

# Simulacija prijelaznih pojava asinkronih motora

---

**Zdelar, Dominik**

**Undergraduate thesis / Završni rad**

**2022**

*Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj:* **University North / Sveučilište Sjever**

*Permanent link / Trajna poveznica:* <https://um.nsk.hr/um:nbn:hr:122:255464>

*Rights / Prava:* [In copyright](#)/[Zaštićeno autorskim pravom.](#)

*Download date / Datum preuzimanja:* **2024-07-25**



*Repository / Repozitorij:*

[University North Digital Repository](#)





**Sveučilište  
Sjever**

**Završni rad br. 003/MEH/2022**

## **Simulacija prijelaznih pojava asinkronih motora**

**Dominik Zdelar, 4370/336**

Varaždin, rujan 2022. godine





# Sveučilište Sjever

**Mehatronika**

**Završni rad br. 003/MEH/2022**

## **Simulacija prijelaznih pojava asinkronih motora**

**Student**

Dominik Zdelar, 4370/336

**Mentor**

dr. sc. Josip Nađ

Varaždin, rujan 2022. godine

# Prijava završnog rada

## Definiranje teme završnog rada i povjerenstva

ODJEL	Odjel za mehatroniku		
STUDIJ	preddiplomski stručni studij Mehatronika		
PRISTUPNIK	Dominik Zdelar	MATIČNI BROJ	4370/336
DATUM	03.06.2022.	KOLEGIJ	Elektromehanički i elektronički pretvarači
NASLOV RADA	Simulacija prijelaznih pojava asinkronih motora		
NASLOV RADA NA ENGL. JEZIKU	Simulation of Induction Motor Transients		

MENTOR	dr. sc. Josip Nađ	ZVANJE	Predavač
ČLANOVI POVJERENSTVA	1. doc. dr. sc. Dunja Srpak		
	2. Miroslav Horvatić, viši predavač		
	3. dr. sc. Josip Nađ, predavač		
	4. Josip Srpak, predavač		
	5. _____		

## Zadatak završnog rada

BROJ 003/MEH/2022

OPIS

U sklopu završnog rada je potrebno prikazati i analizirati matematički model asinkronog stroja.

Na osnovu matematičkog modela treba izraditi simulacijski model u alatu Matlab-Simulink.

Koristeći kreirani simulacijski model treba odraditi i analizirati osnovne prijelazne pojave kod asinkronih motora: zalet, promjena referentne brzine vrtnje, promjena tereta i zaustavljanje.

ZADATAK URUČEN

03.06.2022.



*J. Nađ*

SVEUČILIŠTE  
SJEVER

## **Predgovor**

*Zahvaljujem mentoru dr. sc. Josipu Nađu na stručnim savjetima i vodstvu tijekom izrade ovog završnog rada.*

*Također, zahvala obitelji i prijateljima na podršci tijekom studiranja na preddiplomskom studiju.*

*Dominik Zdelar*

## Sažetak

U radu su predstavljena opća načela te principi rada asinkronih motora. Prikazana je izvedba te analiza matematičkog modela kaveznog asinkronog motora u trofaznom sustavu. Izvedene su, korištene i analizirane posebne transformacije trofaznog u dvofazne sustave u svrhu laganije sinteze simulacijskog modela, čime se postiže manja kompleksnost samog matematičkog modela reduciranjem reda pripadajućih diferencijalnih jednadžbi i njihovih parametara. Polazište i sama implementacija zadanih transformacija u dvofazne sustave izvodi se prema principu regulacije nezavisno uzbuđenih istosmjernih motora. Korištenjem transformiranih parametara dvofaznih sustava provodi se sinteza modela asinkronog motora kao i potrebni modeli po principu vektorske kontrole asinkronog motora bez mjernih elemenata brzine vrtnje te struje rotora.

Koristeći Matlab/Simulink, simulirane su i analizirane prijelazne pojave zaleta motora u praznome hodu, udarac nazivnog tereta te uzastopni udarci od 30% te do 70% nazivnog tereta nakon zaleta u praznome hodu te dinamičko kočenje istosmjernom strujom nakon zaleta u praznome hodu.

**Ključne riječi:** *Kavezni asinkroni motor, transformacije, Matlab/Simulink, prijelazne pojave.*

## **Abstract**

This thesis represents the root essentials and working principle of an induction motor as well as representing and analysis of squirrel cage induction motor mathematical model in three-phase system. Observing the complexity of three-phase system, three-phase to two-phase system transformations were derived and introduced in order to attain simpler synthesis of simulation model by diminishing complexity of a simulation model, i.e reducing order of differential equations and their corresponding parameters. Major idea and reference of analysis, deriving and managing special transformations to two-phase systems was arrived from fundamental regulation of separately excited direct current motors. Using two-phase transformation models, synthesis of induction motor model was shown.

Using Matlab and its integrated component Simulink, induction motor transients like no load machine starting, performance under nominal load, performance under continuous load change with 30% and 70% of nominal value and DC injection braking are being simulated and measured.

**Key words:** *Squirrel cage induction motor, transformations, Matlab/Simulink, induction motor transients.*



## Popis korištenih kratica

$C$	Clarkina matrica
$I_{sabc}, I_{rabc}$	Vektori struja trofaznog sustava
$i_{sdq0}, i_{rdq0}$	Vektori struja dvofaznog sustava
$i_a$	Vektor struje armature istosmjernog motora
$L_{os}, L_{or}$	Matrice samoinduktiviteta
$L_{sr}, L_{rs}$	Matrice međuinduktiviteta
$L_{abc}$	Ukupna matrica induktiviteta trofaznog sustava
$P(\theta)$	Parkova matrica
$R_s, R_r$	Matrice otpora
$V_{sabc}, V_{rabc}$	Vektori napona trofaznog sustava
$v_{sdq0}, v_{rdq0}$	Vektori napona dvofaznog sustava
$\psi_{sabc}, \psi_{rabc}$	Vektori ulančanih magnetskih tokova
$\psi_{sdq0}, \psi_{rdq0}$	Vektori ulančanog magnetskog toka dvofaznog sustava
$\psi_f$	Vektor magnetskog toka uzbuđenog polja istosmjernog motora
$AC - DC$	Izmjenična struja - istosmjerna struja
$D$	Prigušni element
$d, q, 0$	Uzdužna, poprečna i fiktivna nulta os dvofaznog rotirajućeg sustava
$f_s$	Frekvencija izvora
$J$	Moment inercije rotirajućih masa
$K$	Koeficijent konstrukcije istosmjernog motora
$l_{ls}, l_{lr}$	Rasipni induktiviteti
$l_{sm}, l_{rm}$	Magnetizirajući induktiviteti
$l_{sm}$	Magnetizirajući međuinduktivitet
$N_s$	Sinkrona brzina motora
$P_e$	Elektromagnetska snaga
$p$	Broj pari polova namotaja
$T_e, T_{dc}$	Elektromagnetski moment
$T_s, T_r$	Vremenske konstante statora i rotora
$\alpha, \beta, 0$	Uzdužna, poprečna i fiktivna nulta os dvofaznog mirujućeg sustava
$\theta_{slip}$	Kut između osi statorske i rotorske faze a
$\theta_s$	Kut između osi statorske faze a i uzdužne osi d-q sustava
$\theta_r$	Kut između osi rotorske faze a i uzdužne osi d-q sustava
$\sigma$	Blondelov koeficijent rasipanja
$\Omega_r$	Mehanička brzina rotora
$\omega_r$	Električna kutna brzina rotora
$\omega_s$	Električna kutna brzina izvora i okretnog polja
$\omega_{slip}$	Električna kutna brzina klizanja, razlika u zaostajanju rotora za okretnim poljem

# Sadržaj

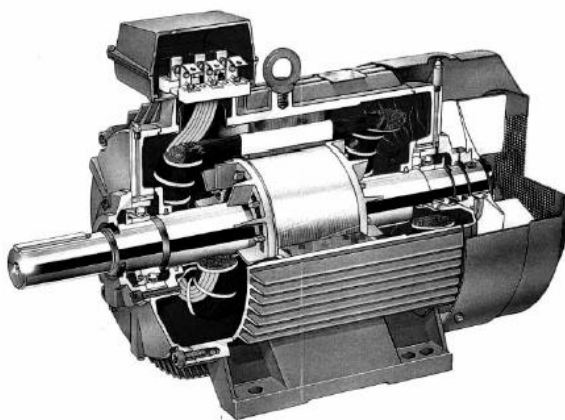
<b>1.</b>	<b>Uvod .....</b>	<b>1</b>
1.1.	Rad i konfiguracija kaveznog asinkronog motora .....	2
<b>2.</b>	<b>Matematički model trofaznog motora .....</b>	<b>4</b>
2.1.	Veza između sustava asinkronog motora te sustava istosmjernog motora .....	10
2.2.	Park transformacija .....	13
2.3.	Clark transformacija.....	14
2.4.	Transformacije između dvofaznih sustava.....	15
<b>3.</b>	<b>Matematički model u dvofaznome sustavu.....</b>	<b>16</b>
3.1.	Izvedba matematičkog modela asinkronog motora u rotirajućem sustavu .....	16
3.2.	Parametri motora.....	24
3.3.	Jedinični sustav .....	25
<b>4.</b>	<b>Izvedba modela u Matlab/Simulink paketu .....</b>	<b>28</b>
4.1.	Prezeti elementi iz Simulink paketa.....	28
4.2.	Jedinični model u Simulink paketu .....	29
<b>5.</b>	<b>Rezultati simulacije.....</b>	<b>37</b>
5.1.	Simulacija zaleta motora u praznome hodu .....	37
5.2.	Simulacije udarca nazivnog tereta nakon zaleta u praznome hodu .....	47
5.3.	Simulacija uzastopnih udarca tereta od 30% i 70% nazivnog .....	54
5.4.	Simulacija dinamičkog kočenja motora istosmjernom strujom.....	61
<b>6.</b>	<b>Zaključak .....</b>	<b>68</b>
<b>7.</b>	<b>Literatura.....</b>	<b>70</b>
	<b>Popis slika .....</b>	<b>71</b>
	<b>Prilozi .....</b>	<b>75</b>

# 1. Uvod

U radu će se opisati princip rada trofaznog asinkronog motora. Prikazat će se i analizirati matematički model trofaznog motora u trofaznome sustavu kao električki i mehanički dio. Dobiveni model može se prikazati, ali s velikim stupnjem kompleksnosti. Kako bi se kompleksnost smanjila, koristit će se transformacije trofaznog sustava motora u ekvivalentni dvofazni. Zadane transformacije bit će obrađene kao pretvorbe iz trofaznog u dvofazni mirujuć, tzv. Clark transformacija, prelazak iz mirujućeg u rotirajuć dvofazni sustav, tzv. Park transformacija koja još može biti i izravno iz trofaznog u rotirajuć dvofazni sustav. Izvest će se i inverzne transformacije Clarka i Parka. Analizirana je izvedba takvih dvofaznih sustava kao i poveznica istih sustava sa dodijeljenim sustavom nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora tokom regulacije. Koristeći izvedene i analizirane transformacije, parametri motora transformiraju se u dvofazne sustave kako bi se ostvarile jednostavnije diferencijalne jednačbe. Diferencijalne jednačbe pretvaraju se u jedinični, tzv. per unit (p.u) sustav. Per unit sustavom postiže se bolja čitljivost i laganija usporedba motora tijekom promjene parametara simulacije. Nazivnim parametrima određuju se vrijednosti baznih parametara. Omjerom parametara nadomjesne sheme kaveznog motora te baznih parametara u SI sustavu jedinica izračunavaju se normirane vrijednosti parametara u jediničnom sustavu, tj. p.u sustavu. Dobivenim diferencijalnim jednačbama i normiranim parametrima provodi se sinteza simulacijskog modela kaveznog motora u Matlab/Simulink - paketu. Opisani su preuzeti elementi iz Simulinka kojima se provodi sinteza matematičkog modela motora. Simulirane su i opisane prijelazne pojave motora kao što su: zalet motora, udarac nazivnog tereta, uzastopni udarci od 30% nazivnog tereta i 70% nazivnog tereta te kočenje motora istosmjernom strujom.

## 1.1. Rad i konfiguracija kaveznog asinkronog motora

Asinkroni su motori u današnjici najviše zastupljeni motori u industrijskim pogonima. Pregledom većine literature na engleskom jeziku, kao referenca za naziv više se koristi pojam *induction motor* nego *asynchronous motor*. Spomenuti su *induction* motori dobili ime po induciranom naponu rotora koji stvara struju rotora te rotorsko magnetsko polje. Koristeći pojam asinkronih strojeva, obično se podrazumijeva da se takav stroj razmatra kao motor jer kao generatori imaju dosta nedostataka. Pogledom na stator asinkronog motora mogu se uočiti jednaki statorski namotaji kakve posjeduje i stator sinkronog motora. Vanjski dio statora, tj. kućište statora najčešće je napravljeno postupkom tlačnog lijevanja ili valjanja. Statorskim paketom zove se šuplji valjak legure silicija i željeza gdje se s unutrašnje strane uzdužnim utorima raspoređuju statorski namotaji. Sustav hlađenja može biti implementiran na kućištu statora u obliku izbočina i/ili u statorskom paketu gdje je hlađenje ostvareno posebnim kanalima u željeznoj jezgri statora. Rotor se asinkronog motora razlikuje od rotora sinkronog motora. Promatranjem rotora asinkronog motora, motor poprima naziv oblika pojedinog rotora pa se takav motor može podijeliti na dvije konfiguracije: kaveznu te klizno - kolutnu. Završni rad temelji se na kaveznom tipu asinkronog motora.



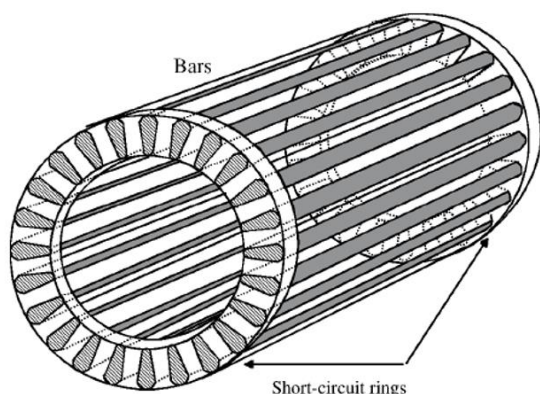
Slika 1.1. Djelomični presjek asinkronog kaveznog motora [1]

Kavezni motor dobio je ime po kaveznoj konstrukciji rotora gdje se vodiči rotora nalaze u obliku šipke ili štapa ugrađene u utore urezane na jezgri rotora. Vodiči rotora kratko su spojeni vodičima u obliku prstena. Vodiči u obliku štapa ili šipke većinom su izrađeni od bakra gdje se procesom lemljenja s vodičima u obliku prstena kratko spajaju. Željezna jezgra rotora napravljena je postupkom laminiranja željezne jezgre, tj. od tankih limova koji su premazani tankim oksidnim slojem kako bi se jedan lim izolirao od drugog. Takvim postupkom želi se spriječiti stvaranje aksijalnih vrtložnih struja u željezu rotora, ali i magnetske gubitke uzrokovane histerezom.

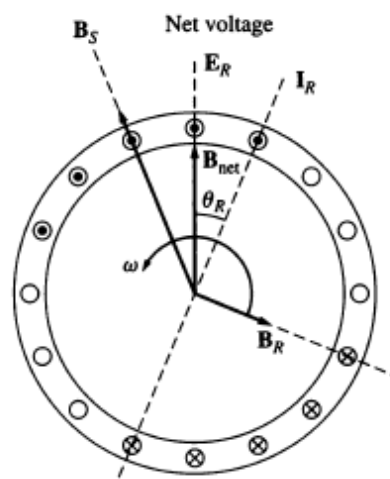
Statorski namotaji koji su u zvijezda ili trokut spoju statora trofaznim balansirajućim izvorom stvaraju magnetsko polje čiji magnetski tok radijalno prolazi zračnim rasporedom gdje takvo polje rotira sinkronom brzinom. Brzina polja može se izračunati prema formuli (1.1) gdje su  $N_s$ ,  $f_s$  te  $p$  redom brzina okretnog magnetskog polja, frekvencija izvora te broj pari-polova statorskog namota.

$$n_s = \frac{60 \cdot f_s}{p} \text{ [okr/min]} \quad (1.1)$$

Ukoliko će brzina rotacije magnetno motorne sile u zračnom rasporedu biti različita od rotacije magnetskog polja rotora, inducirat će se elektromotorna sila u kratko spojenim vodičima. Zbog toga će se u vodičima rotora stvoriti tok struje koji zbog induktiviteta rotora zaostaje za vektorom inducirano napona.



Slika 1.2. Ilustracija rotora kavezne konfiguracije [2]



Slika 1.3. Vektorski prikaz magnetskih polja rotora i statora [3]

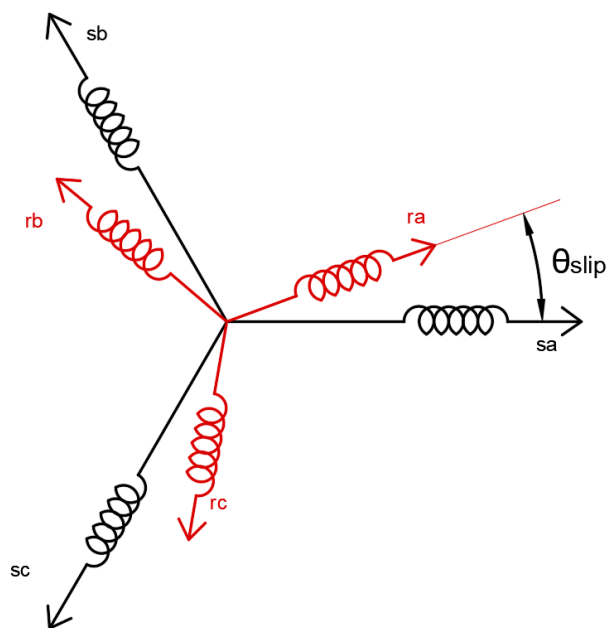
Struja rotora stvara rotorsko magnetsko polje  $B_R$  koje zaostaje  $90^\circ$  za vektorom struje rotora  $I_R$ . Odstupanje brzine vrtnje rotora i brzine okretnog magnetskog polja opisuje se kao klizanje formulama (1.2) i (1.3) te se označuje bez dimenzijskom veličinom  $s$ .

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} (\times 100\%) \quad (1.2)$$

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} (\times 100\%) \quad (1.3)$$

## 2. Matematički model trofaznog motora

Trofaznim modelom smatra se prirodni trofazni sustav, tj. sustav gdje su faze međusobno razmaknute za  $120^\circ$  ili  $\frac{2\pi}{3}$  radijana. Model asinkronog motora zasniva se na ovisnosti električnih i magnetskih krugova koji funkcioniraju na temelju Amperovih te Faradayevih zakona. Izvedba matematičkog modela motora u trofaznome sustavu izvršena je pomoću informacija iz izvora [1], [4], [5] te [6].



Slika 2.1. Ilustracija statorskih i rotorskih veličina

Oznake redom s, r, a-b-c,  $\theta_{slip}$  označuju stator, rotor, faze statorskih/rotorskih namotaja te ukoliko promatramo rotorsku os faze a kao referencu, kut kojim rotor zaostaje za statorom, tj. okretnim poljem koje stvara stator. Koristit će se motor s pretpostavkom simetričnih statorskih i rotorskih namotaja te da isti sadržavaju jednak broj efektivnih namota. Kod svih modela većinom će se koristiti vektorski i matricni zapis kao učinkovitiji i čitljiviji način matematičkog zapisa kod kompleksnijih izračuna. Pomoću zadane konfiguracije mogu se odrediti naponske jednadžbe te jednadžbe magnetskih tokova u vektorskom obliku kojima opisujemo rad motora u trofaznome abc sustavu pomoću informacija iz literatura [1] te [4]:

$$\mathbf{V}_{sabc} = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{sabc} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{sabc}}{dt} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{V}_{rabc} = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_{rabc} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{rabc}}{dt} \quad (2.2)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{rabc} = \mathbf{L}_{or} \mathbf{I}_{rabc} + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_{sabc} \quad (2.3)$$

$$\psi_{sabc} = L_{os}I_{sabc} + L_{sr}I_{rabc} \quad (2.4)$$

Parametri redom  $V_{sabc}$ ,  $V_{rabc}$ ,  $I_{sabc}$ ,  $I_{rabc}$ ,  $\psi_{sabc}$ ,  $\psi_{rabc}$ ,  $R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_{or}$ ,  $L_{os}$ ,  $L_{sr}$  opisani su kao vektori napona, električne struje, magnetskog toka, otpora, induktiviteta te matrica međuinduktiviteta statorskih i rotorskih namotaja. Pojedinačne spomenute vektorske veličine matematički su zapisane kao:

$$V_{sabc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad I_{sabc} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad \psi_{sabc} = \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$V_{rabc} = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad I_{rabc} = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad \psi_{rabc} = \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Spomenutom pretpostavkom simetričnih statorskih i rotorskih namotaja asinkronog motora mogu se opisati i matrice veličine iz (2.1) i (2.2) jednačbe:

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Parametri  $R_s$  te  $R_r$  iz matrica  $R_s$  te  $R_r$  označuju statorske i rotorske otpore. Zadana je poopćena ukupna matrica induktiviteta iz izvora [1] koja je neizostavan dio modela u trofaznome sustavu:

$$L_{abc} = \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ac} & l_{aa_r} & l_{ab_r} & l_{ac_r} \\ l_{ab} & l_{bb} & l_{bc} & l_{ba_r} & l_{bb_r} & l_{bc_r} \\ l_{ac} & l_{bc} & l_{cc} & l_{ca_r} & l_{cb_r} & l_{cc_r} \\ l_{aa_r} & l_{ba_r} & l_{ca_r} & l_{a_r a_r} & l_{a_r b_r} & l_{a_r c_r} \\ l_{ab_r} & l_{bb_r} & l_{cb_r} & l_{a_r b_r} & l_{b_r b_r} & l_{b_r c_r} \\ l_{ac_r} & l_{bc_r} & l_{cc_r} & l_{a_r c_r} & l_{b_r c_r} & l_{c_r c_r} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Uvođenjem nekih pretpostavki pojedini elementi matrice mogu se jednostavnije zapisati. Pretpostavljanjem linearnih magnetskih karakteristika gdje se zanemaruju magnetska zasićenja, zagrijavanja te pretpostavkom potpune odvojenosti limova statorske jezgre i zanemarivanjem takozvanog „skin“ efekta, mogu se zapisati sljedeći induktiviteti [1],[2] [4]:

$$l_{aa} = l_{bb} = l_{cc} = l_{ls} + l_{sm} \quad (2.9)$$

$$l_{ab} = l_{ac} = l_{bc} = -\frac{1}{2}l_{sm} \quad (2.10)$$

$$l_{aa_r} = l_{bb_r} = l_{cc_r} = l_{sr} \cos(p\theta) \quad (2.11)$$

$$l_{ab_r} = l_{bc_r} = l_{ca_r} = l_{sr} \cos \left( p\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.12)$$

$$l_{ac_r} = l_{cb_r} = l_{ba_r} = l_{sr} \cos \left( p\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.13)$$

$$l_{a_r a_r} = l_{b_r b_r} = l_{c_r c_r} = l_{lr} + l_{rm} \quad (2.14)$$

$$l_{a_r b_r} = l_{b_r c_r} = l_{a_r c_r} = -\frac{1}{2} l_{rm} \quad (2.15)$$

Parametri koji još nisu opisani redom,  $l_{ls}$ ,  $l_{lr}$ ,  $l_{sm}$ ,  $l_{rm}$ ,  $l_{sr}$ ,  $p$ ,  $\theta$  označuju rasipni induktivitet statorskog namota, rasipni induktivitet rotorskog namota, magnetizirajući induktivitet statorskog namota, magnetizirajući induktivitet rotorskog namota, međuinuktivitet statorskog i rotorskog namota, broj pari-polova, općenita oznaka za kut. Samoinduktivitet statorskih namotaja sastoji se od prethodno spomenutih veličina magnetizirajućeg i rasipnog induktiviteta statorskog namotaja, a samoinduktivitet rotorskih namotaja sastoji se od magnetizirajućih i rasipnih induktiviteta rotorskog namotaja. Rotorske komponente nisu direktno pristupačne pa se određenim redukcijским uvjetima mogu reducirati na statorske komponente, ali takav pristup nije opisan u ovome radu. Parametar  $-\frac{1}{2}$  uz magnetizirajući induktivitet određuje se prema dozvoljenom pomaku između dva statorska namotaja koji iznosi  $120^\circ$  te  $240^\circ$  ili  $\frac{2\pi}{3}$  te  $\frac{4\pi}{3}$  u bilo kojem smjeru gdje, kada povežemo kut s trigonometrijskom funkcijom cosinusa, matematički dobijemo spomenuti parametar zadanim primjerom:

$$\cos(\theta) = \cos \left( \pm \frac{2\pi}{3} \right) = \cos \left( \pm \frac{4\pi}{3} \right) = -\frac{1}{2} \quad (2.16)$$

Ispisanim parametrima možemo odrediti četiri matrice koje opisuju glavnu matricu induktiviteta (2.8) gdje je u općenitom obliku prikazana u jednadžbi (2.17):

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{os} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{L}_{or} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Oznake redom  $\mathbf{L}_{os}$ ,  $\mathbf{L}_{or}$ ,  $\mathbf{L}_{sr}$ ,  $\mathbf{L}_{rs}$  označuju matrice samoinduktiviteta statorskih namotaja, samoinduktiviteta rotorskih namotaja, međuinuktivitete rotora i statora.



Raspisane konstruktivne matrice induktiviteta:

$$\mathbf{L}_{os} = \begin{bmatrix} l_{sm} + l_{ls} & -\frac{1}{2}l_{sm} & -\frac{1}{2}l_{sm} \\ -\frac{1}{2}l_{sm} & l_{sm} + l_{ls} & -\frac{1}{2}l_{sm} \\ -\frac{1}{2}l_{sm} & -\frac{1}{2}l_{sm} & l_{sm} + l_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{L}_{or} = \begin{bmatrix} l_{rm} + l_{lr} & -\frac{1}{2}l_{sm} & -\frac{1}{2}l_{sm} \\ -\frac{1}{2}l_{sm} & l_{rm} + l_{lr} & -\frac{1}{2}l_{sm} \\ -\frac{1}{2}l_{sm} & -\frac{1}{2}l_{sm} & l_{rm} + l_{lr} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} l_{sr} \cos(p\theta) & l_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & l_{sr} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{sr} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & l_{sr} \cos(p\theta) & l_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & l_{sr} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & l_{sr} \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{L}_{rs} = \mathbf{L}_{sr}^T = \begin{bmatrix} l_{sr} \cos(p\theta) & l_{sr} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & l_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & l_{sr} \cos(p\theta) & l_{sr} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{sr} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & l_{sr} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & l_{sr} \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Zajedničkim vektorskim zapisom napona i struje statora i rotora  $\mathbf{V}_{abc}$  te  $\mathbf{I}_{abc}$  kao i zajedničkom dijagonalnom matricom otpora statora i rotora  $\mathbf{R}_{abc}$  te matricom zajedničkog magnetskog toka  $\boldsymbol{\psi}_{abc}$  može se izraziti elektromagnetska snaga te iz nje elektromagnetski moment trofaznog sustava.

$$\mathbf{V}_{abc} = \mathbf{R}_{abc}\mathbf{I}_{abc} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{abc}}{dt} \quad (2.22)$$

Ukupni vektorski i matrični zapisi pojedinih elemenata mogu se zapisati:

$$\mathbf{V}_{abc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I}_{abc} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_{abc} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Matrični zapis ukupnog magnetskog toka skraćen je zbog veličine zapisa:

$$\boldsymbol{\psi}_{abc} = [\mathbf{L}_{abc}] [\mathbf{I}_{abc}] \quad (2.24)$$

Daljnjom supstitucijom jednadžba ukupnog vektora napona postaje [1]:

$$\mathbf{V}_{abc} = \mathbf{R}_{abc} \mathbf{I}_{abc} + \left[ \mathbf{L}_{abc} + \left( \frac{\partial \mathbf{L}_{abc}}{\partial \mathbf{I}_{abc}} \right) \mathbf{I}_{abc} \right] \frac{d\mathbf{I}_{abc}}{dt} + \frac{d\mathbf{L}_{abc}}{dp\theta} \mathbf{I}_{abc} \frac{dp\theta}{dt} \quad (2.25)$$

Jednadžba (2.25) nakon množenja s transportiranim vektorom struje te naknadnim sređivanjem prema [1] i [4] postaje jednadžba (2.26):

$$\mathbf{I}_{abc}^T \mathbf{V}_{abc} = \underbrace{\mathbf{I}_{abc}^T \mathbf{R}_{abc} \mathbf{I}_{abc}} + \underbrace{\frac{d}{dt} \left[ \frac{1}{2} \mathbf{L}_{abc} \mathbf{I}_{abc} \mathbf{I}_{abc}^T \right]} + \underbrace{\frac{1}{2} \mathbf{I}_{abc}^T \frac{d\mathbf{L}_{abc}}{dp\theta} \mathbf{I}_{abc} \omega_r} \quad (2.26)$$

Prvi označeni dio kod jednadžbe (2.26) pripada gubitcima u namotajima statora i rotora gdje drugi označeni dio pripada uskladištenoj magnetskoj energiji. Elektromagnetska snaga izjednačena je s trećim označenim dijelom jednadžbe iz koje se također određuje i elektromagnetski moment. Zadana je poveznica snage i momenta prema [5]:

$$P_e = T_e \frac{\omega_r}{p} = \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abc}^T \frac{d\mathbf{L}_{abc}}{dp\theta} \mathbf{I}_{abc} \omega_r \quad (2.27)$$

Veličine  $P_e, T_e, \omega_r$  redom označuju elektromagnetsku snagu, elektromagnetski moment, električnu vrijednost kutne brzine rotora. Jednadžba elektromagnetskog momenta izdvojena iz jednadžbe (2.27) iznosi:

$$T_e = p \frac{1}{2} \mathbf{I}_{abc}^T \frac{d\mathbf{L}_{abc}}{dp\theta} \mathbf{I}_{abc} \quad (2.28)$$

Parametri matrice samoinduktiviteta ne ovise o položaju rotora pa se kod derivacije s obzirom na promjenu kuta između rotorske i statorske osi faze a matrice samoinduktiviteta mogu izjednačiti s nulom po sljedećem zapisu :

$$T_e = p \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sabc} \\ \mathbf{I}_{rabc} \end{bmatrix}^T \frac{d}{dp\theta} \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sabc} \\ \mathbf{I}_{rabc} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Znajući da se matrica  $L_{rs}$  međuinuktiviteta može zapisati kao i kod jednadžbe (2.21) gdje je jednaka transportiranoj vrijednosti matrice  $L_{rs}$ . Uz poznatu matematičku relaciju  $L_{rs} = L_{sr}^T$  te primjenjujući osnovna pravila rada s matricama, dobije se zadana matrična relacija:

$$I_{sabc}^T \left[ \frac{d}{dp\theta} L_{sr} \right] I_{rabc} = I_{rabc}^T \left[ \frac{d}{dp\theta} L_{rs} \right] I_{sabc} \quad (2.30)$$

Primjenom matrične relacije (2.30) te supstitucijom iste u jednadžbu (2.29) elektromagnetski moment prema [4] može se zapisati kao:

$$T_e = p I_{rabc}^T \left[ \frac{d}{dp\theta} L_{rs} \right] I_{sabc} \quad (2.31)$$

Električna vrijednost kutne brzine rotora može se odrediti relacijom (kada se promatra rotor vrijedi jednakost  $\theta = \theta_r$ ):

$$\frac{d\theta}{dt} = p\Omega_r = \omega_r \quad (2.32)$$

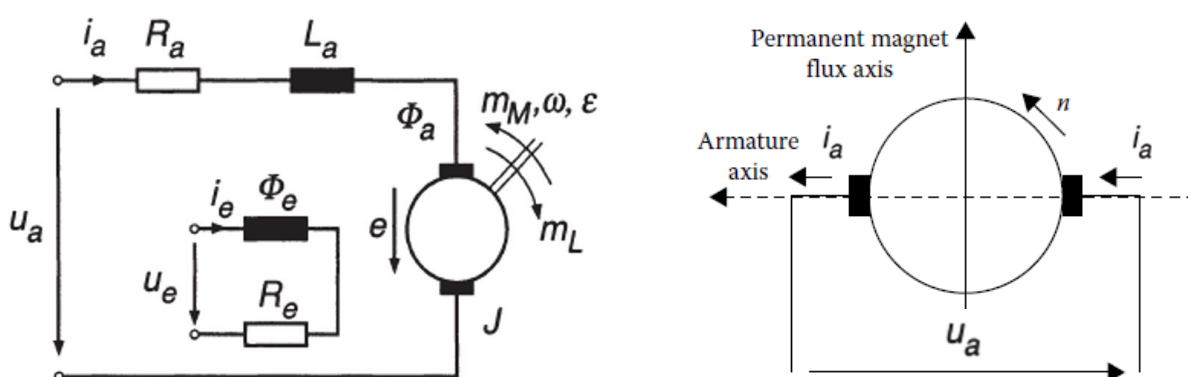
Jednadžbom gibanja prema literaturi [6] može se opisati matematička relacija o brzini promjene vrtnje rotora u vremenu s elektromagnetskim momentom  $T_e$  te momentom tereta  $T_t$  i momentom inercije rotirajućih masa  $J$  gdje će koeficijent prigušenja kao rezultat viskoznog trenja ležajeva u omjeru sa momentom rotirajućih masa biti određen kao  $D = \frac{V_{trenje}}{J}$ :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_t - D\omega_r \quad (2.33)$$

Rezultati matematičkog modela u trofaznom sustavu vrlo su kompleksni za simulaciju rada asinkronog motora posebice u kombinaciji s konfiguracijom bez senzora, tj. mjernih članova pozicije rotora, brzine, magnetskog toka rotora te struje rotora. Parametri konstruktivnih jednadžba motora se iz tih razloga transformiraju u ekvivalentne dvofazne parametre. Takvim postupkom smanjuje se kompleksnost izvedbe simulacijskog modela motora (iako nije ni nemoguće izvesti u trofaznome sustavu koji bi se upotrebljavao samo za posebne slučajeve).

## 2.1. Veza između sustava asinkronog motora te sustava istosmjernog motora

Simulacijski model temeljit će se na modelima dobivenim prema principu vektorske regulacije iako sama vektorska regulacija asinkronog motora u radu nije obrađena. Kako bi se opisala povezanost transformacija između trofaznih i dvofaznih sustava, kratko će se opisati postupak vektorske regulacije asinkronog i istosmjernog motora. Vektorska kontrola asinkronog motora svodi se na princip nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora. Magnetski tok koji se stvara strujama uzбудnih namotaja ili uzbudnih permanentnih magneta istosmjernog motora, u prostoru je stacionaran gdje (prema principu rada četkica i kolektora) je poznato da su četkice postavljene okomito prema magnetskom toku uzbuđe.

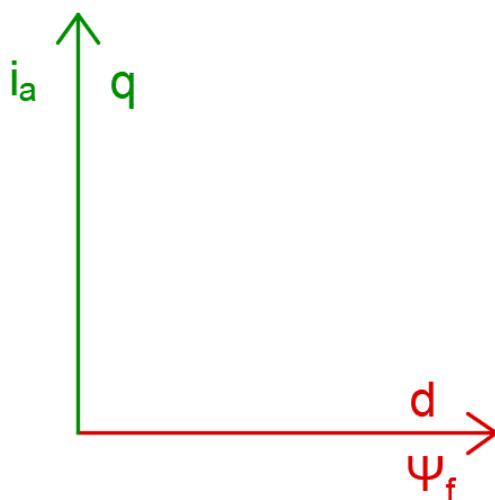


Slika 2.2. Ilustracija rada nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora [7][8]

Zadanom konfiguracijom dobiva se okomitost između magnetskog toka uzbuđe te struje armature gdje ukoliko bi se struja uzbuđe, tj. magnetski tok uzbuđe držao konstantnim (u primjeru s uzbudnim permanentnim magnetima), struja armature bila bi direktno odgovorna za promjenu elektromehaničkog momenta u realnome vremenu te na taj način magnetski tok uzbuđe ne bi utjecao na moment ili obrnuto. U primjeru s uzbudnim namotajima potrebno je nadodati PI regulator kako bi se regulirao uzbuđni magnetski tok, tj. struja uzbudnih namotaja. Djelovanje struja promatra se dq osima, tj. točnije djelovanje struje uzbuđe određeno je uzdužnom d-osi, a djelovanje struje armature određeno je poprečnom q osi. Momentna jednadžba istosmjernog momenta zapisuje se kao:

$$T_{edc} = K\psi_f i_a \quad (2.34)$$

Parametri jednadžbe (2.34)  $T_{edc}$ ,  $K$ ,  $\psi_f$ ,  $i_a$  redom označuju elektromehanički moment, bezdimenzijski faktor konstrukcije motora odgovoran za stvaranje momenta, vektor magnetskog toka direktne osi, vektor struje armature poprečne osi.



Slika 2.3. Ilustracija komponenata istosmjernog motora u uzdužno – poprečnome sustavu

Promatrajući okomitost tih dviju veličina jednadžbom (2.34), može se vidjeti kako promjena armaturne struje utječe na promjenu elektromagnetskog momenta prilikom regulacije, tj. održavanja uzbuđenog magnetskog toka konstantnim [9].

Glavni cilj vektorske regulacije asinkronog motora svođenje je takvog procesa na regulacijski ekvivalent istosmjernog motora gdje bi jedna veličina bila neovisna o drugoj, npr. magnetski tok statora o elektromehaničkom momentu. Magnetsko polje asinkronog motora nastalo u statorskim namotajima rotira u zračnom rasporu sinkronom brzinom. Transformacijom trofaznog sustava parametara u dvofazni sustav, regulacija asinkronog motora izvodila bi se prema spomenutom istosmjernom motoru. Dvofazni bi dq sustav asinkronog motora rotirao istom sinkronom brzinom kao i magnetsko polje statorskih namotaja kod trofaznog sustava. Na taj način bi se kod asinkronog motora dobile vrijednosti izgleda na istosmjerne veličine tj. bez frekvencije. Kako se u rotorskim namotajima istosmjernih motora inducira rotacijska elektromotorna sila koja stvara izmjeničnu struju (frekvencije rotacije rotora), mehanički sklop (kolektor i četkice) ponaša se kao ispravljač te tako ispravlja izmjeničnu struju u istosmjernu. Na takav način provodimo i regulaciju asinkronog motora gdje se posebnim transformacijama u realnom vremenu osi struja prebacuju u fiktivno područje. U fiktivnom području provode se transformacije u dvofazni sustav čiji rezultat podsjeća na veličine istosmjernog motora. Asinkroni motor u realnosti ne podržava veličine dvofaznog sustava. Regulacija asinkronog motora najčešće bi se provodila uklapanjem statorske struje uzdužne osi sa resultantnim vektorom rotorskog magnetskog ulančanog toka. Takvim odabirom bi se komponenta ulančanog magnetskog toka koja je uklopljena sa statorskom strujom poprečne osi izjednačavala sa nulom. Zadanom primjenom rotorskih komponenti na sinkroni rotirajući sustav omogućava se promjena elektromagnetskog momenta promjenom statorske struje q osi u realnome vremenu, ako bismo ulančani tok rotora uzdužne d osi regulacijom držali

konstantnim. Kako ulančani tok rotora ovisi samo o statorskoj struji zadane d osi, može se ispuniti zahtjev promjene elektromagnetskog momenta promjenom statorske struje q osi. Moment i brzina motora bi se regulirali primjenom kaskadne strukture gdje dva vanjska PI kontrolera reguliraju zasebno magnetski tok te brzinu vrtnje. Unutarnji PI kontroleri reguliraju dvije struje gdje je, kako je prethodno spomenuto, struja uzdužne d osi odgovorna za stvaranje odgovarajućeg magnetskog toka, a struja poprečne osi q za stvaranje elektromehaničkog momenta. Zadane struje ovise u naponu pripadajućih osi rotirajućeg uzdužno – poprečnog sustava. Iza ideja transformacije stoji mogućnost stvaranja ekvivalentnog dvofaznog sustava gdje bi se magnetno-motorne sile projicirale na taj isti sustav sa trofaznom vrijednošću.

Opis struja vremenske domene u trofaznom sustavu gdje su faze međusobno razmaknute za  $\frac{2\pi}{3} rad$  :

$$i_a(t) = I_m \cos(\omega t) \quad (2.35)$$

$$i_b(t) = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.36)$$

$$i_c(t) = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.37)$$

Uzimajući u obzir teoriju transformacije iz trofaznog u ekvivalentni dvofazni, na temelju vektora magnetno-motornih sila može se odrediti općenita transformacijska matrica. Kako bi matrica bila kvadratna, tj. posjedovala svojstvo inverzije, u takvu matricu dodaje se fiktivna os 0. Parametri takve osi ne uzrokuju promjenu iznosa dvofaznih veličina. Dobivena matrica može se zapisati kao [6]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{n_1}{n_2} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ k_o & k_o & k_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

## 2.2. Park transformacija

Jednadžbe struja dq osi mogu se zapisati kao [6]:

$$i_d(t) = I_m \frac{n_1}{n_2} \frac{3}{2} \cos(\omega t - \theta) \quad (2.39)$$

$$i_q(t) = I_m \frac{n_1}{n_2} \frac{3}{2} \sin(\omega t - \theta) \quad (2.40)$$

Dodavanjem treće struje  $i_0$  pridružene osi 0, vrijednost fiktivne struje  $i_0$  opisuje se kao aritmetička sredina struja trofaznog sustava:

$$i_0 = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) = \frac{n_1}{n_2} k_o (i_a + i_b + i_c) \rightarrow \frac{n_1}{n_2} k_o = \frac{1}{3} \quad (2.41)$$

Koeficijent  $\frac{3}{2}$  u jednadžbama (2.39) i (2.40) označuje transformaciju iz trofaznog u dvofazni sustav.

Omjer izjednačavanja amplitude  $\frac{n_1}{n_2}$  prema jednadžbama (2.39) - (2.41) može se zapisati kao  $\frac{2}{3}$  da zadovolji spomenute jednadžbe. Takvim izjednačavanjem očuvala bi se vrijednost amplitude struje trofaznog sustava u rotirajućem dvofaznom sustavu te stvorene magnetno-motorne sile. Iz jednadžbe (2.41) koeficijent  $k_o$  može se izjednačiti s  $\frac{1}{2}$  kako bi zadovoljio spomenutu jednadžbu.

Iako odabir rotirajućeg sustava može biti proizvođan, kod kompleksnijih izvedbi koriste se dva tipa gdje se redom rotirajući sustav može povezati sa statorskim i rotorskim veličinama magnetskog toka. Uvrštavanjem takvim koeficijenata u jednadžbu (2.38) ostvaruje se Parkova matrica transformacije:

$$\mathbf{P}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Prema zadanoj matrici može se zapisati i inverzna Parkova matrica transformacije:

$$\mathbf{P}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

### 2.3. Clark transformacija

Sklapanjem uzdužne osi  $\alpha$  prikazane na Slika 2.4 i statorske osi faze a kut rotacije izjednačava se s nulom kao i brzina rotacije sustava. Takvom kombinacijom dobiva se mirujući dvofazni sustav. Izvršava se očuvanje jednake vrijednost amplitude struje tokom transformacije trofaznog abc u dvofazni stacionarni  $\alpha\beta$  sustav gdje će koeficijent, tj. točnije omjer  $\frac{n_1}{n_2}$  očuvanja amplitude iznositi  $\frac{2}{3}$ . Matrica takve konfiguracije naziva se Clarkovom matricom transformacije i inverzne transformacije, a ako bi ju izveli za očuvanje snage kroz zadanu transformaciju, koristili bismo omjer očuvanja snage iznosa  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  gdje bi se spomenuta matrica nazivala Concordida. Clarkovu matricu transformacije i inverzne transformacije možemo zapisati:

$$\mathbf{C} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$\mathbf{C}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Gdje bi se, primjerice, transformacija struja trofaznog u dvofazni sustav i obrnuto vršila:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$



## 2.4. Transformacije između dvofaznih sustava

Relacija između Parkove i Clarkove transformacijske matrice može se prikazati [10] :

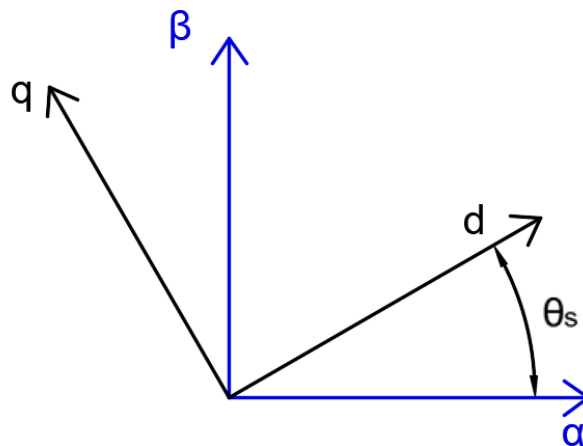
$$\mathbf{P}(\theta) = \mathbf{R}(\theta)\mathbf{C} \quad (2.48)$$

Gdje se rotacijska  $\mathbf{R}(\theta)$  matrica između stacioniranog i rotirajućeg dvofaznog sustava zapisuje:

$$\mathbf{R}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Njezin inverz iznosi  $\mathbf{R}^{-1}(\delta) = \mathbf{R}^T(\delta)$  :

$$\mathbf{R}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$



Slika 2.4. Odnos mirujućeg i rotirajućeg koordinatnog sustava

Takva transformacija, također, naziva se Parkova transformacija te se  $\mathbf{R}$  matrica označuje  $\mathbf{P}$  gdje se može nadodati indeks  $\mathbf{P}_{22}$  kako bi se naglasila transformacija između dva dvofazna sustava. Kombinacijom transformacija na primjeru struja stacionarnog u rotirajući sustav te zanemarivanjem fiktivne osi 0 potrebne jednadžbe mogu se zapisati:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

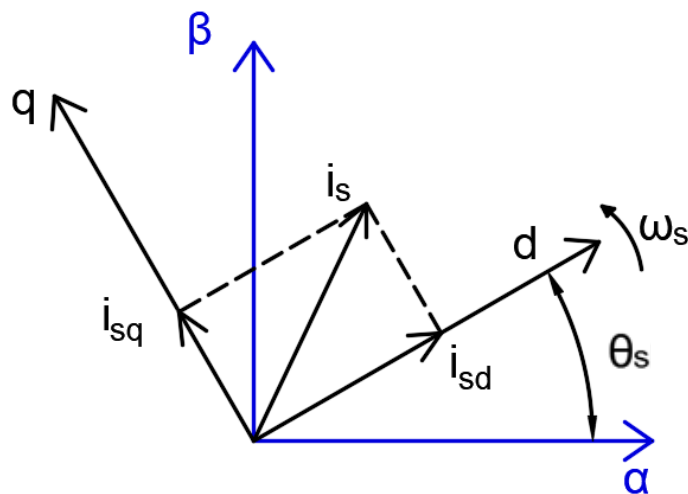
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

### 3. Matematički model u dvofaznome sustavu

Koristeći izvedene matrice iz trofaznog u dvofazne sustave, odrediti će se konstruktivne diferencijalne jednadžbe motora te parametri motora u jediničnoj konfiguraciji.

#### 3.1. Izvedba matematičkog modela asinkronog motora u rotirajućem sustavu

Ustanovljenom činjenicom gdje bi trofazni sustav kao takav bilo kompliciranije simulirati, korištenjem obrađenih transformacija rad motora izravnom Parkovom transformacijom prebacujemo u dvofazni sustav fiktivnih komponenti, ali ekvivalentnih veličina.



Slika 3.1. Ilustracija dvofaznih sustava

Parametri ilustracije Slika 3.1 redom,  $\theta_s$ ,  $\omega_s$ , označuju kut između d-osi rotirajućeg sustava i  $\alpha$  osi mirujućeg sustava (koja je pak uklopljena sa statorskom osi faze a) te sinkronu brzinu kojom rotira uzdužno-poprečni sustav. Uvođenjem poopćenog rotacijskog sustava kut  $\theta$  može poprimiti vrijednosti  $\theta_s$  te  $\theta_r$  ovisno o tome koja os će biti referenca gdje, ukoliko bi se gledao kut između uzdužne osi i osi faze a statora (kao u primjeru na Slika 3.1), kut bi poprimio indeks s referirajući se na stator. Ukoliko bi se promatrao kut između uzdužne osi d te osi faze a rotora, kut bi poprimio indeks r referirajući se na rotor. Uvođenje izravnih Parkovih transformacija u svrhu dobivanja dvofaznih parametara iz trofaznog sustava napona, struje te magnetskog toka, može se zapisati u matričnoj formaciji [9]:

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{P}(\theta)\mathbf{v}_{abc} \rightarrow \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sdq0} \\ \mathbf{v}_{rdq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}(\theta_s) \\ \mathbf{P}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sabc} \\ \mathbf{v}_{rabc} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{i}_{dq0} = \mathbf{P}(\theta)\mathbf{v}_{abc} \rightarrow \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq0} \\ \mathbf{i}_{rdq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}(\theta_s) \\ \mathbf{P}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sabc} \\ \mathbf{i}_{rabc} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{dq0} = P(\theta)\boldsymbol{\psi}_{abc} \rightarrow \begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{sdq0} \\ \boldsymbol{\psi}_{rdq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}(\theta_s) \\ \mathbf{P}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{sabc} \\ \boldsymbol{\psi}_{rabc} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Kako su izravne matrice (uključujući fiktivnu os 0) te izravne inverzne matrice Parkove transformacije (2.42) i (2.43), vektori magnetskog toka (3.3), struje (3.2) dq0 sustava kao i matrice induktiviteta (2.18) – (2.21) trofaznog sustava trećeg reda uvrštavajući u karakteristične jednadžbe (2.3) i (2.4) magnetskog toka trofaznog sustava, može se zapisati zadana matrična jednadžba magnetskog toka u dq0 sustavu [10]:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{sdq0} \\ \boldsymbol{\psi}_{rdq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}(\theta_s)^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}(\theta_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{P}(\theta_s)\mathbf{L}_{os} & \mathbf{P}(\theta_r)\mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{P}(\theta_s)\mathbf{L}_{rs} & \mathbf{P}(\theta_r)\mathbf{L}_{or} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq0} \\ \mathbf{i}_{rdq0} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

U jednadžbi (3.4) upotrebljavana je takozvana nul-matrica trećeg reda  $\mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  kako bi se omogućio matrični produkt. Jednadžbe magnetskih tokova rotora i statora u rotirajućeg uzdužno poprečnome sustavu raspisivanjem matričnog zapisa (3.4) mogu se zapisati [9]:

$$\boldsymbol{\psi}_{sdq0} = \mathbf{P}(\theta_s)^{-1}\mathbf{P}(\theta_s)\mathbf{L}_{os}\mathbf{i}_{sdq0} + \mathbf{P}(\theta_s)^{-1}\mathbf{P}(\theta_r)\mathbf{L}_{sr}\mathbf{i}_{rdq0} \quad (3.5)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{rdq0} = \mathbf{P}(\theta_r)^{-1}\mathbf{P}(\theta_s)\mathbf{L}_{rs}\mathbf{i}_{sdq0} + \mathbf{P}(\theta_r)^{-1}\mathbf{P}(\theta_r)\mathbf{L}_{or}\mathbf{i}_{rdq0} \quad (3.6)$$

Poznavajući pravila matričnog izračuna, gdje produkt matrice s njezinom inverzom daje jediničnu matricu npr.  $\mathbf{P}(\theta_s)\mathbf{P}(\theta_s)^{-1} = \mathbf{I}$  te  $\mathbf{P}(\theta_r)\mathbf{P}(\theta_r)^{-1} = \mathbf{I}$  gdje je  $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$  te ukidanjem karakterističnih parametara vezanih za fiktivne osi koje sadrži Parkova transformacija (treći redak matrica), mogu se odrediti zadani uvjeti jednadžbi (3.5) i (3.6):

$$\mathbf{P}(\theta_s)^{-1}\mathbf{P}(\theta_s)\mathbf{L}_{os} = \begin{bmatrix} l_s & 0 \\ 0 & l_s \end{bmatrix}; \quad \mathbf{P}(\theta_s)^{-1}\mathbf{P}(\theta_r)\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} l_{sr} & 0 \\ 0 & l_{sr} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{P}(\theta_r)^{-1}\mathbf{P}(\theta_s)\mathbf{L}_{rs} = \begin{bmatrix} l_{sr} & 0 \\ 0 & l_{sr} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{P}(\theta_r)^{-1}\mathbf{P}(\theta_r)\mathbf{L}_{or} = \begin{bmatrix} l_r & 0 \\ 0 & l_r \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Parametri rezultatnih matrica ovise o produktu zadane matrice međuinduktiviteta i samoinduktiviteta te zadanom kutu Parkove transformacije. Ovisnosti promjene kutova u vremenu s kutnom brzinom s obzirom na statorske i rotorske veličine, relacije se mogu zapisati kao:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \qquad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \qquad (3.9)$$

Izostavljanjem komponenata fiktivne osi 0 te zadanim supstitucijama (3.7) i (3.8) mogu se zapisati sljedeće jednadžbe ulančanih magnetskih tokova statora i rotora u uzdužno – poprečnome sustavu gdje su nam te iste jednadžbe poveznica s trofaznim sustavom te će biti korištene u izvodu dinamičkog modela kaveznog motora [10]:

$$\psi_{sd} = l_s i_{sd} + l_{sr} i_{rd} \qquad (3.10)$$

$$\psi_{sq} = l_s i_{sq} + l_{sr} i_{rq} \qquad (3.11)$$

$$\psi_{rd} = l_r i_{rd} + l_{sr} i_{sd} \qquad (3.12)$$

$$\psi_{rq} = l_r i_{rq} + l_{sr} i_{sq} \qquad (3.13)$$

Gdje indeksi r i s označuju da se zadane komponente odnose na rotor ili stator te indeksi d ili q označuju komponente uzdužne d ili poprečne q osi, gdje se prethodno koristilo još i indeks 0 koji je označavao fiktivne nulte komponente potrebne za ispunjavanje uvjeta kvadratičnosti matrica. Ubacivanjem transformiranih parametara dq0 sustava izravnom Park transformacijom u jednadžbe (2.31) elektromagnetskog momenta u trofaznom sustavu, može se odrediti karakteristična jednadžba za određivanje elektromagnetskog momenta u dvofaznom rotirajućem sustavu:

$$T_e = p [\mathbf{P}(\theta_r) \mathbf{I}_{rdq0}]^T \left[ \frac{d}{dp\theta} \mathbf{L}_{rs} \right] \mathbf{P}(\theta_s) \mathbf{I}_{sdq0} \qquad (3.14)$$

Uzimajući u obzir osnovna pravila rada s matricama, može se zapisati sljedeći uvjet:

$$\mathbf{P}(\theta_r)^T \left[ \frac{d}{dp\theta} \mathbf{L}_{rs} \right] \mathbf{P}(\theta_s) = l_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (3.15)$$

Uvođenjem supstitucije (3.15) u jednadžbu (3.14) zapisuje se sljedeći izraz za elektromagnetski moment:

$$T_e = p l_{sr} (\mathbf{i}_{dr} \mathbf{i}_{qs} - \mathbf{i}_{qr} \mathbf{i}_{ds}) \quad (3.16)$$

Elektromagnetski moment može se izjednačiti s više različitih kombinacija, u radu će biti korištena ona supstitucija karakterističnih jednadžbi (3.10) - (3.13) u jednadžbu elektromagnetskog momenta (3.16) gdje će pripadajuća jednadžba momenta iznositi:

$$T_e = p \frac{3 l_{sr}}{2 l_r} (\Psi_{rd} \mathbf{i}_{sq} - \Psi_{rq} \mathbf{i}_{sd}) \quad (3.17)$$

Uvođenjem karakteristične jednadžbe elektromagnetskog momenta (3.18) u jednadžbu gibanja iz trofaznog sustava (2.33) ostvaruje se pripadajuća diferencijalna jednadžba gibanja na kojoj se temelji model:

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[ \left( p \frac{3 l_{sr}}{2 l_r} (\Psi_{rd} \mathbf{i}_{sq} - \Psi_{rq} \mathbf{i}_{sd}) \right) - T_l - D\Omega_r \right] \quad (3.18)$$

Kako bi se izveo dinamički model motora u rotirajućem d – q sustavu, potrebno je transformiranim parametrima istog dvofaznog uzdužno – poprečnog sustava (3.1) – (3.4) izvršiti supstituciju parametara trofaznog motora naponske jednadžbe (2.1) i (2.2) te prethodno transformiranih jednadžbi (3.5) i (3.6) magnetskog toka [10]:

$$\mathbf{P}_{uk} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}(\theta_s)^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}(\theta_r)^{-1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{L}_{uk} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}(\theta_s) \mathbf{L}_{os} & \mathbf{P}(\theta_r) \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{P}(\theta_s) \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{P}(\theta_r) \mathbf{L}_{or} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sdq0} \\ \mathbf{v}_{rdq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}(\theta_s) \mathbf{P}(\theta_s)^{-1} \mathbf{R}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}(\theta_r) \mathbf{P}(\theta_r)^{-1} \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq0} \\ \mathbf{i}_{rdq0} \end{bmatrix} + \mathbf{P}_{uk} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{uk} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq0} \\ \mathbf{i}_{rdq0} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Gdje su matrice  $\mathbf{P}_{uk}$  te  $\mathbf{L}_{uk}$  supstituirane vrijednosti Parkovih transformacija te induktiviteta iz (2.21) jednadžbe zbog kraćeg zapisa. Prema osnovnim matematičkim pravilima rada s matricama može se zapisati [9]:

$$V_{sdq0} = \mathbf{P}(\theta_s) \mathbf{P}(\theta_s)^{-1} \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{sdq0} + \mathbf{P}(\theta_s)^{-1} \frac{d}{dt} [\mathbf{P}(\theta_s) \mathbf{L}_{os} \mathbf{i}_{sdq0} + \mathbf{P}(\theta_r) \mathbf{L}_{rs} \mathbf{i}_{rdq0}] \quad (3.21)$$

$$V_{rdq0} = \mathbf{P}(\theta_r) \mathbf{P}(\theta_r)^{-1} \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{rdq0} + \mathbf{P}(\theta_r)^{-1} \frac{d}{dt} [\mathbf{P}(\theta_s) \mathbf{L}_{rs} \mathbf{i}_{sdq0} + \mathbf{P}(\theta_r) \mathbf{L}_{or} \mathbf{i}_{rdq0}] \quad (3.22)$$

Prethodno spomenuti uvjet produkta matrice sa svojim inverzom daje dijagonalnu matricu koja je jednaka matričnom zapisu statorskih i rotorskih otpora, pa se zadani uvjet može zapisati:

$$\mathbf{P}(\theta_s)\mathbf{P}(\theta_s)^{-1}\mathbf{R}_s\mathbf{i}_{sdq0} = \mathbf{R}_s\mathbf{i}_{sdq0} \quad \mathbf{P}(\theta_r)\mathbf{P}(\theta_r)^{-1}\mathbf{R}_r\mathbf{i}_{rdq0} = \mathbf{R}_r\mathbf{i}_{rdq0} \quad (3.23)$$

Koristeći zadane uvjete (3.23) te zanemarivanjem parametara komponenti fiktivne 0 osi, mogu se zapisati općenite naponske jednačbe statora i rotora (uzimajući u obzir gdje su rotorski namotaji, tj. poluge rotora kratko spojene s prstenovima) u rotirajućem dq sustavu [9], [10]:

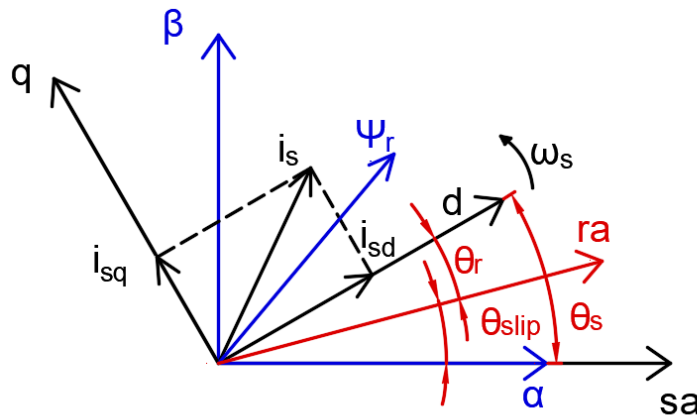
$$\mathbf{v}_{sd} = \left[ R_s + \frac{dl_s}{dt} \right] \mathbf{i}_{sd} - \frac{d\theta_s l_s i_{sq}}{dt} + \frac{di_{rd} l_{sr}}{dt} - \frac{d\theta_s l_{sr} i_{rq}}{dt} \quad (3.24)$$

$$\mathbf{v}_{sq} = \left[ R_s + \frac{dl_s}{dt} \right] \mathbf{i}_{sq} + \frac{d\theta_s l_s i_{sd}}{dt} + \frac{d\theta_s i_{rd} l_{sr}}{dt} + \frac{dl_{sr} i_{rq}}{dt} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{v}_{rd} = 0 = \left[ R_r + \frac{dl_r}{dt} \right] \mathbf{i}_{rd} - \frac{d\theta_r l_r i_{rq}}{dt} - \frac{d\theta_r i_{sq} l_{sr}}{dt} + \frac{dl_{sr} i_{sd}}{dt} \quad (3.26)$$

$$\mathbf{v}_{rq} = 0 = \left[ R_r + \frac{dl_r}{dt} \right] \mathbf{i}_{rq} + \frac{d\theta_r l_r i_{rd}}{dt} + \frac{d\theta_r i_{sd} l_{sr}}{dt} + \frac{dl_{sr} i_{sq}}{dt} \quad (3.27)$$

Kada povežemo uzdužno - poprečni sustav s komponentama rotora, kako je i napomenuto da se upravljanje asinkronog motora provodi prema principu istosmjernog motora, gdje će se statorske struje uzdužne i poprečne osi povezati s ulančanim magnetskim tokovima rotora, ostvaruju se vektorske veličine prikazane na Slika 3.2. Tokom regulacije rezultatni vektor ulančanog toka rotora bi se uklopio sa uzdužnom osi d. U radu je korištena poopćena konfiguracija uzdužno - poprečnog sustava jer nema potrebe povezivati rezultanti vektor rotorskog magnetskog toka s uzdužnom osi rotirajućeg sustava ukoliko se ne izvodi regulacija brzine ili momenta. U poopćenoj konfiguraciji rezultatni vektor ulančanog toka rotora se ne uklapa sa uzdužnom osi. Na taj način uzdužnoj i poprečnoj osi ostaju pridruženi pojedinačni vektori ulančanog toka rotora.



Slika 3.2. Odnos između dvofaznih i trofaznih sustava

Uvrštavanjem zadanih relacija kutova s brzinama statora (sinkronog magnetskog toka) i rotora iz jednadžbe (3.9) te supstitucijom prethodno izraženih ovisnosti magnetskih tokova s induktivitetima i strujama uzdužno – poprečnog sustava, karakteristične naponske jednadžbe mogu se izraziti kao:

$$\mathbf{v}_{sd} = R_s \mathbf{i}_{sd} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{sd}}{dt} - \omega_s \boldsymbol{\Psi}_{sq} \quad (3.28)$$

$$\mathbf{v}_{sq} = R_s \mathbf{i}_{sq} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{sq}}{dt} + \omega_s \boldsymbol{\Psi}_{sd} \quad (3.29)$$

$$\mathbf{v}_{rd} = R_r \mathbf{i}_{rd} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{rd}}{dt} - \omega_{slip} \boldsymbol{\Psi}_{rq} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{v}_{rq} = R_r \mathbf{i}_{rq} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_{rq}}{dt} + \omega_{slip} \boldsymbol{\Psi}_{rd} \quad (3.31)$$

Provodeći jednadžbe (3.28) - (3.31) s još nekim matematičkim redukcijским teoremima, gdje će se koristiti anti – simetrična matrica drugog reda  $\mathbf{AC} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$  gdje produkt takve matrice i njezine transportirane vrijednosti  $\mathbf{AC}^T = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$  iznosi jediničnu matricu  $\mathbf{AC} \cdot \mathbf{AC}^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$  prethodno dobivene jednadžbe možemo grupirati po statoru i rotoru. Derivacija magnetskog toka po vremenu će se prebaciti na lijevu stranu jednadžbe gdje će desni dio mijenjati predznak:

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_{sdq}}{dt} = -R_s \mathbf{i}_{sdq} + \omega_s \cdot \mathbf{AC} \cdot \boldsymbol{\Psi}_{sdq} + \mathbf{v}_{sdq} \quad (3.32)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_{rdq}}{dt} = -R_r \mathbf{i}_{sdq} + \omega_{slip} \cdot \mathbf{AC} \cdot \boldsymbol{\Psi}_{sdq} \quad (3.33)$$

Jednadžbe (3.10) - (3.13) možemo grupirati u zasebne vektorske, zapis statora i rotora:

$$\boldsymbol{\Psi}_{sdq} = l_s \mathbf{i}_{sdq} + l_{sr} \mathbf{i}_{rdq} \quad (3.34)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{rdq} = l_r \mathbf{i}_{rdq} + l_{sr} \mathbf{i}_{sdq} \quad (3.35)$$

Uvođenjem supstitucije promjene magnetskog toka u vremenu (3.34) i (3.35) u jednadžbe induktiviteta i struja (4.35) i (4.36) te izražavanjem promjene struje po vremenu i magnetskog toka rotora (s lijeve strane jednadžbe) zadanim supstitucijama i uvođenjem jednadžbe gibanja (3.18) ostvaruje se dinamički model motora [10]:

$$\frac{di_{sdq}}{dt} = \left[ \frac{-R_s}{\sigma l_{sr}} \mathbf{I} - \frac{R_s l_{sr}^2}{\sigma l_s l_r^2} \mathbf{I} + \mathbf{AC} \omega_s \right] \cdot \mathbf{i}_{sdq} + \left[ \frac{R_s l_{sr}}{\sigma l_s l_r^2} \mathbf{I} + \frac{l_{sr}}{\sigma l_s l_r} \omega_r \right] \cdot \boldsymbol{\psi}_{rdq} + \frac{v_{sdq}}{\sigma l_s} \quad (3.36)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_{rdq}}{dt} = \left[ \frac{R_s l_{sr}}{l_r} \right] \cdot \mathbf{i}_{sdq} + \left[ -\frac{R_r}{l_r} \mathbf{I} + \omega_{slip} \cdot \mathbf{AC} \right] \cdot \boldsymbol{\psi}_{rdq} \quad (3.37)$$

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{j} \left[ \left( p \frac{3 \cdot l_{sr}}{2 \cdot l_r} (\boldsymbol{\Psi}_{rd} \mathbf{i}_{sq} - \boldsymbol{\Psi}_{rq} \mathbf{i}_{sd}) \right) - T_l - D \Omega_r \right] \quad (3.38)$$

Elementi koji još nisu spomenuti, a korišteni su tijekom zapisa dinamičkog modela, Blondelov su koeficijent rasipanja  $\sigma = 1 - \frac{l_{sr}^2}{l_s l_r}$  te jedinična matrica drugog reda  $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ . Kada bi se dinamički model raspisao za pojedine komponente statora i rotora zasebno za uzdužnu i poprečnu os, najčešće se zapisuje u prostoru stanja gdje bi kao takav poprimio zapis [10]:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\mathbf{i}_{sd} \left[ \frac{R_s l_r^2 + R_r l_{sr}^2}{\sigma l_s l_r^2} \right] + \mathbf{i}_{sq} \omega_s + \boldsymbol{\psi}_{rd} \frac{R_r l_{sr}}{\sigma l_s l_r^2} + \boldsymbol{\psi}_{rq} \omega_r \frac{l_{sr}}{\sigma l_s l_r} + \frac{v_{sd}}{\sigma l_s} \quad (3.39)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\mathbf{i}_{sq} \left[ \frac{r_s l_r^2 + r_r l_{sr}^2}{\sigma l_s l_r^2} \right] - \mathbf{i}_{sd} \omega_s + \boldsymbol{\psi}_{rq} \frac{r_r l_{sr}}{\sigma l_s l_r^2} - \boldsymbol{\psi}_{rd} \omega_r \frac{l_{sr}}{\sigma l_s l_r} + \frac{v_{sq}}{\sigma l_s} \quad (3.40)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_{rd}}{dt} = \mathbf{i}_{sd} \frac{r_r l_{sr}}{l_r} - \boldsymbol{\psi}_{rd} \frac{r_r}{l_r} + \boldsymbol{\psi}_{rq} \omega_{slip} \quad (3.41)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_{rq}}{dt} = \mathbf{i}_{sq} \frac{r_r l_{sr}}{l_r} - \boldsymbol{\psi}_{rq} \frac{r_r}{l_r} - \boldsymbol{\psi}_{rd} \omega_{slip} \quad (3.42)$$

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{j} \left[ \left( p \frac{3 \cdot l_{sr}}{2 \cdot l_r} (\boldsymbol{\Psi}_{rd} \mathbf{i}_{sq} - \boldsymbol{\Psi}_{rq} \mathbf{i}_{sd}) \right) - T_l - D \Omega_r \right] \quad (3.43)$$

Poveznica između mehaničke i električne veličine brzine vrtnje rotora je  $\omega_r = p \Omega_r$ , odnos kuteva između statorskih te rotorskih osi i osi uzdužnu - poprečnog sustava, može se zapisati kao razlika kuta između d-osi te statorske osi a faze te kuta između d-osi i rotorske osi a faze gdje bi se kao rješenje dobio kut između rotorske i statorske osi faze a:  $\theta_{slip} = \theta_s - \theta_r$ . Kako je poznato da je derivacija kuta izjednačena s pripadajućom kutnom brzinom, navedena slip brzina  $\omega_{slip}$  može se odrediti kao  $\frac{d\theta_{slip}}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$ , tj. konkretnije zapisano  $\omega_{slip} = \omega_s - \omega_r$ . Zadanom konfiguracijom te uvođenjem supstitucije gdje su redom  $T_s = \frac{l_s}{R_s}$  te  $T_r = \frac{l_r}{R_r}$  vremenske konstante statora i rotora te prebacivanjem veličina iz vremenske u Laplaceovu domenu, model poprima završni oblik:



$$\mathbf{i}_{sd}(s) = \frac{1}{s} \left[ -\mathbf{i}_{sd}(s) \left[ \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right] + \mathbf{i}_{sq}(s) \omega_s(s) + \boldsymbol{\psi}_{rd}(s) \left[ \frac{1-\sigma}{\sigma T_r l_{sr}} \right] + \boldsymbol{\psi}_{rq}(s) \omega_r(s) \left[ \frac{1-\sigma}{\sigma l_{sr}} \right] + \mathbf{u}_{sd}(s) \left[ \frac{1}{\sigma l_s} \right] \right] \quad (3.44)$$

$$\mathbf{i}_{sq}(s) = \frac{1}{s} \left[ -\mathbf{i}_{sq}(s) \left[ \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right] - \mathbf{i}_{sd}(s) \omega_s(s) + \boldsymbol{\psi}_{rq}(s) \left[ \frac{1-\sigma}{\sigma T_r l_{sr}} \right] - \boldsymbol{\psi}_{rd}(s) \omega_r(s) \left[ \frac{1-\sigma}{\sigma l_{sr}} \right] + \mathbf{u}_{sq}(s) \left[ \frac{1}{\sigma l_s} \right] \right] \quad (3.45)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{rd}(s) = \frac{1}{s} \left[ \mathbf{i}_{sd}(s) \left[ \frac{l_{sr}}{T_r} \right] - \boldsymbol{\psi}_{rd}(s) \left[ \frac{1}{T_r} \right] + \boldsymbol{\psi}_{rq}(s) \omega_{slip}(s) \right] \quad (3.46)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{rq}(s) = \frac{1}{s} \left[ \mathbf{i}_{sq}(s) \left[ \frac{l_{sr}}{T_r} \right] - \boldsymbol{\psi}_{rq}(s) \left[ \frac{1}{T_r} \right] - \boldsymbol{\psi}_{rd}(s) \omega_{slip}(s) \right] \quad (3.47)$$

$$\Omega_r(s) = \frac{1}{s} \left[ \frac{1}{J} \left[ \left( p \frac{3 \cdot l_{sr}}{2 \cdot l_r} \left[ \boldsymbol{\Psi}_{rd}(s) \mathbf{i}_{sq}(s) - \boldsymbol{\Psi}_{rq}(s) \mathbf{i}_{sd}(s) \right] \right) - T_l(s) - D \Omega_r(s) \right] \right] \quad (3.48)$$

### 3.2. Parametri motora

Nazivni parametri motora kao i parametri nadomjesnih shema dobiveni su testiranjem motora te su preuzeti iz literatura [11] te [12].

Tablica 3.2.1. Nazivni parametri motora

Nazivni podatci		Motor 1	Motor 2
Snaga	$P_n$	600W	1250 kW
Napon	$U_n$	120V (D)	6000 V (Y)
Struja	$I_n$	4A (D)	138 A (Y)
Brzina vrtnje	$N_n$	1000 okrmin <sup>-1</sup>	1485 okrmin <sup>-1</sup>
Frekvencija	$f_n$	50 Hz	50 Hz
Moment	$M_n$	5.63 Nm	7852 Nm
Faktor snage	$\cos \varphi$	0.72	0.9
Broj pari polova	$p_p$	3	2
Moment inercije	$J$	0.0091 kgm <sup>2</sup>	104 kgm <sup>2</sup>
Koeficijent prigušenja	$B$	0.001 Nms/rad	0.681 Nms/rad

Tablica 3.2.2. Parametri nadomjesne sheme motora 1

Parametri nadomjesne sheme motora 1		
Radni otpor statora	$R_s$	5.3 Ω
Radni otpor rotora	$R_r$	3.3 Ω
Rasipna reaktancija statora	$X_{ls}$	7.85395 Ω
Rasipna reaktancija rotora	$X_{lr}$	10.99555Ω
Magnetizirajuća reaktancija	$X_m$	106.81415 Ω

Tablica 3.2.2. Parametri nadomjesne sheme motora 2

Parametri nadomjesne sheme motora 2		
Radni otpor statora	$R_s$	0.219 Ω
Radni otpor rotora	$R_r$	0.266 Ω
Rasipna reaktancija statora	$X_{ls}$	3.391 Ω
Rasipna reaktancija rotora	$X_{lr}$	3.391 Ω
Magnetizirajuća reaktancija	$X_m$	114.3 Ω

### 3.3. Jedinični sustav

Jedinični sustav tzv. per unit sustav upotrebljava se za simulacije kako bi se očitavanje vrijednosti pojednostavilo ukoliko se radi sa zadatcima različitih parametara gdje će se takav sustav u radu primijeniti na asinkroni motor. Odabiru se zadane bazne veličine gdje se po nepisanom pravilu izjednače nazivne vrijednosti prividne snage te napona s baznim vrijednostima istih. Iz zadanih relacija očitava se jednakost nazivne struje s baznom strujom motora gdje se nadalje proračunavaju bazna impedancija, bazna električna kutna brzina okretnog polja, bazni moment te bazni koeficijent prigušenja. Ukoliko bi se mjerili i magnetski tokovi, izvršava se i proračun baznog magnetskog toka. Dobivene se vrijednosti pretvaraju u omjere nazivnih parametara te parametara nadomjesne sheme po izračunatoj baznoj veličini. Dobivene vrijednosti određene su kao normirane vrijednosti ili jedinične vrijednosti. Kako se radi o omjeru veličina jednakih mjernih jedinica, jedinični parametri nemaju pripadajućih dimenzija. Primjenjuje se promjena pripadajućih jednadžbi elektromagnetskog momenta te jednadžbe gibanja. Kod jednadžbe elektromagnetskog momenta parametar pari-polova te koeficijent  $\frac{3}{2}$  se zanemaruju. Umjesto momenta inercije rotirajućih masa  $J$  uvodi se vremenska konstanta momenta inercije koja iznosi  $T_J = 2H$ . Konstanta  $H$  označuje koeficijent inercije. Mehanička brzina rotora  $\Omega_r$  u jednadžbi gibanja prelazi u električnu vrijednost brzine rotora  $\omega_r$ . Model iz jednadžbe (3.44) - (3.48) u jediničnoj konfiguraciji određen je sljedećim diferencijalnim jednadžbama:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{sd}(s) = \frac{1}{s} \left[ -\mathbf{i}_{sd}(s) \left[ \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right] + \mathbf{i}_{sq}(s) \omega_s(s) + \boldsymbol{\psi}_{rd}(s) \left[ \frac{1-\sigma}{\sigma T_r l_{sr}} \right] + \right. \\ \left. \boldsymbol{\psi}_{rq}(s) \omega_r(s) \left[ \frac{1-\sigma}{\sigma l_{sr}} \right] + \mathbf{u}_{sd}(s) \left[ \frac{1}{\sigma l_s} \right] \right] \cdot \omega_s(s) \end{aligned} \quad (3.49)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{sq}(s) = \frac{1}{s} \left[ -\mathbf{i}_{sq}(s) \left[ \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right] - \mathbf{i}_{sd}(s) \omega_s(s) + \boldsymbol{\psi}_{rq}(s) \left[ \frac{1-\sigma}{\sigma T_r l_{sr}} \right] - \right. \\ \left. \boldsymbol{\psi}_{rd}(s) \omega_r(s) \left[ \frac{1-\sigma}{\sigma l_{sr}} \right] + \mathbf{u}_{sq}(s) \left[ \frac{1}{\sigma l_s} \right] \right] \cdot \omega_s(s) \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{rd}(s) = \frac{1}{s} \left[ \mathbf{i}_{sd}(s) \left[ \frac{l_{sr}}{T_r} \right] - \boldsymbol{\psi}_{rd}(s) \left[ \frac{1}{T_r} \right] + \boldsymbol{\psi}_{rq}(s) \omega_{slip}(s) \right] \cdot \omega_s(s) \quad (3.51)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{rq}(s) = \frac{1}{s} \left[ \mathbf{i}_{sq}(s) \left[ \frac{l_{sr}}{T_r} \right] - \boldsymbol{\psi}_{rq}(s) \left[ \frac{1}{T_r} \right] - \boldsymbol{\psi}_{rd}(s) \omega_{slip}(s) \right] \cdot \omega_s(s) \quad (3.52)$$

$$\omega_r(s) = \frac{1}{s} \left[ \frac{1}{T_J} \left[ \left( \frac{l_{sr}}{l_r} \left[ \boldsymbol{\psi}_{rd}(s) \mathbf{i}_{sq}(s) - \boldsymbol{\psi}_{rq}(s) \mathbf{i}_{sd}(s) \right] \right) - T_l(s) - D \omega_r(s) \right] \right] \quad (3.53)$$

Vrijednosti baznih parametara te njihova izvedba prikazana je u sljedećim tablicama.

Tablica 3.3.1. *Bazne veličine motora 1*

<b>Bazne veličine motora 1</b>		
Prividna bazna snaga	$S_B = S_n$	831.4 VA
Bazni napon	$U_B = U_n$	120 V
Bazna struja	$I_B = I_n$	4 A
Bazna impedancija	$Z_b = \frac{U_b \cdot \sqrt{3}}{I_b}$	51.9615 $\Omega$
Bazna el. kutna brzina okretnog polja	$\omega_b = \omega_s$	100 $\pi$ rad/s
Bazni moment	$M_b = \frac{S_B \cdot p_p}{\omega_b}$	7.94 Nm
Bazni koeficijent prigušenja	$D_b = \frac{M_b \cdot p_p}{\omega_b}$	0.07582 Nms/rad

Tablica 3.3.2. *Bazne veličine motora 2*

<b>Bazne veličine motora 2</b>		
Prividna bazna snaga	$S_B = S_n$	1434140 VA
Bazni napon	$U_B = U_n$	6000 V
Bazna struja	$I_B = I_n$	138 A
Bazna impedancija	$Z_b = \frac{U_b}{I_b \cdot \sqrt{3}}$	25.1 $\Omega$
Bazna el. kutna brzina okretnog polja	$\omega_b = \omega_s$	100 $\pi$ rad/s
Bazni moment	$M_b = \frac{S_B \cdot p_p}{\omega_b}$	9130 Nm
Bazni koeficijent prigušenja	$D_b = \frac{M_b \cdot p_p}{\omega_b}$	58.123 Nms/rad

Prema nazivnim veličinama i prethodno dobivenim baznim veličinama mogu se prikazati normirane ili jedinične vrijednosti.

Tablica 3.3.3. Jedinične vrijednosti (p.u) motora 1

<b>Jedinične vrijednosti (p.u) motora 1</b>		
Radni otpor statora	$R_s p.u = \frac{R_s}{Z_b}$	0.102 p.u
Radni otpor rotora	$R_r p.u = \frac{R_r}{Z_b}$	0.06351 p.u
Rasipna reaktancija statora	$X_{ls} p.u = \frac{X_{ls}}{Z_b}$	0.15115 p.u
Rasipna reaktancija rotora	$X_{lr} p.u = \frac{X_{lr}}{Z_b}$	0.21161 p.u
Magnetizirajuća reaktancija	$X_m p.u = \frac{X_m}{Z_b}$	2.05564 p.u
Konstanta inercije	$H = \frac{J \cdot \omega_b^2}{2 \cdot p_p^2 \cdot S_b}$	0.06 s
Koeficijent prigušenja	$D p.u = \frac{D}{D_b}$	0.01319 p.u




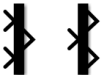
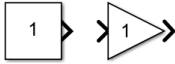


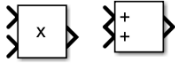
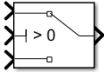

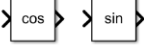


Tablica 3.3.4. Jedinične vrijednosti (p.u) motora 2

<b>Jedinične vrijednosti (p.u) motora 2</b>		
Radni otpor statora	$R_s p.u = \frac{R_s}{Z_b}$	0.0087251 p.u
Radni otpor rotora	$R_r p.u = \frac{R_r}{Z_b}$	0.0106 p.u
Rasipna reaktancija statora	$X_{ls} p.u = \frac{X_{ls}}{Z_b}$	0.1351 p.u
Rasipna reaktancija rotora	$X_{lr} p.u = \frac{X_{lr}}{Z_b}$	0.1351 p.u
Magnetizirajuća reaktancija	$X_m p.u = \frac{X_m}{Z_b}$	4.553785 p.u
Konstanta inercije	$H = \frac{J \cdot \omega_b^2}{2 \cdot p_p^2 \cdot S_b}$	0.89465 s
Koeficijent prigušenja	$D p.u = \frac{D}{D_b}$	0.0117165 p.u

## 4. Izvedba modela u Matlab/Simulink paketu

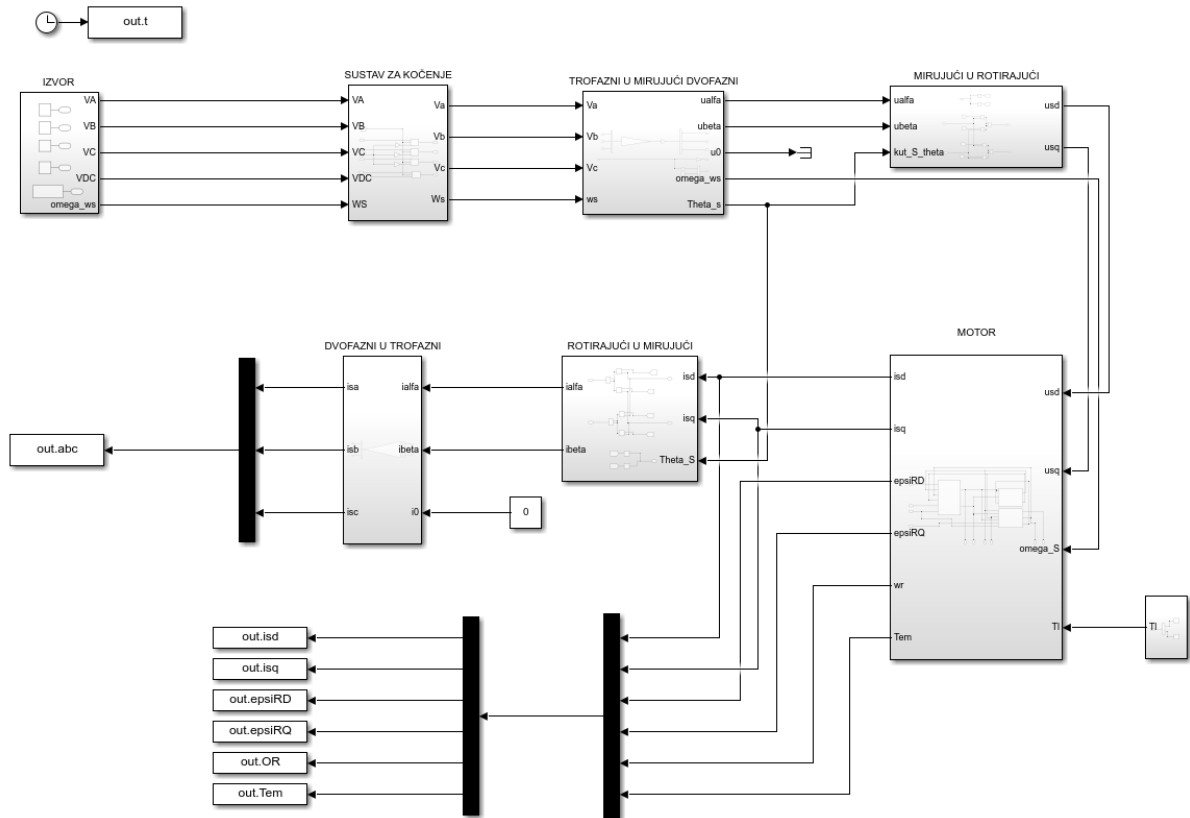
Izvedba modela u Matlabu i Simulinku izvršena je studentskom licencom beta verzije iz 2021. godine gdje je nekolicina gotovih elemenata preuzeta iz Simulinka. Preuzetim elementima izvedeni jedinični model motora sastavljen je u Simulinku. Matlab je korišten za davanje zadanih naredaba kako bi se ostvario grafički prikaz rezultata simulacije rada motora.

### 4.1. Preuzeti elementi iz Simulink paketa

	Clock – služi za postavljanje vremena koji se upotrebljava za Matlab plot naredbe
	Workspace – postavljanje pojedinih vrijednosti unutar arraya elemenata gdje više takvih spremljenih elemenata daje kvalitetniji prikaz grafičkog ispisivanja rezultata
	Terminator – upotrebljava se za brisanje nepotrebnog signala
	Mux i Demux – sprema ulaze kao vektor, a Demux razdvaja pojedinačne signale
	Constant i Gain – upisuje se konstanta vrijednost, gain služi za množenje trenutnog signala sa upisanom vrijednošću
	Input i output – označuju ulazne i izlazne vrijednosti, koristi se prilikom upotrebe pod sklopova
	Step signal – skokovita promjena vrijednosti, u radu je korištena za tajmer kočenja te kao ulazni mehanički moment
	Product i Sum – upotrebljavaju se za množenje i zbrajanje dva ili više signala ili konstanti
	Switch – upotrebljava se za usmjeravanje signala s jednog od više mogućih ulaza prema jednom izlazu
	Integrator – u vremenskoj domeni označuje integral
	Sin i Cos – trigonometrijske funkcije
	From i Goto – blokovi kojima se smanjuje nepreglednost prilikom kompleksnijih veza između signala
	Sin Wave – blok kojim se simulira sinusoida određene amplitude i frekvencije. U radu je primijenjena za simulaciju trofazne mreže

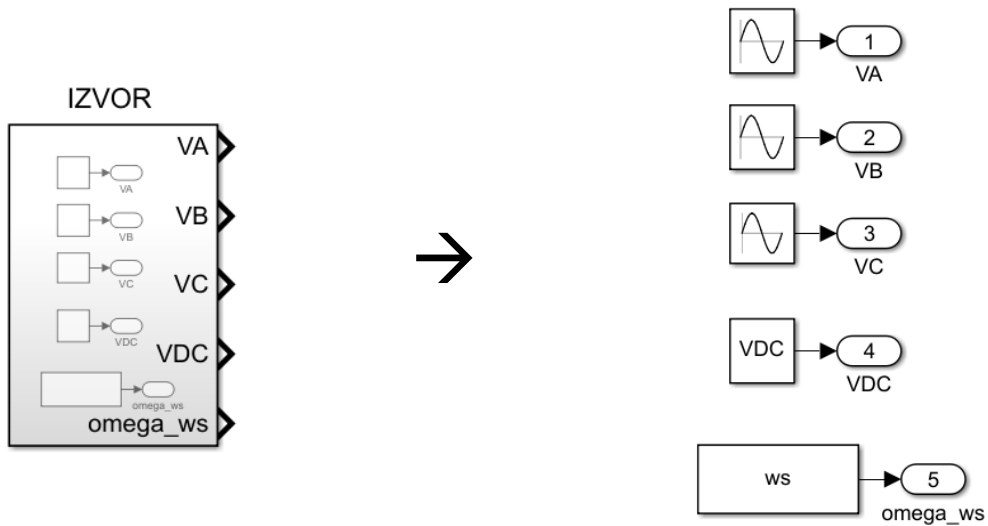
## 4.2. Jedinični model u Simulink paketu

Korištenje pripadajućih diferencijalnih jednadžbi (3.49) – (3.53) te Simulink gotovih elemenata izveden je simulacijski model asinkronog kaveznog motora u jediničnoj p.u konfiguraciji. Sastavljen model implementirani je s referencom u kontinuiranom vremenu. Generalni sklop s više podsklopova prikazan je Slika 4.1.



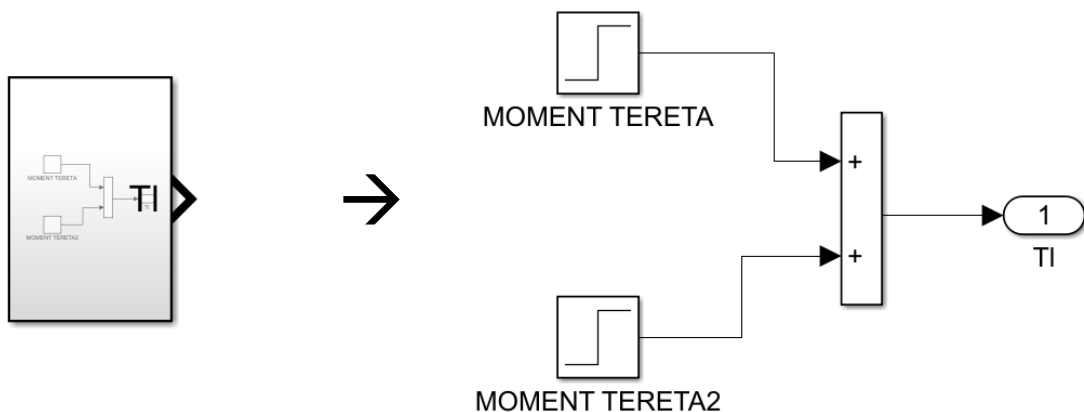
Slika 4.1. Jedinični p.u model sustava

Trofazni izvor izveden je pomoću trostrukog Sin Wave elementa od kojih svaki predstavlja zasebnu fazu. Blok VDC je izvor istosmjerne struje koji se koristi za dinamičko kočenje motora. Blokovi  $W_s$ ,  $w_s$  te  $\omega_{ws}$  određuje električnu veličinu kutne brzine okretnog polja statora. Svakom parametru ( $V_A$ ,  $V_B$ ,  $V_C$ ,  $V_{DC}$  te  $w_s$ ) je pridružena brojčana vrijednost. Vrijednosti se mogu pozivati preko Matlab skripte ili unošenjem vrijednosti u inicijalne vrijednosti simulacije u Simulinku.



Slika 4.2. Podsklop izvora

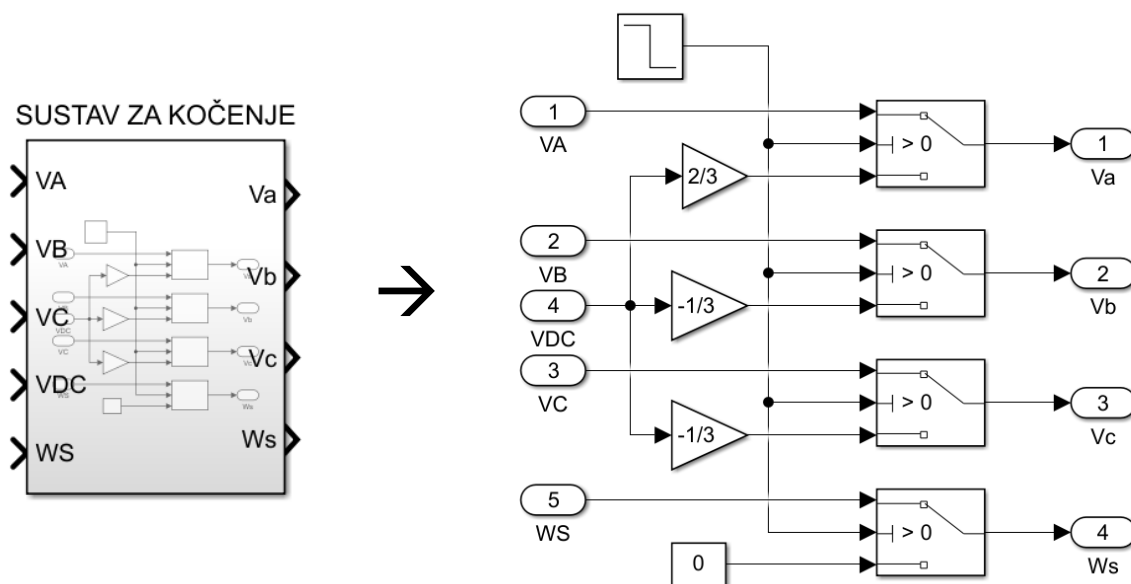
Moment tereta sastavljen je kombinacijom dvaju Step signala. Uzeta su dva bloka Step signala jer će se simulirati i dva uzastopna udarca tereta. Vrijednosti udarca tereta unose se direktno u step blok.



Slika 4.3. Podsklop mehaničkog momenta tereta

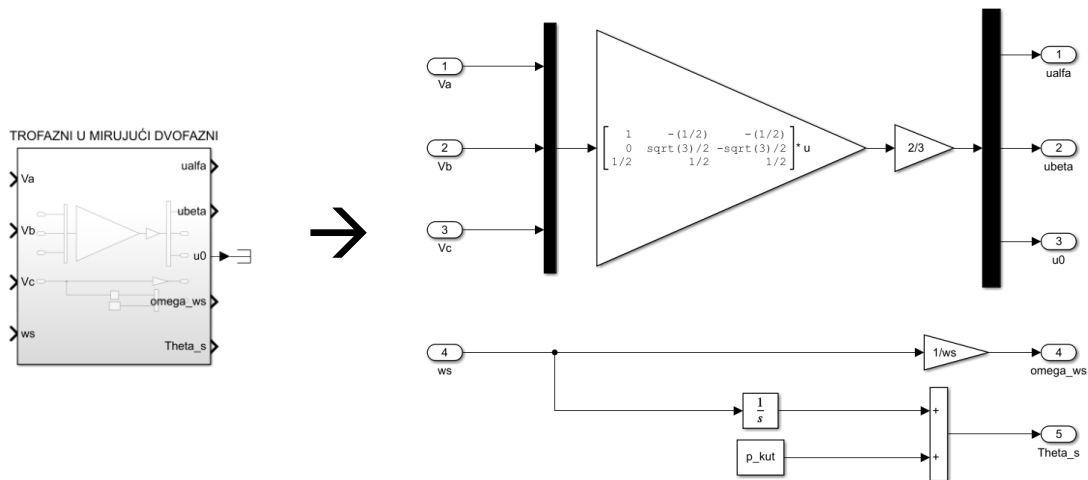


Step signal u modelu za kočenje predstavlja timer. Direktno u preuzetom bloku Step signala postavlja se početna vrijednost iznosa jedan gdje će blok nakon postavljenog vremena promijeniti izlaznu vrijednost iz jedinice u nulu. Zadanom kombinacijom uključuju se istosmjerni izvor, a isključuje trofazni izvor kada na ulaz prekidača dođe vrijednost jednaka ili manja od nule. Koristeći odabranu konfiguraciju spajanja izvora istosmjernne struje gdje je faza a u seriji s paralelom faza b i c, tj. kako se za ulaz uzima napon, nazivna se vrijednost napona dijeli na tri dijela koji su predstavljeni koeficijentima  $\frac{2}{3}$  te  $-\frac{1}{3}$ .



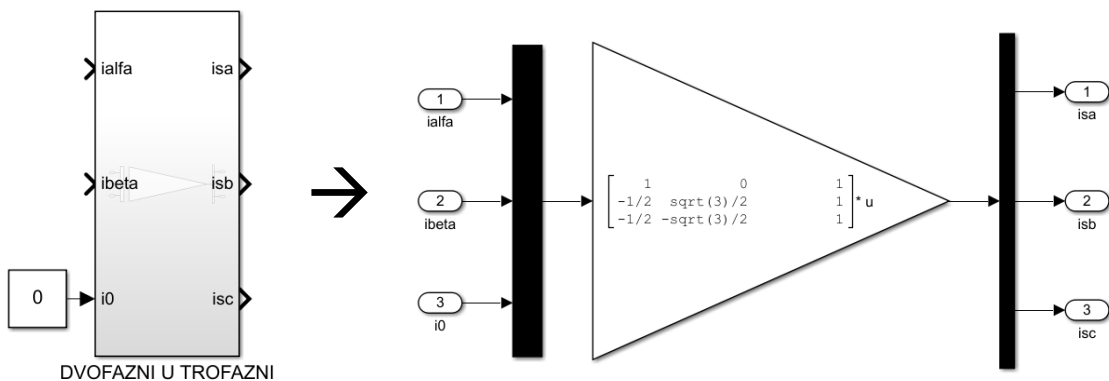
Slika 4.4. Podsklop sustava za dinamičko kočenje istosmjernom strujom

Zadanim modelom sastavljena je Clarkina matrica transformacije iz trofaznog u dvofazni mirujući sustav. Model električne vrijednosti kutne brzine okretnog polja statora je samo nastavak na prethodni model kako bi se generalni model preglednije prikazao.



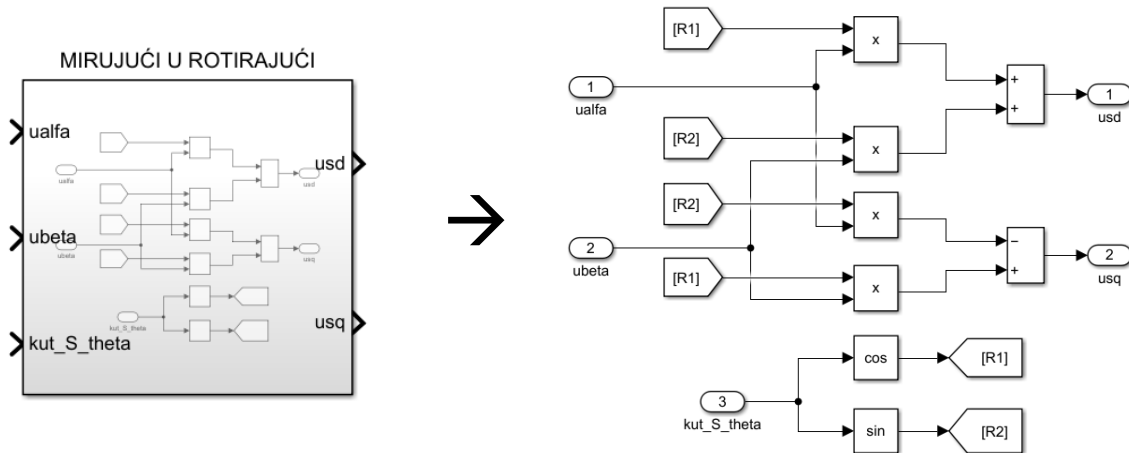
Slika 4.5. Podsklop transformacije iz trofaznog u dvofazni mirujući

Prikazani model opisuje inverznu Clarkinu transformaciju iz dvofaznog mirujućeg sustava u trofazni. Prilikom izvršavanja transformacija između dvofaznih sustava ukida se fiktivna os 0 te zadovoljava uvjete kvadratičnosti matrice. Transformacijom u trofazni sustav javlja se potreba za ponovnim korištenjem fiktivne osi 0 kako bi matrica inverzne transformacije iz dvofaznog u trofazni zadovoljavala uvjet kvadratičnosti matrica.



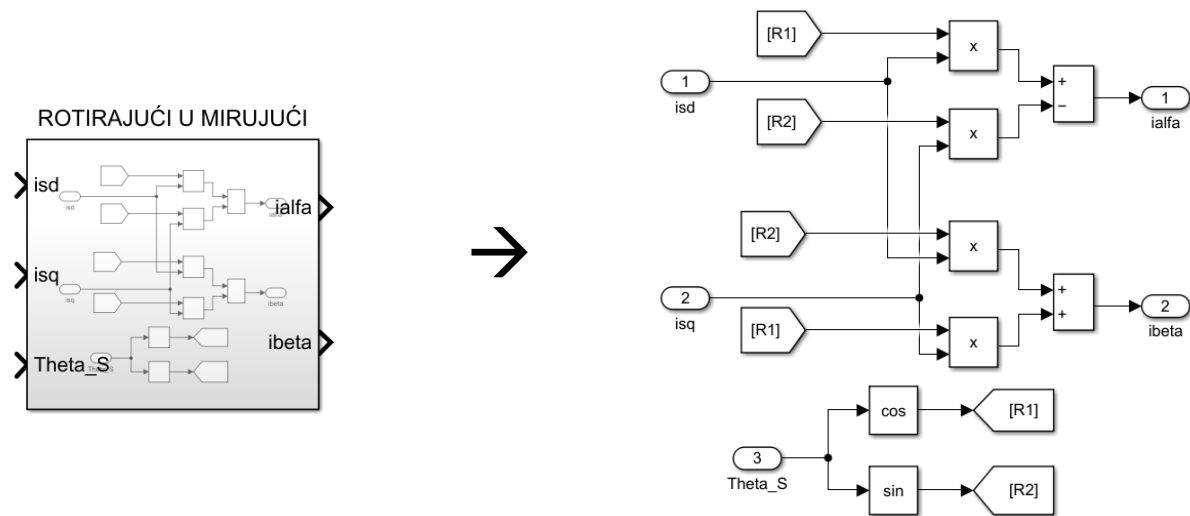
Slika 4.6. Podsklop transformacije iz dvofaznog mirujućeg sustava u trofazni.

Prikazanim modelom sastavljena je Parkova matrica transformacije iz dvofaznog mirujućeg u rotirajući sustav. Parkova matrica sastavljena je od dijelova blokova preuzetih iz Simulinka. Uočljivo je ukidanje fiktivne osi 0 između transformacija dvofaznih parametara.



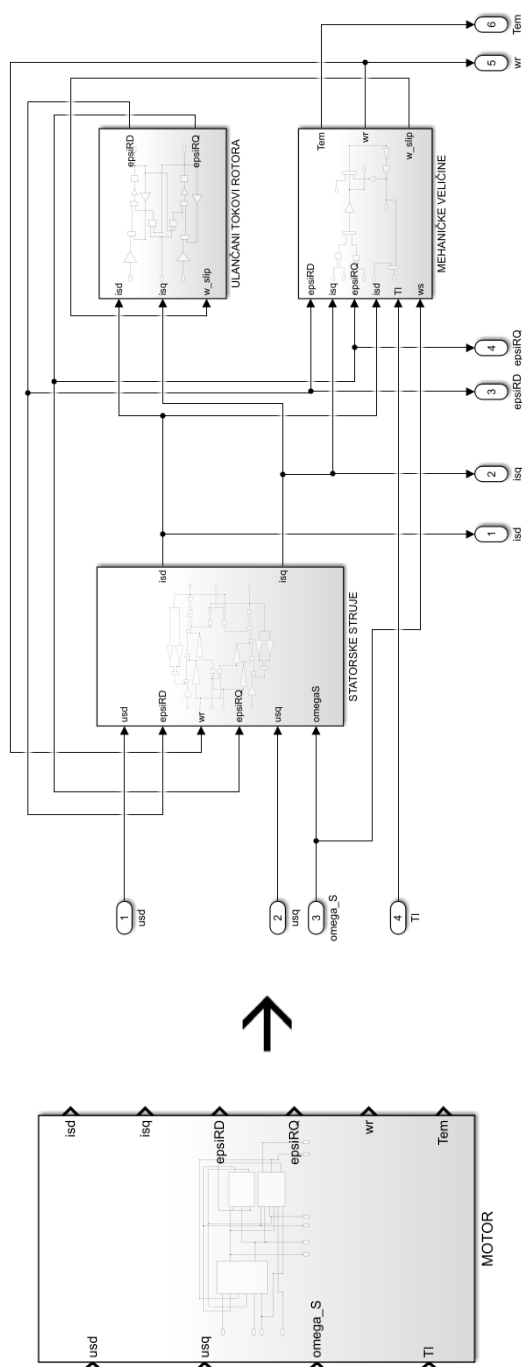
Slika 4.7. Podsklop transformacije iz dvofaznog mirujućeg u rotirajući

Prikazani model opisuje inverznu Parkovu transformaciju dvofaznog rotirajućeg sustava u mirujući.



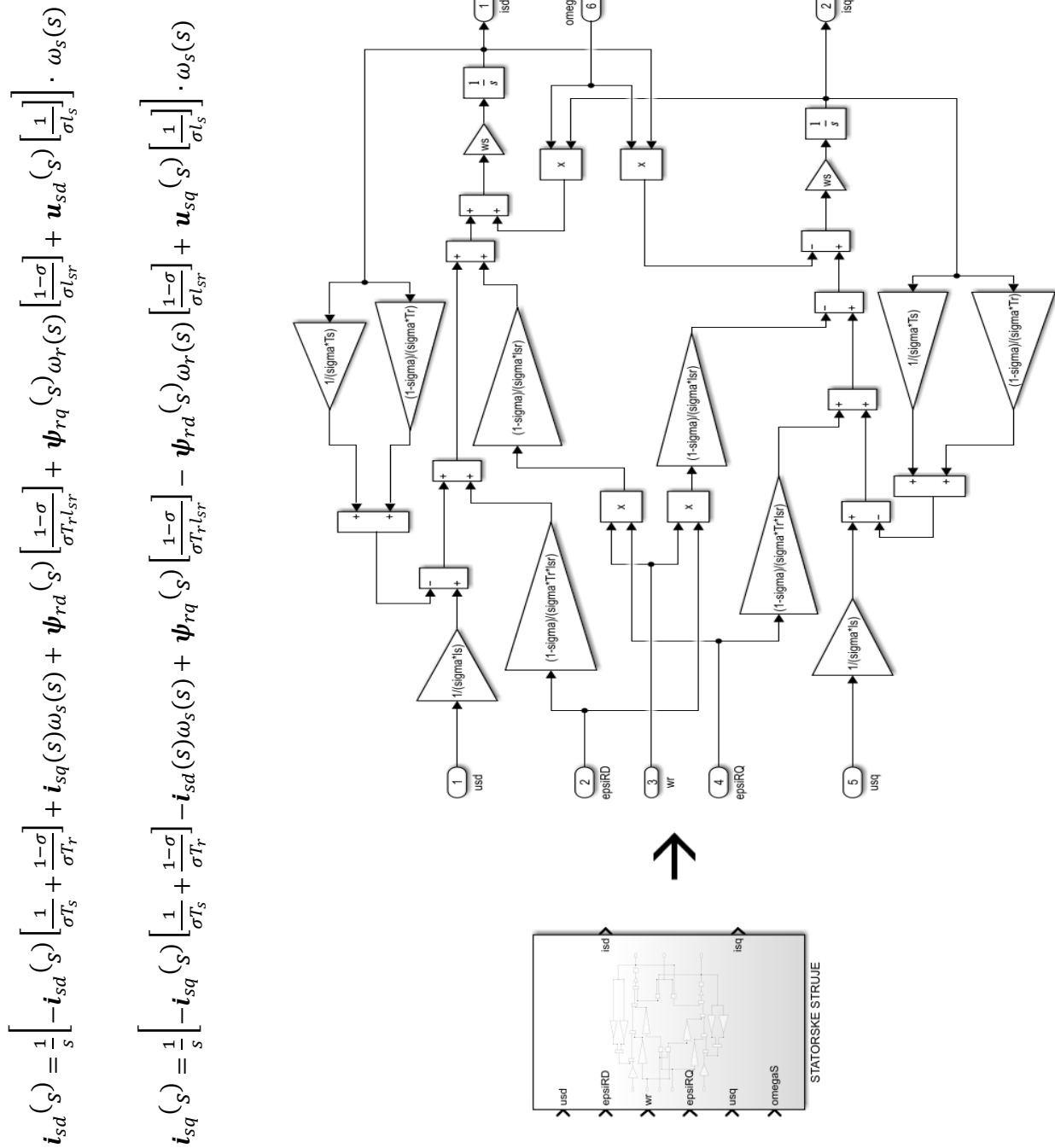
Slika 4.8. Podsustav transformacije iz dvofaznog rotirajućeg u mirujući

Prikazanim modelom sastavljen je model trofaznog kaveznog motora u poopćenom ekvivalentnom dvofaznom rotirajućem sustavu. Zadani podsklop motora sadržava vlastite podsklopove gdje se određenim diferencijalnim jednadžbama ostvaruju mehaničke veličine, statorske struje uzdužno – poprečne osi te ulančani tokovi rotora uzdužno – poprečnog sustava. Nepotrebne veličine, npr. kao ulančani tokovi statora su zanemareni, gdje se vrijednosti istih mogu odrediti promjenom opisnih diferencijalnih jednadžbi ili nadopunom postojećih.



Slika 4.9. Podsklop motora

Prikazani model sastavljen je od dviju diferencijalnih jednačbi (3.49) te (3.50). Rezultat te ujedno i izlaz podsustava čine statorske struje uzdužno – poprečnog d-q sustava. Vrijednosti prikazanih parametara kutnih brzina, Blondelovog koeficijenta rasipanja, rasipnih induktiviteta statora i rotora, magnetizirajućeg međuinduktiviteta te vremenskih konstanti statora i rotora, ostvarene su inicijalnim pozivanjem vrijednosti parametara u Simulinku. Induktiviteti i međuinduktiviteti u jediničnom sustavu izjednačuju se s vrijednostima istoimenih reaktancija.

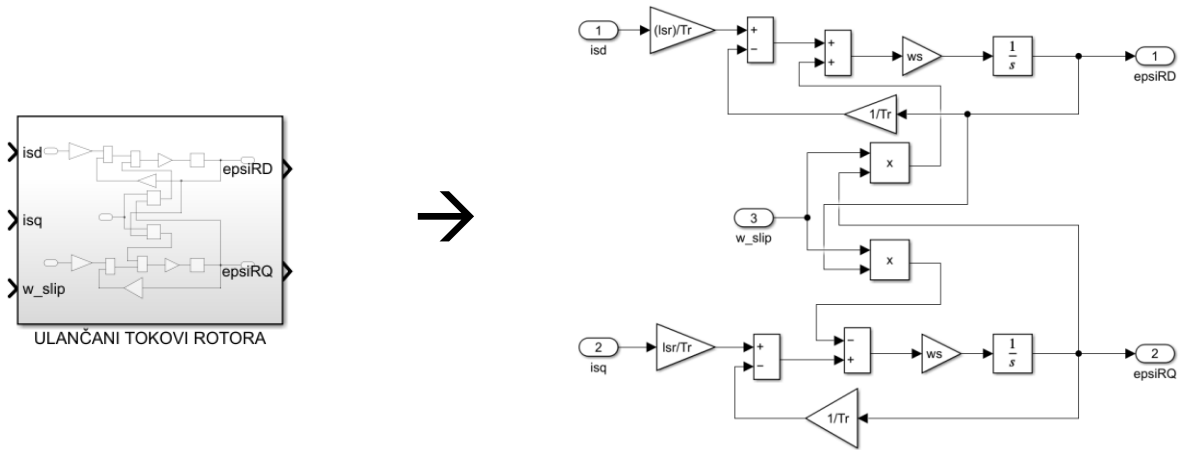


Slika 4.10. Podsustav statorskih struja

Izlazi statorskih struja prethodnog modela čine ulaz u prikazani model koji je također opisan dvjema diferencijalnim jednadžbama (3.51) te (3.52), gdje rezultat te ujedno i izlaz podsustava čine ulančani magnetski tokovi rotora. Parametri koji se nalaze u blokovima pojačanja, također su pozivani iz inicijalnih vrijednosti parametara u Simulinku.

$$\psi_{rd}(s) = \frac{1}{s} \left[ i_{sd}(s) \left[ \frac{l_{sr}}{T_r} \right] - \psi_{rd}(s) \left[ \frac{1}{T_r} \right] + \psi_{rq}(s) \omega_{slip}(s) \right] \cdot \omega_s(s)$$

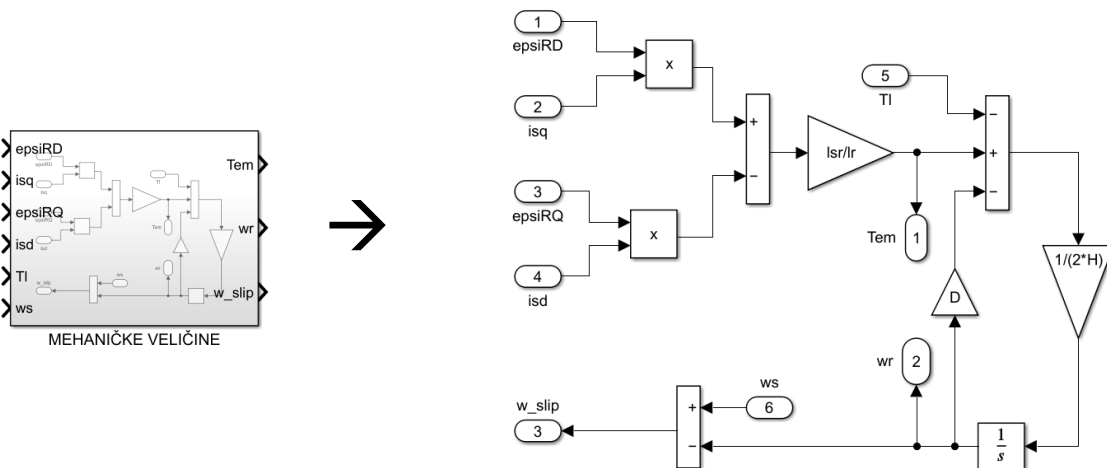
$$\psi_{rq}(s) = \frac{1}{s} \left[ i_{sq}(s) \left[ \frac{l_{sr}}{T_r} \right] - \psi_{rq}(s) \left[ \frac{1}{T_r} \right] - \psi_{rd}(s) \omega_{slip}(s) \right] \cdot \omega_s(s)$$



Slika 4.11. Podsustav ulančanih tokova rotora

Ulazni parametri modela čine izlazne vrijednosti prethodnih dvaju modela motora, točnije statorske struje i ulančani tokovi rotora. Model je sastavljen diferencijalnom jednadžbom gibanja (3.53) gdje rezultat te ujedno i izlaz podsustava čini vrijednost kutne brzine rotora. Parametri koji se nalaze u pojačanjima pozvani su inicijalnim vrijednostima parametara u Simulinku. Razlikom kutne brzine okretnog polja i kutne brzine rotora ostvaruje se vrijednost posmične kutne brzine, tj. kutne brzine kojom okretno polje prethodi rotoru.

$$\omega_r(s) = \frac{1}{s} \left[ \frac{1}{T_J} \left[ \left( \frac{l_{sr}}{l_r} \left[ \Psi_{rd}(s) i_{sq}(s) - \Psi_{rq}(s) i_{sd}(s) \right] \right) - T_l(s) - D \omega_r(s) \right] \right]$$



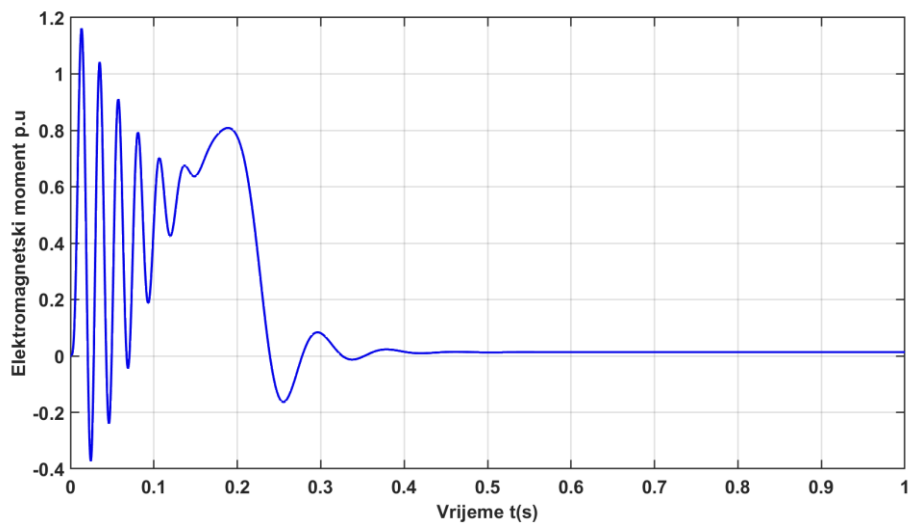
Slika 4.12. Podsustav mehaničkih veličina

## 5. Rezultati simulacije

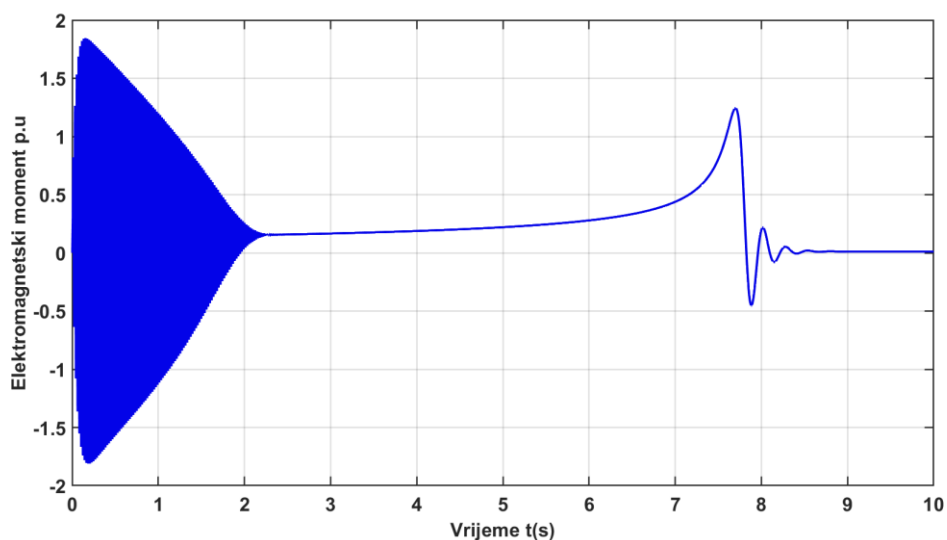
Dobiveni su rezultati simulacija zaleta motora u praznome hodu, udarca nazivnog tereta, uzastopnih udarca od 30% te do 70% nazivnog tereta i dinamičkog kočenja motora istosmjernom strujom prikazani grafički. Grafički prikazi dobiveni su preko spremanja nizova elemenata u workspace blok u Simulinku te korištenjem naredbe plot u Matlabu.

### 5.1. Simulacija zaleta motora u praznome hodu

Snimane su i grafički prikazane promjene elektromagnetskog momenta. Tijekom analize dobivenih rezultata prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250kW prilikom zaleta motora u praznome hodu.

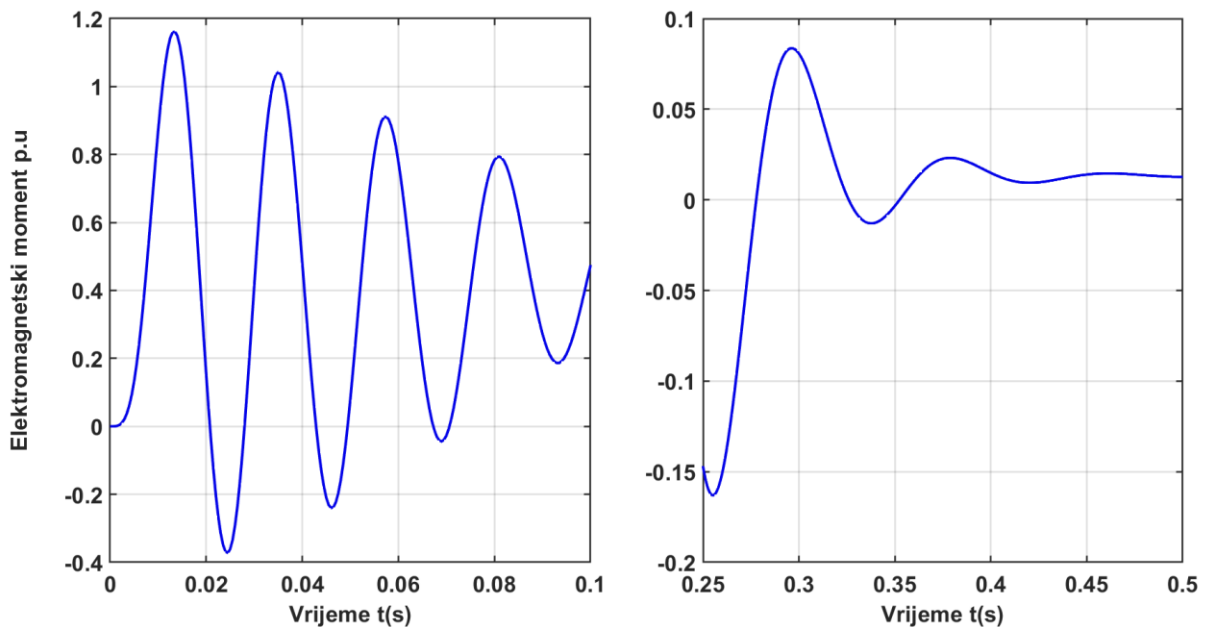


Slika 5.1. Promjena elektromagnetskog momenta u vremenu zaleta u praznome hodu - 600W motor



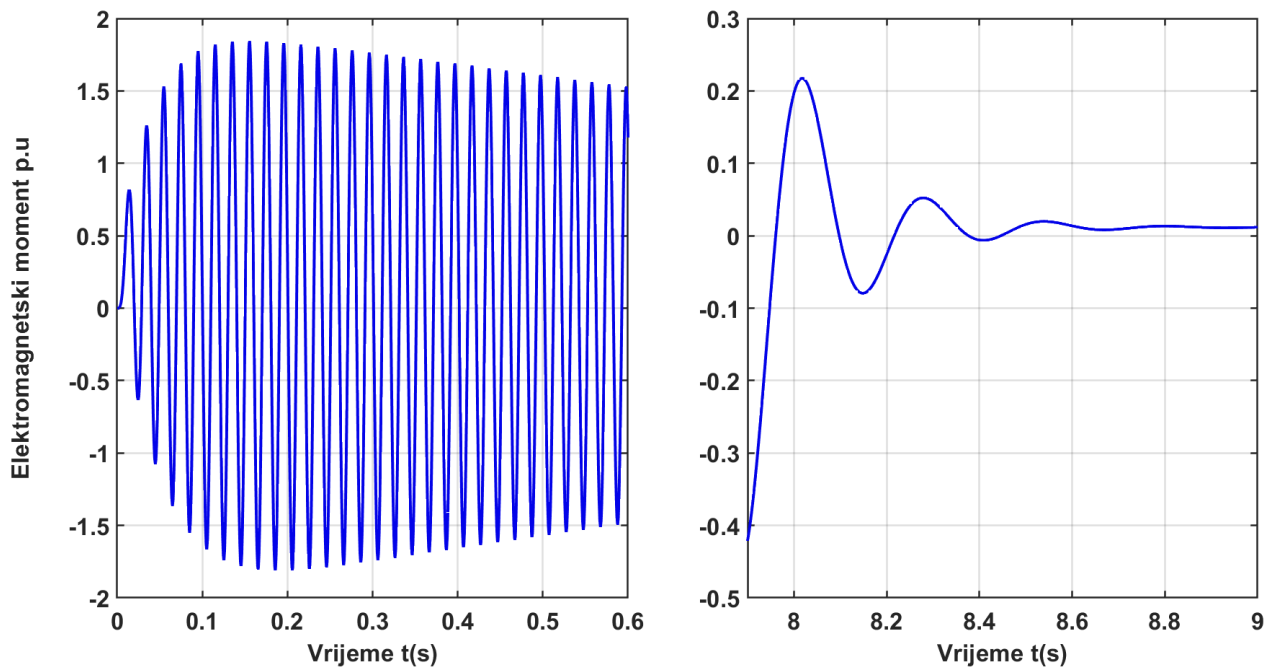
Slika 5.2. Promjena elektromagnetskog momenta u vremenu zaleta u praznome hodu - 1250kW motor

Vrlo je uočljiva vremenska razlika između zaleta 600W te 1250kW motora. Kod pokretanja 600W motora oscilacije elektromagnetskog momenta najveće su do 0.2 sekunde gdje se već u 0.5 sekundi elektromagnetski moment stabilizira. Stabilizirana vrijednost nije jednaka ničtici, kako je uzeto u obzir i djelovanje viskoznog trenja ležajeva, te se tako i tijekom praznog hoda stvara moment kao posljedica struja odgovornih za svladavanje trenja u ležajevima motora. Uzimajući koeficijent D kao prigušni element, stabilizirani elektromagnetski moment neće biti posve jednak ničtici. Simulacijom zaleta 1250kW motora prilikom pokretanja, dobivene su početne simulacije više frekvencije nego kod 600W motora te traju sve do preko 2. sekunde simulacije, gdje se elektromagnetski moment stabilizira oko 9. sekunde simulacije. Promatrane razlike elektromagnetskog momenta prilikom pokretanja u jednakim vremenskim osima, tj. intervalima simulacije od 0 do 0.1 sekunde kod 600W motora primjećuju se visoke oscilacije prilikom samog pokretanja, gdje se one do 0.1 sekunde po amplitudi i frekvenciji smanjuju. Gledano za 1250kW motor prilikom samog pokretanja, u odnosu na 600W motor, nema visoke oscilacije, nego zbog njegove veličine oscilacije po amplitudi i frekvenciji počinju rasti kako se vrijeme simulacije približava 0.1 sekundi. Zbog više frekvencije tih oscilacija 1250kW kod elektromagnetskog momenta početne oscilacije su, gledano kroz simulaciju od 10 sekundi, u potpunosti iscrtane bojom.



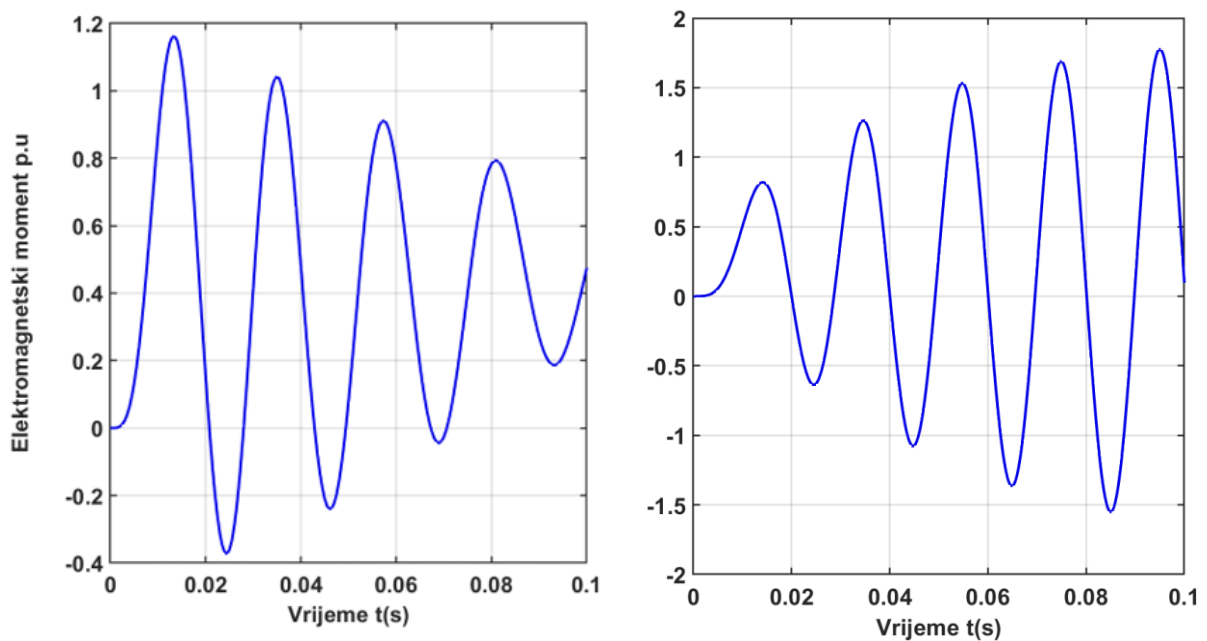
Slika 5.3. Početne oscilacije i stabiliziranje elektromagnetskog momenta tokom zaleta – 600W motor





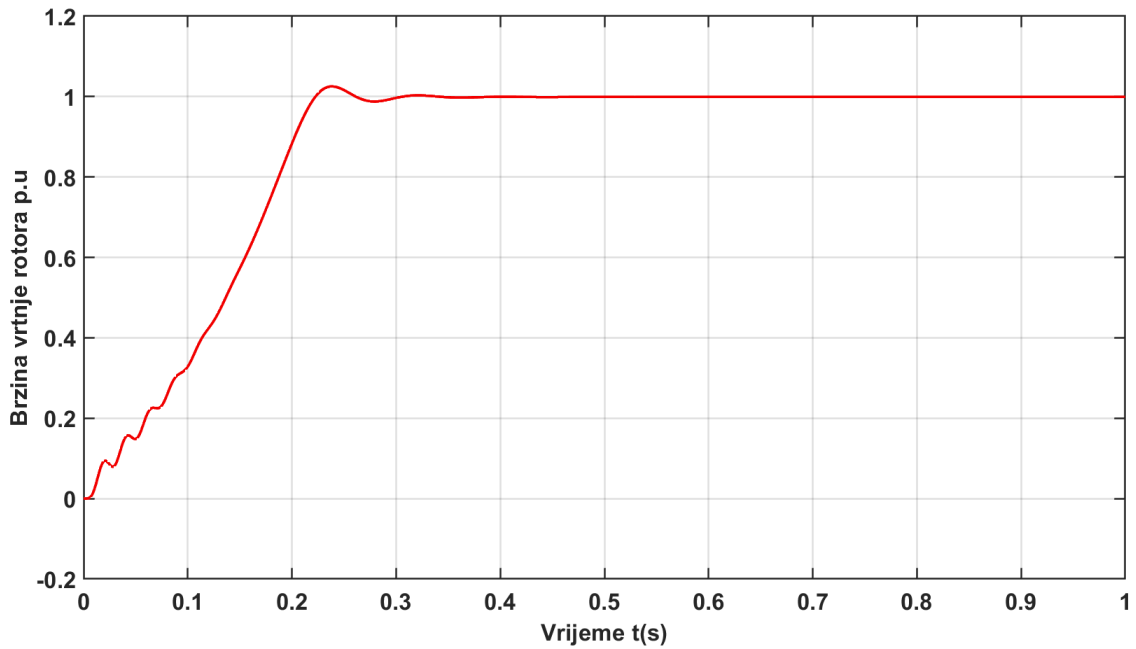
Slika 5.4. Početne oscilacije i stabiliziranje elektromagnetskog momenta tokom zaleta – 1250kW motor

Simulacije su prikazane prilikom pokretanja motora u jednakim vremenskim intervalima radi usporedbe. Rezultati simulacije elektromagnetskog momenta motora snage 600W prikazani su s lijeve strane, gdje su rezultati simulacije motora snage 1250kW prikazani sa desne strane.

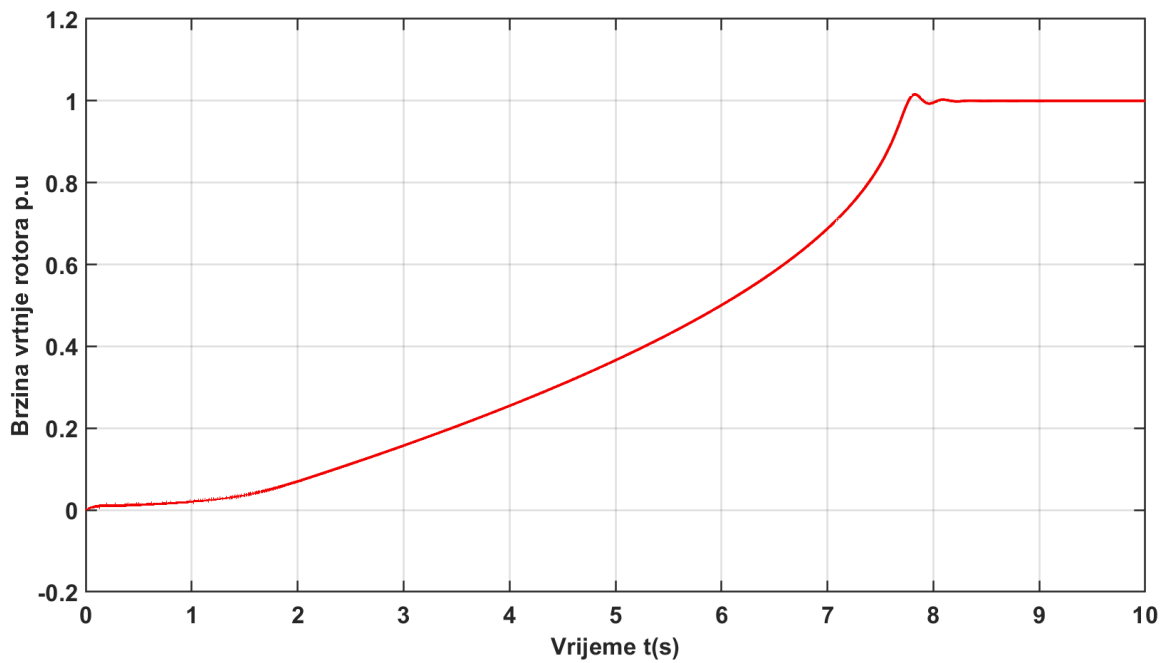


Slika 5.5. Oscilacije elektromagnetskog momenta prilikom pokretanja motora u praznome hodu

Tijekom analize dobivenih rezultata brzine vrtnje rotora, prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250kW prilikom zaleta motora u praznome hodu.

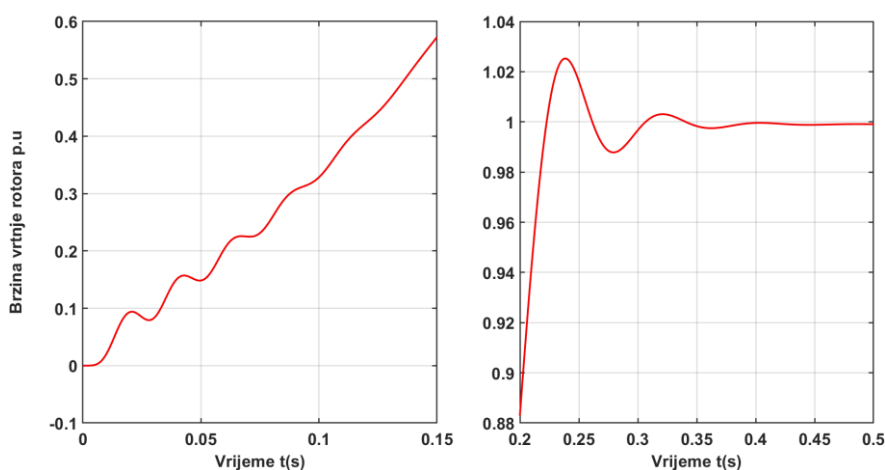


Slika 5.6. Promjena brzine vrtnje rotora u vremenu zaleta u praznome hodu - 600W motor

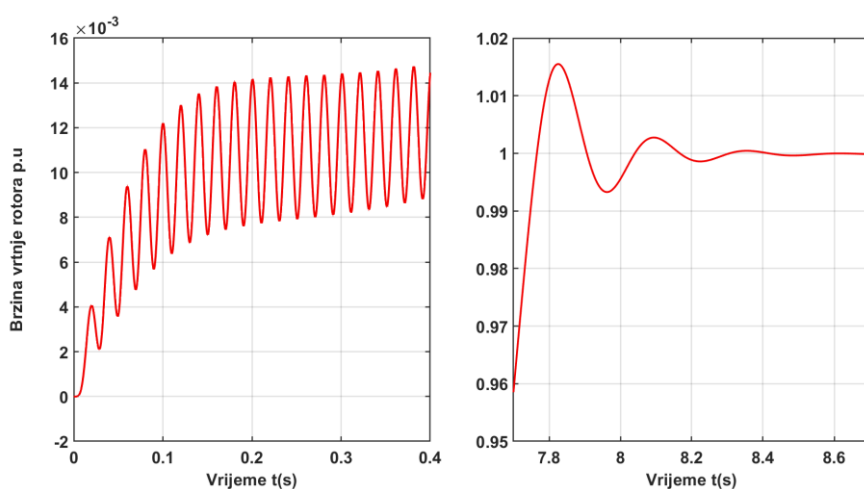


Slika 5.7. Promjena brzine vrtnje rotora u vremenu zaleta u praznome hodu - 1250kW motor

Početne oscilacije brzine kod 600W motora relativno su male te traju do otprilike 0.1 sekunde gdje se brzina stabilizira oko 0.45 sekunde, vrlo male razlikovne vrijednosti od sinkrone brzine iznosa 1 p.u gdje bi takva brzina iznosila u SI sustavu nešto manje od 1500 okr/min. Simulacijom brzine vrtnje rotora 1250kW motora oscilacije prilikom pokretanje vrlo su visoke frekvencije. Stabilizacija brzine izvršava se oko 8.6 sekunde simulacije. Razlika prilikom oscilacije brzine pri pokretanju motora utvrđena je grafičkim prikazom u jednakim vremenskim osima. Brzina kod 600W motora do 0.15 sekunde simulacije poprima linearni rastući izgled bez ikakvih oscilacija, gdje se kod motora 1250kW oscilacije brzine vidljive do 0.15 i 0.4 sekunde nastavljaju sve do 1.5 sekunde simulacije. Maksimalna vrijednost skoka brzine motora od 125kW netom prije stabilizacije manja je nego kod skoka kod 600W motora promatrajući za pripadajuće p.u veličine.

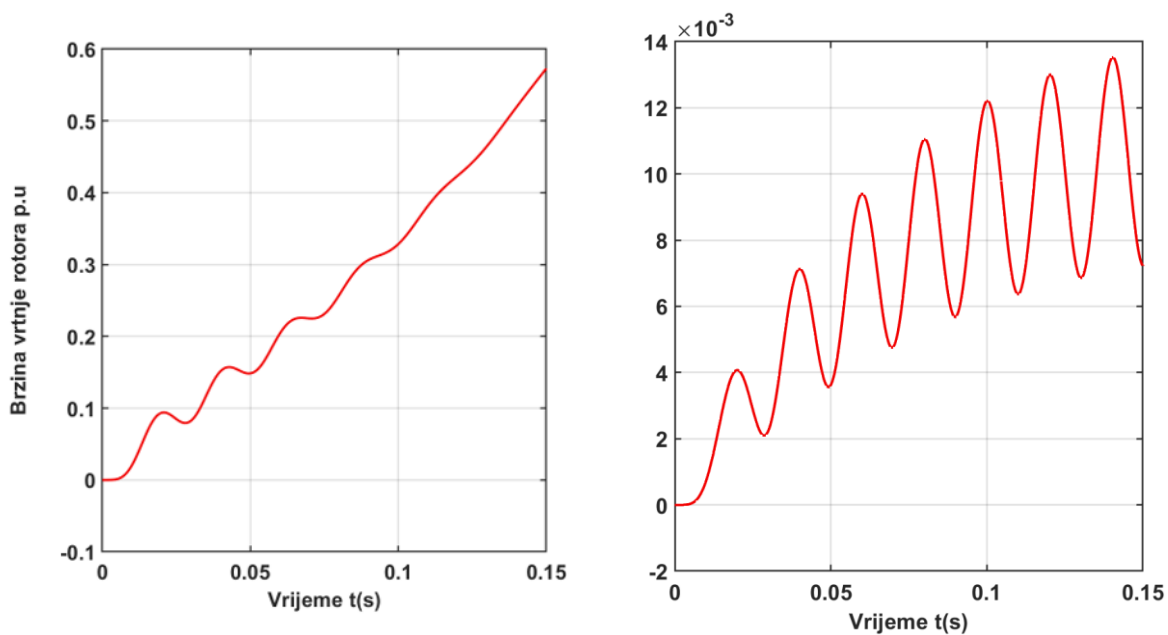


Slika 5.8. Početne oscilacije i stabiliziranje brzine vrtnje rotora tokom zaleta - 600W motor



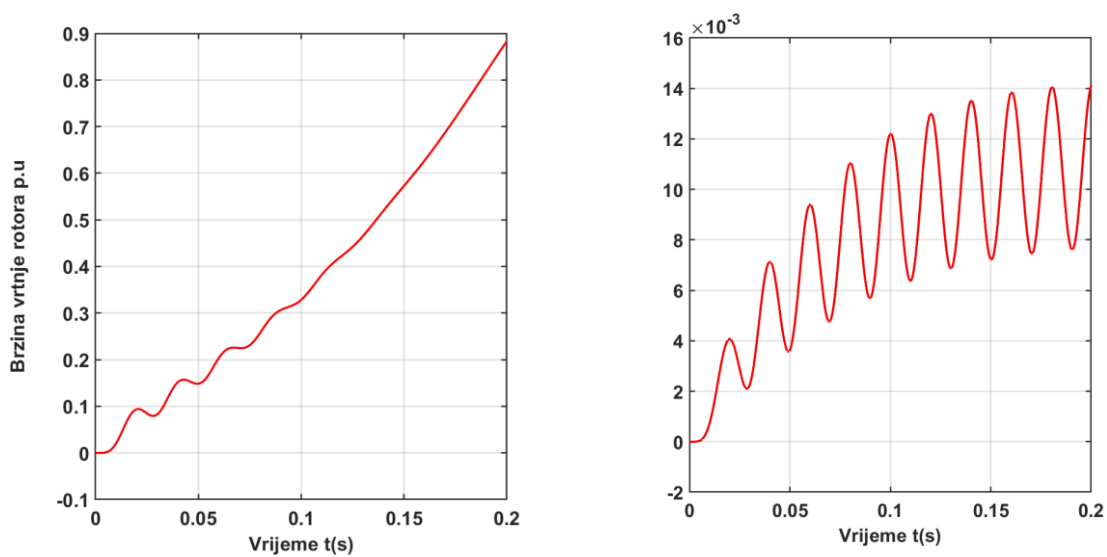
Slika 5.9. Početne oscilacije i stabiliziranje brzine vrtnje rotora tokom zaleta - 1250kW motor

Simulacije su prikazane prilikom pokretanja motora u jednakim vremenskim intervalima radi usporedbe. Rezultati simulacije promjene brzine vrtnje motora snage 600W prikazani su s lijeve strane, gdje su rezultati simulacije motora snage 1250kW prikazani sa desne strane.



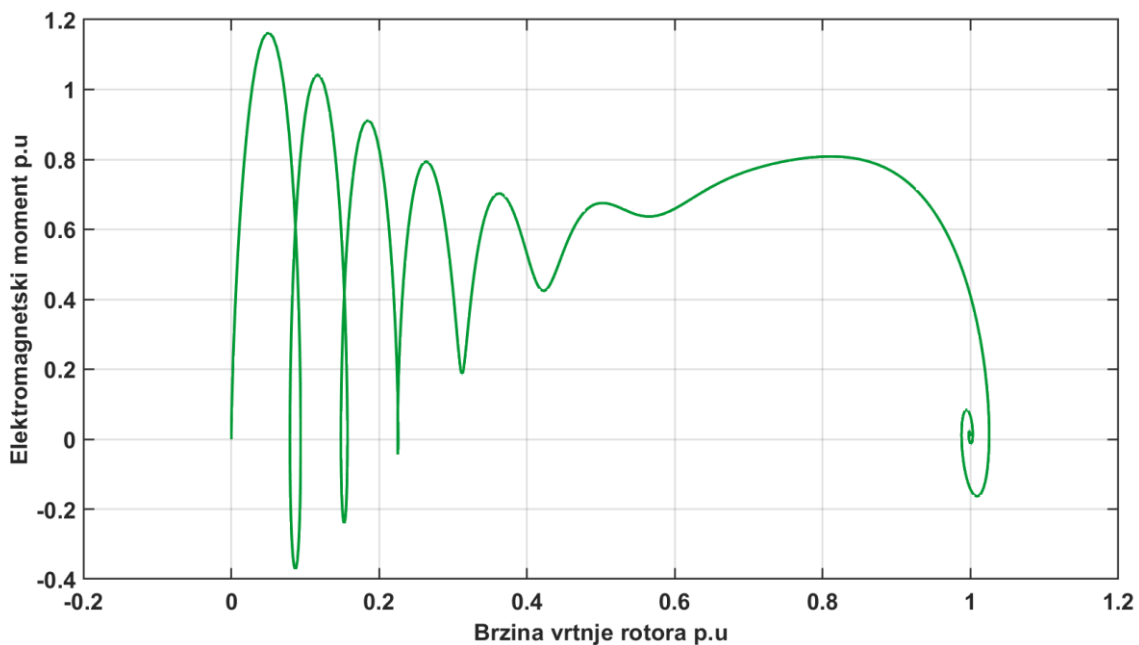
Slika 5.10. Promjena brzine vrtnje rotora tokom zaleta na intervalu [0,0.15]

s

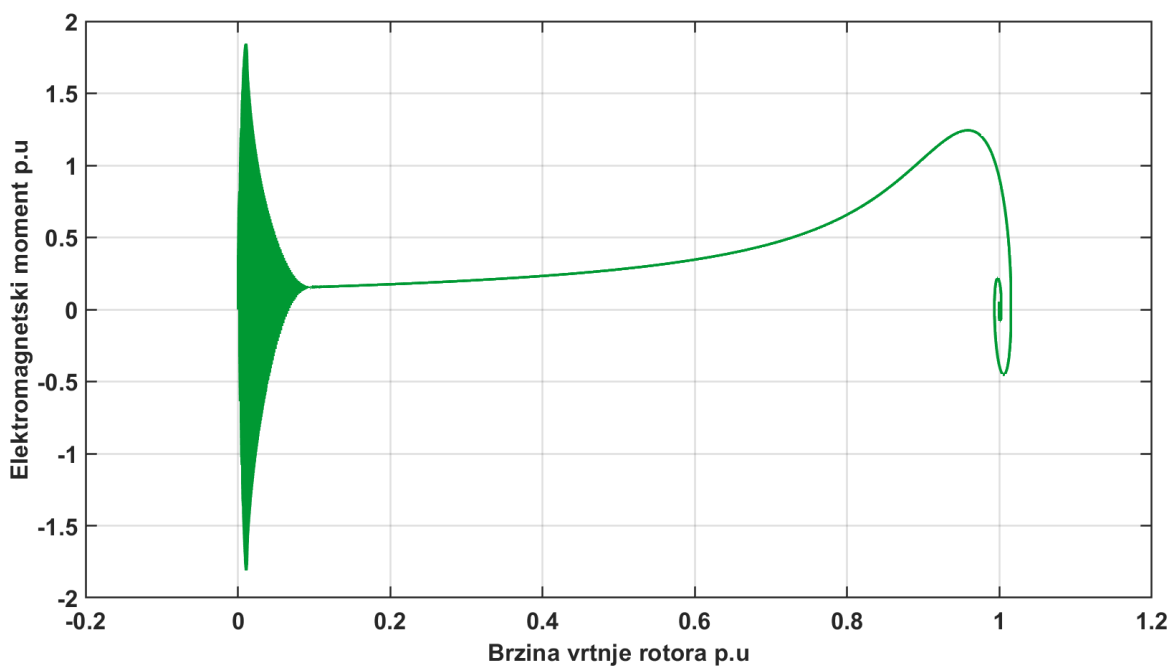


Slika 5.11. Promjena brzine vrtnje rotora tokom zaleta na intervalu [0,0.0.2]

Tijekom analize dobivenih rezultata promjene elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu vrtnje rotora, prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250kW prilikom zaleta motora u praznome hodu.

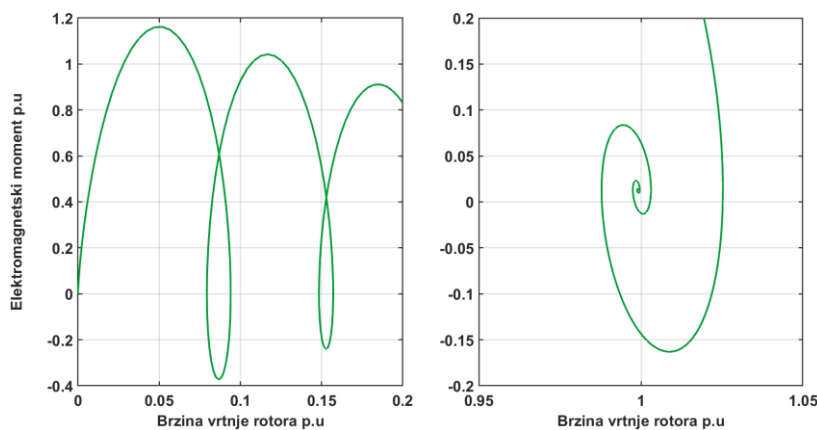


Slika 5.12. Promjena elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom zaleta - 600W motor

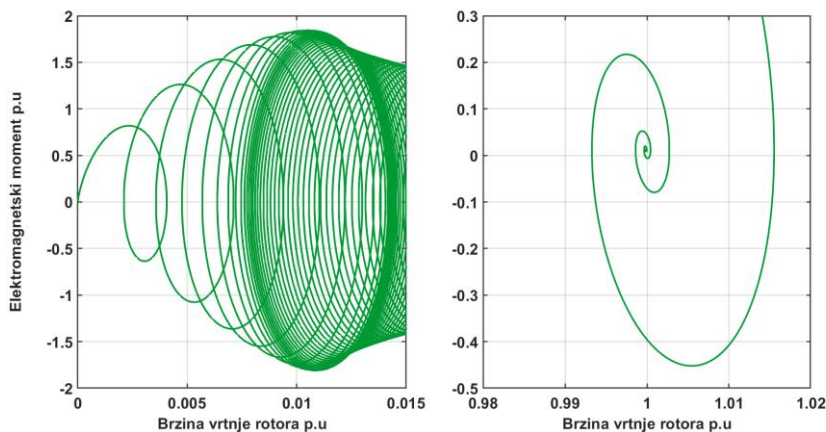


Slika 5.13. Promjena elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom zaleta - 1250kW motor

Kod 600W motora oscilacije elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu vrtnje rotora manje su frekvencije gdje se oko 0.05 p.u. iznosa brzine vrtnje rotora postiže maksimalna vrijednost elektromagnetskog momenta od 1.2 p.u. Ovakvim grafičkim prikazom čitljivije je stabiliziranje elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu vrtnje. Stabiliziranje elektromagnetskog momenta izvršava se netom prije brzine vrtnje rotora od 1. pu gdje poprima iznos od oko 0.01 - 0.02 p.u zbog prigušnog elementa. Maksimalni negativni skok momenta iznosi 0.15 p.u. Početne oscilacije kao i završne, tijekom stabilizacije nalaze se u spiralnom obliku. Simulacijom 1250kW motora početne oscilacije spiralnog oblika vrlo su visoke frekvencije, gdje se završne tijekom stabilizacije mogu izjednačiti i sa 600W motorom, gdje je negativni skok elektromagnetskog momenta netom prije stabiliziranja veći te iznosi -0.45 p.u. Promatrajući promjenu momenta u odnosu na brzinu 600W te 1250kW motora na jednakom intervalu brzine [0, 0.2], uočljiva je vrlo niska frekvencija oscilacija 600W motora prilikom niske brzine, za razliku od 1250kW motora gdje su oscilacije do 0.1 p.u brzine vrlo visoke. Takve oscilacije 1250kW motora teže se očitavaju jer zbog visoke frekvencije poprimaju puni oblik.

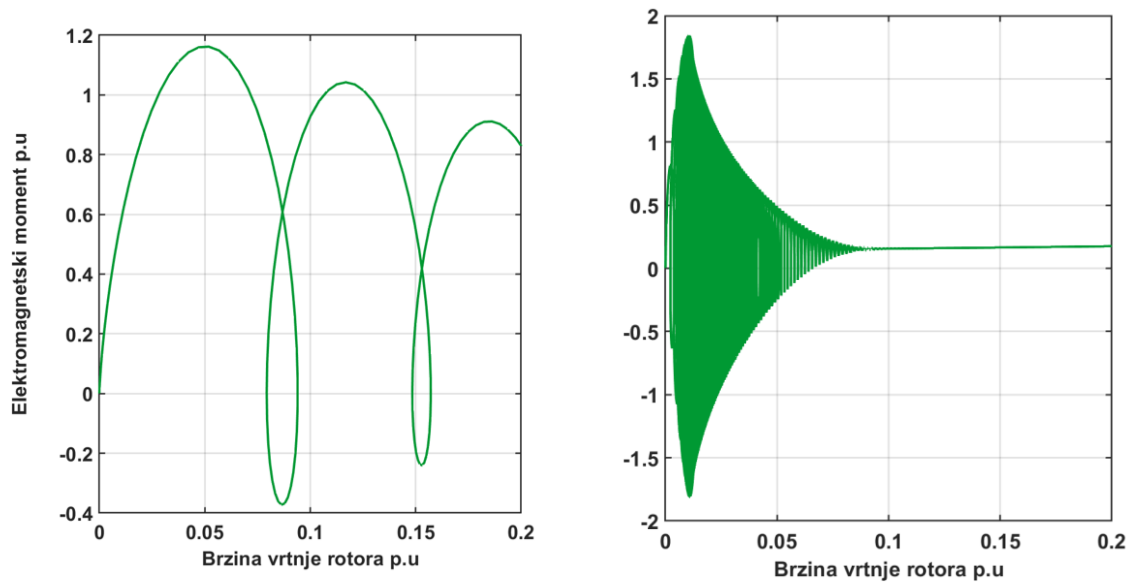


Slika 5.14. Početne oscilacije i stabiliziranje elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom zaleta – 600W motor



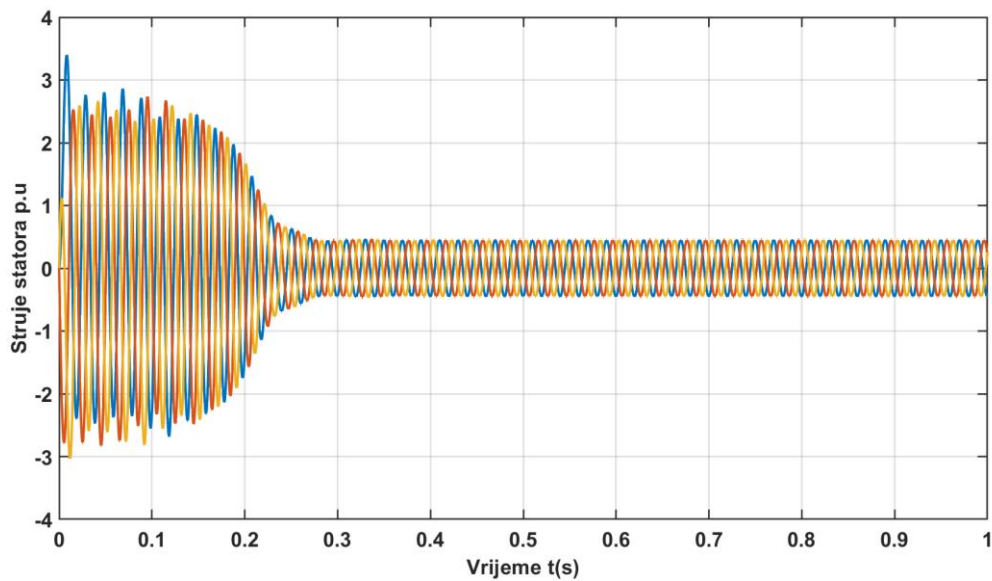
Slika 5.15. Početne oscilacije i stabiliziranje elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom zaleta – 1250kW motor

Simulacije su prikazane prilikom pokretanja motora u jednakim vremenskim intervalima radi usporedbe. Rezultati simulacije promjene elektromagnetskog momenta u odnosu na promjenu brzine vrtnje rotora snage 600W prikazani su s lijeve strane, gdje su rezultati simulacije motora snage 1250kW prikazani s desne strane.



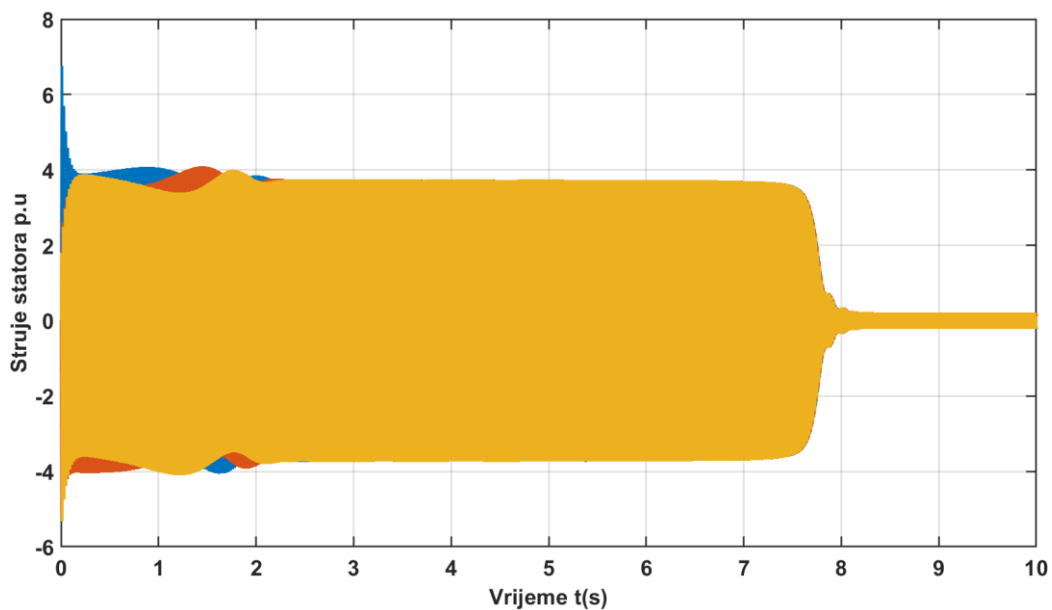
Slika 5.16. Promjena momenta u odnosu na brzinu na intervalu brzine [0, 0.2]

Tijekom pokretanja 600W motora statorske struje poprimaju i 3.5 puta veću vrijednost od nazivne 1 p.u. Stabiliziranjem elektromagnetskog momenta i brzine, struja statora smanjuje se na radnu potrebnu struju koja bi od tereta trebala jedino svladati trenje u ležajevima.



Slika 5.17. Promjena statorskih struja trofaznog sustava u vremenu tokom zaleta u praznome hodu - 600W motor

Prilikom pokretanja 1250kW motora struje statora poprimaju i do 7. puta veću vrijednost od nazivne struje od 1 p.u. Struje su zbog vremena simulacije od 10 sekundi pune te nisu vidljivi sinusoidi valovi kao kod simulacije 600W od trajanja 1 sekunde.

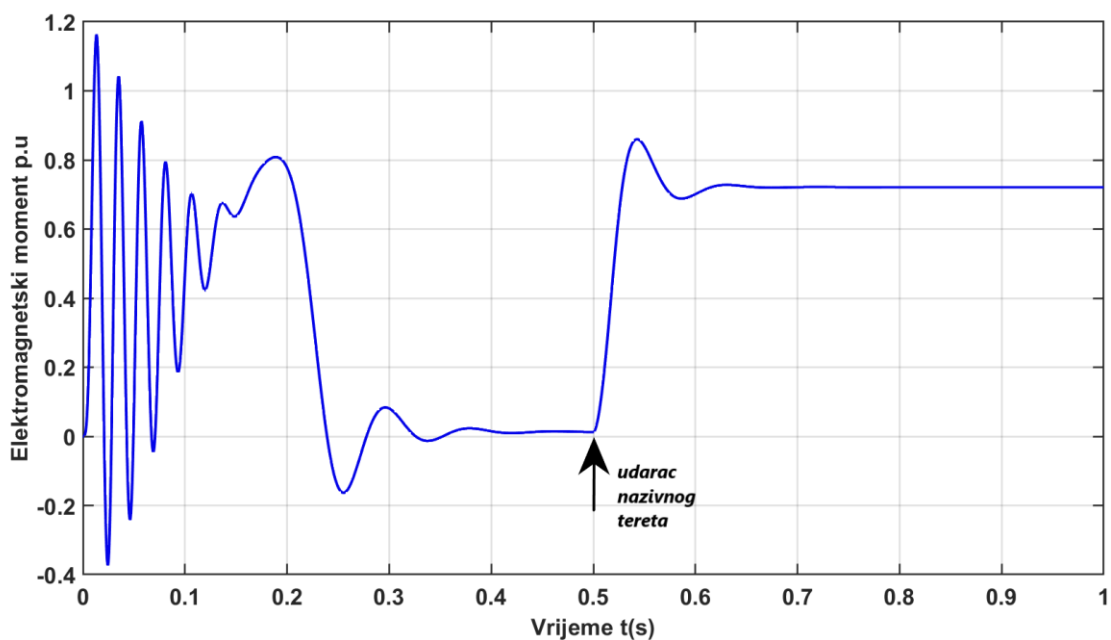


Slika 5.17. Promjena statorskih struja trofaznog sustava u vremenu tokom zaleta u praznome hodu - 1250kW motor

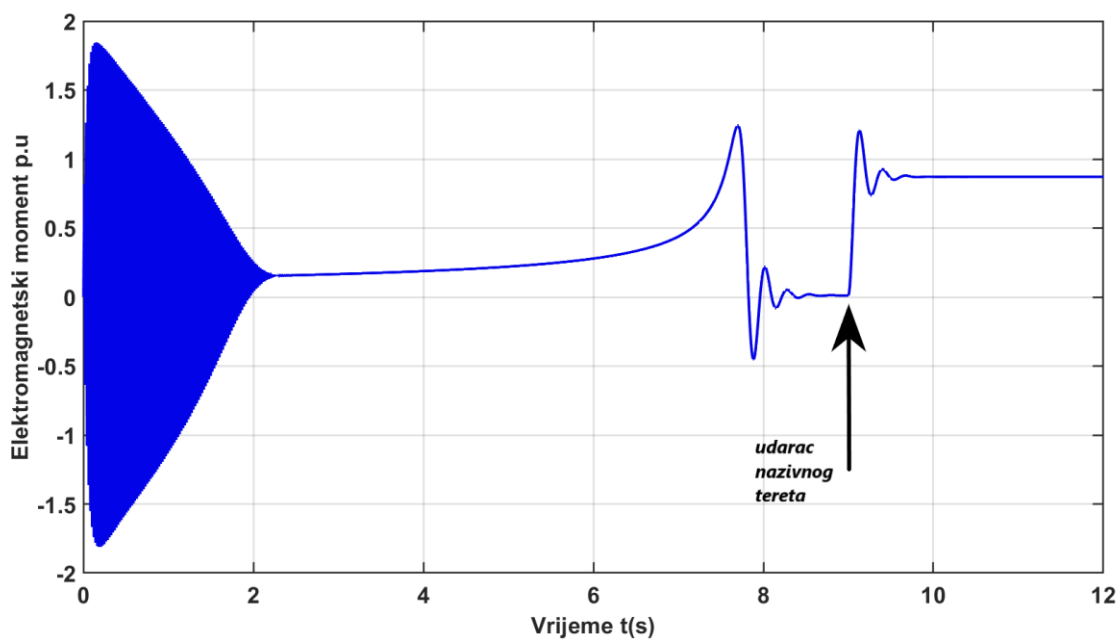


## 5.2. Simulacije udarca nazivnog tereta nakon zaleta u praznome hodu

Snimane su i grafički prikazane promjene elektromagnetskog momenta, brzine vrtnje rotora te struje trofaznog sustava. Tijekom analize dobivenih rezultata prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250kW prilikom udarca nazivnog tereta nakon zaleta u praznome hodu.

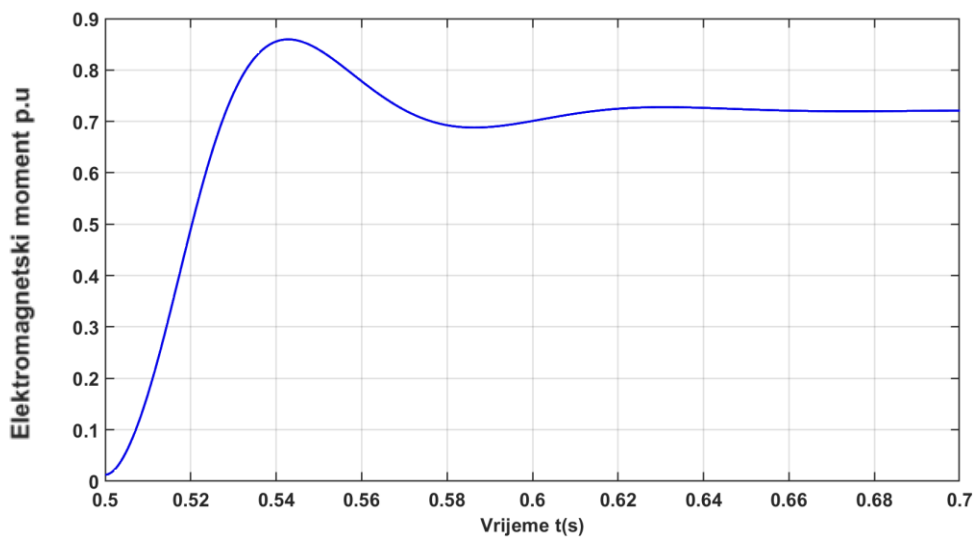


Slika 5.18. Promjena elektromagnetskog momenta s obzirom na udarac nazivnog tereta – 600W motor

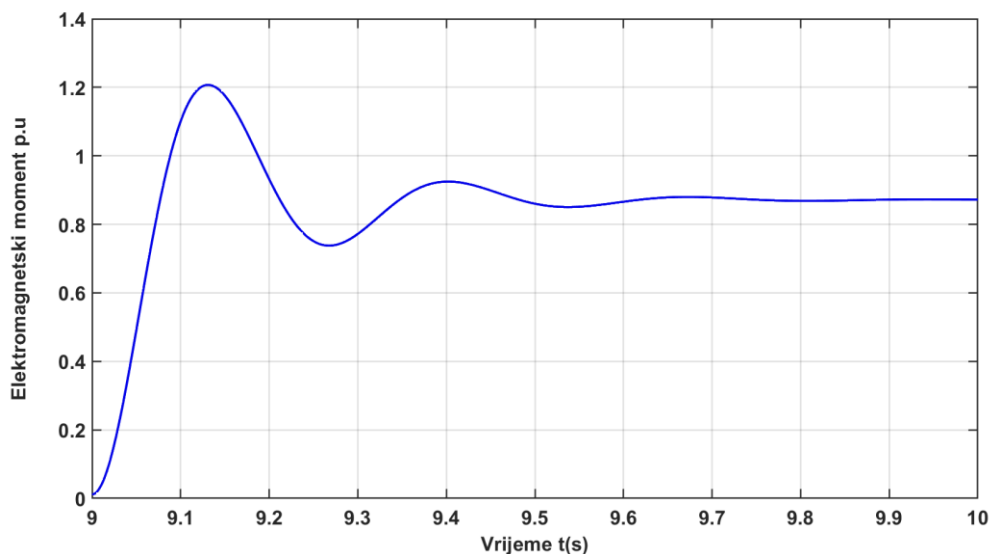


Slika 5.19. Promjena elektromagnetskog momenta s obzirom na udarac nazivnog tereta – 1250W motor

Kod 600W motora nakon udarca nazivnog momenta stabilizacija na vrijednost istog je vrlo kratka te traje nešto manje od 0.2 sekunde gdje na 0.7 sekundi simulacije elektromagnetski moment poprima stabiliziranu vrijednost od 0.72 p.u, što iznosi 100% nazivnog momenta u SI sustavu. Tokom udarca tereta postiže se maksimalni skok momenta koji je iznosom 0.86 p.u. Stabilizacija poslije udarca nazivnog tereta kod 1250kW motora traje čak i do 1 sekunde te s obzirom na veličinu motora relativno je manjeg trajanja promatrajući mnogo manji motor od 600W kojem stabilizacija nakon udarca iznosi 0.2 sekunde. Tokom udarca tereta postiže se maksimalna vrijednost skoka vrijednosti elektromagnetskog momenta do 1.2 p.u. Stabilizirana vrijednost elektromagnetskog momenta iznosi 0.88 p.u, što iznosi 100% nazivnog momenta u SI sustavu.

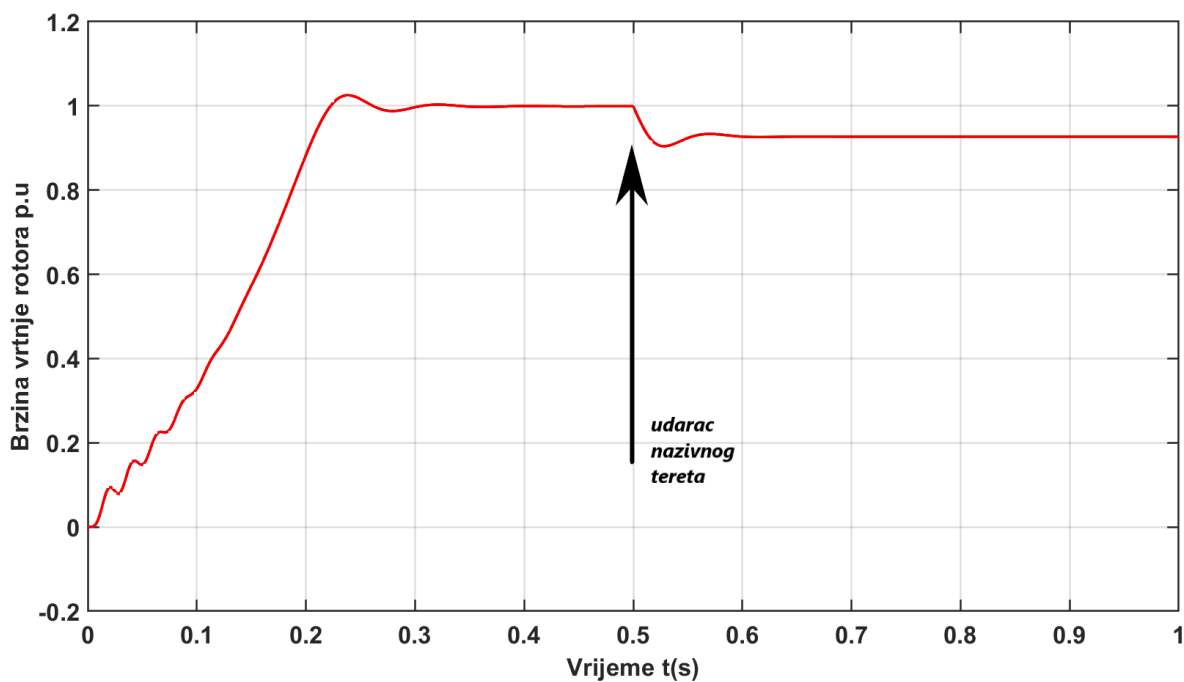


Slika 5.20. Stabilizacija elektromagnetskog momenta nakon udarca nazivnog tereta - 600W motor

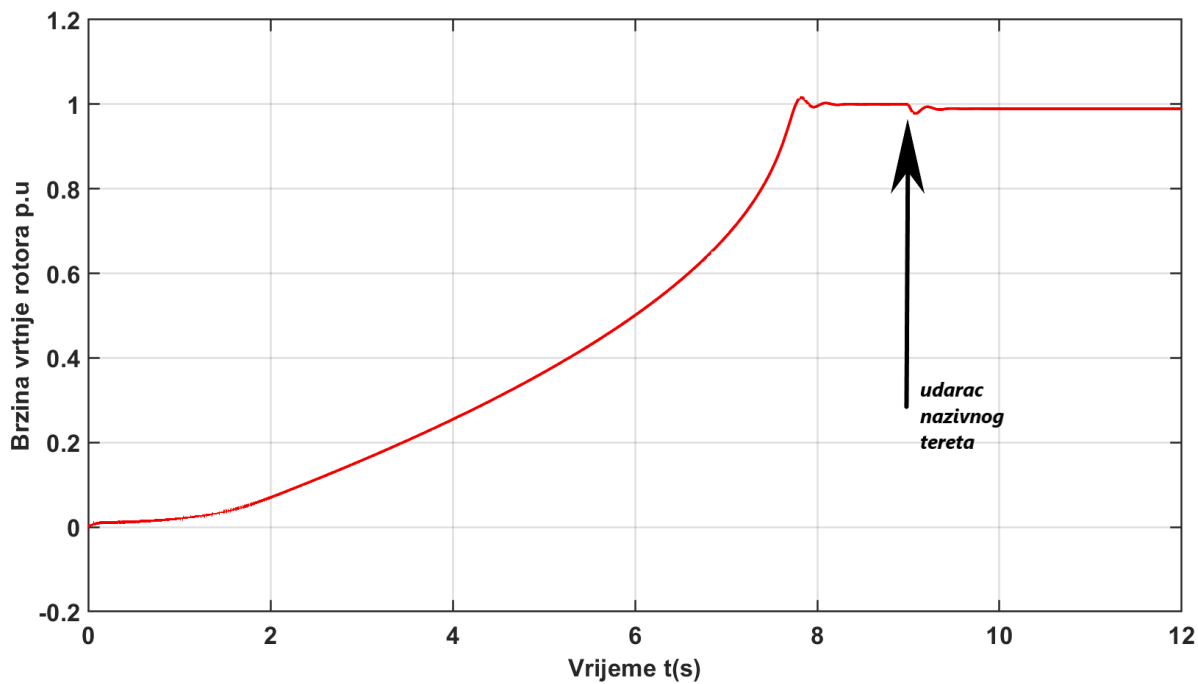


Slika 5.21. Stabilizacija elektromagnetskog momenta nakon udarca nazivnog tereta - 1250W motor

Tijekom analize dobivenih rezultata brzine vrtnje rotora, prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250kW prilikom udarca nazivnog tereta nakon zaleta u praznome hodu.

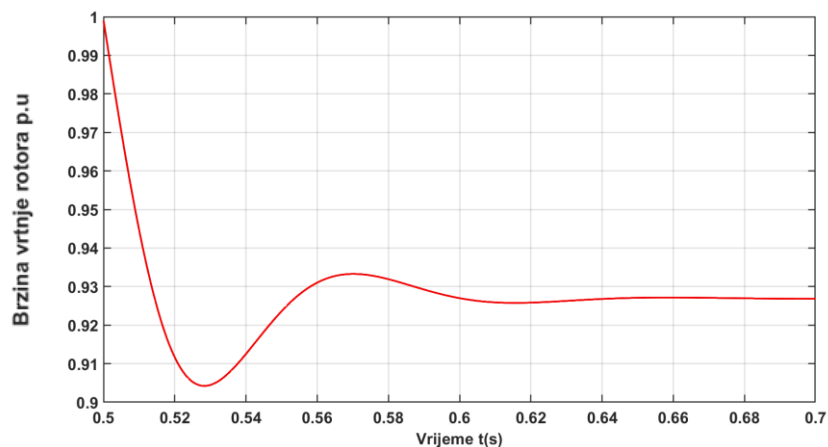


Slika 5.22. Promjena brzine vrtnje rotora tokom udarca nazivnog tereta – 600W motor

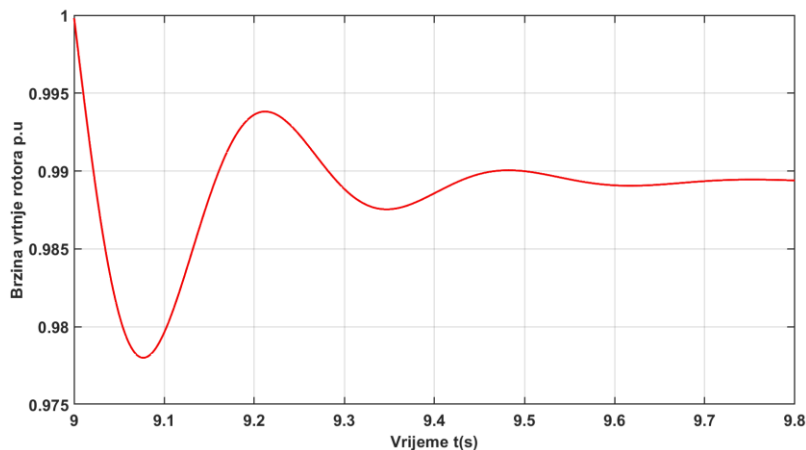


Slika 5.23. Promjena brzine vrtnje rotora tokom udarca nazivnog tereta – 1250W motor

Djelovanjem većeg tereta potrebna je veća struja kako bi proizvela veći moment koji bi svladao taj teret. Brzina vrtnje rotora tokom udarca nazivnog tereta će padati sa zamalo sinkrone brzine od 1 p.u na nazivnu vrijednost. Prilikom 0.5 sekunde gdje djeluje udarac nazivnog tereta brzina će padati do stabilizirane te nazivne vrijednosti od 0.925 p.u. Brzina je stabilizirana 0.18 sekundi nakon udarca nazivnog tereta. Maksimalan pad brzine iznosi do 0.905 p.u. Povećanjem momenta smanjuje se brzina, što je dokaz da je vrijednost elektromagnetskog momenta obrnuto proporcionalna s vrijednošću brzine vrtnje rotora. Vrijeme stabiliziranja nakon udarca tereta brzine kod 1250kW motora traje duže kao i kod elektromagnetske karakteristike, gdje se stabilizirano stanje ostvaruje u 9.8 sekundi, tj. 0.8 sekundi nakon udarca nazivnog tereta. Stabilizirana vrijednost nazivne brzine vrtnje rotora iznosi 0.989 p.u. Tokom padanja vrijednost brzine, maksimalan pad iznosi do 0.98 p.u. Stavljanjem maksimalnih padova brzine u omjer s nazivnom stabiliziranom brzinom, može se vidjeti da je vrijednost maksimalnog pada kod 600W motora na 97.84% nazivne brzine, gdje je vrijednost pada kod 1250kW motora na 99.09% nazivne vrijednosti brzine.

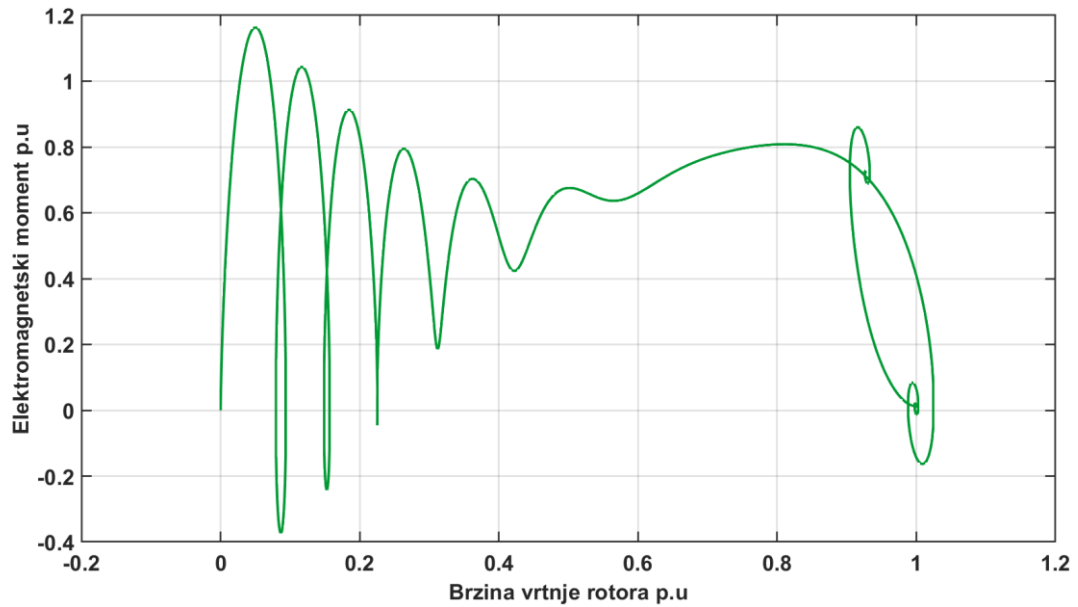


Slika 5.24. Stabilizacija brzine vrtnje rotora nakon udarca nazivnog tereta - 600W motor

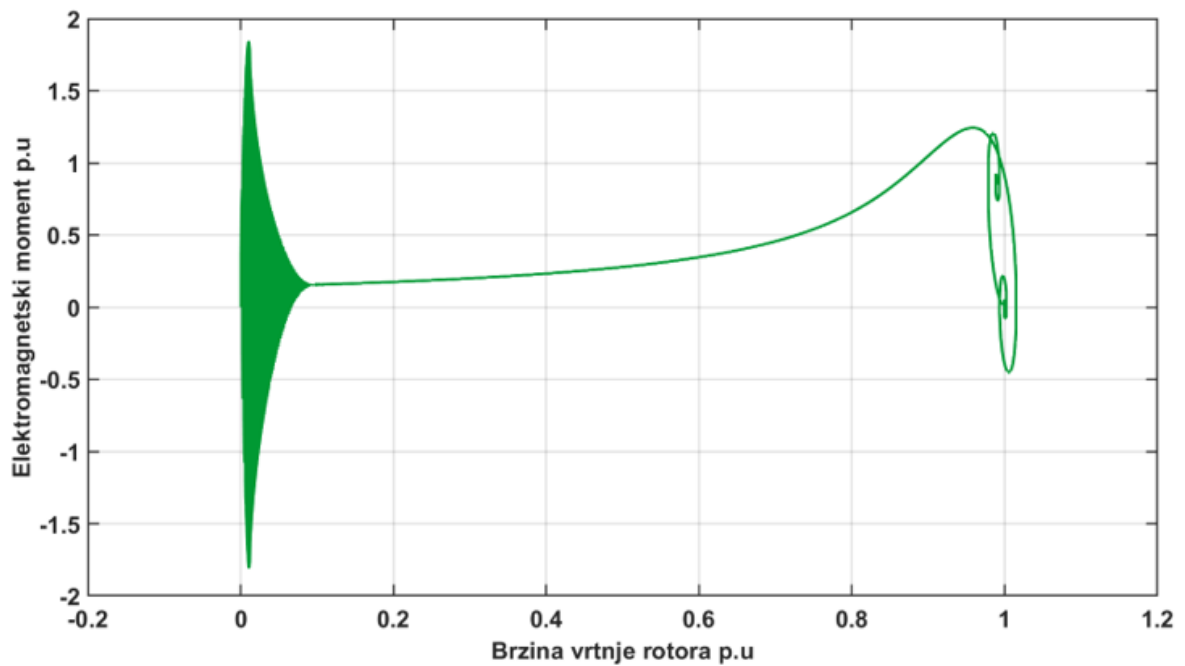


Slika 5.25. Stabilizacija brzine vrtnje rotora nakon udarca nazivnog tereta – 1250kW motor

Tijekom analize dobivenih rezultata ovisnosti elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje rotora, prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250kW prilikom udarca nazivnog tereta nakon zaleta u praznome hodu.

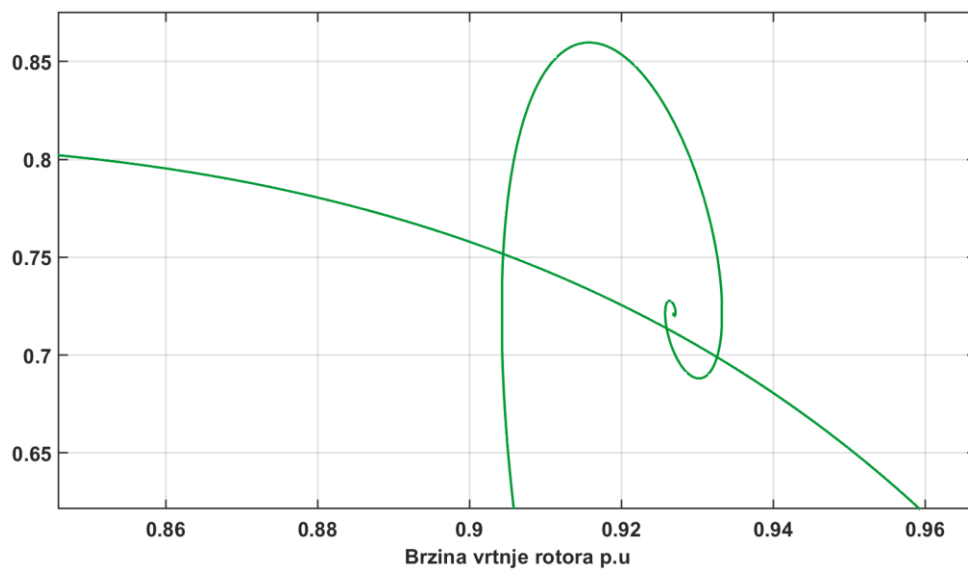


Slika 5.26. Ovisnost elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje rotora tokom udarca nazivnog tereta  
- 600W motor

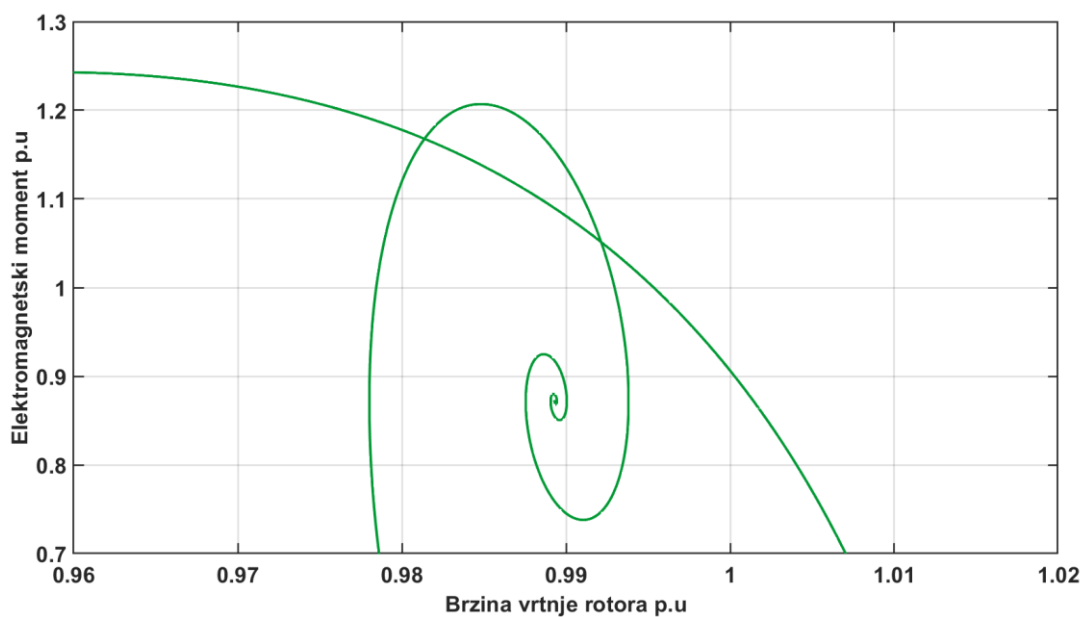


Slika 5.27. Ovisnost elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje rotora tokom udarca nazivnog tereta  
- 1250kW motor

Spiralnim oblikom promjene elektromagnetskog momenta, s obzirom na brzinu tokom udarca nazivnog tereta, potvrđene su vrijednosti prethodnim simulacijama. Stabilizirano stanje nakon udarca postiže se u vrijednosti brzine od 0.925 p.u te vrijednosti momenta od 0.72 p.u. Tokom stabilizacije najviši skok iznosa elektromagnetskog momenta iznosi 0.86 p.u koji se nalazi na vrijednosti brzine od 0.91 p.u. Stabilizirano stanje kod 1250kW motora postiže se u vrijednosti brzine od 0.989 p.u te vrijednosti elektromagnetskog momenta od 0.88 p.u. Tokom stabilizacije najviši skok iznosa elektromagnetskog momenta iznosi 1.2 p.u te se nalazi na vrijednosti brzine od 0.985 p.u.

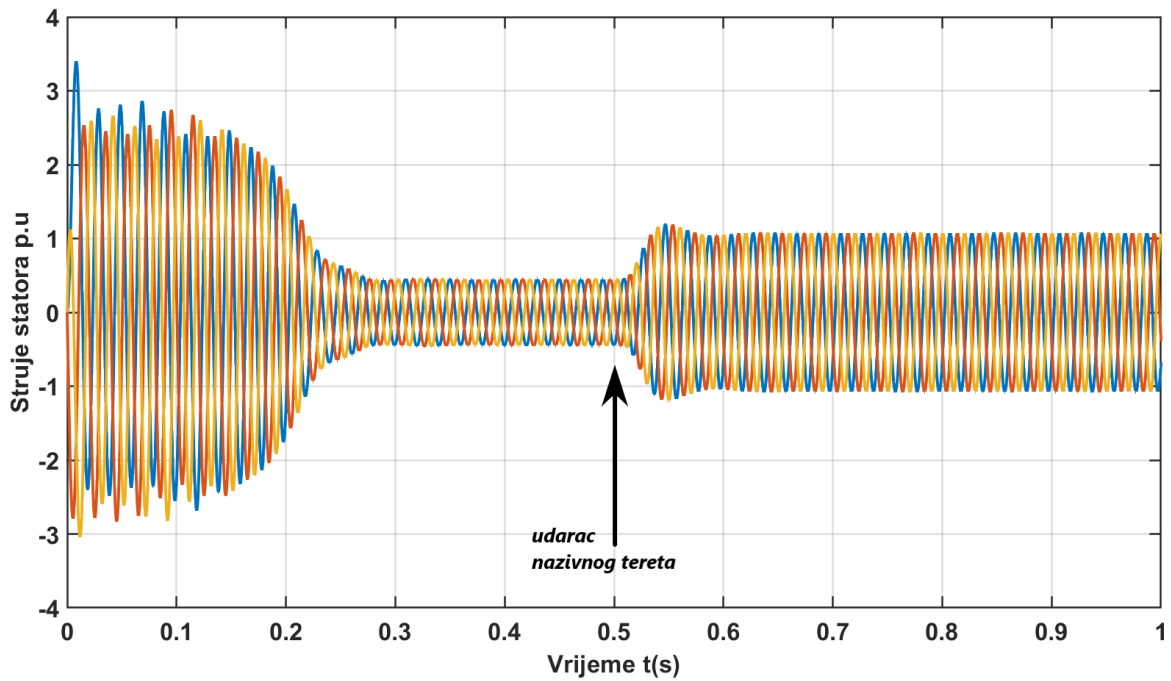


Slika 5.28. Stabilizacija elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom udarca nazivnog tereta – 600W motor

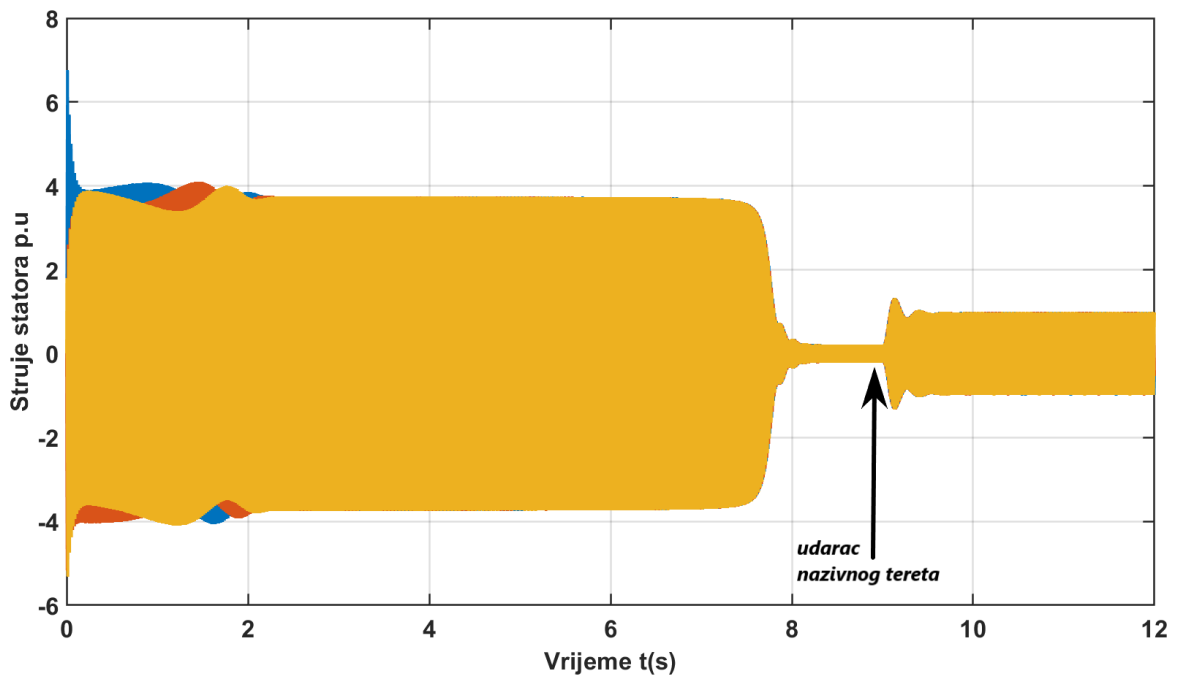


Slika 5.29. Stabilizacija elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom udarca nazivnog tereta – 1250kW motor

Struje nakon udara nazivnog tereta poprimaju vrijednost nazivne struje od 1 p.u s kratkim preopterećenjem kao posljedica udara nazivnog tereta koja se izvodi kao beskonačno kratka promjena.



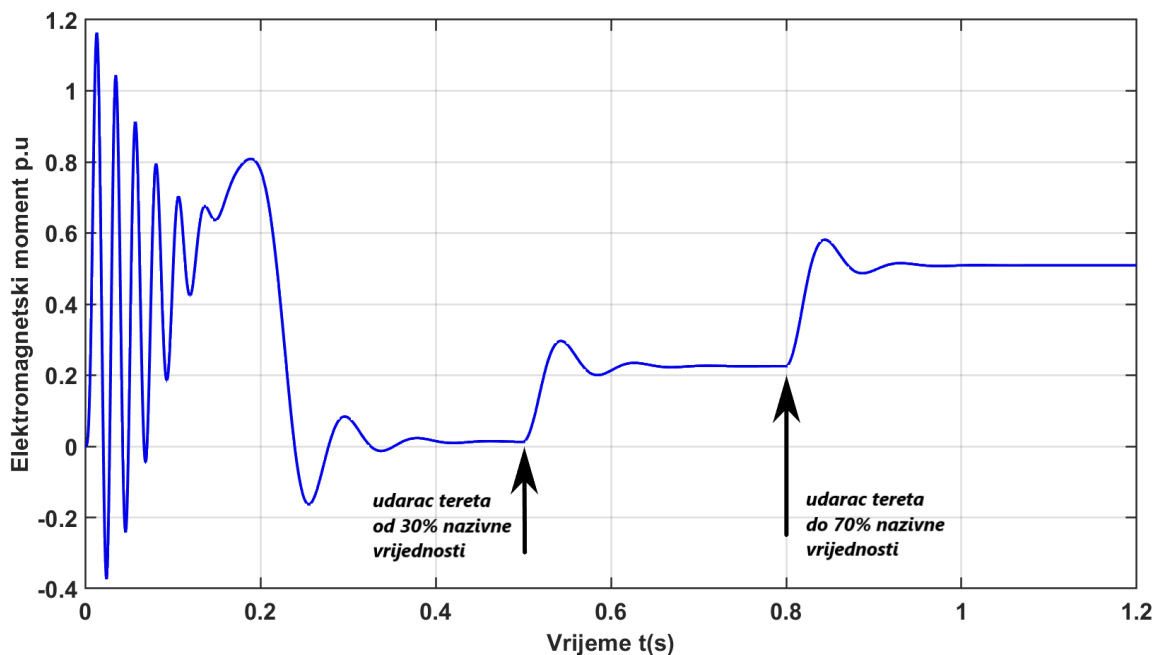
Slika 5.30. Statorske struje trofaznog sustava u vremenu udara nazivnog tereta - 600W motor



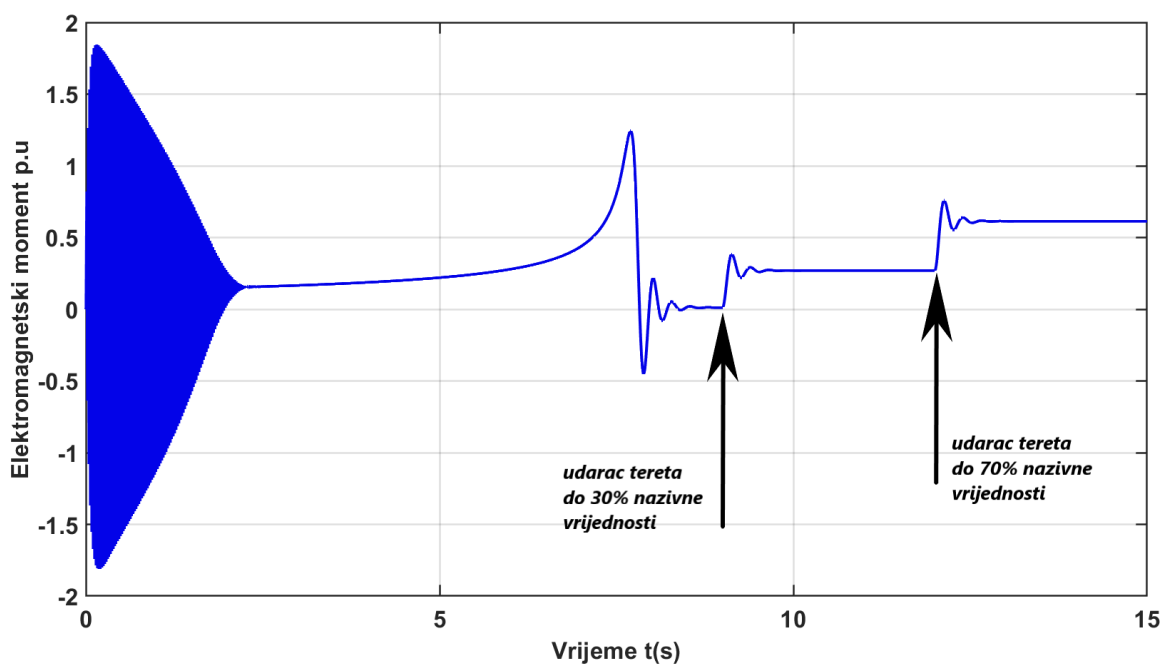
Slika 5.31. Statorske struje trofaznog sustava u vremenu udara nazivnog tereta - 1250kW motor

### 5.3. Simulacija uzastopnih udaraca tereta od 30% i 70% nazivnog

Tijekom analize dobivenih rezultata elektromagnetskog momenta prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250kW u vremenu uzastopnih udaraca tereta. Simulacija se sastoji od 2 uzastopna udaraca tereta od kojih je prvi iznosa od 30% nazivnog, a drugi od 70% nazivnog tereta.



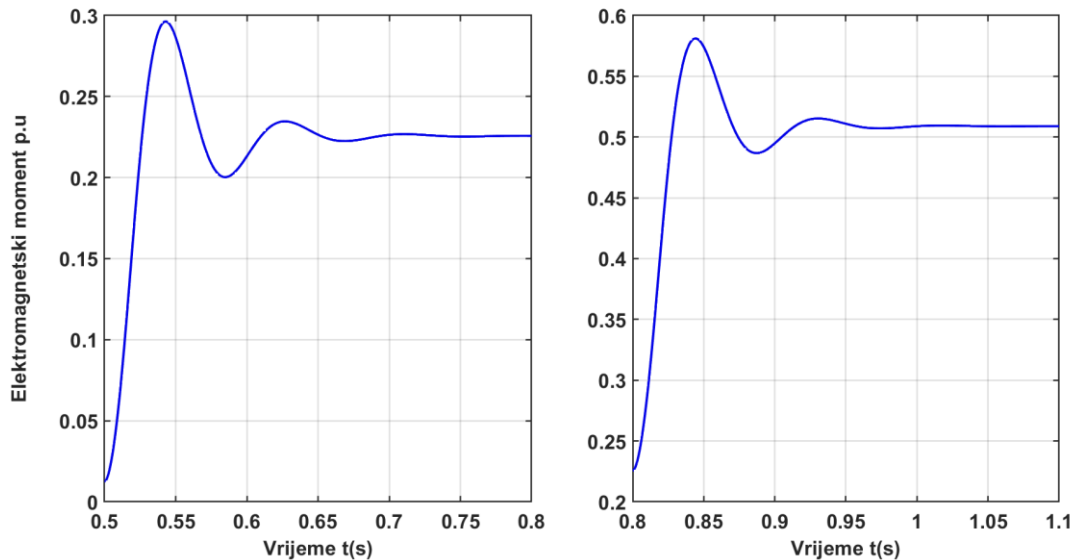
Slika 5.32. Promjena elektromagnetskog momenta u vremenu uzastopnih udaraca tereta, 600W motor



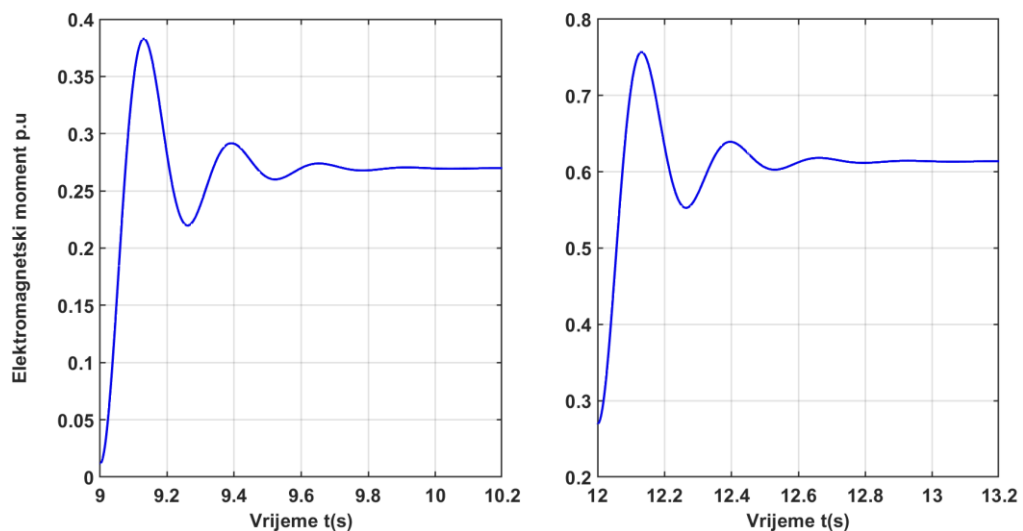
Slika 5.33. Promjena elektromagnetskog momenta u vremenu uzastopnih udaraca tereta, 1250kW motor



Tokom udarca 30% nazivnog tereta kod 600W motora vrijednost elektromagnetskog momenta postiže maksimalnu vrijednost skoka od 0.3 p.u te se stabilizira u vrijednosti od 0.235 p.u. Tokom udarca do 70% nazivnog tereta maksimalna vrijednost skoka elektromagnetskog momenta iznosi 0.57 p.u gdje stabilizirana veličina iznosi 0.51 p.u. Vrijednost skoka kod 1250kW motora tokom udarca od 30% nazivnog tereta iznosi 0.375 p.u gdje stabilizirana vrijednost iznosi 0.27 p.u. Tokom udarca do 70% nazivnog tereta maksimalna vrijednost skoka elektromagnetskog momenta iznosi 0.76 p.u gdje stabilizirana veličina iznosi 0.61 p.u.

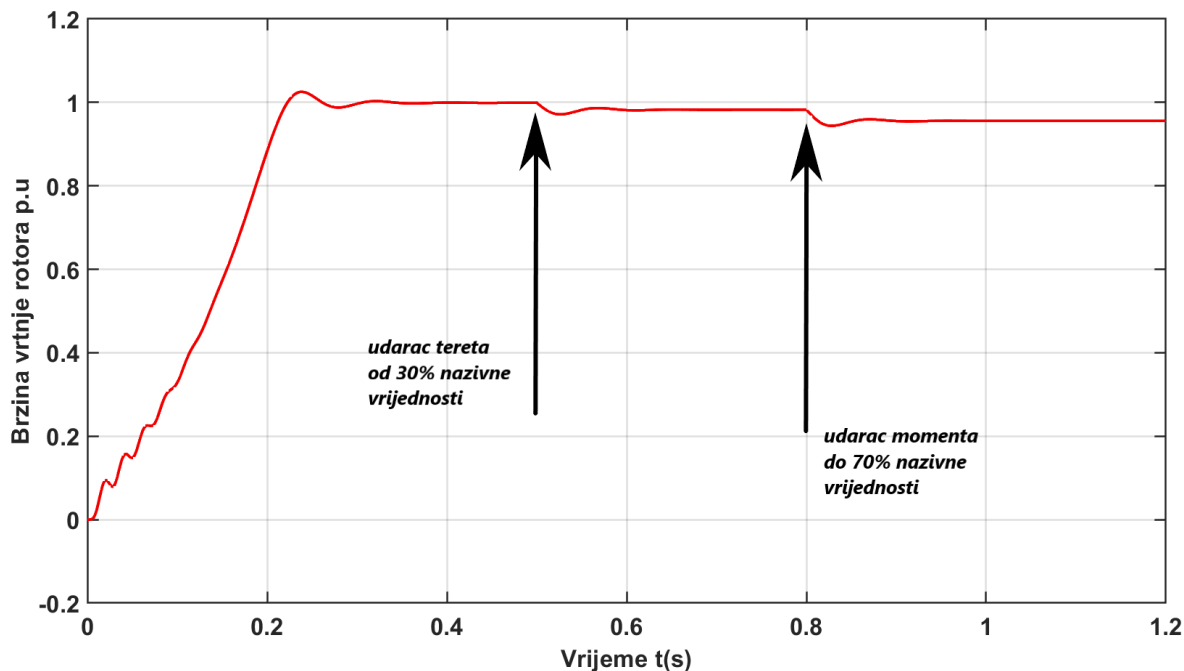


Slika 5.34. Stabilizacija elektromagnetskog momenta nakon uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog - 600W motor

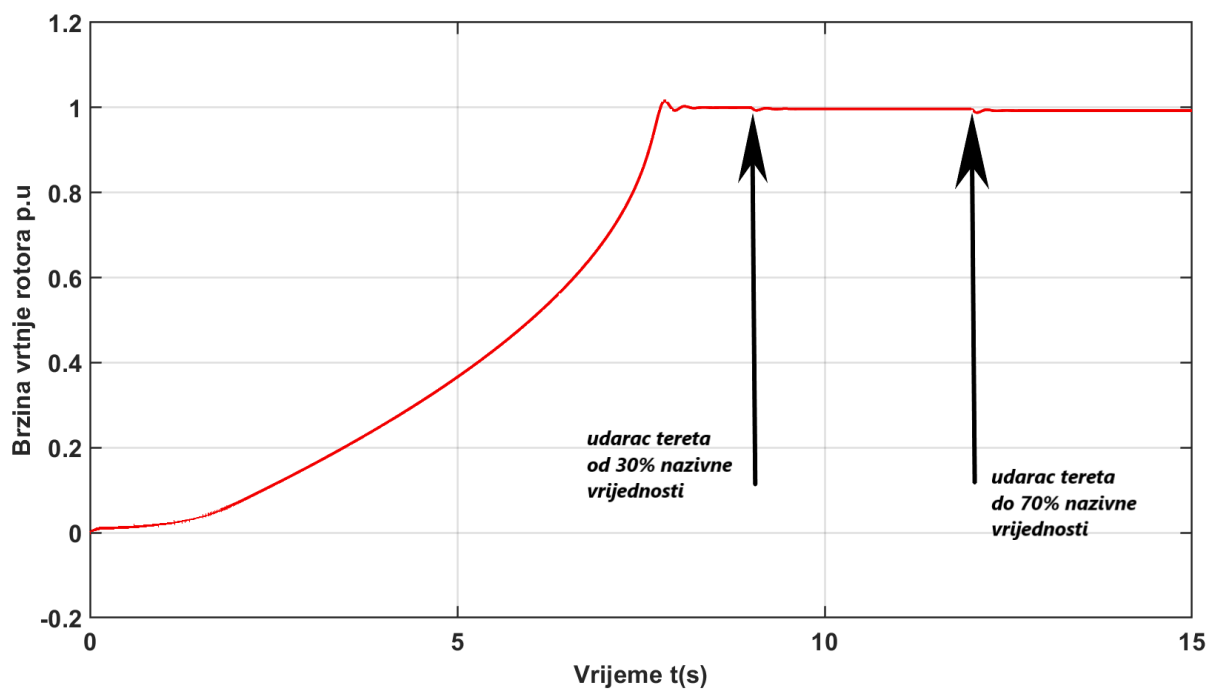


Slika 5.35. Stabilizacija elektromagnetskog momenta nakon uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog - 1250kW motor

Snimane su i grafički prikazane promjene brzine vrtnje rotora. Tijekom analize dobivenih rezultata prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250Kw u vremenu uzastopnih udaraca od 30% i 70% nazivne vrijednosti tereta.

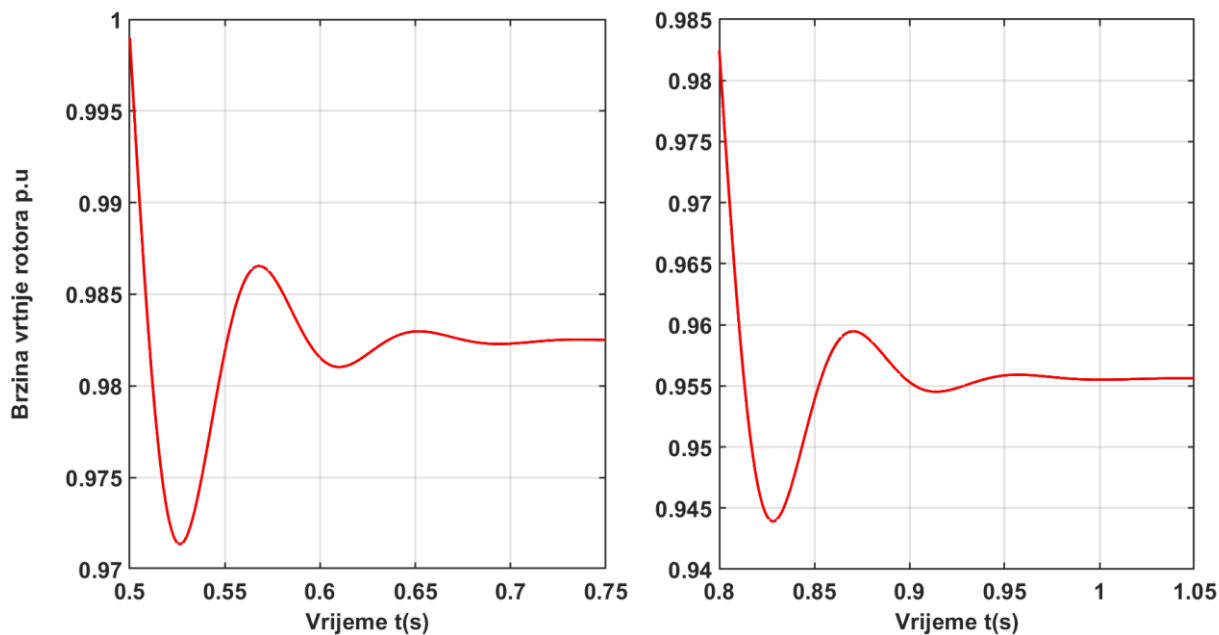


Slika 5.36. Promjena brzine vrtnje rotora u vremenu uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog momenta – 600W motor

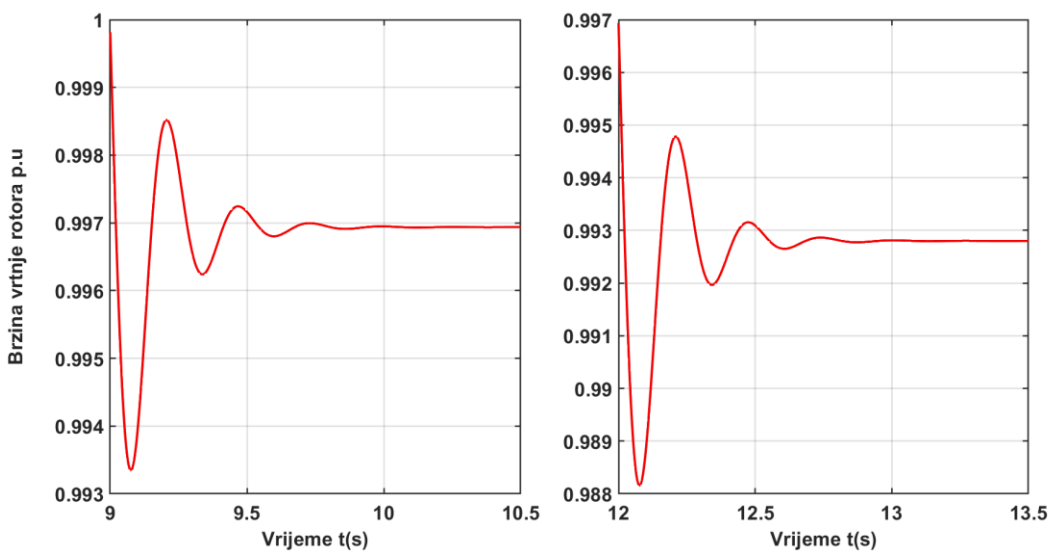


Slika 5.37. Promjena brzine vrtnje rotora u vremenu uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog momenta – 1250kW motor

Brzina vrtnje kod rotora 600W motora tokom udarca 30% nazivnog tereta ima maksimalan pad od 0.972 p.u gdje stabilizirano stanje iznosi 0.9825 p.u. Tokom udarca tereta od 70% nazivnog, maksimalan pad brzine vrtnje je do 0.944 p.u gdje stabilizirana brzina vrtnje iznosi 0.956 p.u. Brzina vrtnje 1250kW motora tokom udarca 30% nazivnog tereta ima maksimalan pad od 0.9936 p.u gdje stabilizirano stanje iznosi od 0.9969 p.u. Tokom udarca tereta do 70% nazivnog, maksimalan pad brzine vrtnje je do 0.9882 p.u gdje stabilizirana brzina vrtnje iznosi 0.9928 p.u.

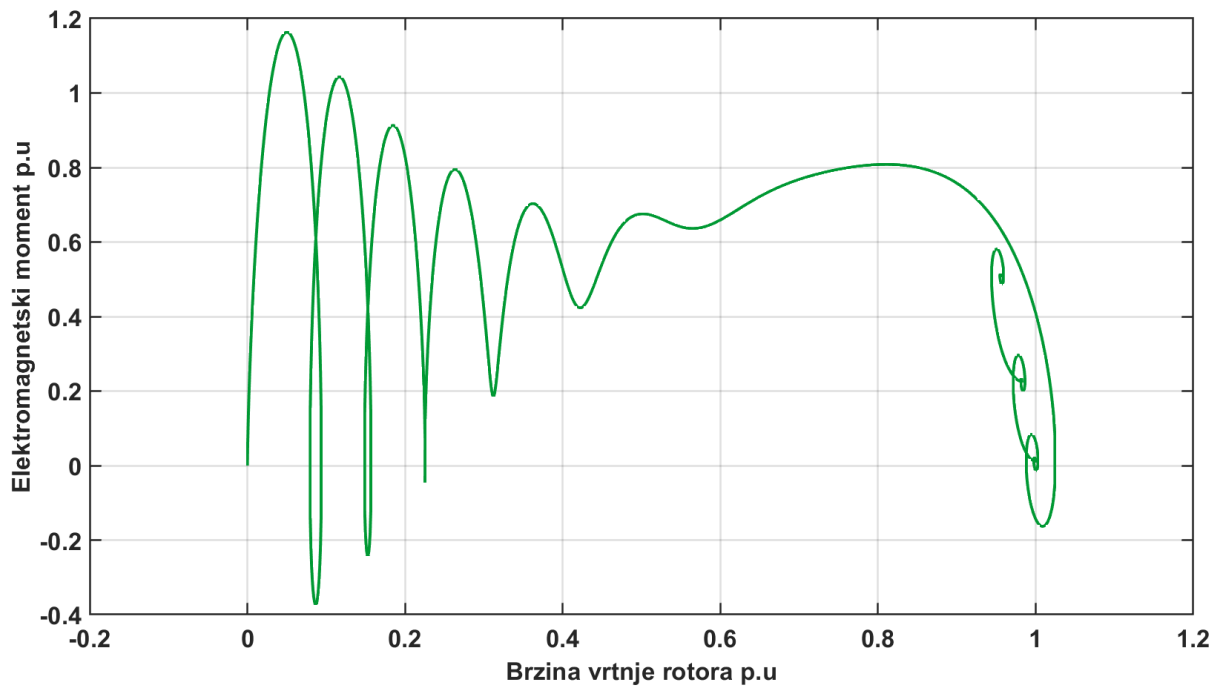


Slika 5.38. Stabilizacija brzine vrtnje rotora nakon uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog - 600W motor

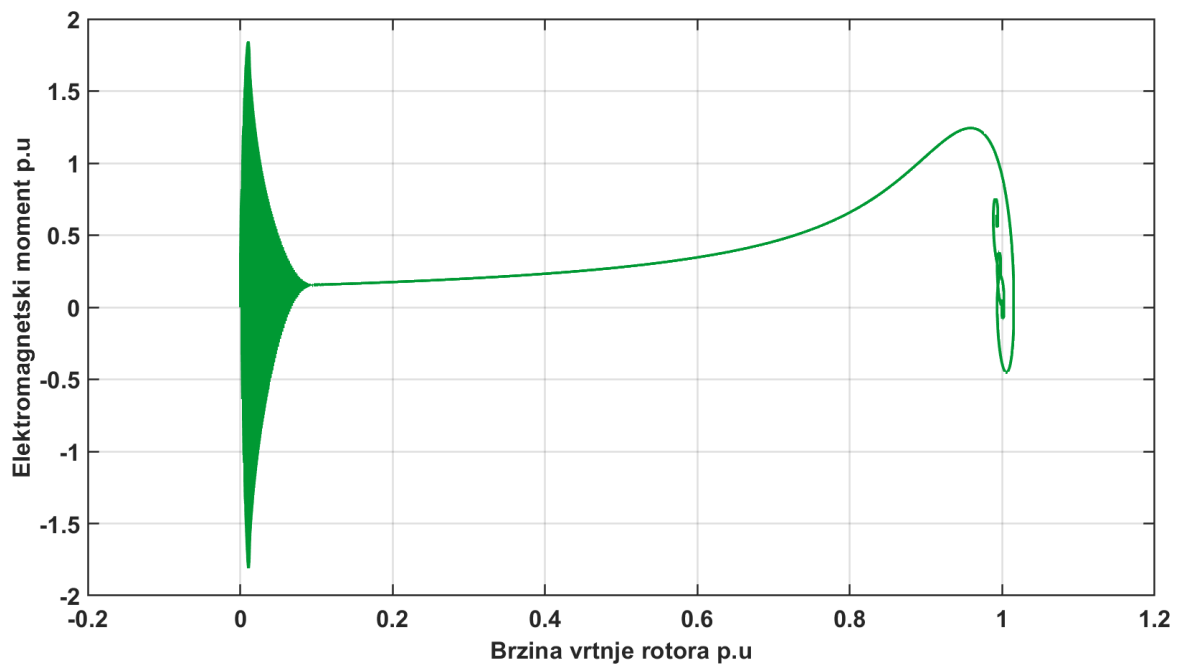


Slika 5.39. Stabilizacija brzine vrtnje rotora nakon uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog - 1250W motor

Tijekom analize dobivenih rezultata ovisnosti elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje rotora, prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250kW u vremenu uzastopnih udaraca od 30% te 70% nazivnog tereta.

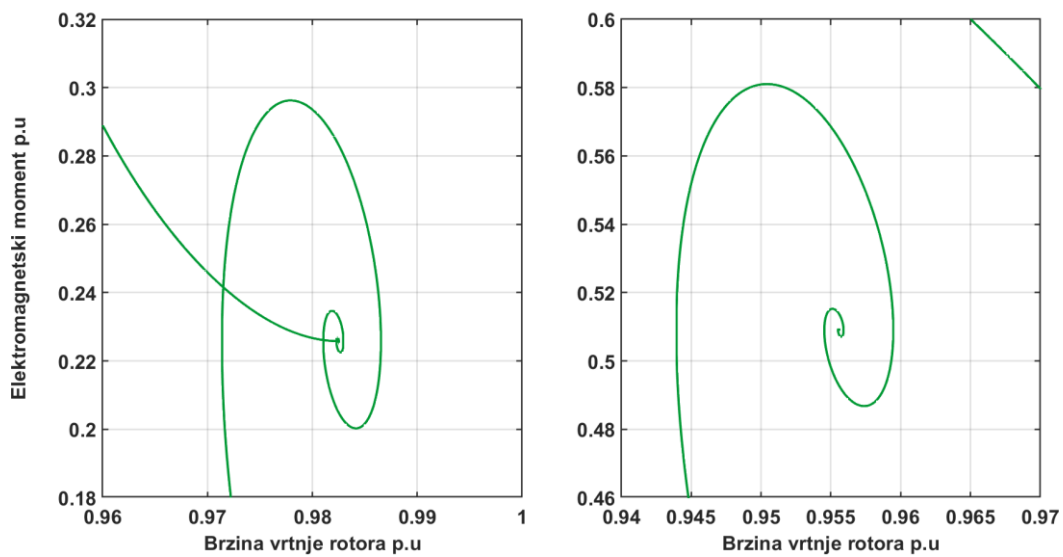


Slika 5.40. Ovisnost elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje rotora tokom vremena uzastopnih udaraca od 30% i 70% nazivnog tereta - 600W motor

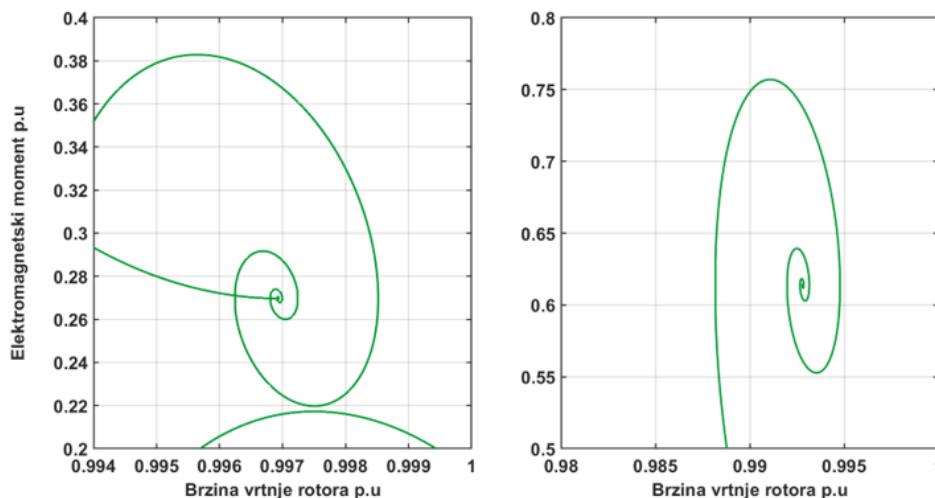


Slika 5.41. Ovisnost elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje rotora tokom vremena uzastopnih udaraca od 30% i 70% nazivnog tereta - 1250kW motor

Tokom udarca tereta od 30% nazivnog kod 600W motora maksimalan skok elektromagnetskog momenta iznosi 0.3 p.u gdje je stabilizirano stanje brzine vrtnje 0.9825 p.u te elektromagnetskog momenta od 0.235 p.u. Vrijednost skoka kod udarca do 70% nazivnog tereta je 0.57 p.u, gdje je kod stabilizacije vrijednost brzine 0.956 p.u, a 0.51 p.u elektromagnetskog momenta. Tokom udarca tereta od 30% nazivnog kod 1250kW motora maksimalan skok elektromagnetskog momenta iznosi 0.375 p.u, gdje je stabilizirano stanje brzine vrtnje 0.9969 p.u te elektromagnetskog momenta od 0.27 p.u. Vrijednost skoka kod udarca do 70% nazivnog tereta je 0.76 p.u, gdje je kod stabilizacije vrijednost brzine 0.9928 p.u te 0.61 p.u elektromagnetskog momenta.

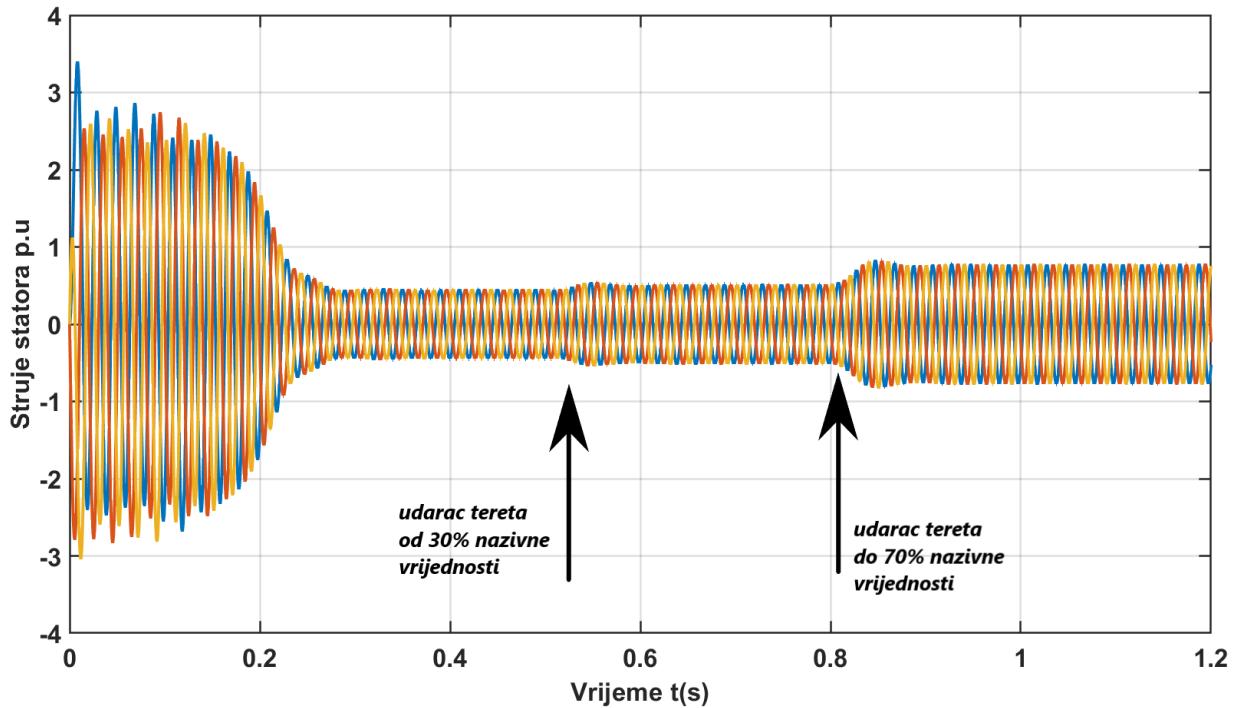


Slika 5.42. Stabilizacija elektromagnetskog momenta u ovisnosti s brzinom vrtnje rotora nakon uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog - 600W motor

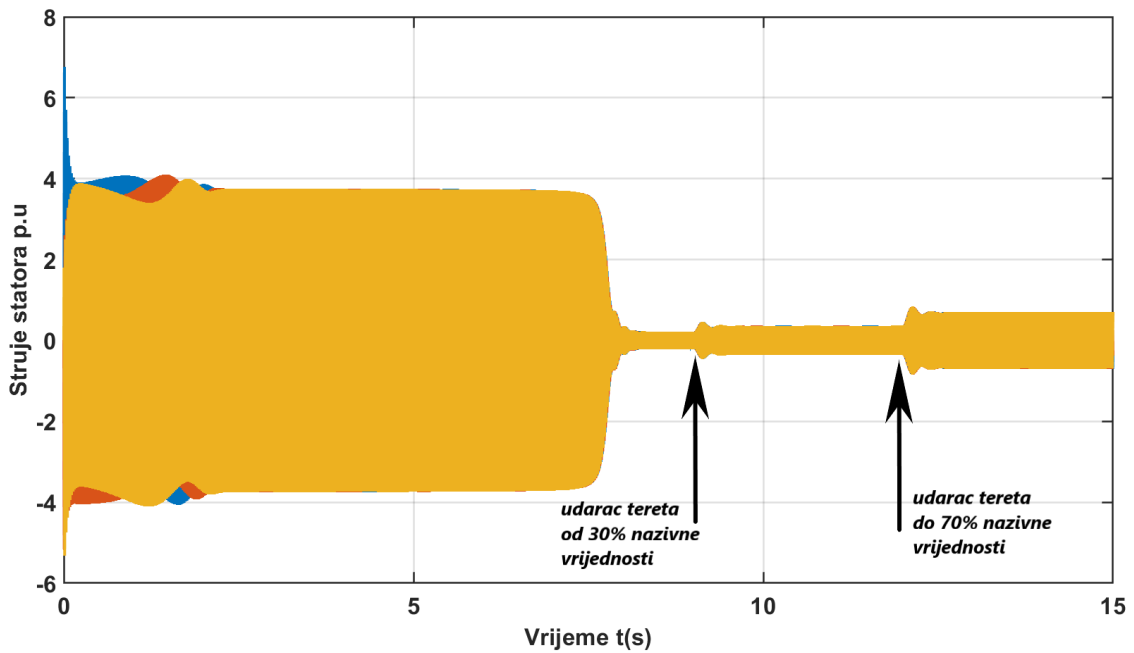


Slika 5.43. Stabilizacija elektromagnetskog momenta u ovisnosti s brzinom vrtnje rotora nakon uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog – 1250kW motor

Tokom udaraca momenta od 30% pa do 70% nazivnog, struja trofaznog sustava motora također je u omjerima od 30% i 70% nazivne struje od 1 p.u. zbog proporcionalnog omjera između stvorenog elektromagnetskog momenta te potrebne struje za proizvodnju istog momenta.



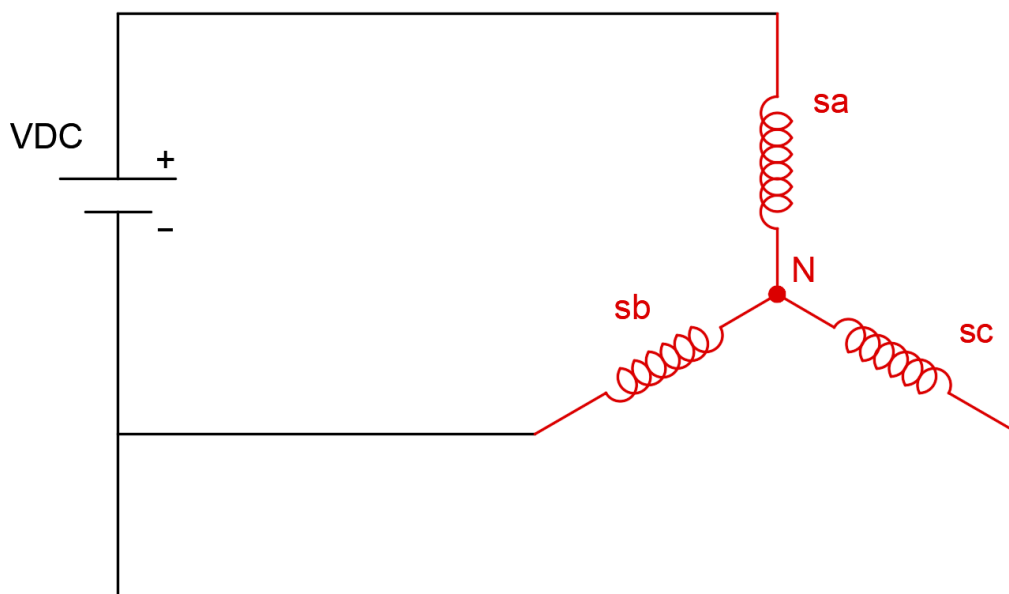
Slika 5.44. Promjena statorskih struja trofaznog sustava u vremenu s obzirom na uzastopne udarce tereta od 30% te 70% nazivnog - 600W motor



Slika 5.45. Promjena statorskih struja trofaznog sustava u vremenu s obzirom na uzastopne udarce tereta od 30% te 70% nazivnog - 1250W motor

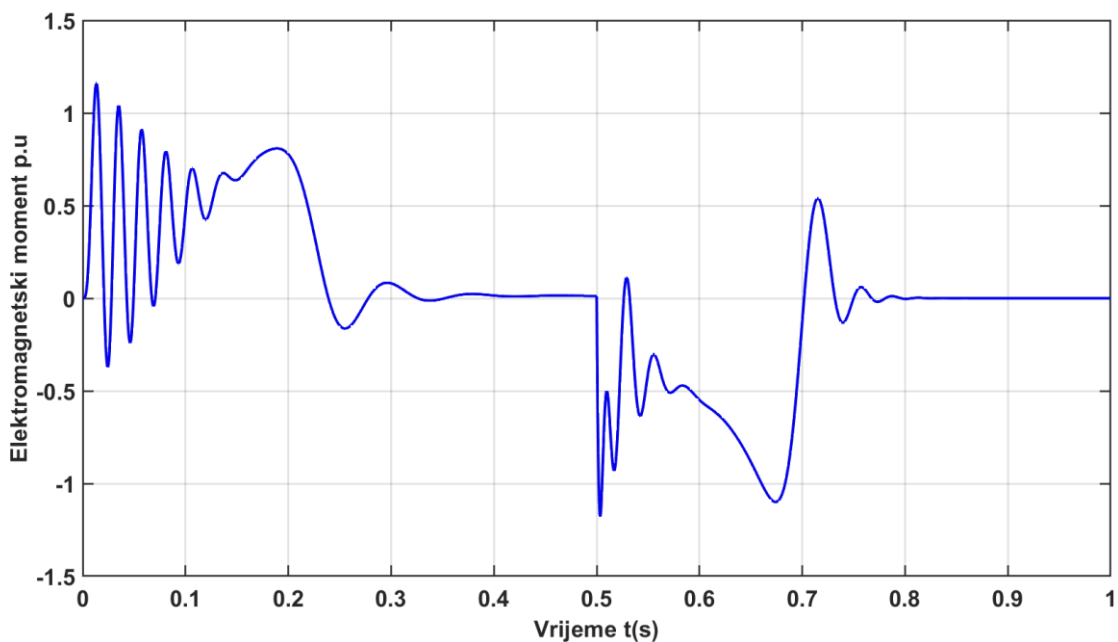
## 5.4. Simulacija dinamičkog kočenja motora istosmjernom strujom

Metoda dinamičkog kočenja prvobitno je odabrana zbog interesantnog ponašanja simuliranog motora realnih parametara. Kočenje istosmjernom strujom izvršava se isključivanjem trofaznog napajanja te spajanjem statorskih namotaja na istosmjernan izvor kako bi se narinuo istosmjerni napon. Spajanje namotaja statora može se realizirati s više kombinacija, gdje je u radu korišten nesimetričan serijski spoj statorske a faze s paralelnim spojem statorskih b i c faza. Kako bi se izveo spomenuti nesimetričan spoj te implementirao u Simulinku, napajanje se statorske a faze množi s koeficijentom  $\frac{2}{3}$  gdje se napajanje statorske b i c faze množi s koeficijentom  $-\frac{1}{3}$ . Istosmjerna struja optimalno je određena kao 250% ili 300% iznad nazivne struje te pomnožena s koeficijentom  $\frac{3}{2}$  za postizanje vrijednosti struje u uzdužno - poprečnom d-q sustavu prema izvoru [13]. Napon izvora izjednačen je s umnoškom određene istosmjerne struje s omskim otporom statora. Zadana istosmjerna struja stvara statorsko, mirujuće magnetsko polje umjesto okretnog polja, gdje se rotor nastoji izjednačiti prema mirujućem polju. Kočenje se odvija do točke mirovanja gdje se zatim zaustavljanje u realnosti izvršava pomoću mehaničke kočnice.

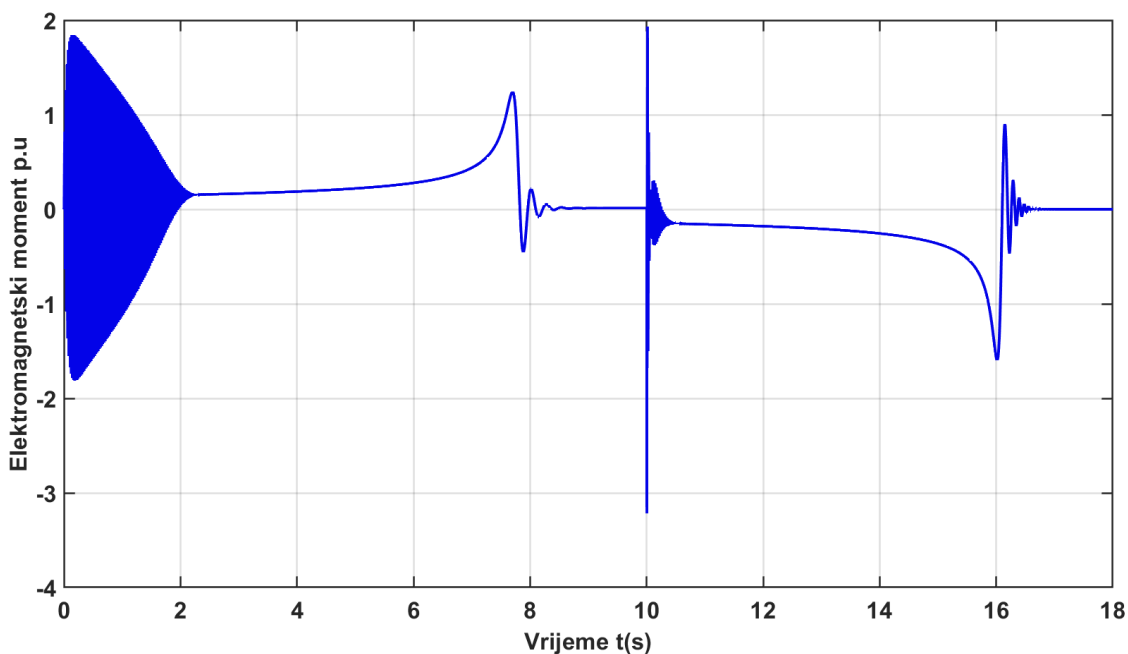


Slika 5.46. Korišteni nesimetričan spoj statorskih namotaja prilikom dinamičkog kočenja istosmjernom strujom

Snimane su i grafički prikazane promjene elektromagnetskog momenta. Tijekom analize dobivenih rezultata prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250kW tijekom dinamičkog kočenja istosmjernom strujom.

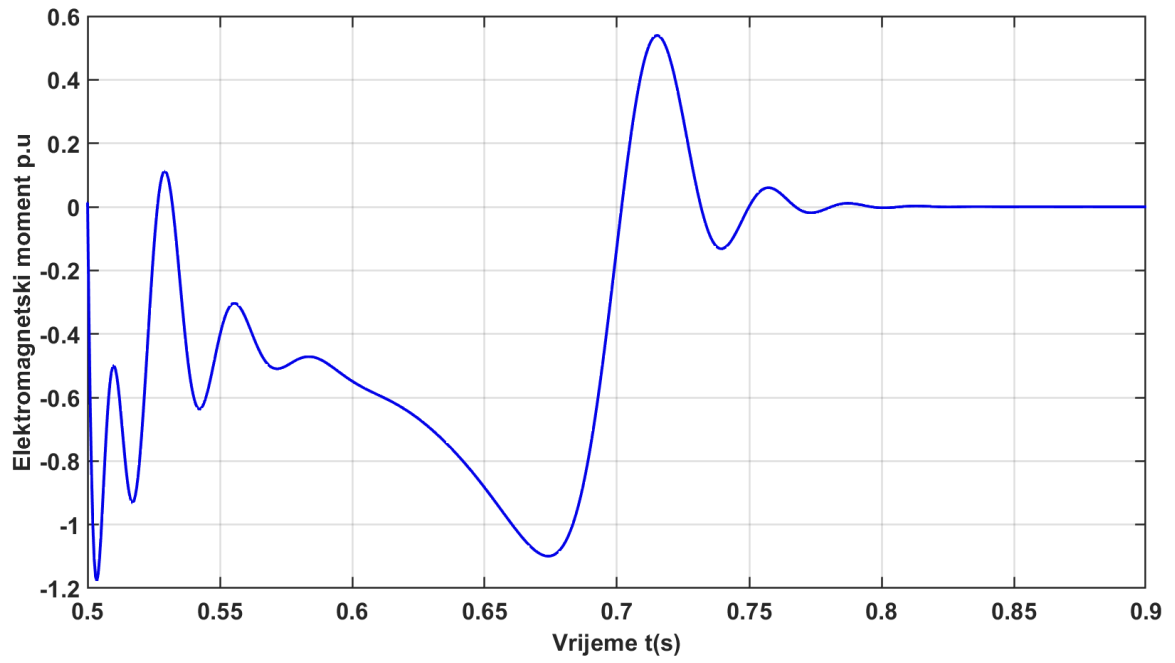


Slika 5.47. Promjena elektromagnetskog momenta tokom kočenja motora nakon zaleta u praznome hodu - 600W motor

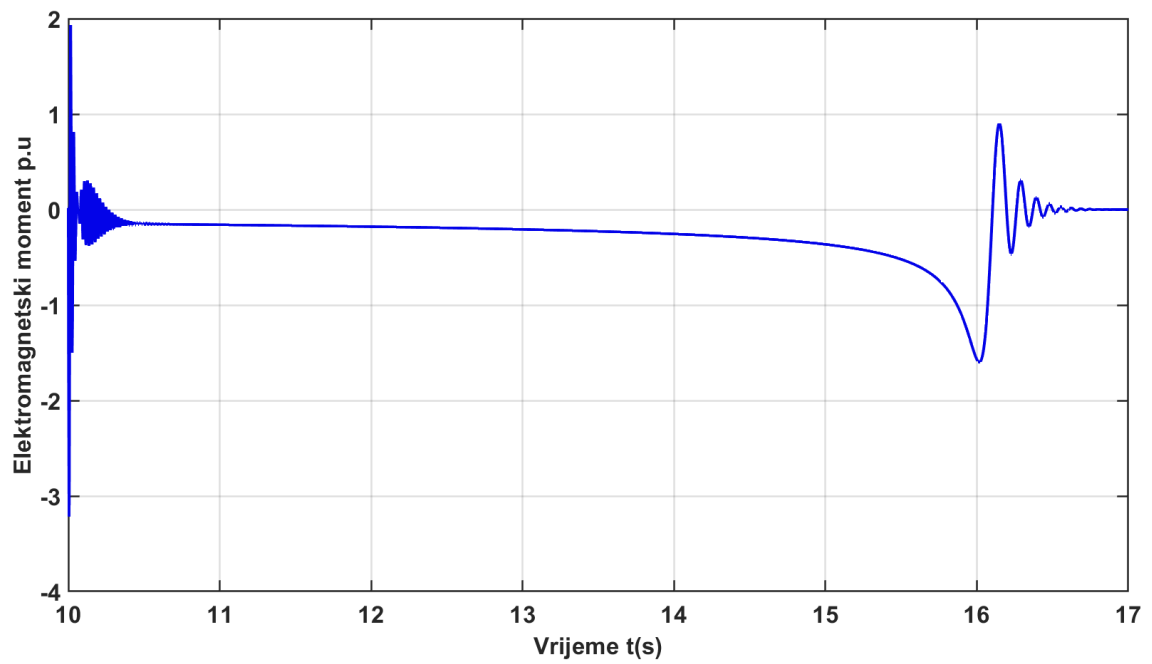


Slika 5.48. Promjena elektromagnetskog momenta tokom kočenja motora nakon zaleta u praznome hodu - 1250kW motor



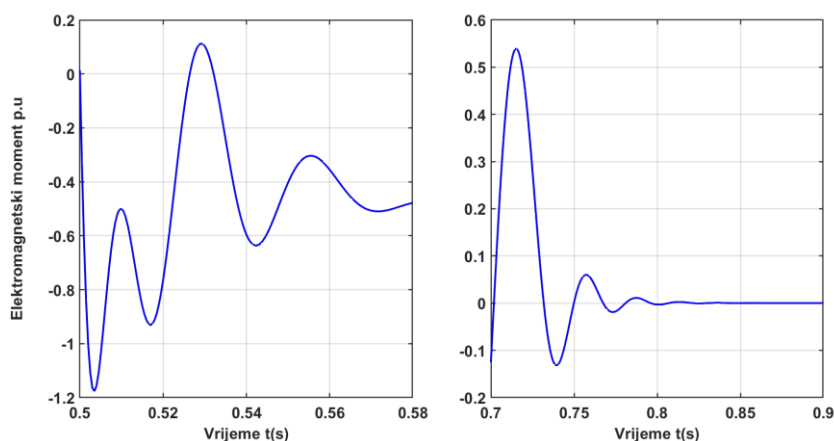


Slika 5.49. Prikaz promjene elektromagnetskog momenta od početka kočenja - 600W motor

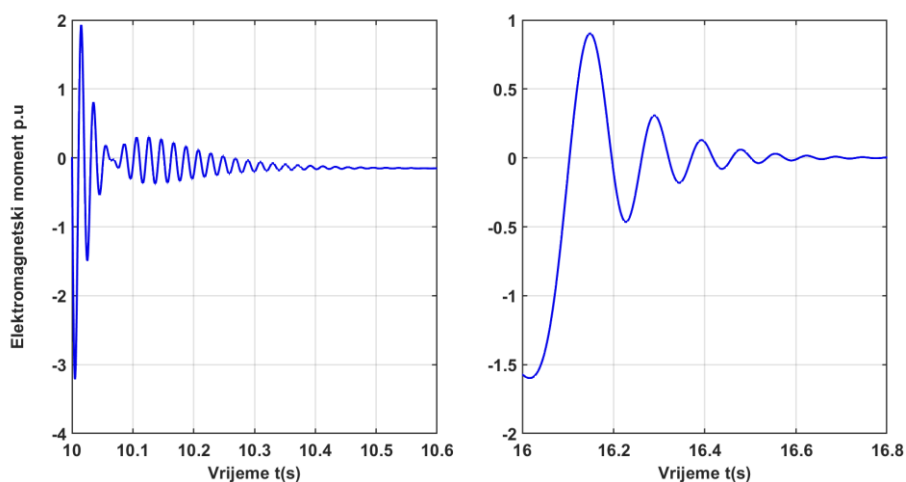


Slika 5.50. Prikaz promjene elektromagnetskog momenta od početka kočenja – 1250kW motor

Na početku izmjene AC s DC izvorom javljaju se oscilacije raznolikih amplituda te frekvencija. Kočni moment, kako bi se vrtnja rotora zaustavila, nastoji izjednačiti rotor sa stacionarnim poljem statora. Kočenje 600W motora započinje u 0.5 sekundi simulacije gdje se elektromagnetski moment stabilizira, tj. izjednači s nulom oko 0.8 sekunde. U realnosti ovakav pristup kočenja koristi se s mehaničkom kočnicom za potpuno zaustavljanje. Kočenje kod 1250kW motora započinje u 10 sekundi simulacije gdje se elektromagnetski moment izjednačava s nulom oko 16.8. sekunde. Istosmjerna struja za kočenje 1250kW određena je kao 300% nazivne struje. Krajem kočenja, kočni moment kod oba motora ima pozitivan skok (u međuvremenu motor se ponaša kao sinkroni generator) nakon kojeg se elektromagnetski moment stabilizira. Takav skok kod 600W motora iznosi 0.54 p.u, gdje kod 1250kW motora iznosi 0.9 p.u.

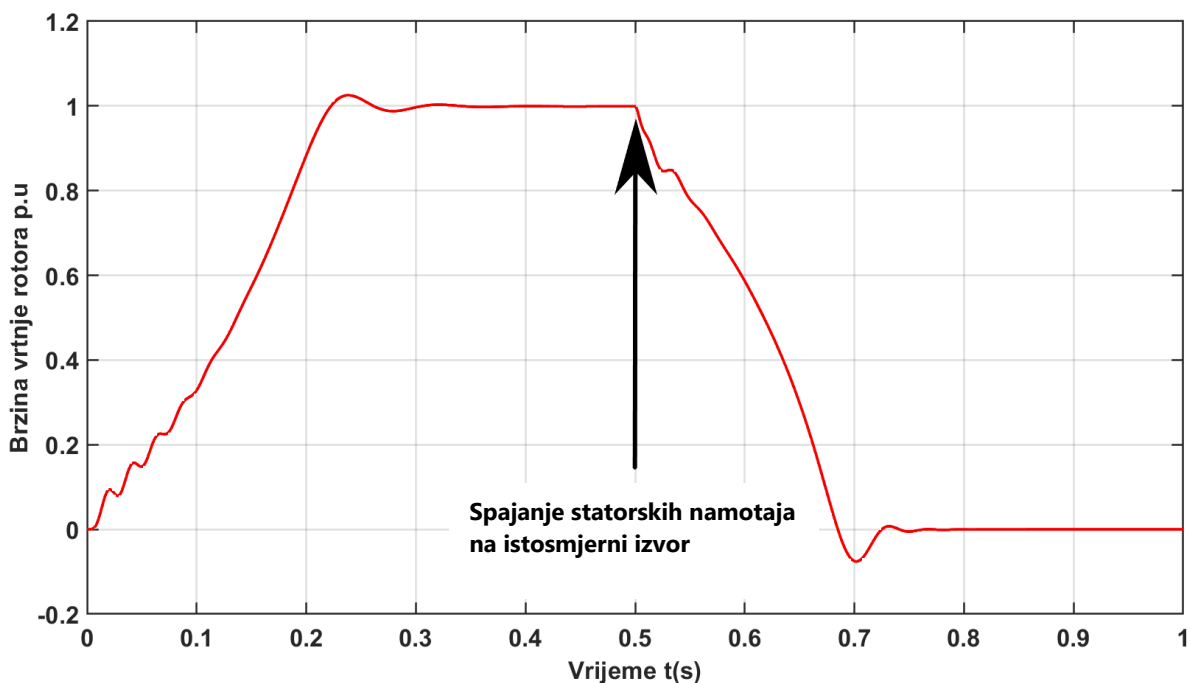


Slika 5.51. Početne oscilacije i stabilizacija elektromagnetskog momenta tokom kočenja - 600W motor

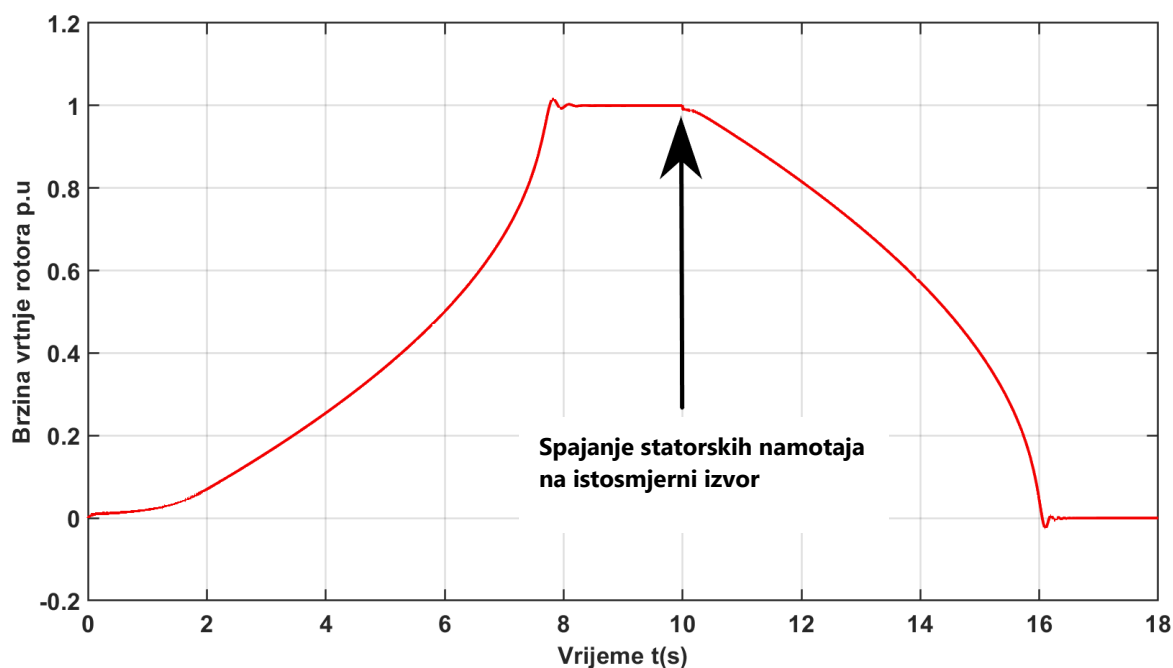


Slika 5.52. Početne oscilacije i stabilizacija elektromagnetskog momenta tokom kočenja - 1250kW motor

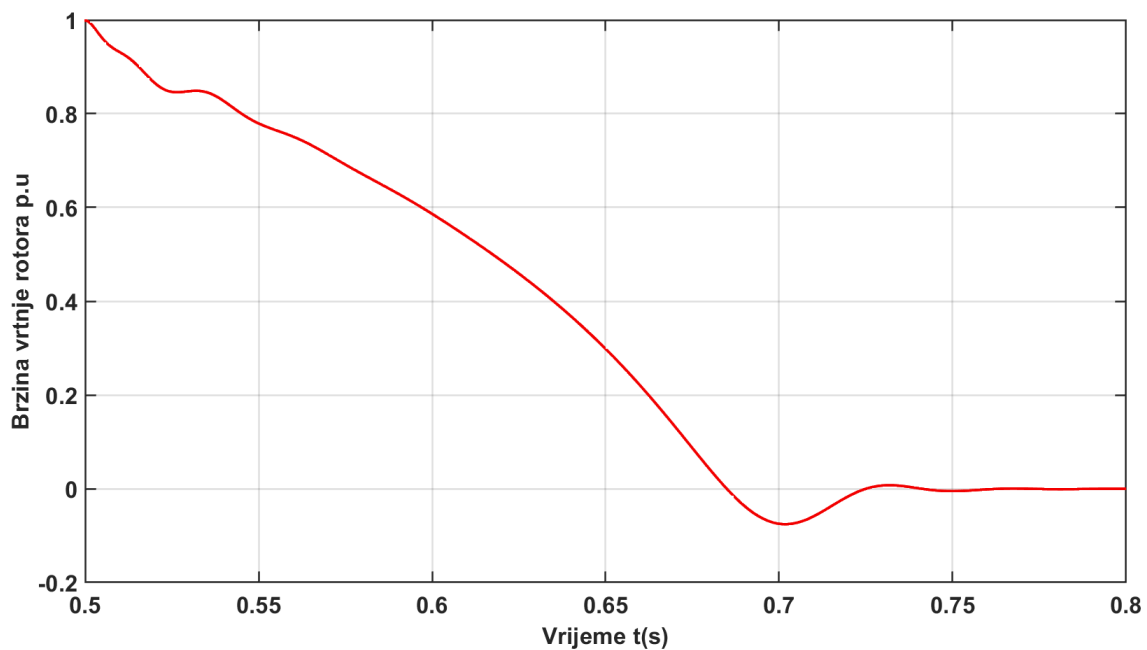
Snimane su i grafički prikazane promjene brzine vrtnje motora. Tijekom analize dobivenih rezultata prikazane su sličnosti i razlike manjeg motora radne snage 600W te većeg motora snage 1250kW tijekom dinamičkog kočenja istosmjernom strujom.



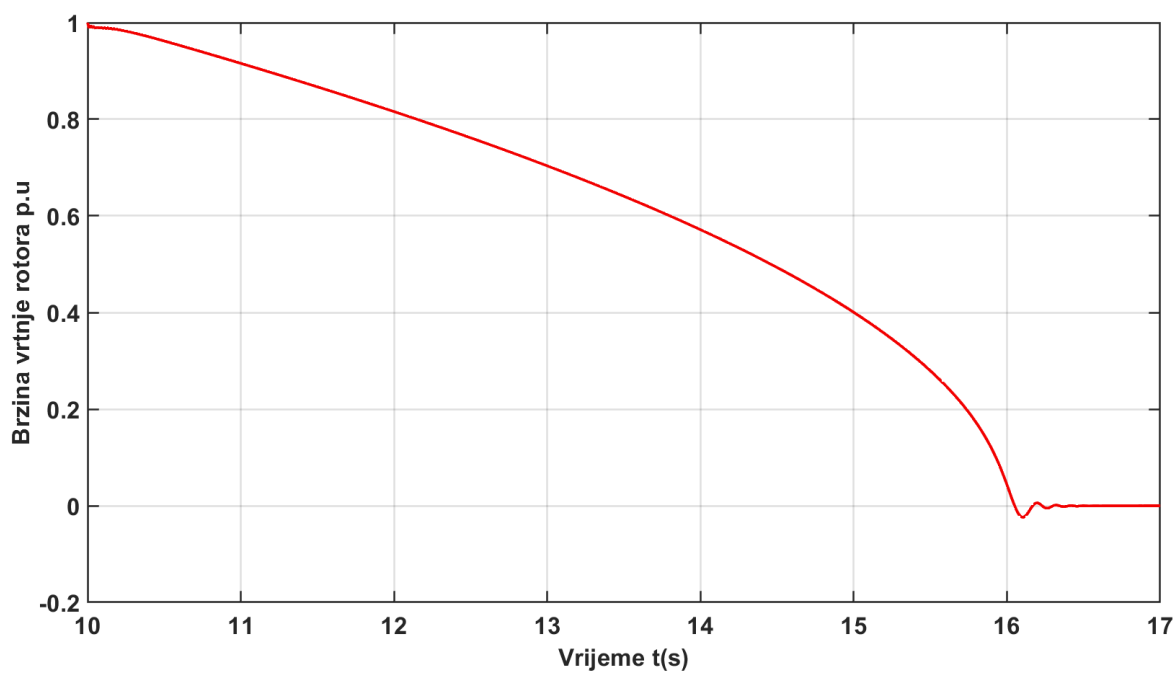
Slika 5.53. Promjena brzine vrtnje rotora tokom kočenja motora nakon zaleta u praznome hodu - 600W motor



Slika 5.54. Promjena brzine vrtnje rotora tokom kočenja motora nakon zaleta u praznome hodu - 1250kW motor

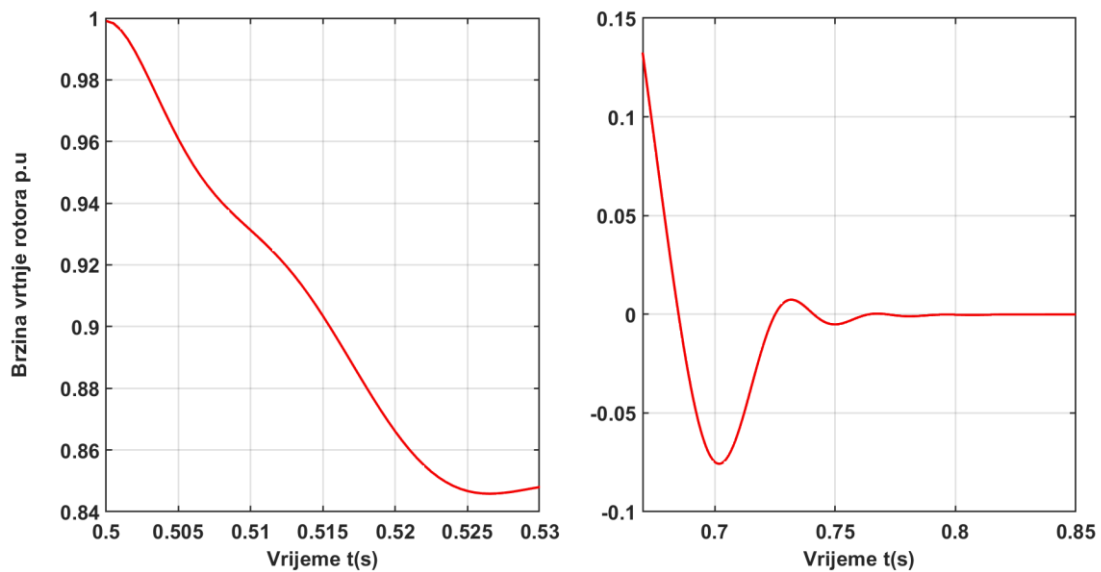


Slika 5.55. Promjena brzine vrtnje rotora tokom koćenja motora - 600W motor

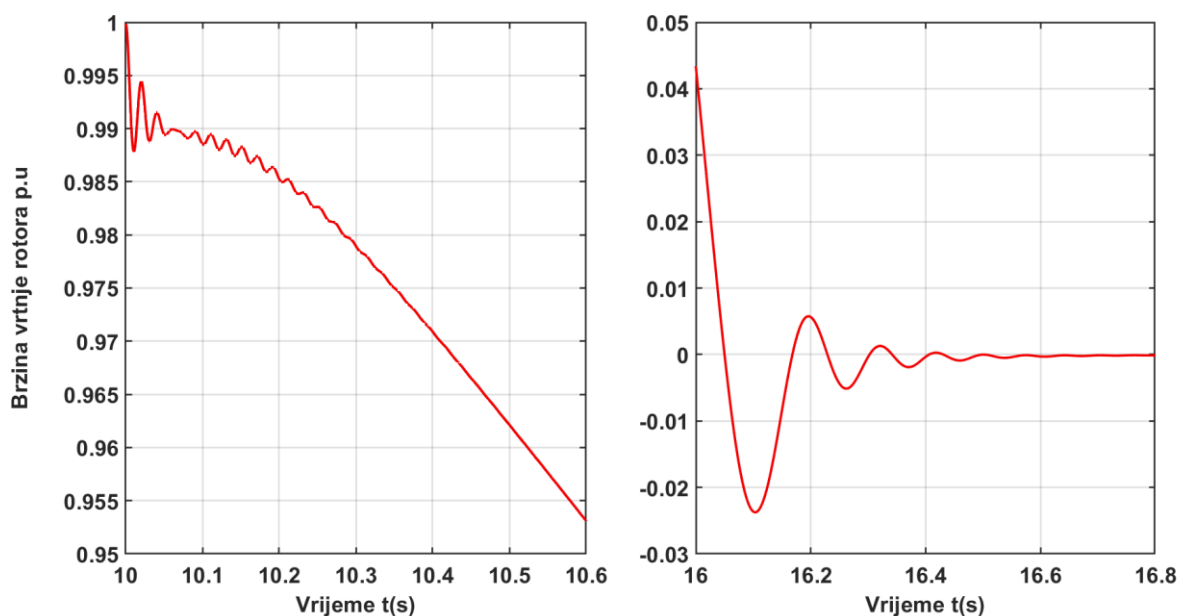


Slika 5.56. Promjena brzine vrtnje rotora tokom koćenja motora - 1250kW motor

Maksimalan pad brzine vrtnje 600W motora s promijenjenim smjerom vrtnje iznosi -0.07 p.u. Kočenje započinje u 0.5 sekundi simulacije gdje se motor u potpunosti zaustavlja u 0.8 sekundi. Motor bi se u realnosti kočenjem doveo do točke mirovanja gdje bi mehanička kočnica izvršila potpuno zaustavljanje. Stabilizacijom brzine vrtnje motor se zaustavlja. Maksimalni pad brzine 1250kW motora uzrokovane kočenjem, tokom kojeg rotor promijeni smjer vrtnje, iznosi -0.024 p.u. Kočenje započinje u 10 sekundi gdje se motor u potpunosti zaustavlja u 16.6 sekundi. Tokom početka kočenja oscilacije kod 600W motora su zanemarive, dok su kod motora od 1250kW uočljive s relativno malim vrijednostima (maksimalna je vrijednost 0.01 p.u).



Slika 5.57. Početne oscilacije i stabilizacija brzine vrtnje rotora tokom kočenja - 600W motor



Slika 5.58. Početne oscilacije i stabilizacija brzine vrtnje rotora tokom kočenja – 1250kW motor

## 6. Zaključak

Izvedeni model motora u trofaznome sustavu koji se sastoji od matrica induktiviteta i međuinduktiviteta te otpora, vektorima ulančanih magnetskih tokova, napona te struja, poprima veliku kompleksnost. Uključivanjem neizostavne jednadžbe gibanja te idejom implementacije modela u Matlab/Simulink paket, model posjeduje visoki stupanj matematičke složenosti te se kao takav ne koristi kod izrade virtualnog modela realnog motora.

Smanjenje matematičke složenosti motora u trofaznome sustavu izvršava se Parkovom i Clarkinom transformacijom parametara. Clarkinom transformacijom mijenjaju se trofazni parametri s ekvivalentnim dvofaznim. Clarkin je dvofazni sustav mirujući. Zahtjevom točnijih i realnih rješenja simulacija, potrebno je mirujući sustav transformirati u rotirajući. Transformacija se izvršava Parkovom transformacijom gdje d-q osi, tj. uzdužna i poprečna os podsjećaju na osi d-q sustava, koji se koristi tokom regulacije istosmjernog motora. Zadanim transformacijama sastavljen je funkcionalni ekvivalentni model trofaznog motora (3.44 - 3.48) kojim se potvrđuje praktično funkcioniranje Clark i Park transformacija. Prvobitni Simulink model motora sastavljen je u SI sustavu jedinica. Rad je osnovan na temelju simulacija prijelaznih pojava dvaju različitih motora. Takvom kombinacijom potrebno je što više pojednostaviti model zbog promjene parametara motora te promjene vrste simulirane prijelazne pojave. Rezultati simulacija prikazani su u grafičkom sučelju. Parametri modela provode se u jediničnom per unit sustavu, čime se izvršavaju manje promjene u modelu SI sustava, ali se ostvaruje bolja preglednost rješenja simulacija u grafičkom sučelju te laganija usporedba rezultata simulacije manjeg i većeg motora. Uvodi se prigušni element kako bi rješenja ponašanja motora bila što više realnija.

Simulacijom zaleta u praznome hodu (poglavlje 5.1.) kod manjeg 600W motora ostvaruju se velike početne oscilacije elektromagnetskog iznosa preko 1 p.u gdje im frekvencija slabi do 0.1 sekunde. Početne oscilacije većeg 1250kW motora rastu do i preko 0.1 sekunde gdje frekvencija oscilacija počinje slabiti oko 2. sekunde simulacije. Stabilno stanje zaleta 600W motora ostvaruje se oko 0.5. sekunde gdje se stabilno stanje kod 1250kW motora ostvaruje oko 9. sekunde simulacije.

Razlika od 8.5 sekundi do stabilnog stanja te razlika u početnim oscilacijama prilikom pokretanja motora, prvobitno proizlaze iz konstrukcije motora gdje se iz konstruktivnih parametara proračunava moment inercija rotirajućih masa. Spomenuta razlika posljedica je još i vremenskih konstanti statora i rotora gdje se primjećuje da veći motor ima puno manji otpor statora u p.u jedinicama nego manji motor te više zavoja namotaja što rezultira većem induktivitetu namotaja. Model je sastavljen pomoću spomenutih parametara, gdje su oni uzrok kraćim vremenom zaleta manjeg motora, tj. većim vremenom zaleta većeg motora. Oscilacije brzine tokom pokretanje

motora od 600W, već su do 0.1 sekunde zanemarive, kod 1250kW motora iste postaju zanemarive u 2. sekundi simulacije. Promatranim simulacijama udarca nazivnog tereta te tereta do 30% i do 70% nazivnog (poglavlja 5.2. i 5.3) te njihovom usporedbom elektromagnetskog momenta te brzine vrtnje rotora, može se zaključiti da udarac tereta uzrokuje smanjenje brzine, a u isto vrijeme i povećanje elektromagnetskog momenta. Primjerom udarca nazivnog tereta (poglavlja 5.2.), vrijednost elektromagnetskog momenta te vrijednosti statorskih struja rastu u nazivne vrijednosti, gdje brzina vrtnje rotora iz vrijednosti blizu sinkrone brzine pada do nazivne vrijednosti.

Promatranim karakteristika dokazuje se proporcionalni omjer između stvorenog momenta i struje. Simulacijama dinamičkog kočenja (poglavlja 5.4.), kočni moment 1250kW motora tj. zaustavljanje rotora traje duže nego kod motora 600W. Zadani rezultat kočenja, tj. trajanje kočenja, ovisi o momentu inercije motora kao i vremenskim konstantama rotora i statora.

## 7. Literatura

- [1] Boldea, I.: *Induction Machines Handbook*, Taylor & Francis Group LLC, Boca Raton, 2020.
- [2] Pyrhönen, J., Hrabovcová, V., Semken, R. S.: *Electrical Machine Drives Control*, John Wiley & Sons Ltd, West Sussex, 2016.
- [3] Boldea, I., Tutelea, L.: *Electric Machines*, Taylor and Francis Group, LLC, Boca Raton, 2010.
- [4] Araújo, R. E.: *Induction Motors – Modelling and Control*, Intech, Hrvatska, Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka, 2012.
- [5] Vukosavic, S. N.: *Electrical Machines*, Springer Science + Business Media New York, New York Heidelberg Dordrecht London, 2013.
- [6] Giri, F.: *AC Electric Motors Control*, John Wiley & Sons Ltd, West Sussex, 2013.
- [7] Leonhard, W.: *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2001.
- [8] Dorf, R. C.: *The Industrial Electronics Handbook*, Taylor & Francis Group LLC, Boca Raton, 2011.
- [9] Masmoudi, A.: *Control Oriented modelling of AC Electric Machines*, Springer, Tunisia, 2018.
- [10] Glumineau, A., Morales, Jesús de León: *Sensorless AC Electric Motor Control*, Springer, International Publishing Switzerland, 2015.
- [11] Marino, R., Tomei, P., Verrelli, C. M.: *Induction Motor Control Design*, Springer-Verlag, London, 2010.
- [12] Nađ, J.: *Ušteda energije i povećanje pouzdanosti primjernom reguliranog elektromotornog pogona*, Magistarski rad, FER, Zagreb, 1998.
- [13] Greiner, H.: *Starting, braking and positioning with three-phase cage induction motor*, Danfoss Bauer GmbH, Esslingen, 2001.



## Popis slika

<b>Slika 1.1.</b> Djelomični presjek asinkronog kaveznog motora [1].....	2
<b>Slika 1.2.</b> Ilustracija rotora kavezne konfiguracije [2].....	3
<b>Slika 1.3.</b> Vektorski prikaz magnetskih polja rotora i statora [3] .....	3
<b>Slika 2.1.</b> Ilustracija statorskih i rotorskih veličina, Autocad .....	4
<b>Slika 2.2.</b> Ilustracija rada nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora [7][8].....	10
<b>Slika 2.3.</b> Ilustracija komponenata istosmjernog motora u uzdužno – poprečnome sustavu, Autocad.....	11
<b>Slika 2.4.</b> Odnos mirujućeg i rotirajućeg koordinatnog sustava, Autocad.....	15
<b>Slika 3.1.</b> Ilustracija dvofaznih sustava, Autocad .....	16
<b>Slika 3.2.</b> Odnos između dvofaznih i trofaznih sustava, Autocad .....	20
<b>Slika 4.1.</b> Jedinični p.u model sustava, Simulink.....	29
<b>Slika 4.2.</b> Podsklop izvora, Simulink .....	30
<b>Slika 4.3.</b> Podsklop mehaničkog momenta tereta, Simulink.....	30
<b>Slika 4.4.</b> Podsklop sustava za dinamičko kočenje istosmjernom strujom, Simulink .....	31
<b>Slika 4.5.</b> Podsklop transformacije iz trofaznog u dvofazni mirujući, Simulink .....	32
<b>Slika 4.6.</b> Podsklop transformacije iz dvofaznog mirujućeg sustava u trofazni, Simulink.....	32
<b>Slika 4.7.</b> Podsklop transformacije iz dvofaznog mirujućeg u rotirajući, Simulink .....	33
<b>Slika 4.8.</b> Podsustav transformacije iz dvofaznog rotirajućeg u mirujući, Simulink.....	33
<b>Slika 4.9.</b> Podsklop motora, Simulink.....	34
<b>Slika 4.10.</b> Podsustav statorskih struja, Simulink .....	35
<b>Slika 4.11.</b> Podsustav ulančanih tokova rotora, Simulink.....	36
<b>Slika 4.12.</b> Podsustav mehaničkih veličina, Simulink .....	36
<b>Slika 5.1.</b> Promjena elektromagnetskog momenta u vremenu zaleta u praznome hodu - 600W motor, Matlab .....	37
<b>Slika 5.2.</b> Promjena elektromagnetskog momenta u vremenu zaleta u praznome hodu - 1250kW motor, Matlab .....	37
<b>Slika 5.3.</b> Početne oscilacije i stabiliziranje elektromagnetskog momenta tokom zaleta – 600W motor, Matlab .....	38
<b>Slika 5.4.</b> Početne oscilacije i stabiliziranje elektromagnetskog momenta tokom zaleta – 1250kW motor, Matlab .....	39
<b>Slika 5.5.</b> Oscilacije elektromagnetskog momenta prilikom pokretanja motora u praznome hodu, Matlab.....	39
<b>Slika 5.6.</b> Promjena brzine vrtnje rotora u vremenu zaleta u praznome hodu - 600W motor, Matlab .....	40
<b>Slika 5.7.</b> Promjena brzine vrtnje rotora u vremenu zaleta u praznome hodu - 1250kW motor, Matlab .....	40

<b>Slika 5.8.</b> Početne oscilacije i stabiliziranje brzine vrtnje rotora tokom zaleta - 600W motor, Matlab .....	41
<b>Slika 5.9.</b> Početne oscilacije i stabiliziranje brzine vrtnje rotora tokom zaleta - 1250kW motor, Matlab .....	41
<b>Slika 5.10.</b> Promjena brzine vrtnje rotora tokom zaleta na intervalu [0,0.15], Matlab .....	42
<b>Slika 5.11.</b> Promjena brzine vrtnje rotora tokom zaleta na intervalu [0,0.0.2], Matlab .....	42
<b>Slika 5.12.</b> Promjena elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom zaleta - 600W motor, Matlab .....	43
<b>Slika 5.13.</b> Promjena elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom zaleta - 1250kW motor, Matlab .....	43
<b>Slika 5.14.</b> Početne oscilacije i stabiliziranje elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom zaleta – 600W motor, Matlab .....	44
<b>Slika 5.15.</b> Početne oscilacije i stabiliziranje elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom zaleta – 1250kW motor, Matlab .....	44
<b>Slika 5.16.</b> Promjena momenta u odnosu na brzinu na intervalu brzine [0, 0.2], Matlab .....	45
<b>Slika 5.17.</b> Promjena statorskih struja trofaznog sustava u vremenu tokom zaleta u praznome hodu - 1250kW motor, Matlab .....	46
<b>Slika 5.18.</b> Promjena elektromagnetskog momenta s obzirom na udarac nazivnog tereta – 600W motor, Matlab .....	47
<b>Slika 5.19.</b> Promjena elektromagnetskog momenta s obzirom na udarac nazivnog tereta – 1250W motor, Matlab .....	47
<b>Slika 5.20.</b> Stabilizacija elektromagnetskog momenta nakon udarca nazivnog tereta - 600W motor, Matlab .....	48
<b>Slika 5.21.</b> Stabilizacija elektromagnetskog momenta nakon udarca nazivnog tereta - 1250W motor, Matlab .....	48
<b>Slika 5.22.</b> Promjena brzine vrtnje rotora tokom udarca nazivnog tereta – 600W motor, Matlab .....	49
<b>Slika 5.23.</b> Promjena brzine vrtnje rotora tokom udarca nazivnog tereta – 1250W motor, Matlab .....	49
<b>Slika 5.24.</b> Stabilizacija brzine vrtnje rotora nakon udarca nazivnog tereta - 600W motor, Matlab .....	50
<b>Slika 5.25.</b> Stabilizacija brzine vrtnje rotora nakon udarca nazivnog tereta – 1250kW motor, Matlab .....	50
<b>Slika 5.26.</b> Ovisnost elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje rotora tokom udarca nazivnog tereta - 600W motor, Matlab .....	51
<b>Slika 5.27.</b> Ovisnost elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje rotora tokom udarca nazivnog tereta - 1250kW motor, Matlab .....	51
<b>Slika 5.28.</b> Stabilizacija elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom udarca nazivnog tereta – 600W motor, Matlab .....	52

<b>Slika 5.29.</b> Stabilizacija elektromagnetskog momenta u odnosu na brzinu tokom udarca nazivnog tereta – 1250kW motor, Matlab .....	52
<b>Slika 5.30.</b> Statorske struje trofaznog sustava u vremenu udarca nazivnog tereta - 600W motor, Matlab .....	53
<b>Slika 5.31.</b> Statorske struje trofaznog sustava u vremenu udarca nazivnog tereta - 1250kW motor, Matlab .....	53
<b>Slika 5.32.</b> Promjena elektromagnetskog momenta u vremenu uzastopnih udaraca tereta, 600W motor, Matlab.....	54
<b>Slika 5.33.</b> Promjena elektromagnetskog momenta u vremenu uzastopnih udaraca tereta, 1250kW motor, Matlab.....	54
<b>Slika 5.34.</b> Stabilizacija elektromagnetskog momenta nakon uzastopnih udaraca tereta od 30%, Matlab.....	55
<b>Slika 5.35.</b> Stabilizacija elektromagnetskog momenta nakon uzastopnih udaraca tereta od 30%, Matlab.....	55
<b>Slika 5.36.</b> Promjena brzine vrtnje rotora u vremenu uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog momenta – 600W motor, Matlab.....	56
<b>Slika 5.37.</b> Promjena brzine vrtnje rotora u vremenu uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog momenta – 1250kW motor Matlab .....	56
<b>Slika 5.38.</b> Stabilizacija brzine vrtnje rotora nakon uzastopnih udaraca tereta od 30%, Matlab.....	57
<b>Slika 5.39.</b> Stabilizacija brzine vrtnje rotora nakon uzastopnih udaraca tereta od 30%, Matlab.....	57
<b>Slika 5.40.</b> Ovisnost elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje rotora tokom vremena uzastopnih udaraca od 30% i 70% nazivnog tereta - 600W motor, Matlab .....	58
<b>Slika 5.41.</b> Ovisnost elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje rotora tokom vremena uzastopnih udaraca od 30% i 70% nazivnog tereta - 1250kW motor, Matlab .....	58
<b>Slika 5.42.</b> Stabilizacija elektromagnetskog momenta u ovisnosti s brzinom vrtnje rotora nakon uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog - 600W motor, Matlab .....	59
<b>Slika 5.43.</b> Stabilizacija elektromagnetskog momenta u ovisnosti s brzinom vrtnje rotora nakon uzastopnih udaraca tereta od 30% te 70% nazivnog – 1250kW motor, Matlab.....	59
<b>Slika 5.44.</b> Promjena statorskih struja trofaznog sustava u vremenu s obzirom na uzastopne udarce tereta od 30% te 70% nazivnog - 600W motor, Matlab .....	60
<b>Slika 5.45.</b> Promjena statorskih struja trofaznog sustava u vremenu s obzirom na uzastopne udarce tereta od 30% te 70% nazivnog - 1250W motor, Matlab .....	60
<b>Slika 5.46.</b> Korišteni nesimetričan spoj statorskih namotaja prilikom dinamičkog kočenja istosmjernom strujom, Autocad.....	61
<b>Slika 5.47.</b> Promjena elektromagnetskog momenta tokom kočenja motora nakon zaleta u praznome hod - 600W motor, Matlab .....	62
<b>Slika 5.48.</b> Promjena elektromagnetskog momenta tokom kočenja motora nakon zaleta u praznome hod - 1250kW motor, Matlab .....	62

<b>Slika 5.49.</b> Prikaz promjene elektromagnetskog momenta od početka kočenja - 600W motor, Matlab .....	63
<b>Slika 5.50.</b> Prikaz promjene elektromagnetskog momenta od početka kočenja – 1250kW motor, Matlab .....	63
<b>Slika 5.51.</b> Početne oscilacije i stabilizacija elektromagnetskog momenta tokom kočenja - 600W motor, Matlab.....	64
<b>Slika 5.52.</b> Početne oscilacije i stabilizacija elektromagnetskog momenta tokom kočenja -1250kW motor, Matlab.....	64
<b>Slika 5.53.</b> Promjena brzine vrtnje rotora tokom kočenja motora nakon zaleta u praznome hodu - 600W motor, Matlab .....	65
<b>Slika 5.54.</b> Promjena brzine vrtnje rotora tokom kočenja motora nakon zaleta u praznome hodu - 1250kW motor, Matlab .....	65
<b>Slika 5.55.</b> Promjena brzine vrtnje rotora tokom kočenja motora - 600W motor, Matlab .....	66
<b>Slika 5.56.</b> Promjena brzine vrtnje rotora tokom kočenja motora - 1250kW motor, Matlab .....	66
<b>Slika 5.57.</b> Početne oscilacije i stabilizacija brzine vrtnje rotora tokom kočenja - 600W motor, Matlab .....	67
<b>Slika 5.58.</b> Početne oscilacije i stabilizacija brzine vrtnje rotora tokom kočenja – 1250kW motor, Matlab .....	67

## Prilozi

```
%% [600W]
clear all
clc
VDC=0.3825;
p_kut=0;
st=5e-4;
U=1;
f=50;
ws=100*pi;
n_ref=0;
rs=0.102;
rr=0.06351;
Xls=0.15115;
Xlr=0.21161;
Xsr=2.05564;
Xs=Xls+Xsr;
Xr=Xlr+Xsr;
ls=Xs;
lr=Xr;
lsr=Xsr;
H=0.06;
p=3;
D=0.01319;
sigma=1-((lsr^2)/(ls*lr));
Ts=(ls)/rs;
Tr=(lr)/rr;
```

```
%% [1250kW]
clear all
clc
VDC=0.05;
p_kut=0;
st=5e-4;
U=1;
f=50;
ws=100*pi;
n_ref=0;
rs=0.0087251;
rr=0.0106;
Xls=0.1351;
Xlr=0.1351;
Xsr=4.553785;
Xs=Xls+Xsr;
Xr=Xlr+Xsr;
ls=Xs;
lr=Xr;
lsr=Xsr;
H=0.89465;
p=2;
D=0.0117165;
sigma=1-((lsr^2)/(ls*lr));
Ts=(ls)/rs;
Tr=(lr)/rr;
```

### PLOT NAREDBE

```
figure(1)
plot(out.t,out.Tem,'linewidth',2.2,'Color',[0.01 0.01 0.91]);
set(gca,'linew',1.5,'FontSize',20,'fontweight','bold');
set(gcf,'color','w');
title({'','FontSize',20});
xlabel('Vrijeme t(s)','FontSize',20);
ylabel('Elektromagnetski moment p.u','FontSize',20);
grid on;
figure(2)
tiledlayout(1,2)
z1=nexttile;
plot(out.t,out.Tem,'linewidth',2.2,'Color',[0.01 0.01 0.91]);
set(gca,'linew',1.5,'FontSize',20,'fontweight','bold');
set(gcf,'color','w');
xlabel('Vrijeme t(s)','FontSize',20);
ylabel({'Elektromagnetski moment p.u',''},'FontSize',20);
grid on;
xlim([X Y]);
z2=nexttile;
plot(out.t,out.Tem,'linewidth',2.2,'Color',[0.01 0.01 0.91]);
set(gca,'linew',1.5,'FontSize',20,'fontweight','bold');
xlabel('Vrijeme t(s)','FontSize',20);
set(gcf,'color','w');
```

```

grid on;
xlim([X,Y])
figure(3)
plot(out.t,out.OR,'linewidth',2.2,'Color',[0.95 0 0]);
set(gca,'linewidth',1.5,'FontSize',20,'fontweight','bold');
set(gcf,'color','w');
title({'','FontSize',20});
xlabel('Vrijeme t(s)','FontSize',20);
ylabel('Brzina vrtnje rotora p.u','FontSize',20);
grid on;
figure(4)
tiledlayout(1,2)
z3=nexttile;
plot(out.t,out.OR,'linewidth',2.2,'Color',[0.95 0 0]);
set(gca,'linewidth',1.5,'FontSize',20,'fontweight','bold');
set(gcf,'color','w');
grid on;
xlabel('Vrijeme t(s)','FontSize',20);
ylabel({'Brzina vrtnje rotora p.u','','FontSize',20});
xlim([X,Y]);
z4=nexttile;
plot(out.t,out.OR,'linewidth',2.2,'Color',[0.95 0 0]);
set(gca,'linewidth',1.5,'FontSize',20,'fontweight','bold');
set(gcf,'color','w');
grid on;
xlabel('Vrijeme t(s)','FontSize',20);
xlim([X,Y]);
figure(5)
plot(out.OR,out.Tem,'linewidth',2.2,'Color',[0 0.6 0.2]);
set(gca,'linewidth',1.5,'FontSize',20,'fontweight','bold');
set(gcf,'color','w');
title({'','FontSize',20});
xlabel('Brzina vrtnje rotora p.u','FontSize',20);
ylabel('Elektromagnetski moment p.u','FontSize',20);
grid on;
figure(6)
tiledlayout(1,2)
z5=nexttile;
plot(out.OR,out.Tem,'linewidth',2.2,'Color',[0 0.6 0.2]);
set(gca,'linewidth',1.5,'FontSize',20,'fontweight','bold');
set(gcf,'color','w');
grid on;
xlabel('Brzina vrtnje rotora p.u','FontSize',20);
ylabel({'Elektromagnetski moment p.u','','FontSize',20});
xlim([X,Y]);
ylim([X,Y]);
z6=nexttile;
plot(out.OR,out.Tem,'linewidth',2.2,'Color',[0 0.6 0.2]);
set(gca,'linewidth',1.5,'FontSize',20,'fontweight','bold');
set(gcf,'color','w');
grid on;
xlabel('Brzina vrtnje rotora p.u','FontSize',20);
xlim([X,Y]);
ylim([X,Y]);
figure(7)
plot(out.t,out.abc,'linewidth',2.2);
set(gca,'linewidth',1.5,'FontSize',20,'fontweight','bold');
set(gcf,'color','w');
xlabel('Vrijeme t(s)','FontSize',20);
ylabel('Struje statora p.u','FontSize',20);
grid on;

```



IZJAVA O AUTORSTVU  
I  
SUGLASNOST ZA JAVNU OBJAVU

Završni/diplomski rad isključivo je autorsko djelo studenta koji je isti izradio te student odgovara za istinitost, izvornost i ispravnost teksta rada. U radu se ne smiju koristiti dijelovi tuđih radova (knjiga, članaka, doktorskih disertacija, magistarskih radova, izvora s interneta, i drugih izvora) bez navođenja izvora i autora navedenih radova. Svi dijelovi tuđih radova moraju biti pravilno navedeni i citirani. Dijelovi tuđih radova koji nisu pravilno citirani, smatraju se plagijatom, odnosno nezakonitim prisvajanjem tuđeg znanstvenog ili stručnoga rada. Sukladno navedenom studenti su dužni potpisati izjavu o autorstvu rada.

Ja, DOMINIK ZDELAR (ime i prezime) pod punom moralnom, materijalnom i kaznenom odgovornošću, izjavljujem da sam isključivi autor/ica završnog/diplomskog (obrisati nepotrebno) rada pod naslovom SIMULACIJA PRIJEZAKNIH POJAVA ASINKRONOG MOTORA (upisati naslov) te da u navedenom radu nisu na nedozvoljeni način (bez pravilnog citiranja) korišteni dijelovi tuđih radova.

Student/ica:  
(upisati ime i prezime)

Dominik Zdelar  
(vlastoručni potpis)

Sukladno Zakonu o znanstvenoj djelatnosti i visokom obrazovanju završne/diplomske radove sveučilišta su dužna trajno objaviti na javnoj internetskoj bazi sveučilišne knjižnice u sastavu sveučilišta te kopirati u javnu internetsku bazu završnih/diplomskih radova Nacionalne i sveučilišne knjižnice. Završni radovi istovrsnih umjetničkih studija koji se realiziraju kroz umjetnička ostvarenja objavljuju se na odgovarajući način.

Ja, DOMINIK ZDELAR (ime i prezime) neopozivo izjavljujem da sam suglasan/na s javnom objavom završnog/diplomskog (obrisati nepotrebno) rada pod naslovom SIMULACIJA PRIJEZAKNIH POJAVA ASINKRONOG MOTORA (upisati naslov) čiji sam autor/ica.

Student/ica:  
(upisati ime i prezime)

Dominik Zdelar  
(vlastoručni potpis)