

# Promjena induktiviteta asinkronog motora za vrijeme direktnog zaleta

---

**Halak, Filip**

**Master's thesis / Diplomski rad**

**2018**

*Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj:* **Josip Juraj Strossmayer University of Osijek, Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Information Technology Osijek / Sveučilište Josipa Jurja Strossmayera u Osijeku, Fakultet elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija Osijek**

*Permanent link / Trajna poveznica:* <https://um.nsk.hr/um:nbn:hr:200:386819>

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

*Download date / Datum preuzimanja:* **2024-11-23**

*Repository / Repozitorij:*

[Faculty of Electrical Engineering, Computer Science and Information Technology Osijek](#)



**SVEUČILIŠTE JOSIPA JURJA STROSSMAYERA U OSIJEKU  
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA I  
INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA OSIJEK**

**Sveučilišni studij elektrotehnike**

**PROMJENA INDUKTIVITETA  
ASINKRONOG MOTORA ZA VRIJEME  
DIREKTNOG ZALETA**

**Diplomski rad**

**Filip Halak**

**Osijek, 2018.**

**FERIT**FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA  
I INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA OSIJEK

Obrazac D1: Obrazac za imenovanje Povjerenstva za obranu diplomskog rada

Osijek, 24.03.2018.

Odboru za završne i diplomske ispite

**Imenovanje Povjerenstva za obranu diplomskog rada**

|   |   |
|---|---|
| <b>Ime i prezime studenta:</b>  | Filip Halak   |
| <b>Studij, smjer:</b>   | Diplomski sveučilišni studij Elektrotehnika   |
| <b>Mat. br. studenta, godina upisa:</b>   | D 924, 20.09.2017.  |
| <b>OIB studenta:</b>  | 73149249756   |
| <b>Mentor:</b>  | Doc.dr.sc. Marinko Barukčić   |
| <b>Sumentor:</b>  | Tin Benšić  |
| <b>Sumentor iz tvrtke:</b>  |   |
| <b>Predsjednik Povjerenstva:</b>  | Izv.prof.dr.sc. Željko Hederić  |
| <b>Član Povjerenstva:</b>   | Tin Benšić  |
| <b>Naslov diplomskog rada:</b>  | Promjena induktiviteta asinkronog motora za vrijeme direktnog zaleta  |
| <b>Znanstvena grana rada:</b>   | <b>Elektrostrojarstvo (zn. polje elektrotehnika)</b>  |
| <b>Zadatak diplomskog rada:</b>   | Opisati modeliranje asinkronog motora s koncentriranim parametrima. Opisati problem koncentriranih nepromjenjivih parametara prilikom udarnih promjena ulaznih velicina kod izmjenjivih strojeva, zatvaranje magnetskog toka kroz zrak. Opisati matematički postupak identifikacije parametara. Odrediti parametre asinkronog motora iz direktnog uklopa. Odrediti promjenjive parametre asinkronog motora pri direktnom uklopu pomoću identifikacije parametara. Identifikaciju parametara provesti postupkom optimizacije primjenom evolucijski baziranih metoda optimizacije. Pri tome koristiti gotove alate za evolucijske optimizacije dostupne u programima MATLAB, PYTHON... Usporediti i komentirati dobivene rezultate s matematičkog i fizikalnog stajalista. Sumentor: Tin Benšić, mag.ing.el.; Rezenziranje: Filip Halak |
| <b>Prijedlog ocjene pismenog dijela ispita (diplomskog rada):</b>                                 | Izvrstan (5)  |
| <b>Kratko obrazloženje ocjene prema Kriterijima za ocjenjivanje završnih i diplomskih radova:</b> | Primjena znanja stečenih na fakultetu: 3 bod/boda<br>Postignuti rezultati u odnosu na složenost zadatka: 3 bod/boda<br>Jasnoća pismenog izražavanja: 3 bod/boda<br>Razina samostalnosti: 3 razina   |
| <b>Datum prijedloga ocjene mentora:</b>   | 24.03.2018.   |
| Potpis mentora za predaju konačne verzije rada u Studentsku službu pri završetku studija:         | Potpis:   |
|   | Datum:  |

**FERIT**FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, RAČUNARSTVA  
I INFORMACIJSKIH TEHNOLOGIJA OSIJEK**IZJAVA O ORIGINALNOSTI RADA**

Osijek, 08.04.2018.

Ime i prezime studenta:

Filip Halak

Studij:

Diplomski sveučilišni studij Elektrotehnika

Mat. br. studenta, godina upisa:

D 924, 20.09.2017.

Ephorus podudaranje [%]:

0

Ovom izjavom izjavljujem da je rad pod nazivom: **Promjena induktiviteta asinkronog motora za vrijeme direktnog zaleta**

izrađen pod vodstvom mentora Doc.dr.sc. Marinko Barukčić

i sumentora Tin Benšić

moj vlastiti rad i prema mom najboljem znanju ne sadrži prethodno objavljene ili neobjavljene pisane materijale drugih osoba, osim onih koji su izričito priznati navođenjem literature i drugih izvora informacija. Izjavljujem da je intelektualni sadržaj navedenog rada proizvod mog vlastitog rada, osim u onom dijelu za koji mi je bila potrebna pomoć mentora, sumentora i drugih osoba, a što je izričito navedeno u radu.

Potpis studenta:

# Sadržaj

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Uvod</b>   | <b>2</b>  |
| <b>2</b> | <b>Asinkroni motor</b>  | <b>3</b>  |
| 2.1      | Model asinkronog motora u troosnom koordinatnom sustavu . . . . . | 4         |
| 2.2      | Dq transformacija . . . . .                                       | 6         |
| 2.3      | Model asinkronog motora u dvoosnom koordinatnom sustavu . . . . . | 9         |
| 2.4      | <i>Per unit</i> sustav . . . . .                                  | 11        |
| 2.4.1    | Model u <i>per unit</i> sustavu . . . . .                         | 12        |
| 2.5      | Model s koncentriranim parametrima . . . . .                      | 13        |
| 2.6      | Dinamika direktnog uklopa asinkronog stroja . . . . .             | 14        |
| <b>3</b> | <b>Nelinearni vremenski promjenjivi induktivitet</b>              | <b>17</b> |
| <b>4</b> | <b>Metoda estimacije parametara</b>                               | <b>21</b> |
| 4.1      | Genetski algoritam . . . . .                                      | 23        |
| 4.2      | Identifikacija promjenjivih parametara . . . . .                  | 25        |
| <b>5</b> | <b>Primjena estimacije parametra</b>                              | <b>27</b> |
| 5.1      | <i>MATLAB</i> - <i>ga</i> . . . . .                               | 27        |
| 5.2      | Laboratorij i mjerna oprema . . . . .                             | 29        |
| 5.3      | Eksperimentalni dio . . . . .                                     | 29        |
| 5.4      | Rezultati estimacije nepromjenjivih induktiviteta . . . . .       | 31        |
| 5.5      | Rezultati estimacije promjenjivih induktiviteta . . . . .         | 32        |
| <b>6</b> | <b>Zaključak</b>  | <b>38</b> |
|          | <b>Literatura</b>   | <b>40</b> |
|          | <b>Popis slika</b>  | <b>42</b> |
|          | <b>Popis tablica</b>  | <b>43</b> |
|          | <b>Sažetak</b>  | <b>44</b> |
|          | <b>Abstract</b>   | <b>45</b> |
|          | <b>Životopis</b>  | <b>46</b> |
|          | <b>PRILOG 1</b>   | <b>47</b> |
|          | <b>PRILOG 2</b>   | <b>48</b> |

# 1. Uvod

Električni strojevi temelj su moderne industrije te svojim principom rada predstavljaju jedan od najefikasnijih, fleksibilnijih i ekološki prihvatljivijih načina dobivanja mehaničke energije. Osim u području industrije pronalaze široku primjenu u kućanstvima te, odnedavno, na području elektromobilnosti. Jednim od najčešćih oblika električnih strojeva smatraju se izmjenični asinkroni strojevi. Svoju široku primjenu pronašli su zbog svoje relativno jednostavne, ali robusne konstrukcije i tipu napajanja koji odgovara, sveopće prihvaćenim, izmjeničnim pojnim mrežama. U industrijskom okruženju najčešće se koriste za pogon pumpi, ventilatora i kompresora. Razvojem energetske elektronike, pogoni bazirani na asinkronim motorima se sve rjeđe ugrađuju samostalno, bez sustava za regulaciju u obliku uređaja za meko pokretanje ili frekvencijskih pretvarača.

Kako bi se sintetizirali inteligentni i efikasni sustavi za regulaciju potrebno je poznavati fizikalne karakteristike stroja kao i fizikalne zakone koji ih povezuju. Osnovne fizikalne pojave opisuju se matematičkim modelom odnosno skupom jednadžbi. Podaci o konstrukciji motora nekada su dani od strane proizvođača, no to nije uvijek slučaj. Zbog toga napredniji uređaju za regulaciju imaju ugrađene algoritme za određivanje parametara stroja na koji su spojeni kako bi kvalitetno mogli istim upravljati. Postupak određivanja parametara bit će predmet diplomskog rada. O raznim pristupima identifikacije može se čitati u drugim literaturama, primjerice [1, 2, 3]. Ono po čemu se ovaj rad razlikuje od već objavljenih pristupa je prepoznavanje promjenjivosti parametara jednog asinkronog stroja prilikom dinamičkih stanja u radu. Konkretno, po uzoru na već poznatu teoriju sinkronih strojeva, točnije generatora, uvodi se pojam promjenjive vrijednosti induktiviteta stroja. Osnovna pretpostavka na kojoj se bazira problematika je kako svi dijelovi konstrukcije ne reagiraju jednako prilikom naglih promjena i poremećaja električnih i magnetskih veličina u stroju. Ideja je kako se magnetske silnice prilikom naglih poremećaja, primjerice direktnog uklopa na mrežu, prvo zatvaraju kroz zračni raspored stroja, tako predstavljajući manji ekvivalentni induktivitet prema stezaljkama stroja, dok prolaskom prijelazne pojave silnice u potpunosti prodiru kroz sam rotor nakon čega ekvivalentni induktivitet postaje veći. Uvođenje promjenjivosti parametara stroja radi se sa ciljem povećanja preciznosti prilikom simuliranja i predviđanja ponašanja motora te općenito temeljitijeg shvaćanja fizikalnih pojava unutar istog.

U tu svrhu raspisan je i detaljno objašnjen matematički model koji se koristi u identifikacijskoj metodi, zajedno sa svim postupcima za pojednostavljenje koji se koriste prilikom analize rada stroja, a to su Parkova transformacija te prelazak u *per-unit* relativni sustav jedinica. Matematički model potom je prilagođen algoritmu za identifikaciju parametara formuliranjem jednadžbi u prostoru stanja. Nakon toga je detaljnije objašnjena teza promjenjivog induktiviteta pri čemu je napravljena usporedba sa sinkronim generatorima. Grafički su prikazani poznate teorije koje podupiru tezu te prikazani rezultati simulacija koji se temelje na postupcima objašnjenim u srodnim stručnim radovima sa istom tematikom. Također je napravljen pregled metode identifikacije koja se temelji na genetskom algoritmu za pretraživanje sa ciljem rješavanja matematičkog problema minimizacije najmanjih kvadrata. Mjerenja na temelju kojih je izvršena identifikacija i evaluacija pretpostavljenih teza napravljena su u Laboratoriju za električne strojeve i pogone Fakulteta elektrotehnike, računarstva i informacijskih tehnologija Osijek, dok je sam postupak identifikacije realiziran u programskom okruženju *MATLAB* uz pomoć ugrađenog programskog paketa za globalnu optimizaciju. Eksperimentalni dio je izvršen mjerenjem napona i struja na stezaljkama motora te brzine vrtnje za vrijeme pokusa direktnog uklopa motora na izvor izmjeničnog napajanja. Naposljetku, dan je osvrt na rezultate dobivene predstavljenom metodom te usporedba s metodama koje ne uzimaju pretpostavke promjenjivog induktiviteta u obzir.

## 2. Asinkroni motor

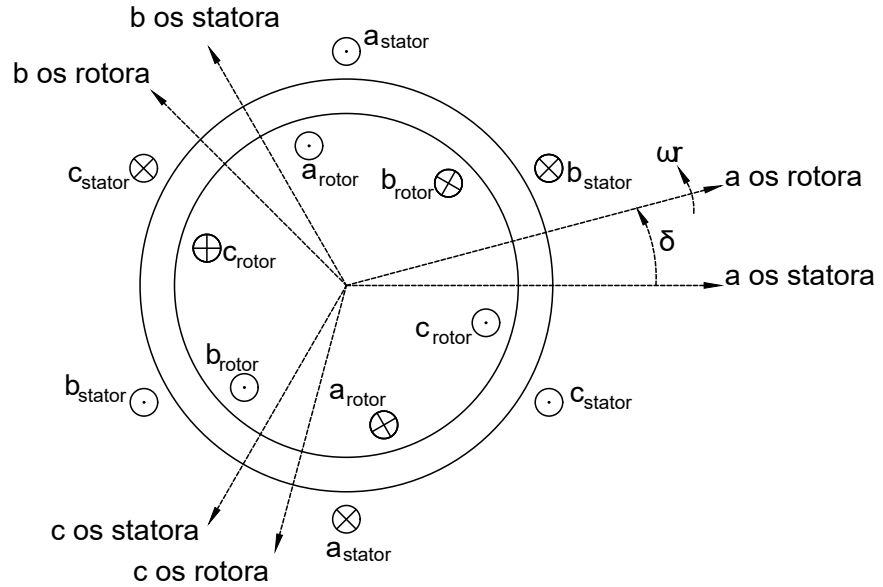
Asinkroni motor je izmjenični električni rotacijski stroj. Osnovni dijelovi stroja su statorski paket, rotorski paket, statorski namot, rotorski namot ili kavez, osovina, ležajevi, kućište i ventilator. Mirujućí dijelovi stroja spadaju u stator, dok rotirajućí pripadaju rotoru. Statorski paket je mirujuća konstrukcija motora sastavljena od međusobno izoliranih tankih magnetskih limova oblikovanih u kružno raspoređene utore. Unutar utora nalaze se trofazni namoti statora. Rotorski paket asinkronog stroja također je izrađen od magnetskog materijala. Namot rotora izveden je u obliku štapova koji su na svojim krajevima kratko spojeni prstenovima. Zbog ovakvog oblika rotora, ovaj izvedba motora se naziva kavezni asinkroni motor.[4] Zbog jednostavne konstrukcije i robusnosti kavezni motor je najčešći oblik elektromotora koji se može pronaći u primjeni.[5]

Princip rada asinkronog motora može se opisati u kratkim crtama. Na statorske namote dovodi se trofazni izmjenični napon, trofazna struja koja poteče namotima stvara magnetsko polje, koje je zbog rasporeda namota i sinusnog karaktera struje, rotacijsko. Rotirajuće magnetsko polje presjeca kratkospojene vodiče na rotoru inducirajući u njima napon. Struja koja poteče namotima, tj. štapovima na rotoru, u kombinaciji s magnetskim poljem statora uzrokuje moment koji djeluje na rotor te ga ubrzava ukoliko može savladati teret na rotoru. Rotirajuće magnetsko polje statora je u idealnom slučaju fiksne frekvencije i ovisi proporcionalno o frekvenciji izmjeničnog izvora napajanja motora i obrnuto proporcionalno o broju pari polova; ta frekvencija se naziva sinkrona frekvencija. Zbog načina na koji nastaje moment na rotoru, brzina vrtnje u normalnom načinu rada nikada ne dostiže sinkronu brzinu vrtnje jer se, u protivnom, na rotoru nebi stvarao moment. Razlika između brzina okretnog magnetskog polja statora i brzine vrtnje označava se bezdimenzionalnom veličinom koje se naziva klizanje, a označava se slovom  $s$  tako da vrijedi izraz (2-1).[5]

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2-1)$$

Kako inducirani napon na rotoru ovisi o magnetskom polju koje presjeca štapove, frekvencija induciranog napona će ovisiti proporcionalno o klizanju, odnosno razlici brzina. Problem promatranja veličina različitih frekvencija koje pritom ovise jedna o drugoj pojednostavljuje se korištenjem proizvoljnog dvoosnog sustava koji će biti pobliže opisan kasnije u nadolazećim poglavljima.

Kako bi se opisani princip rada mogao analizirati numerički potrebno je fizikalne pojave opisati pomoću jednadžbi upotrebljavajući određene pretpostavke vezane za konstrukciju samog stroja te Kirchhoffove i Ohmove zakone. Pretpostavlja se da su trofazni namoti na statoru identični, istog broja zavoja, istog otpora te prostorno razmaknuti za 120 stupnjeva. Raspodjela zavoja namota je sinusna. Isto vrijedi za rotorski namot. Iako je u praksi način namatanja drugačiji i nikada potpuno simetričan, prilikom razvijanja matematičkog modela asinkronog motora uvodi se dodatno pojednostavljenje. Veliki broj zavoja namota svake faze zamjenjuje se jednim ekvivalentnim namotom za svaku fazu. Jednako vrijedi za statorski i rotorski namot. Važno je napomenuti da se rotor kaveznog motora, koji su izvedeni od  $n$  broja štapova, što u konačnici čini  $n$ -fazni sustav rotora, svejedno promatra poput trofaznog namota. Ovakva pojednostavljenja vezana za kavez rotora su moguća zbog toga što se resultantno magnetsko polje  $n$ -faznog sustava može rekonstruirati koristeći trofazni. [5, 6]



Sl. 2.1: Prikaz asinkronog motora pogodnog za matematičko modeliranje

Na slici 2.1 grafički je prikazan opisani model motora. Sastoji se od  $a$ ,  $b$  i  $c$  namota na statoru i rotoru. Svaki od namota ima svoju os koja odgovara pozitivnom smjeru magnetskog toka kroz namot. Zbog toga se ovakav model naziva troosni model stroja. Kako su namoti statora mirujući, tako su i osi statorskih namota mirujuće. Rotor motora vrti se kružnom frekvencijom  $\omega_r$ , a zajedno s njim i osi rotorskog sustava. Kut između istoimenih osi statorskog i rotorskog sustava označene su s  $\delta$ . Na slici je prikazan stroj s jednim parom polova.

Matematički model opisuje se jednadžbama koje se mogu podijeliti u 3 grupe: naponske jednadžbe statora i rotora, jednadžbe vezane za induktivitete i jednadžbe mehanike stroja. [6]

## 2.1. Model asinkronog motora u troosnom koordinatnom sustavu

Uz pretpostavke navedene vezane uz pojednostavljenje navedene na početku ovog poglavlja mogu se napisati naponske jednadžbe za troosni matematički model asinkronog stroja. [7, 2]

$$\mathbf{u}_{sabc} = \mathbf{i}_{sabc} \mathbf{R}_s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{sabc} \quad (2-2)$$

$$0 = \mathbf{i}_{rabc} \mathbf{R}_r + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{rabc} \quad (2-3)$$

Jednadžbe (2-2) i (2-3) predstavljaju statorske i rotorske naponske jednadžbe u matricnom obliku, pri čemu je vektor  $\mathbf{u}_{sabc} = [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc}]^T$ . Analogno tome, ostali se vektori također sastoje od vrijednosti struja ili magnetskih tokova duž osi  $abc$ . Matrice  $\mathbf{R}_s$  i  $\mathbf{R}_r$  predstavljaju dijagonalne matrice čija je vrijednost na dijagonalama jednaka otporima triju faza na statoru i rotoru. Također se može pretpostaviti da su svi otpori faza  $a$ ,  $b$  i  $c$  na rotoru i statoru jednaki. Također se pretpostavlja da su ukupni padovi napona na rotorskom krugu jednaki 0 zbog kratko spojenih namota kojima se modelira kavezni rotor motora.



Kako bi model obuhvaćao i povezivao električne i magnetske pojave potrebno je povezati ulančane magnetske tokove sa strujama. Obzirom na to da u ovakvom modelu postoji 6 struja i 6 tokova, matrica induktiviteta je matrica šestog reda u kojoj se na glavnoj dijagonali nalaze vlastiti induktiviteti pojedinih namota na statoru i rotoru, uključujući i rasipne induktivitete istih, dok se van glavne dijagonale nalaze međuinduktiviteta između pojedinih namota statora, rotora te statora i rotora međusobno. Za odnose između struja statora i rotora i ulančanih tokova vrijedi izrazi (2-4) i (2-5). [6]

$$\boldsymbol{\psi}_{abcsr} = \mathbf{L}\mathbf{i}_{abcsr} \quad (2-4)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{as} & L_{asbs} & L_{ascs} & L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascr} \\ L_{bsas} & L_{bss} & L_{bscs} & L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bscr} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cscs} & L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \\ L_{aras} & L_{arbs} & L_{arcs} & L_{ar} & L_{arbr} & L_{arcr} \\ L_{bras} & L_{brbs} & L_{brcs} & L_{brar} & L_{br} & L_{brcr} \\ L_{cras} & L_{crbs} & L_{crscs} & L_{crar} & L_{crbr} & L_{cr} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

, gdje su vektori  $\boldsymbol{\psi}_{abcsr}$  i  $\mathbf{i}_{abcsr}$  vektori ulančanog magnetskog toka i struje za sve tri faze statora i rotora, prema navedenom:

$$\boldsymbol{\psi}_{abcsr} = [\psi_{sa} \quad \psi_{sb} \quad \psi_{sc} \quad \psi_{ra} \quad \psi_{rb} \quad \psi_{rc}]^T$$

$$\mathbf{i}_{abcsr} = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc} \quad i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T$$

Kako namoti statora, kao i namoti rotora, među sobom ne mijenjaju položaj, njihovi se samoinduktiviteta i međuinduktiviteta mogu smatrati konstantama. S druge strane, namoti statora i rotora jedni u odnosu na druge mijenjaju svoj položaj prilikom rotacije. Promjena položaja na vrijednosti utječu tako da induktiviteti ovisе o kosinusu kuta zakreta rotora te tako za jednu podmatricu međuinduktiviteta iz (2-5) vrijedi (2-6) pri čemu je  $L_{sr}$  konstanta određena konstrukcijom motora. [6, 2, 8]

$$\begin{bmatrix} L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascr} \\ L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bscr} \\ L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \end{bmatrix} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \rho_r & \cos(\rho_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\rho_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \rho_r & \cos(\rho_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\rho_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \rho_r \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

Mehanički dio jednadžbi stroja opisan je drugim Newtonovim zakonom primijenjenim na rotirajući sustav (2-7) te jednadžbom za elektromagnetski moment koji se razvija na rotoru stroja. Veličina  $J$  predstavlja moment tromosti rotora,  $M_{em}$  elektromagnetski moment,  $M_t$  moment tereta u koji se ubraja i moment trenja i ventilacije, a  $\omega_r$  mehaničku brzinu rotora. [5, 2, 9]

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = M_{em} - M_t \quad (2-7)$$

Elektromagnetski moment se može izračunati iz trofaznih veličina struje i induktiviteta stroja prema izrazu (2-8) čiji se izvod može pronaći u [2].

$$M_{em} = \mathbf{i}_{sabc}^T \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\rho_r} \mathbf{i}_{rabc} + \frac{1}{2} \mathbf{i}_{rabc}^T \frac{d\mathbf{L}_r}{d\rho_r} \mathbf{i}_{rabc} \quad (2-8)$$

Vektori  $\mathbf{i}_s$  i  $\mathbf{i}_r$  sadrže sve tri struje statora i rotora dok su matrice  $\mathbf{L}_r$  i  $\mathbf{L}_{sr}$  podmatrice matrice induktiviteta (2-5). Iz ovog izraza se može zaključiti kako moment ovisi o strujama statora, rotora te promjeni induktiviteta sa promjenom kuta  $\rho_r$ . Kut  $\rho_r$  predstavlja trenutni

kut zakreta rotora. Također, može se primijetiti kako je za stvaranje momenta kod asinkronog stroja odgovorna promjena induktiviteta rotora i međuinuktiviteta između rotora i statora [2]. Vidljivo je kako iz tog razloga, rasipni induktivitet statora nema utjecaja na moment motora jer isti ne ovisi o kutu rotora.

Zbog velikog broja varijabli i parametara te same promjenjivosti nekih u ovisnosti u trenutnom položaju rotora, ovakav troosni model se ne koristi za simuliranje, regulaciju i upravljanje. Kako bi se smanjio broj nepoznanica i promjenjivost određenih induktiviteta koristi se prelazak u dvoosni sustav, koji je pogodniji za simulacije. Naziv postupka prebacivanja troosnih veličina u dvoosni sustav naziva se Parkova ili  $dq$  transformacija.

## 2.2. Dq transformacija

Prema [9], pri promatranju veličina u izmjeničnim strojevima, prikladno je uvesti pojam prostornog vektora električnih veličina. Prostorni vektor neke veličine, na primjer napona, definiran je prostornim usmjerenjem magnetske osi namota koja definira smjer vektora te iznosom napona koji definira iznos vektora. Isti princip koristi se za definiranje prostornih vektora struje i magnetskog toka. Važno je napomenuti da prostorni vektor napona, struje ili magnetskog toka fizikalno nije moguće izmjeriti već predstavlja matematičko pojednostavljenje, u ovom slučaju, trofaznog sustava i pomaže lakše uočiti rotacijski karakter elektromagnetskih veličina u stroju.

Ako se svakom od 3 namota pojednostavljenog modela iz prošlog poglavlja pridruži jedna os, kako je i prikazano na slici 2.1, naponi dovedeni na te namote mogu se iskoristiti za definiranje prostornih vektora napona, ako im se pridruže vektori  $\vec{a}$ ,  $\vec{b}$  i  $\vec{c}$  u pozitivnim smjerovima pripadajućih osi  $a$ ,  $b$  i  $c$ . Za dovedene napone namotima  $a$ ,  $b$  i  $c$  vrijedi da su sinusnog karaktera i fazno pomaknuti za  $120^\circ$ . Vektori  $\vec{a}$ ,  $\vec{b}$  i  $\vec{c}$  imaju iznos 1, te se stoga nazivaju jediničnim vektorima.

$$\vec{u}_{sa} = u_a \vec{a} \quad (2-9)$$

$$\vec{u}_{sb} = u_b \vec{b} \quad (2-10)$$

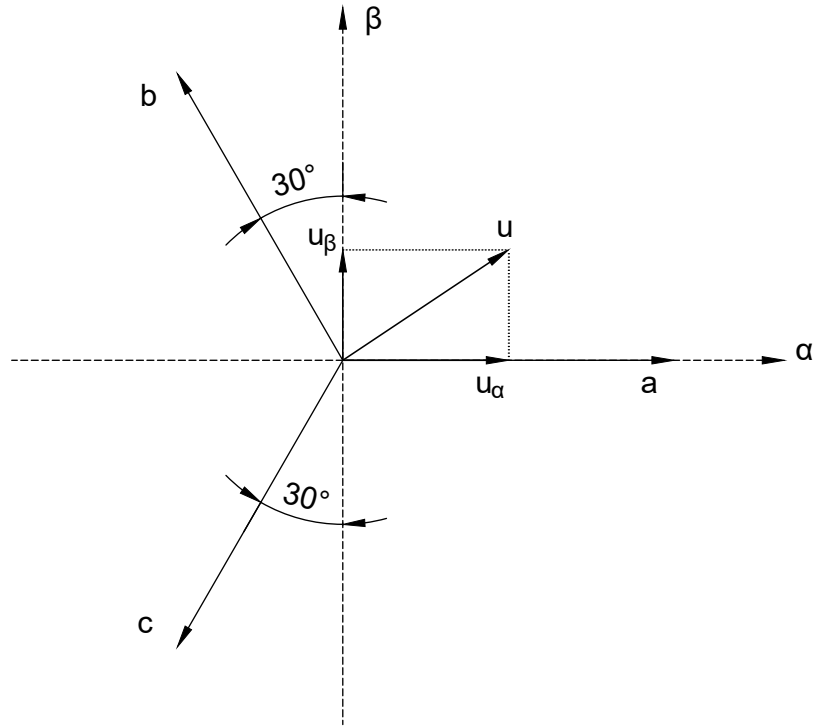
$$\vec{u}_{sc} = u_c \vec{c} \quad (2-11)$$

$$|\vec{a}| = |\vec{b}| = |\vec{c}| = 1 \quad (2-12)$$

Zbroj iznosa napona  $u_a$ ,  $u_b$  i  $u_c$  će u svakom trenutku biti jednak 0 kao što to priliči trofaznom sustavu, no to neće vrijediti za zbroj vektora. Iznos zbroja vektora napona (2-13) u svakom će trenutku biti jednak  $\frac{3}{2}U_m$ , a koordinatnom sustavu napon  $\vec{U}_s$  opisivat će kružnicu. Vektor  $\vec{U}_s$  naziva se rezultatni prostorni vektor napona i jednak je zbroju prostornih vektora napona svakog namota, prema izrazu (2-13). [9]

$$\vec{U}_s = \vec{u}_{sa} + \vec{u}_{sb} + \vec{u}_{sc} \quad (2-13)$$

Neka je zadan proizvoljni vektor napona  $\vec{U}$  u troosnom  $abc$  koordinatnom sustavu. Takav vektor može se zapisati pomoću linearne kombinacije vektora napona  $\vec{u}_a$ ,  $\vec{u}_b$  i  $\vec{u}_c$  koji se nalaze na osima troosnog sustava (2-13). Kako je u jednoj ravnini moguće definirati bilo koji vektor pomoću linearne kombinacije samo dva nekolinearna vektora, mogu se uvesti nove osi  $\alpha$  i  $\beta$ . Os  $\alpha$  odgovara  $a$  osi troosnog sustava, dok je pozitivan dio osi  $\beta$  postavljen  $90^\circ$  ispred osi  $\alpha$ . Tada se vektor može zapisati kao zbroj vektora  $\vec{u}_\alpha$  i  $\vec{u}_\beta$ . Obzirom na to da su kutevi između  $\alpha$  i  $\beta$  te  $a$ ,  $b$  i  $c$  osi poznati, vektori  $\vec{u}_\alpha$  i  $\vec{u}_\beta$  mogu se dobiti zbrojem vektora  $\vec{u}_a$ ,  $\vec{u}_b$  i  $\vec{u}_c$ , kao što je prikazano izrazom (2-14) i (2-15). Ovaj izraz prelaska iz troosnog u dvoosni sustav naziva se Clarke-ova transformacija [10].

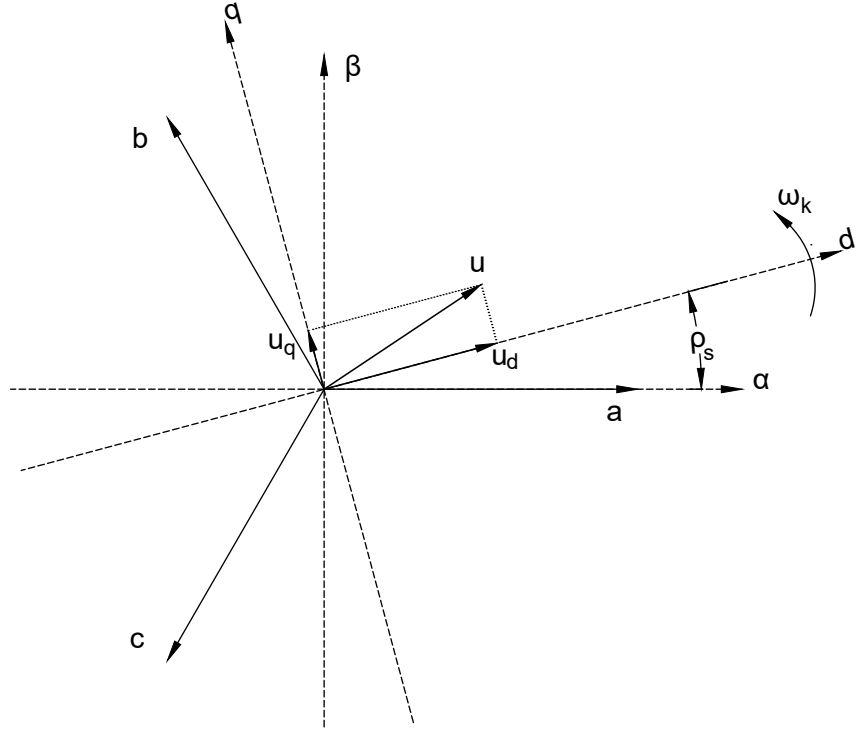


Sl. 2.2: Transformacija statorskih veličina u  $\alpha - \beta$  koordinatni sustav

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{-2\pi}{3} & \cos \frac{-4\pi}{3} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

Prethodno je spomenuto kako je iznos resultantnog vektora napona jednak  $\frac{3}{2}$  vršne vrijednosti napona svake faze. Zbog toga se u (2-14) i (2-15), prema [6, 7] pojavljuje koeficijent  $\frac{2}{3}$  kako bi resultantni vektor imao amplitudu jednaku faznim veličinama. Spomenuti koeficijent je proizvoljan i nije nužan, te u nekim izvorima, primjerice [11], zbog određenih pojednostavljenja ima vrijednost  $\sqrt{\frac{2}{3}}$ .



**Sl. 2.3:** Transformacija statorskih veličina u  $d$ - $q$  koordinatni sustav

Prelaskom u mirujući dvoosni koordinatni sustav veličine statora ostale bi vremenski ovisne te i dalje sinusnog karaktera. Rješenje ove transformacije ne koristi se često za simuliranje već kao međukorak u prelasku u rotirajući koordinatni sustav.

Neka se opet pretpostavljaju 3 osi statora  $a$ ,  $b$  i  $c$ , ali ovog puta  $d$  os novog  $dq$  dvoosnog koordinatnog sustava nije poravnata s  $a$  osi troosnog sustava već ima pomak izražen kutom  $\rho_s$ . ako se odredi da  $dq$  sustav rotira brzinom  $\omega_k$  u smjeru prikazanom na slici 2.3, za kut  $\rho_s$  vrijedi

$$\frac{d\rho_s}{dt} = \omega_k \quad (2-16)$$

Prelazak iz  $\alpha\beta$  u  $dq$  koordinatni sustav za statorske veličine može se jednostavno provesti rotacijskom matricom  $\mathbf{R}$ , koja je definirana kutom zakretanja koordinatnog sustava, prema izrazu (2-17). Taj kut bi u ovom slučaju bio  $\rho_s$ .

$$\mathbf{u}_{sdq} = \mathbf{R}\mathbf{u}_{s\alpha\beta} \quad (2-17)$$

Kombiniranjem izraza (2-14) i (2-17) osi  $abc$  mogu se projicirati na osi  $dq$  direktno, tako da vrijede izrazi (2-18) i (2-19) [11, 12].

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \rho_s & \cos(\frac{2\pi}{3} - \rho_s) & \cos(\frac{4\pi}{3} - \rho_s) \\ -\sin \rho_s & \sin(\frac{2\pi}{3} - \rho_s) & \sin(\frac{4\pi}{3} - \rho_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

$$\mathbf{u}_{sdq} = \mathbf{K}_s \mathbf{u}_{sabc} \quad (2-19)$$

Pri prelasku u dvoosni sustav nije dovoljno transformirati samo veličine statora već i veličine rotora. Neka je, kao i prema slici 2.3, kut između  $a$  osi rotora i  $d$  osi  $dq$  sustava  $\rho_r$ . Za razliku od prošlog slučaja kada je kut ovisio samo o brzini kruženja  $dq$  sustava (2-16), u ovom slučaju kut ovisi i o brzini rotora jer su koordinatne osi  $abc$  vezane za ekvivalentne trofazne namote na rotoru. Za rotor, dakle, vrijedi izraz analogan (2-18), ali tako da je kut  $\rho_r$  definiran kao:

$$\frac{d\rho_r}{dt} = \omega_k - \omega_r \quad (2-20)$$

, gdje je  $\omega_r$  brzina rotora. Stoga, za rotorske veličine vrijedi izraz (2-22).

$$\mathbf{u}_{rdq} = \mathbf{K}_r \mathbf{u}_{rabc} \quad (2-21)$$

$$\mathbf{K}_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \rho_r & \cos(\frac{2\pi}{3} - \rho_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} - \rho_r) \\ -\sin \rho_r & \sin(\frac{2\pi}{3} - \rho_r) & \sin(\frac{4\pi}{3} - \rho_r) \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

Prikazane jednadžbe transformacije, dakako, ne vrijede samo za napone kao što je zapisano, već i za ostale promjenjive trofazne električne veličine kao što su struja i ulančani magnetski tok. Svođenje veličina statora i rotora u jedan zajednički koordinatni sustav omogućuje izradu pojednostavljenoga matematičkog modela asinkronog motora, smanjuje broj jednadžbi te olakšava prikazivanje asinkronog motora ekvivalentnom shemom. Troosni model i pojednostavljeni dvoosni model bit će prikazani u idućim poglavljima rada.

Za brzinu  $\omega_k$  proizvoljno se, kod promatranja asinkronih strojeva, odabire sinkrona električna brzina trofaznog napajanja motora  $\omega_s$ , koja je definirana derivacijom kuta prostornog vektora napona. Kada je brzina rotirajućeg  $d - q$  sustava sinkrona tada veličine koje imaju takvu frekvenciju, a to su kod asinkronog stroja napon i struja statora, transformacijom postaju istosmjernne veličine.

### 2.3. Model asinkronog motora u dvoosnom koordinatnom sustavu

Primijene li se transformacije (2-18) i (2-22) na jednadžbe troosnog modela (2-2) - (2-8), zapisane pomoću matrica otpora i vektora napona, struje i tokova, dobivaju se izrazi:

$$\mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{u}_{sdq} = \mathbf{R}_s \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d(\mathbf{K}_s^{-1} \boldsymbol{\psi}_{sdq})}{dt} \quad (2-23)$$

$$0 = \mathbf{R}_r \mathbf{K}_r^{-1} \mathbf{i}_{rdq} + \frac{d(\mathbf{K}_r^{-1} \boldsymbol{\psi}_{rdq})}{dt} \quad (2-24)$$

Kako bi se uklonili inverzi matrica iz tih izraza, potrebno je s pomnožiti obje strane jednadžbi s odgovarajućim matricama transformacije, čime se dobivaju jednadžbe:

$$\mathbf{K}_s \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{u}_{sdq} = \mathbf{K}_s \mathbf{R}_s \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{i}_{sdq} + \mathbf{K}_s \frac{d(\mathbf{K}_s^{-1} \boldsymbol{\psi}_{sdq})}{dt} \quad (2-25)$$

$$0 = \mathbf{K}_r \mathbf{R}_r \mathbf{K}_r^{-1} \mathbf{i}_{rdq} + \mathbf{K}_r \frac{d(\mathbf{K}_r^{-1} \boldsymbol{\psi}_{rdq})}{dt} \quad (2-26)$$

Treba obratiti pozornost na derivaciju matrica  $\mathbf{K}_s$  i  $\mathbf{K}_r$  koje su ovisne o vremenu i stoga podliježu pravilima derivacije umnoška. Matematičkim uređivanjem ovih izraza, množenjem matrica i deriviranjem, dolazi se do konačnih naponskih jednadžbi asinkronog stroja u  $dq$

koordinatnom sustavu:

$$\mathbf{u}_{sdq} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{sdq} + \omega_k \mathbf{J}_r \boldsymbol{\psi}_{sdq} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{sdq}}{dt} \quad (2-27)$$

$$0 = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{rdq} + (\omega_k - \omega_r) \mathbf{J}_r \boldsymbol{\psi}_{rdq} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{rdq}}{dt} \quad (2-28)$$

Pozornost treba obratiti na matricu  $\mathbf{J}_r$  koja je dobivena derivacijom matrica transformacije  $\mathbf{K}_s$  i  $\mathbf{K}_r$ . Matrica  $\mathbf{J}_r$  još se naziva i rotacijska matrica:

$$\mathbf{J}_r = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Primijeni li se isti postupak na jednadžbu magnetskih tokova (2-4), jednadžbe se mogu zapisati u matricnom obliku:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{sdq} \\ \boldsymbol{\psi}_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_s \mathbf{L}_s \mathbf{K}_s^{-1} & \mathbf{K}_s \mathbf{L}_{sr} \mathbf{K}_r^{-1} \\ \mathbf{K}_r \mathbf{L}_{rs} \mathbf{K}_s^{-1} & \mathbf{K}_r \mathbf{L}_r \mathbf{K}_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq} \\ \mathbf{i}_{rdq} \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

Ovdje je važno uočiti kako se podmatrice međuinuktiviteta između rotora i statora  $\mathbf{L}_{sr}$  i  $\mathbf{L}_{rs}$  s jedne strane množe matricom transformacije statora, a s druge strane matricom transformacije rotora. U već spomenutim literaturama [6, 8, 11] opisana je transformacija matrice inuktiviteta iz troosnog sustava (2-5) u matricu četvrtog reda (2-30).

$$\mathbf{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

Može se uočiti kako su određeni koeficijenti u matrici (2-30) jednaki 0, što je rezultat  $dq$  transformacije. Razlog tomu je što se sve struje statora i rotora nakon transformacije projiciraju na osi  $d$  i  $q$  koje su međusobno okomite. Zbog pojednostavljenoga modela se stoga pretpostavlja da struje u  $d$  osi ne mogu stvarati magnetsko polje u  $q$  osi i obrnuto, što rezultira izostankom međuinuktivnih veza između  $d$  i  $q$  ekvivalentnih namota za razliku od troosnog koordinatnog sustava. Jednadžbe magnetskih tokova za asinkroni stroj u  $dq$  sustavu tada glase:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

Koeficijenti matrice  $L_s$  i  $L_r$  su samoinduktiviteta statora i rotora, dok je  $L_m$  međuinuktivitet između rotora i statora. Za samoinduktivitete vrijedi da su jednaki zbroju rasipnog inuktiviteta statora ili rotora i glavnog inuktiviteta. Rasipni inuktivitet namota određen je dijelom ulančenog toka koji ne prolazi kroz druge namote, za razliku od glavnog inuktiviteta namota koji je definiran ulančanim magnetskim tokom koji prolazi kroz namot na rotoru, u odgovarajućoj osi, kao što je opisano u [6, 9]. Rasipni inuktiviteta označavaju se sa  $L_{ls}$  i  $L_{lr}$ .

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (2-32)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (2-33)$$

Transformaciju je potrebno primijeniti i na jednadžbu elektromagnetskog momenta (2-8).

$$M_{em} = (\mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{i}_{sdq})^T \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta} (\mathbf{K}_r^{-1} \mathbf{i}_{rdq}) + \frac{1}{2} (\mathbf{K}_r^{-1} \mathbf{i}_{rdq})^T \frac{d\mathbf{L}_r}{d\theta} (\mathbf{K}_r^{-1} \mathbf{i}_{rdq}) \quad (2-34)$$

Nakon uređivanja izraza (2-34), prema postupku opisanom u [2], dobiva se izraz za elektromagnetski moment preko veličina u  $dq$  koordinatnom sustavu.

$$M_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} \dot{i}_{sq} - \psi_{sq} \dot{i}_{sd}) \quad (2-35)$$

## 2.4. Per unit sustav

Zbog jednostavnije uspoređivanja rezultata mjerenja, simulacija i pojednostavljivanja često se koristi i *per unit* sustav. To je bezdimenzionalni sustav za promatranje fizikalnih veličina. Svrha je fizikalne veličine iskazati kao postotak ili omjer u odnosu na neku proizvoljnu baznu veličinu. Najvećim dijelom se *per unit* sustav koristi kod analize elektroenergetskih mreža pri čemu se često promatra više naponskih razina te je nepregledno i komplicirano promatrati i uspoređivati takve podatke. Prelaskom u *per unit* sustav omogućeno je izražavanje promatrane fizikalne veličine u odnosu na, recimo, nazivnu vrijednost koja je prisutna u nekom dijelu mreže. Kod analize električnih rotacijskih strojeva, poput sinkronog generatora ili asinkronog motora, *per unit* sustav pojednostavljuje matematički model i olakšava proračune [2, 6].

Neke bazne veličine određuju se proizvoljno dok se ostale izvode iz odabranih. Po uzoru na [8, 13], u ovom radu odabrane bazne veličine su vršna vrijednost linijskog napona, električna snaga elektromotora i električna sinkrona kružna brzina.

$$S_b = S_n \quad (2-36)$$

$$U_b = \hat{U} \quad (2-37)$$

$$\omega_{b,el} = \omega_s \quad (2-38)$$

Ostale izvedene bazne električne veličine dobivene su prema izrazima:

$$I_b = \frac{2 S_b}{3 U_b} \quad (2-39)$$

$$Z_b = \frac{U_b}{I_b} \quad (2-40)$$

$$\Psi_b = \frac{U_b}{\omega_{b,el}} \quad (2-41)$$

$$\omega_{b,meh} = \frac{\omega_{b,el}}{p} \quad (2-42)$$

$$L_b = \frac{\Psi_b}{I_b} \quad (2-43)$$

$$M_b = \frac{S_b}{\omega_{b,meh}} = \frac{3}{2} p \frac{U_b I_b}{\omega_{b,el}} = \frac{3}{2} p \Psi_b I_b \quad (2-44)$$

Gdje su  $I_b$ ,  $Z_b$ ,  $\Psi_b$  i  $\omega_{b,meh}$  bazni iznosi struje, impedancije, ulančanog magnetskog toka i mehaničke rotacijske brzine. Također, u *per unit* sustavu moment tromosti prelazi u mehaničku

vremensku konstantu koja se izračunava koristeći baznu mehaničku brzinu, baznu električnu snagu te moment tromosti prema (2-45).

$$T_m = J \frac{\omega_{b,meh}^2}{S_b} \quad (2-45)$$

#### 2.4.1 Model u *per unit* sustavu

Za primjenu *per unit* sustava jedinica na jednadžbe (2-27), (2-28), (??), (2-7) i (2-35) potrebno je obje strane jednadžbe podijeliti s nekom od osnovnih baznih veličina:

$$\frac{u_{sd}}{U_b} = \frac{R_s i_{sd}}{Z_b I_b} - \frac{\omega_k \psi_{sq}}{\omega_{b,el} \psi_b} + \frac{d}{dt} \frac{\psi_{sd}}{\omega_{b,el} \psi_b} \quad (2-46)$$

$$\frac{\psi_{dq}}{\Psi_b} = \frac{\mathbf{L} \mathbf{i}_{dq}}{L_b I_b} \quad (2-47)$$

$$\frac{M_{em}}{M_b} = \frac{\frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd})}{\frac{3}{2} p \Psi_b I_b} \quad (2-48)$$

$$\frac{J \frac{d\omega_r}{dt}}{M_b} = \frac{M_{em} - M_t}{M_b} \quad (2-49)$$

Nakon primjene *per unit* sustava, dobiva se kompletni matematički model asinkronog stroja koji zapisan u *per unit* sustavu jedinica.

Kako bi zapis bio jednostavniji i sadržava što manje dodatnih oznaka za ostatak ovog rada podrazumijeva se da su jednadžbe i vrijednosti izražene u *per unit* sustavu, osim ako suprotno nije naznačeno i istaknuto.

$$u_{sd} = r_s i_{sd} - \psi_{sq} + \frac{1}{\omega_{b,el}} \frac{d\psi_{sd}}{dt} \quad (2-50)$$

$$u_{sq} = r_s i_{sq} + \psi_{sd} + \frac{1}{\omega_{b,el}} \frac{d\psi_{sq}}{dt} \quad (2-51)$$

$$0 = r_r i_{rd} - (1 - \omega) \psi_{rq} + \frac{1}{\omega_{b,el}} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2-52)$$

$$0 = r_r i_{rq} + (1 - \omega) \psi_{rd} + \frac{1}{\omega_{b,el}} \frac{d\psi_{rq}}{dt} \quad (2-53)$$

$$\psi_{sd} = l_s i_{sd} + l_m i_{rd} \quad (2-54)$$

$$\psi_{sq} = l_s i_{sq} + l_m i_{rq} \quad (2-55)$$

$$\psi_{rd} = l_m i_{sd} + l_r i_{rd} \quad (2-56)$$

$$\psi_{rq} = l_m i_{sq} + l_r i_{rq} \quad (2-57)$$

$$m_{em} = (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (2-58)$$

$$T_m \frac{d\omega}{dt} = m_{em} - m_t \quad (2-59)$$



Naponske jednadžbe i jednadžbe magnetskih tokova se još zapisuju i u matricinom obliku:

$$\mathbf{u}_{sdq} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{sdq} + \mathbf{J}_r \boldsymbol{\psi}_{sdq} + \frac{1}{\omega_{b,el}} \frac{d\boldsymbol{\psi}_{sdq}}{dt} \quad (2-60)$$

$$0 = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{rdq} + \mathbf{J}_r (1 - \omega) \boldsymbol{\psi}_{rdq} + \frac{1}{\omega_{b,el}} \frac{d\boldsymbol{\psi}_{rdq}}{dt} \quad (2-61)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{dq} = \mathbf{L} \mathbf{i}_{dq} \quad (2-62)$$

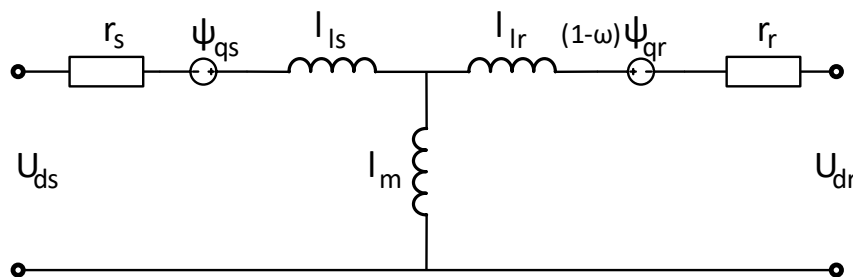
Gdje je  $\mathbf{u}_{sdq}$  vektor napona statora,  $\mathbf{i}_{sdq}$  i  $\mathbf{i}_{rdq}$  predstavljaju vektore struja statora i rotora, a  $\boldsymbol{\psi}_{sdq}$  i  $\boldsymbol{\psi}_{rdq}$  označuju ulančani tok statora i rotora.  $\mathbf{R}_s$  i  $\mathbf{R}_r$  su dijagonalne matrice otpora statora i rotora.  $\mathbf{J}_r$  rotacijska je matrica dobivena je kao rezultat Parkove transformacije.

$$\mathbf{u}_{sdq} = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{dq} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\psi}_{dq} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix}$$

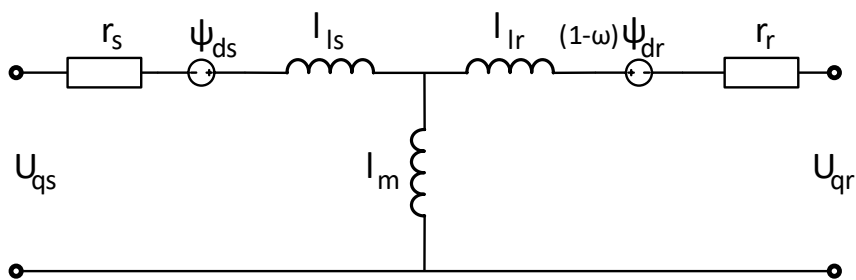
$$\mathbf{J}_r = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix}$$

## 2.5. Model s koncentriranim parametrima

Klasični model asinkronog stroja, pretpostavlja vremenski nepromjenjive, koncentrirane parametre kao što je prikazano ekvivalentnim shemama (2.4) i (2.5). Vremenski nepromjenjive veličine znače da su veličine poput otpora namota i induktiviteta nepromijenjeni tijekom promatranja te ne ovise o nekim realnim fizikalnim pojavama kao što su zagrijavanje, pojava skin-efekta i slično. Koncentrirani parametri za modeliranje znače da se fizikalna svojstva stvarnih objekata, poput otpora statora i rotora ili, još važnije, induktiviteta, svode na diskretne elemente. Zbog toga, ovakav model neće u obzir uzimati eventualne promjene kao što je promjena puta magnetskih silnica. Matematički model s koncentriranim parametrima opisan je u nekoliko literatura [6, 2, 8, 9, 11] Jednadžbe koje opisuju asinkroni motor u per unit sustavu, a korištene su u simulacijama dane su u prošlom poglavlju.



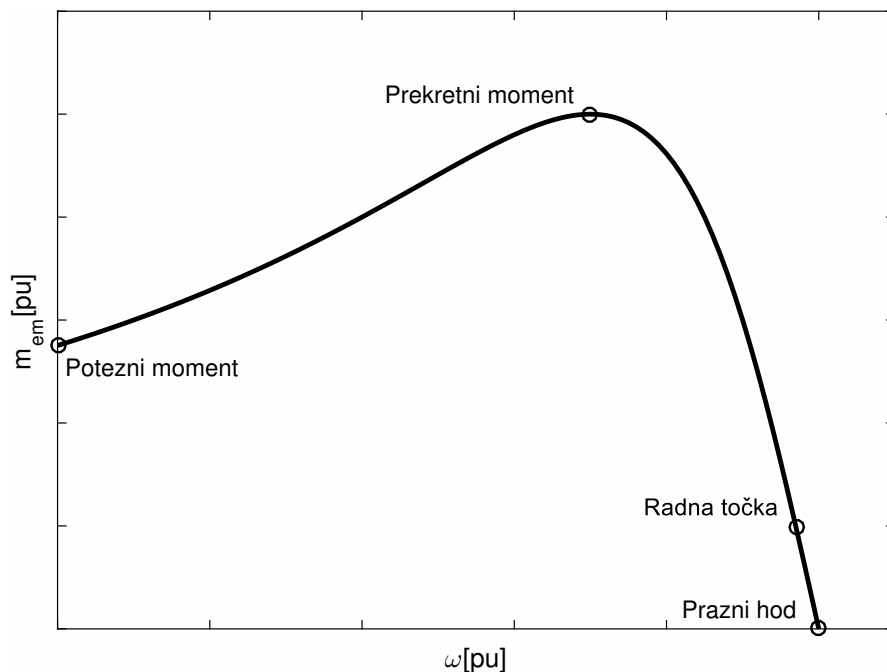
Sl. 2.4: Shema asinkronog motora u d-osi



Sl. 2.5: Shema asinkronog motora u q-osi

## 2.6. Dinamika direktnog uklopa asinkronog stroja

Osnovna karakteristika kojom se opisuje rad asinkronog motora je momentna karakteristika koja prikazuje ovisnost elektromagnetskog momenta o brzini vrtnje. Primjer momentne karakteristike prikazan je na slici 2.6. Na krivulji se mogu istaknuti četiri karakteristične točke. Točka u mirovanju, tj. prilikom pokretanja u kojoj motor ima takozvani potezni moment. Druga točka je prekretna točka u kojoj motor ima maksimalni moment. Točka koju motor u normalnom radu nikad ne postigne je točka sinkrone brzine pri kojoj je moment jednak nuli. Radna točka nalazi se pri brzini manjoj od sinkrone, a koja ovisi momentu. Dio karakteristike lijevo od prekretna točke smatra se nestabilnim dijelom karakteristike dok je dio između prekretna točke i sinkrone brzine stabilni dio karakteristike.



Sl. 2.6: Stacionarna momentna karakteristika

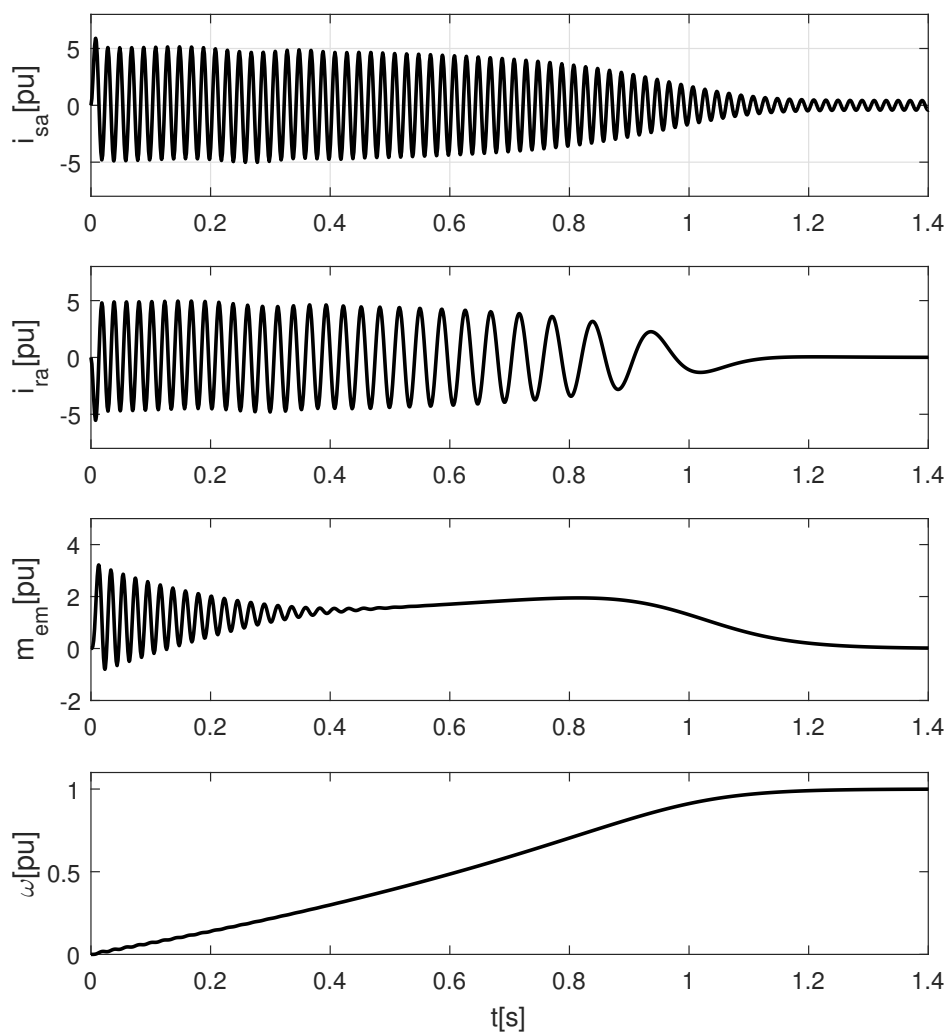
Krivulja prikazana na slici 2.6 predstavlja stacionarnu momentnu karakteristiku. Stacionarno, u ovom slučaju znači da se moment motora izjednačava s momentom tereta te se sustav tako nalazi u mehaničkoj ravnoteži. Postizanjem ravnotežnih točaka pri svim brzinama od mirovanja do sinkrone brzine dobio bi se skup točaka koji bi odgovarao prikazanoj krivulji.[14]

**Tab. 2.1:** *Parametri korišteni prilikom simulacije*

|   |        |
|---|--------|
| Otpor statora, $r_s$ [pu]                         | 0.01   |
| Otpor rotora, $r_r$ [pu]                          | 0.02   |
| Rasipni induktivitet statora, $l_{\sigma s}$ [pu] | 0.1    |
| Rasipni induktivitet rotora, $l_{\sigma r}$ [pu]  | 0.1    |
| Glavni induktivitet, $l_m$ [pu]                   | 4.5    |
| Vremenska konstanta, $T_m$ [s]                    | 1.6898 |

Osim stacionarnih stanja mogu se promatrati i dinamička stanja, tj. prijelazne pojave. Obzirom da se u ovom radu metoda određivanja parametara bazira na zaletu motora direktnom uklopom na mrežu, pobliže će biti opisana prijelazna pojava zaleta asinkronog motora. Pokusi zaleta asinkronog motora opisani su u mnogim radovima [6, 14, 3, 15, 16]. Pokus se sastoji od asinkronog motora koji se nalazi u stanju mirovanja, te se u jednom trenutku na njegove statorne zavojnice dovede nazivni trofazni napon. Zbog toga što je rotor u mirovanju i nema uspostavljenog magnetskog polja unutar stroja, struja koju motor uzima iz izvora napajanja višestruko je veća od struje koju bi imao u stacionarnoj radnoj točki. Razlog velike struje može se pronaći proučivši se jednadžba (2-60) matematičkog modela. Po izrazu je moguće zaključiti kako će drugi i treći član s desne strane ove naponske jednadžbe imati vrijednost 0 jer u trenutku pokretanja motora nema promjene magnetskog toka zbog nepostojanja struje, te stoga i toka, u trenutku prije promatranog. Dakle, jedino ograničenje struji ostaje radni otpor statora koji je iznosom višestruko manji od reaktancije u radnoj točki.

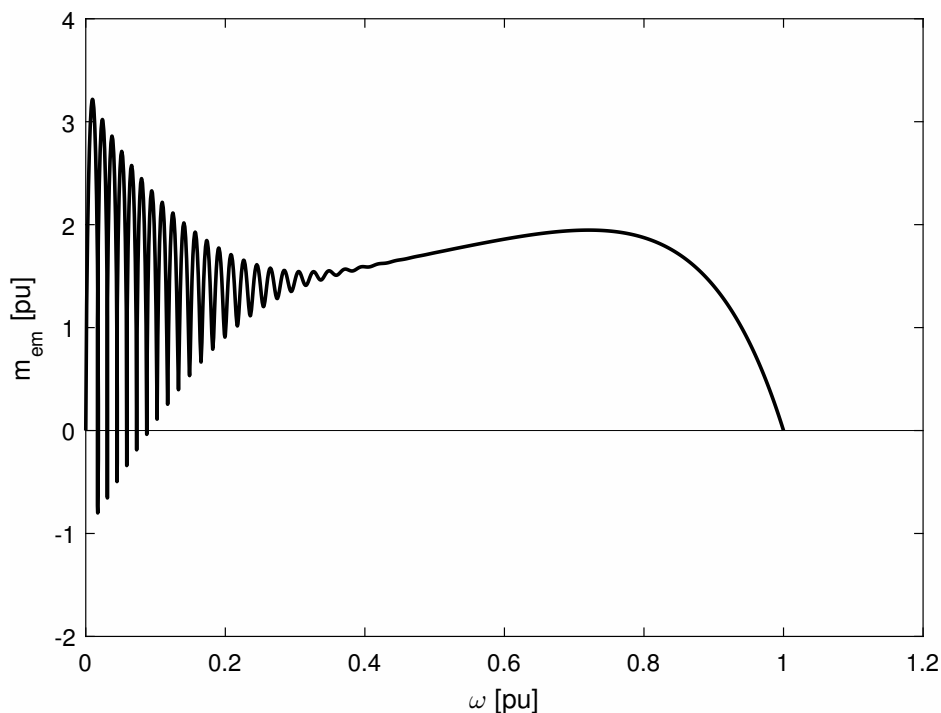
Za slikovite prikaze dinamike asinkronog stroja napravljena je simulacija čije rezultate prikazuje slika 2.7, a za koju su korišteni parametri iz tablice 2.1. Sa  $i_{sa}$  i  $i_{ra}$  označene su struje  $a$  faze statora i rotora, s  $m_{em}$  označen je elektromagnetski moment, a  $\omega$  predstavlja brzinu vrtnje. Na 2.7 može se primijetiti kako se kod faznih struja javlja određeno izdizanje srednje vrijednosti što je posljedica prijelazne pojave uspostavljanja stacionarnog stanja u strujnom krugu radno induktivnog karaktera. Vršna vrijednost struje tokom zaleta ostaje približno jednaka za vrijeme ubrzavanja te se smanjuje prilikom dolaska asinkronog motora u stabilni dio momentne karakteristike 2.6.



Sl. 2.7: *Električne i mehaničke veličine prilikom zaleta*

Kod elektromagnetskog momenta koji se razvija na motoru vidljive su oscilacije prilikom zaleta čija frekvencija odgovara frekvenciji mreže. Oscilirajući moment se javlja zbog reakcije između magnetskih tokova statora i rotora, koji u jednom trenutku stvaraju moment pozitivnog smjera, dok se u drugom trenutku smjer mijenja [17]. Ova pojava je vidljiva u prvom dijelu zaleta kada se brzine okretnog magnetskog polja i brzina rotora dovoljno razlikuju. Oscilacije su, prema [6] posljedica i istosmjernog izdizanja struje. Važno je napomenuti kako u praksi ove oscilacije dodatno naglašava torzija osovine, koja prilikom naglog pokretanja djeluje poput torzijske opruge. U predočenim simulacijama, prema prethodno opisanom modelu, ova pojava nije modelirana. Oscilacije momenta manifestiraju se na brzini vrtnje kao oscilacije jednake frekvencije no značajno prigušenije amplitude (2.7). Uvećani prikaz dinamičke momentne karakteristike asinkronog motora može se naći na slici 2.8.

Prema [6], za motore manjih snaga momentna karakteristika stacionarnih stanja prikazana na (2.6) može se dobiti iz momentne karakteristike prijelazne pojave usrednjavanjem vrijednosti za vrijeme trajanja oscilacija, dok se za ostatak karakteristike vrijednosti podudaraju. Kod motora većih snaga, pojavljuje se određeno nadvišenje brzine prilikom postizanja stabilne radne točke.

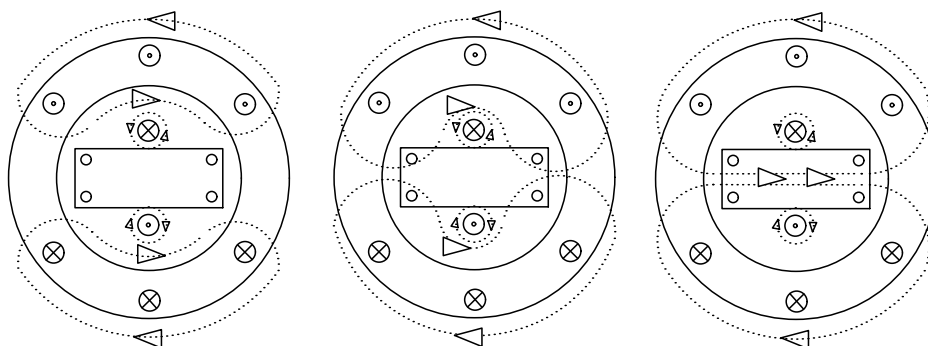


Sl. 2.8: Dinamička momentna karakteristika

### 3. Nelinearni vremenski promjenjivi induktivitet

Zbog vremenske nepromjenjivosti parametara prethodno predočenog matematičkog modela asinkronog stroja postavlja se pitanje može li on biti dovoljan za proračun i simulaciju svih režima rada motora. Pretpostavka je da je model dovoljan za proračun u režimima rada koji su stacionarni ili približno stacionarni, no postoje razlozi za sumnju u točnost ovakvog modela kod posebnih slučajeva, kao što je direktni uklop na mrežu. Pozadina ovih pretpostavki i primjena sličnih koncepata bit će detaljnije razjašnjeni u ovom poglavlju.

Primjena ovakve promjenjivosti parametara može se vidjeti u tradicionalnim proračunima za slučaj kratkog spoja sinkronog generatora kada se uvode tri karakteristične reaktancije: subtranzijentna, tranzijentna i trajna; kojima se aproksimira vremenska promjenjivost sinkrone reaktancije, odnosno glavnog induktiviteta. Prema [18], ova fizikalna pojava može se opisati različitim vremenskim konstantama električnih krugova povezanih magnetskim vezama.



Sl. 3.1: Prikaz promjene puta magnetskih silnica

U trenutku kratkog spoja, struja statora naglo poraste, a strujom i ukupni magnetski

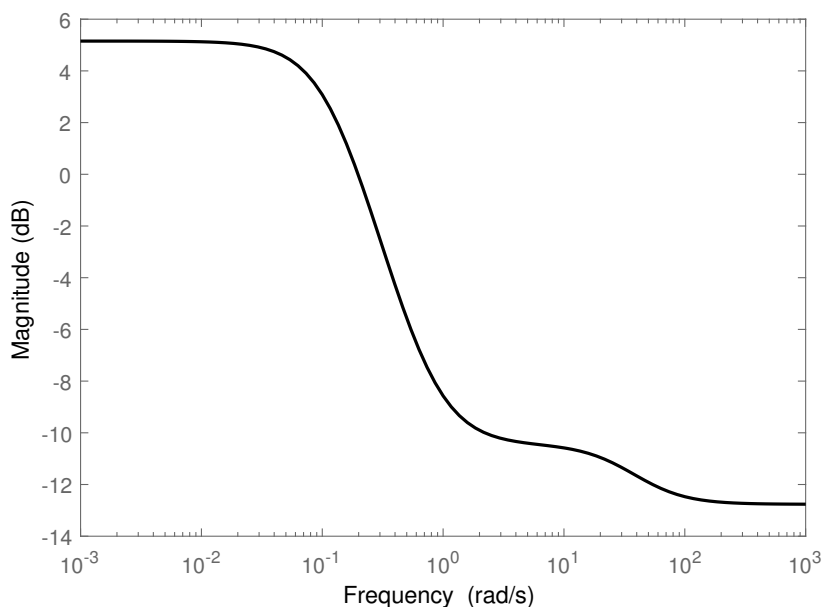
tok statora. Rotor sinkronog stroja se u slučaju prema slici 3.1 sastoji od prigušnog kaveza i uzbuđnog namota. Zbog induktiviteta kaveza i još većeg induktiviteta uzbuđnog namota, tok kroz rotor ne može naglo porasti, tj. promijeniti svoju vrijednost. U toj fazi prijelazne pojave, tok će se zatvarati najvećim dijelom kroz zračni raspored između statora i rotora. Već u ovoj fazi može se uočiti da relativna permeabilnost zraka i rotora nisu jednake te dolazi do promjene induktiviteta statorskog namota. Već nekoliko trenutaka kasnije, tok uspijeva prodrijeti kroz kavez rotora koji ima manju vremensku konstantu u odnosu na uzbuđni namot te se silnice zatvaraju samo djelomično kroz rotor. Nakon određenog vremena, koje je definirano vremenskom konstantom uzbuđnog namota, tok prodire kroz cijeli presjek rotora.

Linearizacijom matematičkog modela sinkronog generatora, konstruiranog prema slici (3.1), u  $d$  osi i matematičkim postupcima koji su detaljnije opisani u [7], dolazi se do izraza za induktivitet sinkronog generatora u obliku prijenosne funkcije (3-1).

$$L_d(s) = L_d \frac{1 + (T_4 + T_5)s + T_4 T_6 s^2}{1 + (T_1 + T_2)s + T_1 T_3 s^2} \quad (3-1)$$

Uvrste li se vrijednosti (3-2), koje su uzete za primjer turbo-generatora u [7], u izraz (3-1) može se napraviti amplitudno-frekvencijska karakteristika induktiviteta sinkronog generatora. Na karakteristici 3.2 je vidljivo kako se ekvivalentni induktivitet generatora mijenja u tri koraka, opadajući s porastom frekvencije. Iz priloženoga se može zaključiti kako je induktivitet, a time i reaktancija generatora visoka pri sporim promjenama (normalan rad), dok se pri brzim promjenama reaktancija naglo smanjuje.

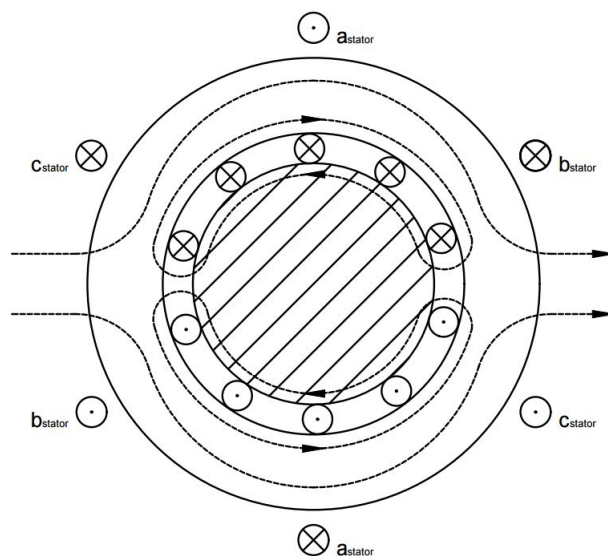
$$T_1 = 8.0s \quad T_2 = 0.171s \quad T_3 = 0.03s \quad T_4 = 1.326s \quad T_5 = 0.0288s \quad T_6 = 0.023s \quad L_d = 1.81 \quad (3-2)$$



**Sl. 3.2:** Amplitudno - frekvencijska karakteristika induktiviteta sinkronog generatora

Iz predočenoga bi se moglo naslutiti kako se prilikom svake nagle promjene magnetskih veličina javlja određena tromost uspostavljanja novog stacionarnog stanja. Za vrijeme uspostavljanja stacionarnog stanja magnetske silnice pronalaze put kroz zračni raspored. Ovakva pojava nije opisana modelom koncentriranih parametara.

Primijeni li se ova teorija na asinkroni stroj, moglo bi se doći do zaključka kako kavez asinkronog stroja svojim induktivitetom sprječava momentalno zatvaranje toka kroz rotor, što rezultira promjenom glavnog induktiviteta. (3.3)



**Sl. 3.3:** *Silnice magnetskog toka zatvaraju se kroz zračni raspor*

Isti postupak ne može se provesti i za asinkrone motore. Razlog tomu je što prikazana shema sinkronog generatora pretpostavlja rad u radnoj točki, pri sinkronoj frekvenciji kao početni uvjet te zbog toga nema utjecaja brzine vrtnje na veličine u rotorskom krugu. U pravo iz tog razloga se linearizacija za postavljeni slučaj zaleta asinkronog motora ne može napraviti, jer radna točka prilikom samog zaleta ne postoji. Obzirom na to da se kod asinkronog motora pretpostavlja zalet od mirovanja do radne točke u praznom hodu nije nikako moguće zanemariti utjecaj brzine vrtnje u ekvivalentnim shemama 2.4 i 2.5. Nelinearnost dinamičkog modela ovog motora i utjecaj klizanja na rotor čini procjenu ponašanja impedancije i induktiviteta, na isti način kao za sinkroni generator, znatno složenijom.

Jedan od načina za identifikaciju parametara koji kao rješenje daje vrijednosti ovisne o klizanju predstavljen je u [3], gdje je objašnjen problem identifikacije parametra asinkronog motora s dvostrukim kavezom. Identifikacija je podijeljena u dva dijela, oba temeljena na pokusu direktnog uklopa motora. Prvi dio se odnosi na ubrzavanje motora do točke maksimalne snage, u kojem se području koristi metoda izračunavanja trenutnih vrijednosti impedancije, koja će biti malo pobliže objašnjena u nastavku poglavlja.

Prema [3] trenutna impedancija asinkronog stroja može se odrediti na praktičan način, mjereći trenutne vrijednosti napona, radne i jalove snage, kao prema izrazu (3-3).

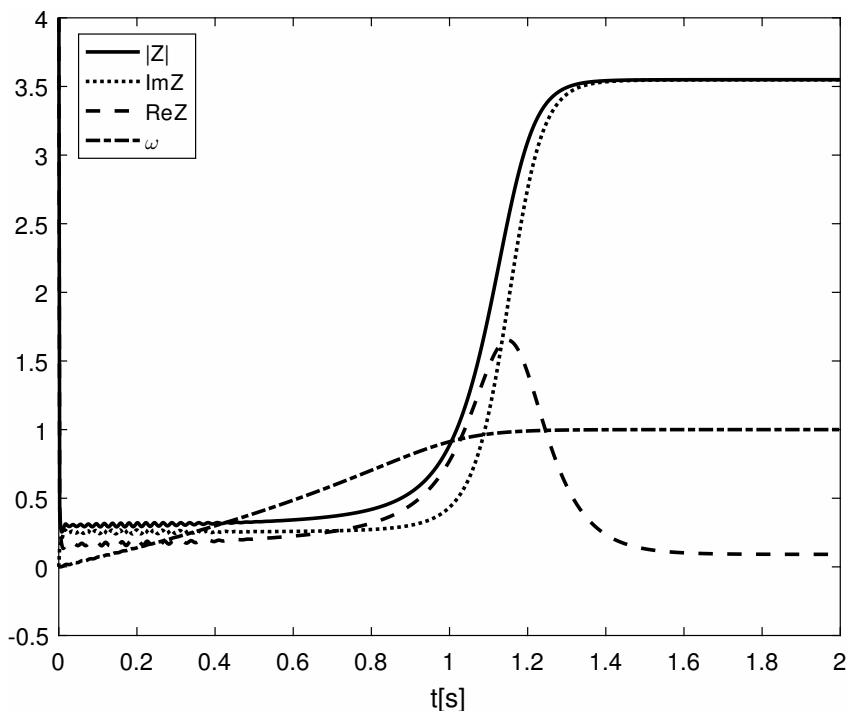
$$\bar{Z}(t) = \frac{3U^2(t)}{P(t) - jQ(t)} \quad (3-3)$$

, gdje  $U(t)$  predstavlja srednju efektivnu vrijednost sva tri fazna napona motora, dok  $P(t)$  i  $Q(t)$  predstavljaju trenutnu radnu i jalovu snagu motora.  $\bar{Z}(t)$  je izražena kompleksnim brojem jer se impedancija stroja sastoji od radnog i reaktivnog otpora. Važno je napomenuti kako su sve spomenute vrijednosti dobivene usrednjavanjem u intervalu od pola periode oko trenutka promatranja.

Iako se autor u [3] bavi estimacijskim metodama koje se temelje na stacionarnim karakteristikama stroja, ističe kako je ovaj način izračuna trenutne vrijednosti impedancije dovoljno

dobar za dinamička stanja. To je dokazano prikazom trenutnih vrijednosti momenta motora, izračunatih prema sličnoj metodi, koje prate stvarne trenutne vrijednost. Obzirom kako je predmet ovog rada estimacija parametara bazirana na dinamičkim stanjima, predstavljena metoda proračuna impedancije, ovdje će se iskoristiti kao polazište za postavljanje pretpostavke promjenjivog induktiviteta.

U demonstracijske svrhe, napravljena je simulacija za motor s podacima iz tablice 2.1, te je prema formuli (3-3) izračunata apsolutna vrijednost, realni i imaginarni dio impedancije prilikom zaleta.



Sl. 3.4: Impedancija pri zaletu asinkronog motora

Na grafu 3.4 vidljivo je kako se za zadani primjer prividni otpor mijenja prilikom uspostavljanja radne točke kada prelazi iz vrijednosti oko 0.3 na oko 3.5. Ako ovo ponašanje impedancije usporedi s onim sinkronog generatora, može se uočiti određena analogija. U vremenu dok je motor u zaletu impedancija je niska. Za to vrijeme su veličine u rotoru izmjenične te se još nije uspostavilo stacionarno stanje. Nakon postizanja stacionarnog stanja, veličine rotora gube na frekvenciji te bi prema dijagramu 3.2 reaktancija trebala porasti.

Ono što se iz ove simulacije iz proračuna ne može vidjeti je promjena samog glavnog induktiviteta stroja. Drugim riječima, nije moguće odrediti koliki doprinos promjeni impedancije donosi promjena brzine vrtnje, tj. frekvencija veličina na rotoru, a koliki udio u tomu ima promjena samog induktiviteta opisana ranije u poglavlju. Zbog toga je u idućem poglavlju predložen način provjere pretpostavljene teze kroz estimaciju parametara za slučaj direktnog uklopa motora.



## 4. Metoda estimacije parametara

Cilj estimacije je odrediti sve nepoznate fizikalne parametre. Prema jednadžbama (2-50) - (2-59) ti fizikalni parametri su otpor statora i rotora,  $r_s$  i  $r_r$ , ukupni induktiviteti statora i rotora,  $l_s$  i  $l_r$ , glavni induktivitet stroja,  $l_m$ , i mehanička vremenska konstanta  $T_m$ .

Određene parametre, poput otpora statora i vremenske konstante, moguće je odrediti i bez postupka estimacije. Određivanje  $r_s$  provodi se indirektno,  $U-I$  metodom, tako da se namot statora priključi na dovoljno niski ispitni napon (tako da je struja kroz namot približna nazivnoj) te se iz omjera napona i struje, prema Ohmovom zakonu, izračuna otpor. Vremenska konstanta  $T_m$  može se odrediti kombinacijom pokusa slobodnog zaustavljanja te pokusa praznog hoda za određivanje gubitaka trenja.

Kako bi se na model asinkronog motora izražen jednadžbama (2-50) - (2-59) mogla primijeniti željena estimacija, potrebno je model prikazati u prostoru stanja, što zahtijeva čisto istaknute varijable stanja, odnosno derivacije nezavisnih veličina. Promatra li se asinkroni stroj kao sustav, za vrijeme direktnog uklopa, ulazne veličine sustava predstavljaju naponi dovedeni na stezaljke te opterećenje na vratilu stroja u obliku momenta tereta. Odabrane izlazne veličine sustava bile bi struje statora koje se mogu mjeriti na stezaljkama te brzina vrtnje na osovini stroja.

Osim napona i struja koji su ulazne i izlazne veličine, javljaju se i ulančeni magnetski tokovi, u deriviranom i nederiviranom obliku. Magnetski tokovi u ovom slučaju predstavljaju varijable stanja sustava. Valja istaknuti kako je brzina vrtnje ujedno izlazna veličina i varijabla stanja.

Prethodne tvrdnje mogu se zapisati matematički izrazima (4-1) - (4-5):

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (4-1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (4-2)$$

$$\mathbf{u} = [u_{sd} \quad u_{sq} \quad 0 \quad 0 \quad -m_{tr}]^T \quad (4-3)$$

$$\mathbf{x} = [\psi_{sd} \quad \psi_{sq} \quad \psi_{rd} \quad \psi_{rq} \quad \omega]^T \quad (4-4)$$

$$\mathbf{y} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \omega]^T \quad (4-5)$$

, gdje je  $\mathbf{f}$  nelinearna funkcija nad vektorima ulaznih varijabli napona i ulančanog magnetskog toka. Funkcija je nelinearna zbog toga što se u naponskim jednadžbama javlja množenje varijabli stanja magnetskih tokova i brzina vrtnje. Izlazna funkcija  $\mathbf{h}$  je u ovom slučaju linearna jer se struje stroja mogu izraziti linearnom kombinacijom magnetskih tokova, što će biti prikazano kasnije u poglavlju. U gore danim izrazima oznake s točkom iznad simbola predstavljaju derivacije odgovarajućih veličina.

Prema tome, jednadžbe (2-50) - (2-53) zapisane s istaknutim varijablama stanja s jedne strane glase:

$$\dot{\psi}_{sdq} = \omega_{b,el} [\mathbf{R}_s \mathbf{i}_{sdq} + \mathbf{J}_r \omega \psi_{sdq} + \mathbf{u}_{sdq}] \quad (4-6)$$

$$\dot{\psi}_{rdq} = \omega_{b,el} [\mathbf{R}_r \mathbf{i}_{rdq} + \mathbf{J}_r (1 - \omega) \psi_{rdq}] \quad (4-7)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{T_m} [(\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) - m_t] \quad (4-8)$$

Kako bi se uklonile struje iz gornjih jednadžbi stroja potrebno je struje izraziti uz pomoć tokova po izrazu za tokove (2-62). Izražena preko matrica ta bi jednadžba imala oblik (4-9).

$$\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{L}^{-1} \boldsymbol{\psi}_{dq} \quad (4-9)$$

Inverz matrice induktiviteta sastoji se od koeficijenata  $g_s$ ,  $g_r$  i  $g_m$  kao što je prikazano izrazom (4-10).

$$\mathbf{L}^{-1} = \begin{bmatrix} g_s & 0 & g_m & 0 \\ 0 & g_s & 0 & g_m \\ g_m & 0 & g_r & 0 \\ 0 & g_m & 0 & g_r \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

Koeficijenti inverza matrice induktiviteta mogu se dobiti kombinacijom induktiviteta statora, rotora i glavnog induktiviteta prema jednadžbama (4-11) - (4-13).

$$g_s = -\frac{l_r}{l_m^2 - l_s l_r} \quad (4-11)$$

$$g_r = -\frac{l_s}{l_m^2 - l_s l_r} \quad (4-12)$$

$$g_m = \frac{l_m}{l_m^2 - l_s l_r} \quad (4-13)$$

Objednjavanjem izraza (4-1) - (4-13) može se napisati konačni model u prostoru stanja sa jasno definiranim fizikalnim parametrima te ulaznim i izlaznim veličinama.

$$\dot{\psi}_{sd} = \omega_{b,el}[-r_s g_s \psi_{sd} + \psi_{sq} - r_s g_m \psi_{rd} + u_{sd}] \quad (4-14)$$

$$\dot{\psi}_{sq} = \omega_{b,el}[-r_s g_s \psi_{sq} - \psi_{sd} - r_s g_m \psi_{rq} + u_{sq}] \quad (4-15)$$

$$\dot{\psi}_{rd} = \omega_{b,el}[-r_r g_r \psi_{rd} + (1 - \omega)\psi_{rq} - r_r g_m \psi_{sd}] \quad (4-16)$$

$$\dot{\psi}_{rq} = \omega_{b,el}[-r_r g_r \psi_{rq} - (1 - \omega)\psi_{rd} - r_r g_m \psi_{sq}] \quad (4-17)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{T_m} [g_m (\psi_{sd} \psi_{rq} - \psi_{sq} \psi_{rd}) - m_t] \quad (4-18)$$

$$i_{sd} = g_s \psi_{sd} + g_m \psi_{rd} \quad (4-19)$$

$$i_{sq} = g_s \psi_{sq} + g_m \psi_{rq} \quad (4-20)$$

Nakon što su poznate sve jednadžbe modela u prostoru stanja potrebno je matematički formulirati parametre koji su predmet estimacije. Neka matematički parametri tvore vektor  $\mathbf{p}$ . Za razliku od fizikalnih parametara navedenih na početku poglavlja, neki elementi  $\mathbf{p}$  nemaju fizikalno značenje sami po sebi. Parametri  $\mathbf{p}$  prikazani su vektorom (4), čiji se elementi javljaju u jednadžbama modela u prostoru stanja, a to su:  $g_s$ ,  $r_r g_r$ ,  $r_r g_m$  i  $g_m$ . Potrebno je naglasiti kako se nerazdvajanjem koeficijenata  $r_r g_r$  i  $r_r g_m$  postiže se identifikabilnost modela. Naime, ako bi se, recimo parametri  $r_r$  i  $g_r$  razdvojili, postojao bi beskonačan broj kombinacija kojim umnožak ta dva parametra u modelu može dati isti rezultat.

$$\mathbf{p} = [p_1 \quad p_2 \quad p_3 \quad p_4] = [g_s \quad r_r g_r \quad r_r g_m \quad g_m] \quad (4-21)$$

Obzirom na to da je predstavljen model sastavljen od diferencijalnih jednadžbi, zbog numeričkog rješavanja istih, javlja se potreba za definiranjem početnih uvjeta. Početne vrijednosti se definiraju za svih pet varijabli stanja i one su predstavljene vektorom početnih uvjeta  $\mathbf{x}_0$ , prikazanim izrazom (4-22). Ove vrijednosti se smatraju nepoznatima kao i parametri  $\mathbf{p}$  te su također predmet estimacije. [19]

$$\mathbf{x}_0 = [\psi_{sd0} \quad \psi_{sq0} \quad \psi_{rd0} \quad \psi_{rq0} \quad \omega_0] \quad (4-22)$$

Skup parametara  $\mathbf{p}$  i početnih uvjeta  $\mathbf{x}_0$  zapisat će se kao jedan vektor (4-23).

$$\Theta = [\mathbf{p} \quad \mathbf{x}_0] \quad (4-23)$$

Cilj metode estimacije je pronaći skup realnih vrijednosti  $\Theta$  za koji će ponašanje matematičkog modela što bolje reprezentirati ponašanje stvarnog stroja. Matematički gledano to znači riješiti problem (4-24), tj. pronaći vektor  $\Theta^*$  za koji će biti postignut minimum funkcije cilja  $\mathbf{F}$  koja je definirana problemom optimizacije najmanje kvadratne udaljenosti. Pozadina kriterija najmanje kvadratne udaljenosti opisana je detaljnije u prilogu 1, dok je funkcija  $\mathbf{F}$  predstavljena je izrazom (4-25).

$$\Theta^* = \underset{\Theta \in \mathbb{R}}{\operatorname{argmin}}[F(\Theta)] \quad (4-24)$$

$$\mathbf{F}(\Theta) = \sum_{i=1}^n [(\mathbf{y}_i - \tilde{\mathbf{y}}_{x0}(t_i; \mathbf{p})) \mathbf{W}_i (\mathbf{y}_i - \tilde{\mathbf{y}}_{x0}(t_i; \mathbf{p}))^T] \quad (4-25)$$

, gdje  $\mathbf{y}_i$  predstavlja vektor mjerenih vrijednosti izlaznih veličina u  $i$ -tom uzorku izlaznih veličina, uzorkovanih u intervalu  $T_s$ . Sa  $\tilde{\mathbf{y}}_{x0}(t_i; \mathbf{p})$  je označeno rješenje sustava (4-14) sa početnim vrijednostima  $\mathbf{x}_0$  i parametrima  $\mathbf{p}$  u trenucima  $t_i$ , koji odgovaraju trenucima uzorkovanja  $y_i$ , prema (4-26).

$$t_i = iT_s \quad (4-26)$$

Matrica  $\mathbf{W}_i$  predstavlja težinsku matricu. Za težinsku matricu su u ovom slučaju odabrane jedinične vrijednosti. U raspisanom obliku, s uvrštenim fizikalnim veličinama funkcija cilja bi imala oblik (4-27).

$$\mathbf{F}(\Theta) = \sum_{i=1}^n [i_{sdi} - \tilde{i}_{sdx0}(t_i; \mathbf{p})]^2 + (i_{sqi} - \tilde{i}_{sqx0}(t_i; \mathbf{p}))^2 + (\omega_i - \tilde{\omega}_{x0}(t_i; \mathbf{p}))^2] \quad (4-27)$$

Rješenje problema optimizacijskog minimizacije kvadrata udaljenosti je vektor vrijednosti  $\Theta^*$  koji je argument funkciji  $\mathbf{F}$ . Za  $\Theta^*$  funkcija  $\mathbf{F}$  ima minimalnu vrijednost.

Zbog toga što je predstavljeni model asinkronog stroja nelinearan po parametrima, ne postoji jedinstveni način za pronalazak rješenja  $\Theta^*$ . U idealnim uvjetima valjalo bi pretražiti cijeli skup realnih brojeva za svaku od vrijednosti u argumentu funkcije  $\mathbf{F}$  kako bi se sa sigurnošću moglo reći da taj set parametara pruža optimalno rješenje, što nije moguće zbog beskonačnosti skupa realnih brojeva. U nastavku ovog rada predložen je jedan od mogućih načina pronalaska rješenja u obliku genetskog algoritma.

## 4.1. Genetski algoritam

Genetski algoritam je pretraživački algoritam baziran na prirodnoj selekciji i genetici. Svodi se na inteligentno iskorištavanje nasumičnog načina pretrage kako bi se postiglo optimalno rješenje. Upotreba analogija između bioloških procesa i računalnih algoritama pretraživanja počela je 60tih godina prošlog stoljeća kada je John Holland prvi puta uveo pojam genetskog algoritma. [20] Sam algoritam može se podijeliti na nekoliko koraka koji će biti detaljnije opisani u ovom poglavlju. Opisani koraci i metode koje se koriste za provedbu algoritma su tek jedni od najosnovnijih primjera koji se mogu koristiti u praksi. Detaljniji opis mogućnosti može se pronaći u idućem poglavlju gdje je opisana sama primjena genetskog algoritma kroz programski jezik *MATLAB*.

- generiranje populacije unutar zadanog intervala
- vrednovanje funkcijom dobrote
- odabir roditelja za iduću generaciju
- križanje jedinki i mutacija

Stvaranje početne populacije vrši se nasumično tako da se sve jedinke populacije nalaze unutar dozvoljenih intervala vrijednosti označenih kao  $DG$  i  $GG$  (donja i gornja granica). Jedinku u ovom slučaju predstavlja vektor od 9 parametara koji su predstavljeni u izrazu (4-23). Svaki od parametara unutar tog vektora se još naziva i kromosomom ili genom.

Vrednovanje jedinki svodi se na ocjenjivanje kvalitete pojedine jedinke definiranom funkcijom dobrote ili *fitness* funkcijom čiji će rezultat osiguravati da bolje jedinke, koje su argument toj funkciji konvergiraju u određeni broj kao pokazatelj kvalitete. Najčešće je funkcija cilja opisana kao funkcija izračunavanja pogreške u nekom obliku, kao što je prikazano funkcijom (4-25), te je željeni rezultat u tome slučaju 0 [21].

Način na koji se provodi križanje jedinki je tako da se odaberu dva roditelja iz populacije. Roditelji s boljim rezultatom dobivenim pri vrednovanju imaju veću vjerojatnost biti izabrani za križanje. Neke jedinke mogu zbog toga biti odabrane više puta, dok one s lošijim rezultatom mogu biti i neodabrane. Time se postiže prosljeđivanje samo najboljih kromosoma u iduću generaciju. Rezultat križanja dobiva se nasumičnom funkcijom  $rand()$  čija su donja i gornja granica određene vrijednostima roditelja, kao što je prikazano u (4-28) [22].

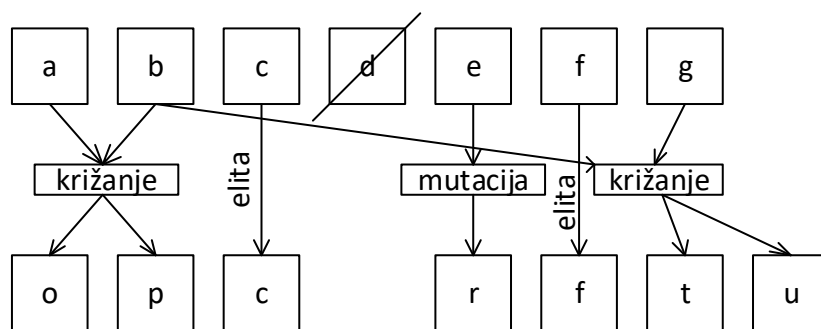
$$x_{rezultat} = rand(x_{roditeljA}, x_{roditeljB}) \quad (4-28)$$

Važno je napomenuti kako je za dva odabrana roditelja potrebno dobiti dva rezultata križanja, kako bi broj jedinki u populaciji za iduću generaciju bio očuvan.

Mutacija je nasumična promjena jedinke koja nije rezultat kombiniranja ili bilo kakvog utjecaja druge jedinke iz populacije. Za problem realnih brojeva, kakav se promatra u ovom slučaju, rezultat mutacije je promjena kromosoma jedinke nasumičnom funkcijom. Za razliku od nasumičnog odabira prilikom križanja kada su granice nasumične funkcije određene vrijednostima roditelja, kod mutacija se javlja problem određivanja granica mutacije. U slučaju da se za granice uzmu vrijednosti  $DG$  i  $GG$  iz intervala početne populacije, postiže se velika nasumičnosti određenog broja jedinki koja ne pomaže konvergiranju vrijednosti u kvalitetno rješenje. Zbog toga se uvodi dinamički operator mutacije čija je svrha korigiranje granica za odabir nasumične vrijednosti dobivene mutacijom te smanjenje nasumičnosti [22].

Odnos broja jedinki koje se odabiru za križanje i broja jedinki koje će mutirati je proizvoljan te se određuje prilikom korištenja alata koji izvršava sam genetski algoritam. Uz broj mutacija i križanja, također se mogu definirati i takozvane elitne jedinke. Karakteristika elitnih jedinki je da se one ne mijenjaju na prelasku iz generacije u generaciju, tj. zaštićene su mutacija i križanja.

Slikoviti prikaz starenja populacije i prelaska iz jedne generacije u iduću može se vidjeti na slici 4.1.



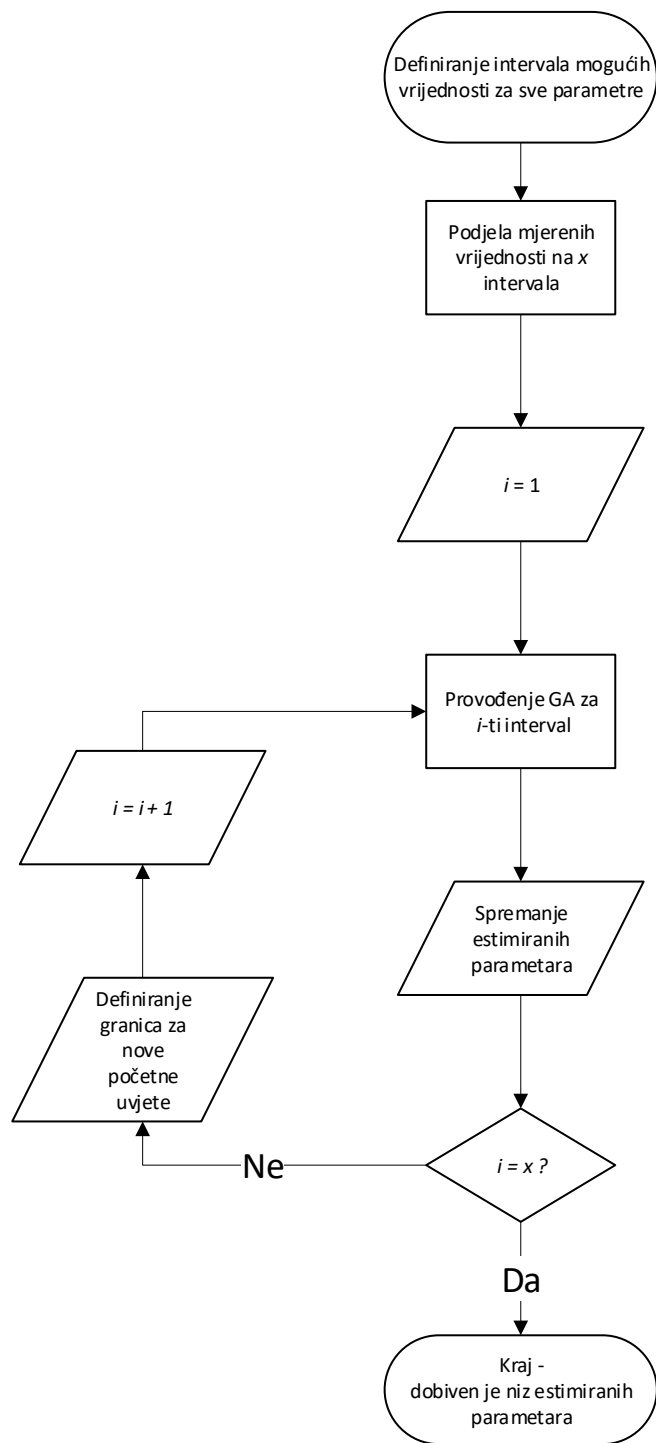
Sl. 4.1: Dijagram prelaska iz jedne generaciju u drugu

## 4.2. Identifikacija promjenjivih parametara

Prethodno opisani postupak identifikacije parametara, kao rezultat daje jedan optimalni set parametara. Kako bi se predstavljanim metodama pokušala dokazati promjenjivost parametara motora potrebno je definirati postupak identifikacije koji će dopustiti dokazivanje pretpostavljene teze.

Postupak s kojim bi se omogućila identifikacija promjenjivih parametara temelji se na podjeli vremenske osi simulacije i mjerenja na određeni, proizvoljan, broj vremenskih intervala. Podjelom na intervale omogućila bi se identifikacija parametara za svaki interval te bi se u konačnici dobio niz parametara koji najbolje odgovara svakom pojedinom intervalu. Sam postupak i tok radnji potrebnih za ostvarivanje ove ideje prikazan je na dijagramu 4.2.

Obzirom na prirodu genetskog algoritma i matematičkog modela, također je potrebno obratiti pozornost na određene prilagodbe koje su korištene u primjeni spomenute metode. Jedno od ograničenja je da izlazne veličine, struje i brzine vrtnje nisu ograničene uvjetom da moraju biti kontinuirane, kao što u stvarnosti one jesu. To znači da su vrijednosti struje i brzine dobivene optimalnim rješenjem na kraju jednog intervala korištene kao početne vrijednosti idućeg intervala s određenom pogreškom. Razlog uvođenja spomenute pogreške je u prihvaćanju činjenice da genetski algoritam, po svojoj prirodi, ne pruža u potpunosti točno rješenje te se ovime dopušta da rješenja jednog intervala ne utječu u prevelikoj mjeri na idući interval.



Sl. 4.2: *Postupak estimacije po intervalima*

## 5. Primjena estimacije parametra

### 5.1. *MATLAB* - *ga*

Okosnica primjene estimacije u ovom slučaju je *Global Optimisation Toolbox* - programski paket koji je dio *MATLAB* programskog jezika i okruženja. Programski paket sastoji se od skupa funkcija u koje su implementirani različiti pretraživački algoritmi i optimizacijske metode. U ovom slučaju je korištena je funkcija *ga*. Prilikom korištenja funkcije *ga* moguće je postaviti i definirati različite parametre optimizacijske metode, od kojih su neki spomenuti u prošlom poglavlju. Sintaksa korištenja funkcije prikazana je izrazom:

$$[x, fval, exitflag, output, population] = ga(fitnessfcn, nvars, A, b, Aeq, beq, LB, UB, nonlcon, options)$$

Važno je napomenuti da postoje i drugi oblici sintakse pomoću kojih se pristupa manjem ili većem broju mogućnosti i parametara optimizacije, no prilikom pisanja koda je korišten gore navedeni oblik te će stoga on biti pobliže objašnjen. Uglatom zagradom s lijeve strane predstavljeni su izlazne vrijednosti funkcije *ga*, dok se s desne strane upisuju argumenti funkcije. Na mjesto oznake *fitnessfcn* upisuje se naziv prethodno definirane funkcije cilja koju se želi minimizirati. U ovom slučaju to je funkcija cilja predstavljena kao razlika kvadrata. Broj varijabli definira se na mjestu oznake *nvars*. Broj varijabli određen je brojem nepoznanica koje se određuju prilikom optimizacije, što u ovom slučaju iznosi 9 - 5 početnih uvjeta varijabli stanja i 4 parametra motora. *A*, *b*, *Aeq* i *beq* predstavljaju vektore linearnih ograničenja u obliku nejednakosti (*A* i *b*) te jednakosti (*Aeq* i *beq*). Prilikom provođenja estimacije, u predstavljenom slučaju, nisu korištena ograničenja u ovom obliku. *LB* i *UB* predstavljaju donju i gornju granicu vrijednosti unutar kojih se rješenje očekuje. Za granice parametara motora korišten je širok raspon vrijednosti jer je iskustvo pokazalo kako su rješenja bez obzira na te granice, nakon višestrukih ponavljanja, konvergirala u približne vrijednosti. Granice koje se definiraju za početne uvjete bile su podešene na vrijednosti od -0.1 do 0.1 za ulančene tokove te -0.05 do 0.05 za brzinu vrtnje u prvom intervalu. Za svaki nadolazeći interval granice su se dinamički podešavale tako da odgovaraju rasponu od  $\pm 5\%$  vrijednosti s kraja prošlog intervala. S *nonlcon* se postavljaju nelinearna ograničenja, koja također nisu korištena u ovom radu. Zadnji argument *options* sadrži sva namještenja koja se tiču općenitih parametara genetskog algoritma. Postavke se pojednostavljeno mogu organizirati u strukturu koristeći naredbu *gaoptimset*. Obzirom na to da se može podesiti gotovo 40 opcija, u ovom poglavlju će biti pojašnjene one koje su korištene u kodu (prilog 2).

Parametrima *Generations* i *PopulationSize* određuje se broj generacija i broj jedinki korištenih u genetskom algoritmu.

*SelectionFcn* je opcija kojom se bira funkcija koja upravlja načinom odabira jedinki za križanje. Funkcijom *selectionstochunif* se poziva stohastički algoritam s uniformnom razdiobom odabira. Ovakav način odabira se može zamisliti tako da su sve jedinke postavljene na jednu liniju, tako da zauzimaju različiti udio te linije - ovisno o kvaliteti *fit*-anja (bolje jedinke zauzimaju veći udio), a potom se u jednakim razmacima duž linije uzimaju uzorci. *selectioroulette* funkcija uzima princip igre ruleta kako bi odabrao roditelje za križanje. Jedinke s boljom ocjenom *fit*-a imaju veći udio u kolu ruleta, proporcionalno ocjeni. *selectionremainder* koristi cjelobrojne iznose ocjena kako bi se odredilo koliko će puta koja jedinka sudjelovati u križanju. Za jedinke koje nemaju cjelobrojni iznos ocjene provodi se postupak prema prošloj funkciji ruleta. *selectionuniform* odabire roditelje na temelju ocjene *fit*-anja i ukupnog broja jedinki. *selectiontournament* je funkcija koja je korištena u ovom radu. Odabir jedinki se vrši na principu turnira tako da je skupina jedinki nasumično odabrana iz populacije (broj jedinki

koji se bira se može definirati). Iz skupine jedinki koje su izabrane za turnir se potom bira najkvalitetnija jedinka koja postaje roditelj za iduću generaciju.

*CrossoverFcn* je opcija kojom se biraju funkcije koje upravljaju načinom križanja jedinki radi stvaranja nove generacije. *crossoverscattered* funkcijom *MATLAB* generira nasumični binarni vektor koji je jednake duljine kao vektori parametara dvaju jedinki. Potom se na mjestima jedinica binarnog vektora križanja uzimaju geni, primjerice, prvog roditelja, a na mjestima nula uzimaju geni drugog roditelja. Spajanjem tih gena se dobivaju jedinke iduće generacije. Ova funkcija je korištena u radu. Od srodnih funkcija valjalo bi istaknuti *crossoversinglepoint* i *crossovertwopoint*. U tim funkcijama se geni roditelja presjecaju na jednom ili više mjesta te se sklapanjem odrezanih dijelova stvaraju nove jedinke. Kod narednih funkcija se ne koriste binarni vektori već se jedinke generiraju manipuliranjem vrijednosti gena roditelja. *crossoverintermediate* križa roditelje na način da se vrijednostima gena jednog roditelja dodaje razlika između dva roditelja pomnožena s proizvoljnim faktorom te faktorom nasumičnosti. Rezultat je najčešće vrijednost između dva roditelja no ovisno o proizvoljnom faktoru može se nalaziti i izvan tog intervala. *crossoverheuristic* križa roditelje na način sličan prošlog funkciji uz izuzetak nasumičnog faktora. Također se razlika između roditelja definira s drugim predznakom tako da se novonastala jedinka ne nalazi između vrijednosti dvaju roditelja te je bliža vrijednosti roditelja koji ima bolju ocjenu *fit*-a. *crossoverarithmetic* je najjednostavnija funkcija kojoj je rezultat aritmetička sredina dvaju roditelja.

*MutationFcn* je opcija kojom se odabiru funkcije koje definiraju način mutacije. Funkcijom *mutationgaussian* mutacija se vrši tako da se vrijednosti odaje slučajni broj po normalnoj raspodjeli sa srednjom vrijednosti 0. Oblik krivulje normale razdiobe definira se parametrima *Scale* i *Shrink*. Funkcija je tako konstruirana da se krivulja iz generacije u generaciju, u koracima, sužava ili proširuje ovisno o zahtjevima korisnika. Ova funkcija se koristi u radu. Funkcija *mutationuniform* odabire gene za mutiranje tako da se prethodno definira vjerojanost gena da budu odabrani, tako da je vjerojanost ista za sve gene. Potom geni koji su odabrani dobivaju nasumičnu vrijednosti, po uniformnoj razdiobi, unutar dozvoljenih granica. *mutationadaptfeasible* je funkcija mutacija koja se koristi kada su definirana linearna ograničenja na vrijednosti.

Opcijom *CreationFcn* bira se funkcija koja generira početnu populaciju jedinki. Funkcijama *gacreationuniform* ili *gacreationlinearfeasible* stvaraju se početne populacije koje su, u prvom slučaju, nasumične s uniformnom razdiobom unutar granica koje se moraju manualno definirati ili , u drugom slučaju, nasumične s posebnim prilagođavanjem već definiranim linearnim ograničenjima i granicama.

Broj elitnih jedinki određuje se opcijom *EliteCount*. Ova vrijednost je podešena na 10% ukupnog broja jedinki.

Za algoritam je također važna opcija koja se tiče zaustavljanja algoritma u slučaju da iz generacije u generaciju ne postiže znatne promjene u funkciji cilja, odnosno ne napreduje. Opcijom *FunctionTolerance* određuje se iznos relativne promjene za koju se, nakon određenog broja generacija definiranog brojem *MaxStallGenerations*, algoritam prekida. U ovom slučaju je odabrana vrijednost  $10^{-6}$ , te je broj generacija podešen na 50. Prestanak izvršavanja algoritma također je moguće uvjetovati vremenski te se tako opcijama *MaxTime* određuje maksimalno trajanje izvršavanja algoritma u sekundama. S *MaxStallTime* se može, isto tako, odrediti maksimalni vremenski interval unutar kojeg se mora pojaviti poboljšanje funkcije cilja definirano *FunctionTolerance*, u suprotnom se program prekida.

Radi bržeg izvršavanja programa, u slučaju da korišteno računalo posjeduje višejezgrenu procesorsku jedinicu, koristi se opcija *UseParallel* koja se pri tome podešava na vrijednost *true*.



## 5.2. Laboratorij i mjerna oprema

Za provedbu opisanih metoda prošlog poglavlja, koje se izvršavaju na računalu potrebno je prikupiti podatke sa stvarnog stroja čija se identifikacija parametara želi izvršiti. Praktični dio ovog rada napravljen je u Laboratoriju za električne strojeve i pogone FERIT-a u Osijeku.

Oprema za izvođenje eksperimenta sastoji se od upravljačkog ormara u kojemu se nalazi trofazni regulacijski autotransformator (možda nazivne vrijednosti tu napisati), sa izvedenim stezaljkama. Primar autotransformatora priključen je na trofaznu gradsku pojnu mrežu faznog napona 230 V i frekvencije 50 Hz. U sklopu upravljačkog ormara izvedene su i stezaljke trofaznih namota asinkronog stroja čiji se parametri estimiraju u ovom pokusu. Korišteni asinkroni motor je tipa *5AZ112M-4B3* proizvođača *Končar*, čije su nazivne vrijednosti s natpisne pločice dane u tablici 5.1. Na upravljačkom ormaru ugrađene su priključnice tahogeneratorske koji se nalazi na osovine asinkronog motora i služi za očitavanje brzine davanjem analognog naponskog signala proporcionalnom brzini vrtnje. Prijenosni omjer tahogeneratorske je  $0.0551 \frac{V_{\min}}{\text{okr}}$ .

Mjerna oprema sastoji se od 12-bitnog sustava za prikupljanje podataka proizvođača *IOTech* tipa *WaveBook 512*. Uređaj za prikupljanje podataka na računalo je priključeno putem 25-pinskog kabela za paralelnu komunikaciju. Za pretvorbu električnih veličina u mjerne signale koriste se naponske sonde proizvođača *IOTech* tipa *WBK61* i strujna kliješta proizvođača *Tektornix* tipa *A622*. Prigušenje naponskih sondi je 1:1000 dok je prienosni omjer strujnih kliješta podesiv i iznosi 10 ili 100 mV/A.

Za obradu mjerenih podataka korišten je programski paket *DASYLab*. Unutar programskog paketa se definira uzorkovanje mjernih signala te pohrana podataka. Nakon obavljenih mjerenja, postupak identifikacije proveden je u programskom paketu *MATLAB*. Kod korišten u ovom radu detaljnije se može proučiti u prilogu P2.

**Tab. 5.1:** Natpisna pločica motora

|                        |           |
|------------------------|-----------|
| Napon trokut/zvijezda  | 380/660 V |
| Struja trokut/zvijezda | 8.7/5 A   |
| Nazivna snaga          | 4 kW      |
| $\cos\phi$             | 0.82      |
| Nazivna frekvencija    | 50 Hz     |
| Nazivni broj okretaja  | 1420      |

## 5.3. Eksperimentalni dio

Regulacijskim transformatorom podešena je vrijednost napona tako da linijski napon iznosi  $380\sqrt{2}$  V. U proračunima je pretpostavljeno da frekvencija napajanja iznosi idealnih 50 Hz. Ove vrijednosti važne su i za određivanje baznih veličina korištenih u *per-unit* sustavu. Osnovne te izvedene bazne vrijednosti prikazane su u tablici 5.2. Frekvencija uzorkovanja pri mjerenju postavljena je u *DASYLab* programu na 10 kHz.

Prilikom provođenja dijela istraživanja koji uključuje provođenje genetskog algoritma, uočena je ovisnost kvalitete rezultata u odnosu na određen postavke algoritma. Pri tome se

**Tab. 5.2:** *Bazne vrijednosti per-unit sustava*

|                                     |        |
|-------------------------------------|--------|
| $U_b$ [V]                           | 537.4  |
| $\omega_{el,b}$ [s <sup>-1</sup> ]  | 314.2  |
| $S_b$ [VA]                          | 4878   |
| $I_b$ [A]                           | 6.051  |
| $Z_b$ [ $\Omega$ ]                  | 88.81  |
| $\Psi_b$ [Vs]                       | 1.711  |
| $\omega_{meh,b}$ [s <sup>-1</sup> ] | 157.1  |
| $L_b$ [H]                           | 0.2828 |
| $M_b$ [Nm]                          | 31.06  |

posebice misli na broj jedinki i broj generacija. Empirijskim postupkom pokušaja i pogreške zaključeno je kako je optimalan broj jedinki 300, dok je broj generacija postavljen na 1000. Ovakvim postavkama postiže se zadovoljavajuća preciznost, a da je utrošak vremena pri tome razuman. Od ostalih postavki genetskog algoritma može se istaknuti da je korišten broj elitnih jedinki bio 10%.

Osim postavki samog genetskog algoritma, uočen je utjecaj broja intervala za koji se provodi identifikacija. Zbog toga će u nastavku biti uspoređeni rezultati identifikacije za više slučajeva različitih duljina i broja intervala, kao što je prikazano u tablici 5.3. Promatrani set mjerenih podataka u svim slučajevima sastoji se od 6000 uzoraka.

**Tab. 5.3:** *Provedene simulacije*

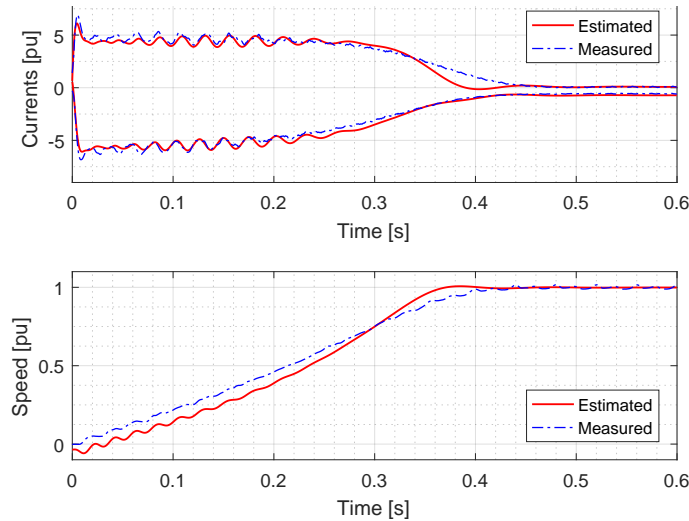
| Broj jedinki | Broj generacija | Uzoraka po intervalu | Broj intervala |
|--------------|-----------------|----------------------|----------------|
| 300          | 1000            | 6000                 | 1              |
| 300          | 1000            | 100                  | 60             |
| 300          | 1000            | 300                  | 20             |
| 300          | 1000            | 500                  | 12             |

Kako bi se mogla ocijeniti kvaliteta estimiranih parametara, u nastavku rada, na dijagramima, promatrat će se i uspoređivati nekoliko veličina. Bit će prikazani valni oblici  $d$  i  $q$  komponente mjerene struje, te struje dobivene kao rezultat simulacije sa estimiranim parametrima. Također će, analogno tome, biti prikazani valni oblici brzine vrtnje. Na trećem dijagramu bit će prikazani reziduali tih veličina, odnosno razlika između iznosa dobivenog mjerenjem i rezultata simulacije. Četvrti dijagram prikazivat će iznose tri induktiviteta koji su

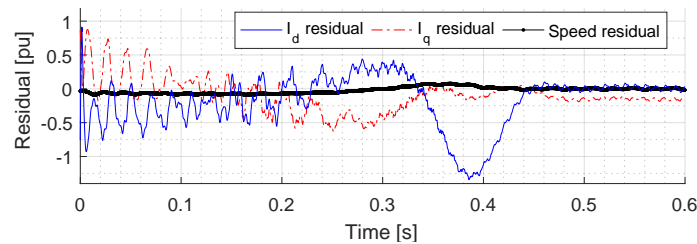
dobiveni kao rezultat identifikacije.

## 5.4. Rezultati estimacije nepromjenjivih induktiviteta

Prvo je napravljena identifikacija parametara u kojoj se mjereni podaci nisu podijelili na intervale. To znači da se za rezultat dobiva jedan skup parametara, što odgovara slučaju nepromjenjivog induktiviteta. Ovakav način identifikacije već je predstavljen u nekim radovima, poput [1]. Rezultati identifikacije mogu se vidjeti na dijagramima 5.1 i 5.2.



Sl. 5.1: Odzivi struje i brzine vrtnje za rezultat dobiven identifikacijom nepromjenjivog induktiviteta

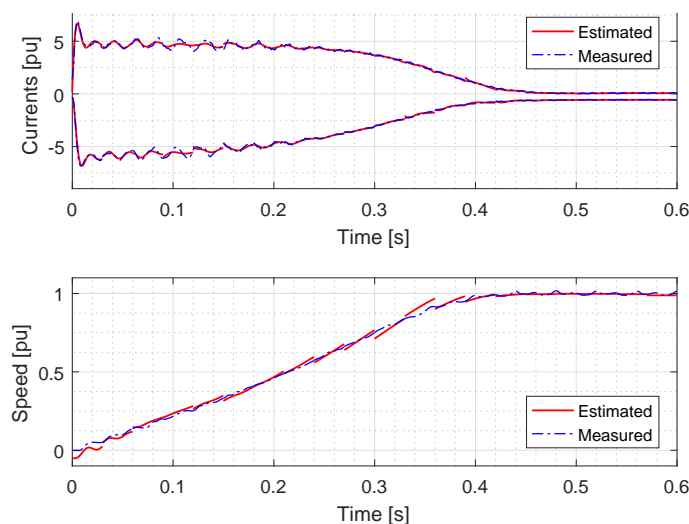


Sl. 5.2: Rezidue struja i brzine vrtnje za slučaj identifikacije nepromjenjivog induktiviteta

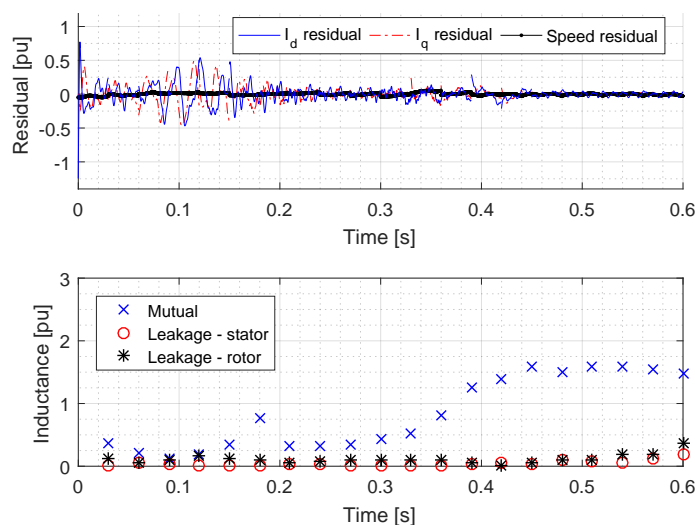
Prema rezultatima, može se vidjeti kako pogreška između simuliranih i mjerenih vrijednosti struje doseže vrijednosti do 1.25. Najveća razlika se javlja pri početku zaleta te u vremenu od oko 0.4 sekunde, netom prije postizanja radne točke praznog hoda. Usporedi li se pogreške koje se javljaju s najvećim iznosom struje prilikom zaleta, one iznose do 25%. Kod brzine vrtnje javlja se odstupanje simuliranih veličina koje iznosi -0.1 i traje od početka zaleta do vremena od 0.3 nakon čega simulirana vrijednost poprima veći iznos, te nakon toga pogrešku od 0.1. U stacionarnom stanju pogreške struja i brzine vrtnje iznose od 0 do 0.05. Treba uočiti kako pogreške rijetko mijenjaju polaritet te srednja vrijednost pogrešaka nije pozicionirana oko 0. Rezultati identifikacije parametara za ovaj slučaj pokazuju da su vrijednosti estimirane glavnog induktiviteta 1.25, dok rasipni induktiviteti imaju vrijednost 0.05.

## 5.5. Rezultati estimacije promjenjivih induktiviteta

Prvo će se promatrati slučaj u kojemu je zalet stroja podijeljen na 20 jednakih vremenskih intervala te se kao rezultat promatraju vrijednosti 20 induktiviteta. Svaki induktivitet predstavlja rješenje postupka estimacije za odgovarajući vremenski interval. Na dijagramima 5.3 i 5.4 prikazani su rezultati identifikacije.



Sl. 5.3: Odzivi struja (a) i brzine vrtnje (b) za identifikaciju na 20 intervala



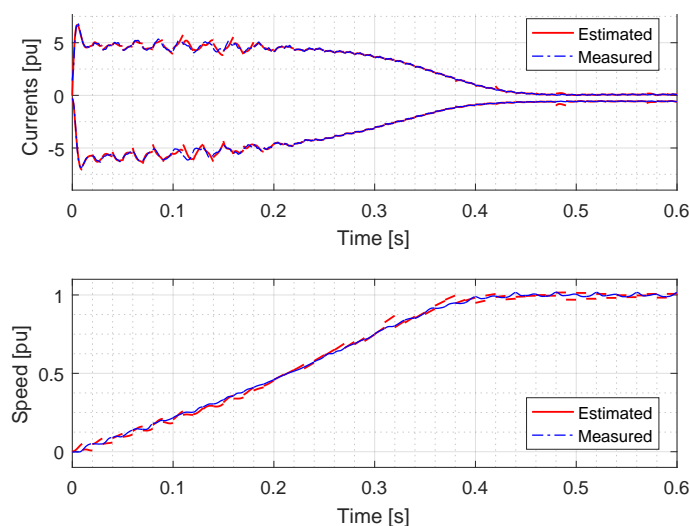
Sl. 5.4: Rezidue struja i brzine vrtnje (a) i vrijednosti induktiviteta (b) za identifikaciju na 20 intervala

Pogledom na dijagram reziduala 5.4 može se uočiti kako su vrijednosti pogreške imaju maksimalni iznos 0.5 tokom zaleta stroja. Vrijednosti pogreške, za razliku od slučaja s jednim intervalom, često mijenjaju polaritet te su srednje vrijednosti svih reziduala pozicionirane oko 0. Izrazi li se najveće pogreška struje u postocima maksimalnog iznosa, ona iznosi oko 10%. Pogreška brzine vrtnje zanemarivog je iznosa tijekom većinu zaleta uz mala odstupanja od 0.05 pri pokretanju i netom prije postizanja brzine praznog hoda. Promjenjivost vrijednosti induktiviteta vidljiva je na slici 5.4. Glavni induktivitet prilikom zaleta iznosi oko 0.3 te u

vremenu od 0.3 s do 0.4 s postupno rastu na vrijednost 1.5. S druge strane, rasipni induktiviteti statora i rotora tijekom cijelog zaleta imaju vrijednosti od oko 0.1. U točki koja odgovara 0.18 s zaleta vidljivo je kako se pojavljuje vrijednost glavnog induktiviteta koja je značajno veća od iznosa za interval prije i poslije. Ovakav rezultat, koji na očigled odskače od ostatka smatra se anomalijom te se ne promatra kao bitan rezultat estimacije. Ovakve anomalije mogu se smatrati posljedicom netočnosti genetskog algoritma.

Usporedi li se oblik krivulje koja bi se dobila spajanjem dobivenih vrijednosti glavnog induktiviteta sa krivuljom impedancije 3.4, može se uočiti podudaranje oblikom i vremenom u kojemu dolazi do porasta impedancije. Obzirom na to da imaginarni dio impedancije motora, zbog svog iznosa, većinom čini reaktancija glavnog induktiviteta, može se zaključiti kako se rezultati ove estimacije slažu s pretpostavkama u [3].

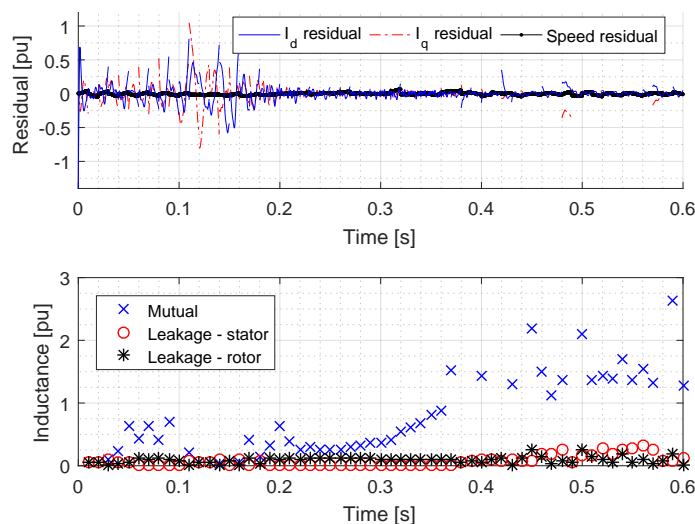
Prije nego se donesu konačni zaključci treba promotriti što se dogodi u slučaju kada bi se promatrano vrijeme podijelilo u veći broj intervala, sa ciljem dobivanja većeg broja vrijednosti induktiviteta. Rezultati estimacije s podjelom na 60 intervala prikazani su dijagramima 5.5 i 5.6.



**Sl. 5.5:** Odzivi struja (a) i brzine vrtnje (b) za identifikaciju na 60 intervala

S dijagrama na kojemu su prikazane reziduali vidi se kako u ovom slučaju maksimalna pogreška između simuliranih i mjenjenih struja iznosi 1. Također, može se uočiti kako se najveće razlike kod struja, kao i u prošlom slučaju, javljaju u vremenu do 0.2 s kada vrijednosti struja osciliraju. Izrazi li se maksimalna pogreška struje u postotcima maksimalne vrijednosti, tada iznosi 20%. Simulirana brzina vrtnje u ovom slučaju, u pravilu, ne odstupa od mjenjenih vrijednosti. Na nekim dijelovima dijagrama struje 5.5, vidljivo je kako ponekad cijeli intervali odstupaju od pravca na kojemu se nalaze ostali intervali te mjenjena vrijednost. Ovakva pojava šumova u rezultatima dobivenim estimacijom može se pripisati prekratkim intervalima, koji u ovom slučaju iznose 100 uzoraka. Povećavanjem broja intervala smanjuje se broj točaka koje se unutar genetskog algoritmu koriste u izračunavanju funkcije cilja. Isto tako, povećavanjem broja intervala povećava se vjerojatnost da će se javiti određena pogreška prilikom određivanja početnih uvjeta na počecima intervala. Zbog toga je u ovom slučaju, u usporedbi s prošlim, izraženija diskontinuiranost krivulje simulirane brzine vrtnje.

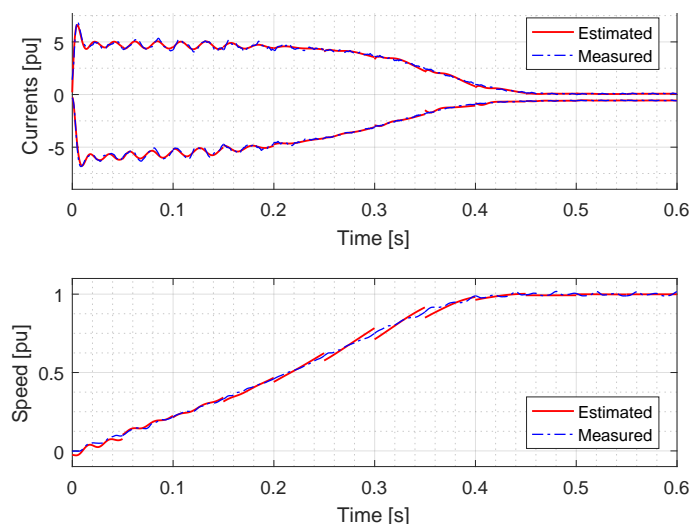
Pogledom na 5.6, vidi se kako vrijednosti induktiviteta svojim oblikom odgovaraju prijašnjima uz izraženo raspršene rezultate. Za promatrani slučaj karakteristična je pojava velikog broja vrijednosti koje odstupaju od trenda koji je lako uočljiv. Primjerice, u vremenu od 0.1 do 0.15 s pojavljuju se vrijednosti neusporedivo veće vrijednosti od onih u intervalima prije i poslije.



**Sl. 5.6:** *Rezidue struja i brzine vrtnje (a) i vrijednosti induktiviteta (b) za identifikaciju na 60 intervala*

Također, u vremenu od 0.4 s do 0.6 s, vrijednost glavnog induktiviteta u prosjeku iznosi oko 1.5, no raspršenost seže od 1.1 do 2.7.

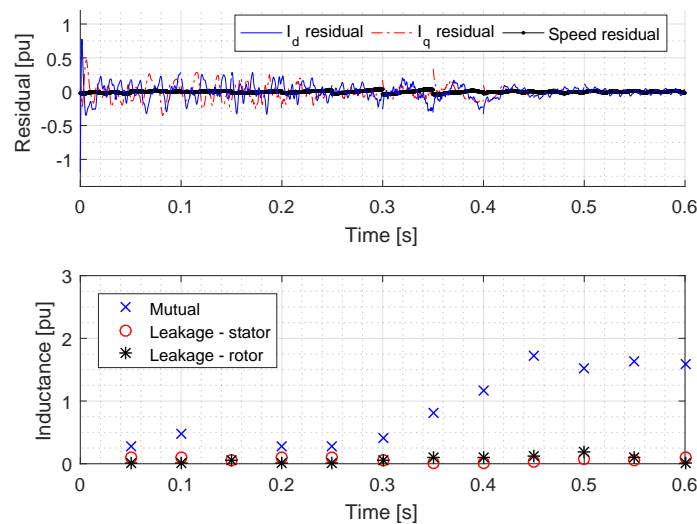
U posljednjem primjeru će se promatrati slučaj kada je pokus zaleta asinkronog motora podijeljen na 12 intervala. Podijelom na manje intervala dobivaju se intervali sa većim brojem uzoraka, no kao rezultat estimacije se dobiva manji broj parametara. Rezultati estimacije vidljivi su na slikama 5.7 i 5.8.



**Sl. 5.7:** *Odzivi struja (a) i brzine vrtnje (b) za identifikaciju na 12 intervala*

Na slici 5.8 može se primijetiti kako su iznosi reziduala značajno manji i uniformnije raspoređeni u usporedbi s prošlim slučajevima. Maksimalni iznos pogreške za struje iznosi oko 0.25 ili 5% maksimalnog iznosa struje. Također je iz valnih oblika struje uočljivo da se ovim pokusom postiže bolje podudaranje simuliranih i mjenjenih struja, pogotovo u od 0 do 0.2 s kada struje imaju izraženu valovitost.

Vrijednosti glavnog i rasipnog induktiviteta potvrđuju jednaku krivulju koja je vidljiva i u ostalim varijantama. Vrijednost glavnog induktiviteta kreće se od 0.25 do 0.5 u periodu od 0 do 2.5 sekundi, nakon čega postepeno raste do vrijednosti od oko 1.5 koju postiže u trenucima



**Sl. 5.8:** Rezidue struja i brzine vrtnje (a) i vrijednosti induktiviteta (b) za identifikaciju na 12 intervala

**Tab. 5.4:** Srednje vrijednosti reziduala

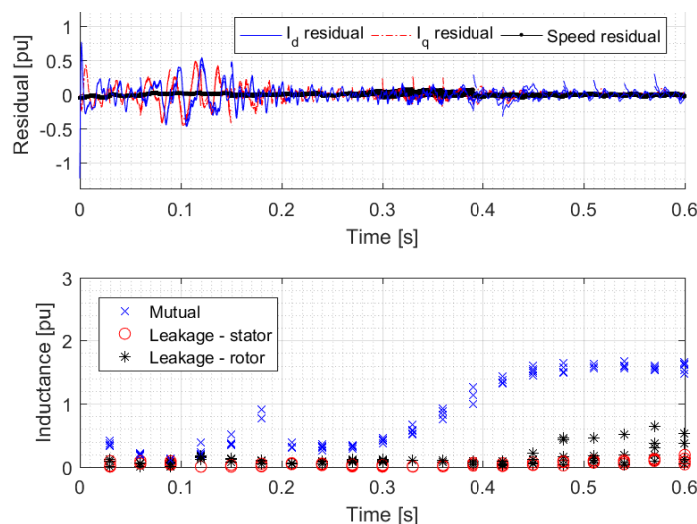
| Broj uzoraka | $I_d$ rezidual | $I_q$ rezidual | Rezidual brzine |
|--------------|----------------|----------------|-----------------|
| 6000         | -0.1790        | -0.1006        | -0.0230         |
| 100          | 0.0086         | -0.0054        | -0.0022         |
| 300          | -0.0010        | -0.0009        | -0.0004         |
| 500          | -0.0047        | -0.0080        | -0.0032         |

kada motor ulazi u stacionarno stanje. Vrijednosti rasipnih induktiviteta su, kao i u prošlim slučajevima približno konstantne tokom cijelog zaleta i iznose oko 0.1.

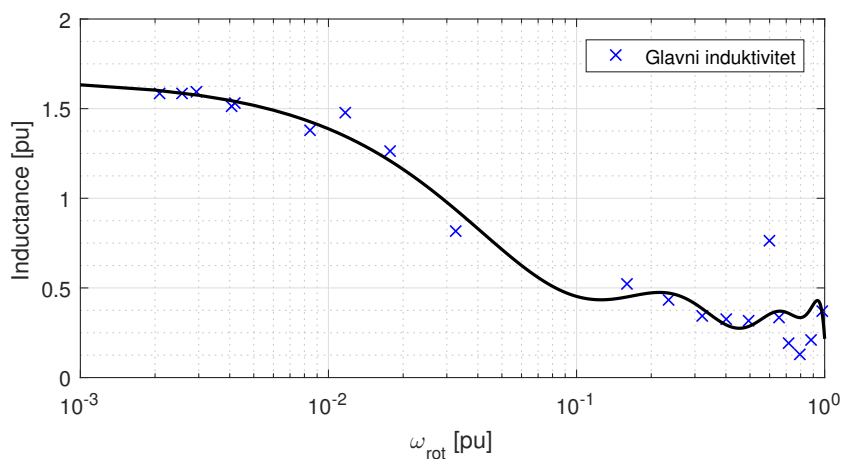
Kako bi se rezultati mogli objektivnije usporediti, u tablici 5.4 dane su srednje vrijednosti prethodno prikazanih reziduala za sva tri slučaja.

Prema srednjim vrijednostima reziduala vidljivo kako opcija korištenja 300 intervala pruža najniže vrijednosti pogreške, odnosno najbolje podudaranje simuliranih i mjerenih vrijednosti.

Zbog provjere ponovljivosti dobivenih rezultata, napravljeno je pet identifikacija za slučaj sa 20 intervala. Sa slike 5.9 može se uočiti kako rezultati pojedinih identifikacija međusobno ne odstupaju značajno što znači dodatnu potvrdu dobivenih rezultata.



Sl. 5.9: Vrijednosti pet ponovljenih identifikacija za na 20 intervala



Sl. 5.10: Ovisnost parametara o frekvenciji rotorskih veličina

Kako bi se u potpunosti mogla potvrditi teza o promjenjivom induktivitetu koja je proizašla iz teorije sinkronih generatora opisana u prošlom poglavlju rada, potrebno bi bilo proučiti ovisnost induktiviteta o frekvenciji. Veličine statora su tokom cijelog zaleta fiksne, sinkrone, frekvencije dok se varijablama rotora frekvencija mijenja ovisno o brzini vrtnje stroja. Za kružnu brzinu rotorskih veličina vrijedi izraz u *per-unit* sustavu, (5-1). Iz izraza je vidljivo kako je zapravo riječ o relativnoj brzini između sinkrono rotirajućeg polja te brzine vrtnje stroja.

$$\omega_{rot} = 1 - \omega \quad (5-1)$$

Na 5.10 može se vidjeti ovisnost estimiranih vrijednosti induktiviteta o frekvenciji veličina na rotoru. Prema dijagramu, pri niskim frekvencijama promjena veličina rotora, glavni induktivitet ima veće vrijednosti oko 1.6 te se one snižavaju kako se frekvencija promjena povećava, na vrijednosti oko 0.4. Može se pretpostaviti kako je iznimka analogije povučene sa sinkronim generatorima u tome što generatori imaju dodatni dominantni induktivitet koji je posljedica uzbuđenog namota rotora te se zbog toga javlja još jedna "stepenica" u dijagramu promjenjivih vrijednosti. Pojava "stepenice" kod asinkronog motora može se opisati promjenom putanje magnetskih silnica. Pri, uvjetno rečeno, visokim frekvencijama struje rotora, u trenutku kada



se motor uklopi na mrežu, zbog materijala rotora i induciranih struja u namotu, silnice glavnog magnetskog polja ne prodiru kroz jezgru rotora već se zatvaraju kroz zračni raspor. Zbog relativne permeabilnosti zraka, glavni induktivitet ima nižu vrijednost. Ubrzavanjem rotora, frekvencija struja rotora se snižava, početna nagla promjena prijelazne pojave uklopa prolazi te silnice glavnog magnetskog toka prodiru kroz feromagnetsku jezgru rotora. Ovakva jezgra predstavlja manji magnetski otpor od zračnog raspora te ima veću vrijednost induktiviteta. Vrijednosti rasipnih induktiviteta se, prema dijagramu, mogu smatrati neovisnima o frekvenciji jer su ovisni o geometriji samih namota.

## 6. Zaključak

Ovaj diplomski rad predstavlja metodu identifikacije parametara asinkronog motora koja uzima u obzir promjenjivost parametara, prvenstveno induktiviteta. Kako bi se identifikacija mogla provesti potrebno je definirati matematički model motora koji će opisivati sve fizikalne zakonitosti koje se dotiču predmeta identifikacije. U radu su korištene diferencijalne i linearne jednadžbe koje opisuju električne, magnetske i mehaničke pojave vezane uz asinkroni motor, a raspisane su po uzoru na neke priznate literature. Upotrebom transformacije iz troosnog u dvoosni koordinatni sustav dobiven je matematički model koji sadrži manji broj jednadžbi te pojednostavljuje izmjenični karakter veličina u asinkronom motoru. Kako bi sve promatrane veličine motora bile lakše usporedive korišten je *per-unit* relativni sustav jedinica.

Za identifikaciju parametara korišten je genetski algoritam primijenjen na problem minimizacije najmanje kvadratne udaljenosti između rezultata simulacije i izmjerenih veličina struje i brzine vrtnje prilikom direktnog uklopa motora. Sam algoritam kao rezultat vraća jednu vrijednost parametara te ne može obuhvatiti vremensku promjenjivost koja se želi identificirati. Zbog toga je smišljen program koji skup mjerenih podataka i rezultate simulacije dijeli na proizvoljan broj intervala te provodi identifikaciju za svaki pojedini interval uzimajući u obzir kontinuiranost valnih oblika struje i krivulje brzine uz određenu toleranciju.

U konačnoj analizi predstavljeni su rezultati dobiveni genetskim algoritmom provedenim s 300 jedinki po generaciji i maksimalnim brojem generacija postavljenim na 1000. Od opcija odabrane su turnirska selekcija, raspršeni način križanja, mutacija temeljena na normalnoj raspodjeli. Broj elitnih jedinki čini 10% broja jedinki. Granična vrijednosti relativne promjene funkcije cilja ispod koje se algoritam prestaje izvršavati postavljen je na  $10^{-6}$  nakon 50 uzastopnih generacija. Postavke korištene odabrane su postupkom pokušaja i pogreške što ostavlja prostora za pronalazak optimalnih postavki algoritma.

Zbog toga što je uočen utjecaj broja intervala na rezultate i kvalitetu dobivenih parametara napravljena su 3 slučaja u kojima je identifikacija podijeljena na 60, 20 i 12 intervala, dajući jednaki broj parametara kao rješenje. Također je napravljena estimacija za slučaj jednog intervala, odnosno nepromjenjivih parametara. Rezultati su uspoređeni izračunom srednje vrijednosti reziduala koji su dobiveni oduzimanjem mjerenih vrijednosti na motoru te vrijednosti dobivenih simulacijom. Srednje vrijednosti reziduala odvojeno su promatrane za dvije struje i brzinu.

Najbolje rezultate polučila je podjela estimacije na 20 intervala tako da je srednja vrijednost reziduala iznosila 0.0010 za  $d$  komponentu struje, 0.0009 za  $q$  komponentu struje te 0.0022 za brzinu vrtnje. Usporedi li se najbolji slučaj s estimacijom za slučaj nepromjenjivih parametara, može se vidjeti smanjenje srednje vrijednosti pogreške za 180 puta kod  $d$  komponente struje, 110 puta za  $q$  komponentu struje te 58 puta kod pogreške brzine vrtnje. Vrijednost glavnog induktiviteta za ovaj slučaj kreće se od 0.3 na početku zaleta do 1.5 u stacionarnom stanju. Za usporedbu, estimacija nepromjenjivog induktiviteta daje za rezultat glavnog induktiviteta 1.25. Iz tih vrijednosti vidljiva je potreba za korištenjem promjenjivih vrijednosti jer se jednim iznosom induktiviteta ne može opisati zalet motora bez određene pogreške.

S fizikalnog stajališta pretpostavka da je vrijednost glavnog induktiviteta niža zbog zatvaranja silnica kroz zrak u trenutku uklopa te povećavanje te vrijednosti nakon prestanka prijelazne pojave unutar rotora potkrijepljena stavljanjem u odnos vrijednosti glavnog induktiviteta u odnosu na frekvenciju električkih i magnetskih veličina rotora. Postavljanjem vremenske baze na logaritamsku skalu lakše se može promatrati frekvencijska ovisnost glavnog induktiviteta. Prema tome, točka infleksije krivulje koja predstavlja identificirane vrijednosti induktiviteta nalazi se na 70% sinkrone frekvencije. Pri frekvenciji veličina koje su manje od navedene vrijednost induktiviteta je veća dok je ona manja ako je frekvencija veća. Uspored-

bom sa frekvencijskom karakteristikom induktiviteta sinkronog generatora, koja se dobiva iz prijenosne funkcije glavnog induktiviteta linearizacijom modela u okolini sinkrone radne točke, može se vidjeti pojava istih fenomena. U domeni sinkronih generatora to su već, u struci, prihvaćene pojave subtranzijentne, tranzijentne i trajne reaktancije.

Rezultati identifikacije za slučajeve podjele uzorka na 12 i 60 intervala daje veće srednje vrijednosti pogreške no bez značajnog utjecaja same estimirane vrijednosti. Uz to je važno naglasiti kako broj uzoraka unutar pojedinog intervala vidljivo utječe na šumove u rezultatima estimacije, tako da su kraći intervala podložniji raspršenosti rezultata.

Kao nastavak istraživanja na ovom području predlaže se izrada modela asinkronog stroja koji u sebi ima implementiranu ovisnost induktiviteta o frekvenciji rotorskih veličina ili brzini vrtnje te usporedba takvog modela s onim nepromjenjivih parametara. Također se predlaže istraživanje u smjeru pronalaska optimalnih parametara genetskog algoritma radi veće pouzdanosti identifikacija ili primjena neke druge optimizacijske metoda na isti problem.

## Literatura

- [1] Ž. Ferková L. Zboray, *Contribution to parameter identification of an induction motor by genetic algorithms*, Acta Electrotechnica et Informatica, vol. 5, no. 2, pp. 5–8, 2005.
- [2] M. Jadrić B. Frančić, *Dinamika električnih strojeva*, Graphis, Zagreb, 1997.
- [3] H. Kojooyan-Jafari, L. Monjo, F. Corcoles, J. Pedra, *Using the Instantaneous Power of a Free Acceleration Test for Squirrel-Cage Motor Parameters Estimation*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 30, no. 3, pp. 974–982, 2015.
- [4] R. Wolf, *Osnove električnih strojeva*, Školska knjiga, Zagreb, 1995.
- [5] A. Fitzgerald, C. J. Kingsley, S. D. Umans, *Electric machinery*, McGraw-Hill, New York, 2003.
- [6] P. C. Krause, S. D. Sudhoff, O. Wasynczuk, *Analysis of Electric machinery and Drive Systems*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2002.
- [7] P. Kundur, *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill, Inc., Palo Alto, California, 1994.
- [8] T. Benšić, *Analiza dinamičkih stanja sustava vlastite potrošnje hidroelektrane*, Diplomski rad, Elektrotehnički fakultet Osijek, Osijek, 2014.
- [9] N. Mohan, *Electric machines and drives : a first course*, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, 2012.
- [10] H. C. Stanley, *An Analysis of the Induction Machine*, American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the, vol. 57, no. 12, pp. 751–757, 1938.
- [11] N. Mohan, *Advanced Electric Drives*, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, 2014.
- [12] R. H. Park, *Two-Reaction Theory of Synchronous Machines: Generalized Method of Analysis-Part I*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, 1929.
- [13] M. Mehmedović, *Identifikacija parametara sustava regulacije uzbude sinkronih strojeva*, Doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet, Zagreb, 1995.
- [14] I. Smith S. Sriharan, *Induction Motor Torque-Speed Characteristics from Dynamic Tests*, Int. J. Elect. Engng Educ., vol. 4, pp. 541–544, 1966.
- [15] M. Salahat, *Modular Approach for Investigation of the Dynamic Behavior of Three-Phase Induction Machine at Load Variation*, Engineering, vol. 3, no. 5, pp. 525–531, 2011.
- [16] L. Monjo, H. Kojooyan-Jafari, F. Corcoles, *Squirrel-cage induction motor parameter estimation using a variable frequency test*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 30, no. 2, pp. 550–557, 2015.
- [17] R. E. Araújo, *Induction Motors – Modelling and Control*, InTech, Rijeka, 2012.
- [18] J. Machowski, J. R. Bumby, J. W. Bialek, *Power System Dynamics and Stability*, John Wiley & Sons, Inc., Chichester, 1997.

- [19] R. Scitovski D. Jukić, *A method for solving the parameter identification problem for ordinary differential equations of the second order*, Applied Mathematics and Computation, vol. 74, no. 2-3, pp. 273–291, 1996.
- [20] O. Kramer, *Genetic Algorithm Essentials*, Springer International Publishing AG, Cham, 2017.
- [21] Z. Michalewicz, *Genetic algorithms + data structures = Evolution programs*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 1992.
- [22] M. Golub, *Genetski algoritam - prvi dio, skripta*, Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zagreb, 2012.
- [23] D. C. Montgomery, *Applied Statistics and Probability for Engineers Third Edition*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2003.

## Popis slika

|      |  |    |
|------|--|----|
| 2.1  | Prikaz asinkronog motora pogodnog za matematičko modeliranje . . . . .   | 4  |
| 2.2  | Transformacija statorskih veličina u $\alpha - \beta$ koordinatni sustav . . . . .                             | 7  |
| 2.3  | Transformacija statorskih veličina u d-q koordinatni sustav . . . . .  | 8  |
| 2.4  | Shema asinkronog motora u d-osi . . . . .  | 13 |
| 2.5  | Shema asinkronog motora u q-osi . . . . .  | 14 |
| 2.6  | Stacionarna momentna karakteristika . . . . .  | 14 |
| 2.7  | Električne i mehaničke veličine prilikom zaleta . . . . .  | 16 |
| 2.8  | Dinamička momentna karakteristika . . . . .  | 17 |
| 3.1  | Prikaz promjene puta magnetskih silnica . . . . .  | 17 |
| 3.2  | Amplitudno - frekvencijska karakteristika induktiviteta sinkronog generatora . .                               | 18 |
| 3.3  | Silnice magnetskog toka zatvaraju se kroz zračni raspor . . . . .  | 19 |
| 3.4  | Impedancija pri zaletu asinkronog motora . . . . .   | 20 |
| 4.1  | Dijagram prelaska iz jedne generaciju u drugu . . . . .  | 25 |
| 4.2  | Postupak estimacije po intervalima . . . . .   | 26 |
| 5.1  | Odzivi struje i brzine vrtnje za rezultat dobiven identifikacijom nepromjenjivog induktiviteta . . . . .       | 31 |
| 5.2  | Rezidue struja i brzine vrtnje za slučaj identifikacije nepromjenjivog induktiviteta                           | 31 |
| 5.3  | Odzivi struja (a) i brzine vrtnje (b) za identifikaciju na 20 intervala . . . . .                              | 32 |
| 5.4  | Rezidue struja i brzine vrtnje (a) i vrijednosti induktiviteta (b) za identifikaciju na 20 intervala . . . . . | 32 |
| 5.5  | Odzivi struja (a) i brzine vrtnje (b) za identifikaciju na 60 intervala . . . . .                              | 33 |
| 5.6  | Rezidue struja i brzine vrtnje (a) i vrijednosti induktiviteta (b) za identifikaciju na 60 intervala . . . . . | 34 |
| 5.7  | Odzivi struja (a) i brzine vrtnje (b) za identifikaciju na 12 intervala . . . . .                              | 34 |
| 5.8  | Rezidue struja i brzine vrtnje (a) i vrijednosti induktiviteta (b) za identifikaciju na 12 intervala . . . . . | 35 |
| 5.9  | Vrijednosti pet ponovljenih identifikacija za na 20 intervala . . . . .  | 36 |
| 5.10 | Ovisnost parametara o frekvenciji rotorskih veličina . . . . .   | 36 |

## Popis tablica

|     |   |    |
|-----|---|----|
| 2.1 | Parametri korišteni prilikom simulacije . . . . .   | 15 |
| 5.1 | Natpisna pločica motora . . . . .                   | 29 |
| 5.2 | Bazne vrijednosti <i>per-unit</i> sustava . . . . . | 30 |
| 5.3 | Provedene simulacije . . . . .                      | 30 |
| 5.4 | Srednje vrijednosti reziduala . . . . .             | 35 |

## Sažetak

U ovom radu je opisan matematički model asinkronog motora, detaljno je objašnjena transformacija veličina u dvoosni koordinatni sustav i prebacivanje u sustav relativnih jedinica. Iznesena je teza o promjenjivosti induktiviteta prilikom direktnog uklopa koja se temelji na sličnim pojavama kod sinkronih generatora. Model asinkronog motora prenesen je u prostor varijabli stanja. Napravljen je kratki pregled genetskog algoritma i *MATLAB* funkcije *ga* optimizacijskog programskog paketa. Također je predložen algoritam koji omogućuje identifikaciju promjenjivih parametara. Obavljena su mjerenja napona, struje i brzine vrtnje za vrijeme zaleta direktnim uklopom te je na tim podacima napravljena estimacija parametara stroja. Estimacija se bazira na rješavanju matematičkog problema minimizacije najmanjih kvadrata. Nakon više provedenih estimacija s različitim parametrima algoritma predstavljeni su i komentirani rezultati.

**Ključne riječi:** Asinkroni stroj, matematički model, direktni uklop, prostor stanja, genetski algoritam, identifikacija parametara, promjenjivi induktivitet, metoda najmanjih kvadrata



## Abstract

A mathematical model of an induction motor, a transformation of variables to *direct-quadrature* reference frame and conversion to *per-unit* system is shown in this master thesis. The assumption of variable inductance during free acceleration test of an induction motor, based on similar phenomena occurring with synchronous generators, is presented. Mathematical model differential equations are converted to state-space model. A short overview of the genetic algorithm is given, including *MATLAB* function *ga* of *Global optimisation toolbox*. An algorithm for applying GA for estimating variable parameters is explained. The measurement of current, voltage and speed are carried out during the free acceleration test and results are used to perform parameter estimation. The estimation is based on least squares minimization problem. Several estimation results are shown and commented on.

**Keywords:** Induction motor, mathematical model, free acceleration, state space, genetic algorithm, parameter identification, variable inductance, least squares method

## Životopis

Filip Halak je rođen 05. srpnja 1993. godine u Osijeku. 2008. godine završava osnovnu školu "Retfala" u Osijeku, te iste godine upisuje srednju Elektrotehničku i prometnu školu Osijek. S odličnim uspjehom završava srednju školu te se potom 2012. godine upisuje na Elektrotehnički fakultet u Osijeku, gdje se nakon prve godine opredjeljuje za smjer Elektroenergetika. Za prvu godinu preddiplomskog studija prima nagradu za odličan uspjeh. 2015. godine upisuje diplomski studij elektrotehnike Elektrotehničkog fakulteta Osijek, smjer elektroenergetika, izborni blok industrijska elektroenergetika.

Tokom diplomskog studija, 2017. godine, dodjeljuje mu se Rektorova nagrada za seminarski rad "Izrada digitalnog multimetra uz pomoć mikrokontrolera" te Dekanova nagrada za izniman uspjeh u studiranju i ostvarene izvannastavne aktivnosti kojima je pridonio ugledu Fakulteta. Za vrijeme studija obavljao je stručnu praksu u tvrtkama ATO Inženjering (Osijek, Hrvatska), Agile Europe (Prag, Republika Češka) i ABB (Baden, Švicarska).

Filip Halak

# PRILOG 1

## Metoda najmanjih kvadrata

Neka je  $\mathbf{y}$  slučajni proces opisan modelom u prostoru stanja koji se sastoji od determinističke jednadžbe stanja (P1-1) i stohastičke jednadžbe (P1-2) uz nepoznat skup parametara  $\Theta$ . Pri tome je  $\mathbf{x}$  varijable stanja sustava, a  $\mathbf{u}$  upravljačka varijabla sustava. Sve velične zadane su diskretno pri čemu  $k$  u idućim izrazima predstavlja broj uzorka.

$$\dot{\mathbf{x}}[k] = f(\mathbf{x}[k], \mathbf{u}[k]; \Theta) \quad (\text{P1-1})$$

$$\mathbf{y}[k] = g(\mathbf{x}[k], \mathbf{u}[k]; \Theta) + \epsilon[k] \quad (\text{P1-2})$$

$\epsilon$  predstavlja pogrešku, razliku između matematičkog modela  $g$  i stvarne vrijednosti. Za  $\epsilon$  se smatra da je bijeli šum normalne razdiobe sa očekivanjem 0 i varijancom  $\sigma^2$ . Iz toga se može zaključiti kako će očekivanje slučajne varijable  $\mathbf{y}$  biti jednako (P1-3), dok će njena varijanica biti jednaka varijanci suma  $\epsilon$ .

$$E(\mathbf{y}) = g(\mathbf{x}, \mathbf{u}; \Theta) \quad (\text{P1-3})$$

$$V(\mathbf{y}) = V(\epsilon) = \sigma^2 \quad (\text{P1-4})$$

Varijanca se kod diskretnih uzoraka podataka definira kao srednja vrijednost kvadratne udaljenosti od očekivanja, a izračunava se prema izrazu (P1-5).

$$V(\mathbf{y}) = V(\epsilon) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (\mathbf{y}[k] - E(\mathbf{y}[k]))^2 \quad (\text{P1-5})$$

Metoda najmanjih kvadrata počiva na pronalasku takvih koeficijenata  $\Theta^*$  da suma kvadratnih udaljenosti između matematičkog modela i stvarnih podataka (P1-6), a samim time i varijanica bude minimizirana. Ako se sa  $\mathbf{y}[k]$  označi niz stvarnih podataka nad kojima se vrši metoda, tada  $\mathbf{L}$  predstavlja funkciju najmanjih kvadrata [23]. Za varijable koje se pojavljuju u matematičkom modelu s parametrima  $\Theta^*$  koriste se oznake  $\hat{\mathbf{y}}$  i  $\hat{\mathbf{x}}$ .

$$\mathbf{L} = \sum_{k=1}^n \epsilon[k]^2 = \sum_{k=1}^n (\mathbf{y}[k] - E(\mathbf{y}[k]))^2 \quad (\text{P1-6})$$

Minimizacijom varijance odabirom optimalnih parametara  $\Theta^*$ , postiže se sužavanje intervala unutar kojega se može pronaći stvarna vrijednost slučajne pogreške uzorkovanja  $\epsilon$ . Pronalazak takvih parametara ujedno znači i pronalazak optimalnog matematičkog modela  $g$  za opis navedenih fizikalnih pojava.

## PRILOG 2

### *MATLAB* kod

Glavna skripta za definiranje baznih veličina *per-unit* sustava, formatiranje podataka mjerenja i pozivanje funkcije genetskog algoritma

```
1 global dq om t v_sd0 v_sq0;
2
3 %unos nazivnih vrijednost ASM
4
5 Pn=4000;
6 pf_n=0.82;
7 t_step=0.0001;
8 t_uk=0.3778;
9 oms=2*pi*49.95;
10
11 %Ucitavanje podataka mjerenja
12
13 [dq, abc, om, t, v0]=Format_xls(Pn, pf_n, t_step, t_uk, oms);
14 t=transpose(t);
15 v_sq0=v0(2);
16 v_sd0=v0(1);
17
18 %filtriranje ulaznog napona
19 dq(:,3)=movingmean(dq(:,3),29);
20 dq(:,4)=movingmean(dq(:,4),29);
21
22 %filtriranje brzine vrtnje
23 om=movingmean(om,49);
24
25 %odabir broja uzoraka i intervala
26 br_uz=150;
27 br_int=40;
28
29 for i=br_uz:br_uz:(br_uz*br_int)
30     for j=1:br_uz
31         dq_int(j, :, i/br_uz)=dq(j+i-br_uz, :);
32         om_int(j, i/br_uz)=om(j+i-br_uz, 1);
33         t_int(j, i/br_uz)=t(1, j+i-br_uz);
34     end
35 end
36
37 %definiranje granica genetskog algoritma
38 DD=[1 -30 -0.3 0.05 -2 -2 -2 -2 -0.05];
39 GG=[30 -1 -0.05 0.3 0.5 0.5 0.5 0.5 0.05];
40
41 %Parametri genetskog algoritma, Broj Varijabli, Generacija i Jedinki
42 BRv=size(DD,2);
43
```

```

44 BRj = 300;
45 BRg = 1000;
46
47 int_br=size(t_int);
48 int_br=int_br(2);
49
50 for k=1:br_int
51
52 %Odabir intervala optimizacije
53 t=t_int(:,k);
54 dq=dq_int(:,:,k);
55 om=om_int(:,k);
56
57 %generiranje pocetne populacije
58 POPpol=[];
59 for i=1:BRj
60     POPpol=[POPpol;DD+rand(1,size(DD,2)).*(GG-DD)];
61 end
62
63 if BRj<=5
64     dod=2;
65 else
66     dod=1;
67 end
68
69 %postavke genetskog algoritma
70 pos=gaoptimset('Generations',BRg,'InitialPopulation',POPpol,'
    PopulationSize'...
71     ,BRj,'Vectorized','off','UseParallel',true...
72     ,'SelectionFcn',{@selectiontournament,round(0.2*BRj)+dod},'
    CrossoverFcn',...
73     {@crossovergathered},'EliteCount',round(BRj/10));
74
75 FV=[];
76 save('varijable.mat','dq','om','t','v_sd0','v_sq0');
77
78 %pozivanje funkcije genetskog algoritma
79 [RJ2,FV2,EXf2,IZL2,POP2]=ga(@(x) LSM_razlika_rr_lr(x),BRv
    ,[],[],[],[],DD,GG,[],pos);
80
81 par=RJ2(1:4);
82 poc_tocke=RJ2(5:9);
83
84 %pozivanje funkcije simuliranja motora s izracunom struja
85 [dq1_rac,x1,t1]=nelin_am_ode_rr_lr(par,poc_tocke,t);
86
87 dq_rac(:,:,k)=dq1_rac(:,:,k);
88 x_rac(:,:,k)=x1(:,:,k);
89 t_sim(:,k)=t1(:,1);
90

```

```

91 %Varijabilne granice optimizacije za pomicnu pocetnu tocku
    integracije ,
92 %kraj prethodnog intervala +-5%
93
94 dd(1,:) = x_rac(end, :, k) - abs((x_rac(end, :, k) ./ 100) * 5);
95 gg(1,:) = x_rac(end, :, k) + abs((x_rac(end, :, k) ./ 100) * 5);
96
97 dd(1,5) = om_int(end, k) - abs(om_int(end, k) ./ 100 * 5);
98 gg(1,5) = om_int(end, k) + abs(om_int(end, k) ./ 100 * 5);
99
100 x01(1,:) = x_rac(end, :, k);
101 x01(1,5) = x_rac(end, 5, k);
102
103 %novi pocetni uvjeti - izvlacenje parametara
104
105 DD = [1 -30 -0.5 0.05 dd(1,1) dd(1,2) dd(1,3) dd(1,4) dd(1,5)];
106 GG = [30 -1 -0.05 0.5 gg(1,1) gg(1,2) gg(1,3) gg(1,4) gg(1,5)];
107
108 RJ(k,:) = RJ2;
109
110 om_interval(1, k) = x1(end, 5);
111
112 %izracunavanje parametara state-space modela
113 gm = RJ2(2);
114 rr = RJ2(3) / gm;
115 gs = RJ2(1);
116 gr = RJ2(4) / rr;
117
118 mat = [gs 0 gm 0; 0 gs 0 gm; gm 0 gr 0; 0 gm 0 gr];
119 matL = inv(mat);
120
121 %izracunavanje parametara matrice induktiviteta
122 ls = matL(1,1);
123 lr = matL(4,4);
124 lm = matL(1,3);
125
126 %spajanje vrijednosti parametara u matricu
127 parametri = [0.0602 rr ls lr lm];
128 parametri = transpose(parametri);
129 parametri1(:, k) = parametri;
130
131 end
132
133 RJ = transpose(RJ);

```

**Funkcija koja poziva funkciju za simuliranje asinkronog motora u prostoru stanja, izračunava struje i magnetske tokove kao rezultat**

```
1 function [i_dq , x, t1]=nelin_am_ode_rr_lr(z , x0 , t)
2
3 global p1 p2 p3 p4 oms;
4
5 p1=z(1); p2=z(2); p3=z(3); p4=z(4);
6
7 %pozivanje funkcije state-space modela asinkronog motora
8 [t1 , yout]=ode45('nelin_am',t3 , y0);
9
10 %razdvajanje izlaza funkcije na vektore
11 psi_sd=yout(:,1);
12 psi_sq=yout(:,2);
13 psi_rd=yout(:,3);
14 psi_rq=yout(:,4);
15
16 %razdvajanje parametara p na parametre motora
17 gm=p2;
18 rs=0.0608;
19 rr=p3/gm;
20 gs=p1;
21 gr=p4/rr;
22
23 %izraunavanje struja iz varijabli stanja
24 i_dq(:,1)=(gs*psi_sd+gm*psi_rd);
25 i_dq(:,2)=(gs*psi_sq+gm*psi_rq);
26 i_dq(:,3)=gm*psi_sd+gr*psi_rd;
27 i_dq(:,4)=gm*psi_sq+gr*psi_rq;
28
29 %spajanje varijabli stanja u jednu matricu
30 x(:,1)=psi_sd;
31 x(:,2)=psi_sq;
32 x(:,3)=psi_rd;
33 x(:,4)=psi_rq;
34 x(:,5)=yout(:,5);
```

## Funkcija za simuliranje asinkronog motora u prostoru stanja

```
1 function [dy]=nelin_am(t,y)
2 global p1 p2 p3 p4 Tm oms v_sd0 v_sq0;
3
4 dy=zeros(5,1);
5 Tm=0.48;
6
7 %state-space model asinkronog motora
8 dy(1)= oms*v_sd0-oms*0.0608*p1*y(1)-oms*0.0608*p2*y(3)+oms*y(2);
9 dy(2)= oms*v_sq0-oms*0.0608*p1*y(2)-oms*0.0608*p2*y(4)-oms*y(1);
10 dy(3)= -oms*p3*y(1)-oms*p4*y(3)+oms*(1-y(5))*y(4);
11 dy(4)= -oms*p3*y(2)-oms*p4*y(4)-oms*(1-y(5))*y(3);
12 dy(5)=p2/Tm*(-y(3)*y(2)+y(4)*y(1))-1/Tm*(0.0349+(0.05-0.0349)*y(5)*y
    (5));
```

## Funkcija koja se poziva u genetskom algoritmu, pokreće funkcije za simuliranje motora te izračunava sumu kvadrata razlike

```
1 function [diff]=LSM_razlika_rr_lr(par)
2 global dq om t;
3
4 p1=par(1);
5 p2=par(2);
6 p3=par(3);
7 p4=par(4);
8
9 y0=par(5:9);
10 load('varijable.mat');
11 testgm=abs(p2);
12 testp3=abs(p3);
13 testgs=abs(p1);
14 testp4=abs(p4);
15
16 testrr=testp3/testgm;
17 testgr=testp4/testrr;
18
19 %uvjeti za ogranicavanje vrijednosti parametara
20 %state-space modela kako bi oni ostali u granicama
21 %realnog stroja
22 if p1<testgm
23     diff=10000000000;
24 elseif p4<testp3
25     diff=10000000000;
26 elseif (testgs-testgm)<0.1
27     diff=10000000000;
28 elseif (testgr-testgm)<0.1
29     diff=10000000000;
30 else
31 z=[p1 p2 p3 p4];
32
33 %pozivanje funkcije asinkronog motora s izracunom struja
```



```

34 [is_calc ,x,t]=nelin_am_ode_rr_lr(z,y0,t);
35
36 %izracunavanje kvadrata razlike
37 difference_is1=(is_calc(:,1)-dq(:,3)).^2;
38 difference_is2=(is_calc(:,2)-dq(:,4)).^2;
39 difference_om=(x(:,5)-om).^2;
40
41 %zbrajanje kvadrata razlike
42 summ1=sum(difference_is1);
43 summ2=sum(difference_is2);
44 summ3=sum(difference_om);
45
46 diff=summ1+summ2+summ3;
47 end

```