

SMANJENJE UTICAJA VARIJACIJE MEĐUSOBNE INDUKTIVNOSTI MOTORA U VEKTORSKI UPRAVLJANIM POGONIMA

INFLUENCE OF THE MUTUAL INDUCTANCE VARIATION IN THE VECTOR CONTROLLED INDUCTION MOTOR

Mijalković Milan*, Petar Petrović**

* Visoka škola elektrotehnike i računarstva strukovnih studija, Beograd

** Elektro-mreža Srbije

Sadržaj - Ovaj rad opisuje jedno rešenje problema varijacije vrednosti međusobne induktivnosti u vektorski upravljanim pogonima asinhronog motora sa kratkospojenim rotorom. U radu je najpre analiziran uticaj varijacije ovog parametra na ostvarenu vrednost fluksa i momenta, kao i na maksimalni raspoloživi moment koji motor može da proizvede na svom vratilu uz ograničenu struju statora. Predložena je jednostavna modifikacija modela motora i analizirane prednosti i nedostaci ovakvog rešenja. Rešenje je praktično primenjeno na eksperimentalnom pogonu i prikazani rezultati su poređeni sa rezultatima dobijenim na pogonu sa klasičnim (linearnim) modelom.

Abstract - This paper describes a solution to the mutual inductance variation problem in the Indirect Field Oriented (IFOC) controlled induction motor. Initially, the influence of the variation on the produced flux, torque and torque per ampere is analyzed and experimentally verified. After that, a simple model modification is proposed and discussed. Finally, the solution is implemented on an AC motor-drive and verified experimentally, comparing the torque step response with the modification, and without it.

UVOD

Danas najčešće korišćeni elektromotorni pogoni asinhronih motora visokih performansi su bazirani na indirektnoj vektorskoj kontroli sa strujnim regulatorima u sinhronom rotacionom referentnom sistemu [1]. Kod ovakvih pogona neusaglašenost parametara sa kojima radi kontroler i realnih parametara u motoru značajno utiče na njihove karakteristike [1]. Ova neusaglašenost se može pojaviti usled varijacije parametara u proizvodnji motora, usled promene parametara u eksploataciji i tekućem korišćenju (na primer, usled zagrevanja) ili usled nedovoljno preciznog modeliranja motora (na primer, zbog zasićenja koje model ne uzima u obzir). Neslaganje parametara (razdešenost) dovodi do sledećeg [1]:

- Fluks u motoru nije jednak očekivanom.
- Moment ne odgovara komandovanoj vrednosti.
- Odziv momenta na komandu nije trenutni.
- Odnos q -komponente struje statora i momenta kao ni odnos d -komponente i fluksa nije više linearan.

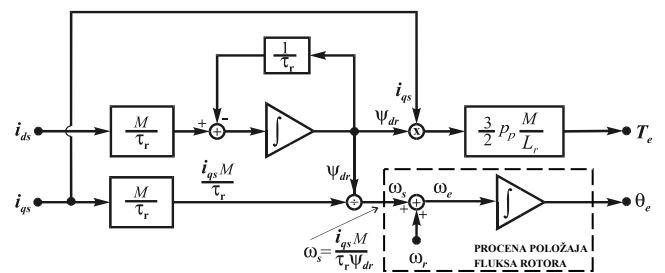
Ovi efekti su puno analizirani u literaturi, na primer [2,3]. Za indirektni vektorski kontroler sa strujnim regulatorima u sinhronom $d-q$ referentnom sistemu vezanom za fluks rotora, od posebnog interesa je uticaj vremenske konstante rotora τ_r , $\tau_r = L_r/R_r = (M+L_{\sigma r})/R_r$, gde su L_r , R_r i $L_{\sigma r}$ induktivnost, otpornost i rasipna induktivnost rotora, a M je međusobna induktivnost između statora i rotora.

U ovom radu razmatran je uticaj neusaglašenosti stvarne vremenske konstante rotora u motoru sa vrednošću ove konstante koju koristi kontroler, nastale kao posledica promene vrednosti međusobne induktivnosti M usled

zasićenja. Predložena je, i eksperimentalno verifikovana, jednostavna modifikacija standardnog linearnog modela.

1. MATEMATIČKI MODEL MOTORA

Model asinhronog motora sa linearnom magnetikom [1] u sinhronom rotacionom $d-q$ referentnom sistemu, orijentisanom tako da se d -osa sistema poklapa sa položajem fluksa rotora, prikazan je na slici 1.



Slika 1 Blok šema modela dinamike asinhronog motora u $d-q$ sistemu

Na šemi, i_{ds} označava d -komponentu struje statora koja određuje fluks rotora (ψ_{dr}), a i_{qs} je q -komponenta koja utiče samo na moment motora T_e (nema uticaj na fluks). ω_s je kružna učestanost klizanja, a ω_e i ω_r su sinhrona kružna učestanost i mehanička ugaona brzina rotora. θ_e je trenutni ugao vektora fluksa rotora, a p_p broj pari polova motora.

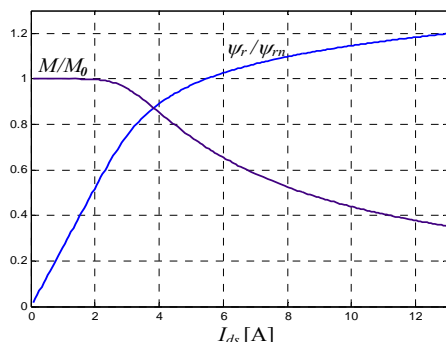
Ovaj model je izveden pod pretpostavkom pravilne orijentacije $d-q$ referentnog sistema, odnosno poznavanja trenutnog položaja fluksa rotora θ_e na osnovu koga se merene struje statora transformišu u i_{ds} i i_{qs} . Model važi jedino pod tim uslovima. Da bi računar koji upravlja radom motora dobio informaciju o θ_e u njemu postoji isti ovakav model realizovan softverski. Model u računaru radi paralelno sa motorom, prateći dinamiku svih promenljivih. Ulazne

veliĉine u model u raĉunaru su zadate komponente i_{ds}^* i i_{qs}^* (predstavljaju Źeljeni fluks i moment, respektivno). Rezultat rada modela je procenjeni ugao fluksa rotora (θ_e^*) koji je jednak stvarnom uglu jedino ako se model u raĉunaru ponaša na potpuno isti naĉin kao motor (ĉiji je model na slici 1). Kako model zavisi od parametara motora, ugao procenjen u modelu je taĉan samo ako su svi parametri jednaki stvarnim vrednostima u motoru. Ako to nije sluĉaj, θ_e^* je netaĉno odreĉen i $d-q$ referentni sistem nije pravilno orijentisan što kao posledicu ima da model motora prikazan na slici 1 više ne vaŹi. Kritiĉni parametar je vremenska konstanta rotora $\tau_r = (M + L_{\sigma r})/R_r$, odnosno otpornost rotora R_r i meĉusobna induktivnost M . Induktivnost rasipanja je za veĉinu motora mnogo manja od M , a i ne menja se previše u toku rada motora.

Otpornost rotora se zbog grejanja motora menja u širokim granicama, a meĉusobna induktivnost zavisi od struje i_{ds} (taĉnije, od struje magnećenja i_m koja je u stacionarnom stanju jednaka i_{ds}). U ovom radu analiziran je samo uticaj promene meĉusobne induktivnosti. U simulacijama i eksperimentima obezbeĉeno je rotorska otpornost u kontroleru bude jednaka stvarnoj vrednosti u motoru.

2. UTICAJ ZASIĆENJA

Na slici 2 je prikazana kriva magnećenja za eksperimentalni motor i kriva zavisnosti meĉusobne induktivnosti od I_{ds} (ova komponenta struje je u stacionarnom stanju jednaka struji magnećenja koja definiše krivu magnećenja [5,6,8]). I_{ds} je oznaka struje i_{ds} u stacionarnom stanju



Slika 2 Eksperimentalno snimljena kriva magnećenja ψ_r/ψ_{rn} i relativna meĉusobna induktivnost M/M_0 za eksperimentalni motor. M_0 je meĉusobna induktivnost u linearnom delu (163,7mH) a ψ_{rn} je nominalni fluks rotora (0,59Wb)

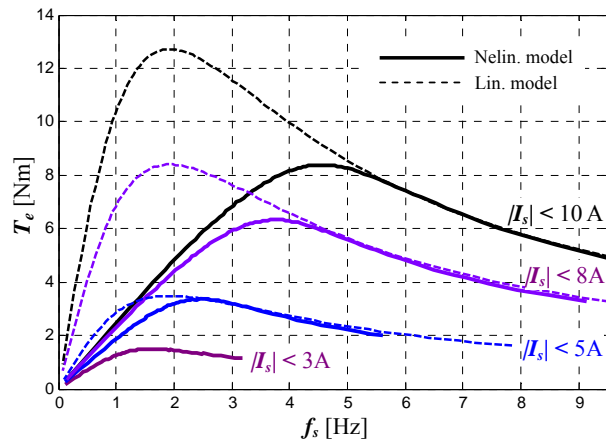
Sa dijagrama se vidi da parametar M pri strujama I_{ds} veĉim od nominalne ($I_{dsn} = 3,59$ A) znaĉajno menja vrednost. Vrednost u linearnom delu je preko 2,5 puta veća od vrednosti M pri struji I_{ds} od 12 A. Ćak i ako zadata vrednost I_{ds}^* nikad ne prelazi nominalnu, realno ostvarena struja I_{ds} u motoru moŹe biti i nekoliko puta veća od zadate ako otpornost rotora korišćena u kontroleru R_r^* ne odgovara stvarnoj vrednosti R_r u motoru [7], pa se ove promene moraju uzeti u obzir.

Koliko je uticaj ove varijacije znaĉajan moŹe se videti iz maksimalno ostvarivog momenta pri ograniĉenoj amplitudi struje statora (Nm po Amperu – *Torque per Amper*-TpA[8,9])

Dijagram na slici 3 prikazuje zavisnost ostvarivog elektriĉnog momenta na osovini motora od uĉestanosti klizanja kada je strujni kapacitet invertora iz koga se napaja motor ograniĉen (što je svakako realan sluĉaj). Dijagram je

dobijen simulacijom eksperimentalnog motora opisanog u poglavlju 5.

Maksimalna struja invertora (koja odgovara amplitudi struje statora $|I_s|$) je najpre ograniĉena na vrednost 10A. Zadavana je struja I_{ds}^* od $0,25 I_{dsn}$ (0,9A) do $|I_s|$ sa korakom od 0,05A Sav preostali strujni kapacitet invertora (do 10A) je iskorišćen za struju I_{qs}^* . Na primer, u taĉki gde je $I_{ds}^* = 6$ A, za struju I_{qs}^* preostaje 8 A ($\sqrt{10^2 - 6^2}$). Za dobijenu struju I_{qs}^* izraĉunata je uĉestanost klizanja f_s ($f_s = \omega_s/2\pi$) i elektriĉni moment T_e koji motor razvija na vratilu (koristeći izraze kao na slici 1). Nacrtana je kriva zavisnosti T_e od f_s . Tako je dobijena kriva za $|I_s| = 10$ A. Potom su simulacije ponovljene za $|I_s| = 8$ A, pa 5 A, i na kraju 3 A.



Slika 3 Moment na osovini motora u funkciji uĉestanosti klizanja pri ograniĉenoj amplitudi struje statora I_s za nelinearan i linearan model, rezultat simulacije eksperimentalnog motora

Na slici je punom linijom predstavljen rezultat simulacije u modelu u kome je uvaŹena promena meĉusobne induktivnosti M sa promenim I_{ds} (kao na slici 2) dok je isprekidana linija dobijena koristeći linearni model ($M = M_0 = \text{const}$).

Ne samo da se znaĉajno razlikuje maksimalni ostvarivi moment veĉ se znaĉajno razlikuje i uĉestanost klizanja pri kojoj se ostvaruje maksimalni moment. Koristeći linearni model, maksimalni moment se dobija kada je $\omega_{s0} = 1/\tau_r$ [7] i to nezavisno od vrednosti ograniĉenja I_s , dok se u nelinearnom modelu kruŹna uĉestanost klizanja pri kojoj se dobija maksimalni moment razlikuje od ω_{s0} i razlika je veća za veće struje statora.

3. DINAMIKA MOTORA U ZASIĆENJU

U radu [8] autor analizira uticaj nekorektno podešene vrednosti τ_r^* na dinamiku uspostave fluksa u motoru i elektromagnetni moment koji motor ostvaruje. Analiza opisana u ovom poglavlju se oslanja na rezultate u tom radu, s tim što je veća paŹnja posvećena uticaju varijacije meĉusobne induktivnosti sa promenom struje i_{ds} , uz pretpostavku da je otpornost rotora konstantna i taĉno odreĉena u kontroleru.

Ako se vrednost vremenske konstante rotora u kontroleru τ_r^* razlikuje od prave vrednosti rotorske vremenske konstante u motoru τ_r za $\Delta\tau_r = \tau_r^* - \tau_r$, kao posledica pogrešno podešene meĉusobne induktivnosti koja se promenila za $\Delta M = M^* - M$, fluks rotora u motoru ĉe se razlikovati od fluksa u modelu motora, a pojavaće se i q -komponenta fluksa rotora u motoru koja je u sluĉaju ispravne orijentacije $d-q$ referentnog sistema

nula. Moguće je definisati sledeće greške komponenta fluksa:

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{dr} &= \psi_{dr}^* - \psi_{dr} \quad \text{gde je } \psi_{dr}^* \text{ vrednost fluksa u kontroleru} \\ \Delta\psi_{qr} &= -\psi_{qr} \quad \text{ili, u matricnoj formi:} \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\psi_{dr} \\ \Delta\psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{dr}^* \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Kako d -komponenta fluksa rotora više nije nula, blok šema na slici 1 više ne važi (izvedena je uz uslov pravilne orijentacije d - q referentnog sistema, kada je $\psi_{qr} = 0$). Sistem jednačina koji opisuje dinamiku fluksa rotora pod ovim uslovima je:

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{dr} \\ \dot{\psi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s \\ \omega_s & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{M}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (2)$$

gde tačke iznad promenljivih označavaju njihove prve izvode u vremenu.

Izraz za elektromagnetni moment je [1]:

$$T_e = \frac{3}{2} p_p \frac{M}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (3)$$

Iz izraza (1) i (2), komponente grešaka fluksa su:

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\psi}_{dr} \\ \Delta\dot{\psi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s \\ \omega_s & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\psi_{dr} \\ \Delta\psi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{M}{\tau_r} \begin{bmatrix} 0 \\ M i_{qs} \frac{1}{\tau_r} \frac{\Delta M}{M} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Rešenja ovih jednačina u s -domenu su:

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{dr} &= M i_{qs} \frac{\Delta M}{M} \frac{\omega_s \tau_r}{s^2 \tau_r + 2s\tau_r + (1 + \omega_s^2 \tau_r^2)} \\ \Delta\psi_{qr} &= M i_{qs} \frac{\Delta M}{M} \frac{1 + s\tau_r}{s^2 \tau_r + 2s\tau_r + (1 + \omega_s^2 \tau_r^2)} \end{aligned} \quad (5)$$

Greška elektromagnetnog momenta koji proizvodi motor u odnosu na moment u dobro orijentisanom d - q referentnom sistemu je:

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} p_p \frac{M}{L_r} (\Delta\psi_{dr} i_{qs} - \Delta\psi_{qr} i_{ds}) \quad (6)$$

pri čemu su greške komponenta fluksa rotora date izrazima (5).

Izraz (6) pokazuje uticaj greške međusobne induktivnosti ΔM na elektromagnetni moment koji proizvodi motor.

Nekoliko zaključaka se može izvesti iz izraza (6):

- Odziv elektromagnetnog momenta na promenu i_{qs} ima oscilatorni karakter sa prigušenim oscilacijama. Odziv je stabilan jer rešenja karakteristične jednačine imaju uvek negativan realni deo:

$$s_{1,2} = -\frac{1}{\tau_r} \pm j \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} = -\frac{1}{\tau_r} \pm j \frac{1}{\tau_r} a \quad (7)$$

- Faktor prigušenja je:

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_s^2 \tau_r^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + a^2}} \quad (8)$$

gde je $\omega_s \tau_r = i_{qs}/i_{ds} = a$.

Oscilacije su bolje prigušene ako je odnos i_{qs}/i_{ds} manji, izraz (8), odnosno, pri manjim opterećenjima (i_{qs} je mera opterećenja pri stalnom magnećenju).

- Pored neželjenih oscilacija postoji i greška u stacionarnom stanju. Obe komponente fluksa rotora kao i elektromagnetni moment ne odgovaraju očekivanim. Greške komponenta fluksa u stacionarnom stanju su:

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{dr}^s &= \frac{\Delta M}{M} \frac{a^2}{1 + a^2} \psi_{dr} \\ \Delta\psi_{qr}^s &= \frac{\Delta M}{M} \frac{a}{1 + a^2} \psi_{dr} \end{aligned} \quad (9)$$

U izrazu (9) oznaka s u natpisu (*superscript*) naglašava da se radi o stacionarnom stanju, a ψ_{dr} je d -komponenta fluksa rotora koji bi postojao kada bi međusobna induktivnost bila nepromenjena. Ova komponenta je u tom slučaju jednaka amplitudi fluksa rotora.

Amplituda fluksa rotora u stacionarnom stanju je:

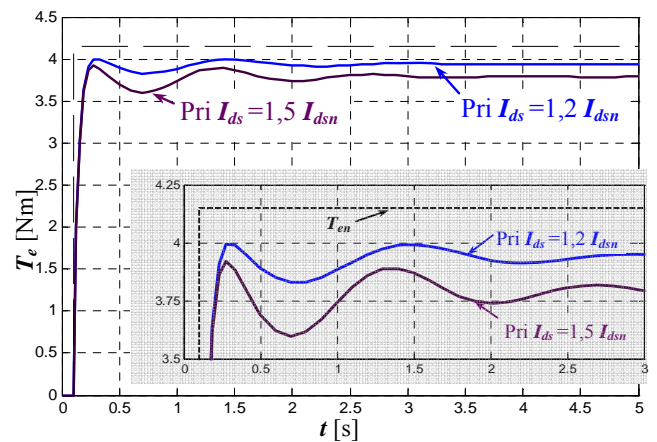
$$|\psi_r^s| = \frac{\sqrt{1 + a^2}}{\sqrt{1 + \left(1 + \frac{\Delta M}{M}\right)^2 a^2}} |\psi_{r0}| \quad (10)$$

gde je ψ_{r0} fluks rotora koji bi bio ostvaren sa dobro podešenim kontrolerom. Ostvareni elektromagnetni moment je:

$$T_e^s = \left(1 + \frac{\Delta M}{M}\right) \frac{(1 + a^2)}{1 + \left(1 + \frac{\Delta M}{M}\right)^2 a^2} T_{e0} \quad (11)$$

gde je T_{e0} elektromagnetni moment pri dobro podešenoj vrednosti M .

Simulacija odziva skoka zadatog momenta sa nule na nominalnu vrednost uz zadatu d -komponentu struje statora za 1,2 i 1,5 puta veću od nominalne (fluks motora 20% odnosno 50% veći od nominalnog) prikazana je na slici 4.



Slika 4 Odziv na skok komande momenta sa nule na nominalnu vrednost pri zadatom fluksu rotora za 20% i 50% većem od nominalnog.

Zadata vrednost komponenta struje statora koja određuje fluks rotora (i_{ds}^*) je održavana na konstantnoj vrednosti za 20%, odnosno 50%, većoj od nominalne. Skok komande momenta je ostvaren tako što je zadata vrednost q -komponente struje statora i_{qs}^* , naglo povećana sa nule na vrednost koja, za zadati fluks rotora, obezbeđuje nominalni moment. Skok se desio u trenutku $t=0,1s$, kada je fluks rotora

već uspostavljen. Simulacija je urađena za eksperimentalni motor (poglavlje 5) na osnovu izraza (3), (5) i (6).

Isprekidana linija predstavlja teorijski odziv kada bi parametri bili podešeni. Umetnuta slika u donjem levom uglu slike 4 je uvećani deo ove slike iz koga se može preciznije sagledati oblik odziva i veličina greške u stacionarnom stanju. Vidi se da postoje prigušene oscilacije koje su izraženije kada je zasićenje dublje ($1,5I_{dsn}$) kao i da postoji kašnjenje odziva koji bi u idealnom slučaju trebalo da bude trenutno.

4. MODIFIKACIJA MODELA

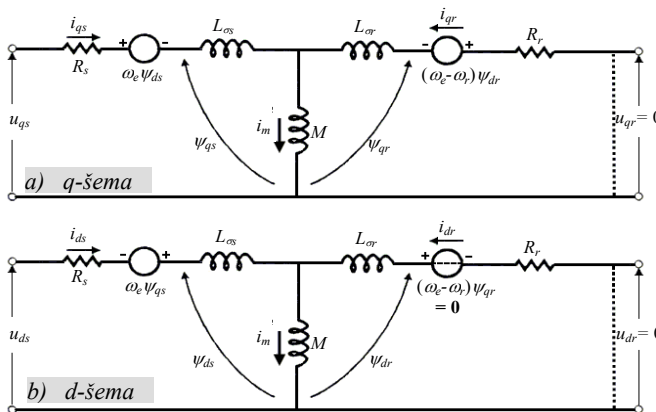
Prethodna poglavlja pokazuju da se uticaj zasićenja na rad pogona mora uzeti u obzir. Uticaj je moguće smanjiti poboljšanjem modela pod uslovom da je poznata kriva magnećenja motora (zavisnost fluksa od struje magnećenja). Postoje brojni radovi koji predlažu metode identifikacije krive magnećenja prilikom puštanja sistema [11] kao i radovi koji predlažu tabeliranje ili aproksimaciju poznate krive magnećenja sa dva parametra i malo aritmetike [9].

Ovo poglavlje se oslanja na rezultate modeliranja zasićenja u radu [6] i predlaže pojednostavljeno rešenje koje je realizovano na eksperimentalnom motoru.

D -komponenta rotorskog fluksa ψ_{dr} može da se predstavi kao zbir dva fluksa. Veći deo čini fluks magnećenja ψ_m koji zavisi od struje magnećenja i_m , dok je drugi, mnogo manji deo fluks rasipanja ($L_{\sigma r} i_{dr}$). Parametar $L_{\sigma r}$ se može tretirati kao konstanta pošto se u svim izrazima pojavljuje u sumi sa induktivnošću magnećenja M , koja je po podacima za eksperimentalni motor, kao i za većinu motora, puno veća (poglavlje 5).

Uz pretpostavku da je sinhroni rotacioni sistem pravilno orijentisan, to jest, da je q -komponenta fluksa rotora nula i ukupan fluks rotora jednak d -komponenti ($\psi_{qr} = 0$; $\psi_{dr} = \psi_r$) jednačina naponske ravnoteže rotora za d -komponentu (Slika 5, deo b) postaje:

$$0 = \frac{d\psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} \Rightarrow \frac{d\psi_{dr}}{dt} = -R_r i_{dr} = R_r (i_{ds} - i_m) \quad (12)$$



Slika 5 Ekvivalentna šema motora u d - q referentnom sistemu. (a) predstavlja šemu za q -komponente, (b) predstavlja šemu za d -komponente, šeme su nezavisne jedna od druge

Struja magnećenja i_m i fluks magnećenja ψ_m su povezani krivom magnećenja (kriva koja uglavnom zavisi od magnetnog materijala i konstrukcije motora i karakteristična je za svaki tip motora), pa se i_m može predstaviti kao funkcija ψ_m . Ovaj fluks je razlika kompletnog fluksa rotora (ψ_{dr}) i

fluksa na induktivnosti rasipanja ($L_{\sigma r} i_{dr}$). Pretpostavlja se da $L_{\sigma r}$ ne zavisi od struja rotora.

$$i_m = f_1(\psi_m) = f_1(\psi_{dr} - L_{\sigma r} i_{dr}) \quad (13)$$

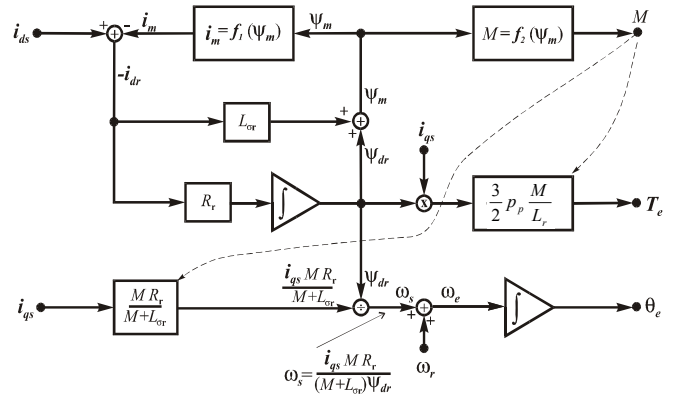
ili, iz izraza (12):

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = R_r i_{ds} - R_r f_1(\psi_{dr} - L_{\sigma r} i_{dr}) \quad (14)$$

U izrazu (14), ψ_{dr} može da se reši kao funkcija statorske struje i_{ds} . D -komponenta struje rotora i_{dr} je funkcija d -komponente struje statora (i_{ds}), i struje magnećenja (i_m).

Na osnovu izraza (14) moguće je modifikovati blok šemu dinamike motora (slika 1). Pri realizaciji ovako modifikovane šeme u mikrokontroleru, funkcije f_1 i f_2 se mogu realizovati kao tabele.

Slika 6 prikazuje ovako modifikovanu blok-šemu. Parametar M se dobija kao jedan od izlaza i promenljiv je u naznačenim blokovima. Mikrokontroler na osnovu trenutne vrednosti fluksa magnećenja očitava M iz tabele i dinamički ga menja u matematičkom modelu. Model je realizovan u mikrokontroleru i sadrži dve tabele, jednu označenu sa $i_m = f_1(\psi_m)$ i drugu, $M = f_2(\psi_m)$. Prva je kriva magnećenja koja zavisi od konstrukcije motora i može se dobiti merenjem ili iz podataka proizvođača motora. Druga tabela se dobija iz poznate krive magnećenja tako što se za odabrane vrednosti ψ_m izračuna $M = \psi_m / i_m$ pri čemu se i_m očitava iz prve tabele. Obe tabele se očitavaju na osnovu trenutne vrednosti fluksa magnećenja.



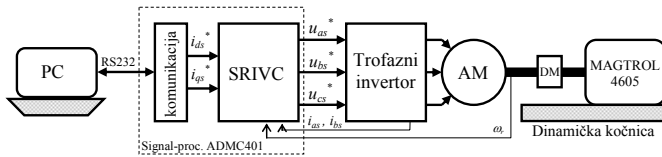
Slika 6 Modifikovana blok šema modela dinamike asinhronog motora u d - q sistemu koja uzima u obzir promenu M

5. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Da bi se eksperimentalno proverili navedeni zaključci napravljena je eksperimentalna postavka sa standardnim trofaznim motorom priključenim na dinamičku kočnicu i napajanim iz trofaznog invertora kome je ulazne veličine zadavao računar tipa PC (slika 7). Zahvaljujući mogućnosti merenja momenta, svi parametri motora su izmereni pre eksperimenata

Eksperimentalni rezultati su dobijeni na standardnom trofaznom motoru sa kaveznom rotorom snage 0,75kW sa dva para polova. Motor je napajan iz vektorski kontrolisanog invertora sa indirektnom vektorskom kontrolom i regulatorima struje i_{ds} i i_{qs} u sinhronom rotacionom d - q sistemu vezanom za fluks rotora (SRIVC), kome se preko bloka za komunikaciju zadaju komponente struje statore i_{qs}^* . Pomoću i_{ds}^* se upravlja fluksom motora, a pomoću i_{qs}^* momentom. SRIVC je realizovan na bazi signal-procesora ADMC401. Za konkretan eksperimentalni motor

eksperimentalno je snimljena kriva magnećenja po IEEE112 standardu kao i ostali parametri motora. Iz krive magnećenja je izvedena zavisnost međusobne induktivnosti od struje magnećenja i tabelarno uneta u kontroler (poglavlje 4).

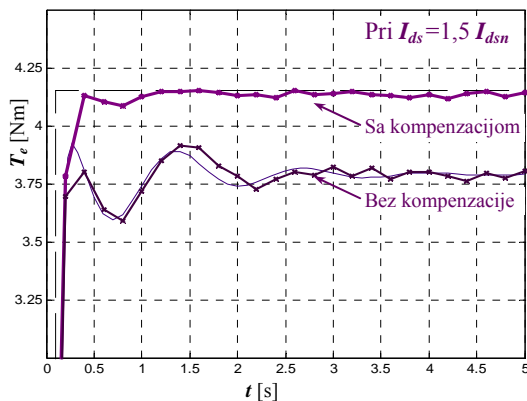


Slika 7 Eksperimentalna postavka

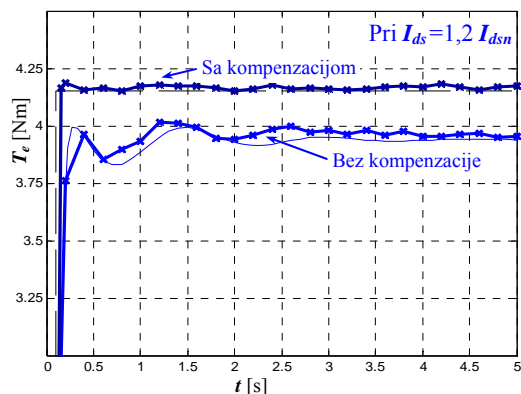
Nominalni moment eksperimentalnog motora je 4,15 Nm i ostvaruje se pri nominalnom klizanju $\omega_{snom} = 8$ rad/s ($f_{snom} = 1,27$ Hz). Parametri motora su sledeći: Otpornost statora $R_s = 3,35\Omega$; otpornost rotora, $R_r = 1,99\Omega$; induktivnosti statora i rotora $L_s = L_r = 170,7$ mH i međusobna induktivnost u linearnom delu $M_0 = 163,7$ mH. Vremenska konstanta rotora ovog motora iznosi $\tau_r = 85,7$ ms.

Motor je vezan za kočnicu Magtrol 4605 [12] koja je podešena na maksimalni raspoloživi moment (24 Nm) koji motor ne može da savlada, tako da kočnica praktično blokira vratilo motora ($\omega_r = 0$), a u eksperimentu se koristi samo njen dinamometar Magtrol 4613 [12] za merenje ostvarenog električnog momenta.

Rezultati eksperimenta skoka komande momenta, identičnog simulaciji u poglavlju 3, prikazani su na slikama 8 i 9. Jedna kriva prikazuje odziv sa linearnim modelom, a druga (označena kao „sa kompenzacijom“) isti odziv sa poboljšanim modelom kao na slici 6. Tanka linija je rezultat simulacije (slika 4) Ostvareni moment je meren svakih 100ms. Treba naglasiti da dinamometar ima ugrađen nisko-propusni filter drugog reda sa konstantom 10ms koga nije bilo moguće isključiti tako da merene veličine kasne za stvarnim.



Slika 8 Odziv na skokovitu promenu komande momenta pri magnećenju motora za 20% većem od nominalnog



Slika 9 Odziv na skokovitu promenu komande momenta pri magnećenju motora za 50% većem od nominalnog

Treba naglasiti da modifikovana blok šema u potpunosti kompenzuje varijaciju M samo ukoliko je otpornost rotora tačno podešena. Ukoliko to nije slučaj, kompenzacija nije potpuna jer model u kontroleru za ulazne veličine ima referentne (zadate) struje i_{ds}^* i i_{qs}^* , a ne prave i_{ds} i i_{qs} koje nisu dostupne merenju, a ove veličine su jednake samo ako je otpornost rotora u kontroleru tačno određena. U eksperimentu opisanom u ovom radu, otpornost rotora je eksperimentalno izmerena i tačno podešena da bi se sagledao uticaj zasićenja.

ZAKLJUČAK

Pogon asinhronog motora sa indirektnim vektorskim upravljanjem osetljiv je na varijacije parametara. Kritičan parametar je vremenska konstanta rotora, odnosno induktivnost magnećenja i otpornost rotora koje dominantno utiču na vrednost ove vremenske konstante. Ovaj rad se bavio samo uticajem varijacije međusobne induktivnosti koja varira u širokim granicama, najviše zbog zasićenja koga je pod nekim uslovima nemoguće izbeći.

Zbog zasićenja, ostvareni električni moment na osovini je manji od očekivanog, odziv nije trenutni i ima prigušeno oscilatorni karakter. Problem zasićenja moguće je delimično kompenzovati uvođenjem tabelirane krive magnećenja u model u kontroleru.

Eksperimentalna postavka je pokazala poklapanje sa rezultatima simulacije.

LITERATURA

- [1] D. W. Novotny and R. D. Lorenz, ed., "Introduction to Field Orientation and High Performance AC drives," Tutorial Course. *IEEE-IAS Conf. Recd*, Denver, 1986.
- [2] R. Krishnan, *Electric Motor Drives*, Prentice Hall, 2001.
- [3] D.W. Novotny and T.A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford University Press, 1998.
- [4] Velez-Reyes, M.; Mijalkovic, M.; Stankovic, A.M. "Output selection for tuning of field oriented controllers: steady state analysis", *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Volume 3, Issue , 12-16 Oct. 2003 Page(s): 2012 - 2017 vol.3*
- [5] P. Vas, M. Alakula, E. Hallenius "Field-Oriented Control of Saturated AC Machines" *Conf. Rec. of the IEE International Conf. on Power Elect. And Variable Speed Drives*, London 1988, pp. 283-286.
- [6] E. Levi, V. Vuckovic, "Field-oriented Control of Induction Machines in the Presence of Magnetic Saturation", *Electric Machines and Power Systems*, No 16, 1989, pp 133-147.
- [7] M. Mijalković, A. Stanković, S. Obradović, "Detuned operation of indirect field oriented control of induction motor" *UNITECH07 Conf. Rec.* Gabrovo, Bugarska 2007.
- [8] L. Garces, "Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor", *IEEE Trans. on Industry Application*, vol.16, No 2, 1980, pp. 173-178.
- [9] F. Khater, R. Lorenz, D. Novotny, "The Selection of Flux Level in Field-Oriented Induction Controllers with Consideration of Magnetic Saturation Effects", *IEEE Trans. on Industry Application*, vol. 23, No 2, 1987 pp. 276-282.

- [10] E. Levi, S. Vukosavic, V. Vuckovic, "Study of main flux saturation in field oriented induction motor drives", Conf. Rec. IEEE Ind. Electron. Soc. Ann. Meet. IECON'89, pp 219-231
- [11] E. Levi, M. Sokola, S. N. Vukosavic, "A method for magnetizing curve identification in rotor flux oriented induction machines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Jun 2000. Vol. 15, pp 157-162
- [12] Magtrol, inc. "4603/4605 dynamometer operating instruction and 4615 digital readout instruction and reference manual", Magtrol, Buffalo N.Y.