

# Analiza estimatora fluksa kod direktne kontrole momenta asinhronog motora

Goran Vuković

Odsjek za Elektroenergetiku  
Univerzitet u Istočnom Sarajevu, Elektrotehnički fakultet  
Istočno Sarajevo, RS, Bosna i Hercegovina  
goran.vukovic@etf.unssa.rs.ba

Marko Gecić

Torqueedo GmbH  
Gilching, Germany  
marko.gecic@torqueedo.com

*Sažetak*—U ovom radu predstavljene su i analizirane metode za estimaciju fluksa kod dvije metode direktnog upravljanja momentom asinhronne mašine: klasična kontrola momenta i direktna kontrola sa modulacijom prostornog vektora. Za obje metode direktne kontrole sa predloženim estimatorima napravljeni su modeli u programskom paketu MATLAB. Na kraju analize prikazano je i diskutovano o rezultatima urađenih simulacija za predložene estimatore.

*Ključne riječi*—direktna kontrola momenta (DTC); estimatori fluksa; asinhrona mašina;

## I. UVOD

Danas, u elektromotornim pogonima sa asinhronim motorom promjenljive brzine dominiraju dvije upravljačke strategije. Prva od ovih upravljačkih strategija je skalarno upravljanje, a druga upravljačka strategija je strategija bazirana na nezavisnom upravljanju fluksom i momentom. Upravljačke strategije bazirane na nezavisnom upravljanju fluksom i momentom su: vektorsko upravljanje (eng. FOC— *Field Oriented Control*) i direktna kontrola momenta (eng. DTC— *Direct Torque Control*). U ovom radu analizirana je direktna kontrola momenta. Ideja na kojoj se zasniva direktna kontrola momenta je direktno upravljanje fluksom a time i momentom asinhronne mašine primjenom odgovarajućih vektora (strujnih ili naponskih) dobijenih iz energetskog pretvarača kojim se napaja mašina. Direktna kontrola momenta omogućava da se asinhrona mašina koristi u pogonima visokih performansi. Osnovni nedostaci direktne kontrole momenta su: velika talasnost (eng. *ripple*) fluksa i momenta i promjenjiva prekidačka frekvencija. Promjenjiva prekidačka frekvencija je riješena uvođenjem direktne kontrole momenta modulacijom prostornog vektora (eng. SVDTC— *Space Vector DTC*). Velika talasnost fluksa i momenta ublažava se preciznijom estimacijom fluksa i momenta. Uopšteno, postoje dva osnovna oblika estimacije fluksa, zasnovana na strujnom i naponskom modelu. U novije vrijeme postoji i treći hibridni strujno – naponski estimator fluksa, koji je kombinacija prethodna dva. Strujni model koristi se na manjim brzinama obrtanja, dok se naponski koristi pri velikim brzinama obrtanja. Za realizaciju strujnog modela potrebno je poznavanje parametara motora, dok je za naponski model potrebno poznavati samo statorsku otpornost. U ovom radu opisani su neki od postojećih estimatora fluksa kojisu bazirani na naponskom modelu.

Prednost naponskog modela je što za realizaciju nije potrebno poznavati parametre motora osim statorske otpornosti, a mana je što za estimaciju fluksa koristi integraciju kontraelektromotorne sile. Na ulazu integratora može da se pojavi šum u obliku DC ofseta. Postojanje ofseta je prisutno zbog nekoliko razloga: greške prilikom mjerenja napona i struje (zbog nejednakih pojačanja i prisutnog ofseta u naponu i struji), promjene u vrijednosti statorske otpornosti, nepoznavanja početnih uslova integratora. U literaturi postoji dosta rješenja koja su se bavila zamjenom integratora nekim drugim elementom kako bi se riješio problem pravilne estimacije fluksa. Jedno od prvih rješenja bila je upotreba niskopropusnog filtera. Da bi bio moguć rad u širokom opsegu brzina granična frekvencija niskopropusnog filtera mora biti niska. Niska granična frekvencija uzrokuje nerješavanje problema DC ofseta. Dalji napredak u estimaciji fluksa statora sa niskopropusnim filterom išao je primjenom programabilnih niskopropusnih filtera. Njihov rad se ogleda utome što granična frekvencija može da se mjenja u zavisnosti od brzine motora [1][2]. Autori u [3] predstavili su estimaciju fluksa statora sa niskopropusnim filterom i uvedenom kompenzacijom. Za velike brzine obrtanja mnogo veće od granične frekvencije aktivan je niskopropusni filter, dok se za brzine obrtanja bliske graničnoj frekvenciji aktivira kompenzacija. U ovom radu predstavljene su četiri metode estimacije fluksa.

## II. DIREKTNJA KONTROLA MOMENTA

Zbog zavisnosti fluksa statora od napona statora izborom optimalnog vektora napona statora moguće je ostvariti direktnu kontrolu fluksa i momenta asinhronne mašine.

Asinhrona mašina može se opisati preko matematičkog modela u dvofaznom koordinatnom sistemu sledećim jednačinama:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s + \mathbf{j} \omega_s \boldsymbol{\psi}_s \quad (1)$$

$$\mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_r + \mathbf{j} (\omega_s - p \omega_m) \boldsymbol{\psi}_r \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \quad (3)$$

$$\Delta \boldsymbol{\psi}_s = \mathbf{u}_s \Delta t \quad (9)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \quad (4)$$

$$m_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}[\boldsymbol{\psi}_s^* \mathbf{i}_s] = -\frac{3}{2} p \operatorname{Im}[\boldsymbol{\psi}_r^* \mathbf{i}_r] \quad (5)$$

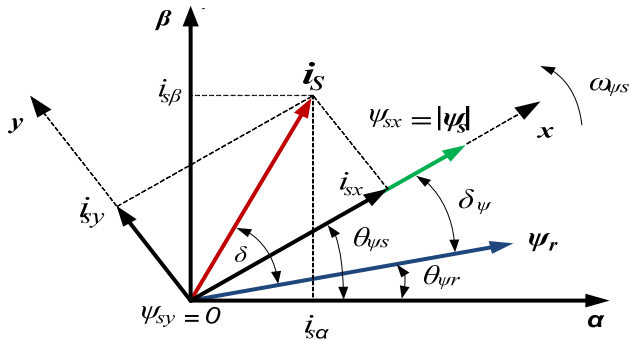
Ako se iz jednačina fluksnih obuhvata statora (3) i rotora (4) eliminiše struja rotora  $\mathbf{i}_r$ , moguće je izraziti vektor statorske struje  $\mathbf{i}_s$ , prema jednačini (6) u funkciji vektora fluksa statora i rotora  $\boldsymbol{\psi}_s$  i  $\boldsymbol{\psi}_r$ :

$$\mathbf{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \boldsymbol{\psi}_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \boldsymbol{\psi}_r \quad (6)$$

Elektromagnetski moment može se izraziti u funkciji međusobnog položaja fluksa statora i rotora ako se jednačina (6) uvrsti u jednačinu (5) pa dobijemo:

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\boldsymbol{\psi}_s| |\boldsymbol{\psi}_r| \sin \delta_\psi \quad (7)$$

gdje su:  $|\boldsymbol{\psi}_s|, |\boldsymbol{\psi}_r|$  – moduli fluksa statora i rotora;  $\theta_{\psi_s}, \theta_{\psi_r}$  – uglovi vektora fluksa statora i rotora u odnosu na referentnu osu  $\alpha$ ;  $\delta_\psi = \theta_{\psi_s} - \theta_{\psi_r}$  – ugao između vektora fluksa rotora i statora. Na Sl.1 prikazan je vektorski dijagram DTC metode[10].



Slika 1. Vektorski dijagram na kome se zasniva DTC metoda

Fluks rotora sporije se mijenja u odnosu na fluks statora, pa se može smatrati konstantnim u malom vremenskom periodu  $\Delta t$ . Promjena elektromagnetskog momenta je moguća promjenom ugla  $\delta_\psi$  pri konstantnim amplitudama fluksa statora i rotora i na ovome počiva direktna kontrola momenta. Promjena ugla  $\delta_\psi$  moguća je izborom vektora napona statora.

Veza između napona statora i fluksa statora pri zanemarenju pada napona na otporu statora data je jednačinom:

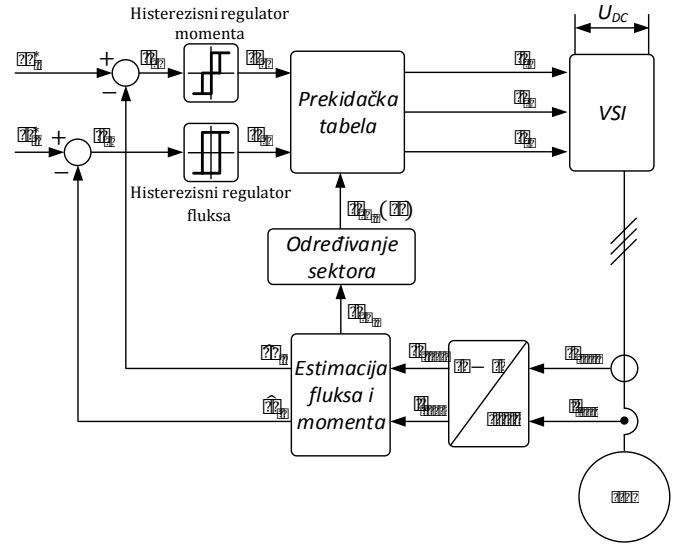
$$\mathbf{u}_s = \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_s \quad (8)$$

Ako se izvrši integracija napona statora iz jednačine (8) u malom vremenskom intervalu dobije se sljedeća jednačina:

Na osnovu izraza (9) možemo zaključiti da fluksom statora možemo upravljati pomoću napona statora.

#### A. Klasična direktna kontrola momenta

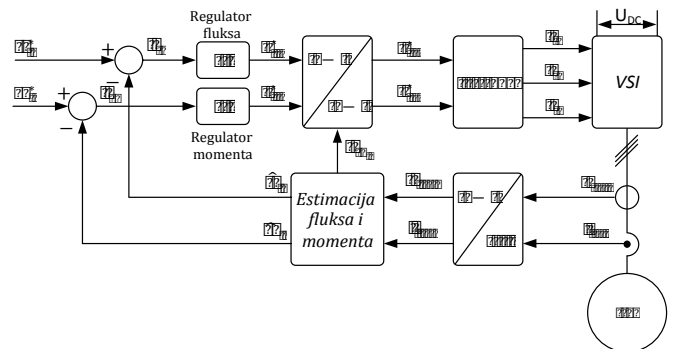
Kod klasične kontrole momenta izborom odgovarajućeg vektora napona statora moguće je odgovoriti na zahtjeve za povećanje ili smanjenje fluksa i momenta. Fluks statora i elektromagnetski moment pomoću histerezisnih regulatora održavaju se u određenim granicama. Blok šema klasičnog DTC upravljanja prikazana je na Sl.2 [10]. Klasična metoda koristi inverter sa dva naponska nivoa. Moguće je generisati osam naponskih vektora, a koji će vektor biti izabran određuje se u prekidačkoj tabeli. Izlazi iz histerezisnih regulatora uvode se u prekidačku tabelu i služe za određivanje naponskog vektora.



Slika 2. Osnovna blok šema klasične DTC kontrole

#### B. Direktna kontrola momenta sa modulacijom prostornog vektora (SVDTTC)

Na Sl.3 prikazana je blok šema SVDTTC. Upravljačka šema sastoji se od PI regulatora za fluks i moment i modulatora prostornog vektora.



Upotrebom PI regulatora fluksa i momenta uz korišćenje SVPWM modulacije sve greške se svode na nulu. U toku jednog proračunskog ciklusa napon statora se proračunava obično korišćenjem tri vektora dva aktivna i jednog nultog.

Fluks statora i moment drži se na zadatoj vrijednosti pomoću komponenti napona statora  $u_{sx}^*$  i  $u_{sy}^*$  koji su izlazi iz PI regulatora fluksa i momenta. Prije nego se uvedu u modulator prostornog vektora izvrši se inverzna Parkova transformacija za prebacivanje komponenti napona statora  $u_{sx}^*$  i  $u_{sy}^*$  u stacionarni ( $\alpha\beta$ ) sistem.

### III. ESTIMACIJA FLUKSA I MOMENTA

Da bi bila moguća direktna kontrola momenta potrebno je estimirati fluks statora i elektromagnetni moment. U stacionarnom ( $\alpha\beta$ ) sistemu fluks statora dat je sljedećom jednačinom:

$$\hat{\psi}_{s\alpha\beta} = \int (u_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta}) dt \quad (10)$$

Položaj fluksa statora dat je sljedećom jednačinom:

$$\theta_{\psi_s} = \arctg\left(\frac{\hat{\psi}_{s\beta}}{\hat{\psi}_{s\alpha}}\right) \quad (11)$$

Modul fluksa statora dat je sljedećom jednačinom:

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{(\hat{\psi}_{s\alpha})^2 + (\hat{\psi}_{s\beta})^2} \quad (12)$$

gdje je:  $\psi_s$  fluks statora,  $\theta_{\psi_s}$  ugao koji određuje položaj statora

Fluks statora u  $s$ -domenu može se izraziti iz jednačina koje opisuju asinhronu mašinu i dat je sljedećom jednačinom:

$$\psi_s = \frac{1}{s} (u_{sx} - R_s i_{sx}) \quad (13)$$

Pošto je pad napona na statorskom otporu mali može se zanemariti.

Kada se izraz (13) prevede u Laplasov domen dobije se sljedeća jednačina:

$$\frac{\psi_s(s)}{u_{sx}(s)} = \frac{1}{s} \quad (14)$$

Dok su pojačanje i fazni stav dati izrazom:

$$G_{\psi_s}(s) = \frac{1}{|s|} \quad (15)$$

$$\varphi = -\frac{\pi}{2} \quad (16)$$

Iz jednačine (16) možemo da zaključimo da je fazni pomjeraj između fluksa i kontraelektromotorne sile  $\pi/2$ .

Izraz za elektromagnetni moment je dat sljedećom jednačinom:

$$\hat{m}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\psi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\psi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (17)$$

#### A. Estimator zasnovan na niskopropusnom filteru

Za eliminaciju DC ofseta iz kontraelektromotorne sile najprostije rješenje je da se u seriju sa integratorom veže visokopropusni filter. Kombinacija integratora i visokopropusnog filtera predstavlja niskopropusni filter. Funkcija prenosa, pojačanje i fazni stav niskopropusnog filtera dati su izrazom:

$$\frac{\psi_s(s)}{e_s(s)} = \frac{1}{s + \omega_g} \quad (18)$$

$$G_{LPPF}(s) = \frac{1}{\sqrt{\omega_g^2 + \omega_s^2}} \quad (19)$$

$$\varphi = -\arctg\left(\frac{\omega_s}{\omega_g}\right) \quad (20)$$

Iz prethodnih jednačina možemo da zaključimo da za veću graničnu frekvenciju imamo bolju eliminaciju DC ofseta, a sa druge strane imamo veću distorziju pojačanja i faznog pomeraja. Najkritičniji slučaj je kad je frekvencija statora manja od granične frekvencije filtra. Ako graničnu frekvenciju biramo dovoljno malu da bi imali primjenu za veći opseg brzina onda se ne riješava problem DC ofseta [4][5].

#### B. Precizni adaptivni estimatori fluksa sa kompenzacijom

Ovaj estimator ima više izvedbi u zavisnosti od želje za filtracijom kontraelektromotorne sile, a zajedničko je da se koristi visokopropusni filter. Visokopropusni filter je pogodan u slučaju kada kontraelektromotorna sila sadrži DC ofset. Postojanje visokopropusnog filtera uzrokuje faznu i amplitudsku grešku pa je potrebna kompenzacija [5][6].

Funkcija prenosa visokopropusnog filtera data je sledećom jednačinom:

$$G_{HPF}(s) = \frac{s}{s + \omega_g} \quad (21)$$

Koeficijent kompezacije pojačanja dat je sledećom jednačinom:

$$K = \sqrt{\frac{X_\alpha^2 + X_\beta^2}{Y_\alpha^2 + Y_\beta^2}} \quad (22)$$

Fazni pomak između kontraelektromotornih sila prije i posle prolaska kroz visokopropusni filter dat je izrazom:

$$\theta_x = \arctg(X_\beta, X_\alpha) \quad (23)$$

$$\theta_y = \arctg(Y_\beta, Y_\alpha) \quad (24)$$

Ugao kompenzacije je dat izrazom:

$$\theta_{kom} = \arctg(\sin(\theta_y - \theta_x), \cos(\theta_y - \theta_x)) \quad (25)$$

Signali sa pojačanja i izlaza integratora dati su izrazom:

$$\psi_\alpha = K \cdot Z_\alpha \quad (26)$$

$$\psi_\beta = K \cdot Z_\beta \quad (27)$$

Fazni pomjeraj između flukseva  $\psi_\alpha$  i  $\psi_\beta$  je dat izrazom:

$$\theta_{\alpha\beta} = \arctg(\psi_\beta, \psi_\alpha) \quad (28)$$

Estimirana vrijednost amplitude statora i ugla data je sledećim izrazom:

$$\psi_{\alpha\beta s} = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \quad (29)$$

$$\theta_s = \arctg(\sin(\theta_{\alpha\beta} - \theta_{kom}), \cos(\theta_{\alpha\beta} - \theta_{kom})) \quad (30)$$

Dobre strane predloženog algoritma su mogućnost primjene za širok opseg brzina, ne postoje povratne veze, kao ni nelinearni elementi kao limiteri, a izbor granične frekvencije može se prilagođavati parametrima motora.

#### C. Estimator zasnovan na niskopropusnom filteru sa kompenzacijom

Ovaj estimator može se predstaviti jednačinom[3][7]:

$$\hat{\psi}_{s\alpha\beta} = \frac{1}{s+\omega_g} e_{emf\alpha\beta} + \frac{\omega_g}{s+\omega_g} \psi_{s\alpha\beta}^* \quad (31)$$

gdje su:  $\hat{\psi}_{s\alpha\beta}$  estimirani fluks statora,  $e_{emf\alpha\beta}$  kontraelektromotorna sila,  $\psi_{s\alpha\beta}^*$  kompenzovani fluks statora,  $\omega_g$  granična frekvencija.

Princip estimacije fluksa ovim algoritmom može se ukratko opisati na sljedeći način: na visokim frekvencijama mnogo većim od granične frekvencije  $\omega_g$  do izražaja dolazi prvi član u jednačini (31) odnosno niskopropusni filter, dok je kompenzacioni signal približno jednak nuli. Na niskim frekvencijama međutim kompenzacioni signal dolazi do

izražaja i služi za kompenzaciju prisutnog jednosmjernog ofseta. Estimirana vrijednost fluksa se iz  $\alpha\beta$  Dekartovog sistema pretvara u polarni koordinatni system. U polarnom koordinatnom sistemu vrši se ograničenje fluksa u limiteru dat izrazom (32):

$$Z = \begin{cases} \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} & \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} < L \\ L & \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} > L \end{cases} \quad (32)$$

Posle se vrši transformacija iz polarnih u Dekartove  $\alpha\beta$  koordinate.

#### D. Estimator zasnovan na kombinaciji visokopropusnog i niskopropusnog filtera

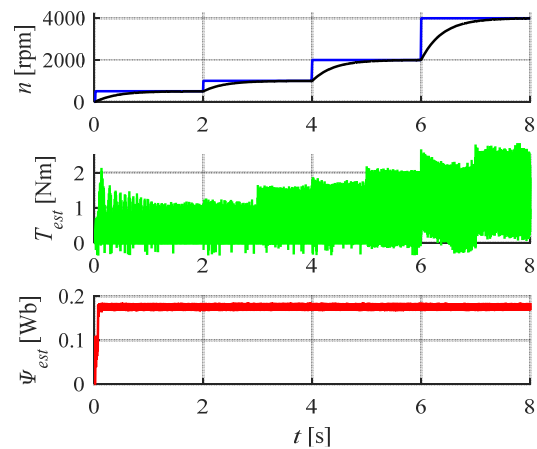
Ovaj estimator zasniva svoj rad na kombinaciji visoko propusnog i niskopropusnog filtera koji se dodaje na integrator. Na ovaj način izvršeno je eliminisanje DC ofseta iz kontraelektromotorne sile, a niskopropusni filter još služi za eliminaciju početne greške. Granična frekvencija je do nekoliko herca u zavisnosti od opsega brzine[8][9]. Ovaj način realizacije estimatora je lako realizovati u digitalnim sistemima.

## IV. REZULTATI SIMULACIJE

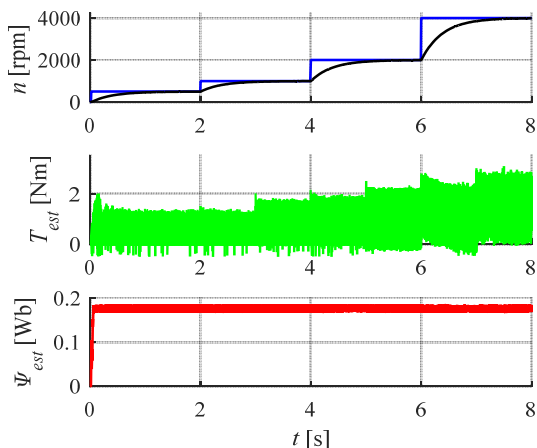
Za verifikaciju opisanih estimatora kod dvijemetode direktne kontrole momenta, DTC, urađeni su simulacioni modeli u programskom paketu MATLAB Simulink®. Pomoću simulacionih modela testirani su dinamički odzivi pogona prirazličitim brzinama, kao i odziv brzine na promjenu opterećenja. Asinhroni motor je sljedećih parametara:  $P_n = 800$  [W],  $U_n = 195$  [V],  $I_n = 4,1$  [A],  $J = 0,001$  [kgm<sup>2</sup>],  $R_s = 3,26$  [Ω],  $R_r = 1,05$  [Ω],  $L_s = 0,074$  [H],  $L_r = 0,074$  [H],  $L_m = 0,071$  [H].

#### A. Rezultati simulacije primjenom klasične kontrole momenta

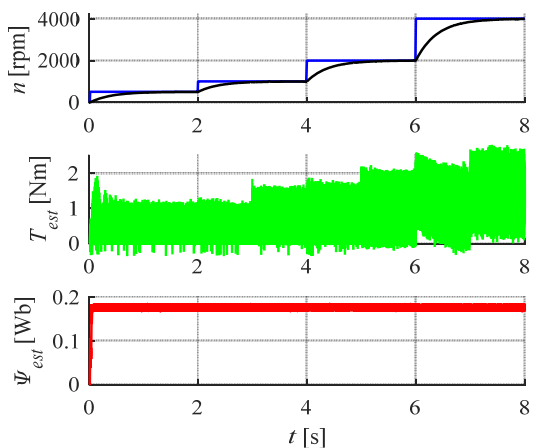
Za datu simulaciju prekidačka frekvencija je  $f_s = 25$  [kHz]. Rezultati simulacija za klasičnu metodu kontrole momenta prikazani su na Sl.4, Sl.5, Sl.6 i Sl.7. Na njima su prikazani odzivi brzine, momenta i fluksa, respektivno, za svaki od predstavljenih estimatora fluksa.



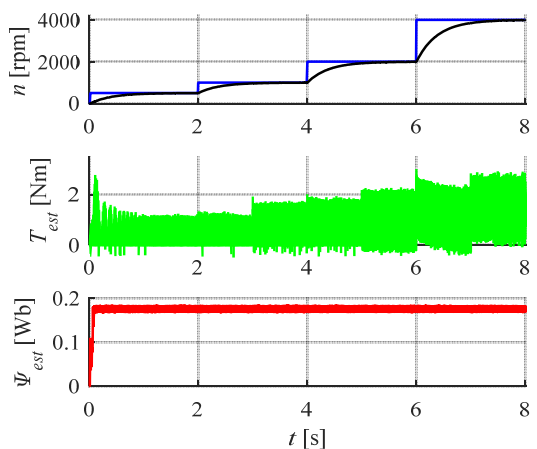
Slika 4. Primjena estimatora fluksa zasnovanog na niskopropusnom filteru, klasični DTC: a) referentna (plava) i ostvarena brzina (crna), b) estimirani moment, c) estimirani fluks



Slika 5. Primjena preciznog adaptivnog estimatora fluksa sa kompenzacijom, klasični DTC: a) referentna (plava) i ostvarena brzina (crna), b) estimirani moment, c) estimirani fluks



Slika 6. Primjena estimatora fluksa zasnovanog na niskopropusnom filteru sa kompenzacijom, klasični DTC: a) referentna (plava) i ostvarena brzina (crna), b) estimirani moment, c) estimirani fluks

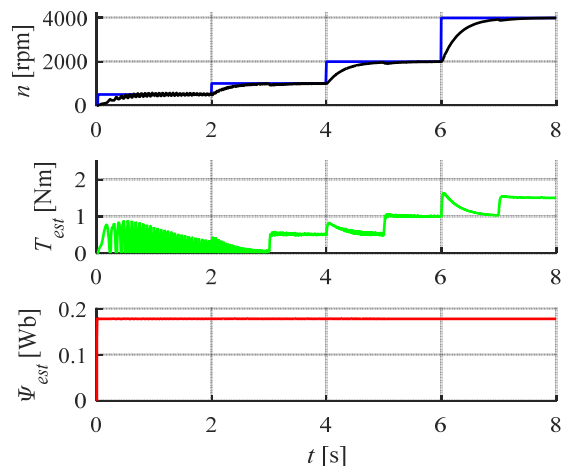


Slika 7. Primjena estimatora fluksa zasnovanog na kombinaciji visokopropusnog i niskopropusnog filtera, klasični DTC: a) referentna (plava) i ostvarena brzina (crna), b) estimirani moment, c) estimirani fluks

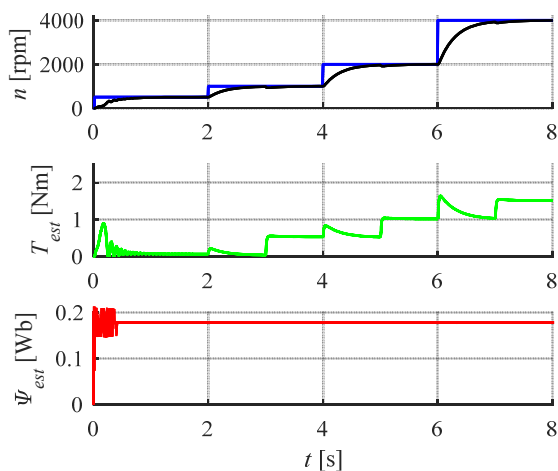
Sa prethodnih slika možemo vidjeti veliku talasnost momenta i fluksa. U zavisnosti od izabranog tipa estimatora fluksa i pri različitim brzinama možemo djelimično uticati na talasnost fluksa i momenta. Dobre rezultate pri manjim brzinama pokazali i smanjenje talasnosti momenta dali su precizni adaptivni estimator i estimator zasnovan na kombinaciji visokopropusnog i niskopropusnog filtera, pri većim brzinama dobro se ponašaju svi estimatori.

#### B. Rezultati simulacije primjenom metode modulacije prostornog vektora

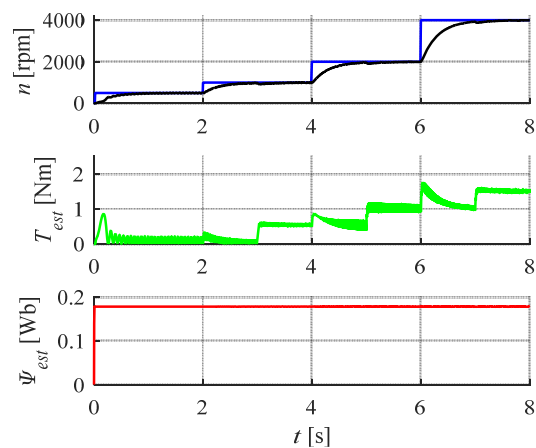
Simulacija direktne kontrole momenta primjenom modulacije prostornog vektora urađena je za iste profile brzine i opterećenja. Prekidačka frekvencija je konstantna i iznosi  $f_s=5$ [kHz]. Na Sl.8, Sl.9, Sl.10 i Sl.11 prikazani su odzivi brzine, momenta i fluksa za svaki od predstavljenih estimatora fluksa.



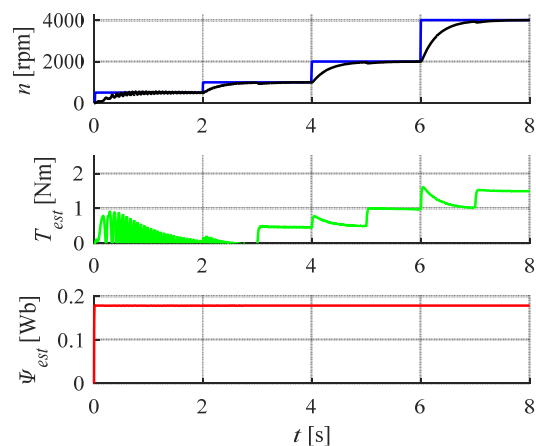
Slika 8. Primjena estimatora fluksa zasnovanog na niskopropusnom filteru, SVDTTC: a) referentna (plava) i ostvarena brzina (crna), b) estimirani moment, c) estimirani fluksa



Slika 9. Primjena preciznog adaptivnog estimatora fluksa sa kompenzacijom, SVDTC: a) referentna (plava) i ostvarena brzina (crna), b) estimirani moment, c) estimirani fluks



Slika 10. Primjena estimatora fluksa zasnovanog na niskopropusnom filteru sa kompenzacijom, SVDTC: a) referentna (plava) i ostvarena brzina (crna), b) estimirani moment, c) estimirani fluks



Slika 11. Primjena estimatora fluksa zasnovanog na kombinaciji visokopropusnog i niskopropusnog filtera, SVDTC: a) referentna (plava) i ostvarena brzina (crna), b) estimirani moment, c) estimirani fluks

Sa prethodnih slika zaključujemo da je talasnost fluksa i momenta značajno manja u odnosu na klasičnu direktnu kontrolu momenta. Talasnost fluksa i momenta je veća pri manjim brzinama obrtanja, ali na osnovu simulacija za različite estimatore fluksa može se ublažiti.

## V. ZAKLJUČAK

U radu su prikazane četiri metode za estimaciju fluksa kod obadnje metode direktne kontrole momenta. Metode koje su prikazane za estimaciju fluksa su: estimacija zasnovana na niskopropusnom filteru, precizna adaptivna estimacija fluksa, estimacija zasnovana na niskopropusnom filteru sa kompenzacijom, estimacija zasnovana na kombinaciji visokopropusnog i niskopropusnog filtera. U prvom dijelu rada dat je teoretski opis dvije metode direktne kontrole momenta, a zatim teoretski opis predloženih estimatora fluksa. Simulacioni modeli za direktnu kontrolu momenta urađeni su prema slikama 1 i 2. Na osnovu urađenih simulacija možemo zaključiti da je glavni nedostatak klasične metode estimacije velika talasnost estimiranog fluksa i momenta motora na osovini, dok je kod direktne kontrole primjenom modulacije prostornog vektora ovaj nedostatak u velikoj mjeri eliminisan.

Ublažavanje talasnosti momenta i fluksa riješeno je primjenom različitih estimatora fluksa. U zavisnosti od granične frekvencije i opsega brzine na kojoj su primjenjeni u većoj mjeri su dali rezultate u smanjenju talasnosti fluksa i momenta.

## LITERATURA

- [1] S.S. Lee, B.G. Park, R. Y. Kim, D. S. H, "Improved Stator Flux Estimator Based on a Programmable LPF for Sensorless Control of Induction Motors," Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), IEEE, Las Vegas, USA, 2012
- [2] M. Ho Shin, D. Seok Hyan, S. Bong Cho, S. Yul Choe, "An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors," IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 15, NO. 2, MARCH 2000
- [3] K. Kai Shyu, L. Jen Shang, H. Zhi Chen, K. Wen Jwo, "Flux Compensated Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Low Speed Operation," IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 19, NO. 6, NOVEMBER 2004
- [4] M. Koteich, "Flux estimation algorithms for electric drives: a comparative study", International Conference on Renewable Energies for Developing countries (REDEC 2016), Jul 2016, Zouk Mosbeh, Lebanon.
- [5] A. W. F. V. Silveira, D. A. Andrade, C. A. Bissochi, T. S. Tavares, L. C. Gomes, "A Comparative Study Between Two Philosophies of Stator Flux Estimation for Induction Motor Drive", Electric Machines & Drives Conference, IEEE, Antalya, Turkey, 2007
- [6] M. Zerbo, P. Sicard, A. Ba-Razzouk, "Accurate Adaptive Integration Algorithms for Induction Machine Drive over a Wide Speed Range", IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, San Antonio, TX, USA, 2005.
- [7] Y. Kumsuwana, S. Premrudeepreechacharna, H. A. Toliyat, "Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux", Electric Power Systems Research 78 (2008) 1712–1718
- [8] Z. Xing, Q. Wenlong, L. Haifeng, "A New Integrator for Voltage Model Flux Estimation in a Digital DTC System", TENCON 2006 - IEEE Region 10 Conference, Hong Kong, China, 2006
- [9] A. M. Bazzi, P. T. Krein, "Comprehensive Flux Estimator Implementation Procedures for Advanced Control of Inverter-Fed

Induction Machines "Proc. Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference, 2009, pp. 1-9.

[10] P. Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, London, 1998.

#### ABSTRACT

In this paper presents and analyzes some solutions for estimating flux in two methods of direct torque control of induction machine: Classical Torque Control (DTC) and Direct Torque Control with modulation of space vector (DTC– SVM). For both methods of Direct Torque control with the proposed

estimators, models were made in the MATLAB program. At the end of the analysis, the results of simulations for the proposed estimators were considered and discussed.

#### **ANALYSIS OF THE FLUX ESTIMATOR FOR DIRECT TORQUE CONTROL (DTC) OF THE INDUCTION MOTOR**

Goran Vuković, Marko Gecić