

Реализација алгорита за индиректно векторско управљање асинхроним мотором примјеном дигиталног процесора TMS320F2808

Предраг Мршић

Студент другог циклуса студија
Електротехнички факултет
Бања Лука, Република Српска, БиХ
predragmrsic@yahoo.com

Садржај — У раду је представљена једна практична реализација алгорита за индиректно векторско управљање асинхроним мотором. Укратко су описани основни принципи векторског управљања асинхроним мотором, а након тога је образложен поступак његове практичне имплементације на *Texas Instruments*-овом дигиталном сигналном процесору *TMS320F2808*. У раду су дати и анализирани резултати практичног експеримента.

Кључне ријечи – Асинхрони мотор; Индиректно векторско управљање; Дигитални процесор

I. УВОД

Још прије четрдесет година појавили су се алгоритми за векторско управљање који могу знатно побољшати карактеристике погона и допринијети уштеди електричне енергије. Међутим, тек појавом и развојем дигиталних сигналних процесора, који могу извршавати велики број рачунских операција у реалном времену, омогућена је имплементација тих алгоритама [1]. У овом раду описан је поступак практичне реализације алгорита векторског управљања асинхроним мотором примјеном дигиталног сигналног процесора *TMS320F2808*. Прво су дате основне математичке поставке, затим принцип векторског управљања, његова практична реализација, те резултати експеримента на реалном погону.

II. МОДЕЛ АСИНХРОНОГ МОТОРА

Векторско управљање засновано је на коришћењу динамичког модела асинхроног мотора. За потребе анализе рада и имплементације индиректног векторског управљања асинхроним мотором дат је модел истог у синхронно ротирајућем dq координатном систему [2]:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_{dq} \Psi_q, \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_{dq} \Psi_d, \quad (2)$$

$$0 = R_r i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_k \Psi_Q, \quad (3)$$

$$0 = R_r i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} + \omega_k \Psi_D, \quad (4)$$

$$\Psi_d = L_s i_d + L_m i_D, \quad (5)$$

$$\Psi_q = L_s i_q + L_m i_Q, \quad (6)$$

$$\Psi_D = L_r i_D + L_m i_d, \quad (7)$$

$$\Psi_Q = L_r i_Q + L_m i_q, \quad (8)$$

$$m_{em} = \frac{3}{2} P (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d), \quad (9)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (m_e - m_{opt} - \frac{k_{tr}}{p} \omega), \quad (10)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}. \quad (11)$$

III. ВЕКТОРСКО УПРАВЉАЊЕ

Примјена асинхроних мотора у погонима високих перформанси морала је да сачека развој концепта управљања који упрошћава модел машине и доводи до линеарне контроле момента. Да би се остварила линеарна контрола момента, неопходно је распрегнути утицај управљачке контуре момента на управљачку контуру флукса мотора [2].

Управљање флуksom и моментом асинхроне машине могуће је остварити контролом амплитуде и положаја просторног вектора струје статора у односу на просторни вектор одабраног флукса. Оријентацију вектора струје је могуће вршити у односу на положај просторних вектора флукса статора, ротора или флукса магнетног. Упоредна анализа различитих типова оријентације показује основни разлог претежне примјене оријентације према флуксу ротора [3].

У овом раду, оријентација вектора струје статора вршиће се на основу положаја просторног вектора флукса ротора. Из тог разлога ће модел, асинхроне машине у синхронно ротирајућем dq систему, бити изведен преко

промјенљивих стања које су струје статора (i_d , i_q) и флуксеви ротора (Ψ_D , Ψ_Q). Изражавањем струја ротора из једначина (7), (8) и уврштавањем у једначине (5), (6) добијају се једначине флуксних обухвата изражене преко промјенљивих стања:

$$\Psi_d = \frac{L_m}{L_r} \Psi_D + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_d, \quad (12)$$

$$\Psi_q = \frac{L_m}{L_r} \Psi_Q + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_q. \quad (13)$$

Уврштавањем једначина флуксних обухвата, (12) и (13), и струја ротора (7), (8) у једначине напонске равнотеже (1) – (4), добијају се једначине напонске равнотеже изражене преко промјенљивих стања:

$$u_d = R_s i_d + L_\gamma \frac{di_d}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_{dq} L_\gamma i_q + \omega_{dq} \frac{L_m}{L_r} \Psi_Q, \quad (14)$$

$$u_q = R_s i_q + L_\gamma \frac{di_q}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_Q}{dt} + \omega_{dq} L_\gamma i_d + \omega_{dq} \frac{L_m}{L_r} \Psi_D, \quad (15)$$

$$\frac{R_r}{L_r} \Psi_D + \frac{d\Psi_D}{dt} - \omega_k \Psi_Q = \frac{R_r}{L_r} L_m i_d, \quad (16)$$

$$\frac{R_r}{L_r} \Psi_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} + \omega_k \Psi_D = \frac{R_r}{L_r} L_m i_q. \quad (17)$$

На крају, уврштавањем једначина флуксних обухвата статора (12) и (13) у израз за момент (9) добија се исти изразен преко промјенљивих стања:

$$m_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_D i_q - \Psi_Q i_d). \quad (18)$$

Брза промјена момента је основни захтјев регулисаних електромоторних погона јер се једини тако брзина може одржавати на задатој вриједности. Постављањем синхронно ротирајућег координатног система тако да се флукс ротора поклапа са d – осом омогућава се распрегнуто управљање флуksom и моментом. У овом случају флукс ротора по q – оси је једнак нули и добија се израз за момент:

$$m_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_D i_q. \quad (19)$$

Уважавањем чињенице да је флукс ротора по q – оси једнак нули и изрази (16) добија се зависност флукса ротора од струје статора по d - оси:

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\Psi_D}{dt} + \Psi_D = L_m i_d. \quad (20)$$

Индириктна оријентација поља (*Indirect field oriented control - IFOC*) или индириктно векторско управљање одређује положај флукса ротора индириктно у струјном моделу роторског кола. Струјни модел на основу вектора струје статора и положаја ротора, који се мјери, симулира појаве у ротору и врши процјену положаја флукса ротора. За овакав начин одређивања положаја роторског флукса потребан је одговарајући сензор на вратилу асинхроне машине.

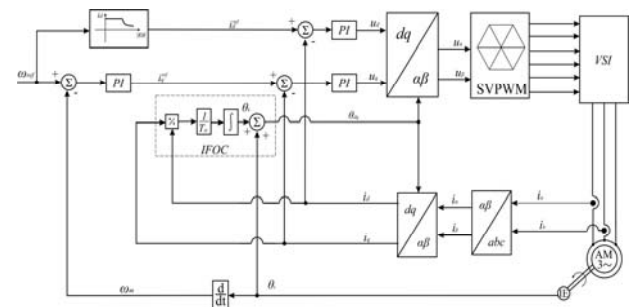
Ако је на вратилу асинхроне машине прикључен сензор положаја оријентација dq координатног система се остварује тако што се на измјерени угао дода израчунато клизање. Угао клизања се добија интеграљењем угаоне брзине клизања док се угаона брзина клизања рачуна према изразу (21) који се изводи из израза (17) и (22):

$$\omega_k = \frac{1}{T_r} \frac{(1+sT_r)i_q}{i_d}. \quad (21)$$

Знајући да се момент контролише струјом i_q (излаз регулатора брзине), док се флукс контролише струјом i_d (излаз регулатора флукса, константна или споро промјенљива величина), добија се блок дијаграм регулисаног погона, по брзини, са асинхроним мотором у коме се оријентација поља остварује на индириктан начин, Сл. 1.

У практичној реализацији индириктног векторског управљања могуће је учестаност клизања рачунати на основу измјерених и задатих dq компоненти вектора струје статора. На Сл. 1 приказан је прорачун клизања на основу задатих компоненти. Тиме је избјегнут утицај електромагнетних сметњи на мјерење струја.

Код дигитално регулисаних погона са асинхроним мотором врши се утискивање потребног вектора струје статора у асинхрони мотор регулацијом његових компоненти у ротирајућем dq координатном систему. У практичној изведби погона струја се регулише струјно регулисаном напонским инвертором.



Слика 1. Блок дијаграм регулисаног погона

Пошто је роторски флуks, концентрисан по d оси, или константна или споро промјенљива величина, могуће је, дјеловањем два независна струјна регулатора, компоненте напонског вектора подесити тако да се у стационарном стању имају жељене компоненте струје статора. Међутим, изрази (14) и (15) показују да су осе међусобно спрегнуте. Уколико се утицај спреге занемари може се сматрати да линеарни струјни регулатори у d и q оси раде независно [2].

Досадашњи прорачун векторског управљања је изведен за спрегу мотора у звијезду. Ако је мотор спрегнут у троугао прорачун закона управљања се врши на исти начин као и за звијезду али се струје, које се мјере (линијске) и напони који се генеришу, трансформишу за спрегу машине у троугао.

Када је мотор везан у троугао и познате су компоненте референтног напона u_{α}^{Δ} и u_{β}^{Δ} , одговарајуће референтне вриједности напона u_{α}^Y и u_{β}^Y за спрегу у звијезду се могу одредити на основу израза:

$$u_{\alpha}^Y = \frac{1}{2}u_{\alpha}^{\Delta} + \frac{1}{2\sqrt{3}}u_{\beta}^{\Delta}, \quad (22)$$

$$u_{\beta}^Y = -\frac{1}{2\sqrt{3}}u_{\alpha}^{\Delta} + \frac{1}{2}u_{\beta}^{\Delta}. \quad (23)$$

У математичком моделу асинхроне машине поред напона фигуришу и струје. Када се измјере линијске струје мотора, фазне струје се могу одредити на основу израза:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} i_{aL} \\ i_{bL} \\ i_{cL} \end{bmatrix}, \quad (24)$$

гдје је K трансформациона матрица која зависи од спреге мотора [4]. Ако је мотор спрегнут у звијезду фазне струје су једнаке линијским и матрица је јединична $K = I$, а ако је мотор везан у троугао за матрицу K добија:

$$K = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (25)$$

IV. ПРАКТИЧНА ИМПЛЕМЕНТАЦИЈА МОДЕЛА ВЕКТОСКОГ УПРАВЉАЊА

Претходно је изведени модел индиректног векторског управљања у континуалном облику, међутим, за практичну реализацију управљања, на дигиталном контролеру, потребно је модел дискретизовати. Дискретизацијом израза (20) добија се дискретна функција преноса:

$$\Psi_D(kT) = \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) \Psi_D(kT-T) + \frac{T}{T_r} L_m i_d(kT-T). \quad (26)$$

Вриједност флуksа ротора по d -оси се чува у микроконтролеру и једначина (26) се рекурзивно рјешава. Пошто се у рачуну користи Ψ_D/L_m уводи се додатна величина i'_d која представља филтрирану вриједност струје d -осе или скалирани флуks ротора чија дискретна једначина гласи:

$$i'_d(kT) = \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) i'_d(kT-T) + \frac{T}{T_r} i_d(kT-T). \quad (27)$$

Потребна угаона учестаност се сада рачуна на следећи начин:

$$\omega_k(kT) = \frac{1}{T_r} \frac{i_q(kT)}{i'_d(kT)}. \quad (28)$$

На крају дискретизацијом интеграла угаоне брзине клизања добија се угао клизања:

$$\theta_k(kT) = \theta_k(kT-T) + T \omega_k(kT). \quad (29)$$

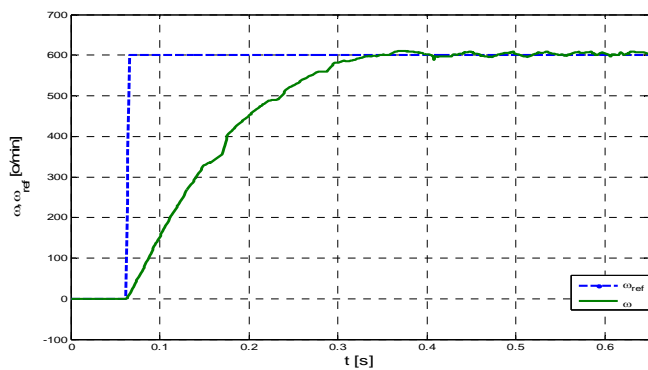
V. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА

Претходно изведени и описани принцип индиректног векторског управљања испрограмиран је у програмском пакету *Code Composer Studio v3.3*. Програм се извршава на *Texas Instruments*-овом дигиталном сигналном процесору *TMS320F2808*. Процесор посједује програмску меморију *FLASH* (64K×16) и *ROM* (4K×16) типа [5]. Меморија за податке је организована у више *SARAM* блокова различитог капацитета. Брзина рада процесора је 100 MIPS, а фреквенција главног прекида 4096 [Hz].

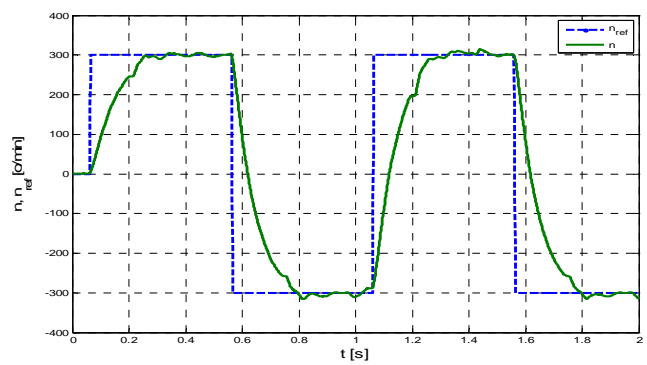
Експериментална верификација алгоритма изведена је у два експеримента: експерименту залета и експерименту реверса задавањем поворке референтне брзине.

A. Експеримент залета неоптерећеног мотора

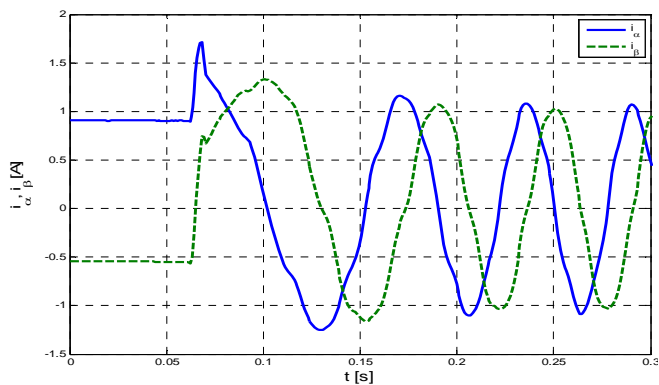
Експеримент залета је реализован тако што је мотору задата промјена референтне брзине са 0 [o/min] на 600 [o/min]. При томе је добијен одзив брзине приказан на Сл.2. Са исте се може видјети да мотор релативно брзо, без прескока, достигне тражену вриједност, за око 0,3 [s]. За овај експеримент дат је и одзив струје у $\alpha\beta$ и dq координатном систему Сл. 3 и Сл.4, респективно. Са Сл. 3 се може видјети фазни помак између струја α и β , и струјни удар који се јавља на почетку прелазног процеса. Тај струјни удар је посљедица регулатора брзине који на почетку прелазног процеса задаје велики момент.



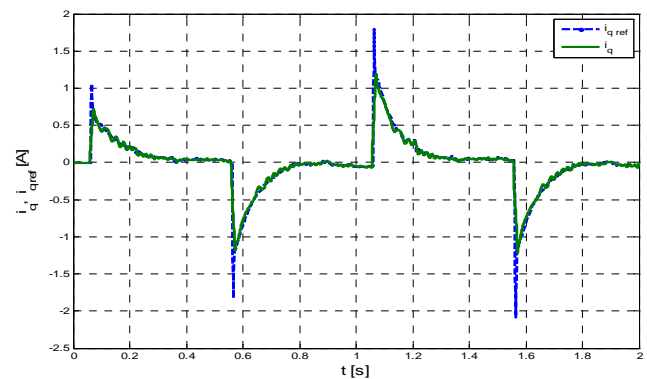
Слика 2. Референтна брзина и одзив



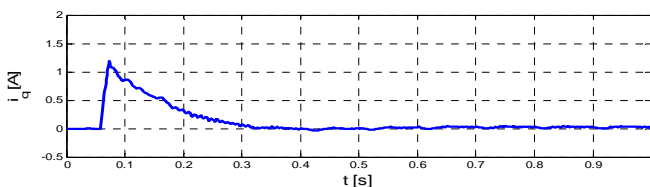
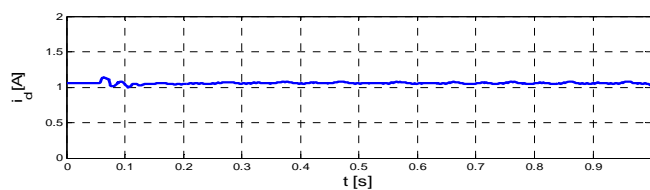
Слика 5. Референтна брзина и одзив



Слика 3. Одзив струја у αβ систему



Слика 6. Референтна струја по q оси и одзив исте



Слика 4. Одзив струја у dq систему

Промена момента током прелазног процеса је приказана на Сл. 4. На истој се може видјети постојање спреге између оса. Струја магнетнења заосцилује при наглој промени момента. Такође, при достизању тражене вриједности брзине момент пада скоро на нулу, покрива само губитке трења и вентилације.

В. Експеримент реверса задавањем поворке референтне брзине

У овом експерименту мотору се задаје поворка импулса брзине, тј. промена $\pm 300 [o/min]$ у временским интервалима од $0,5 [s]$. За овај експеримент дат је типичан снимак одзива брзине, Сл. 5.

На истој се може видјети како мотор релативно брзо достиже референцу брзине без прескока. Сл. 6 приказује референтну струју по q оси и њен одзив. При промијени брзине обртања задаје се момент који експоненцијално опада како брзина достиже референтну вриједност. Такође, може се видјети да струјни регулатор доста добро испрати референтну вриједност струје.

VI. ЗАКЉУЧАК

У раду је описан поступак практичне реализације индиректног векторског управљања асинхроним мотором на бази *Texas Instruments*-овог дигиталног процесора *TMS320F2808*. Дат је теоријски опис и изведен је дискретни модел индиректног векторског управљања. Описан је поступак његове практичне имплементације и приказани резултати експерименталне верификације.

НАПОМЕНА

Резултати приказани у овом раду остварени су током израде завршног рада I циклуса студија под називом „Развој регулисаног електромоторног погона са асинхроним мотором“ који је урађен на Електротехничком факултету у Бањој Луци, а под менторством доц. др Петра Матића.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] С.Н. Вукосавић, “Дигитално управљање електричним погонима”, Академска мисао, Београд, 2003.

- [2] Д. Марчетић, “Микропроцесорско управљање енергетским претварачима”, Факултет техничких наука у Новом Саду, 2012.
- [3] Е. Леви, “Векторско управљање асинхроним машинама у присуству магнетног zasiћења”, Докторска дисертација, Универзитет у Београду, Електротехнички факултет, 1990.
- [4] П. Матић, “Директно управљање асинхроним мотором у режиму слабљења поља”, Докторска дисертација, Универзитет у Београду, Електротехнички факултет, 2011.
- [5] Texas Instruments, “eZdsp TM F2808 USB Technical Reference, DSP Development Systems, 2005.

ABSTRACT

This paper presents one practical implementation of the algorithm for indirect vector control of induction motor. An algorithm for indirect vector control is proposed and programmed using *Texas Instruments* digital signal processor *TMS320F2808* and results of practical experiments are presented.

**THE IMPLEMENTATION OF THE ALGORITHM FOR
INDIRECT VECTOR CONTROL OF INDUCTION
MOTOR USING THE DIGITAL PROCESSOR
TMS320F2808
Predrag Mršić**