

# Једна практична реализација регулисаног електромоторног погона са синхроним мотором примјеном дигиталног процесора TMS320F2808

Ђорђе Лекић

Студент другог циклуса студија  
Електротехнички факултет Бања Лука  
Бања Лука, РС, БиХ  
dods.90@live.com

*Садржај*—У раду је описана једна реализација дигитално управљаног погона са синхроним мотором са сталним магнетима (СМПМ). Предложен је алгоритам индиректне векторске регулације у базном опсегу брзине. Развијени алгоритам је имплементиран на дигиталном сигналном процесору TMS320F2808 са непокретним зарезом. Описана је практична реализација погона и приказани су снимљени одзиви брзине за вријеме прелазних процеса залета и реверса у празном ходу.

*Кључне ријечи*—СМПМ; DSP са непокретним зарезом; базни опсег брзине; векторско управљање.

## I. УВОД

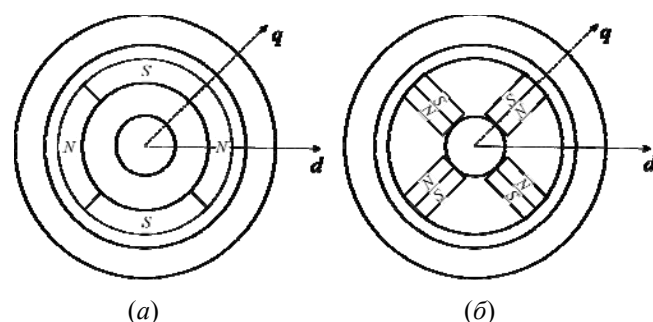
Како је данас управљање дигитално, даљи развој регулисаних електромоторних погона се ослања на развој микропроцесорских алагоритама управљања моторима наизмјеничне струје, чиме се њихове карактеристике настоје приближити карактеристикама лако управљивих мотора једносмјерне струје. У томе су се као најпоузданији показали алгоритми *векторског управљања* (енг. FOC – *Field Oriented Control*), који су развијени још прије четрдесет година [1], али чији је пун потенцијал искориштен тек развојем савремених *дигиталних сигналних процесора* (енг. DSP – *Digital Signal Processor*), помоћу којих је постало могуће извршавати велики број математичких операција у реалном времену.

У погонима са промјенљивом брзином се посљедњих двадесетак година све више користе синхрони мотори са сталним магнетима (енг. PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*). Разлози за то су: висок степен искориштења, брз одзив, мале димензије, велика густина струје и флукса, тј. велика специфична снага, добар пренос топлоте без потребе за принудним хлађењем и мали трошкови одржавања.

Магнети се најчешће праве од *неодимијума, жељеза и бора* ( $NdFeB$ ), док се *самаријум-кобалт* ( $SmCo$ ) данас ријеђе користи [2]. Начин на који су магнети уграђени у магнетско коло ротора битно утиче на вриједности параметара мотора као и на његове експлоатационе карактеристике. Магнети могу бити уграђени на

површину магнетног кола (енг. *Surface magnet*) или у унутрашњост магнетног кола (енг. *Interior/Burried magnet*). Тако разликујемо два типа синхроних мотора са сталним магнетима: SPMSM – *Surface Permanent Magnet Synchronous Motor* и IPMSM – *Interior Permanent Magnet Synchronous Motor*. Код IPMSM-а статорска индуктивност зависи од угаоног положаја ротора, док се код SPMSM-а може сматрати да је статорска индуктивност константна. Из тог разлога код IPMSM-а, поред синхроне, постоји и додатна, релуктантна компонента момента.

На Сл. 1 дат је попречни пресјек магнетног језгра статора и ротора за четворополне синхроне моторе са површинским и уграђеним магнетима.



Слика 1. Попречни пресјек магнетног језгра четворополног СМПМ-а за: (а) површинску и (б) унутрашњу уградњу магнета

У раду ће бити разматран и практично имплементиран алгоритам индиректне векторске регулације брзине СМПМ-а са површинском монтажом магнета у базном опсегу. У поглављу II ће се навести математички модел SPMSM-а у  $dq$  координатном систему, а биће објашњен и принцип распрегнутог управљања моментом и флуksom. У поглављу III ће бити предложена структура система за векторску регулацију брзине у базном опсегу. Описаће се практична реализација система и биће објашњен алгоритам тока програма који се извршава на DSP-ју TMS320F2808. У поглављу IV ће бити дата експериментална верификација.

## II. ВЕКТОРСКО УПРАВЉАЊЕ SPMSM-ОМ

### A. Математички модел SPMSM-а

Математички модел SPMSM-а дат је у ротирајућем  $dq$  координатном систему који је везан за ротор. До овог модела се долази полазећи од модела синхроног мотора у трофазном  $abc$  координатном систему, примјеном трансформација распрезања и ротације. Прво се, примјеном *Кларкине* трансформације распрезања, добија модел у стационарном двофазном  $\alpha\beta$  координатном систему, а затим, примјеном *Паркове* трансформације ротације, модел у ротирајућем двофазном  $dq$  координатном систему, везаном за ротор.

Једначине математичког модела SPMSM-а су:

$$u_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega L_s i_q, \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega L_s i_d + e_q, \quad (2)$$

$$e_q = \omega \psi_f, \quad (3)$$

$$\psi_d = \psi_f + L_s i_d, \quad (4)$$

$$\psi_q = L_s i_q, \quad (5)$$

$$m_{em} = \frac{3}{2} p \psi_f i_q, \quad (6)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (m_{em} - m_{opt}), \quad (7)$$

гдје су  $u_d$  и  $u_q$  –  $d$  и  $q$  компоненте полифазора напона статора;  $i_d$  и  $i_q$  –  $d$  и  $q$  компоненте полифазора струје статора;  $R_s$ ,  $L_s$  – омска отпорност намотаја статора и синхрона индуктивност;  $\omega$  – синхрона кружна учестаност (која у стационарном стању одговара брзини обртања ротора);  $\psi_f$  – побудни флуks услед сталних магнета на ротору;  $e_q$  – индукована контра-ЕМС ротације услед побуде;  $\psi_d$  и  $\psi_q$  –  $d$  и  $q$  компоненте полифазора флуksа статора;  $m_{em}$  – електромагнетни моменат;  $p$  – број пари полова мотора;  $J$  – укупни моменат инерције сведен на вратило мотора;  $m_{opt}$  – моменат оптерећења.

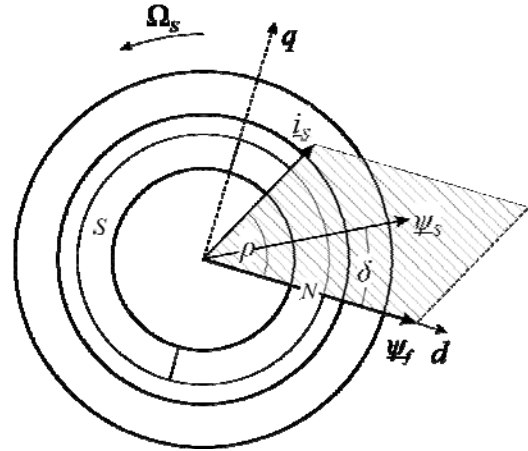
Распрезање управљања брзином и моментом мотора је најважнији разлог моделовања СМПМ-а у двофазном  $dq$  координатном систему. Све величине у  $dq$  координатном систему, тј. њихове пројекције на осе тог система, су константне (једносмјерне) у стационарном стању и њима се лако управља задавањем временски константних референци.

### B. Регулација момента SPMSM-а

За остварење што бољих динамичких карактеристика, које се захтијевају у серво погонима, потребно је управљати СМПМ-ом по аналогији са мотором једносмјерне струје (МЈС), тј. потребно је остварити распрегнуто управљање моментом и флуksом. Са процесорима који данас стоје на располагању могуће је имплементирати рачунски захтјевне алгоритме управљања у којима се, примјеном математичких трансформација распрезања и ротације, постиже

раздвајање компоненти струје, при чему се једном компонентом задаје моменат ( $i_q$ ), а другом флуks ( $i_d$ ). Овакво распрегнуто управљање код мотора наизјменичне струје назива се *векторским управљањем*.

У општем случају полифазор струје статора заклапа према полифазору флуksа побуде угао  $\rho$  (Сл. 2).



Слика 2. Графичка представа електромагнетног момента двополног синхроног мотора (шрафирана површина)

Електромагнетни моменат је у општем случају пропорционалан векторском производу статорске струје и роторског (побудног) флуksа [2]:

$$m_{em} = \frac{3}{2} p \psi_f i_s \sin \rho \quad (8)$$

Из израза (8) се види да је ефективна вриједност статорске струје најмања кад су фазори статорске струје и побудног флуksа међусобно ортогонални, тј. када је угао између њих  $\rho = \pm 90^\circ$ . Тада се добијају најмањи губици у мотору и у инвертору при задатом моменту мотора. У том случају, струја статора је једнака својој  $q$  компоненти, која је по свему аналогна струји арматуре  $i_a$  МЈС-а, док је струја по  $d$  оси једнака нули.

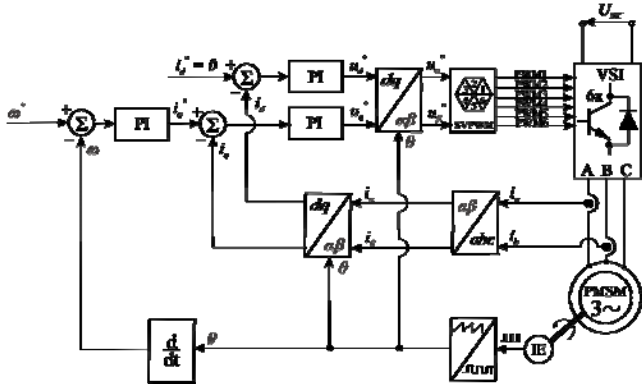
За разлику од управљања моментом МЈС-а овдје не постоји могућност да се мијења константа пропорционалности у изразу (8) пошто се на побудни флуks не може утицати. Задавањем неагативне  $d$  струје статора може се постићи ефекат слабљења поља и смањити резултантни флуks у машини, тако да се ова компонента струје назива *магнетизационом струјом* и аналогна је струји побуде МЈС-а  $i_f$  [3].

За ефикасан рад мотора потребно је контролисати статорску струју која се добија на излазу енергетског претварача којим се мотор напаја, тако да се њена  $d$  компонента држи на нулој вриједности, док се помоћу  $q$  компоненте управља моментом мотора. То је и основна идеја векторског управљања синхроним мотором са перманентним магнетима.

### III. РЕАЛИЗАЦИЈА ПОГОНА СА SPMSM - ОМ.

#### A. Структура погона са СМПМ-ом

Структура векторски регулисаног погона са СМПМ-ом је приказана на Сл. 3. Регулациона структура обухвата двије повратне спреге: повратну спрегу по струјама и повратну спрегу по брзини мотора, тако да је у питању каскадна регулација брзине обртања, као и у класичним погонима са МЈС-ом.



Слика 3. Структура векторски регулисаног погона са СМПМ-ом

Мотор се напаја из погонског претварача наизмјеничним напонем примјенљиве ефективне вриједности и учестаности, при чему се на излазу претварача мјере фазне струје мотора. Како су струје све три фазе мотора линеарно зависне, довољно је мјерити само двије (нпр. у фазама  $a$  и  $b$ ). Након А/Д конверзије, вриједности ових струја се прерачунавају у  $\alpha\beta$  домен, примјеном Кларкине трансформације, чиме се добијају струје  $i_\alpha$  и  $i_\beta$  у  $k$ - тој периоди одабирања:

$$i_\alpha(k) = i_a(k) \quad (9)$$

$$i_\beta(k) = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a(k) + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b(k) \quad (10)$$

Ове струје се даље прерачунавају у  $dq$  координатни систем, примјеном Паркове трансформације, користећи измјерену вриједност угла  $\theta$  који представља тренутни положај ротирајућег  $dq$  координатног система у односу на непокретни  $\alpha\beta$  координатни систем. Тако се добијају струје  $i_d$  и  $i_q$ :

$$i_d(k) = i_\alpha(k) \cos \theta(k) + i_\beta(k) \sin \theta(k) \quad (11)$$

$$i_q(k) = -i_\alpha(k) \sin \theta(k) + i_\beta(k) \cos \theta(k) \quad (12)$$

које се пореде са референцама  $i_d^*$  и  $i_q^*$ .

Референтна вриједност  $q$  компоненте струје статора  $i_q^*$  се добија као излаз ПИ регулатора брзине, на чијем улазу поредимо измјерену брзину  $\omega$  са њеном референцом  $\omega^*$ . Информација о тренутном положају (углу) ротора добија се на излазу QEP (енг. *Quadrature Encoder Pulse Driver*)

модула, а мјери се помоћу сензора положаја, тј. инкременталног енкодера, који је монтиран на вратило мотора. Брзина се рачуна апроксимацијом извода угла разликом два посљедња одбирка угла, по формули [4]:

$$\omega(k) = \frac{\theta(k) - \theta(k-1)}{f_b T} = K_1 [\theta(k) - \theta(k-1)] \quad (13)$$

гдје је  $K_1 = 1/f_b T$  – појачање;  $f_b = 200$  [Hz] – базна учестаност, тј. номинална учестаност мотора;  $T = 1/f_{ISR}$  – периода одабирања, док је  $f_{ISR} = 4096$  [Hz] – учестаност извршавања главне прекидне рутине процесора. Брзина израчуната помоћу формуле (13) се пропушта кроз дигитални нискофреквентни (НФ) филтар првог реда [4]:

$$\hat{\omega}(k) = K_2 \hat{\omega}(k-1) + K_3 \omega(k) \quad (14)$$

гдје су појачања филтра дата са [4]:

$$K_2 = \frac{\tau_c}{\tau_c + T} \quad (15)$$

$$K_3 = 1 - K_2 \quad (16)$$

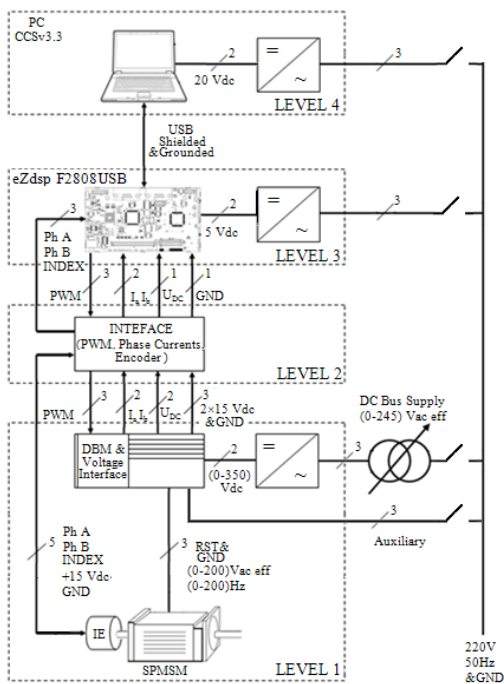
У претходним изразима користи се константа  $\tau_c = 1/(2\pi f_c)$ , гдје је  $f_c = 30$  [Hz], пресјечна учестаност НФ филтра.

Референтна вриједност  $d$  компоненте струје статора  $i_d^*$  се одржава на константној нултој вриједности. На излазима струјних регулатора добијају се  $dq$  компоненте статорског напона  $u_d^*$  и  $u_q^*$ , које се даље прерачунавају у  $\alpha\beta$  домен. Тако се добијају напони  $u_\alpha^*$  и  $u_\beta^*$  на основу којих се, примјеном технике модулације просторног вектора (енг. *SVPWM – Space Vector Pulse Width Modulation*), рачунају фактори испуне за све три фазе инверторског моста.

Познавање тачне вриједности угла  $\theta$  је кључно за рад читавог погона, јер се алгоритам векторског управљања заснива на познавању положаја флукса побуде, на основу чега се задају одговарајуће вриједности статорске струје по  $d$  и  $q$  оси. Уколико постоји грешка у углу  $\theta$ , полифазор побудног флукса се не поклапа са  $d$  осом, па су нетачне и тако израчунате компоненте струје статора  $i_d$  и  $i_q$ , што на крају даје и погрешне вриједности флукса статора и електромагнетног момента мотора.

#### B. Практична реализација погона са СМПМ-ом

За реализацију векторски регулисаног погона са СМПМ-ом кориштена је лабораторијска станица ВЕКТРА 2, која је изворно намијењена за развој и тестирање свих врста алгоритама за дигитално управљање асинхроним мотором [5]. Структура развојног окружења је подијељена на неколико функционалних целина (нивоа), према структурном-блок дијаграму са Сл. 4.



Слика 4. Структурни блок-дијаграм лабораторијске станице ВЕКТРА 2 са СМПИМ-ом

Четири функционалне цјелине, које се могу хијерархијски сврстати у четири нивоа, су:

*Први ниво* - обухвата енергетски дио испитне станице. Њега чине синхронни мотор (SPMSM) са уграђеним инкременталним енкодером (IE), погонски претварач (DBM) и једнофазни раставно-регулациони трансформатор ISKRA MA4082 за напајање једносмјерног међукола инвертора. Трансформатор се напаја мрежним напоном 220[V], 50[Hz], а на излазу даје напон у опсегу од 0 до 245[V], 50[Hz]. Напон на излазу регулационог трансформатора се исправља помоћу једнофазног AC/DC претварача, чиме се добија једносмјерни напон у опсегу од 0 до 350[V]. Кондензатор у једносмјерном међуколу смањује пулсације напона на излазу исправљача и одржава практично константан једносмјерни напон којим се напаја трофазни инвертор. Као прекидачи у трофазном инвертору се користе биполарни транзистори који раде са прекидачком фреквенцијом од 4096[Hz].

*Други ниво* - обухвата прилагодни степен (INTERFACE) намијењен за прилагођење сигнала DSP-ја енергетском дијелу погона и обрнуто. Овај степен напаја енкодер једносмјерним напоном од 15[V], а осим тога врши прилагођење по нивоу и филтрирање повратних сигнала са енкодера (Ph A, Ph B и INDEX). Такође, овдје се врши прилагођење по нивоу и A/D конверзија повратних сигнала са LEM сонди, којима се мјере струје фаза *a* и *b* мотора.

*Трећи ниво* - је „мозак“ читавог система, тј. Texas Instruments-ов дигитални сигнални процесор TMS320F2808 монтиран у свом окружењу Spectrum eZdsp™ F2808USB. На DSP-ју се извршава програм којим

се реализује алгоритам векторског управљања СМПИМ-ом. Процесор прихвата и обрађује прилагођене повратне информације о измјереном углу и фазним струјама, те на основу њих и задате референце брзине, рачуна времена трајања укључења појединих прекидача у инверторском мосту у свакој периоди одабирања.

*Четврти ниво* - је највиши ниво и њега чини персонални рачунар (PC) који се користи за програмирање DSP-ја и управљање експериментом. Са процесором је везан екранизованим и на оба краја уземљеним USB каблом. За програмирање DSP-ја, користи се програм Code Composer Studio v3.3 (CCSv3.3) са својим C едитором.

### C. Структура програма за векторско управљање

Texas Instruments-ов модуларни приступ у CCS-у нам омогућава да изградимо пројекат за регулацију SPMSM-а, користећи стандардне, унапријед дефинисане модуле који су оптимизовани за ту сврху. Сваки модул се у C програмском језику дефинише као објекат, унутар кога се дефинише структура као тип података везаних за дати модул. Елементи те структуре су све промјенљиве и константе које су везане за модул (нпр. струје/напони оса  $\alpha$  и  $\beta$ , ако је у питању CLARKE модул). Осим тога, неизоставни елемент сваке структуре је и показач на функцију *calc()*, који показује на почетну адресу функције, чији се прототип такође дефинише унутар одговарајућег модула.

Програмски бројач (енг. PC – Program Counter) се након ресета DSP-ја поставља на унапријед предвиђену локацију у програмској меморији. Од те локације, програм почиње линеарно да се извршава, при чему има три цјелине, и то[3]:

*Дио за иницијализацију* – који се активира одмах након ресетовања процесора и који врши иницијализацију свих глобалних промјенљивих и процесорских периферија, које ће бити кориштене у даљем току програма. У овом кораку се дефинишу и прототипови функција (потпрограма), које ће касније бити кориштене. На крају корака иницијализације, допуштају се прекиди појединих процесорских периферија.

*Главна петља* – у којој се извршавају асинхроне операције, тј. оне операције чије вријеме старта и вријеме извршења није критично, као што су нпр. функције за рад са НМИ (енг. Human-Machine Interface) или евентуална комуникација и надзор.

*Прекидна рутина* – која се позива у еквидистантним временским тренуцима и у којој се реализују радње чије је вријеме извршења критично. У овом дијелу програма се заправо остварује дигитално векторско управљање СМПИМ-ом у реалном времену, тако да ова цјелина садржи све модуле приказане на структурном блок – дијаграму са Сл 3. Активности које се реализују унутар прекидне рутине су синхронизовано мјерење и читање команде (референце) брзине, израчунавање дигиталног закона управљања, те задавање нових команди ка претварачу.



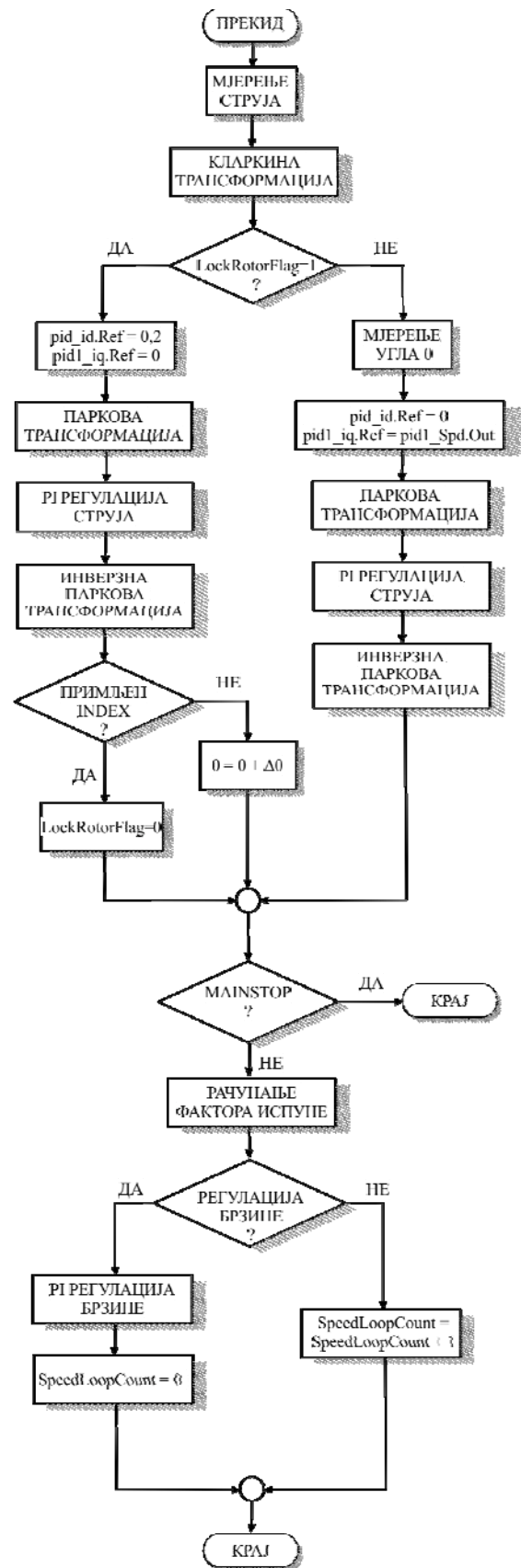
Структурни блок-дијаграм алгоритма главне прекидне рутине дат је на Сл. 5.

Потребно је водити рачуна о томе да систем са Сл. 3 не може да крене, док се не „открије“ апсолутни положај ротора. Да би се утврдила позиција ротора, мора се прво детектовати INDEX-ни сигнал са енкодера, који ресетује све регистре QEP модула. Тек тада, могуће је покренути алгоритам векторске регулације, јер је тек тада позната вриједност угла  $\theta$  који одређује тренутни положај ротора, тј. положај ротирајућег  $dq$  координатног система у односу на непокретни  $\alpha\beta$  координатни систем. Због тога, прије уласка у режим регулације брзине мотора, улазимо у режим *детекције положаја*.

У главном програму, у дијелу за иницијализацију, заставица *LockRotorFlag* се поставља на вриједност 1. Када је овај *flag* постављен на 1, процесор „зна“ да му није познат апсолутни положај ротора, па извршава дио алгоритма, лијево од блока одлуке на Сл. 5 (огранак означен са ДА). У режиму детекције положаја, угао  $\theta$  се увећава за мале инкременте  $\Delta\theta$ , све док се не детектује INDEX-ни сигнал са енкодера. Са константном вриједношћу угла  $\theta$ , нултом струјом по  $q$  оси, те струјом по  $d$  оси од  $0,2[r.j.]$  ( $1[A]$ ), врши се Паркова трансформација, затим PI регулација струја у  $dq$  домену, инверзна Паркова трансформација, те алгоритам SVPWM генератора, који на излазу даје факторе испуне појединих фаза инвертора.

У режиму детекције положаја, мотор се напаја једносмјерним струјама, а магнетно поље статора се просторно помјера за износ од  $\Delta\theta/p$ , док га магнет прати. Помјерање магнетног поља статора за дати износ се не врши у свакој PWM периоди, него у сваких  $n = 200$ , чиме се оставља довољно времена да ротор испрати магнетно поље статора, те да се  $d$  оса сваки пут поклопи са осом фазе  $a$ . Број периода  $n$  се одбројава у промјенљивој *ParkingTicker*. Помјерање ротора у овом режиму изгледа као један континуални, али спори обртај. Када се детектује INDEX-ни сигнал, *LockRotorFlag* се поставља на вриједност 0, тако да у сљедећем уласку у главну прекидну рутину, процесор прелази на режим векторске регулације гдје врши све исте функције као и у режиму детекције положаја, али овај пут за вриједност угла  $\theta$  користи вриједност измјереног угла са енкодера, док се референца  $d$  струје држи на нултој вриједности, а референца  $q$  струје се добија као излаз регулатора брзине.

Прорачун PI закона управљања за струјне регулаторе се врши у свакој периоди одабирања, док се исти за регулатор брзине врши сваких  $m = 20$  периода одабирања, што се дефинише помоћу промјенљиве *SpeedLoopPrescaler = m* и бројача *SpeedLoopCount*, који се у кораку иницијализације поставља на вриједност 1. Ово је оправдано, јер су електромеханички прелазни процеси, који су везани за промјену брзине, знатно спорији од електромагнетних прелазних процеса, који су везани за промјену струја и флуксава, па нема потребе да се процесор оптерећује рачуном закона управљања брзином у свакој PWM периоди. Промјенљивом MAINSTOP корисник може, по потреби, обуставити програм.

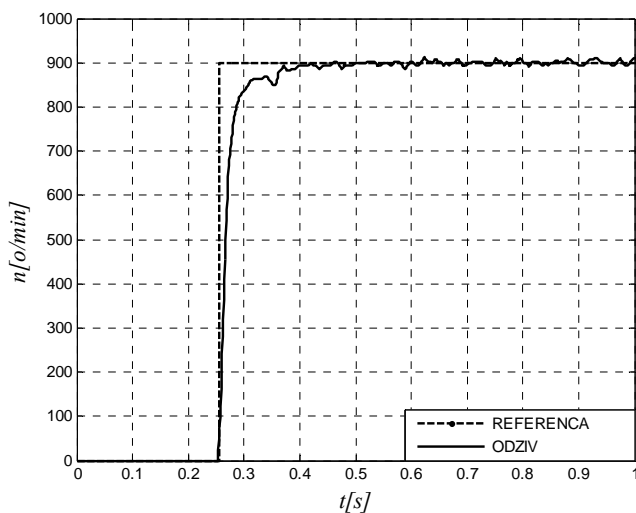


Слика 5. Структурни блок-дијаграм алгоритма главне прекидне рутине

#### IV. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА

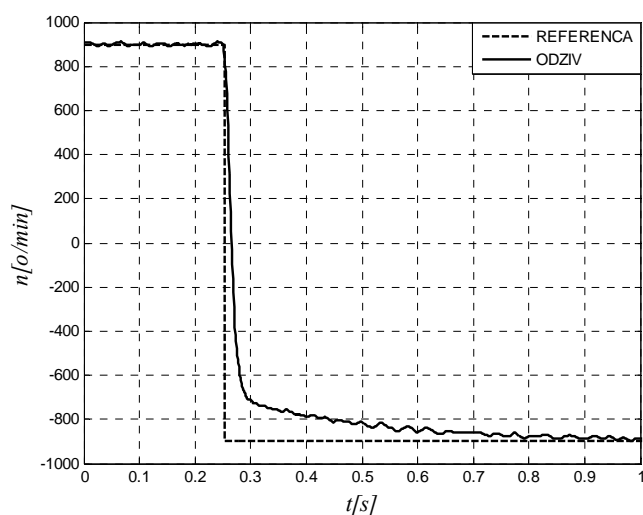
За провјеру пројектованог система за регулацију брзине SPMSM-а у базном опсегу, изведена су два експеримента – *експеримент залета* до брзине  $900[o/min]$ , те *експеримент реверса* (промјена референце брзине са  $900[o/min]$  на  $-900[o/min]$ ). Резултати су снимљени у програмском пакету MATLAB, путем рачунара који серијски комуницира са DSP-јем.

На Сл. 6 је дат одзив брзине мотора у огледу залета. Референца се мијења у тренутку од  $0,25[s]$  од почетка симулације. Одзив брзине је релативно брз, без статичке грешке и аperiодичан је.



Слика 6. Одзив брзине мотора при залету до  $0,3 [r.j.] (900[o/min])$

На Сл. 7 је приказан одзив брзине у огледу реверса. Референца се опет мијења у тренутку од  $0,25 [s]$  од почетка симулације. Одзив је нешто спорији, али је и даље аperiодичан. Спорији одзив је последица веће апсолутне промјене референце у огледу реверса.



Слика 7. Одзив брзине мотора при реверсу са  $0,3 [r.j.] (900[o/min])$  на  $-0,3 [r.j.] (-900[o/min])$

#### V. ЗАКЉУЧАК

У раду су обрађене основе математичког моделовања погодног за примјену векторског управљања, као и начин реализације дигиталног управљања брзином СМПМ-а. На основу теоријске анализе, практично је реализован један такав погон у лабораторији за електричне машине, Електротехничког факултета у Бањој Луци. У оквиру рада је испрограмиран алгоритам векторског управљања СМПМ-ом, на процесору TMS320F2808. Проблем покретања је ријешен на задовољавајући начин, тако да се мотор покреће тек по првом детектовању INDEX-ног сигнала са енкодера. Дата је експериментална верификација алгоритма управљања у празном ходу. Понуђени алгоритам је једноставан и показује добре динамичке особине. Погодан је за примјену у сервопогонима гдје се захтјева брз одзив момента и брзине мотора, а гдје није од интереса рад у слабљењу поља. За даљи рад је потребно обезбиједити могућност иптиввања под оптерећењем и рад у слабљењу поља.

#### НАПОМЕНА

Овај рад садржи најзначајније резултате добијене током израде завршног рада првог циклуса студија на Електротехничком факултету у Бањој Луци, под називом „Развој регулисаног електромоторног погона са синхроним мотором“, а под менторством доц. др Петра Матића.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Лука Правица, „Структуре управљања синхроним мотором са перманентним магнетима“, Дипломски рад, Свеучилиште у Загребу, Факултет електротехнике и рачунарства, 2012.
- [2] Владан Вучковић, „Електрични погони“, Академска мисао, Београд, 2002.
- [3] Дарко Марчетић, „Микропроцесорско управљање енергетским претварачима“, Факултет техничких наука у Новом Саду, 2012.
- [4] C2000 Systems and Application Team, „Speed calculator based on rotor angle from QEP sensor“, Texas Instruments application notes, 2010.
- [5] Петар Матић, Дарко Марчетић, Евгеније Ацић, Владо Поробић, Слободан Вукосавић, „Пројектовање и израда развојног окружења за верификацију алгоритма дигиталног управљања асинхроним мотором“, Инфотех-Јахорина vol. 8, no. A-10, стр. 42-46, 2009.

#### ABSTRACT

The paper describes an implementation of a digital controlled electric drive with a permanent magnet synchronous motor (PMSM). An algorithm for indirect vector control in the base speed range is proposed. The developed algorithm is implemented on the fixed point digital signal processor TMS320F2808. An experimental verification of the control algorithm is conducted by recording speed transients at no load operation.

#### PRACTICAL IMPLEMENTATION OF A SPEED CONTROLLED ELECTRIC DRIVE WITH SYNCHRONOUS MOTOR USING DIGITAL PROCESSOR TMS320F2808

Đorđe Lekić