

С. М. ПЕРЕСАДА, В. С. РЕШЕТНИК, Д. І. РОДЬКІН, О. Ю. ЗІНЧЕНКО

ЛІНЕАРИЗУЮЧЕ КЕРУВАННЯ ВІДПРАЦЮВАННЯМ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ ТА ПОЧАТКОВА ІДЕНТИФІКАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ СИНХРОННОЇ ЯВНОПОЛЮСНОЇ МАШИНИ ЗІ ЗБУДЖЕННЯМ ВІД ПОСТІЙНИХ МАГНІТІВ

В роботі синтезовано лінеаризуючий зворотнім зв'язком алгоритм відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості і прямої компоненти струму статора явнопольосного двигуна зі збудженням від постійних магнітів. Також запропоновано триетапну процедуру початкової ідентифікації параметрів синхронного двигуна для реалізації функції «self-commissioning». Синтезовані адаптивні алгоритми дозволяють послідовно оцінювати всі сім параметрів синхронного двигуна в умовах сформованих тестів. Ефективність синтезованих алгоритмів підтверджено результатами математичного моделювання.

Ключові слова: ідентифікація параметрів, синхронний двигун, адаптивний спостерігач

С. М. ПЕРЕСАДА, В. С. РЕШЕТНИК, Д. И. РОДЬКИН, А. Ю. ЗИНЧЕНКО

ЛИНЕАРИЗИРУЮЩЕЕ УПРАВЛЕНИЕ ОТРАБОТКОЙ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ И НАЧАЛЬНАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ СИНХРОННОЙ ЯВНОПОЛЮСНОЙ МАШИНЫ С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

В работе синтезирован линейаризирующий обратной связью алгоритм отработки заданных траекторий угловой скорости и прямой компоненты тока статора явнопольосного синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов. Также предложено трёх этапную процедуру начальной идентификации параметров двигателя для реализации функции «self-commissioning». Синтезированные адаптивные алгоритмы позволяют последовательно оценить все семь параметров синхронного двигателя в условиях сформированных тестов. Эффективность предложенных алгоритмов подтверждена результатами математического моделирования.

Ключевые слова: идентификация параметров, синхронный двигатель, адаптивный наблюдатель

S. PERESADA, V. RESHETNYK, D. RODKIN, O. ZINCHENKO

LINEARIZING SPEED CONTROL AND SELF-COMMISSIONING OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Vector-controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) is dominating in high-precision speed/position tracking applications. Precise knowledge of the six motor parameters and load torque is required for the control implementation. The problem of IPMSM parameters identification has still not been fully solved even for «self – commissioning» procedure despite of the significant amount of research activities in the field. In this paper a new speed tracking control algorithm with decoupling of the direct current component and angular velocity control is presented. Due to this feature it is possible to freely regulate the direct current component in order to achieve more efficient control without degradation of the speed dynamics. A novel three stages «self – commissioning» procedure is proposed for IPMSM parameters identification. For each testing stage the adaptive algorithms are designed using the second Lyapunov's method. First two stages are based on adaptive current control. The mechanical parameters are estimated by adaptive speed observer. Presented algorithms allow to estimate all seven IPMSM parameters under test conditions consistently. Simulation results proof the effectiveness of the proposed procedure.

Keywords: synchronous motor, self-commissioning, adaptive observer, parameters estimation

Вступ. Синхронні явнопольосні двигуни зі збудженням від постійних магнітів (IPMSM – interior permanent magnet synchronous motor) є найпоширенішим типом приводних двигунів для електромеханічних систем з високими динамічними показниками [1]. Наявність явнопольосності в IPMSM надає можливість ефективного регулювання прямої компоненти струму статора з метою використання енергоефективних алгоритмів керування, а також для роботи в зоні послаблення поля при швидкостях вище номінальної.

Завдяки використанню алгоритмів векторного керування в координатах ротора, двигуни забезпечують високоякісне відпрацювання траєкторії кутової швидкості. Для реалізації алгоритмів векторного керування синхронним IPMSM потрібна інформація про шість параметрів двигуна та момент навантаження. Якщо ці параметри наперед не є відомими, то потрібна їх початкова ідентифікація і подальше самоналаштування системи, які визначають функцію «self-commissioning».

З великого різноманіття методів адаптивного керування IPMSM та ідентифікації його параметрів ви-

діляють ті, які здійснюються в реальному часі (online) в умовах поточної роботи електроприводу, а також які вимагають спеціальних тестових умов. Перші відносяться до категорії адаптивного керування, а другі використовуються для реалізації процедур «self-commissioning».

Адаптивне керування в електромеханічних системах з двигунами змінного струму є ефективним у випадку, коли адаптація здійснюється до малої кількості параметрів, не більше двох-трьох. Такі адаптивні системи забезпечують оцінювання невідомих параметрів в робочих режимах електроприводів і можуть забезпечити прийнятну швидкодію ідентифікації невідомих параметрів [2]. При збільшенні їх кількості алгоритми настільки складні, що їх практична реалізація стає неможливою, а умови сходимості оцінок не відповідають умовам їх роботи згідно технологічних вимог. Так, наприклад, в [3] представлено алгоритм керування кутовим положенням синхронного неявнопольосного двигуна, який є адаптивним до шести його параметрів.

© С. М. Пересада, В. С. Решетник, Д. І. Родькін, О. Ю. Зінченко, 2019

Процедура синтезу в [3] передбачає використання надлишкової параметризації з оцінкою додаткового сьомого параметру. В умовах типових режимів роботи електроприводу сходиність алгоритму гарантується лише для двох оцінок: опору статора і моменту навантаження. Рішення, запропоноване в [4], забезпечує ідентифікацію усіх параметрів IPMSM, але тільки за умови відомої траєкторії моменту навантаження у вигляді синусоїдної функції кутового положення. В [5] представлено робастний алгоритм керування з адаптацією до однієї індуктивності статора, моменту навантаження і коефіцієнту в'язкого тертя. Сходиність оцінок параметрів аналітично не досліджувалась і не продемонстрована результатами експериментальних досліджень. Адаптивний спостерігач потокозчеплення розглянуто в [6] для оцінки індуктивності з урахуванням насичення магнітної системи двигуна. Метод найменших квадратів використано в [7] для оцінки індуктивностей та опору статора, а також коефіцієнту моменту в режимі поєднання тестів в статистиці і динаміці. Подібну задачу розглянуто в [8], [9] для оцінки параметрів статорного кола IPMSM. Розширений фільтр Калмана [11], а також значну кількість рішень на основі методів штучного інтелекту запропоновано для оцінки частини параметрів двигуна. Метод ідентифікації індуктивностей статорного кола, запропонований в [11], базується на використанні високочастотної інжекції струмів в процесі регулювання кутової швидкості в усталених режимах.

Аналіз результатів, представлених в [5] ÷ [11], свідчить про те, що, незважаючи на значну кількість досліджень, проблема ідентифікації IPMSM параметрів не є повністю вирішеною навіть для процедур початкової ідентифікації. Розглядаються задачі оцінювання лише частини параметрів, для багатьох алгоритмів відсутнє теоретичне обґрунтування.

Метою роботи є розробка нового алгоритму асимптотичного відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості IPMSM, який додатково забезпечує розв'язку підсистем керування прямою компонентною струму статора і кутовою швидкістю, а також асимптотичну лінеаризацію останньої. Завдяки цьому можливо вільно (в межах відсутності насичення магнітної системи) регулювати пряму компоненту струму статора з метою реалізації енергоефективних алгоритмів, не впливаючи при цьому на динамічну поведінку механічних координат. Для початкового визначення параметрів IPMSM, які необхідні для реалізації алгоритму керування, запропоновано процедуру ідентифікації параметрів синхронного двигуна, що складається з трьох етапів. На першому оцінюються індуктивності і активний опір статора; на другому потокозчеплення, яке формується постійними магнітами; на третьому визначаються параметри механічної частини: момент інерції, коефіцієнт в'язкого тертя та момент навантаження. Для задач ідентифікації кожного з етапів синтезовано з використанням другого методу Ляпунова адаптивні алгоритми, які базуються на адаптивному регулюванні струмів для перших двох задач і використанні адаптивного спостерігача швидкості для іден-

тифікації параметрів механічної частини. Послідовне формування тестів дозволяє забезпечити швидке оцінювання на кожному з етапів так, що загальна тривалість процесу «self-commissioning» не перевищує декількох секунд. Ефективність синтезованих алгоритмів підтверджено результатами математичного моделювання.

Постановка задачі та синтез алгоритму керування швидкістю

А. Постановка задачі керування. Стандартна динамічна модель синхронного явнополюсного двигуна зі збудженням від постійних магнітів в системі координат ротора ($d - q$) задається рівняннями (1):

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{3}{2} \frac{1}{J} p_n [L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d] i_q - \frac{\nu}{J} \omega - \frac{T_L}{J}, \\ \dot{i}_d &= \frac{1}{L_d} (-R i_d + L_q p_n \omega i_q + u_d), \\ \dot{i}_q &= \frac{1}{L_q} (-R i_q - L_d p_n \omega i_d - L_{md} i_f p_n \omega + u_q),\end{aligned}\quad (1)$$

де ω – кутова швидкість ротора; $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$ та $\mathbf{i} = (i_d, i_q)^T$ – вектори напруги та струмів статора відповідно; i_f – фіктивний струм збудження постійних магнітів; T_L – момент навантаження; L_{md} – індуктивність намагнічування по осі d ; R – активний опір статора; L_d та L_q – індуктивності статора по осям d і q відповідно; ν – коефіцієнт в'язкого тертя; J – повний момент інерції; p_n – кількість пар полюсів.

Розглянемо модель двигуна (1) та припустимо:

А.1. Струми статора, кутова швидкість ротора та кутове положення ротора, необхідне для перетворення Парка-Горева, вимірюються.

А.2 Всі параметри двигуна відомі та постійні, момент навантаження T_L невідомий, постійний або змінюється повільно та обмежений.

А.3. Задана траєкторія зміни кутової швидкості ω^* є обмеженою функцією часу з обмеженими відомими першою та другою похідними; i_d^* – задана обмежена траєкторія зміни струму i_d .

За умов цих припущень алгоритм керування має забезпечувати:

О.1. Глобальне асимптотичне відпрацювання керованих змінних – кутової швидкості ротора ω та прямої компоненти струму статора i_d :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{i}_d) = 0, \quad (2)$$

де $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання кутової швидкості ротора; $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ – похибка відпрацювання компоненти струму статора по осі d .

О.2. Асимптотичну розв'язку процесів керування кутовою швидкістю та прямою компонентною струму статора.

О.3. Асимптотичну лінеаризацію підсистеми відпрацювання кутової швидкості.

Б. Синтез алгоритму відпрацювання кутової швидкості. Синтез алгоритму відпрацювання кутової швидкості виконується з використанням зворотної покрокової процедури проектування (back stepping) [13].

З (1) динаміка похибки відпрацювання кутової швидкості запишеться у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{\omega} = & \mu \left(\dot{i}_q^* + \tilde{i}_q \right) - \frac{\nu}{J} \omega^* - \frac{\nu}{J} \tilde{\omega} - \hat{T}_L - \tilde{T}_L - \dot{\omega}^* + \\ & + \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d \dot{i}_q,\end{aligned}\quad (3)$$

де $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибка відпрацювання компоненти струму статора по осі q ; i_q^* – задане значення струму по осі q ; \hat{T}_L – оцінка $\frac{T_L}{J}$; $\tilde{T}_L = \frac{T_L}{J} - \hat{T}_L$ – похибка оцінювання; $\mu = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n [L_{md} \dot{i}_f + (L_d - L_q) \dot{i}_d^*] > 0$.

З рівняння (3) регулятор швидкості запишемо в наступній формі:

$$\begin{aligned}\dot{i}_q^* = & \frac{1}{\mu} \left(\hat{T}_L + \frac{\nu}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* - k_{\omega} \tilde{\omega} \right), \\ \hat{T}_L = & -k_{\omega i} \tilde{\omega},\end{aligned}\quad (4)$$

де $(k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості.

Після підстановки (4) в (3) отримаємо рівняння динаміки кутової швидкості у вигляді:

$$\begin{aligned}\tilde{\omega} = & - \left(k_{\omega} + \frac{\nu}{J} \right) \tilde{\omega} - \tilde{T}_L + \\ & + \mu \tilde{i}_q + \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + \dot{i}_q^*), \\ \tilde{T}_L = & k_{\omega i} \tilde{\omega}.\end{aligned}\quad (5)$$

Відмітимо, що за умови струмового керування, $\tilde{i}_q = \tilde{i}_d = 0$, система другого порядку (5) є лінійною і асимптотично стійкою для будь яких $(k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$.

Для подальшого синтезу розрахуємо похідну від заданого струму \dot{i}_q^* , який формується регулятором швидкості (4):

$$\begin{aligned}\dot{i}_q^* = & \frac{1}{\mu} \left[\hat{T}_L + \frac{\nu}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* \right] + \\ & + \frac{1}{\mu} \left[-k_{\omega} \left(- \left(k_{\omega} + \frac{\nu}{J} \right) \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}_q + \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d \dot{i}_q \right) \right] - \\ & - \frac{1}{\mu^2} \left[\frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \dot{i}_d^* \right] \left[\hat{T}_L + \frac{\nu}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* - k_{\omega} \tilde{\omega} \right] + \\ & + \frac{k_{\omega}}{\mu} \tilde{T}_L = \dot{i}_{q1}^* + \dot{i}_{q2}^*,\end{aligned}\quad (6)$$

де \dot{i}_{q1}^* – відома функція; $\dot{i}_{q2}^* = \frac{k_{\omega}}{\mu} \tilde{T}_L$ – невідома.

Згідно зворотної покрокової процедури синтезу, наступним кроком є конструювання внутрішніх контурів регулювання струмів [13]. Розглянемо наступні нелінійні регулятори струму:

$$\begin{aligned}u_d = & R \dot{i}_d^* - L_q p_n \omega \dot{i}_q + L_d \left(\dot{i}_d^* - k_{i1} \tilde{i}_d - x_d \right), \\ \dot{x}_d = & k_{ii} \tilde{i}_d, \\ u_q = & R \dot{i}_q^* + L_d p_n \omega \dot{i}_d + L_{md} \dot{i}_f p_n \omega + L_q \left(\dot{i}_q^* - k_{i1} \tilde{i}_q - x_q \right), \\ \dot{x}_q = & k_{ii} \tilde{i}_q\end{aligned}\quad (7)$$

де $(k_{i1}, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму.

При дії регуляторів (7), та з врахуванням (5) результуючі рівняння динаміки набувають вигляду:

$$\begin{aligned}\tilde{\omega} = & - \left(k_{\omega} + \frac{\nu}{J} \right) \tilde{\omega} - \tilde{T}_L + \mu \tilde{i}_q + \\ & + \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} p_n (L_d - L_q) \tilde{i}_d (\tilde{i}_q + \dot{i}_q^*),\end{aligned}\quad (8)$$

$$\begin{aligned}\tilde{T}_L = & k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \tilde{i}_q = & -k_{iq} \tilde{i}_q - x_q - \frac{k_{\omega}}{\mu} \tilde{T}_L,\end{aligned}\quad (9)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_q = & k_{ii} \tilde{i}_q, \\ \tilde{i}_d = & -k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\ \dot{x}_d = & k_{ii} \tilde{i}_d,\end{aligned}\quad (10)$$

де $k_{id} = \frac{R}{L_d} + k_{i1}$, $k_{iq} = \frac{R}{L_q} + k_{i1}$.

Оскільки електромагнітна підсистема (10) є повністю розв'язаною відносно електромеханічної (8), лінійною і асимптотично стійкою для усіх (k_{id}, k_{ii}) то

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (x_d, \tilde{i}_d) = 0.$$

З цього випливає, що електромеханічна підсистема (8), (9) є асимптотично лінійною, в якій перші два рівняння описують динамічну поведінку контуру регулювання швидкості, а другі два – контуру регулювання струму по осі q . Дві підсистеми (8) та (9) включено в контурі зворотного зв'язку і завжди можуть бути налаштовані так, що замкнена система четвертого порядку буде стійкою. Бажані показники якості керування досягаються за рахунок вибору коефіцієнтів регулятора швидкості і струму так, що контур регулювання струму принаймні в двічі швидший за контур регулювання кутової швидкості [14].

Таким чином алгоритм векторного керування, заданий рівняннями (4), (6), (7) забезпечує відпрацювання кутової швидкості та струму по осі d , тобто цілі керування 0.1 ÷ 0.3 досягаються. Реалізація алгоритму керування вимагає інформації про електричні $(R, L_d, L_q, (L_{md} \dot{i}_f))$, а також механічні (ν, J) параметри моделі (1).

Ідентифікація параметрів IPMSM

Динамічна модель IPMSM (1) має шість додатніх параметрів: $R, L_d, L_q, (L_{md} \dot{i}_f), \nu, J$ та T_L . Ці параметри не завжди відомі з достатньою точністю, а отже, лінеаризуюче зворотним зв'язком керування (4), (7) не забезпечує при цьому асимптотичність відпрацювання необхідних координат, хоча і є робастним відносно обмежених варіацій параметрів моделі IPMSM.

В даному розділі розроблено алгоритми процедури ідентифікації семи параметрів IPMSM, які не вимагають початкової інформації про їх значення. Ідентифікація параметрів, яка є основною частиною системи «self-commissioning», виконуються в три етапи.

А. Алгоритм ідентифікації електричних параметрів. На першому етапі проводиться тест для ідентифікації параметрів R, L_d, L_q . Для цього в моделі (1) приймемо наступні позначення:

$$\varphi_1 = \frac{R}{L_d}, \varphi_2 = \frac{L_q}{L_d}, \varphi_3 = L_d. \quad (11)$$

Нехай $\hat{\varphi}_i$ та $\tilde{\varphi}_i = \varphi_i - \hat{\varphi}_i$, $1 \leq i \leq 3$, визначають оцінки параметрів двигуна та похибки їх оцінювання відповідно. Тоді рівняння динаміки d – компоненти струму статора запишеться у вигляді:

$$\dot{i}_d = -\varphi_1 i_d + \varphi_2 \omega p_n i_q + \frac{1}{\varphi_3} u_d. \quad (12)$$

Сконструємо адаптивний регулятор струму по осі d у наступній формі:

$$u_d = \hat{\varphi}_3 (\hat{\varphi}_1 i_d - \hat{\varphi}_2 \omega p_n i_q - k_{id} \tilde{i}_d + \dot{i}_d^*), \quad (13)$$

де $k_{id} > 0$ – коефіцієнт пропорційного регулятора струму.

Після підстановки (13) в (12), рівняння динаміки похибки відпрацювання струму набуває вигляду:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d - \tilde{\varphi}_1 i_d^* + \tilde{\varphi}_2 \omega p_n i_q - \frac{\tilde{\varphi}_3}{\varphi_3} \xi_d = \\ &= -k_{id} \tilde{i}_d + \begin{bmatrix} -i_d^* & \omega p_n i_q & -\xi_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\varphi}_1 \\ \tilde{\varphi}_2 \\ \tilde{\varphi}_3 / \varphi_3 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (14)$$

де $\xi_d = (\hat{\varphi}_1 i_d - \hat{\varphi}_2 \omega p_n i_q - k_{id} \tilde{i}_d + \dot{i}_d^*)$.

Рівняння (14) у векторній формі буде:

$$\dot{\tilde{x}} = A \tilde{x} + W D^{-1} \tilde{\Phi}, \quad (15)$$

де $\tilde{x} = \tilde{i}_d$, $A = -k_{id}$, $W = \begin{bmatrix} -i_d^* & \omega p_n i_q & -\xi_d \end{bmatrix}$ – відома матриця регресії, $D = \text{diag}[1 \ 1 \ \varphi_3]$, $\tilde{\Phi} = [\tilde{\varphi}_1 \ \tilde{\varphi}_2 \ \tilde{\varphi}_3]^T$ – вектор похибок оцінювання.

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{2} (\tilde{x}^T \tilde{x} + \tilde{\Phi}^T \Lambda^{-1} D^{-1} \tilde{\Phi}) = \\ &= \frac{1}{2} \left(\tilde{i}_d^2 + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\varphi}_1^2 + \frac{1}{\lambda_2} \tilde{\varphi}_2^2 + \frac{1}{\lambda_3 \varphi_3} \tilde{\varphi}_3^2 \right), \end{aligned} \quad (16)$$

де $\Lambda = \text{diag}[\lambda_1 \ \lambda_2 \ \lambda_3]$, $\lambda_m > 0$, $1 \leq m \leq 3$.

Похідна від V дорівнює:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} \tilde{x}^T (A^T + A) \tilde{x} + \tilde{x}^T W D^{-1} \tilde{\Phi} + \tilde{\Phi}^T \Lambda^{-1} D^{-1} \dot{\tilde{\Phi}} = \\ &= -k_{id} \tilde{i}_d^2 - \tilde{\varphi}_1 i_d^* \tilde{i}_d + \tilde{\varphi}_2 p_n \omega i_q \tilde{i}_d - \frac{\tilde{\varphi}_3}{\varphi_3} \xi_d \tilde{i}_d + \\ &+ \frac{\tilde{\varphi}_1}{\lambda_1} \tilde{\varphi}_1 + \frac{\tilde{\varphi}_2}{\lambda_2} \tilde{\varphi}_2 + \frac{\tilde{\varphi}_3}{\lambda_3 \varphi_3} \tilde{\varphi}_3. \end{aligned} \quad (17)$$

Оскільки невідомі параметри φ_i є постійними, то $\dot{\tilde{\Phi}} = -\dot{\hat{\Phi}}$. З (17) визначимо алгоритм ідентифікації у вигляді:

$$\dot{\tilde{\Phi}} = -\dot{\hat{\Phi}} = -\Lambda W^T \tilde{x}, \quad (18)$$

тоді:

$$\dot{V} = -k_{id} \tilde{i}_d^2 \leq 0. \quad (19)$$

З умови $V > 0$, $\dot{V} \leq 0$ слідує, що вектори \tilde{x} , $\tilde{\Phi}$ обмежені для будь-яких $t \geq 0$. Застосовуючи лему Барбалат [12] встановлюємо, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0. \quad (20)$$

Також, якщо існує додатна константа T така, що матриця 3×3

$$\int_t^{t+T} W^T(\tau) W(\tau) d\tau > 0, \quad (21)$$

для будь-яких $t \geq 0$ (умова персистентності збудження), то положення рівноваги $(\tilde{i}_d, \tilde{\varphi}_1, \tilde{\varphi}_2, \tilde{\varphi}_3) = 0$ є глобально експоненційно стійким для лінійної неавтономної системи [12]:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= A \tilde{x} + W D^{-1} \tilde{\Phi}, \\ \dot{\tilde{\Phi}} &= -\Lambda W^T \tilde{x}. \end{aligned} \quad (22)$$

Алгоритм ідентифікації параметрів (18) має вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\varphi}}_1 &= -\lambda_1 i_d^* \tilde{i}_d, \\ \dot{\hat{\varphi}}_2 &= \lambda_2 p_n \omega i_q \tilde{i}_d, \\ \dot{\hat{\varphi}}_3 &= -\lambda_3 \xi_d \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (23)$$

Відмітимо, що умова персистентності збудження досягається за рахунок формування заданої функції струму i_d^* .

Б. Ідентифікація параметру ($L_{md} i_f$). Наступним кроком синтезуємо алгоритм для ідентифікації параметра ($L_{md} i_f$), враховуючи що R , L_d , L_q є відомими параметрами (визначені на першому етапі ідентифікації). В моделі (1) приймемо наступне визначення:

$$\varphi_4 = L_{md} i_f. \quad (24)$$

Нехай $\hat{\varphi}_4$ та $\tilde{\varphi}_4 = \varphi_4 - \hat{\varphi}_4$, визначають оцінку параметра ($L_{md} i_f$) та його похибку оцінювання. Тоді рівняння динаміки q – компоненти струму статора запишеться у вигляді:

$$\dot{i}_q = \frac{-r}{L_q} i_q - p_n \omega \frac{L_d}{L_q} i_d - p_n \frac{\varphi_4}{L_q} \omega + \frac{u_q}{L_q}. \quad (25)$$

Аналогічно розглянутому при оцінюванні параметрів φ_1 , φ_2 , φ_3 сформуємо адаптивний регулятор струму:

$$u_q = R i_q^* + \omega p_n L_d i_d + \hat{\varphi}_4 p_n \omega + L_q (\dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q). \quad (26)$$

Після підстановки (26) в (25), рівняння динаміки похибки відпрацювання струму буде:

$$\dot{\tilde{i}}_q = -k_{iq} \tilde{i}_q - p_n \frac{\tilde{\varphi}_4}{L_q} \omega, \quad (27)$$

де $k_{iq} = k_{i1} + \frac{R}{L_q}$.

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left(\tilde{i}_q^2 + \frac{1}{\lambda_4} \tilde{\varphi}_4^2 \right), \quad (28)$$

похідна від якої

$$\dot{V} = -k_{iq} \tilde{i}_q^2 - p_n \frac{\tilde{\varphi}_4}{L_q} \omega \tilde{i}_q + \frac{\tilde{\varphi}_4}{\lambda_4} \dot{\tilde{\varphi}}_4. \quad (29)$$

Визначивши алгоритм ідентифікації

$$\hat{\varphi}_4 = -\tilde{\varphi}_4 = -p_n \frac{\lambda_1}{L_q} \omega \tilde{i}_q, \quad (30)$$

отримаємо

$$\dot{V} = -k_{iq} \tilde{i}_q^2 \leq 0. \quad (31)$$

З аналізу, який аналогічний розглянутому при ідентифікації $\varphi_1 \div \varphi_3$, встановлюємо що при виконанні умов персистентності збудження для системи (27), (30) гарантується асимптотичне оцінювання параметру φ_4 .

В. Адаптивний спостерігач кутової швидкості. На останньому етапі для ідентифікації механічних параметрів IPMSM запропоновано використати адаптивний спостерігач кутової швидкості. Для цього в рівнянні динаміки кутової швидкості (1) приймемо наступні позначення:

$$\varphi_5 = \frac{1}{J}, \varphi_6 = \frac{\nu}{J}, \varphi_7 = \frac{T_L}{J}. \quad (32)$$

Нехай $\hat{\varphi}_k$ та $\tilde{\varphi}_k = \varphi_k - \hat{\varphi}_k$, $5 \leq k \leq 7$, визначають оцінки параметрів двигуна та похибки їх оцінювання відповідно. Тоді рівняння динаміки кутової швидкості запишеться у вигляді:

$$\dot{\omega} = \frac{3}{2} \varphi_5 p_n [L_{md} i_f + (L_d - L_q) i_d] i_q - \varphi_6 \omega - \varphi_7. \quad (33)$$

Оскільки в (33) параметри L_d , L_q , $(L_{md} i_f)$ було визначено на попередніх етапах процедури «self-commissioning», то рівняння спостерігача кутової швидкості конструюється у вигляді:

$$\dot{\hat{\omega}} = \hat{\varphi}_5 \xi - \hat{\varphi}_6 \omega - \hat{\varphi}_7 + k_{\omega 1} e_{\omega}, \quad (34)$$

де $\xi = \frac{3}{2} p_n [(L_d - L_q) i_d i_q + L_{md} i_f i_q]$ – відома функція; $e_{\omega} = \omega - \hat{\omega}$ – похибка оцінювання кутової швидкості; $k_{\omega 1}$ – корегуючий коефіцієнт спостерігача.

З (33) та (34) маємо:

$$\dot{e}_{\omega} = \tilde{\varphi}_5 \xi - \tilde{\varphi}_6 \omega - \tilde{\varphi}_7 - k_{\omega 1} e_{\omega}. \quad (35)$$

Ідея побудови алгоритму ідентифікації для рівняння (35) полягає в тому, щоб спроектувати динамічну поведінку оцінок $\hat{\varphi}_k$ так, щоб e_{ω} асимптотично збігалась в нуль.

Для визначення законів ідентифікації $\hat{\varphi}_k$, а також динамічної поведінки $\hat{\omega}$, розглянемо наступну додатньо-визначену функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left(e_{\omega}^2 + \frac{1}{\lambda_5} \tilde{\varphi}_5^2 + \frac{1}{\lambda_6} \tilde{\varphi}_6^2 + \frac{1}{\lambda_7} \tilde{\varphi}_7^2 \right) > 0. \quad (36)$$

Похідна від функції V (36) в силу рішень (35):

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_{\omega} \dot{e}_{\omega} + \frac{1}{\lambda_5} \tilde{\varphi}_5 \dot{\tilde{\varphi}}_5 + \frac{1}{\lambda_6} \tilde{\varphi}_6 \dot{\tilde{\varphi}}_6 + \frac{1}{\lambda_7} \tilde{\varphi}_7 \dot{\tilde{\varphi}}_7 = \\ &= -k_{\omega 1} e_{\omega}^2 + \tilde{\varphi}_5 \xi e_{\omega} - \tilde{\varphi}_6 \omega e_{\omega} - \tilde{\varphi}_7 e_{\omega} + \\ &+ \frac{1}{\lambda_5} \tilde{\varphi}_5 \dot{\tilde{\varphi}}_5 + \frac{1}{\lambda_6} \tilde{\varphi}_6 \dot{\tilde{\varphi}}_6 + \frac{1}{\lambda_7} \tilde{\varphi}_7 \dot{\tilde{\varphi}}_7. \end{aligned} \quad (37)$$

Визначивши в алгоритм ідентифікації параметрів $\varphi_5 \div \varphi_7$:

$$\tilde{\varphi}_5 = -\lambda_5 \xi e_{\omega}, \quad \tilde{\varphi}_6 = \lambda_6 \omega e_{\omega}, \quad \tilde{\varphi}_7 = \lambda_7 e_{\omega}, \quad (38)$$

отримаємо:

$$\dot{V} = -k_{\omega 1} e_{\omega}^2. \quad (39)$$

Повні рівняння адаптивного спостерігача кутової швидкості IPMSM задаються виразами (34) та (38), вони описують нелінійну динамічну систему четвертого порядку в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}} &= \hat{\varphi}_5 \xi - \hat{\varphi}_6 \omega - \hat{\varphi}_7 + k_{\omega 1} e_{\omega}, \\ \dot{\hat{\varphi}}_5 &= \lambda_5 \xi e_{\omega}, \quad \dot{\hat{\varphi}}_6 = -\lambda_6 \omega e_{\omega}, \quad \dot{\hat{\varphi}}_7 = -\lambda_7 e_{\omega}. \end{aligned} \quad (40)$$

Використовуючи для системи (34), (38) аналіз стійкості, який концептуально схожий до розглянутого при ідентифікації електричних параметрів, встановлюємо, що при виконанні умов персистентності збудження адаптивний спостерігач гарантує, що параметри механічної частини $\lim_{t \rightarrow \infty} (e_{\omega}, \tilde{\varphi}_5, \tilde{\varphi}_6, \tilde{\varphi}_7) = 0$ будуть асимптотично оцінюватися.

Дослідження динаміки процесів ідентифікації параметрів IPMSM методом математичного моделювання.

Дослідження динамічних процесів ідентифікації параметрів IPMSM в умовах процедури «self-commissioning» виконано для двигуна NORD 100T2/4, параметри якого надано виробником. Паспортні дані двигуна NORD 100T2/4: $P_H = 3$ кВт, $I_H = 5.4$ А, $M_H = 13.6$ Н·м, $R = 1.33$ Ом, $L_d = 22.6$ мГн, $L_q = 45.9$ мГн, $p_n = 2$, $J = 0.0046$ кг·м², $k_T = 2.6$ Н·м/А, $(L_{md} i_f) = 0.86$ Вб.

А. Ідентифікація опору та індуктивностей статора. Ідентифікація параметрів R , L_d та L_q здійснювалась в умовах тесту з $i_d^* = 2 \sin(50t)$, $u_q = \sin(50t)$. Коефіцієнти алгоритму ідентифікації: $k_{id} = 100$, $\lambda_1 = 10^3$, $\lambda_2 = 55$, $\lambda_3 = 0.004$. Оцінки $\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2, \hat{\varphi}_3$ мають нульові початкові умови.

Графіки перехідних процесів оцінювання та відпрацювання струму i_d наведені на рис. 1, з яких слідує, що асимптотичне оцінювання здійснюється за час в межах 0.3 с.

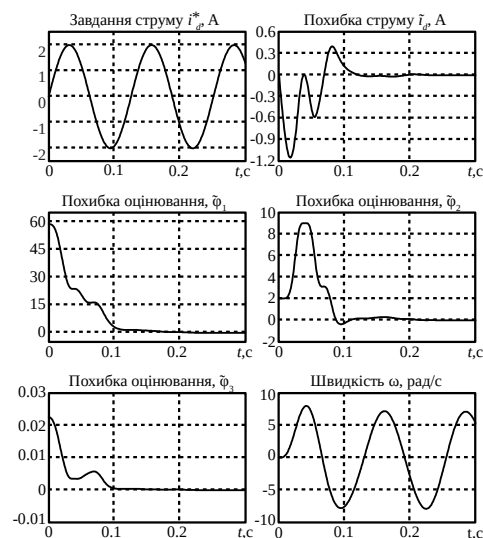


Рисунок 1 – Перехідні процеси оцінювання

$$\varphi_1 = \frac{R}{L_d}, \quad \varphi_2 = \frac{L_q}{L_d}, \quad \varphi_3 = L_d$$

Б. Ідентифікація параметру (L_{md}) відбувається на другому етапі. Опір R та індуктивності L_d , L_q вважаються відомими. Заданий моментний струм сформовано у вигляді $i_q^* = \sin(50t)$, в той час як $u_d = 0$.

На рис. 2 наведені графіки перехідних процесів при оцінюванні параметру φ_4 для коефіцієнтів налаштування $\lambda_4 = 80$, $k_{i1} = 1000$, з початковим значенням $\hat{\varphi}_4(0) = 0$.

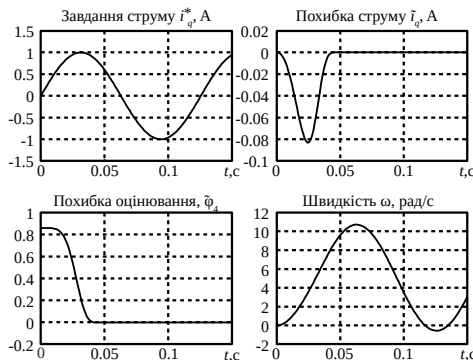


Рисунок 2 – Перехідні процеси при оцінюванні $\varphi_4 = L_{md}i_f$

В. Ідентифікація механічних параметрів. Останнім етапом процесу ідентифікації є оцінювання механічних параметрів двигуна, а саме моменту інерції J , моменту навантаження T_L та коефіцієнту в'язкого тертя v . В умовах тесту коефіцієнти налаштування спостерігача (40) встановлені: $k_{\omega} = 150$, $\lambda_5 = 90$, $\lambda_6 = 380$, $\lambda_7 = 1.6 \cdot 10^4$. Вхідні напруги двигуна сформовано у вигляді $u_q = 12\sin(50t) + 5\sin(150t)$, $u_d = 0$, момент навантаження $T_L = 10$ Н·м прикладається при $t = 0$ с і не змінюється протягом часу ідентифікації. Оцінки $\hat{\varphi}_5$, $\hat{\varphi}_6$, $\hat{\varphi}_7$, мають нульові початкові умови.

На рис. 3 наведено графіки перехідних процесів оцінювання невідомих параметрів φ_5 , φ_6 , φ_7 та швидкості ω в умовах розглянутого тесту.

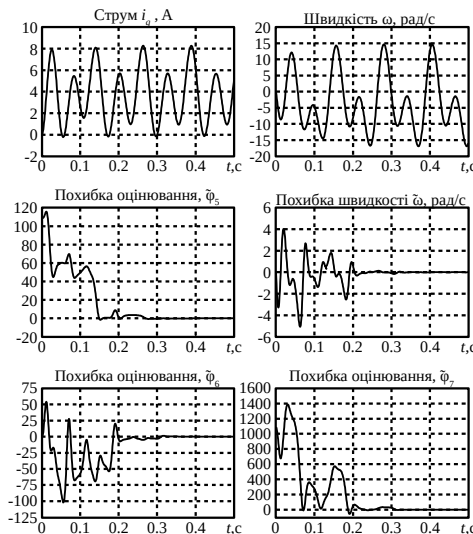


Рисунок 3 – Перехідні процеси оцінювання параметрів

$$\varphi_5 = \frac{1}{O}, \varphi_6 = \frac{v}{J}, \varphi_7 = \frac{T_L}{J}$$

З графіків перехідних процесів оцінювання механічних параметрів IPMSM за допомогою адаптивного спостерігача кутової швидкості слідує, що в умовах сформованого тесту ідентифікація відбувається за час, який не перевищує 0.4 с, а загальний час ідентифікації параметрів на трьох етапах не перевищує 1÷2 с.

Висновки. Синтезовано лінеаризуючий зворотнім зв'язком алгоритм відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості і прямої компоненти струму статора явнополюсного двигуна зі збудженням від постійних магнітів, який забезпечує асимптотичне відпрацювання вихідних координат з властивістю їх асимптотичної розв'язки, а також асимптотичної лінеаризації підсистеми керування кутовою швидкістю, за умови відомих параметрів двигуна. Завдяки цьому з'являється можливість керування компонентами вектора струму статора з метою реалізації енергоефективних алгоритмів не впливаючи при цьому на процеси регулювання механічних координат.

Запропоновано триетапну процедуру початкової ідентифікації параметрів синхронного двигуна для реалізації функції «self-commissioning». Послідовне включення синтезованих адаптивних алгоритмів дозволяє оцінювати всі сім параметрів синхронного двигуна в умовах сформованих тестів так, що загальна тривалість процесу «self-commissioning» не перевищує декількох секунд.

Список літератури

1. Seung-Ki Sul. *Control of Electric Machine Drive System*. Hoboken: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 121 p.
2. Marino R., Peresada S., Tomei P. On-line stator and rotor resistance identification in induction motor. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2000. Vol. 8. pp. 570 – 579.
3. Marino R., Peresada S., Tomei P. Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors. *Automatica*. 1995. Vol. 31, issue 11. pp. 1595 – 1604.
4. Moreno-Valenzuela J., Quevedo-Pillado Y., Pérez-Aboytes R., González-Hernández L. Lyapunov-Based Adaptive Control for the Permanent Magnet Synchronous Motor Driving a Robotic Load. *Journal of Circuits, Systems and Computers*. 2017. Vol. 26, issue 11. pp. 1 – 31.
5. Garin M. Schoonhoven, Mohammad Nasir Uddin. MTPA- and FW-Based Robust Nonlinear Speed Control of IPMSM Drive Using Lyapunov Stability Criterion. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016. Vol. 52, issue 5. pp. 4365 – 4374.
6. Jeong Y., Sul S. Adaptive Flux Observer with On-line Inductance Estimation of an IPMSM Considering Magnetic Saturation. *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*. Recife, 2005. pp. 2467 – 2473.
7. Underwood S. J., Husain I. Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010. Vol. 57, issue 7. pp. 2435 – 2443.
8. Morimoto S., Shimmei A., Sanada M., Takeda Y. Position and speed sensorless control system of permanent magnet synchronous motor with parameter identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006. Vol. 126, issue 6. pp. 748 – 755.
9. Morimoto S., Sanada M. and Takeda Y. Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006. Vol. 42, issue 5. pp. 1241 – 1248.
10. Sim Hyun-Woo, Lee June-Seok, Lee Kyo-Beum On-line parameter estimation of interior permanent magnet synchronous motor using an extended Kalman filter. *Journal of Electrical Engineering and Technology*. 2014. Vol. 9, issue 2. pp. 600 – 608.

11. Odhano S. A., Giangrande P., Bojoi R. I., Gerada C. Self-commissioning of interior permanent-magnet synchronous motor drives with high-frequency current injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2014. Vol. 50, issue 5. pp. 3295 – 3303.
12. Narendra K. S., Annaswamy A. M. *Stable adaptive systems*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1989. 494 p.
13. Sepulchre R., Jankovic M., Kokotovic P. *Constructive Nonlinear Control*. Berlin: Springer-Verlag, 1997. 313 p.
14. Пересада С. М., Онанко А. Ю. Унифицированные системы обработки углового положения, построенные на основе принципа пассивности. *Технічна електродинаміка*. Київ: ІЕД НАНУ. 2013, №2. С. 36 – 42.
7. Underwood S. J., Husain I. Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010, vol. 57, issue 7. pp. 2435 – 2443.
8. Morimoto S., Shimmei A., Sanada M., Takeda Y. Position and speed sensorless control system of permanent magnet synchronous motor with parameter identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006, vol. 126, issue 6. pp. 748 – 755.
9. Morimoto S., Sanada M. and Takeda Y. Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006, vol. 42, issue 5. pp. 1241 – 1248.
10. Sim Hyun-Woo, Lee June-Seok, Lee Kyo-Beum On-line parameter estimation of interior permanent magnet synchronous motor using an extended Kalman filter. *Journal of Electrical Engineering and Technology*. 2014., vol. 9, issue 2. pp. 600 – 608.
11. Odhano S. A., Giangrande P., Bojoi R. I., Gerada C. Self-commissioning of interior permanent-magnet synchronous motor drives with high-frequency current injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2014, vol. 50, issue 5. pp. 3295 – 3303.
12. Narendra K. S., Annaswamy A. M. *Stable adaptive systems*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1989. 494 p.
13. Sepulchre R., Jankovic M., Kokotovic P. *Constructive Nonlinear Control*. Berlin: Springer-Verlag, 1997. 313 p.
14. Peresada S. M., Onanko A. U. *Unifitsirovannyye sistemy otrabotki uglovogo polozheniya, postroyennyye na osnove printsipa passivnosti* [Unified systems of angular position control based on passivity principle]. *Tekhnicheskaya elektrodinamika* [Technical Electrodynamics]. Kyiv: IED NANU. 2013, №2. pp. 36 – 42.
1. Seung-Ki Sul. *Control of Electric Machine Drive System*. Hoboken: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 121 p.
2. Marino R., Peresada S., Tomei P. On-line stator and rotor resistance identification in induction motor. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2000, vol. 8. pp. 570 – 579.
3. Marino R., Peresada S., Tomei P. Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors. *Automatica*. 1995, vol. 31, issue 11. pp. 1595 – 1604.
4. Moreno-Valenzuela J., Quevedo-Pillado Y., Pérez-Aboytes R., González-Hernández L. Lyapunov-Based Adaptive Control for the Permanent Magnet Synchronous Motor Driving a Robotic Load. *Journal of Circuits, Systems and Computers*. 2017, vol. 26, issue 11. pp. 1 – 31.
5. Garin M. Schoonhoven, Mohammad Nasir Uddin. MTPA- and FW-Based Robust Nonlinear Speed Control of IPMSM Drive Using Lyapunov Stability Criterion. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016, vol. 52, issue 5. pp. 4365 – 4374.
6. Jeong Y., Sul S. Adaptive Flux Observer with On-line Inductance Estimation of an IPMSM Considering Magnetic Saturation. *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*. Recife, 2005. pp. 2467 – 2473.

References (transliterated)

Надійшла 28.05.2019

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Пересада Сергій Михайлович (Пересада Сергей Михайлович, Sergei Peresada) – доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», завідувач кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу (АЕМС–ЕП); м. Київ, Україна; e-mail: sergei.peresada@gmail.com

Решетник Віктор Сергійович (Решетник Виктор Сергеевич, Victor Reshetnyk) – аспірант, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу (АЕМС–ЕП); м. Київ, Україна; e-mail: reshetnik93@gmail.com

Родькін Дмитро Ілліч (Родькин Дмитрий Ильич, Dmytro Rodkin) – студент, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу (АЕМС–ЕП); м. Київ, Україна; e-mail: rodkin.dmytro1@gmail.com

Зінченко Олексій Юрійович (Зинченко Алексей Юрьевич, Oleksii Zinchenko) – студент, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу (АЕМС–ЕП); м. Київ, Україна; e-mail: zinchenko.oleksii@ukr.net