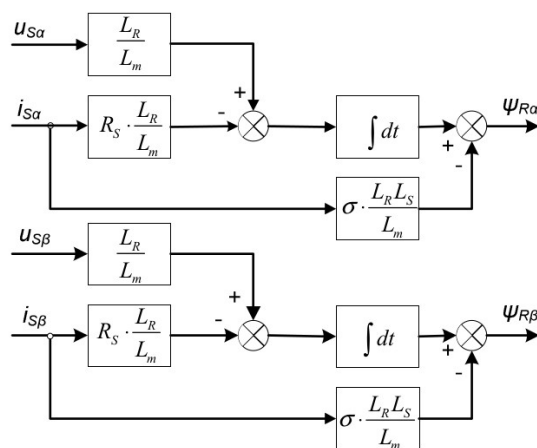
Gdje integral vektora označava integriranje komponenta (α i β) po vremenu.

Ako se od ukupnog ulančenog toka statora oduzme tok uzrokovan prijelaznim induktivitetom te se dobiveni tok podjeli s faktorom ulančenja rotora (k_r) dobiva se tok rotora. Navedeno je iskazano izrazom 4-2.

$$\overline{\Psi}_r^s = \frac{L_R}{L_m} (\overline{\Psi}_s^s - \overline{i}_s^s \sigma L_s) \quad (4-2)$$

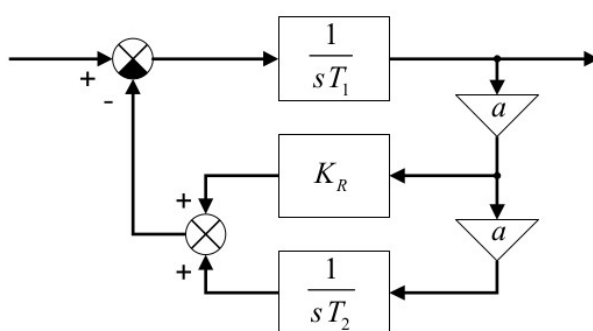
Navedene jednadžbe računaju tok rotora na temelju napona (ulaznog napona motora i pada napona na pojedinim elementima) zbog čega se navedena estimacija naziva estimacija na temelju naponskog modela.

U [7] jednadžbe 4-1 i 4-2 su rastavljene na komponente (α i β) te je prikazana blokovska struktura izračuna toka rotora što je prikazano na slici 4.1.



Slika 4.1 – blokovska struktura izračuna toka rotora [7]

Prema [7] glavni nedostatak navedene metode je integriranje. Jer, iako integriranje nije složeno za implementaciju na mikrokontroleru, zbog pojava istosmjernih komponenti (DC) iznos integrala može pobjeći što nije poželjno. Problem pobjega integrala moguće je prema [7] riješiti modificiranjem integrirajuće procedure. Primjenjuje se frekvencijski prilagođavajući integrator (eng. *Frequency adaptive*, FA) koji se sastoji od integratora i PI regulatora kojim se eliminira DC komponenta. Izvedba frekvencijski prilagođavajućeg integratora prikazana je na slici 4.2. U izrazu 4-3 data je prijenosna funkcija navedenog integratora.

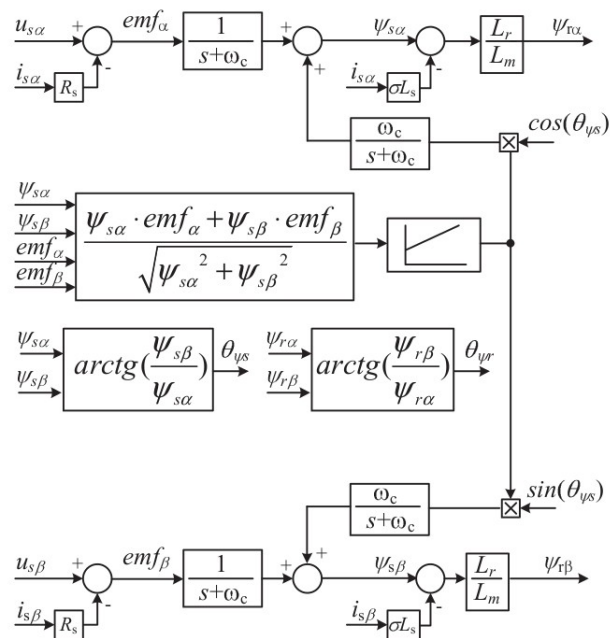


Slika 4.2 – blok shema frekvencijski prilagođavajućeg integratora [7]

$$F_s(s) = \frac{T_2 s}{T_1 T_2 s^2 + K_R T_2 s + 1} \quad (4-3)$$

Primjena takvog integratora (iz [7]) je dobra za frekvencije iznad 1 Hz gdje je devijacija faze integratora manja od 5°.

Drugi način estimacije toka na temelju naponskog modela je primjenom niskopropusnog filtra (NF) prvog reda i kompenzatora [15]. Međutim, za razliku od metode prije, niskopropusni filter zamjenjuje integrator. Struktura navedene metode prikazana je na slici 4.3. Osim što niskopropusni filter zamjenjuje integrator, pomoću kompenzatora se nastoji održati okomitost između estimiranog toka statora i induciranog napona statora.



Slika 4.3 - struktura estimacije toka primjenom NF prvog reda [15]

Prednost metoda estimacije temeljenih na naponskom modelu je što estimacija toka ne ovisi o otporu rotora koji se uslijed zagrijavanja mijenja više u odnosu na otpor statora.

4.2. Estimacija toka temeljena na strujnom modelu stroja

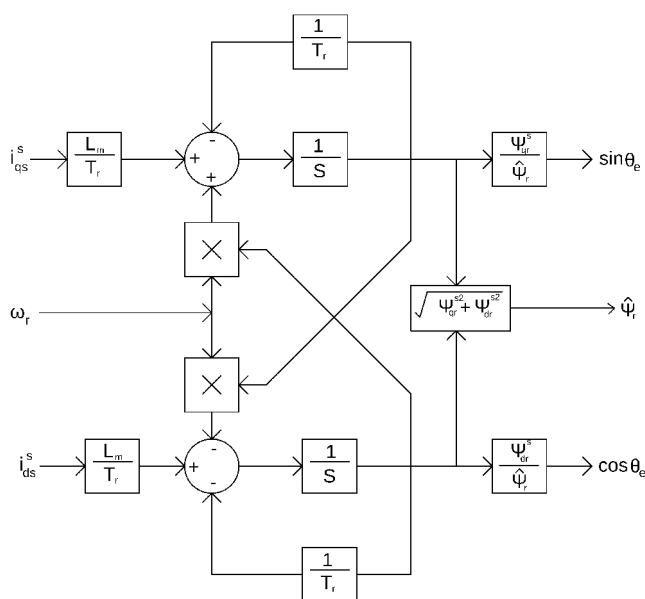
Slično kao i kod estimacije toka na temelju naponskog modela, kod strujnog modela potrebno je tok izraziti preko struja statora. Prema [5] iz jednadžbe rotora svedene na statorsku stranu (izraz 2-28) moguće je doći do izraza za tok rotora koji ovisi o struji statora i brzini rotora. Kako je kod asinkronog stroja napon rotora jednak 0, u jednadžbi 2-28 ostaje struja rotora, tok rotora te brzina rotora. Pritom je struju rotora prema [5] moguće izraziti kao:

$$\bar{i}_r^s = \frac{\bar{\Psi}_r^s - L_m \bar{i}_s^s}{L_r} \quad (4-4)$$

Odnosno tok koji stvara rotorska struja je jednaka toku rotora umanjenom za djelovanje međuinaktivitetne veze statora. Na temelju poznatog induktiviteta rotora moguće je odrediti struju rotora. Ako se u jednadžbi 2-28 umjesto struje rotora stavi izraz 4-4 strujna jednadžba asinkronog stroja postaje:

$$T_r \frac{d\bar{\Psi}_r^s}{dt} + \bar{\Psi}_r^s = j\omega_e T_r \bar{\Psi}_r^s + L_m \bar{i}_r^s \quad (4-5)$$

Gdje je T_r vremenska konstanta rotora (L_r/R_r), a ω_{er} električna kutna brzina rotora. Na slici 4.4 prikazana je regulacijska struktura estimatora baziranog na strujnom modelu stroja



Slika 4.4 – regulacijska struktura estimatora baziranog na strujnom modelu [8]

Glavni nedostatak navedene metode je što ne uzima u obzir promjenu otpora rotora uslijed zagrijavanja motora. Dodatno, nedostatak navedene metode je mjerenje kutne brzine rotora što je dodatni trošak u regulacijskoj strukturi.

Ranije iskazane jednadžbe odnose se na statorski sustav, međutim prema [14] moguće je estimirati tok rotora na temelju jednadžbi stroja u rotorskom sustavu. Točnije u rotorskom sustavu ulančani tok rotora glasi (prema [14]):

$$\bar{\Psi}_r^R = L_m \frac{1}{1+sT_r} \bar{i}_s^R \quad (4-6)$$

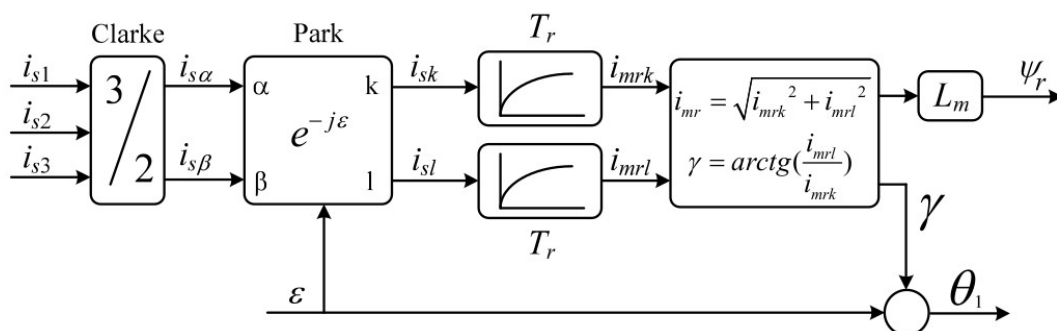
Pritom se struja magnetiziranja u rotorskom sustavu može zapisati kao (prema [14]):

$$\bar{i}_{mr}^R = \bar{i}_s^R \frac{1}{1+sT_r} \quad (4-7)$$

Pomoću 4-6 i 4-7 rotorski tok se može izraziti kao:

$$\bar{\Psi}_r^R = L_m \bar{i}_{mr}^R \quad (4-8)$$

Prelaskom u rotorski sustav, moguće je izračunati kut položaja toka rotora s obzirom na položaj rotora. Zbrajanjem ta dva kuta dobiva se kut položaja toka rotora s obzirom na statorski sustav. Na slici 4.5 prikazan je blok dijagram navedene metode.



Slika 4.5 – drugi način estimacije toka temeljen na strujnom modelu [14]
 Struje trofaznog sustava se transformiraju u dvofazni te se potom sinkroniziraju s rotorskom brzinom. Potom se izračunavaju komponente struje magnetiziranja na temelju koje se određuje kut polja rotora i magnituda.

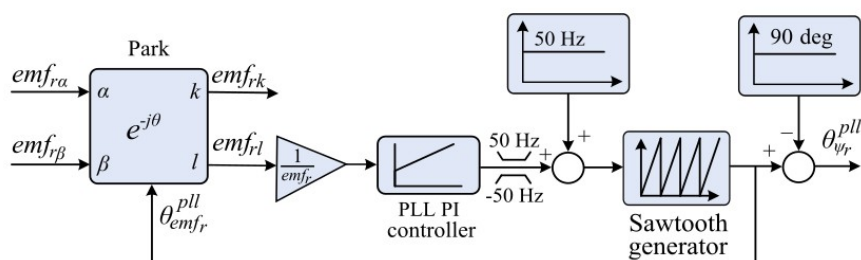
Navedena metoda je prikladna za sustave gdje se upravljanja asinkronim strojem gdje je moguće mjeriti kut (brzinu) položaja rotora.

Prednost metoda temeljenih na strujnom modelu za razliku od metoda baziranih na naponskom modelu je u tome što obje izvedbe estimatora temeljene na strujnom modelu rade u zatvorenoj petlji (zbog mjerenja brzine) te daju točnije rezultate. Međutim na njihovu točnost utječe i točno određivanje parametara stroja te promjena istih u radu.

4.3. Estimacija toka temeljena na primjeni PLL

U [16] prezentirana je metoda estimacije položaja toka rotora primjenom fazno zatvorene petlje, PLL-a (*Phase Locked loop*). Navedena metoda temelji estimaciju iznosa i položaja toka rotora na naponskom modelu stroja gdje je pritom izbjegnuto integriranje induciranog napona. Metoda je prikladna za sustave kod kojih asinkroni strojevi rade sa stalnom rotacijom rotora.

Na slici 4.6 prikazana je struktura estimatora temeljenog na PLL-u. Prema [16] ideja je izračunati inducirani napon te primjenom fazno zatvorene petlje pronaći amplitudu i kut induciranog napona. PI regulator ima ulogu da održava ulazni signal (u ovom slučaju napon) u regulator na 0 (V), zbog čega pomoću upravljivog generatora frekvencije generira potreban iznos kuta θ_{emf} za koji se to postiže. Za generirani iznos kuta θ_{emf} primjenom *Parkove* transformacije sav inducirani napon se nalazi u komponenti emf_{rk} . Što znači da dobiveni kut odgovara trenutnom položaju vektora induciranog napona. Kako su inducirani napon i magnetski tok okomiti vektori, kut položaja toka rotora moguće je dobiti tako da se od kuta vektora induciranog napona oduzme 90° .



Slika 4.6 – estimacija položaja toka rotora temeljena na primjeni PLL-a [16]

Naponske jednadžbe na kojima se temelji navedena metoda iskazane su izrazima 4-9 i 4-10. Razlika između jednadžbi 4-1 i 4-2 je upravo u integriranju.

$$emf_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right] \quad (4-9)$$

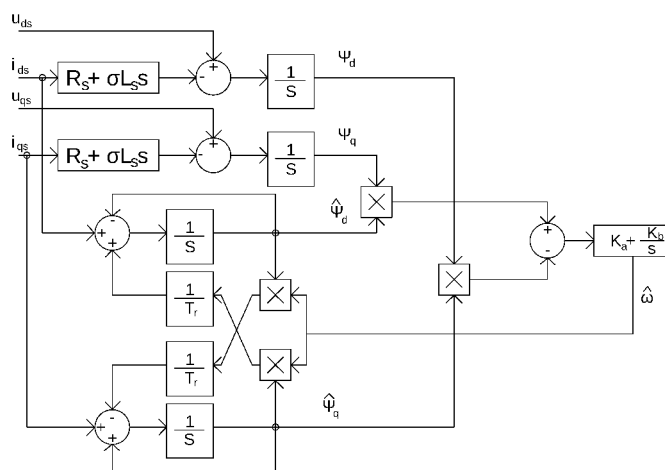
$$emf_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right] \quad (4-10)$$

5. Estimator brzine vrtnje rotora

Estimatori toka rotora daju položaj toka rotora, ali ne i trenutnu brzinu rotora. Kako bi bilo moguće regulirati brzinu rotora potrebno je mjeriti brzinu rotora. Brzinu je moguće mjeriti primjenom mjernog člana. Međutim primjena mjernog član brzine vrtnje povećava cijenu te su osjetljivi na utjecaje okoline (vibracije, atmosferska pražnjenja i sl.). Zbog navedenog, razvijene su metode estimacije brzine vrtnje rotora koje se temelje na matematičkom modelu stroja. U [8] prezentirana je metoda estimacije brzine primjenom prilagođavajućeg modela (eng. *Model reference adaptiv system*, MRAS) koja kako stoji u [13] je jedna od boljih metoda zbog svojih karakteristika i stabilnosti. Navedena metoda računa rotorski tok preko naponskog modela te potom rezultat uspoređuje s tokom dobivenim preko strujnog modela. Pritom se rezultat uspoređivanja dovodi na PI regulator čiji izlaz je estimirana brzina rotora koja se kasnije dovodi na ulaz strujnog modela. Tako da je ostvarena zatvorena regulacijska struktura.

Prema [10] i [12] MRAS se može bazirati na jednadžbama toka, induciranog napona, strujama statora, reaktivnoj snazi te radnoj snazi. Ovisno o primjeni odabire se prikladan način.

U [10], [11] i [13] prezentirana je metoda MRAS estimatora baziranog na jednadžbama toka. Na slici 5.1 prikazana je struktura MRAS navedenog estimatora. Jednadžbe toka odgovaraju jednadžbama iz 4 poglavlja za estimatore bazirane na naponskom odnosno strujnom modelu.



Slika 5.1 – MRAS baziran na jednadžbama toka [13]

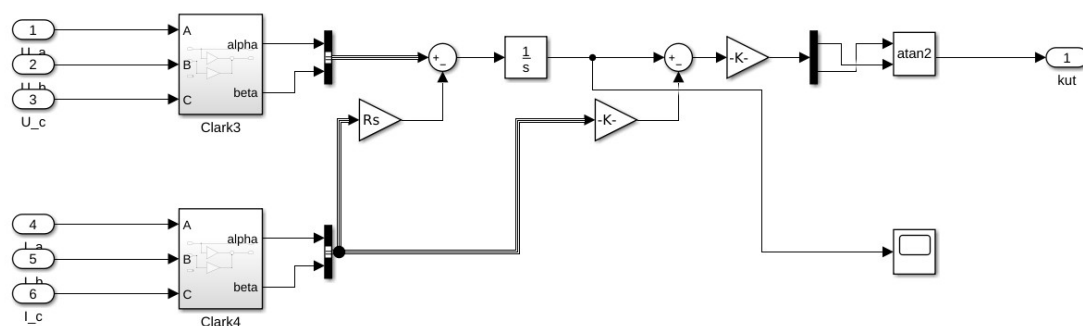
6. Rezultati simulacija rada estimatora toka

Na temelju simulacijskog modela asinkronog stroja, simuliran je zalet stroja u praznom hodu na nazivnom naponu od 400 V i frekvenciji od 50 Hz. Promatrano je kako na estimaciju toka utječe istosmjerna komponenta pogreške (10% od nazivne struje) u mjerenju struje što je jedan od problema prilikom praktične izvedbe estimatora. Rezultati estimatora uspoređivani su s trenutnom vrijednosti kuta toka rotora koja je dobivena iz izrađenog Matlab modela stroja koja u praksi odgovara stvarnoj poziciji rotora.

6.1. Ispitivanje estimatora toka temeljenog na naponskom modelu

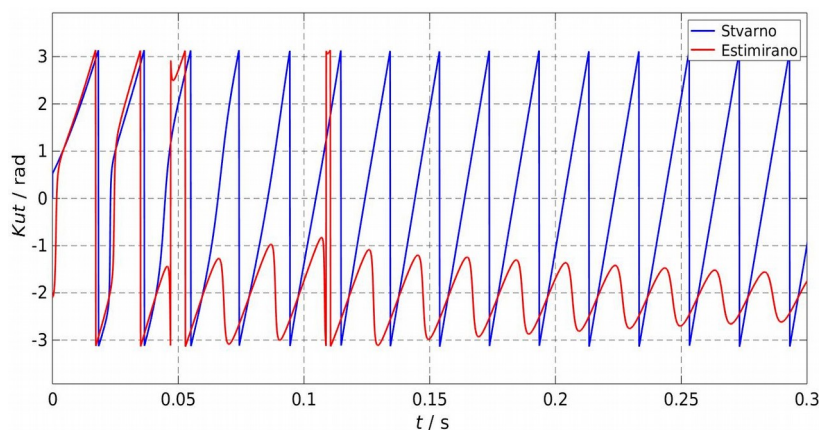
6.1.1. Idealni naponski model

Naponski estimator temeljen na općem matematičkom modelu te je prikazan na slici 6.1. Naponi i struje su pomoću Clarkine transformacije prebačeni u dvofazni sustav. Potom je na temelju naponskih jednadžbi izrađen model estimatora.



Slika 6.1 – matlab model općeg naponskog estimatora

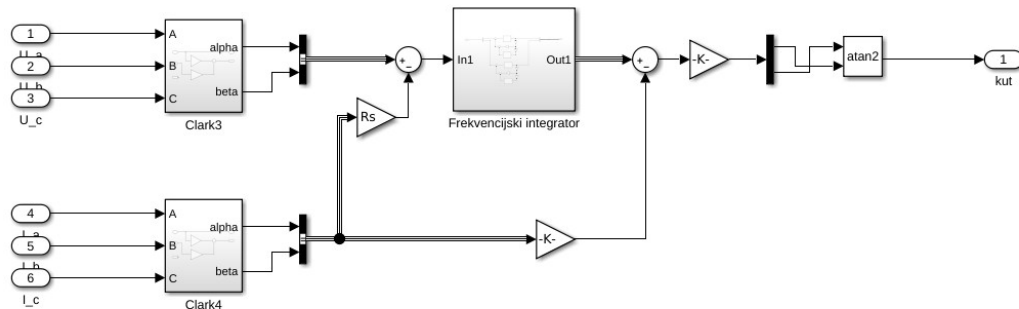
Simulirana su dva uvjeta rada za analizirani estimator, a to su s i bez strujne pogreške. Kao što je očekivano, pogreška kuta u idealnom slučaju (bez strujne pogreške) je jednaka 0 te se rezultati kuteva poklapaju. Za realni slučaj (sa strujnom pogreškom) pogreška kuta toka rotora je značajna odnosno već nakon otprilike 50 ms dobiveni kut toka rotora nije više sumjerljiv sa stvarnim kutem, što je prikazano na slici 6.2.



Slika 6.2 – rezultati općeg naponskog estimatora

6.1.2. Modificirani integrator

Prva istražena metoda izmijenjenog naponskog estimatora bazirana je na primjeni frekvencijski ovisnog integratora. Matlab blok naponskog estimatora temeljenog na frekvencijski ovisnom integratoru prikazan je na slici 6.3. Navedeni model je sličan ranije prikazanom na slici 6.1, jedino što se razlikuju u načinu integriranja.

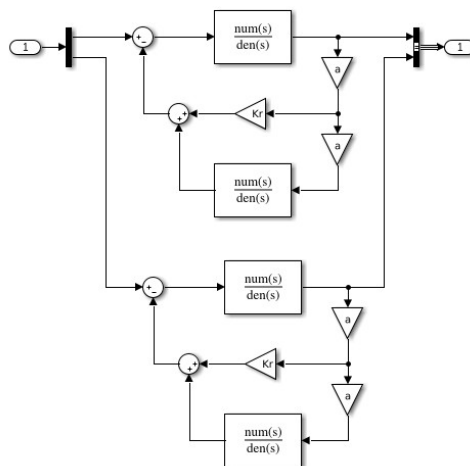


Slika 6.3 – Matlab model naponskog estimator (prva izvedba)

Izvedba frekvencijskog integratora prikazana je na slici 6.4. Struktura frekvencijskog integratora odgovara onoj datoj u [7]. Pritom su parametri a , K_r , T_1 i T_2 određeni proizvoljno uzimajući u obzir iskazano u [7].

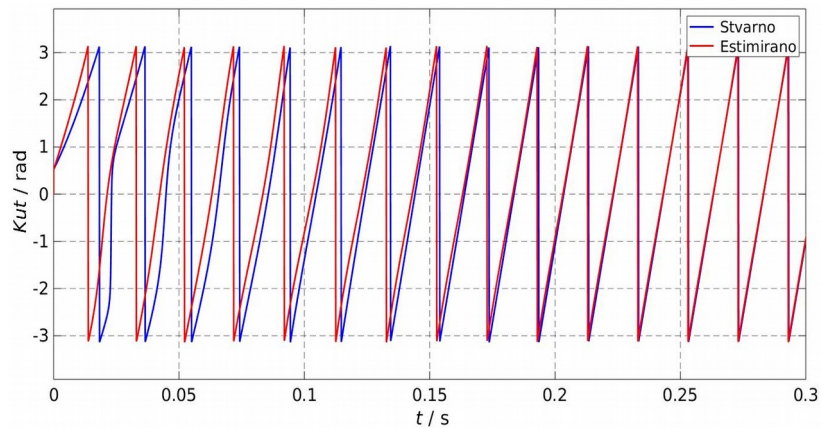
Tako parametri integratora iznose:

- $a = 0.5$
- $K_r = 0.0508$
- $T_1 = 0.0032$
- $T_2 = 2.4642$

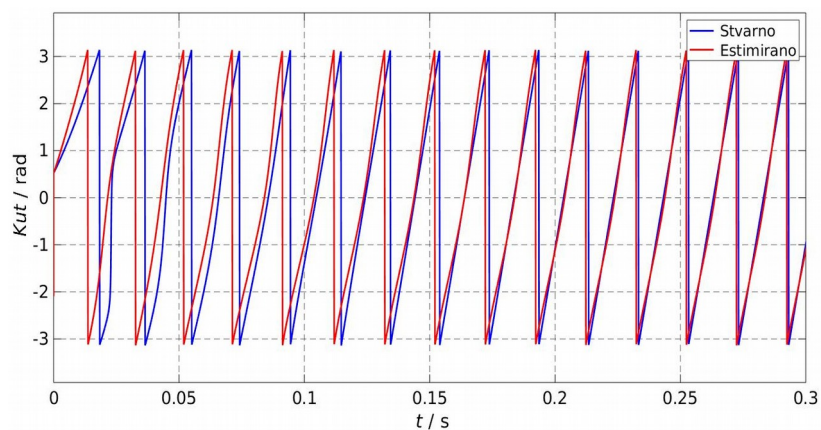


Slika 6.4 – Matlab model frekvencijski prilagođavajućeg integratora

Za idealni slučaj (bez strujne pogreške) postoji pogreška u prijelaznom stanju, koja se kasnije u ustaljenom smanji što je prikazano na slici 6.5. Na slici 6.6 prikazani su rezultati estimatora za realni slučaj, stabilizacija traje približno 100 ms duže u odnosu na idealni slučaj.



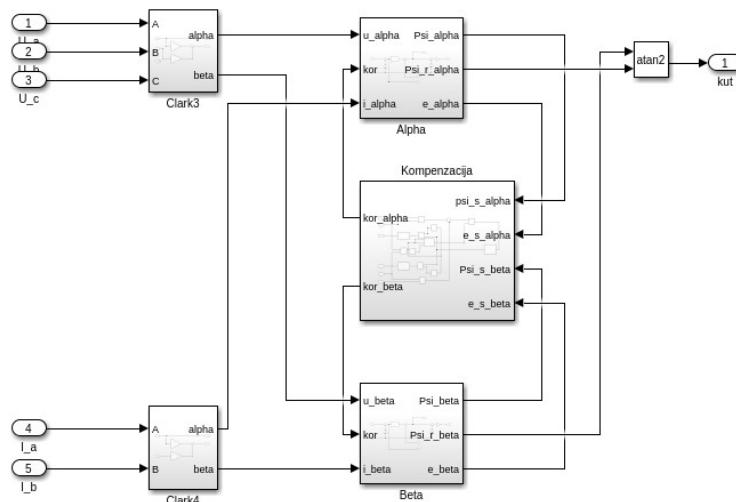
Slika 6.5 – rezultat estimatora s prilagodljivim integratorom (idealni slučaj)



Slika 6.6 – rezultat estimatora s prilagodljivim integratorom (realni slučaj)

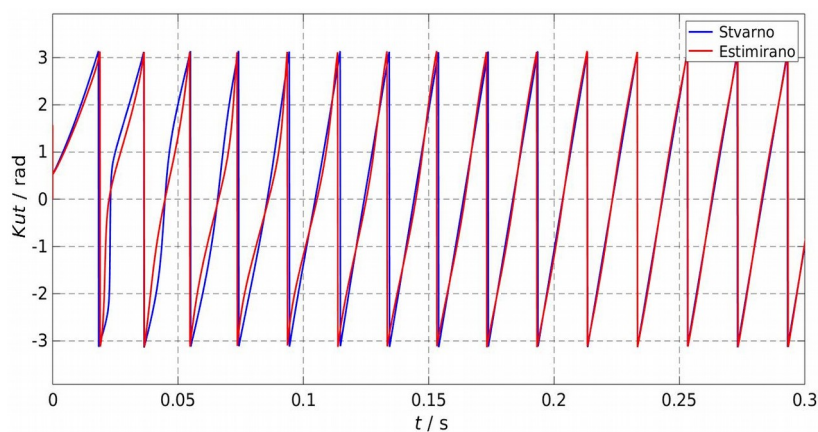
6.1.3. Primjena niskopropusnog filtra prvog reda i kompenzatora

Druga istražena metoda izmijenjenog estimatora toka temeljena na naponskom modelu je temeljena na primjeni niskopropusnih filtra i kompenzatora. Na slici 6.7 prikazana je struktura navedenog estimatora.



Slika 6.7 – Matlab model naponskog estimatora (druga izvedba)

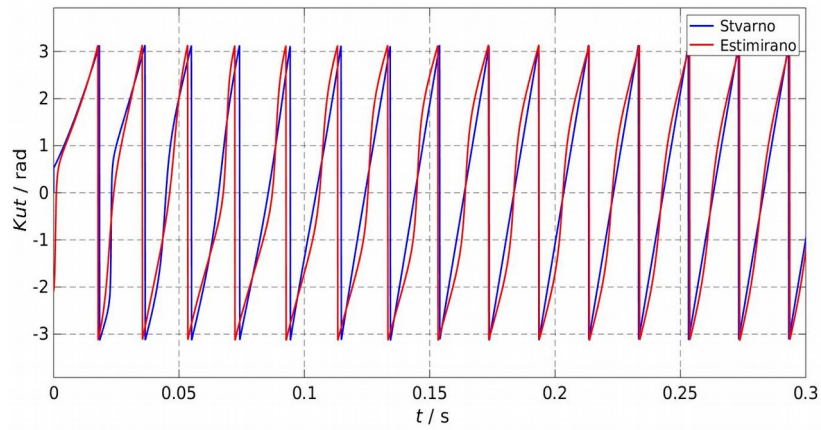
Na slici 6.8 prikazan je rezultat simulacije u idealnom slučaju. U početku postoji pogreška koja se kasnije smanjuje na minimalnu.



Slika 6.8 – rezultat idealni slučaj

Rezultat simulacije za realni slučaju prikazan je na slici 6.9. U realnom slučaju razlika između stvarnog i estimiranog kuta je veća nego u idealnom slučaju. Na točnost estimatora utječe i parametriranje regulatora kompenzatora. U

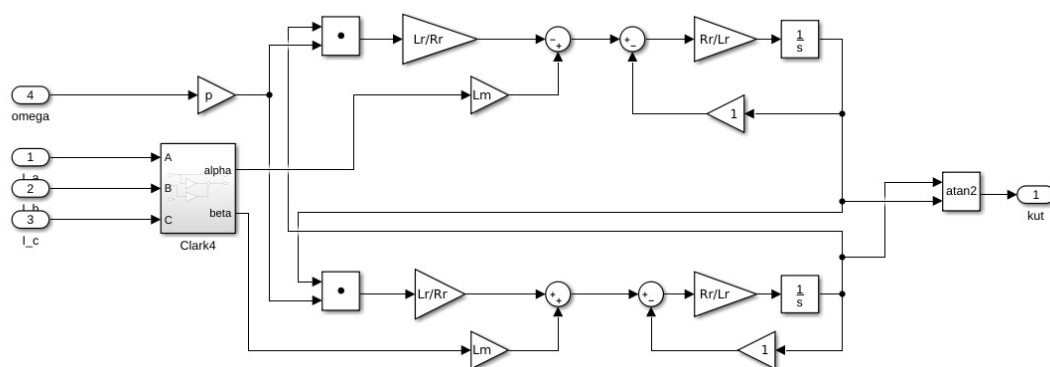
ovom radu regulator estimatora je parametriran ručno provodeći više od 5 iteracija dok nije dobiven željeni rezultat.



Slika 6.9 – rezultat realni slučaj

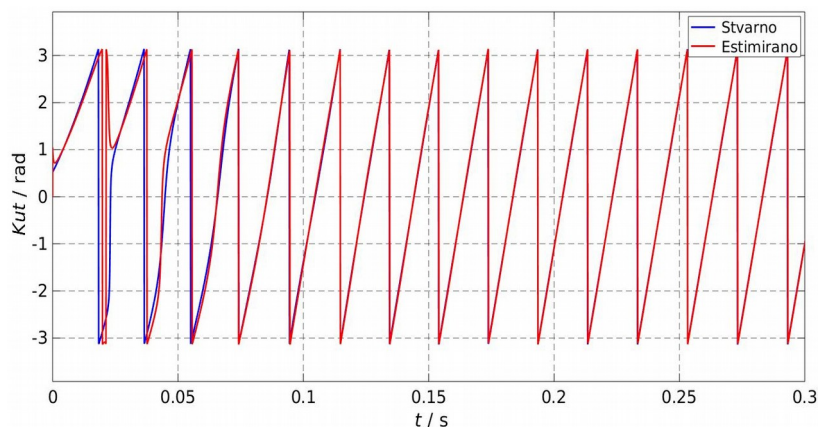
6.2. Ispitivanje estimator toka temeljenog na strujnom modelu

Matlab model estimatora toka temeljenog na strujnom modelu stroja prikazan je na slici 6.10. Na temelju strujne jednadžbe 4-4 računa se rotorski tok za pojedine komponente (α i β) te se pomoću $arctg$ funkcije dobiva vrijednost kuta.



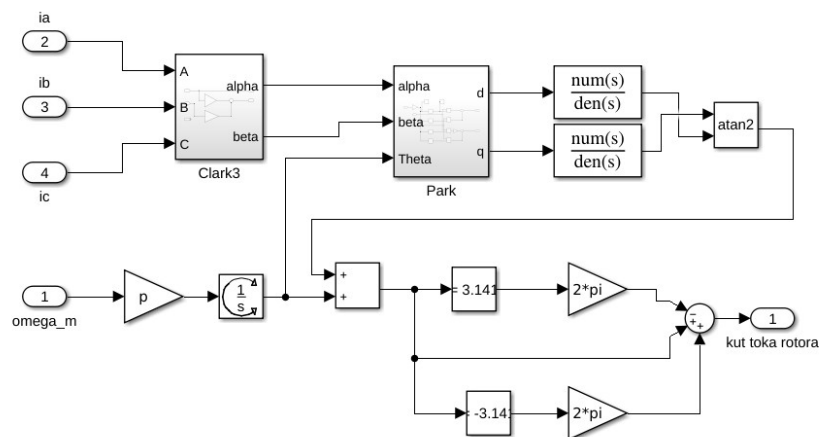
Slika 6.10 – matlab model estimatora temeljenog na strujnom modelu

U idealnom slučaju strujni estimator nema pogreške, ali u realnom slučaju postoji pogreška koja se već nakon 100 ms svede na minimalnu kao što je prikazano na slici 6.11. Glavni nedostatak ove metode je potreba poznavanja trenutne brzine rotora zbog koje je potrebno ugrađivati mjerni član. Dodatno, estimirani tok ovisi o otporu rotora koji se u radu mijenja zbog čega dolazi do pogreške u estimaciji.



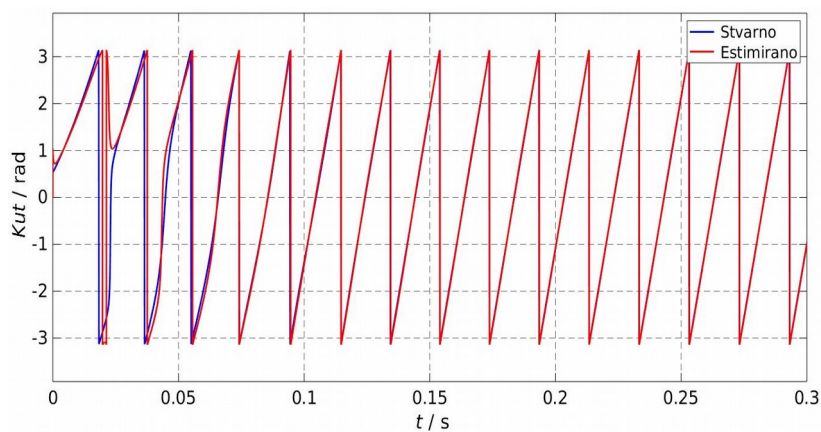
Slika 6.11 - rezultat estimatora primjenom strujnog modela (realni slučaj)

Matlab model drugog istraženog načina estimacije toka rotora temeljenog na strujnom modelu prikazan je na slici 6.12.



Slika 6.12 – Matlab model estimatora temeljenog na strujnom modelu (druga izvedba)

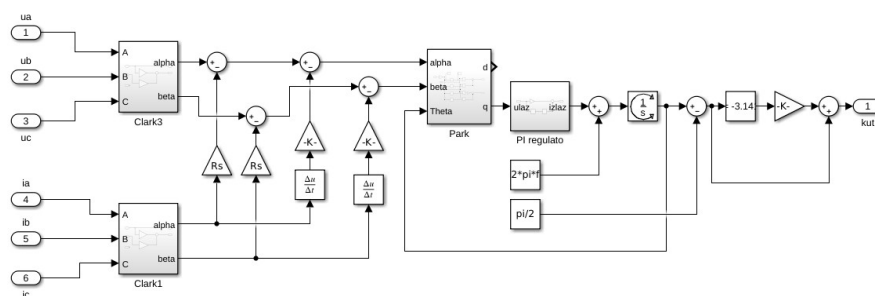
U idealnom slučaju ne postoji razlika između estimiranog i stvarnog kuta, dok u realnom postoji pogreška koja se za 100 ms smanji na minimalnu što je prikazano na slici 6.13.



Slika 6.13 – rezultat simulacije druge izvedbe estimatora temeljenog na strujnom modelu (realni slučaj)

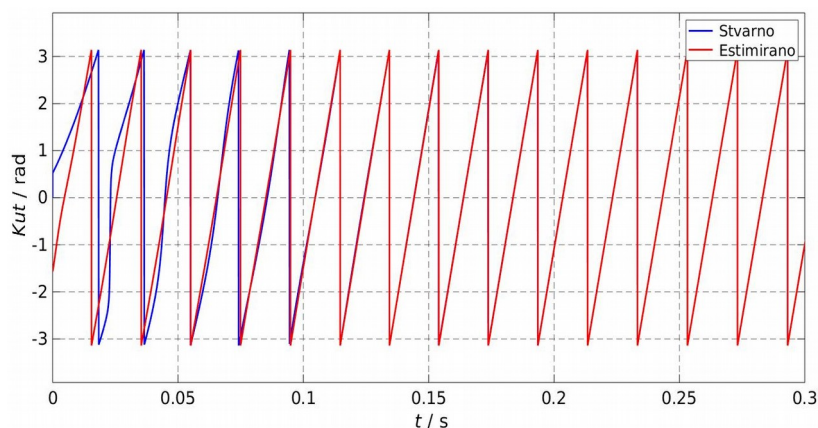
6.3. Ispitivanje estimatora toka temeljenog na PLL-u

Matlab model estimatora toka temeljenog na PLL-u prikazan je na slici 6.14. Naponi i struje se iz trofaznog sustava *Clarkinom* transformacijom transformiraju u dvofazni, potom se od napona statora oduzimaju padovi napona uzorkovani otporima i induktivitetima te se izračunati inducirani napon dovodi na fazno zatvorenu petlju (PLL). PLL se sastoji od *Parkove* transformacije, PI regulatora te upravljivog frekvencijskog izvora koji je realiziran integratorom s preljevom. Dobiveni kut položaja inducirano napona je umanjen za 90° odnosno $\pi/2$ rad kako bi se dobio položaj toka rotora.

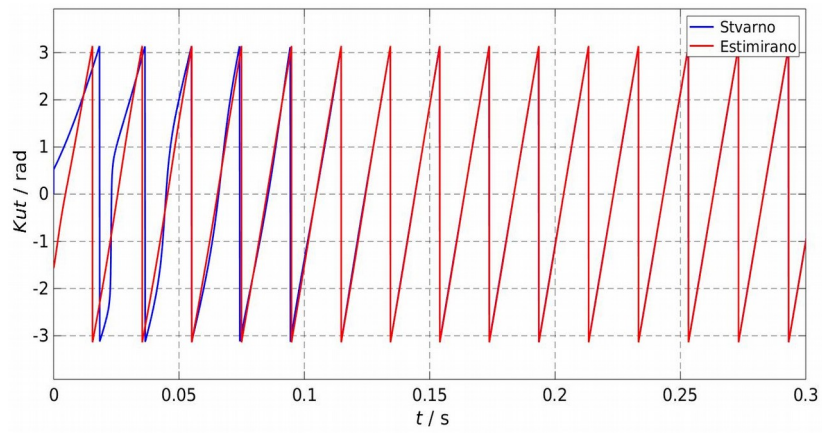


Slika 6.14 – Matlab model estimatora temeljenog na PLL-u

Rezultat estimacije toka položaja rotora u idealnom i realnom slučaju se ne razlikuju. Na slici 6.15 prikazani su rezultati za idealni slučaj dok je na slici 6.16 prikazan realni slučaj. U oba slučaja u početku postoji greška koja se unutar 100 ms svede na minimalnu.



Slika 6.15 - rezultat estimatora primjenom PLL-a (idealni slučaj)

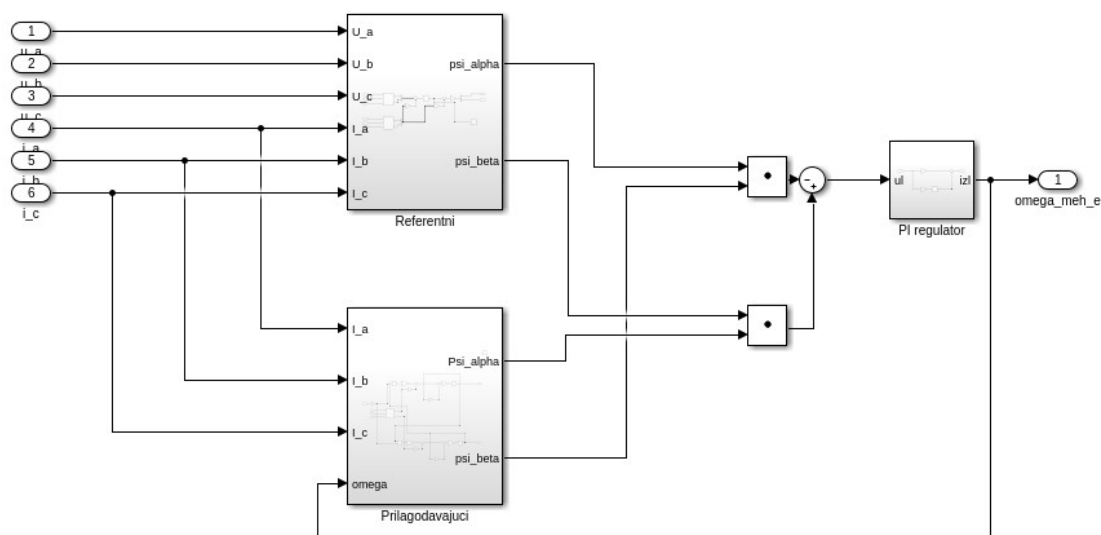


Slika 6.16 - rezultat estimatora primjenom PLL-a (realni slučaj)

7. Rezultat simulacije rada estimatora brzine rotora

Kod estimatora brzine rotora promatrano je kako na rad estimatora utječe promjena otpora rotora. Prvo je simuliran rad estimatora u idealnom slučaju kad su parametri stroja stalni i točno poznati, a potom je simuliran rad estimatora u realnom slučaju kad otpor rotora poraste za 10 % te se vrijednosti otpora rotora modela i estimatora razlikuju. Simulacija je provedena tako da je promatrana brzina tijekom zaleta asinkronog stroja i pod promjenom opterećenja (opterećen nazivnim momentom tereta).

Na slici 7.1 prikazana je struktura simulacijskog modela estimatora brzine vrtnje baziranog na referentom i adaptivnom modelu stroja (MRAS).

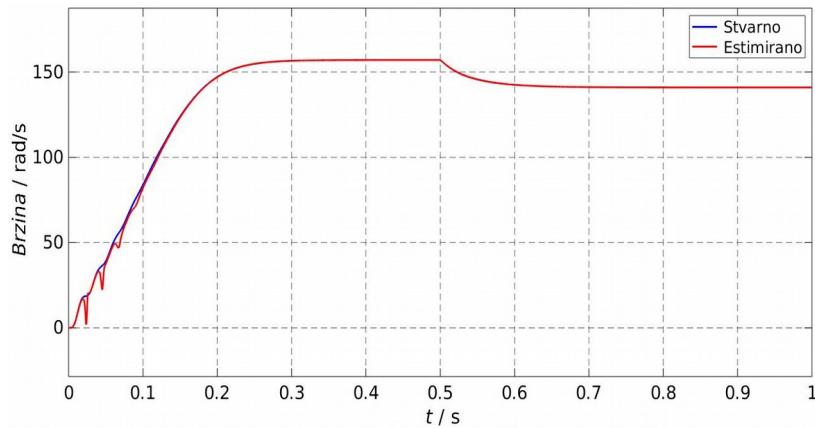


Slika 7.1 – struktura simulacijskog modela estimatora brzine vrtnje

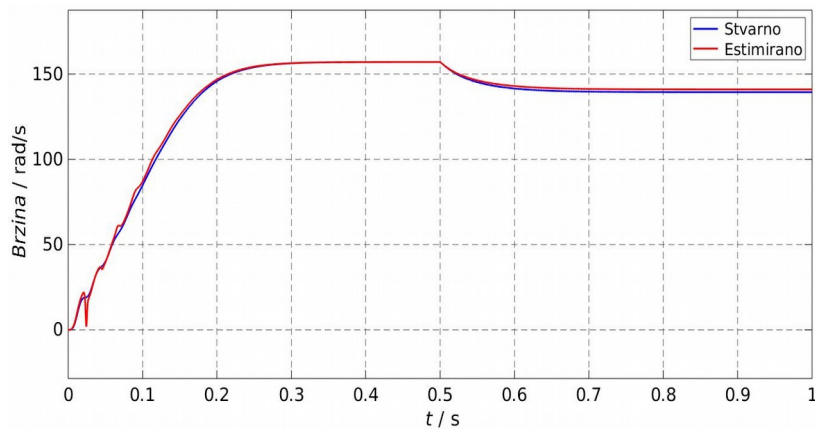
Parametri PI regulatora su ručno podešeni provođenjem više iteracija. Pritom je parametrisiranje rada estimatora provedeno za vrijeme rada u idealnom slučaju kad je otpor rotora točno poznat i stalan.

Na slici 7.2 prikazan je rezultat simulacije za idealni slučaj dok je na slici 7.3 prikazan rezultat za realni slučaj. Zalet stroja traje do približno 0,28 sekundi nakon čega se vrti u praznom hodu do 0,5 sekundi gdje se opterećuje s nazivnim momentom tereta.

U idealnom slučaju pogreška estimirane brzine je gotovo zanemariva nakon 110 rad/s te estimirana vrijednost brzine prati stvarnu brzinu. Prilikom simuliranja realnog slučaja, tijekom zaleta postoji pogreška koja dolaskom stroja u stacionarnom stanje postaje zanemarivo mala, ali se opterećenjem stroja pogreška mjerene brzine povećava te iznosi otprilike 1 %.



Slika 7.2 – rezultat rada estimatora brzine (idealni slučaj)



Slika 7.3 – rezultat rada estimatora brzine (realni slučaj)

8. Zaključak

Estimatori su sastavni dio regulacije momenta i brzine asinkronog stroja. Ovim radom istraženi su estimatori tok bazirani na naponskom i na strujnom modelu stroja te estimator brzine rotora baziran na referentom i adaptivnom modelu stroja. Osnovni estimator baziran na naponskom modelu stroja ima nedostatak što u izračunavanju toka koristi integrator. Nedostatak primjene integratora je osjetljivost na istosmjernu komponentu (npr. uzrokovana prilikom mjerenja struje) koja može uzrokovati pobjeg izlazne veličine integratora. Stoga, umjesto idealnog integratora moguće je primijeniti frekvencijski prilagođavajući integrator ili niskopropusni filter prvog reda, ali primjenom drugih metoda integriranja postoje ograničenja u brzini za koje su navedene metode prikladne. Estimatori bazirani na strujom modelu imaju nedostatak što je za izračun položaja toka rotora potrebno poznavati (mjeriti) brzinu rotora te što estimirani iznos toka ovisi o vremenskoj konstanti rotora (L_r/R_r). Estimatori toka bazirani na strujnom modelu stroja u simulaciji daju bolje rezultate (za točno poznatu vremensku konstantnu i brzinu rotora), estimirani tok je točniji. Estimator toka koji rad temelji na primjeni fazno zatvorene petlje (PLL) estimira položaj toka rotora bolje od prije iskazanih metoda temeljenih na osnovnom naponskom modelu stroja. Međutim nedostatak estimatora temeljenog na PLL je problematičan rad na malim brzinama. Primjena estimatora brzine rotora umanjuje potrebu za primjenom mjernih članova brzine što regulacijskoj strukturi upravljanja strojem daje robusnost i smanjuje konačnu cijenu. Istraženi estimator brzine rotora temelji svoj rada na primjeni dva modela stroja, na referentom i adaptivnom modelu. Prednost navedene metode je što uspoređuje rezultate dvaju modela na temelju koji izračunava pogrešku iz koje izračunava brzinu rotora. Odabrana metoda estimatora brzine u idealnom (sve veličine su poznate) i realnom slučaju (10 % povećanje otpora rotora) daje odlične rezultate (apsolutna pogreška iznosi 1 %).

9. Zahvala

Ovom prilikom zahvaljujem se mentoru doc. dr. sc. Marinku Kovačiću i svojoj obitelji na pruženoj podršci tijekom izrade rada.

10. Literatura

- [1] M. Jadrić, B. Frančić, Dinamika električnih strojeva, Graphis, Zagreb, 1997.
- [2] Chee-Mun Ong, Dynamic simulation of electric machinery using Matlab, Prentice Hall, 1998.
- [3] D. Žarko, S. Stipetić, Okretno magnetsko polje izmjeničnog stroja, kolegij Teorija električnih strojeva i transformatora
- [4] R. Wolf, Osnove električnih strojeva, Školska knjiga, Zagreb, 1995.
- [5] K. Hee Nam, AC motor control and electrical vehicle applications, CRC Press, 2019.
- [6] D. Sumina, Š. Ileš, Matematički model asinkronog stroja prilagođen vektorskom upravljanju, kolegij Upravljanje elektromotornim pogonima
- [7] P. Brandstetter and M. Kuchar, "Rotor flux estimation using voltage model of induction motor," 2015 16th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), Kouty nad Desnou, 2015, pp. 246-250, doi: 10.1109/EPE.2015.7161090.
- [8] BK Bose (2002). Modern power electronics and AC drives, Prentice Hall,
- [9] M. Barnes, Practical variable speed drives and power electronics, Elsevier, 2003
- [10] A. Iqbal and M. A. Husain, "MRAS based Sensorless Control of Induction Motor based on Rotor Flux," 2018 International Conference on Computational and Characterization Techniques in Engineering & Sciences (CCTES), Lucknow, India, 2018, pp. 152-155, doi: 10.1109/CCTES.2018.8674077.
- [11] P. Karlovský, R. Linhart and J. Lettl, "Sensorless determination of induction motor drive speed using MRAS method," 2016 8th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), Ploiesti, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/ECAI.2016.7861079.
- [12] S. N. Agrawal and S. P. Muley, "MRAS based speed sensorless vector control of Induction motor," 2017 2nd International Conference on

Communication and Electronics Systems (ICCES), Coimbatore, 2017, pp. 69-72, doi: 10.1109/CESYS.2017.8321180.

[13] A. R. Haron and N. R. N. Idris, "Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives using MATLAB/SIMULINK," 2006 IEEE International Power and Energy Conference, Putra Jaya, 2006, pp. 411-415, doi: 10.1109/PECON.2006.346686.

[14] I. Čolović, M. Kutija and D. Sumina, "Rotor flux estimation for speed sensorless induction generator used in wind power application," 2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), Cavtat, 2014, pp. 23-27, doi: 10.1109/ENERGYCON.2014.6850400.

[15] M. Kutija, D. Sumina, I. Čolović and T. Idžotić, "Rotor flux estimation method for cage induction generators used in wind power applications," 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Seville, 2015, pp. 1155-1160, doi: 10.1109/ICIT.2015.7125253.

[16] M. Kutija, D. Sumina i I. Čolović, "PLL-based Rotor Flux Estimation Method for Sensorless Vector Controlled Squirrel-Cage Induction Generators", *Automatika*, vol.57, br. 3, str. 578-588, 2016. [Online]. <https://doi.org/10.7305/automatika.2016.11.1940>

11. Sažetak

Upravljanje momentom asinkronog stroja omogućava širu primjenu asinkronih strojeva u industrijskim pogonima. Jedna od metoda regulacije momenta stroja je vektorsko upravljanje koje svoj rad temelji na estimaciji toka i brzine rotora. U ovom radu istražene su metode estimacije položaja toka rotora temeljene na naponskim i strujnim jednadžbama stroja te je istražena najčešća metoda estimacije brzine rotora (MRAS). Kako se rad estimatora temelji na matematičkom modelu stroja izveden je matematički model stroja na temelju kojeg je izrađen model stroja u Matlab programskom alatu. Prednost izrađenog matematičkog modela je što na svom izlazu osim osnovnih veličina stroja (struje statora, brzina i sl.) daje i trenutne vrijednosti toka rotora. Time je omogućena lakša usporedba rada estimatora toka tako da se vrijednosti estimatora uspoređuju s vrijednostima dobivenima izrađenim modelom stroja. Istražne metode rada estimatora daju podlogu za daljnje razvijanje upravljanja asinkronim strojem.

Ključne riječi: asinkroni stroj, estimacija toka, PLL, MRAS

12. Summary

Possibility of torque control enables the broader application of induction machines in the industrial plants. Vector control presents one of the most popular methods to control the induction machine torque. It relies on an accurate estimation of magnetic flux and speed of the rotor. In this paper, the methods of rotor flux position estimation based on machine voltage and current equations are investigated together with the most common rotor speed estimation method. As the operation of the estimator is based on a mathematical model of the machine, a mathematical model of the machine was derived, on the basis of which the machine model was created in the Matlab Simulink simulation tool. The advantage of the developed mathematical model is that at its output, in addition to the basic sizes of the machine (stator current, speed, etc.), it also gives the current values of the rotor flux. This makes easier to compare the operation of the flux estimator by comparing the values of the estimator with the values calculated by the machine model. The researched methods of estimator operation provide a basis for further development of induction machine control algorithms.

Keywords: asynchronous machine, flux estimation, PLL, MRAS