

МЕТОДИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ И ОЦЕНКА НА ПАРАМЕТРИ НА ПРОМЕНЛИВОТОКОВИ ДВИГАТЕЛИ В ДИАПАЗОНА НА НИСКИТЕ СКОРОСТИ

Камен Христов

Резюме: Докладът представя разглеждане на съществуващи методи за управление на променливотокови машини в диапазона на ниските скорости. Представени са подходи и методи за изграждане на модели на оценители на параметрите на двигателите. Показани са математически описания и етапи при изграждането на безсензорно управление с ориентация по полето. Представени са разработки свързани с математическото определяне на ключови параметри на машините, лежащи в основата на алгоритмите за безсензорно управление.

Ключови думи: безсензорно управление, математически описания, управление с ориентация по полето

METHODS OF CONTROL AND PARAMETERS ESTIMATION OF INDUCTION MACHINES AT THE RANGE OF LOW SPEED

Kamen Hristov

Abstract: This paper presents a review of existing methods for control of induction machines at the range of low speed. There are shown different approaches and techniques of developing models of machines parameters estimators. In this paper have been mentioned and described mathematical analysis and different stages of developing sensorless field oriented control. There are reviews of work related to mathematical description of key parameters of IM drives, which are in the base of sensorless control algorithms.

Keywords: sensorless control, mathematical analysis, field oriented control

1. Въведение

С векторно управляеми асинхронни машини моментът на машината може да бъде управляван в динамика съизмерима с тази на постояннотоките машини. Основно изискване е да бъде известна позицията на роторното потокосцепление спрямо предварително избрана отправна точка. Това създава основата и принципа на управлението с ориентация по полето. Голяма част от използваните методи и модели са с добри показатели и резултати в диапазона на средните и високи скорости. При променливотоковите машини позицията на роторното потокосцепление може да бъде получена чрез сензори поставени в машината (директна ориентация) или чрез измерване на токовете и роторната

скорост (индиректна ориентация). Понятието безсензорно управление означава, че целта е постигане на управление на двигателя без прилагане на допълнителни сензори вградени в мотора (датчици по Хол) или куплирани към вала (инкрементални енкодери, резолвери, тахогенератори).

2. Математическо описание на асинхронен двигател

2.1. Модел на променливотокова машина при скорост 0

Оценяване на параметрите на променливотокови двигатели в неподвижно състояние посредством управление с ориентация по полето е бърз подход за получаване на информация за изходните променливи на машините [1],[2]. Процедурата позволяваща измерването на параметрите на двигателите предполага използване на инвертор с широчинно-импулсна модулация. Математическият модел на променливотокова машина в неподвижна координатна система (α, β) може да бъде описан с 5 нелинейни диференциални уравнения с електрически променливи (статорни токове и роторни потокосцепления), механична променлива (роторна скорост) и 2 управляеми променливи (статорни напрежения):

$$\dot{\varphi}_{\alpha r} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{\alpha r} - p \omega_m \varphi_{\beta r} \quad (1)$$

$$\dot{\varphi}_{\beta r} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{\beta s} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{\beta r} + p \omega_m \varphi_{\alpha r} \quad (2)$$

$$i_{\alpha s} = -\gamma i_{\alpha s} + \frac{K}{\tau_r} \varphi_{\alpha r} + pK \omega_m \varphi_{\beta r} + \alpha_s u_{\alpha s} \quad (3)$$

$$i_{\beta s} = -\gamma i_{\beta s} + \frac{K}{\tau_r} \varphi_{\beta r} - pK \omega_m \varphi_{\alpha r} + \alpha_s u_{\beta s} \quad (4)$$

$$\dot{\omega}_m = -\frac{B}{J} \omega_m + \frac{T_e}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (5)$$

където $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ са статорните токове, $\varphi_{\alpha r}, \varphi_{\beta r}$ са роторните потокосцепления, R_s и R_r са статорното и роторното съпротивление, L_s, L_r, L_m са статорната, роторната и взаимната индуктивности, B, J са коефициент на триене и инерционният момент на двигателя, p е броят на двойките полюси.

$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ е роторната времеконстанта и параметрите използвани в уравнението са дефинирани както следва:

$$\sigma \equiv 1 - \frac{M^2}{(L_s L_r)}, \quad K \equiv \frac{L_m}{(\sigma L_s L_r)}, \quad \alpha_s \equiv \frac{1}{(\sigma L_s)}, \quad \gamma \equiv \frac{R_s}{(\sigma L_s)} + \frac{R_r L_m^2}{(\sigma L_s^2)}$$

При скорост нула, двигателят се управлява с момент, клонящ към нула. Това може да се постигне с намагнитване на машината, чрез задаване на номинални стойности на променливите по β -координатата. При такава

състояние всички компоненти по α -координатата са 0 [3],[11]. Изхождайки от уравненията описващи двигателя остават само уравненията съдържащи променливи от β -координатата:

$$\dot{\varphi}_{\beta r} = -\frac{1}{\tau_r} \varphi_{\beta r} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{\beta s} \quad (6)$$

$$i_{\beta s} = -\gamma_{\beta s} s + \frac{K}{\tau_r} \varphi_{\beta r} + \alpha_s u_{\beta s} \quad (7)$$

Прилагайки Лапласова трансформация на двете страни на уравненията и заместване на резултата от (6) в (7), се получава предавателната функция на системата:

$$\frac{i_{\beta s}}{u_{\beta s}} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (8)$$

където

$$\begin{cases} a_1 = (R_s L_r + R_r L_s) / (\sigma L_s L_r) \\ a_0 = R_s R_r / (\sigma L_r L_s) \\ b_1 = 1 / (\sigma L_s) \\ b_0 = R_r / (\sigma L_r L_s) \end{cases} \quad (9)$$

2.2. Оценител на параметрите на двигателя в реално време

За получаването на оценителя е необходимо (8) да бъде преобразувано до линеен параметричен модел. Тъй като системата е от втори ред е необходим и филтър от втори ред за преобразуването ѝ [2],[4],[8],[12]. Моделът на системата е:

$$i_{\beta s} = \theta^{*T} w \quad (10)$$

където

$$\theta^* = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{b_0 - b_1 h_1}{h_0 - h_1} \\ \frac{b_1 h_0 - b_0}{h_0 - h_1} \\ \frac{-a_0 + a_1 h_1 - h_1^2}{h_0 - h_1} \\ \frac{a_0 - a_1 h_0 + h_1^2}{h_0 - h_1} \end{bmatrix} \quad (11) \quad w = \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \omega_3 \\ \omega_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s + h_1} u_{\beta s} \\ \frac{1}{s + h_0} u_{\beta s} \\ \frac{1}{s + h_1} i_{\beta s} \\ \frac{1}{s + h_0} i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (12)$$

θ^* е векторът на параметрите, които трябва да бъдат оценявани, а w е векторът на измерените сигнали.

След математически преобразувания се стига до оценените стойности:

$$\hat{R}_s = (h_1 h_0 - h_0 \hat{c}_3 - h_1 \hat{c}_4) / (h_0 \hat{c}_1 + h_1 \hat{c}_2) \quad (14)$$

$$\hat{R}_r = (h_1 - h_0 - \hat{c}_3 - \hat{c}_4) / (\hat{c}_1 + \hat{c}_2) - \hat{R}_s \quad (15)$$

$$\hat{L}_s = \hat{L}_r = \hat{R}_r(\hat{c}_1 + \hat{c}_2)/(h_0\hat{c}_1 + h_1\hat{c}_2) \quad (16)$$

$$M = \sqrt{\hat{L}_s^2 - \hat{L}_s}/(\hat{c}_1 + \hat{c}_2) \quad (17)$$

3. Проблеми при управлението

Началната точка за управление на електродвигателите е системата от нелинейни диференциални уравнения, която определя поведението ѝ. Динамиката на монофазен мотор е дадена със системата уравнения:

$$\begin{aligned} u_{cs} &= R_s i_{cs} + L_s \frac{d}{dt} i_{cs} + M \frac{d}{dt} (i_{cr} \cos(n_p \Theta) - i_{br} \sin(n_p \Theta)) \\ u_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + L_s \frac{d}{dt} i_{\beta s} + M \frac{d}{dt} (i_{cr} \sin(n_p \Theta) - i_{br} \cos(n_p \Theta)) \\ 0 &= R_r i_{cr} + L_r \frac{d}{dt} i_{cr} + M \frac{d}{dt} (i_{cs} \cos(n_p \Theta) + i_{\beta s} \sin(n_p \Theta)) \\ 0 &= R_r i_{br} + L_r \frac{d}{dt} i_{br} + M \frac{d}{dt} (-i_{cs} \sin(n_p \Theta) + i_{\beta s} \cos(n_p \Theta)) \\ J \frac{d\omega}{dt} &= n_p M (i_{\beta s} (i_{cr} \cos(n_p \Theta) - i_{br} \sin(n_p \Theta)) - i_{cs} (i_{cr} \sin(n_p \Theta) + i_{br} \cos(n_p \Theta))) - f\omega - \tau L \\ \frac{d\Theta}{dt} &= \omega \end{aligned} \quad (18)$$

Основният проблем е изборът на u_{cs} и $u_{\beta s}$. Измерването на токовете i_{cs} и $i_{\beta s}$ и Θ са достъпни при управление с обратна връзка [6]. Потокосцеплението може да бъде измерено с помощта на датчици на Хол, които се поставят във въздушната междина, но те са термозависими и това намалява надеждността на системата. Като следваща стъпка може да се отбележи въвеждането на потокосцепления както следва:

$$\psi_{cr} = L_r (i_{cr} \cos(n_p \Theta) - i_{br} \sin(n_p \Theta)) + M i_{cs} \quad (19)$$

$$\psi_{br} = L_r (i_{cr} \sin(n_p \Theta) + i_{br} \cos(n_p \Theta)) + M i_{\beta s} \quad (20)$$

След замествания окончателният модел на двигателя включващ новите стойности на токовете, потокосцепленията и скоростта е готов. Използвайки изразите за потокосцепленията се елиминират роторните токове и първите две уравнения от системата може да бъдат записани като:

$$u_{cs} = R_s i_{cs} + L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) \frac{d}{dt} i_{cs} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \psi_{cr} \quad (21)$$

$$u_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) \frac{d}{dt} i_{\beta s} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \psi_{br} \quad (22)$$

След математически преобразувания се стига до крайното уравнение на движението:

$$J \frac{d\omega}{dt} = n_p M \left(i_{\beta s} \frac{\psi_{cr} - M i_{cs}}{L_r} - i_{cs} \frac{\psi_{br} - M i_{\beta s}}{L_r} \right) - f\omega - \tau_L = n_p \frac{M}{L_r} (i_{\beta s} \psi_{cr} - i_{cs} \psi_{br}) - f\omega - \tau_L f \quad (23)$$

5. Ориентация по полето и линеаризация на входно-изходните параметри

5.1. Управление на асинхронни двигатели

Изхождайки от приемането, че вместо реалните потокосцепления се използват фиктивни ψ_{cr} и $\psi_{\beta r}$ във формулирането на математическия модел с цел премахване на $\cos(\Theta)$ и $\sin(\Theta)$, това опростяване не е достатъчно за контролерно управление [5], [12], където за управление на момента, скоростта или позицията на ротора на двигателя се задават u_{sa} и u_{sb} . Целта при управлението с ориентация по полето е да се премине към друга координатна система. Необходимо е новата координатна система да е въртяща, чиято ъглова позиция се определя от:

$$\rho = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{cr}}{\psi_{\beta r}}\right); \psi_d = \sqrt{\psi_{cr}^2 + \psi_{\beta r}^2}$$

Величината ψ_d е модулът на роторното потокосцепление, а ρ е ъгълът на завъртане на потокосцеплението спрямо оста α . Фазните токове и напрежения се преобразуват в новата координатна система като:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (25)$$

Уравнението описващо тока по оста d е:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{d}{dt} (\cos(\rho)i_{\alpha s} + \sin(\rho)i_{\beta s}) \quad (26)$$

Уравнението описващо тока по оста q е:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{d}{dt} (-\sin(\rho)i_{\alpha s} + \cos(\rho)i_{\beta s}) \quad (27)$$

6. Методи за управление с ориентация по полето

6.1. Оценка на вектора на потокосцеплението

Повечето системи за безсензорно управление разчитат директно или индиректно на оценката на статорното потокосцепление $\hat{\psi}_s$ [7]. То се определя във функция от времето и индуцираното напрежение:

$$\hat{\psi}_s = \int (\hat{u}_s - \hat{r}_s i_s + u_{off}) d\tau \quad (28)$$

където u_s е статорното напрежение, i_s е статорният ток и \hat{r}_s е статорното съпротивление. Времето се приема за $\tau = \omega_{sr} t$, където ω_{sr} е номиналната честота. Векторът u_{off} в уравнението изразява всички смущения и грешки, които се съдържат в оценената стойност на индуцираното напрежение $u_i = u_s - \hat{r}_s i_s$.

Системите с ориентация по полето използват оценената стойност на роторното потокосцепление изхождайки от израза:

$$k_r \hat{\psi}_r = \int (\hat{u}_s - \hat{r}_s i_s + u_{off}) d\tau - \hat{\sigma}_s \hat{L}_s i_s = \hat{\psi}_s - \hat{\psi}_\sigma \quad (29)$$

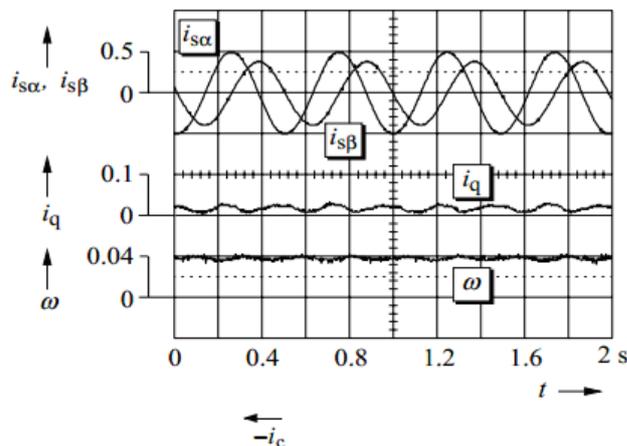
където k е коефициент на роторните намотки, σ е коефициент на загубите, L_s е статорната индуктивност, ψ е вектора на потокосцеплението.

6.2. Подходи за компенсация на грешката

При процедурата за оценяване на потокосцеплението е необходимо да се интегрира в реално време. Вместо интегратор се използва нискочестотен филтър, който компенсира част от изкривяванията и отклоненията. Като недостатък на филтъра може да се отбележи големият фазов ъгъл и амплитудни грешки при достигане на гранична честота. Тези грешки и отклонения нарастват с намаляването на честотата [5],[7],[11]. Съществуват различни подходи за компенсация на тези грешки: Настройване на граничната/ъглова честота спрямо статорната, докато се постигне пълна компенсация на фазовите грешки до достигане на техните установени стойности.

6.3. Получаване на информация за статорните токове.

Статорните токове най-често се измерват чрез датчици на Хол. Получават се като аналогови сигнали и се преобразуват в цифрови посредством АЦП. След разглеждане на предложени опитни данни за работа на машини при честота от 2 Hz се забелязва изкривяване и отклонение на сигналите на тока спрямо задаващите.



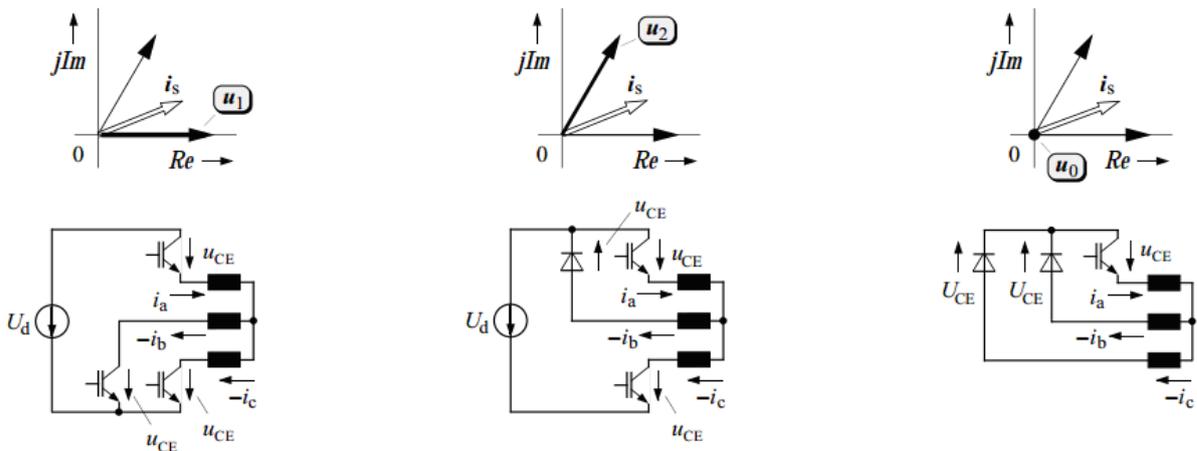
Фиг. 1. Изкривявания на сигнала при много ниска честота

7. Модели за работа при много ниски скорости

7.1. Модел на инвертор.

При много ниски скорости падът на напрежение на инвертора може да бъде по-висок от индуцираното напрежение и това може да е причина за смущения [5], [7]. Моделът на инвертора се изгражда отчитайки

последователността на състоянията на превключване на транзисторите за половин цикъл.



фиг.2 а) състояние 1

фиг.2 б) състояние 2

фиг.2 в) състояние 3

Токовете на трите фази протичат през активните елементи, най-често IGBT или през диодите в зависимост от режима на работа на инвертора. Посоките на токовете на трите фази не се променят в голям интервал във времето. Те зависят само от вектора на тока i_s .

7.2.Идентификация на параметрите на модела

Амплитудата на първия хармоник на напрежението е много малка при ниска честота. Като резултат може да се посочи големите отклонения във формите на сигналите, породени от времето на паузите (“мъртво време”) на инвертора [13]. Ако се използват тези напрежения като сигнали за оценителя на статорното потокосцепление това ще доведе до неустойчивост при работа на ниска скорост.

Оценяване на статорното потокосцепление

Моделът на инвертора се използва с цел компенсиране на нелинейните изкривявания породени от инвертора. Моделът прави оценка на статорното напрежение използвайки задаващото напрежение от ШИМ модулятора като входна променлива. Уравнението на оценителя на статорното потокосцепление е:

$$\hat{\psi}_s = \int (\hat{u}_s - \hat{r}_s i_s + \hat{u}_{off}) d\tau \quad (30)$$

$$\hat{u}_{off} = k_1 (\psi_s^* - \hat{\psi}_s) e^{j\hat{\delta}} \quad (31)$$

където $\hat{\delta}$ е оцененият ъгъл на полето. Той се избира според оценената му стойност.

$$\hat{\delta} = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\psi}_{sq}}{\hat{\psi}_{sd}} \right) \quad (32)$$

Големината на вектора на статорното потокосцепление се получава от:

$$\hat{\psi}_s = \hat{\psi}_s e^{-j\hat{\delta}} \quad (33)$$

Коефициентът k_1 е избран така, че смущенията и разсейванията на статорния ток да бъдат компенсирани. Стойностите на коефициента варират от 0.4 до 0.8.

Честотата на статорния сигнал се изчислява от $\omega_s = \frac{d\hat{\delta}}{d\tau}$, откъдето ъгловата механична скорост се определя от уравнението:

$$\hat{\omega} = \omega_s - \hat{\omega}_r = \omega_s - \frac{L_s}{\pi} \frac{\tau_r \frac{di_q}{d\tau} + i_q}{\psi_s - \sigma L_s i_{sd}} \quad (34)$$

Оценяване на статорното съпротивление.

Изискването за качествено и надеждно управление в диапазона на ниските скорости с оценител на потокосцеплението налага използването на адаптация в реално време на статорното съпротивление [8]. Алгоритмите се базират на връзката в стационарен режим между векторите на потокосцеплението и индуцираното напрежение.

$$\hat{\psi}_s \times \hat{u}_i = \hat{\psi}_s \times (\hat{u}_s - \hat{r}_s i_s) \quad (35)$$

Оценената стойност на статорното съпротивление се получава като резултат от преобразуваното уравнение в координатната система на тока.

$$\hat{r}_s = \frac{\hat{u}_{sx} - \frac{\hat{\psi}_{sy}}{\hat{\psi}_{sx}} \hat{u}_{sy}}{\hat{i}_{sx}} = \frac{\hat{u}_{sx} - \omega_s \tilde{\psi}_s \sin(\gamma - \hat{\delta})}{i_s} \quad (36)$$

Използвайки връзките $\frac{\hat{\psi}_{sy}}{\hat{\psi}_{sx}} = \tan(\gamma - \hat{\delta})$ и $u_{sy} = \hat{u}_i \cos(\gamma - \hat{\delta})$ и след заместване се получава изразът:

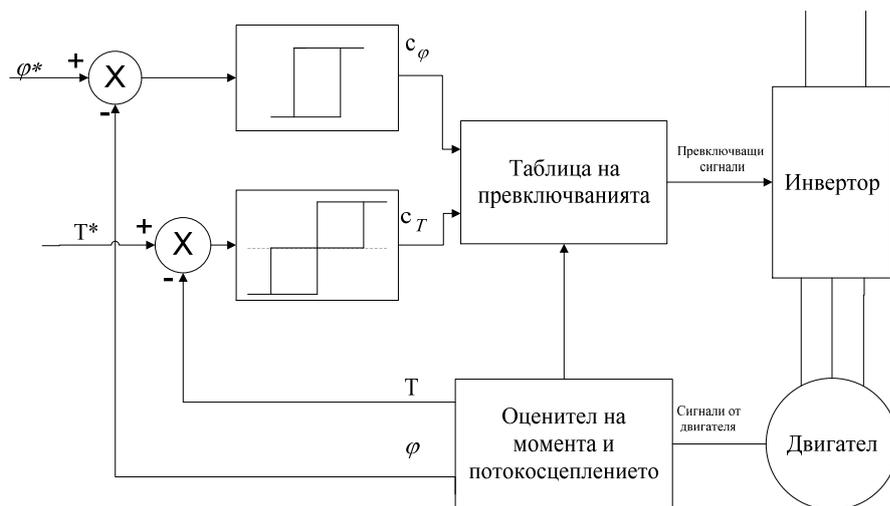
$$\hat{u}_i = \omega \tilde{\psi}_s \quad (37)$$

където $\tilde{\psi}_s$ е стойността на оцененото статорно потокосцепление

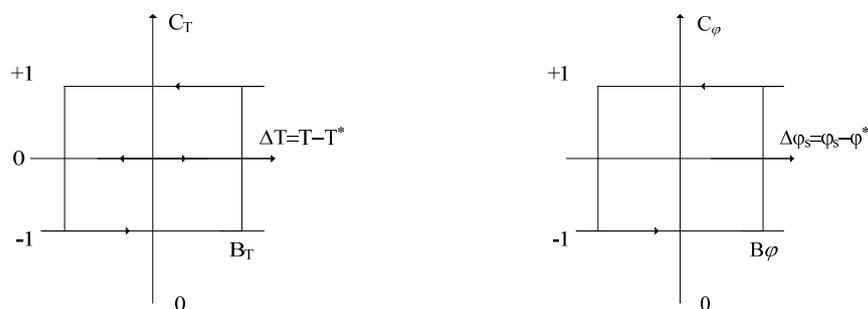
Стойността на $\tilde{\psi}_s$ не може да се получи от оценителя на статорното потокосцепление, тъй като това би дало грешни данни ако моделираната стойност на статорното съпротивление е идентифицирана погрешно. Оценената стойност се използва като входна величина за оценителя на статорното потокосцепление. Параметрите се настройват и регулират посредством нискочестотен филтър.

8. Схема за директно управление на момента (DTC)

Грешката между оцененият и задаващия сигнал на момента е входна величина за компаратор с трипрагов хистерезис, докато грешката между големината на оцененото и задаващо статорно потокосцепление е входна за компаратор с двупрагов хистерезис [9],[10],[13].



Фиг.3 Основна схема на работата на директното управление на момента.



Фиг.4 а),б) хистерезис на компаратора на момента, хистерезис на компаратора на потокосцеплението

Известно е, че основната схема за директното управление на момента се влияе от остслабването на потокосцеплението в диапазона на ниските скорости. При тези работни състояния управляваната система подбира множество нулеви вектори на напрежението, стремяйки се да намали този ефект чрез пада на напрежение върху статорното съпротивление.

9. Заключение

1. Разгледан е адаптивен алгоритъм за идентификация на параметрите на променливотокова машина с инвертор с ШИМ при нулева скорост. Линеен регресионен модел на машината се получава посредством достигане на момент нула, което се генерира чрез променливите по β -координатата.
2. Физическите ограничения правят безсензорното управление при нулева честота на статора невъзможно, използвайки класическите методи за моделиране. Има наличие на шум, отклонения от заданията, ограничения с честотните ленти, разлики в параметрите на моделите. Всичко това води до осцилации и големи неточности в скоростта.
3. Добър подход при директното управление на момента е подмяната на таблицата на превключване на състоянията с цел намиране на по-добър критерий. Схемата за директно управление на момента е по-лесно изпълнима и

използва много малко време за изчисление на параметрите. Това е предимство, тъй като дава възможност за използване на процесори от по-нисък клас.

ЛИТЕРАТУРА

- [1]. Werner Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin, 1985
- [2]. I. Boldea and S. A. Nasar, „*Vector Control of AC Drives*”, CRC Press, Boca Raton, FL, 1992.
- [3]. J. Stephan, M. Bodson, and J. Chiasson, “*Real-time estimation of induction motor parameters*”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 3, pp. 746-759, May/June 1994.
- [4]. Peter Vas, “*Sensorless Vector and Direct Torque Control*” London, 1998
- [5]. Hisao Kubota, Kouki Matsuse, “*Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation*”, *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol 30, no 5, September/October 1994
- [6]. Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, “*An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors*” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 2, p. 288–295, Apr. 2003.
- [7]. K. Akatsu and A. Kawamura. “*Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection.*” *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(3):764–771, 2000.
- [8]. A. Astolfi, D. Karagiannis, and R. Ortega. “*Nonlinear and Adaptive Control with Applications*”. Springer-Verlag, London, 2008.
- [9]. P. L. Jansen, R. D. Lorenz, and D. W. Novotny, “*Observer based direct field orientation and comparison of alternative methods,*” *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, vol. 30, pp. 945–953, July/Aug. 1994.
- [10]. S. H. Kim and S. K. Sul, “*Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region,*” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 31, pp. 784–794, July/Aug. 1995.
- [11]. I.-J. Ha and S.-H. Lee, “*An Online Identification Method for both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors without Rotational Transducers*”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp 842-853, 2000
- [12]. M. Hinkkanen, “*Analysis and design of full-order flux observers for sensorless induction motors*” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 1033–1040, 2004.
- [13]. Y. Geng, “*A novel control strategy of induction motors for the optimization of both efficiency and torque response*” in *Proc. IEEE Conf. Ind. Electron. Society*, pp. 1405-1410, 2004

Автори: Камен Христов, докторант, кат. АЕЗ, ФА, Технически университет - София