

Bezsenzorové vektorové riadenie AM

Sensorless FOC control of IM

Jaroslava Žilková¹, Martin Lešo²

jaroslava.zilkova@tuke.sk¹, martin.leso@tuke.sk²

^{1,2,3}Katedra elektrotechniky a mechatroniky, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Technická univerzita v Košiciach, Letná 9, Košice, Slovenská Republika

Abstrakt— Vektorové riadenie patrí medzi najčastejšie používané spôsoby riadenia AM, ktoré sú používané v priemysle pri vysokých nárokoch na kvalitu riadenia. V tejto práci je uvedený návrh bezsenzorového vektorového riadenia asynchrónneho motora, pričom pre odhad rýchlosti motora je využitý rozšírený Kalmanov filter. Pomocou Kalmanovho filtra sú pozorované zložky rotorového toku a uhlová rýchlosť motora, ktoré sú použité v riadení pohonu. Kvalita odhadu je testovaná pre vektorovo riadený AM s orientáciou na rotorový magnetický tok. V závere práce je uvedený zhodnotenie dosiahnutých výsledkov.

Kľúčové slová—AM, vektorové riadenie, rozšírený Kalmanov filter, bezsenzorové riadenie

Abstract— Vector control is the most frequently used methods of AM control, which are used for high requirements in control quality in industry. In this work is presented a proposal sensorless vector control of an induction motor (IM), where speed estimation of the rotor is based on the use of the extended Kalman filter (EKF). Using the extended Kalman filter allows to estimate components of the rotor magnetic flux and the angular speed of the motor, which are used in drive controller. The quality of the estimation is tested in rotor flux oriented IM drive control. Achieved results and their evaluation are shown in conclusion of the paper.

Keywords— induction motor, FOC control, extended Kalman filter, sensorless control

I. ÚVOD

Asynchrónne motory s kotvou nakrátko patria medzi motory, ktoré sú v priemysle široko používané. Ak môže motor pracovať bez zvláštnych nárokov na dynamiku riadenia a presnosť otáčok, veľmi často je pre svoju jednoduchosť používané skalárne riadenie [1-4]. Pre dynamicky náročné pohony s asynchrónnym motorom je možné použiť priame momentové riadenie alebo vektorové riadenie [1-4]. Najčastejšie sa však používa vektorové riadenie, ktoré umožňuje podobne ako pri riadení jednosmerného cudzobudeného motora efektívne nezávisle riadiť okamžitú hodnotu magnetického toku a zároveň okamžitú hodnotu momentu. Vo väčšine aplikácií sú pre vektorovo riadené pohony s asynchrónnym motorom nutné snímače otáčok. Existujú však aplikácie, kde je síce požadovaná vysoká spoľahlivosť pohonu, ale použitie snímača rýchlosti nie je vhodné alebo pohon pracuje v prostredí, ktoré neumožňuje použiť snímač otáčok alebo snímač polohy na hriadeli motora. V týchto prípadoch je vhodné použiť tzv. bezsenzorové riadenie, ktoré nevyužíva snímač otáčok alebo polohy na hriadeli

motora. V [1-6] sa uvádza viacero metód bezsenzorového riadenia rýchlosti asynchrónneho motora.

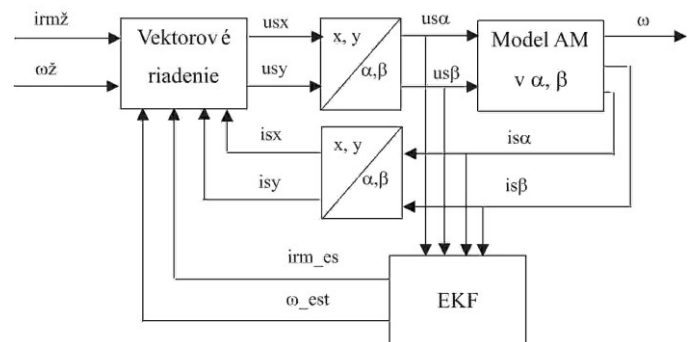
Príspevok sa zaoberá bezsenzorovým vektorovým riadením pohonu s asynchrónnym motorom pričom pre odhad rýchlosti motora je použitý rozšírený Kalmanov filter, ktorý je založený na matematickom modeli systému. Navrhnutý rozšírený Kalmanov filter odhaduje vektor toku rotora a uhlovú rýchlosť rotora na základe merania napätia a prúdu statora. Hodnota toku rotora sa používa na výpočet magnetizačného prúdu, ktorý je potrebný pre algoritmus riadenia.

V prvej časti príspevku je uvedený návrh a matematické vyjadrenie rozšíreného Kalmanovho filtra. Druhá časť príspevku uvádza dosiahnuté simulačné výsledky a v závere uvádzame zhodnotenia dosiahnutých výsledkov.

II. VEKTOROVÉ RIADENIE AM

Vektorové riadenie AM, je v orientované na jeden z magnetických tokov, najčastejšie a najvýhodnejšie na rotorový magnetický tok [1-4]. Keďže vo vektorovom riadení nie sú priamo merateľné rotorové veličiny, zavádzame veličinu magnetizačný prúd i_{rm} , ktorá je úmerná magnetickému toku rotora a je možné ju určiť z meraných hodnôt prúdu i_s a napätia statora u_s a rýchlosti motora. Ak vektor statorového prúdu rozložíme do x, y zložiek, x -ová zložka statorového prúdu i_{sx} určuje veľkosť magnetizačného prúdu a y -ová zložka i_{sy} určuje moment motora [1-4].

Principiálna schéma vektorového riadenia AM spolu s rozšíreným Kalmanovým filtrom (EKF) je uvedená na obr. 1.



Obr. 1. Principiálne zapojenie EKF vo vektorovom riadení AM

Samotný EKF, ktorý je založený na modeli motora (1) a (2), je použitý ako pozorovateľ zložiek rotorového magnetického

kého toku $\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$ a uhlovej rýchlosti rotora ω , pričom predpokladáme, že šumy systému \mathbf{w} a merania \mathbf{v} sú nekorelované. Odhad stavu systému pomocou filtra, založený na meraní napätia a prúdu statora AM, je možné rozdeliť do dvoch krokov. V prvom kroku sa vypočíta predikcia stavového vektora z modelu systému a v druhom kroku – korekcií sa vypočítané stavy upravujú váhovým rozdielom nameraných a odhadovaných hodnôt výstupných signálov [4,7,8].

Kalmanov filter, ktorý je použitý vo vektorovom riadení AM využíva stavový model AM. Matematický model symetrického trojfázového AM v $[\alpha, \beta]$ vzťažnej sústave s obvyklými zjednodušujúcimi predpokladmi, pri zanedbaní účinkov magnetického sytenia je vyjadrený podľa [2] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_R}{K_L} & 0 & \frac{L_h R_r}{L_r^2 K_L} & \frac{L_h \omega}{L_r K_L} & 0 \\ 0 & -\frac{K_R}{K_L} & -\frac{L_h \omega}{L_r K_L} & \frac{L_h R_r}{L_r^2 K_L} & 0 \\ \frac{L_h}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega & 0 \\ 0 & \frac{L_h}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix} + \frac{1}{K_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix} \quad (2)$$

kde

$$K_L = \sigma L_s, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad K_R = R_s + R_r \left(\frac{L_h}{L_r} \right)^2$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad L_h = 3 \frac{L_m}{2}$$

kde:

L_r, L_s, L_h , je rotorová, statorová, hlavná indukčnosť,
 R_r, R_s je odpor rotor, statora,
 T_r, T_s je rotorová a statorová časová konštanta
 L_m odpovedá magnetizačnej indukčnosti jednej fázy statora

V stavovom vyjadrení:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_d \mathbf{x} + \mathbf{B}_d \mathbf{u} \quad (3)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_d \mathbf{x}$$

kde $\mathbf{x} = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}, \omega]^T$ je stavový vektor systému, $\mathbf{u} = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$ je vektor vstupov systému, $\mathbf{y} = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$ je vektor pozorovania a $\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_d, \mathbf{C}_d$ predstavujú matice stavu, riadenia a výstupu.

Podľa [5] predpokladáme, že dynamika zmeny uhlovej rýchlosti je oproti ostatným stavovým podstatne nižšia, takže

$$\frac{d\omega}{dt} = 0$$

uvažujeme: . Je potrebné poznamenať, že v skutočnosti, uhlová rýchlosť nie je konštantná a algoritmus Kalmanovho filtra bude vykonávať požadované korekcie.

Ak uvážime šum modelu systému $\mathbf{w}(k)$ (vektor šumu stavov – biely Gaussov s nulovou strednou hodnotou) nezávislý na $\mathbf{x}(k)$ s kovariančnou maticou \mathbf{Q} , model systému môžeme vyjadriť:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (4)$$

Uvažovaním šumu merania $\mathbf{v}(k)$, s takými istými vlastnosťami nezávislými na $\mathbf{w}(k)$ a $\mathbf{y}(k)$ s kovariančnou maticou \mathbf{R} , bude výstup vyjadrený:

$$\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{C}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k) \quad (5)$$

Matice $\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_d, \mathbf{C}_d$ sú matice modelu (3) prevedené do diskretneho tvaru:

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - T \frac{K_R}{K_L} & 0 & T \frac{L_h R_r}{L_r^2 K_L} & T \frac{L_h \omega}{L_r K_L} & 0 \\ 0 & 1 - T \frac{K_R}{K_L} & -T \frac{L_h \omega}{L_r K_L} & T \frac{L_h R_r}{L_r^2 K_L} & 0 \\ T \frac{L_h}{T_r} & 0 & 1 - T \frac{1}{T_r} & -T \omega & 0 \\ 0 & T \frac{L_h}{T_r} & T \omega & 1 - T \frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{1}{K_L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{K_L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{a} \quad \mathbf{C}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

III. ALGORITMUS EKF

Algoritmus EKF sa skladá z dvoch hlavných častí [4, 7, 8]:

- predikcie stavu systému a predikcie kovariančnej matice chyby odhadu
- korekcie odhadu stavu systému a kovariančnej matice chyby odhadu

Predikcia stavu systému sa skladá z odhadu stavu systému $\hat{\mathbf{x}}(k)$ a z odhadu kovariančnej matice $\mathbf{P}(k)$. V prvom kroku výpočtu je na základe matematického modelu vypočítaný vektor stavu systému $\hat{\mathbf{x}}(k)$ na základe predchádzajúcich odhadov.

A. Predikcia stavu systému

Predikcia stavu systému v čase (k) je získaná výpočtom modelu motora pomocou vstupu, stavového vektora a použitím matíc \mathbf{A}_d a \mathbf{B}_d :

$$\hat{\mathbf{x}}(k|k-1) = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}(k-1) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k-1) \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{x}}(k|k-1) \hat{=} \mathbf{F}(\mathbf{x}(k-1), \mathbf{u}(k-1)) \quad (9)$$

kde

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \left(1 - T \frac{K_R}{K_L}\right) i_{s\alpha} + T \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\alpha} + T \frac{L_m \omega}{L_r K_L} \psi_{r\beta} + T \frac{1}{K_L} u_{s\alpha} \\ \left(1 - T \frac{K_R}{K_L}\right) i_{s\beta} - T \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\alpha} + T \frac{L_m \omega}{L_r K_L} \psi_{r\beta} + T \frac{1}{K_L} u_{s\beta} \\ T \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} + \left(1 - T \frac{1}{T_r}\right) \psi_{r\alpha} - T \omega \psi_{r\beta} \\ T \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + T \omega \psi_{r\alpha} + \left(1 - T \frac{1}{T_r}\right) \psi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix} \quad (10)$$

a

$$\mathbf{h} \hat{=} \mathbf{C}_d \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Označenie $\hat{\mathbf{x}}(k|k-1)$ znamená predikovanú hodnotu v k -tom kroku, ktorá je založená na meraniach do k -tého kroku.

B. Predikcia kovariančnej matice chyby odhadu stavu systému:

Výpočet na základe predchádzajúceho odhadu kovariancie šumu predikovaných stavov \mathbf{P} uvažuje aj kovariančnú maticu šumu systému \mathbf{Q} a Jakobián stavového systému \mathbf{M} :

$$\hat{\mathbf{P}}(k|k-1) = \mathbf{M}\hat{\mathbf{P}}(k)\mathbf{M}^T + \mathbf{Q}$$

$$\text{kde} \quad \mathbf{M} = \left. \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(k)} \quad (12)$$

a

$$\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 1 - T \frac{K_R}{K_L} & 0 & T \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} & T \frac{L_m \omega}{L_r K_L} & T \frac{L_m}{L_r K_L} \psi_{r\beta} \\ 0 & 1 - T \frac{K_R}{K_L} & -T \frac{L_m \omega}{L_r K_L} & T \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} & -T \frac{L_m}{L_r K_L} \psi_{r\alpha} \\ T \frac{L_m}{T_r} & 0 & 1 - T \frac{1}{T_r} & -T \omega & -T \psi_{r\beta} \\ 0 & T \frac{L_m}{T_r} & T \omega & 1 - T \frac{1}{T_r} & T \psi_{r\alpha} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

C. Výpočet Kalmanovho zosilnenia filtra:

$$\mathbf{K}(k) = \hat{\mathbf{P}}(k|k-1)\mathbf{N}^T \left[\mathbf{N}\hat{\mathbf{P}}(k|k-1)\mathbf{N}^T + \mathbf{R} \right]^{-1}$$

$$\text{kde} \quad \mathbf{N} = \left. \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(k|k-1)} \quad (14)$$

pričom \mathbf{N} je výstupná matica systému a \mathbf{R} je kovariančná matica šumu merania \mathbf{v} :

$$\frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

D. Korekcia odhadu stavového vektora :

Odhad stavového vektora v kroku k je definovaný:

$$\hat{\mathbf{x}}(k|k) = \hat{\mathbf{x}}(k|k-1) + \mathbf{K}(k)(\mathbf{y}(k) - \hat{\mathbf{y}}(k)) \quad (16)$$

kde

$$\hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{C}_d \hat{\mathbf{x}}(k|k-1)$$

E. Korekcia kovariačnej matice chyby odhadu stavu systému:

$$\hat{\mathbf{P}}(k) = \hat{\mathbf{P}}(k|k-1) - \mathbf{K}(k) \left. \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(k|k-1)} \hat{\mathbf{P}}(k|k-1) \quad (17)$$

Po vykonaní predchádzajúcich krokov sa zmení krok $k=k+1$ a výpočet pokračuje od prvého kroku.

Kovariančná matica šumu systému \mathbf{Q} je [5x5], kovariančná matica šumu merania \mathbf{R} je [2x2]. Uvažujeme však nekorelované šumy, teda kovariančné matice budú diagonálne. Navyše, parametre v oboch osiach sú rovnaké, čo znamená, že príslušné koeficienty sú rovnaké. Matice \mathbf{Q} a \mathbf{R} budú v tvare:

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(q11, q11, q33, q33, q55) \text{ a } \mathbf{R} = \text{diag}(r11, r11).$$

Pred spustením algoritmu je potrebné určiť počiatočné hodnoty stavov $\mathbf{x}(0)$ a počiatočné hodnoty prvkov kovariančných matíc \mathbf{Q} a \mathbf{R} a matice šumu predikovaných stavov \mathbf{P} , ktorá je diagonálna. Inicializačné hodnoty odrážajú stupeň znalosti inicializačného stavu. Môžu to byť percentuálne hodnoty predpokladaných menovitých hodnôt stavových veličín.

Ladenie EKF zahŕňa iteratívnu modifikáciu šumových kovariancií až kým sa nenájde najlepšie správanie filtra. Matice \mathbf{Q} a \mathbf{R} ovplyvňujú prechodné aj ustálené stavy.

IV. SIMULAČNÉ VÝSLEDKY

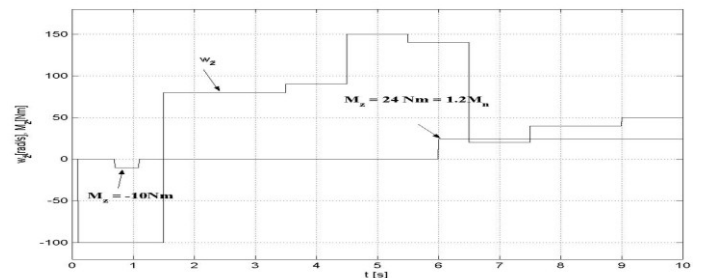
Pri testovaní vektorového riadenia AM s kotvou nakrátko s EKF boli použité nasledovné parametre AM:

$$\begin{aligned} P_N &= 3kW, U_N = 220V, I_N = 6.9A, n_N = 1420 \text{ot/min}, \\ f_l &= 50\text{Hz}, R_s = 1.81\Omega, R_r = 1.91\Omega, J = 0.1\text{kgm}^2, \\ L_{s\sigma} &= L_{2\sigma} = 0.00885H, L_m = 0.184H, p_p = 2, \\ \sigma &= 0.0897, M_N = 20.17\text{Nm} \end{aligned}$$

Pri testovaní AM vo vektorovom riadení boli použité nasledovné hodnoty :

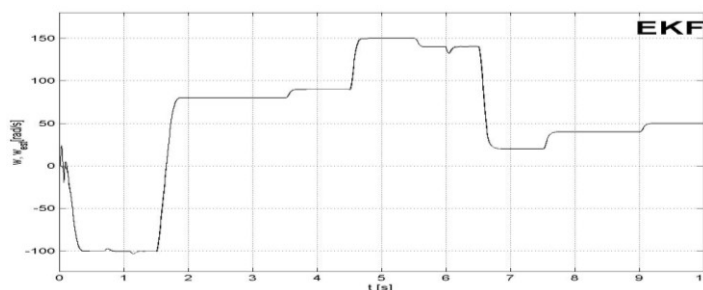
$$\begin{aligned} T_s &= 0.00005\text{s}, \\ \mathbf{P} &= \text{diag}[7 \ 7 \ 1 \ 1 \ 150], \\ \mathbf{Q} &= \text{diag}[0.00001 \ 0.00001 \ 0.05 \ 0.05 \ 1000], \\ \mathbf{R} &= \text{diag}[1500 \ 1500] \end{aligned}$$

Na obr.2 je uvedený žiadaný priebeh rýchlosti a záťažného momentu motora, na ktoré bol vektorovo riadený AM s rozšíreným Kalmanovým filtrom testovaný.

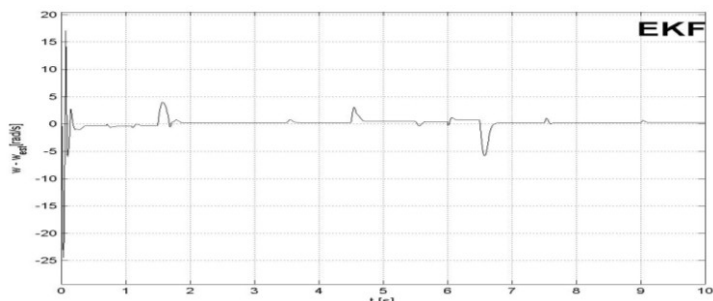


Obr. 2. Priebeh žiadanej ω_z a zvoleného záťažného momentu M_z

Na obr.3 sú uvedené priebehy skutočnej rýchlosti a rýchlosti pozorovanej pomocou EKF pri požadovanej záťaži a rýchlosti podľa obr.2 a na porovnanie týchto priebehov je na obr.4 uvedený rozdiel medzi pozorovanou a skutočnou rýchlosťou motora.



Obr. 3. Priebeh pozorovanej a skutočnej uhlovej rýchlosti podľa žiadanej uhlovej rýchlosti a záťažného momentu na obr.2



Obr. 4. Rozdiel medzi priebehmi pozorovanej a skutočnej uhlovej rýchlosti vektorovo riadeného AM podľa obr.3

Na obr.4 je zobrazený rozdiel medzi pozorovanou a skutočnou uhlovou rýchlosťou AM, ktorý bol zaťažovaný a riadený na žiadanú rýchlosť podľa obr. 2.

V. ZÁVER

Rozšírený Kalmanov filter je možné využiť pre pozorovanie výstupných a stavových veličín nelineárnych systémov, akým je aj asynchrónny motor. Tento filter patrí do skupiny rekurzívnych estimačných algoritmov. Jeho nevýhodou je náročnosť na výpočtový výkon, hlavne v prípadoch ak je estimovaných viac veličín. Výhoda rozšíreného Kalmanovho filtra spočíva v jeho schopnosti filtrovať signály so šumom, čoho následkom je zlepšený odhad pozorovaných veličín.

V našej práci bol rozšírený Kalmanov filter použitý pre pozorovanie zložiek rotorového magnetického toku a pozorovanie rýchlosti rotora asynchrónneho motora s kotvou nakrátko vo vektorovom riadení orientovanom na rotorový tok. V práci bola z pozorovaných zložiek rotorového magnetického toku v statorových súradniciach vypočítaná hodnota magnetizačného prúdu, ktorý je potrebný pre riadenie motora a uhol vektora rotorového magnetického toku potrebný pre transformácie do a z točivej súradnicovej sústavy.

Výsledky, ktoré boli dokumentované v tejto práci potvrdili vhodnosť tohto riešenia.

POĎAKOVANIE

Túto prácu podporila Vedecká grantová agentúra Ministerstva školstva, vedy, výskumu a športu Slovenskej republiky a Slovenskej akadémie vied grantom VEGA 1/0464/15 a grant FEI-2015-20.

POUŽITÁ LITERATÚRA

- [1] Leonhard, W.: Control of electrical drives. Springer, Berlin,1997.
- [2] Zboray, L., Ďurovský, F., Tomko, J.: Regulované pohony. Viena, 2000.
- [3] Brandštetter, P. Střídavé regulační pohony: Moderní způsoby řízení. VŠB-TU Ostrava, Ostrava,1999.
- [4] Zeman, K., Peroutka, Z., Janda M.: Automatická regulace pohonu s asynchrónnymi motory, ZU v Plzni, 2004.
- [5] Bilal Akin.: State Estimation Techniques For Speed Sensorless Field Oriented Control Of Induction Motors, The Middle East Technical University, August 2003.
- [6] Valouch, V.: An analysis of controlled drive with asynchronous drive without measuring the magnetic flux and RPMs, Elektrotechnický obzor 75,č.3, 1986, s. 157-164. (In Czech)
- [7] Kalman,R.E. A new approach to linear filtering and prediction problems. Transactions of ASME, Vol.82, 1960, pp.35-45.
- [8] Krzysztof P. Dyrz, Orłowska-Kowalska, T.: Influence of Kalman Filter Parameters to the Induction Motor Speed Estimation, Acta Electrotechnica et Informatica No. 4, Vol. 2, 2002.



Jaroslava Žilková (Doc., Ing., PhD.) ukončila inžinierske štúdium na Katedre Technickej kybernetiky FEI TU v Košiciach. Po ukončení štúdia pracovala ako výskumná pracovníčka v EVÚ N. Dubnica det.prac. Košice/ZŤS VVÚ Košice. V roku 2001 obhájila dizertačnú prácu a v roku 2008 sa habilitovala v odbore Silnoprúdová elektrotechnika. V súčasnosti je docentkou na Katedre elektrotechniky a mechatroniky FEI TU v Košiciach. Oblasť jej výskumnej činnosti sú hlavne moderné metódy riadenia elektrických pohonov a aplikácie metód umelej inteligencie v oblasti riadenia elektrických pohonov a robotika.



Martin Lešo (Ing.) sa narodil v roku 1990 v Poprade (Slovensko). V roku 2014 dokončil inžinierky stupeň štúdia v odbore elektrotechniky na katedre Elektrotechniky a Mechatroniky na Technickej univerzite v Košiciach. V súčasnosti je študentom tretieho ročníka tretieho stupňa štúdia na Katedre elektrotechniky a mechatroniky v odbore silnoprúdová elektrotechnika a zaoberá sa hlavne problematikou aplikácie metód umelej inteligencie v oblasti riadenia elektrických pohonov a výkonovej elektroniky.