

## VEKTORSKI UPRAVLJAN POGON SA ASINHRONIM MOTOROM REALIZOVAN SA ADMC401 DIGITALNIM SIGNALNIM PROCESOROM

Darko Ostojić, Dražen Dujić, *Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad*  
Borislav Jeftenić, *Elektrotehnički fakultet, Beograd*

**Sadržaj** – Na bazi razvojnog sistema sa digitalnim signalnim procesorom ADCM401 prikazana je relativno jednostavna praktična realizacija vektorskog upravljanja asinhronim motorom. Realizovano je indirektno vektorsko upravljanje sa inkrementalnim enkoderom kao davačem pozicije na vratilu. Objasnjeni su postupci podešavanja strujnog i brzinskog regulatora i prikazani eksperimentalni rezultati.

### 1. UVOD

Prvi električni motor kod koga je ostvareno nezavisno upravljanje magnetnim poljem i momentom bio je kolektorski motor jednosmerne struje (KMJS). Kod ove mašine se namotaj na statoru (pobudni namotaj) i namotaj na rotoru nalaze pod uglom od 90 električnih stepeni, i stoga su međusobno nezavisni u pogledu indukovanih transformatorskih elektromotornih sila. Mane KMJS, koje se ogledaju pre svega u malom odnosu momenat/masa (cena) i značajnim zahtevima za održavanjem, uslovile su razvoj složenijih algoritama upravljanja naizmeničnim mašinama.

Trofazni asinhroni motor poseduje značajne konstruktivne prednosti u odnosu na KMJS, pre svega znatno nižu cenu i veću pouzdanost. Kao prvi korak u cilju postizanja analogije asinhronog motora sa KMJS, vrši se B-transformacija namotaja asinhronog motora [1]. Nakon transformacije barata se sa fiktivnom dvofaznom mašinom čiji se namotaji takođe nalaze pod uglom od 90 električnih stepeni. Razlika između dobijene mašine i KMJS ogleda se u tome što asinhrona mašina ima po dva takva namotaja na statoru i rotoru. Da bi se analogija ostvarila u potpunosti, obično se namotaj "q" na rotoru (qr) proglašava namotajem indukta, dok namotaj "d" na statoru s (ds) ima ulogu pobudnog namotaja. Prema analogiji, tada mora biti  $i_{dr}=0$ , ali naravno ne može biti  $i_{qs}=0$  jer se namotaj q rotora napaja preko namotaja q statora (galvanski odvojeni). Sledi da će pri navedenom izboru biti ispunjen uslov:

$$\psi_{qr} = 0 \quad (1)$$

Iz (1) se dobija:

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2)$$

što potvrđuje prethodni zaključak da je  $i_{qs} \neq 0$ . Pošto se u matematičkom modelu motora ugao B-transformacije  $\theta_s$  može izabrati proizvoljno, iz naponske jednačine za rotorski q namotaj sledi

$$\omega_s - \omega = -\frac{R_r \cdot i_{qr}}{\psi_{dr}} \quad (3)$$

Oдавde je dobijena ideja da se za ugao transformacije izabere:

$$\theta_s^{Def.} = \theta + \int \frac{R_r \cdot i_{qs}}{L_r \cdot i_{ds}} dt \quad (4)$$

U ustaljenom stanju ( $i_{ds}=\text{const.}$   $i_{qs}=\text{const.}$ ) jednačine namotaja će glasiti:

$$u_{ds} = R_s i_{ds} - (\omega + \frac{R_r \cdot i_{qs}}{L_r \cdot i_{ds}}) L_s i_{qs} - (\omega + \frac{R_r \cdot i_{qs}}{L_r \cdot i_{ds}}) L_m i_{qr} \quad (5)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + (\omega + \frac{R_r \cdot i_{qs}}{L_r \cdot i_{ds}}) L_s i_{ds} + (\omega + \frac{R_r \cdot i_{qs}}{L_r \cdot i_{ds}}) L_m i_{dr} \quad (6)$$

$$0 = i_{dr} - \frac{L_m \cdot i_{qs}}{L_r \cdot i_{ds}} i_{qs} - \frac{i_{qs}}{i_{ds}} i_{qr} \quad (7)$$

$$0 = i_{qr} + \frac{L_m \cdot i_{qs}}{L_r} i_{qs} + \frac{i_{qs}}{i_{ds}} i_{dr} \quad (8)$$

Zamenom  $i_{dr}$  iz (7) u (8) ona postaje:

$$0 = i_{qr} + \frac{L_m \cdot i_{qs}}{L_r} i_{qs} + \frac{i_{qs}}{i_{ds}} (\frac{L_m \cdot i_{qs}}{L_r \cdot i_{ds}} i_{qs} + \frac{i_{qs}}{i_{ds}} i_{qr}) \quad (9)$$

i nakon sređivanja:

$$0 = (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) (L_m i_{qs} + L_r i_{qr}) \quad (10)$$

Kako je  $i_{ds}^2 + i_{qs}^2 \neq 0$ , dobija se da u ustaljenom stanju važi upravo (1). Ako rezultat (10) uvrstimo u (7) dobija se:

$$i_{dr} = 0 \quad (11)$$

Navedeni pristup se naziva "orijentacija prema rotorskom fluksu" jer fluks rotorskih namotaja postoji samo po d osi (1). Predloženo vektorsko upravljanje asinhronim motorom odgovara KMJS sa kompenzacionim namotajem [1]. Ako se ugao transformacije određuje prema (4) tako što se pozicija rotora meri davačem, ovakva strategija se naziva indirektno vektorsko upravljanje. Iz (4) takođe sledi da u trenutku početka primene algoritma mora biti  $i_{ds} \neq 0$ . Stoga je pri prvog uključjenja pogona neophodno sačekati značajan period vremena (reda 1 s) radi uspostavljanja magnetnog polja u mašini.

### 2. REGULACIJA STRUJE I POLJA ASINHRONOG MOTORA

U (4)-(7) i dalje postoji međusobni uticaj veličina u d i q osi, što se usvajanjem opisane strategije upravljanja upravo htelo izbeći. Zbog toga se postavlja pitanje u kojoj meri strategija indirektnog vektorskog upravljanja ostvaruje nezavisno upravljanje fluksom i momentom. Radi uvida u dinamičke performanse vektorski upravljani motor, izvršeno je modelovanje asinhronog motora u softverskom paketu "MATLAB". U "MATLAB"-ovom potprogramu "Simulink" napravljena je simulacija pogona sa vektorski upravljanim asinhronim motorom.

Na sl. 1 i 2 prikazani su odzivi fluksa dobijeni simulacijom. Pogon je realizovan asinhronim motorom sa algoritmom indirektnog vektorskog upravljanja i do trenutka  $t=1$  s ima zadatu referencu struja  $i_{ds}^*=I_{dsn}$ ,  $i_{qs}=0$ . U trenutku  $t=1$  s referenca  $i_{qs}$  se promeni i postaje  $i_{qs}^*=I_{qsn}$ . Rezultati simulacije pokazuju da međusobni uticaj namotaja u d i q osi pri izabranoj strategiji praktično ne postoji.

Zbog toga je potrebno najpre uпростiti jednačine da bi se dobio oblik kakav važi za KMJS, jer je postupak sinteze preuzet odatle. Prema prikazanim rezultatima orijentacija fluksa u prelaznim pojavama ne odstupa znatno od tačne te se može se uvesti aproksimacija:

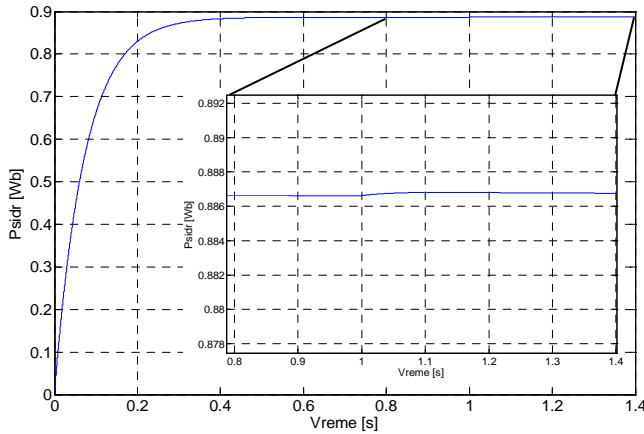
$$i_{qr} \approx -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (12)$$

na osnovu koje se iz (5)-(7) dobija:

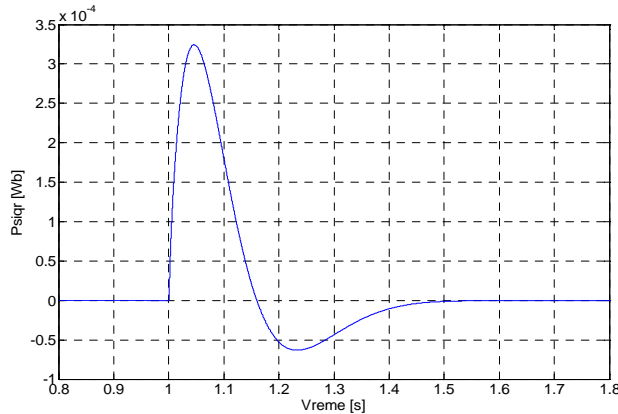
$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_s \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) i_{qs} \quad (13)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr} \quad (14)$$

Pri izboru parametara strujnog regulatora uobičajeno se koristi metoda modulnog optimuma [2]. Zbog digitalne



Sl.1. Odziv  $\psi_{dr}$  pri polasku motora (simulacija)



Sl.2. Odziv  $\psi_{qr}$  pri polasku motora (simulacija)

realizacije upravljačkog dela pogona, izvršena je sinteza parametara regulatora u digitalnom z-domenu [3], sl. 4. Kompenzacija dominantne vremenske konstante se vrši na osnovu:

$$1 - \frac{k_i}{k_p} T = e^{-\frac{T}{T_{RL}}} \quad (15)$$

čime se dobija prenosna funkcija nižeg reda:

$$Y(z) = \frac{K}{z^2 - z + K} U(z) \quad (16)$$

gde je sa novom konstantom K označen izraz:

$$K = k_p \frac{k_{PWM} k_{fi}}{R} \left(1 - e^{-\frac{T}{T_{RL}}}\right) \quad (17)$$

Odziv u z-domenu može se transformacijom svesti na s-domen, koji je detaljno proučen. Jedna od mogućih smena je bilinearna transformacija:

$$z = \frac{r+1}{r-1} \quad (18)$$

Na osnovu (16)-(18) se može izvršiti analiza odziva sistema pomoću polova prenosna funkcije koji glase:

$$r_{1,2} = -\frac{1-K}{K} \pm \frac{\sqrt{1-4K}}{K} \quad (19)$$

Za vrednosti  $0 \leq K < 0,25$  odziv je aperiodičan, dok je za  $0,25 \leq K < 1$  odziv kvaziperiodičan. Prigušenje se može izabrati prema izrazu:

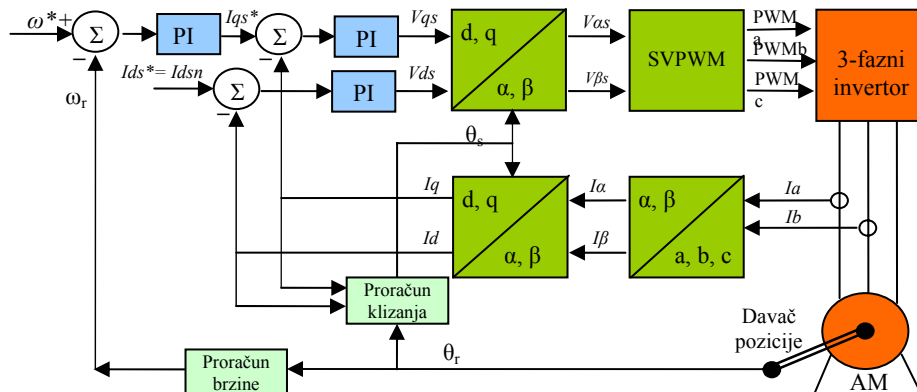
$$\frac{1-K}{\sqrt{4K-1}} = \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad (20)$$

U radu je izabrana vrednost  $K=0,7$  da bi odziv bio dovoljno brz, uz ne preterano velik prebačaj i dugo vreme smirenja.

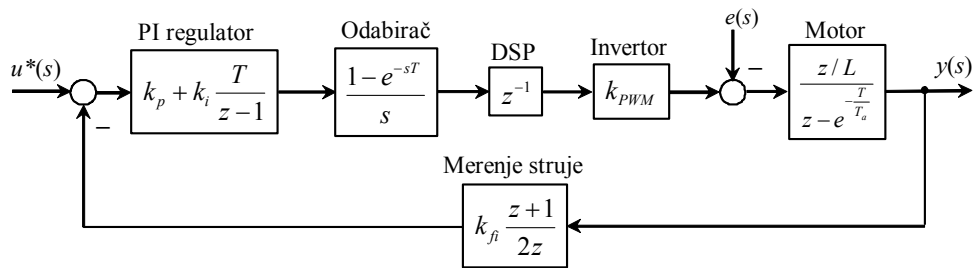
### 3. EKSPERIMENTALNA REALIZACIJA

Struktura algoritma indirektnog vektorskog upravljanja asinhronim motorom data je na sl. 3.

**3.1. Procesor** Kao jezgro procesne elektronike izabran je razvojni sistem ADMC401 firme "Analog Devices" zasnovan na DSP-u ADSP-2171, uz koga se nalazio i komplet neophodne elektronike, kao što su A/D i D/A konvertor i enkoderski interfejs [4]. Procesor radi sa taktom od 26 MHz, 16-bitnim rečima i binarnom aritmetikom u nepokretnom zarezu.



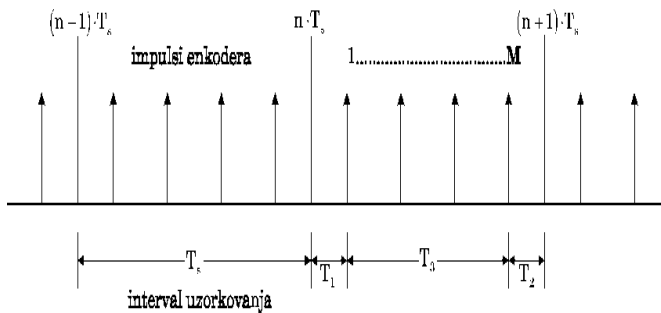
Sl.3. Struktura indirektnog vektorskog upravljanja asinhronim motorom



Sl.4. Blok dijagram dela pogona regulisanog po struji u z-domenu

**3.2. Davač pozicije** U radu je korišćen inkrementalni enkoder E6B2-CWZ6C proizvođača "Omron" sa 1000 zarez po obrtaju. Merenje brzine vrši se M/T metodom [5] datim (21), čiji je princip prikazan na sl. 5.

ADMC401 poseduje enkoderski interfejs koji automatski obrađuje signale sa enkodera - kvadrature signale i time značajno poboljšava brzinu odziva i rasterećuje programera. Brojač impulsa enkodera (registar *eiucnt*) se u slučaju obrtanja u pozitivnom smeru za svaki kvadratni impuls ( $4N$  impulsa/obrtaju, gde je  $N$  broj zarez enkodera) poveća za jedan.



Sl. 5. Merenje srednje širine impulsa u okviru intervala  $T_s$

$$n[o/min] = \frac{60(M-1)}{N(T_s - T_1 - T_2)} \quad (21)$$

**3.3. Digitalni regulator struje** Za vrednost periode odabiranja  $T_s$  izabrana je  $100 \mu s$  što daje prekidačku učestanost od 10 kHz. Struje statorskih namotaja se mere davačima na principu Holovog efekta, dok su parametri motora prethodno određeni i dati u prilogu. Regulacija struje vrši se pomoću PI-regulatora. Prenosna funkcija PI-regulatora u z-domenu glasi:

$$W_r(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} = k_p + k_i \frac{T_s}{z-1} \quad (22)$$

gde je  $Y(z)$  izlaz, a  $E(z)$  ulaz regulatora (signal greške). Da bi se regulator mogao implementirati pomoću procesora potrebno ga je napisati u obliku diferencne jednačine:

$$I(z) = \frac{1}{z} I(z) + k_i T_s \frac{1}{z} E(z) \quad (23)$$

$$Y(z) = k_p E(z) + I(z) = k_p E(z) + \frac{1}{z} I(z) + k_i T_s \frac{1}{z} E(z) \quad (24)$$

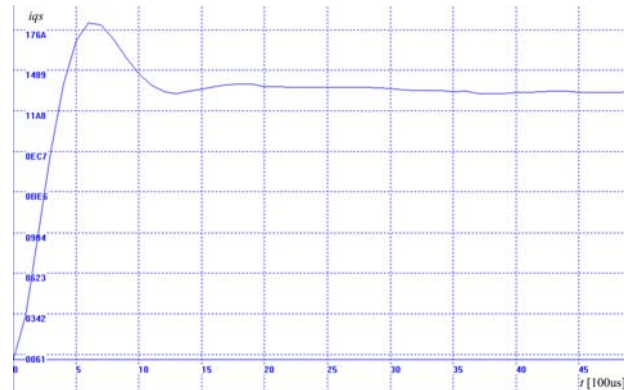
gde  $I(z)$  označava integralno dejstvo.

Parametri regulatora dobijeni na osnovu proračuna su testirani na pogonu sa ciljem analize odziva i eventualne korekcija parametara. Pri tome je posmatran odziv struje na step pobudu  $i_{qs}$ , uz prethodno uspostavljenu struju  $i_{dn}$  u motoru. Izabrana je relativno mala referentna vrednost struje da bi se obezbedio rad regulatora u linearnom režimu. Na sl. 6. je prikazan odziv struje  $i_{qs}$  na odskočnu pobudnu funkciju

pri primeni proračunatih vrednosti parametara. Tačke na x-osi grafika su odbirci sa vremenskim razmakom od  $100 \mu s$ . Kako je eksperimentalno određeno vreme uspona  $t_r \approx 350 \mu s$ , za procenu propusnog opsega realizovanog regulatora dobija se:

$$f_{BW} \approx \frac{0,35}{t_r} = \frac{0,35}{350 \cdot 10^{-6}} = 1 \text{ kHz} \quad (25)$$

što je u opsegu rezultata koji se navode u literaturi [6].



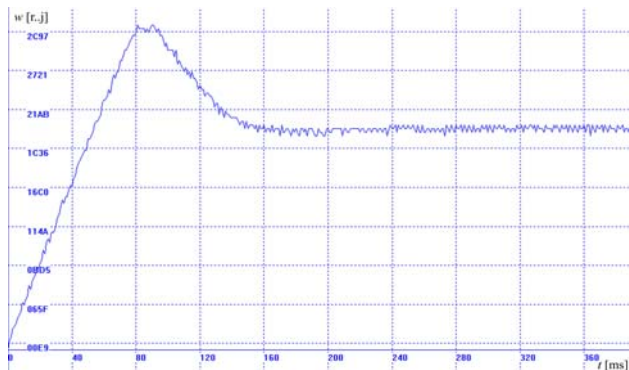
Sl.6. Odziv struje pri  $i_{qs}^* = 0x1300$

U sledećem ogledu eksperimentalno je ispitana preopteretivost asinhronog motora. Na dijagramima 7. i 8. dati su odzivi brzine za strujne reference  $i_{qs}^* = 2i_{qsn}$  i  $i_{qs}^* = 4i_{qsn}$ , redom. Može se uočiti da je u slučaju dvostruko veće reference struje motor nagib brzine dvostruko veći, što znači da je motor razvio dvostruko veći moment. Ovo potvrđuje teorijsku postavku da pri izabranom principu orijentacije prema rotorskom fluksu fluks rotorskih namotaja postoji samo po d osi. Zbog toga ne dolazi do magnetnog zasićenja i smanjenja momenta ni pri višestrukome povećanju struje u q-osi.

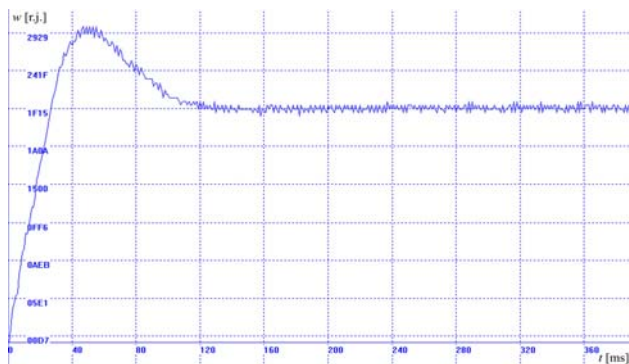
**3.4. Digitalni regulator brzine** Pri izboru parametara regulatora [2] korišćena je metoda simetričnog optimuma. Parametri regulatora dobijeni na osnovu proračuna su testirani na pogonu sa ciljem analize odziva i eventualne korekcija parametara. Prethodno je uspostavljena  $i_{dn}$  u motoru. Izabrana je relativno mala referentna vrednost struje da bi se obezbedio rad regulatora u linearnom režimu. Na slici 9. je prikazan odziv brzine sa primenjenim proračunatim vrednostima parametara regulatora brzine. Referenca je odskočnu pobudnu funkciju sa skokom sa vrednosti 0 na  $0x1000$  ( $375 \text{ min}^{-1}$ ). Podeoci na x-osi grafika su odbirci sa vremenskim razmakom od 1 ms.

S obzirom da je ubrzanje u prikazanim procesima veliko, kao i da postoji značajan prebačaj brzine, u sledećem eksperimentu ispitano je odziv na linearnu usponsku funkciju ("rampu"). Rampa je generisana softverski u programu, sa mogućnošću promene nagiba. Za nagib je izabrana relativno velika vrednost, bliska maksimalnoj koju sistem pri datom

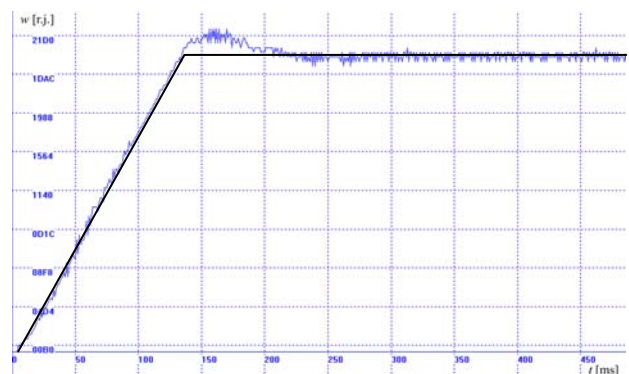
ograničenju momenta još može da ostvari. Odziv brzine prikazan je na sl. 9. Rezultati pokazuju da brzina dobro prati referencu u obliku rampe, pri čemu je ostvaren prebačaj od svega 5%. Ako bi se želeo odziv sa još manjim prebačajem trebalo bi smanjiti nagib rampe, dok je za potpunu eliminaciju prebačaja potrebno kao referencu dati neku od neprekidnih rastućih funkcija kao što su npr. s-krive,  $\sin^n$ -krive i sl.



Sl.7. Odziv brzine pri  $i_{qs}^* = 2i_{qs}$



Sl.8. Odziv brzine pri  $i_{qs}^* = 4i_{qs}$



Sl.9. Odziv brzine za referencu zadatu u obliku rampe

#### 4. ZAKLJUČAK

U radu je predstavljena jedna praktična realizacija vektorski upravljano pogona sa asinhronim motorom. Date su teorijske postavke ovoga načina upravljanja, kao i specifičnosti koje se javljaju pri implementaciji a vezane su vrstu motora i neophodno elektronsko okruženje. Prikazani su praktični rezultati, procedura podešavanja regulatora struje i brzine, kao i odzivi motora u praznom hodu. Zbog nedostatka adekvatne opreme nije bilo moguće izvesti eksperimente pod opterećenjem.

Algoritam indirektnog vektorskog upravljanja realizovan je u programskog jeziku niskog nivoa - assembleru, čija je složenost prema iskustvu autora najveća poteškoća pri realizaciji.

Sa druge strane, primena ovog jezika donela je gotovo optimalno iskorišćenje procesorskog vremena. Celokupan algoritam indirektnog vektorskog upravljanja korišćeni procesor realizuje za oko 25  $\mu$ s, što ostavlja velike mogućnosti za povećanje prekidačke učestanosti u cilju poboljšanja odziva, kao i implementaciju složenijih algoritama upravljanja.

Dobijeni rezultati pokazuju da izvedeni matematički model asinhronog motora veoma dobro opisuje pojave u njemu, jer postoji veoma dobro slaganje rezultata dobijenih računarskom simulacijom i eksperimentalnim putem.

#### PRILOG - PARAMETRI MOTORA

Sever ZK 80 B4, 0,75 kW; 1390  $\text{min}^{-1}$

$R_s = 10 \Omega$   $R_r = 10 \Omega$   $L_{\sigma s} = 43,067 \text{ mH}$

$L_{\sigma r} = 40,107 \text{ mH}$   $L_m = 0,4212 \text{ mH}$   $J = 0,00142 \text{ kgm}^2$

Nazivna struja magnećenja:  $i_{mn} = i_{dsn} = 2,1 \text{ A}$

Nazivna poprečna komponenta struja:  $i_{qsn} = 2,1 \text{ A}$

Konstanta momenta:  $k_{mc} = \frac{3}{2} p \psi_{rs} = 2,66 \text{ Nm/Amax}$

#### LITERATURA

- [1] D. W. Novotny, T.A. Lipo: "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Oxford University Press, Oxford 1996.
- [2] B. Jeftenić, V. Vasić, Đ. Oros: "Regulisani elektromotorni pogoni - rešeni problemi sa elementima teorije", Akademska Misao, Beograd, 2004.
- [3] B. C. Kuo: "Automatic Control Systems", John Wiley & Sons, New York, 1995.
- [4] "Single Chip, DSP-Based High Performance Motor Controller ADMC401", Analog Devices Inc., Norwood (USA), 2000.
- [5] S. Vukosavić: "Projektovanje adaptivnog mikroprocesorskog upravljanja brzinom i pozicijom asinhronog motora", Doktorska disertacija, ETF Beograd, 1989.
- [6] S. Vukosavić: "Digitalno upravljanje električnim pogonima", Akademska Misao, Beograd, 2003.

**Abstract** – This paper deals with relatively simple practical implementation of induction motor vector controlled drive with shaft sensor. Strategy applied to the drive control is indirect vector control. Algorithms for current and speed controller tuning are presented. Experimental results derived from a experimental system are presented to fully support the theoretical development and analysis.

#### ADMC401-BASED VECTOR CONTROLLED INDUCTION MOTOR DRIVE

Darko Ostojić, Dražen Dujić, Borislav Jeftenić