

ОДРЕЂИВАЊЕ ОПТИМАЛНОГ ФЛУКСА РОТОРА ЗА ДИРЕКТНО УПРАВЉАЊЕ АСИНХРОНИМ МОТОРОМ У СЛАБЉЕЊУ ПОЉА

Петар Матић, Бранко Блануша, Дејан Раца*, Слободан Н. Вукосавић **

Електротехнички факултет у Бањој Луци, Бања Лука, Република Српска, Босна и Херцеговина
*Magnetek Inc. Menomonee Falls, USA, **Електротехнички факултет у Београду, Београд, Србија

Садржај: У раду се анализира проблематика управљања асинхроним мотором у слабљењу поља. Наведени су недостаци постојећих рјешења и правци потребних побољшања. Формулисан је поступак за одређивање оптималног флукса ротора у напонском лимиту у складу са задатим моментом и ограничењима погонског претварача. Формирана је оригинална управљачка структура за директно управљање моментом која оптимално користи ресурсе претварача. Предложено рјешење верификовано је симулацијом на рачунару. Асинхрони мотор, слабљење поља, оптимално одређивање флукса ротора.

1. УВОД

Флукс ротора асинхроног мотора аналоган је побудном флуксу мотора једносмјерне струје са независном побудом, док флукс расипања одговара струји арматуре. Распрегнуто управљање моментом и флуksom реализује се захваљујући независном управљању магнетизационом и активном компонентом струје статора. У слабљењу поља, због недовољне напонске маргине (лимита напона), јавља се спрега између момента и флукса. Због тога је у слабљењу поља могуће управљати само фазним ставом напона. Фазни став напона мијења се много брже него што се успоставља флукс ротора, те се јавља проблем одређивања флукса ротора тако да напон статора буде једнак својој максималној вриједности. Због тога је у слабљењу поља пожељно управљати флуksom статора чија је амплитуда једнозначно дефинисана амплитудом напона и може се врло брзо мијењати. Флукс статора је сума флукса ротора и флукса расипања. Потребно је успоставити везу између флукса статора и ротора у лимиту напона која ће се даље искористити за формирање управљачке структуре.

У лимиту напона, односно раду у слабљењу поља, доминантна су три ефекта [1-6]:

а) Контуре за управљање моментом и флуksom постају спрегнуте због лимита амплитуда напона и струје;

б) Рачунање оптималне вриједности флукса ротора с обзиром на искориштење магнетног кола и актуатора у напонском лимиту је веома сложено;

в) Потребна је напонска маргина за брзо успостављање струја статора како би динамика управљања моментом била задовољавајућа.

За рјешавање наведених проблема у литератури постоје различити приступи [1-6]. Три најчешће варијанте су: а) одржавање резерве маргине напона помоћу *a priori* смањивања флукса тако да се могу успоставити потребне струје, б) увођење *feed-forward* структуре за прорачун напона статора из потребних вриједности момента и флукса, те в) управљање према флуксу статора због једноставне везе флукса и напона статора.

Код векторског управљања према флуксу ротора са напајањем из струјног извора најчешће се користи прва варијанта, *a priori* умањење флукса ротора. Магнетизациона компонента струје, односно флукс ротора, умањује се обрнуто пропорционално брзини обртања или чак и стрмије, тако да добијена маргина обезбједи независно управљање компонентама струје статора. Недостатак овог приступа је што је флукс ротора умањен више него што је неопходно, па се повећава осјетљивост на варијације оптерећења, а добијена маргина напона често је недовољна за задовољавајућу динамику успостављања струје [1, 3].

Други приступ такође се користи код векторског управљања према флуксу ротора. Да би се уважила динамика успостављања струје статора користе се међусобно спрегнуте једначине напонске равнотеже статора. На основу потребног момента рачунају се компоненте напона статора помоћу *feed-forward* структуре формиране тако да се компензују спрегују чланови. Поред сложености, недостатак овог приступа је изузетна параметарска осјетљивост [2, 5, 6, 8, 9].

Управљање према флуксу статора, захваљујући директној вези између флукса и напона статора, има предност у слабљењу поља јер се у лимиту напона флуksom статора једноставно управља. Основни недостатак овог приступа је спрегнутост активне и магнетизационе компоненте струје у зони константног момента. Поред тога, векторски

управљани погони према флуксу статора обично не уважавају да динамика флукса ротора зависи и од момента оптерећења. Чак и када се флукс статора одржава на константној вриједности, долази до умањења флукса ротора при промјени оптерећења. Ова појава доводи до неконтролисаног убрзавања обртног поља и колапса флукса ротора, односно губљења стабилности рада погона [4, 8, 9].

За све наведене варијанте заједничко је да се вјештачки покушава остварити распрегнуто управљање моментом и флуksom у лимиту напона, када спрега момента и флукса неминовно постоји.

У овом раду ће се, комбинацијом другог и трећег наведеног приступа, формирати *feed – forward* управљачка структура у којој ће се на основу задатог момента одређивати потребан флукс ротора, а затим из њега потребан флукс статора за реализацију директне контроле момента. Флукс статора регулисаће се оригиналним регулатором заснованом на контроли фазног става напона.

2. ОДРЕЂИВАЊЕ ФЛУКСА РОТОРА У СЛАБЉЕЊУ ПОЉА

У доступној литератури [1-3, 6, 8] анализирана је промјена флукса ротора у лимиту напона погодна за векторско управљање. У овом раду се предлаже алтернативни приступ, прилагођен управљању преко флукса статора, односно директној контроли момента. Анализа ће бити спроведена на основу математичког модела асинхроне машине у синхронотирајућем координатном систему за стационарно стање:

$$0 = R_r \dot{i}_r + j\omega_{kl} \Psi_r, \quad (1)$$

$$\Psi_s = L_s \dot{i}_s + L_m \dot{i}_r, \quad (2)$$

$$\Psi_r = L_r \dot{i}_r + L_m \dot{i}_s, \quad (3)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P (\Psi_s \times \dot{i}_s), \quad (4)$$

гдје су \dot{i}_s , \dot{i}_r , Ψ_s , Ψ_r полифазори струје и флукса статора и ротора, R_r , L_s , L_r и L_m отпор ротора, те индуктивности статора, ротора и магнетнења, респективно, а P , ω_{kl} и m_e број пари полова, угаона учестаност клизања и момент. Из модела (1-4) потребно је елиминисати струју ротора како би се добила веза између флукса ротора, учестаности клизања и струје статора:

$$\Psi_r = \frac{L_m \dot{i}_s - j\omega_{kl} T_r L_m \dot{i}_s}{1 + \omega_{kl}^2 T_r^2}, \quad (5)$$

односно израз за момент мотора преко флукса ротора и клизања:

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{|\Psi_r|^2}{R_r} \omega_{kl}. \quad (6)$$

Израз (6) показује да ако се флукс ротора одржава на константној вриједности, момент мотора биће директно пропорционалан клизању. Линеарна зависност момента и клизања представља кључни разлог зашто је пожељно одржавати флукс ротора на константној вриједности када год је то могуће: убрзавање или успоравање вектора обртног поља при

константном флуксу ротора доводи до тренутне промјене момента. Овај начин управљања типичан је у зони константног момента. Да би се уважаио лимит напона у слабљењу поља, користиће се познати израз за момент мотора [6] у коме фигурише модуо напона статора, $|\underline{u}_s|$, и синхрона брзина ω_s (односно флукс статора);

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{|\underline{u}_s|^2}{\omega_s^2} \frac{R_r \omega_{kl}}{(L_s/L_m)^2 [R_r^2 + \sigma^2 L_r^2 \omega_{kl}^2]}, \quad (7)$$

гдје је $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s \cdot L_r)$ коефицијент расипања.

Елиминацијом клизања из (6) и (7) добија се зависност флукса статора, ротора и момента при познатом напону и синхронотирајућој брзини:

$$\Psi_r^4 - \left(\frac{L_m u_s}{L_s \omega_s} \right)^2 \Psi_r^2 + \sigma^2 L_r^2 \frac{4}{9P^2} m_e^2 = 0 \quad (8)$$

Добијени израз (8) представља основу за анализу рада асинхронотирајућег мотора у лимиту напона. Узимајући да је напон статора константан (једнак максималној вриједности напона актуатора), из израза (8) може се одредити флукс ротора Ψ_r потребан да би се при некој брзини ω_s добио момент m_e . Пошто је једначина (8) биквадратна, ограничења за добијање реалног рјешења за флукс ротора Ψ_r директно су повезана са физичким ограничењима добијања задате вриједности момента m_e у слабљењу поља. Да би биквадратна једначина (8) имала реално рјешење, њена дискриминанта мора бити ненегативна:

$$\left(\frac{L_m u_s}{L_s \omega_s} \right)^4 - 4\sigma^2 L_r^2 \frac{4}{9P^2} m_e^2 \geq 0, \quad (9)$$

одакле се добија услов:

$$m_e \leq \pm \frac{3}{4} P \frac{u_s^2}{\omega_s^2} \frac{1 - \sigma}{\sigma L_s}. \quad (10)$$

Израз (10) представља израз за превални момент асинхронотирајућег мотора за случај напонског напајања [6], тј. познати услов стабилности векторски управљаних погона према флуксу статора [8, 9]. При задавању референтне вриједности момента у лимиту напона неопходно је водити рачуна да она не буде већа од превалног момента, како би се могао реализовати тражени момент. Када услов (10) није испуњен, једначина (9) нема реално рјешење, односно машина не може развити тражени момент у лимиту напона због недовољног флукса. Рјешење биквадратне једначине (9) по флуксу ротора које је физички оствариво у моторском режиму је:

$$\Psi_r = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{L_m u_s}{L_s \omega_s} \right)^2 + \sqrt{\left(\frac{L_m u_s}{L_s \omega_s} \right)^4 - \frac{16\sigma^2 L_r^2 m_e^2}{9P^2}}} \quad (11)$$

Израз (11) дефинише потребну вриједност амплитуде флукса ротора такву да се при познатом напону (у лимиту) и познатој учестаности реализује тражени момент. Максимална вриједност флукса ротора (при константном напону статора) има се када је машина у празном ходу ($m_e = 0$):

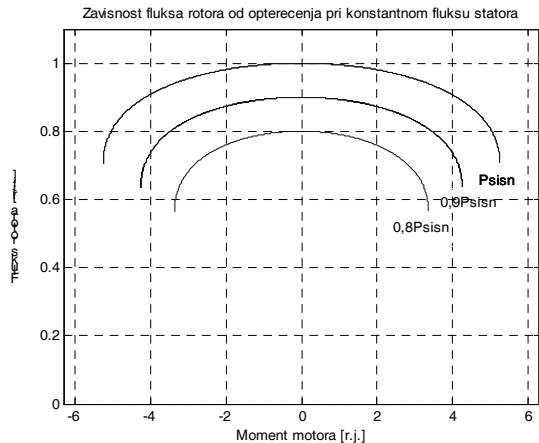
$$\Psi_r^0 = \frac{L_m u_s}{L_s \omega_s}, \quad (12)$$

док се минимална вриједност флуksа ротора има када је машина оптерећена превалним моментом:

$$\Psi_r^{MIN} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{L_m u_s}{L_s \omega_s}. \quad (13)$$

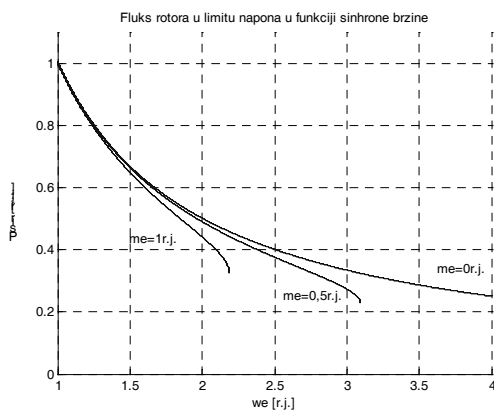
Пошто је флуks статора пропорционалан количнику напона и синхроне учестаности, на основу (12) и (13) може се закључити да би се флуks ротора од празног хода до превалног момента смањило за $\sqrt{2}$ пута ако би се флуks статора одржавао константним.

На Сл. 4.1. приказана је зависност флуksа ротора од оптерећења при номиналном и константном флуksу статора за мотор СЕВЕР ЗК 132. Карактеристика на Сл. 1. представља ситуацију управљања према константној амплитуди флуksа статора. При константном флуksу статора, флуks ротора опада када се развија већи момент. Због тога је пожељно варирати флуks статора како би се флуks ротора одржавао на номиналној вриједности када год је то могуће.



Сл. 1. Зависност флуksа ротора од оптерећења (зона константног момента и флуksа статора)

На Сл. 2. приказана је зависност флуksа ротора при различитим оптерећењима у слабљењу поља ($u_s = U_{MAX} = const.$) у функцији синхроне брзине.



Сл. 2. Зависност флуksа ротора од оптерећења у лимиту напона (зона слабљења поља)

Карактеристика са Сл. 2. дата је за исти мотор, при чему је оптерећење мотора узето као параметар (празан ход, 50% и 100% номиналног момента). Са

Сл. 2. се види да када је машина у празном ходу ($m_e = 0$), флуks ротора опада обрнуто пропорционално синхронској брзини. Када је машина оптерећена, флуks ротора опада стрмије, све до максималне брзине при којој може добити задати момент. Та брзина може се израчунати из (11):

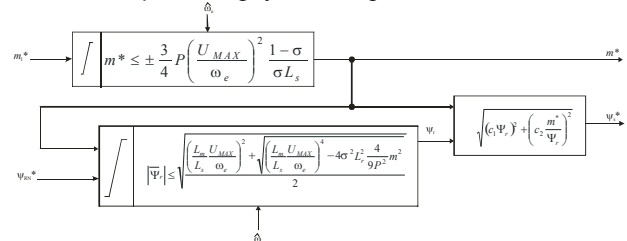
$$\omega_{og} = \sqrt{\frac{3}{4} P \frac{u_s^2}{m_e \sigma L_s} \frac{1 - \sigma}{\sigma}}. \quad (14)$$

Када се достигне брзина ω_{og} , флуks ротора (11) постаје недефинисан, односно тражени момент се не може добити. Као што се може закључити на основу израза (11), односно Сл. 2, на већим брзинама може се добити мањи момент.

За реализацију директног управљања, неопходно је амплитуду флуksа ротора (11) изразити преко флуksа статора. У ту сврху може се искористити израз (15) који се изводи из модела (1-4):

$$|\Psi_s| = \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_r} + \frac{\sigma L_s}{L_r}\right)^2 |\Psi_r|^2 + \left(\frac{2\sigma L_s}{3P} \cdot \frac{m_e}{\Psi_r}\right)^2} \quad (15)$$

На Сл. 3. приказана је структура за одређивање оптималног нивоа флуksа ротора у слабљењу поља и његово свођење на флуks статора.



Сл. 3. Структура за одређивање оптималног модула флуksа ротора

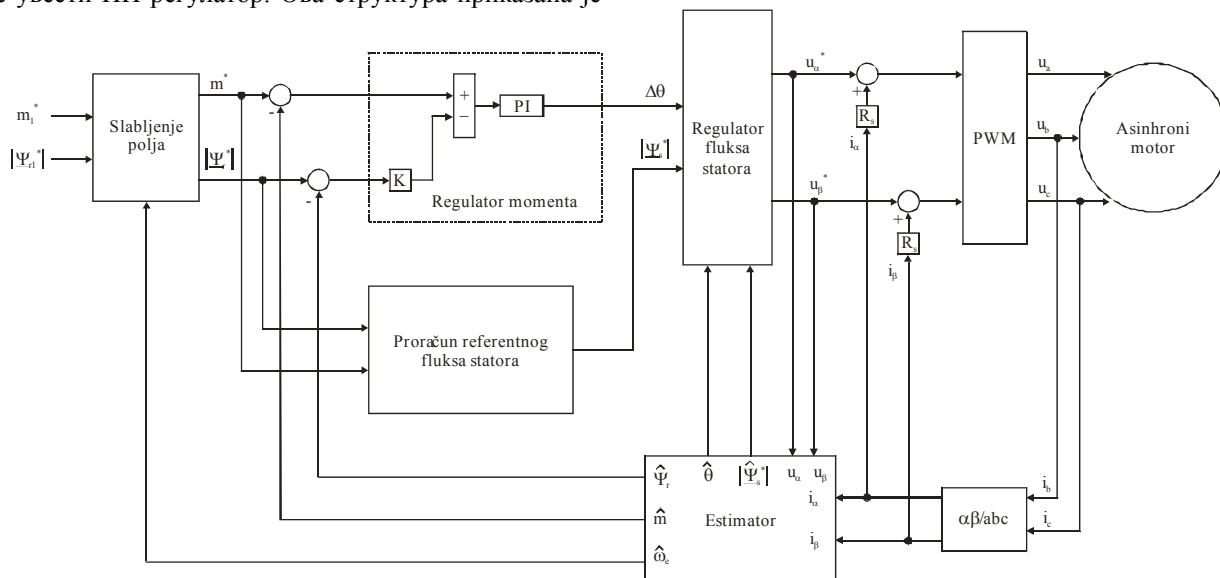
3. БЛОК – ДИЈАГРАМ СТРУКТУРЕ ЗА ДИРЕКТНО УПРАВЉАЊЕ

У претходном излагању одређена је оптимална вриједност амплитуде флуksа ротора за директно управљање у слабљењу поља, те одговарајућа амплитуда флуksа статора. За синтезу управљачког алгоритма, неопходно је познавати и фазни став флуksа статора. У литератури [1-3, 6, 8, 9, 10] је уобичајено да се умјесто амплитуде флуksа статора (15) из модела (1-4) изразе компоненте флуksа статора и користи *feed – forward* регулатор флуksа статора у стојећем систему оса. Недостатак таквих приступа је у томе што је модел (1-4) написан у стационарном стању па је занемарена динамика роторског флуksа при промјени флуksа статора. Због тога се у слабљењу поља јавља грешка праћења флуksа ротора која резултује грешком у регулацији момента. У циљу уважавања динамике флуksа ротора користиће се принцип директне контроле из [10], тј. израз за промјену момента Δm_e у функцији угла напредовања полифазора флуksа статора $\Delta \vartheta$ и промјене амплитуде флуksа $\Delta \phi$ током једне периоде:

$$\Delta \vartheta \sim (\Delta m_e - \Delta \phi) \quad (16)$$

За добијање већег момента неопходно је убрзати вектор флуksа статора, док при повећавању нивоа

флуksа тај угао треба смањити. Због тога се угао напредовања полифазора флуksа статора може изразити као пондерисана сума одступања момента и флуksа ротора. Да би се добила нулта грешка регулације момента у стационарном стању, погодно је увести ПИ регулатор. Ова структура приказана је



Сл. 4. Структура за директно управљање асинхроним мотором у слабљењу поља

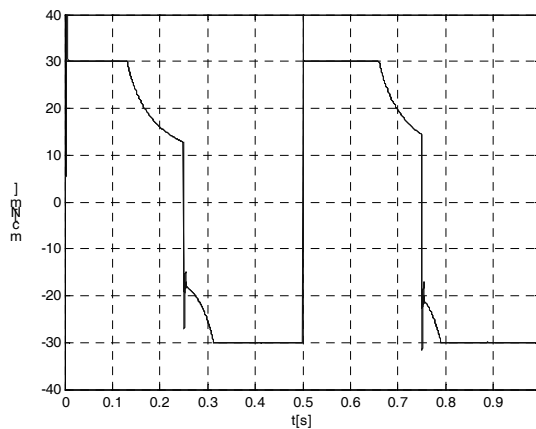
На Сл. 4. приказана је комплетна управљачка структура за добијање потребног фазног става флуksа статора и његову реализацију. На основу задатог момента и потребног модула флуksа ротора, у блоку „Слабљење поља“ се из (10) и (14) рачунају референтни момент и флуks који се могу добити у слабљењу поља. Из познате амплитуде флуksа ротора (11) рачуна се потребна амплитуда флуksа статора (15). Регулатор момента са Сл. 4 на основу одступања задатог и оствареног момента и флуksа ротора одређује потребан угао напредовања флуksа статора $\Delta\theta$. Улога блока са појачањем K је да компензује грешку регулације момента узроковану кашњењем флуksа ротора. Потребни напони статора се, након RI компензације добијају из регулатора флуksа статора детаљно описаног у [10]. Повратне спреге се затварају преко естимираних величина добијених у блоку „Естиматор“, који на свом улазу има мјерене струје мотора и референтне напоне. На великим брзинама, односно у слабљењу поља, естимација потребних величина лако се реализује, тако да је могуће коришћење једноставних естиматора, као нпр. естиматора из [9] или [10].

4. РЕЗУЛТАТИ СИМУЛАЦИЈЕ

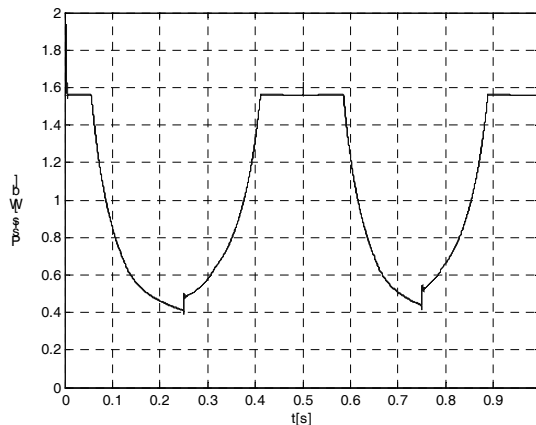
Понашање предложеног рјешења илустровано је симулацијом, са параметрима мотора СЕВЕР ЗК 132. На Сл. 5-7 приказани су одзиви карактеристичних величина при примјени предложеног рјешења. Погону се задаје правоугаона референца момента (Сл. 5) тако да мотор улази у другу зону, а затим се враћа у прву. Пошто флуks ротора у другој зони опада, опада и максимални момент који машина може да развије, те долази до ограничавања референтног момента на вриједност једнаку превалном моменту. На Сл. 6 приказана је

на Сл. 4, као блок „Регулатор момента“. Након што је позната амплитуда флуksа статора $|\Psi_s|$ и угао напредовања (инкрементални фазни став) $\Delta\theta$, флуks статора може се регулисати *feed – forward* регулатором као у [10].

референтна вриједност флуksа статора добијена из структуре са Сл. 3. Флуks статора веома добро прати своју референцу пошто је кориштен *feed – forward* регулатор флуksа статора.

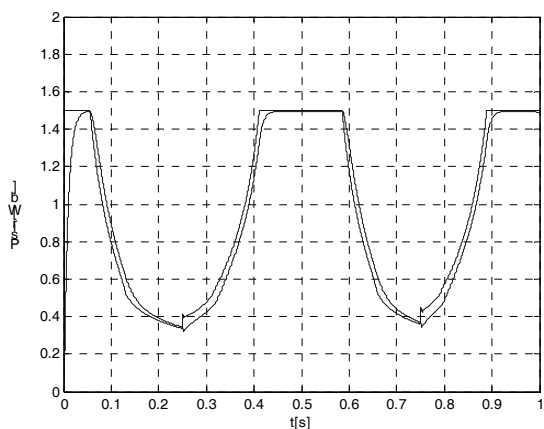


Сл. 5. Одзив момента у слабљењу поља



Сл. 6. Одзив флуksа статора

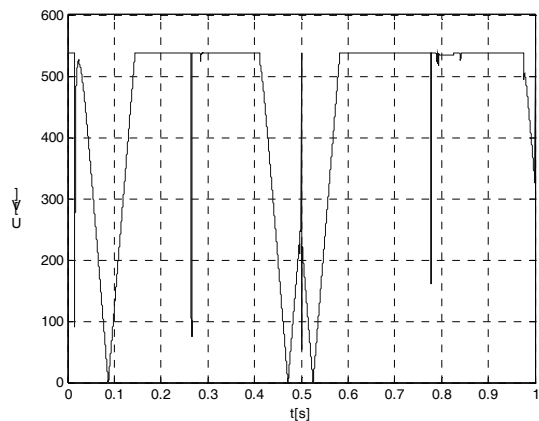
Флукс ротора приказан је на Сл. 7. Потребна амплитуда флука ротора у слабењу поља рачуна се на основу (11), док се за брзине мање од номиналне одржава на номиналној вриједности. Пошто не постоји повратна спрега по флуку ротора, долази до грешке праћења референце током прелазног режима.



Сл. 7. Одзив флука ротора

Као што се може закључити на основу Сл. 5 и Сл.7, и поред тога што постоји грешка у праћењу референце флука ротора (Сл. 7), захваљујући регулатору момента са Сл. 4 не долази до грешке у регулацији момента (Сл. 5).

На Сл. 8 приказан је референтни напон мотора, односно излаз из регулатора флука статора. Поређењем Сл. 6, Сл. 7 и Сл. 8, види се да када мотор ради у слабењу поља, напон се одржава на номиналној вриједности.



Сл. 8. Референтни напон статора

5. ЗАКЉУЧАК

У раду је анализирана проблематика управљања асинхроним мотором у слабењу поља. Прво су, на основу математичког модела асинхроног мотора, изведени изрази за флукс ротора и флукс статора у лимиту напона. На основу добијених израза формирана је регулациона структура за генерисање трајекторије флука статора прилагођена примјени у алгоритму директне контроле момента. Показано је да је скуп расположивих управљачких величина у слабењу поља ограничен, односно да је могуће управљати само фазним ставом напона. Уважен је реални напонски капацитет актуатора преко ограничења референце момента. Тако се спречава

колапс флука ротора. На сличан начин, ограничењем референце момента, може се уважити и струјни капацитет актуатора. Напон статора генерише се техником директне контроле момента (DTC) у *feed-forward* структури без потребе за регулацијом наизмјеничних величина или компензацијом емс. Симулацијом на рачунару илустрована је примјена предложеног поступка.

Предложено рјешење даје задовољавајуће резултате управљања моментом, и погодно је за рад у реалном времену. Алтернативни приступ директне контроле момента, у коме би се умјесто *feed – forward* задавања трајекторија флука, потребан фазни став напона одредио техником оптималног управљања, није још довољно истражен [7 – 10].

6. ЛИТЕРАТУРА

- [1] Xingyi Xu, Donald W. Novotny: “*Selection of the Flux Reference for induction Machine Drives in the Field Weakening Region*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 28. No.6, November/December 1992.
- [2] Sang-Hoon Kim, Seung-Ki Sul: “*Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No.4, July/August 1995.
- [3] Jul – Ki Seok, Seung – Ki Sul: “*Optimal Flux Selection of an Induction Machine for Maximum Torque Operation in Flux – Weaking Region*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 4, pp. 700-708, July 1999.
- [4] Fernando Briz, Alberto Diez, Micahel W. Degner, Robert D. Lorenz: “*Current and Flux Regulation in Field –Weakening Operation*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No.1, pp. 42-50, January/February 2001.
- [5] L. Harnefors, Kai Pietilainen, Lars Gertmar: “*Torque – Maximizing Field-Weakening Control: Design, Analysis, and Parameter Selection*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No.1, February 2001.
- [6] В. Вучковић: „*Електрични погони*“, Академска мисао, Београд 2001.
- [7] Myoung – Ho Shin, Dong – Seok Hyun: “*Speed Sensorless Stator Flux – Oriented Control of Induction Machine in the Field Weakening Region*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No.2, March 2003.
- [8] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani, “*FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motor Torque Control*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No.5, September 2002.
- [9] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, F. Profumo: “*Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction motor Drive Based on a Constant Switching Frequency DTC Scheme*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 2, March/April 2003.
- [10] P. Matic, B. Blanuša, S. N. Vukosavić, “*A Novel Direct Torque and Flux Control Algorithm for the Induction Motor Drive*”, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC’03, Proceedings, Vol. 2, pp. 965-970, 1-4. June 2003.

OPTIMAL FLUX SELECTION FOR DIRECT TORQUE CONTROLLED INDUCTION MOTOR IN THE FIELD WEAKENING REGIME

Abstract: *Stator and rotor flux trajectories of induction motor in field weakening regime are investigated. An original structure for direct torque control suitable for field weakening is described and confirmed by computer simulation.*

Key words: *Induction motor, direct torque control field weakening, flux trajectories*