

# Утицај варијације параметара асинхроног мотора на дискретне естиматоре флукса ротора у погонима високих брзина

Петар Матић, Игор Крчмар  
Електротехнички факултет  
Универзитет у Бањој Луци  
Бања Лука, Република Српска  
petar.matic@etfbl.net; igor.krcmar@etfbl.net

Дарко Марчетић, Марко Гецић  
Факултет техничких наука  
Универзитет у Новом Саду  
Нови Сад, Србија  
darmar@uns.ac.rs; gecicm@uns.ac.rs

*Садржај*— Рад се бави тачношћу дискретних естиматора флукса ротора асинхроног мотора у погонима високих брзина. Како би се постигла ниска цијена и задовољавајућа ефикасност, у овим погонима однос између учестаности одабирања и учестаности основног хармоника је врло мали, реда величине десетак тачака по периоди. Због тога је неопходно користити напредне естиматоре у циљу очувања стабилности естимације. У раду је дата упоредна анализа утицаја варијације параметера мотора и утицаја дискретизације на тачност рада најбитнијих дискретних естиматора флукса ротора при раду са малим бројем тачака по периоди. Анализа је спроведена путем аналитичког разматрања, рачунарских симулација и експеримента на реалном високобрзинском погону са асинхроним мотором.

*Кључне ријечи* - Асинхрони мотор, Флукс ротора, Естимација, Параметри мотора.

## I. УВОД

У погонима средњих и високих перформанси неопходна је естимација флукса ротора асинхроног мотора. Момент, клизање и брзина обртања су величине које су потребне за затварање потвратних спрега и могу се одредити на основу естимираног флукса ротора [1], [2]. Због потребе за смањењем укупне цијене погона и увећавањем енергетске ефикасности, све чешће се користе погони са високобрзинским асинхроним моторима. Основна учестаност у високобрзинским погонима налази се у опсегу од више стотина херца, док је максимална управљачка учестаност ограничена цијеном процесора и дозвољеним комутационим губицима и креће се до око 16 kHz [3]. Због тога ове погоне карактерише мали однос између управљачке и основне учестаности, реда величине десетак тачака по периоди или мање. Естимација флукса ротора тада представља велики изазов, јер је потребно развити одговарајуће дискретне естиматоре прилагођене раду са малим бројем тачака по периоди [4]-[9].

Два основна начина за естимацију флукса ротора су интеграција једначине напонске равнотеже статорског намотаја у којој фигуришу струје и напони мотора (тзв. “напонски естиматор”) и интеграција једначине напонске равнотеже роторског кола (тзв. “струјни естиматор”), у

којој фигуришу мјерене струје и брзина обртања [1], [2]. Коришћењем оба естиматора у паралелном раду, нпр. у енг. *Model Reference Adaptive System – MRAS* структури и поређењем њихових одзива могу се адаптивно кориговати и естимирати и друге величине [10].

У литератури је присутно неколико приступа помоћу којих се дискретизују континуалне једначине модела мотора при дигиталној имплементацији естиматора. Уобичајено се користе једноставна прва или друга Ојлерова апроксимација интеграла, комбинована Ојлерова апроксимација, или замјена Ојлерове апроксимације интеграла нископропусним филтром [4]-[7]. Осим ових метода, постоји и једна нова врста естиматора роторског флукса заснована на примјени Тустинове (билинеарне) апроксимације интеграла [8], [9].

У раду ће се анализирати тачност различитих струјних и напонских естиматора роторског флукса при два кључна утицаја: варијацији параметара мотора у односу на параметре естиматора, и утицају различитог односа између основне и управљачке учестаности.

У наставку ће прво бити дате континуалне једначине асинхроног мотора које се користе у естиматорима флукса ротора а затим њихове дискретизоване верзије (II дио). Након тога ће се путем симулација анализирати утицај варијације параметара на естимацију роторског флукса при различитом односу између управљачке и излазне учестаности (III дио), а затим слиједи анализа утицаја управљачке учестаности на параметре дискретизованих естиматора флукса (IV дио). Резултати експеримента дати су у V дијелу. На крају рада се налазе закључак и прилог са параметрима посматраног погона.

## II. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛИ ЕСТИМАТОРА ФЛУКСА РОТОРА

### A. Напонски естиматор роторског флукса

Математички модел струјног и напонског естиматора флукса ротора заснован је на нормализованим једначинама напонске равнотеже статора и ротора, те флуксних обухвата у непокретном координатном систему:

$$d\vec{\Psi}_s/dt = \omega_b[\vec{u}_s - R_s\vec{i}_s], \quad (1)$$

$$\vec{\Psi}_r = (L_r/L_m)[\vec{\Psi}_s - \sigma L_s\vec{i}_s]. \quad (2)$$

гдје су  $\vec{u}_s = u_\alpha + ju_\beta$  и  $\vec{i}_s = i_\alpha + ji_\beta$  полифазори напона и струје статора,  $\vec{\Psi}_s = \Psi_{s\alpha} + j\Psi_{s\beta}$  и  $\vec{\Psi}_r = \Psi_{r\alpha} + j\Psi_{r\beta}$  полифазори флуksа статора и ротора,  $R_s, R_r, L_s, L_r, R_s$ , отпорности и индуктивности статора и ротора,  $L_m$  и  $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$  индуктивност магнетнења и коефицијент расипања, а  $\omega_m$  и  $\omega_b$  [rad/s] брзина обртања и базна брзина.

Дискретни напонски естиматор (UI) добија се првом Ојлеровом, тј. *Left Euler* (ЛЕ) апроксимацијом извода функције  $f(t)$  у тренутку  $kT_s$  према [1], [2]:

$$df(t)/dt \approx (f(kT_s + T_s) - f(kT_s))/T_s, k = 0, 1, 2 \dots, \quad (3)$$

па је дискретни напонски естиматор флуksа ротора :

$$\vec{e}_s(k) = \vec{u}_s(k) - R_s\vec{i}_s(k), \quad (4)$$

$$\vec{\Psi}_s(k+1) = (1 - T_{LPF})\vec{\Psi}_s(k) + \omega_b T_s \vec{e}_s(k), \quad (5)$$

$$\vec{\Psi}_r(k+1) = (L_r/L_m)[\vec{\Psi}_s(k+1) - \sigma L_s\vec{i}_s(k+1)], \quad (6)$$

гдје је  $T_{LPF} < 1$  временска константа евентуалног НФ филтра.

### V. Струјни естиматор роторског флуksа

Нормализовани континуални струјни естиматор роторског флуksа у стационарном  $\alpha\beta$  координатном систему је:

$$d\vec{\Psi}_r/dt = \omega_b[(L_m/T_r)\vec{i}_s - \vec{\Psi}_r(1/T_r - j\omega_m)], \quad (7)$$

Дискретни струјни естиматор по ЛЕ методи добија се из (7) примјеном (3) уз  $T_r = L_r/R_r$ . као [1, 2]:

$$\Psi_{ar}(k+1) = K_1\Psi_{ar}(k) - K_2\Psi_{br}(k)\omega_m(k) + K_3i_\alpha(k), \quad (8)$$

$$\Psi_{br}(k+1) = K_1\Psi_{br}(k) + K_2\Psi_{ar}(k)\omega_m(k) + K_3i_\beta(k), \quad (9)$$

$$K_1 = 1 - (\omega_b T_s/T_r), K_2 = \omega_b T_s, K_3 = \frac{(\omega_b L_m T_s)}{T_r}. \quad (10)$$

Дискретни струјни естиматор (енг. *Symmetric Euler - SE*) добија се тако што се једна од једначина ЛЕ естиматора ((8) или (9)) модификује тако да у њој фигурише флуks ротора супротне осе из наредног тренутка [6], [7]. Оваквом комбинацијом естиматор и даље остаје каузалан, за разлику од ситуације када би се само користила друга Ојлерова апроксимација (енг. *Right Euler - RE*). SE естиматор је облика:

$$\Psi_{ar}(k+1) = K_1\Psi_{ar}(k) - K_2\Psi_{br}(k)\omega_m(k) + K_3i_\alpha(k), \quad (11)$$

$$\Psi_{br}(k+1) = K_1\Psi_{br}(k) + K_2\Psi_{ar}(k+1)\omega_m(k) + K_3i_\beta(k). \quad (12)$$

Тачнија дискретизација континуалне функције могућа је апроксимацијом интеграла одговарајућим трапезом, а не правоугаоником, тј. примјеном Тустинове дискретизације (ТУ) [8], [9]. Примјеном Тустинове дискретизације на (7) добија се:

$$\vec{\Psi}_r(kT_s + T_s) - \vec{\Psi}_r(kT_s) = \omega_b \frac{L_m}{T_r} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \vec{i}_s(\tau) d\tau -$$

$$-\omega_b \frac{1}{T_r} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \vec{\Psi}_r(\tau) d\tau + j\omega_b \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \omega_m(\tau) \vec{\Psi}_r(\tau) d\tau. \quad (13)$$

Улази у естиматор који су мјерена струја и мјерена брзина, добијају се из кола задршке првог реда. Улазни струјни вектор и брзина обртања:

$$\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \vec{i}(\tau) d\tau = T_s \vec{i}(kT_s), \quad (14)$$

$$\omega_m(\tau) \approx \omega_m(kT_s), kT_s \leq \tau < (k+1)T_s, \quad (15)$$

могу се сматрати константним током периода  $T_s$ , док је Тустинова апроксимација интеграла:

$$\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \vec{\Psi}_r(\tau) d\tau = \frac{T_s}{2} [\vec{\Psi}_r(kT_s + T_s) + \vec{\Psi}_r(kT_s)]. \quad (16)$$

Дискретни модел ТУ струјног естиматора роторског флуksа добија се на основу (12-15):

$$\Psi_{ar}(k+1) = (A - BK_{2K}\omega_m(k))/(1 + K_{2K}\omega_m^2(k)), \quad (17)$$

$$\Psi_{br}(k+1) = (B - AK_{2K}\omega_m(k))/(1 + K_{2K}\omega_m^2(k)), \quad (18)$$

$$A = K_{1K}\Psi_{ar}(k) - K_{2K}\omega_m(k)\Psi_{br}(k) + K_{3K}i_\alpha(k), \quad (19)$$

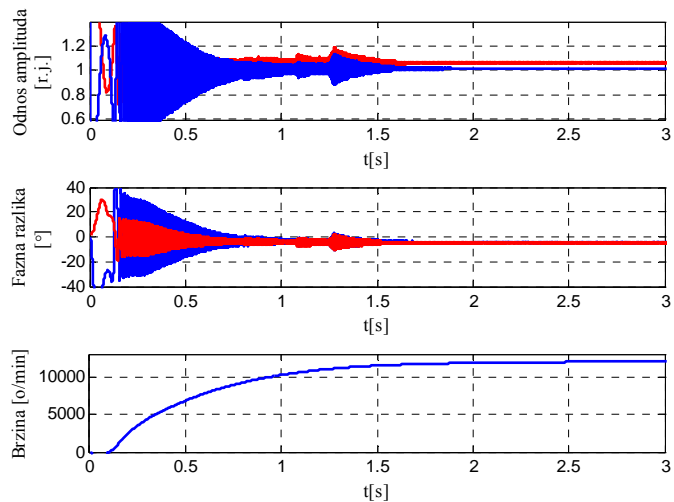
$$B = K_{1K}\Psi_{br}(k) + K_{2K}\omega_m(k)\Psi_{ar}(k) + K_{3K}i_\beta(k), \quad (20)$$

$$\begin{aligned} K_{1K} &= [1 - (\omega_b T_s)/(2T_r)]/[1 + (\omega_b T_s)/(2T_r)] \\ K_{2K} &= [(\omega_b T_s)/2]/[1 + (\omega_b T_s)/(2T_r)] \\ K_{3K} &= [(\omega_b L_m T_s)/T_r]/[1 + (\omega_b T_s)/(2T_r)]. \end{aligned} \quad (21)$$

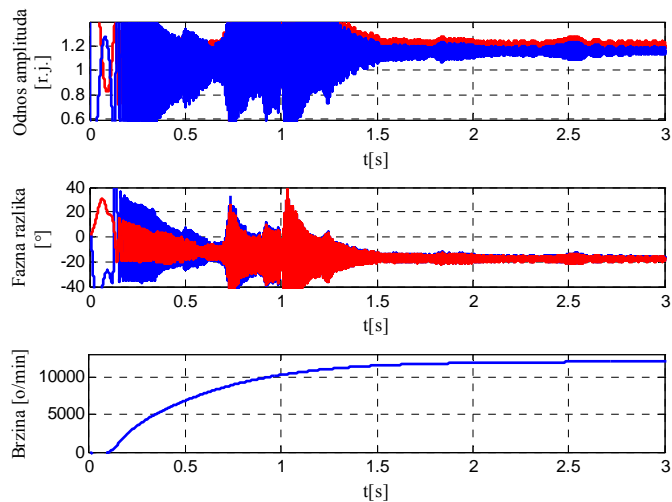
ТУ естиматору треба компензовати фреквенцијско увијање као у [8]. Све струјне естиматоре карактерише присуство интерне повратне спреге по естимираној брзини. Показано је да при недовољном односу између основне учестаности и учестаности одабирања ЛЕ и SE естиматори постају нестабилни, док је ТУ естиматор увијек стабилан [8], [9]. Због тога се струјни ЛЕ естиматор не користи у погонима високих брзина [4]-[9] и неће се разматрати у наставку.

### III. УТИЦАЈ ГРЕШКЕ У ПАРАМЕТРИМА МОТОРА НА РАД ЕСТИМАТОРА НА РАЗЛИЧИТИМ ФРЕКВЕНЦИЈАМА

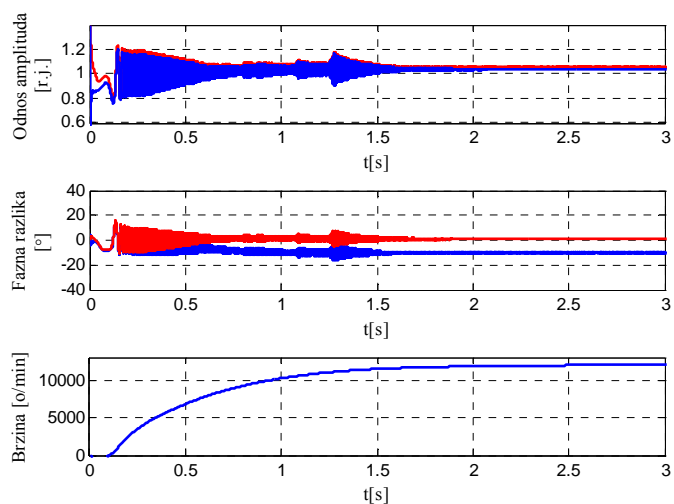
Рад горе наведених естиматора флуksа ротора зависи од тачности коришћених параметара. Путем симулација биће анализиран утицај параметара  $R_s, T_r, L_\sigma$  на рад дискретног напонског (UI (4-6)) и два дискретна струјна естиматора (SE (11-12) и ТУ (17-21)) при оптерећењу од 1Nm и различитим излазним учестаностима за мотор са параметрима у прилогу. Сл. 1 и 2 приказују утицај раздешености статорске отпорности  $R_s$ , а Сл. 3 и 4 индуктивности  $L_\sigma$  на вектор роторског флуksа естимиран дискретизованим напонским естиматором (UI). Сл. 5 и 6 приказују утицај раздешености временске константе ротора на естимацију вектора роторског флуksа коришћењем SE, док Сл. 7 и 8 приказују исти утицај на ТУ естиматор. На сликама су приказани однос амплитуда вектора естимираног и роторског флуksа, као и њихова фазна разлика. Плавом бојом су дати одзиви за 20% већи параметар, а црвеном бојом приказан је одзив за параметар 20% мањи у односу на номинални. Дати су резултати за управљачке учестаности од  $f_s = f_{pwm} = 15.625\text{Hz}$  и  $f_s = f_{pwm} = 3906,25\text{Hz}$ .



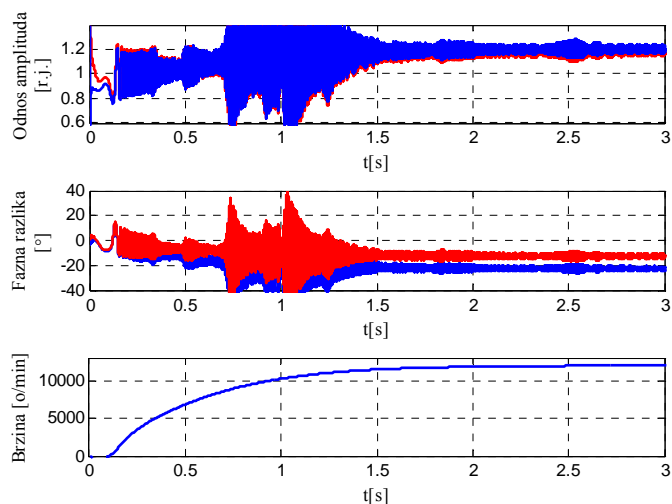
Слика 1. Утицај  $R_s$  на естимацију вектора роторског флуksа, приказани однос амплитуда и грешка фазе, UI,  $M_m=1Nm$ ,  $f_{PWM}=15625$  Hz



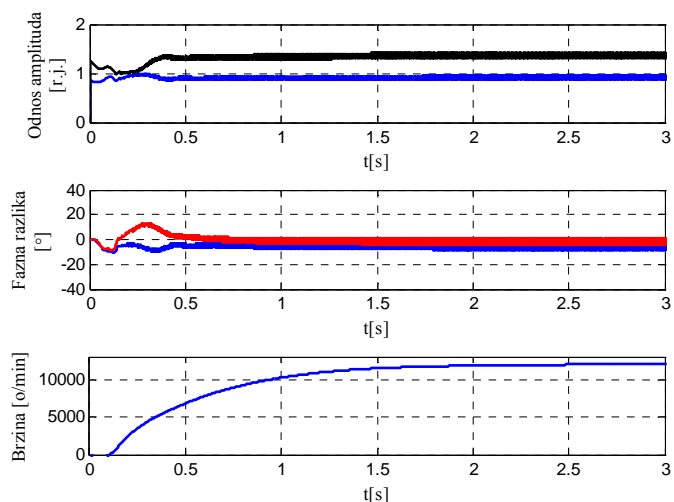
Слика 2. Утицај  $R_s$  на естимацију вектора роторског флуksа, приказани однос амплитуда и грешка фазе, UI,  $M_m=1Nm$ ,  $f_{PWM}=3906.25$  Hz



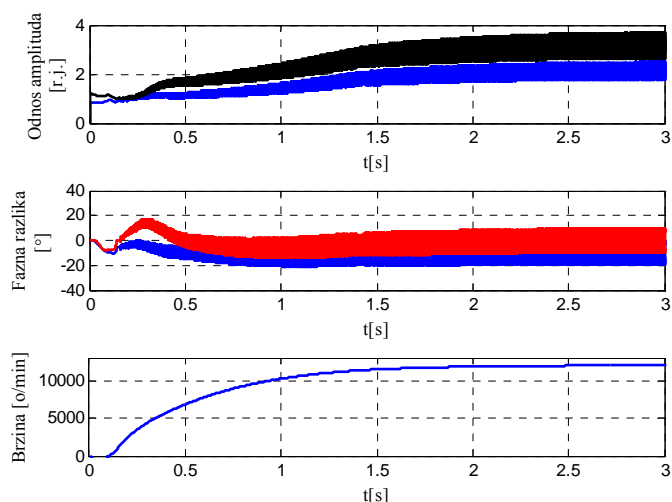
Слика 3. Утицај  $L_\sigma$  на естимацију вектора роторског флуksа, приказани однос амплитуда и грешка фазе, UI,  $M_m=1Nm$ ,  $f_{PWM}=15625$  Hz



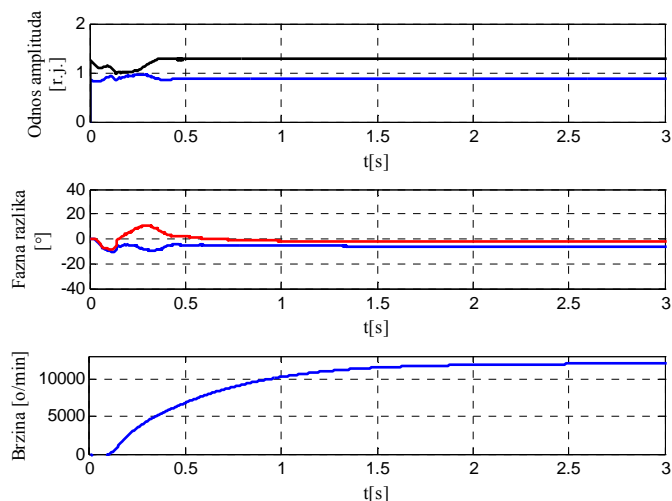
Слика 4. Утицај  $L_\sigma$  на естимацију вектора роторског флуksа, приказани однос амплитуда и грешка фазе, UI,  $M_m=1Nm$ ,  $f_{PWM}=3906.25$  Hz



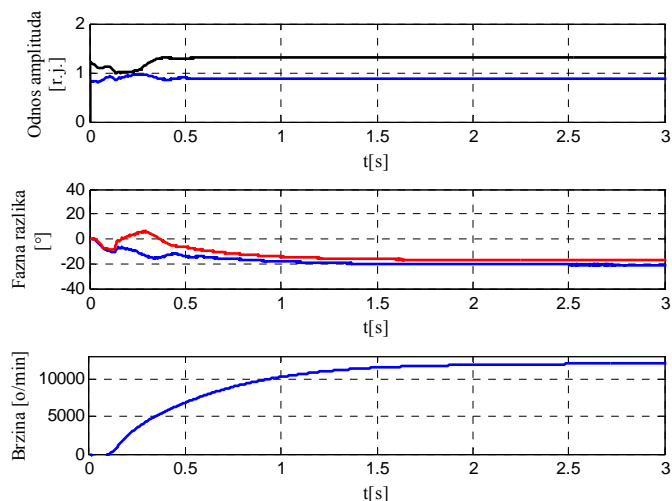
Слика 5. Утицај  $T$  на естимацију вектора роторског флуksа, приказани однос амплитуда и грешка фазе, CE,  $M_m=1Nm$ ,  $f_{PWM}=15625$  Hz



Слика 6. Утицај  $T$  на естимацију вектора роторског флуksа, приказани однос амплитуда и грешка фазе, CE,  $M_m=1Nm$ ,  $f_{PWM}=3906.25$  Hz



Слика 7. Утицај  $T_r$  на естимацију вектора роторског флукса, приказани однос амплитуда и грешка фазе, ТУ,  $M_m = 1\text{Nm}$ ,  $f_{PWM} = 15625\text{ Hz}$

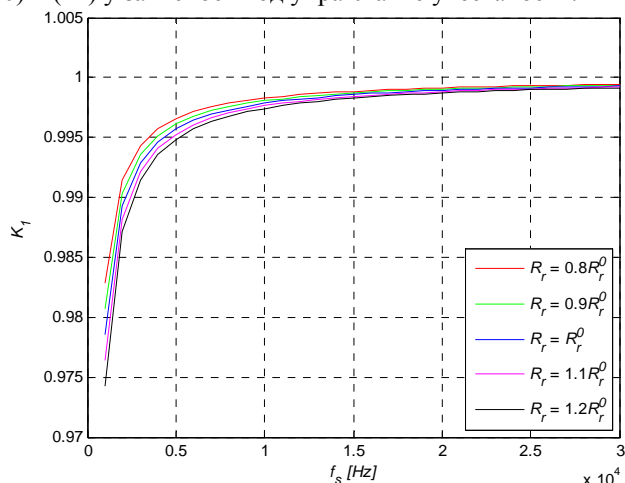


Слика 8. Утицај  $T_r$  на естимацију вектора роторског флукса, приказани однос амплитуда и грешка фазе, ТУ,  $M_m = 1\text{Nm}$ ,  $f_{PWM} = 3906.25\text{ Hz}$

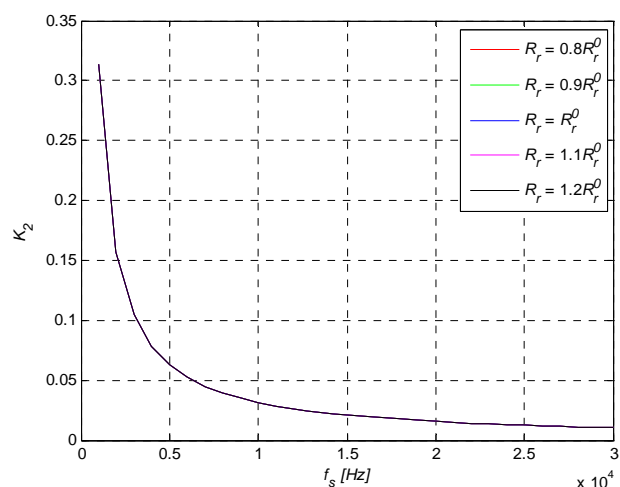
На основу добијених резултата, закључује се да је на мањим брзинама (већем односу учестаности естимације и основне учестаности) утицај варијације параметара мањи. Грешка у амплитуди естимираног вектора роторског флукса се повећава са смањењем управљачке фреквенције. Фазна грешка се такође повећава. Сл. 7 и 8 показују да је утицај варијације параметара на ТУ естиматор много мањи него у осталим случајевима. Осим тога, добијени резултати показују да не постоје пулсације у одзиву код ТУ естиматора при раздешеним параметрима за разлику од UI и SE естиматора.

#### IV. УТИЦАЈ ПРОМЈЕНЕ РОТОРСКЕ ОТПОРОНОСТИ НА ДИСКРЕТНЕ СТРУЈНЕ ЕСТИМАТОРЕ

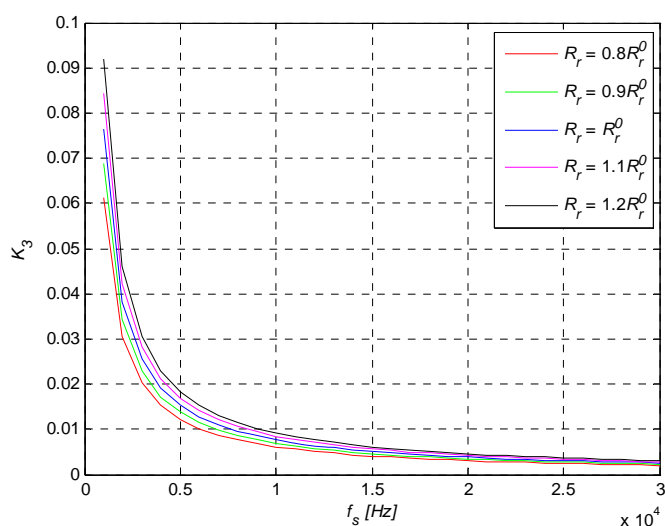
У изразима за дискретне струјне естиматоре роторског флукса (СЕ и ТУ) фигурише омска отпорност ротора која се изразито мијења са промјеном температуре. Како би се истражио утицај варијације  $T_r$  при различитим управљачким учестаностима, на Сл. 9-14 приказана је промјена параметара естиматора дефинисаних изразима (10) и (21) у зависности од управљачке учестаности.



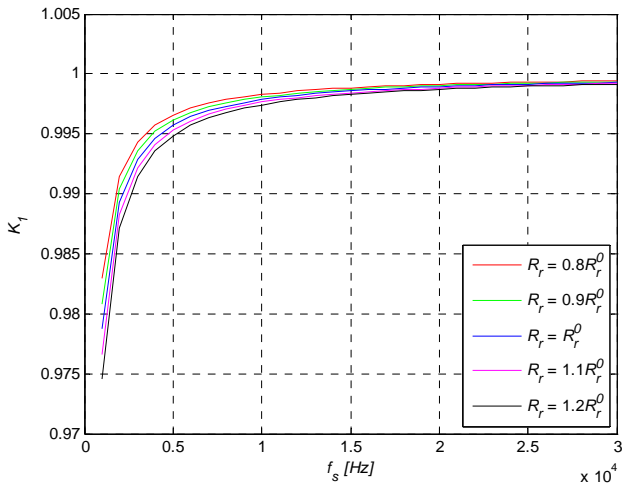
Слика 9. Утицај варијације роторске отпорности на коефицијент  $K_1$  (10) у СЕ естиматору при промјени управљачке учестаности



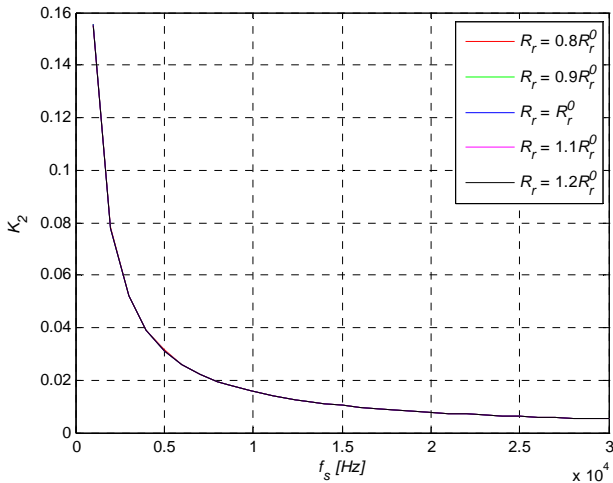
Слика 10. Утицај варијације роторске отпорности на коефицијент  $K_2$  (10) у СЕ естиматору



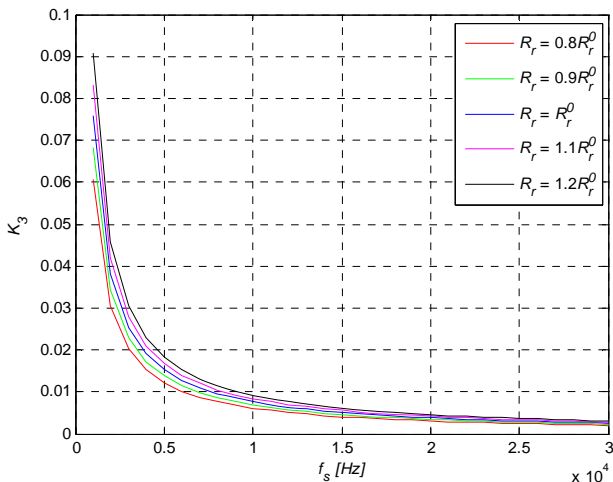
Слика 11. Утицај варијације роторске отпорности на коефицијент  $K_3$  (10) у СЕ естиматору при промјени управљачке учестаности



Слика 12. Утицај варијације роторске отпорности на коефицијент  $K_{1k}$  (21) у ТУ естиматору при промјени управљачке учестаности



Слика 13. Утицај варијације роторске отпорности на коефицијент  $K_{2k}$  (21) у ТУ естиматору при промјени управљачке учестаности



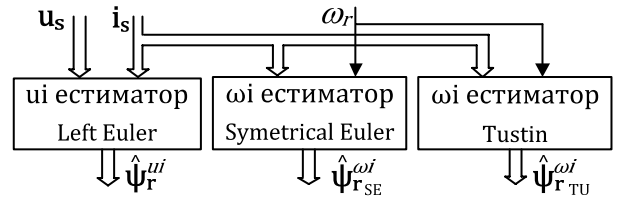
Слика 14. Утицај варијације роторске отпорности на коефицијент  $K_{3k}$  (21) у ТУ естиматору при промјени управљачке учестаности

Са Сл. 9-14 види се да постоји значајан утицај варијације отпорности ротора на све посматране струјне естиматоре флукса ротора. Овај утицај је већи при мањим

учестаностима одабирања, па тада чак и мале варијације отпорности ротора значајно утичу на вриједности параметара естиматора. На основу добијених резултата може се закључити да је за посматрани погон доња граница за учестаност естиматора око 4kHz, испод које ће варијације роторске отпорности имати превелики утицај на тачност естимираног флукса ротора. Ово је у складу и са резултатима симулација са Сл. 1-8, гдје се види да је при мањим учестаностима одабирања дискретног естиматора присутна већа грешка естимације.

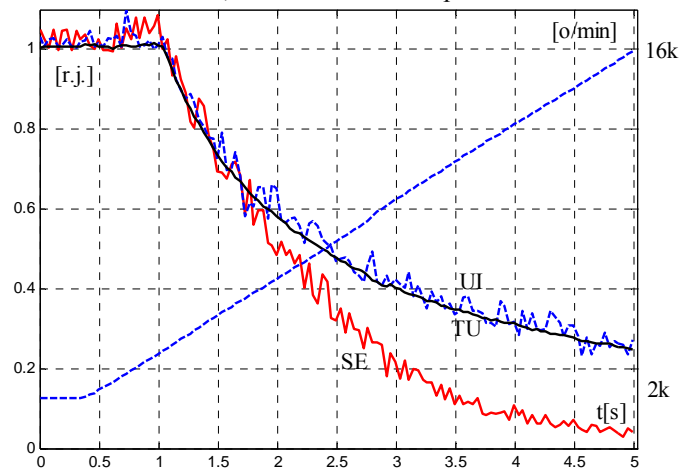
### V. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Перформансе анализираних дискретних естиматора флукса ротора испитане су путем експеримента у погону високобрзинског мотора са параметрима датим у Прилогу. Мотор се напаја из трофазног транзисторског инвертора са једносмјерним међуколом, који је управљан дигиталним сигналним процесором *Freescale DSP MC56F8245*. Струје мотора реконструисане су из мјерене струје једносмјерног међукола, док је напон мотора добијен из референтних напона уз уважавање варијације напона међукола. Брзина обртања, потребна за струјне естиматоре флукса, добијена је помоћу уграђеног тахогенератора на вратилу мотора. На тај начин, елиминисан је утицај брзине обртања на тачност естиматора, те се посматра само утицај односа између основне учестаности и учестаности естимације. Посматрани естиматори (UI, СЕ и ТУ) су анализирани у паралелном раду (Сл. 15) у отвореној спрези.

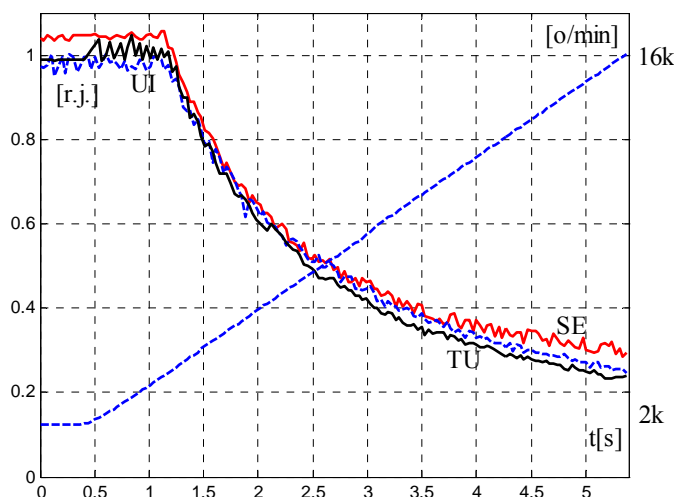


Слика 15. Паралелан рад више естиматора роторског флукса

На Сл. 16 и 17 приказане су амплитуде флукса ротора за различите брзине обртања и управљачке учестаности од 4kHz и 16kHz за UI, СЕ и ТУ естиматоре.



Слика 16. Амплитуда флукса ротора при учестаности 4kHz и брзинама обртања од 2000 o/min и 16000 o/min



Слика 17. Амплитуда флуksева ротора при учестаности 16kHz и брзинама обртања од 2000 o/min и 16 000 o/min

Са Сл. 16 и 17 се види да ТУ естиматор има одзив без пулсација за разлику од СЕ естиматора. Додатна добит од примјене ТУ естиматора се види на Сл. 16, на којој су приказани резултати за учестаност од 4kHz. Резултати показују да је са увећањем брзине видљив пад амплитуде вектора флуksа ротора естимираног у СЕ естиматору. Са друге стране, ТУ естиматор задржава амплитуду флуksа у цијелом опсегу учестаности која је врло блиска референтној амплитуди у напонском естиматору добијеног вектора флуksа ротора. На Сл. 17 се види да ситуација са 16kHz није тако критична и да се за релативно високе односе управљачке и излазне фреквенције и СЕ и ТУ естиматор могу равноправно примјенити.

## VI. ЗАКЉУЧАК

Упоредна анализа рада естиматора роторског флуksа на великим брзинама показала је да је утицај грешке релевантних параметера мањи од грешке усљед дискретизације за опсег варијације параметера и учестаности од практичног значаја. Због тога је битно користити напредне естиматоре флуksа ротора када је број тачака по периоди веома мали. Дискретни естиматор добијен примјеном Тустинове дискретизације континуалних једначина има тачнији одзив и при веома малим учестаностима одабирања у односу на класичне естиматоре. У раду је показано и да је утицај варијације параметера на перформансе ТУ естиматора исти или мањи него у случају осталих посматраних варијанти естиматора.

## VII. ПРИЛОГ

Параметри коришћеног мотора у симулацијама и експерименту су: 1kW, 195V, Y, p=4,  $R_s = 3.26\Omega$ ,  $R_r = 1\Omega$ ,  $L_m = 71\text{mH}$ ,  $L_s = L_r = 74\text{mH}$ ,  $\sigma L_s = 5.7\text{mH}$ .

## ЗАХВАЛНИЦА

Рад је дјелимично спонзорисан од стране Министарства просвете, науке и технолошког развоја Републике Србије, у оквиру пројекта 42004.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] D. W. Novotny, T. A. Lipo: *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford University Press, London, 1997.
- [2] Peter Vas: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, London, 1998.
- [3] S. Vukosavic, „Designing Energy Conversion Systems for the Next Decade“, 16th International Symposium on Power Electronics, *Proceedings*, Novi Sad, Serbia, October 26th - 28th, 2011.
- [4] Hisao Kubota, Kouki Matsuse, Takayoshi Nakmo: „DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No2, pp.344-348, March/April 1993.
- [5] Kyung-Seo Kim, Il-Han Kim, „Design of a Discrete Flux Observer by the Power Series Approximation“, *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 3, pp. 304-310, May 2011
- [6] Marko Hinkkanen, Jorma Luomi, “Parameter Sensitivity of Full-Order Flux Observers for Induction Motors“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 4, pp. 1127-1135, July/August 2003.
- [7] L. Harnefors, M. Hinkkanen, “Complete Stability of Reduced-Order and Full-Order Observers for Sensorless IM Drives,” *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 55, No. 3, pp. 1319-1329, March. 2008.
- [8] Петар Матић, Игор Крчмар, Дарко Марчећић, „Дискретни естиматор флуksа ротора асинхроног мотора у погонима високих брзина“, XI међународни научно – стручни симпозијум ИНФОТЕХ 2012, зборник радова, Јахорина, 21-23. Март 2012.
- [9] I. Krčmar, P. Matic, D. Marčetić, "Discrete Rotor Flux Estimator for High Performance Induction Motor Drives with Low Sampling to Fundamental Frequency Ratio," *International Review of Elec. Engineering*, vol. 7, no. 2, pp. 3804-3813, April 2012.
- [10] C. Schauder, “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.

## ABSTRACT

The paper deals with the accuracy of different discrete rotor flux estimators in high speed induction motor drives. In order to preserve low overall cost and good efficiency of the drive, the ratio between fundamental and sampling frequency must be kept very low, typically in order of ten or less points per period. In these drives it is necessary to use advanced types of rotor flux estimators to achieve stability of the estimation. The paper presents a comparative analysis of influence of motor parameters variations and the type of discretization on the accuracy of various discrete rotor flux estimators. It is shown by simulation and experiments that the impact of discretization is more significant on the accuracy of estimators than influence of any other parameter variation in practical range.

## INFLUENCE OF INDUCTION MOTOR PARAMETER VARIATION ON THE DISCRETE ROTOR FLUX ESTIMATORS IN HIGH SPEED DRIVES

Petar Matic, Igor Krčmar, Darko Marčetić, Marko Gecić