

УДК 621.34

УМОВИ ПЕРСИСТНОСТІ ЗБУДЖЕННЯ ТА ФОРМУВАННЯ ЗАДАНОГО ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ В СИСТЕМАХ БЕЗДАВАЧЕВОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, В. О. Благодір

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
просп. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна. E-mail: sergei.peresada@gmail.com

Надано результати розробки та експериментального тестування алгоритму формування заданого поточозчеплення для систем векторного керування асинхронними двигунами без вимірювання механічних координат. Теоретично обґрунтовано та показано експериментально, що при відпрацюванні генераторних моментів навантаження в зоні низьких швидкостей ротора алгоритми бездавачевого керування можуть втрачати стійкість, оскільки умови персистентності збудження, які визначають спостережуваність кутової швидкості, в таких режимах не виконуються. Для вирішення вказаної проблеми запропоновано алгоритм формування заданого поточозчеплення, який активується при низьких швидкостях ротора та високих значеннях моментного струму статора. Зміна заданого поточозчеплення за розробленим законом дозволяє забезпечити умови персистентності збудження в усіх режимах роботи двигуна і, як наслідок, розширити зону стійкої роботи систем бездавачевого керування асинхронними двигунами та підвищити показники якості керування кутовою швидкістю в зоні низьких швидкостей. Результати експериментальних досліджень підтверджують ефективність запропонованого рішення.

Ключові слова: асинхронний двигун, бездавачеве векторне керування, персистентність збудження.

УСЛОВИЯ ПЕРСИСТНОСТИ ВОЗБУЖДЕНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ ЗАДАННОГО ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ В СИСТЕМАХ БЕЗДАТЧИКОВОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. О. Благодир

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
просп. Победы, 37, г. Киев, 03056, Украина. E-mail: sergei.peresada@gmail.com

Представлены результаты разработки и экспериментального тестирования алгоритма формирования заданного поточозчепления для систем векторного управления асинхронными двигателями без измерения механических координат. Теоретически обосновано и показано экспериментально, что при отработке генераторных моментов нагрузки в зоне низких скоростей ротора алгоритмы бездатчикового управления могут терять устойчивость, поскольку условия персистентности возбуждения, которые определяют наблюдаемость угловой скорости, в таких режимах не выполняются. Для решения указанной проблемы предложен алгоритм формирования заданного поточозчепления, который активируется при низких скоростях ротора и высоких значениях моментного тока статора. Изменение заданного поточозчепления с использованием разработанного закона позволяет обеспечить условия персистентности возбуждения во всех режимах работы двигателя и, как следствие, расширить зону устойчивой работы систем бездатчикового управления асинхронными двигателями, а также повысить показатели качества управления угловой скоростью в зоне низких скоростей. Результаты экспериментальных исследований подтверждают эффективность предложенного решения.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, бездатчиковое векторное управление, персистентность возбуждения.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Системи векторного керування асинхронними двигунами (АД) без вимірювання кутової швидкості на сьогодні сформуvalи промисловий стандарт для технологічних використань із низькими й середніми вимогами до статичних та динамічних показників якості регулювання координат АД [1–3]. Одним із принципових факторів, які обмежують сфери застосування цих систем, є деградація якості керування в діапазоні низьких швидкостей та навіть втрата стійкості в генераторних режимах роботи. У [4] авторами подано загальнотеоретичне рішення проблеми бездавачевого керування АД, в якому вперше надано математичне формулювання персистентності збудження, що визначає необхідні умови для оцінювання кутової швидкості ротора в зоні її низьких значень. Висновки [4] співпадають із результатами [5, 6] щодо загальних властивостей спостережуваності моделі АД. У [7] надано розвиток алгоритму [4] з метою підвищення

властивостей робастності відносно немодельованої динаміки в контурах регулювання струму статора.

Метою даного дослідження є розробка методу формування умов персистентності збудження при бездавачевому керуванні за рахунок специфікації заданого поточозчеплення для розширення діапазону регулювання кутової швидкості.

Алгоритм бездавачевого керування [7]. Рівняння алгоритму векторного керування кутовою швидкістю АД у полеорієнтованій системі координат ($d-q$) мають вигляд:

– регулятор поточозчеплення

$$i_d^* = \frac{(\alpha\psi^* + \psi^*)}{\alpha L_m};$$

$$\omega_0 = \hat{\omega} + \alpha L_m \frac{i_q^*}{\psi^*} + \frac{v_0}{\psi^*}; \tag{1}$$

$$v_0 = \frac{1}{\beta} [(1 + \gamma_1)\hat{\omega} + \alpha L_m i_q / \psi^*] \tilde{i}_d;$$

– спостерігач польової компоненти струму статора
 $\dot{\hat{i}}_d = -\gamma \hat{i}_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi^* + \sigma^{-1} u_d + k_1 \tilde{i}_d;$ (2)

– регулятор швидкості

$$i_q^* = \frac{(\dot{\omega}^* + v \omega^* - k_o e_\omega + \hat{M}_c)}{\mu \psi^*};$$
 (3)

$\hat{M}_c = -k_{oi} e_\omega;$
 – спостерігач кутової швидкості
 $\dot{\hat{i}}_q = -\gamma \hat{i}_q - \omega_0 i_d - \beta \psi^* \hat{\omega} + \sigma^{-1} u_q + k_o \tilde{i}_q;$
 $\dot{e}_\omega = -k_{oi} \tilde{i}_q;$
 $\hat{\omega} = \omega^* + e_\omega;$ (4)

– регулятори струмів
 $u_d = \sigma (\gamma i_d^* - \omega_0 i_q^* - \alpha \beta \psi^* + i_d^* - k_i \tilde{i}_d - x_d);$ (5)
 $u_q = \sigma (\gamma i_q^* + \omega_0 i_d^* + \beta \hat{\omega} \psi^* + i_q^* - k_i \tilde{i}_q - x_q);$

$\dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_d;$
 $\dot{x}_q = k_{ii} \tilde{i}_q;$ (6)

де i_d^*, i_q^* – задані значення для польової i_d та моментної i_q компонент струму статора; $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибки відпрацювання струмів; x_d, x_q – інтегральні складові регуляторів струму; \hat{i}_d, \hat{i}_q – оцінки струмів; $\tilde{i}_d = i_d - \hat{i}_d$, $\tilde{i}_q = i_q - \hat{i}_q$ – по-

хибки оцінювання струмів i_d, i_q ; u_d, u_q – компоненти вектора напруги статора; ω^* – задана кутова швидкість; ω_0 – кутова швидкість обертання синхронної системи координат ($d-q$) відносно стаціонарної ($a-b$); $\hat{\omega}$ – оцінена кутова швидкість ω ; ψ^* – задане потокозчеплення; \hat{M}_c – оцінене значення константи $\frac{M_c}{J}$; M_c – момент навантаження; v – коефіцієнт в'язкого тертя; J – момент інерції; додатні константи $\alpha, \beta, \gamma, \sigma, \mu$, які залежать від електричних та механічних параметрів двигуна, визначені стандартним чином [4]; L_m – індуктивність намагнічуючого контуру; $(k_i, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційних та інтегральних складових регуляторів струму; $(k_o, k_{oi}) > 0, k_1 > 0$ – параметри налаштування спостерігача кутової швидкості й польової компоненти струму статора; v_0 – коригуючий зворотній зв'язок, який синтезовано з використанням другого методу Ляпунова; $\gamma_1 > 0$ – коефіцієнт налаштування; без втрати загальності в моделі АД прийнято одну пару полюсів.

Структурну схему алгоритму бездавачевого керування на основі адаптивного спостерігача пониженого порядку зображено на рис. 1.

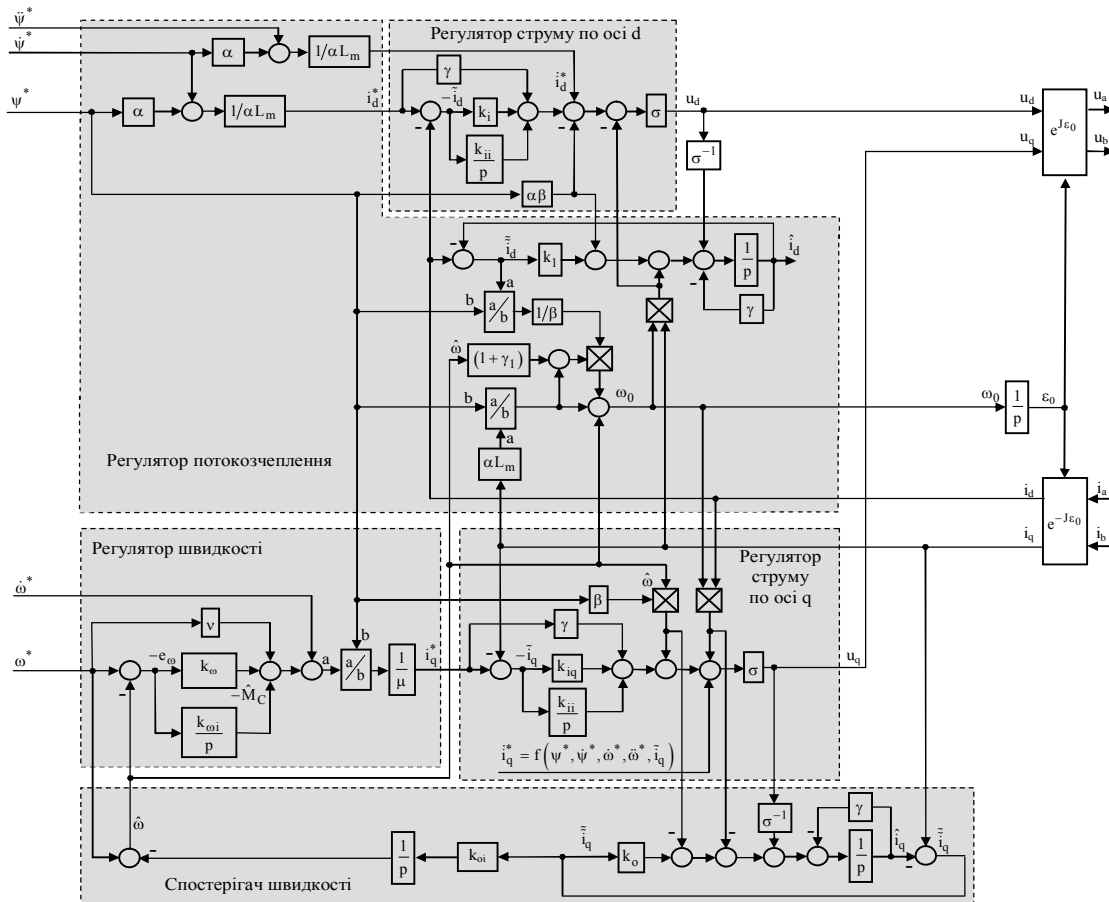


Рисунок 1 – Структурна схема алгоритму бездавачевого векторного керування

При використанні алгоритму (1)–(6) отримаємо наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання $(\tilde{i}_d, x_d, \tilde{i}_q, x_q, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, e_\omega, \tilde{i}_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d)^T$ у замкнутій системі:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -(\gamma + k_i)\tilde{i}_d + \omega_0\tilde{i}_q + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q - x_d; \\ \dot{x}_d &= k_{ii}\tilde{i}_d; \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + k_i)\tilde{i}_q - \omega_0\tilde{i}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d - \\ &\quad - \beta\psi^*(\tilde{\omega} - e_\omega) - x_q + v_q; \\ \dot{x}_q &= k_{ii}\tilde{i}_q; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i}e_\omega; \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_\omega e_\omega - \tilde{M}_c - v\tilde{\omega} + \mu\psi^*\tilde{i}_q + \\ &\quad + \xi_{\varphi 1}(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d, \tilde{M}_c, e_\omega, t); \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega &= -k_{i\omega}\tilde{i}_q; \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq}\tilde{i}_q - \beta\psi^*(-e_\omega + \tilde{\omega}) + \\ &\quad + \xi_{\varphi 2}(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{\omega}, t); \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q + \alpha L_m\tilde{i}_d; \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d + \alpha L_m\tilde{i}_q + \\ &\quad + \psi^*(-e_\omega + \tilde{\omega}) - v_0; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -k_{id}\tilde{i}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q;$$

з виразами $\xi_{\varphi 1}$ та $\xi_{\varphi 2}$:

$$\begin{aligned} \xi_{\varphi 1} &= \mu(\tilde{\psi}_d\dot{i}_q - \tilde{\psi}_q\dot{i}_d); \\ \xi_{\varphi 2} &= \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d, \end{aligned} \quad (11)$$

де $\tilde{M}_c = \frac{M_c}{J} - \hat{M}_c$, $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi^*$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q - \psi^*$ – похибки відпрацювання компонент вектора потокозчеплення ротора; $\omega_2 = \omega_0 - \omega$ – частота ковзання; $k_{id} = \gamma + k_1$; $k_{iq} = \gamma + k_0$.

Метод формування заданого потокозчеплення. Теоретичний результат відносно стійкості нелінійної системи одинадцятого порядку (7)–(11) базується на умовах персистентності збудження, які формулюються наступним чином.

Згідно з дослідженням [4], сигнал

$$\mathbf{\Omega} = \begin{pmatrix} \Omega_a(t) \\ \Omega_b(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha \cos \varepsilon_0^r - \omega^* \sin \varepsilon_0^r & 0 \\ \alpha \sin \varepsilon_0^r + \omega^* \cos \varepsilon_0^r & 0 \end{pmatrix} \quad (12)$$

є таким, що персистентно збуджує [8], якщо існують додатні константи T , k , які забезпечують виконання умови

$$\int_t^{t+T} \mathbf{\Omega}(\tau)\mathbf{\Omega}^T(\tau)d\tau \geq k\mathbf{I} > 0, \quad \forall t \geq 0, \quad (13)$$

де $\varepsilon_0^r = \omega_0^r = \omega^* + \alpha L_m i_q^r / \psi^*$; $i_q^r = (\dot{\omega}^* + M_c J^{-1}) / \mu \psi^*$;

\mathbf{I} – одинична матриця.

Аналітичне дослідження умов (13) не може бути виконано при розгляді загальних режимів роботи АД, але принципові висновки можуть бути отримані з розгляду усталених режимів. Припустимо, що завдання для кутової швидкості ω^* , потокозчеплення ψ^* , а також момент навантаження M_c є постійними. За цих умов в усталеному режимі ω_{0r} є постійною й тому $\varepsilon_{0r} = \omega_{0r} t$. Якщо $\omega_{0r} = 0$, що відповідає збудженню АД постійним струмом, то розрахунок матриці (13) дає

$$\int_t^{t+T} \mathbf{\Omega}(\tau)\mathbf{\Omega}^T(\tau)d\tau = \int_t^{t+T} \begin{bmatrix} \alpha^2 & \alpha\omega^* \\ \alpha\omega^* & (\omega^*)^2 \end{bmatrix} d\tau, \quad (14)$$

тобто матриця є напівдодатно визначеною й тому умови персистентності збудження не виконуються.

За умов, коли $\omega_{0r} \neq 0$, визначимо $T = 2\pi/|\omega_{0r}|$, тоді маємо:

$$\begin{aligned} \int_t^{t+T} \mathbf{\Omega}(\tau)\mathbf{\Omega}^T(\tau)d\tau &= \\ &= \frac{\pi}{|\omega_{0r}|} \begin{bmatrix} \alpha^2 + (\omega^*)^2 & 0 \\ 0 & \alpha^2 + (\omega^*)^2 \end{bmatrix} > \\ &> \frac{\pi\alpha^2}{|\omega_{0r}|} \mathbf{I}, \quad \forall \omega^*. \end{aligned} \quad (15)$$

Таким чином, умови персистентності збудження виконуються в усіх сталих режимах за виключенням режиму збудження постійним струмом, що виникає при роботі на низьких швидкостях, коли до валу прикладається генераторний момент навантаження.

Оскільки ω_{0r} залежить від ω^* , M_c та ψ^* , то завдання для потокозчеплення може бути використано як додаткова ступінь свободи для виключення умови $\omega_{0r} = 0$. Для досягнення цієї мети пропонується використовувати селекцію завдання для потокозчеплення так, щоб максимізувати ω_{0r} з урахуванням фізичних обмежень, що пов'язані з насиченням. Сформуємо для усталеного режиму допоміжну синхронну швидкість обертання у вигляді

$$\omega_{0n} = \omega^* + \frac{\alpha L_m (v\omega^* + \hat{M}_c)}{\mu\psi^{*2}}. \quad (16)$$

У (16) є ступінь свободи для селекції ψ^* так, щоб значення $|\omega_{0n}|$ було максимальним, при $\psi^* \in [\psi_m^*, \psi_M^*]$. Обмеження ψ_m^* відповідає мінімальному значенню, а ψ_M^* – максимальному з урахуванням насичення магнітної системи АД. Наступний алгоритм дозволяє уникнути збудження АД постійним струмом:

$$\psi^* = \begin{cases} \psi_m^* & \text{при } (v\omega^* + \hat{M}_c)\rho \geq 0; \\ \psi_M^* & \text{при } (v\omega^* + \hat{M}_c)\rho < 0 \end{cases} \quad (17)$$

$$3 \frac{1}{\Psi^{*2}} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\Psi_m^{*2}} + \frac{1}{\Psi_M^{*2}} \right), \quad \rho = \left(\frac{\mu}{\alpha L_m} \omega^* + \frac{v \omega^* + \hat{M}_c}{\Psi^{*2}} \right).$$

На рис. 2 показано, як необхідно вибирати заданий потік залежно від ω^* та \hat{M}_c . Відзначимо, що мінімальний рівень потокозчеплення вибирається в рушійному режимі, в той час як максимальне потокозчеплення вводиться тільки в генераторних режимах роботи АД. Рішення (17) гарантує уникнення умов збудження АД постійним струмом.

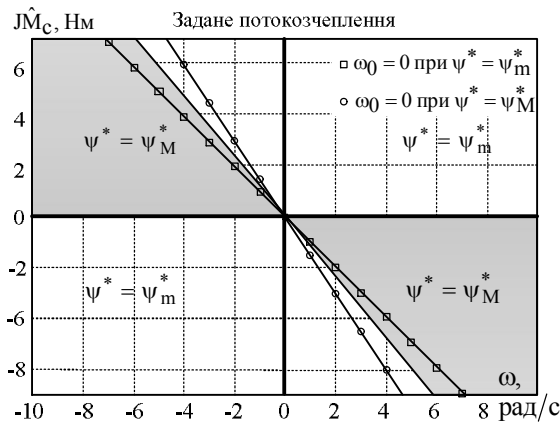


Рисунок 2 – Задане потокозчеплення

Стратегія селекції заданого потокозчеплення активується тільки при низьких частотах напруги живлення та високих значеннях моментного струму. При роботі з високими частотами живлення умови спостережуваності завжди забезпечуються, тому задане значення потокозчеплення встановлюється рівним номінальному значенню. Більш того, робота з малими моментними струмами при низьких частотах напруги живлення не є критичною з практичної точки зору, оскільки малий момент двигуна співвирісний із моментом тертя. З іншого боку, при малих моментах двигуна варіації частоти живлення, які досягаються за рахунок зміни рівня потокозчеплення, є менш ефективними (16).

Результати експериментального тестування. Експериментальні дослідження виконані з використанням трьох АД на дослідних установках, типова функціональна схема яких зображена на рис. 3. Параметри досліджуваних АД наведено в табл. 1.

Кожна експериментальна установка включає в себе: керуючий контролер [9] на основі 32-розрядного цифрового сигнального процесора (ЦСП) з плаваючою комою TMS320F28335, в якому реалізується досліджуваний алгоритм; силову частину перетворювача частоти; персональний комп'ютер для програмування контролера та візуалізації перехідних процесів необхідних змінних; досліджуваний АД; навантажувальний агрегат. Для вимірювання швидкості використовується фотоімпульсний давач інкрементального типу з роздільною здатністю 2500 імпульсів/об. Період квантування встановлено рівним 200 мкс.

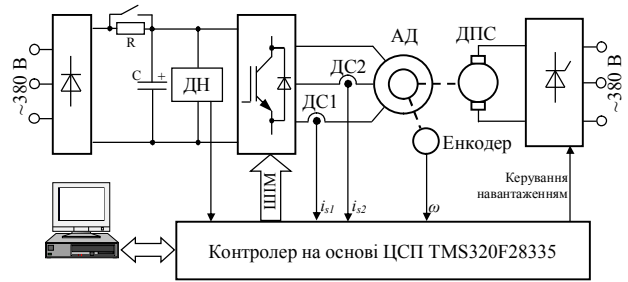


Рисунок 3 – Функціональна схема експериментальної установки

Таблиця 1 – Параметри досліджуваних АД

Параметр	АД № 1	АД № 2	АД № 3
P , кВт	2,2	5,5	1,1
Число пар полюсів	2	2	2
R_1 , Ом	3,5	0,94	10
R_2 , Ом	1,98	0,65	3,9
L_1 , Гн	0,264	0,124	0,47
L_2 , Гн	0,264	0,124	0,47
L_m , Гн	0,251	0,118	0,43
J , кг м ²	0,0165	0,17	0,0034

Тестування системи бездавачевого керування з АД № 1 виконувалося з використанням послідовності операцій керування (рис. 4), яка включає наступні етапи:

- збудження АД на початковому інтервалі часу (0–0,25 с) з використанням заданої траєкторії потокозчеплення, яка починається з $\psi^*(0) = 0,02$ Вб і досягає заданого значення $\psi^*(0) = 0,96$ Вб з першою похідною, що дорівнює 3,76 Вб/с;

- починаючи з $t = 0,6$ с, ненавантажений АД здійснює відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості другого порядку, яка показана на рис. 4, і починається з нуля та досягає заданого усталеного значення, що дорівнює 15, 5, 1 рад/с;

- на інтервалі часу 1,2–1,7 с до валу двигуна стрибком прикладається й знімається момент навантаження, який дорівнює номінальному (15 Нм).

Як видно з графіків перехідних процесів моментної складової струму статора та похибки відпрацювання кутової швидкості, показаних на рис. 5, 6, розроблена система бездавачевого керування забезпечує стійку роботу двигуна при заданих швидкостях відповідно 15 та 1 рад/с як при рушійному, так і при генераторному моментах навантаження.

Роботу системи на нульовій швидкості зображено на рис. 7. У всіх цих режимах роботи умови перестійності збудження виконуються, тому швидкість є спостережуваною.

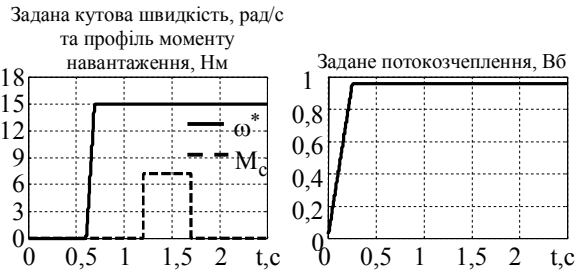


Рисунок 4 – Задані траєкторії та профіль моменту навантаження

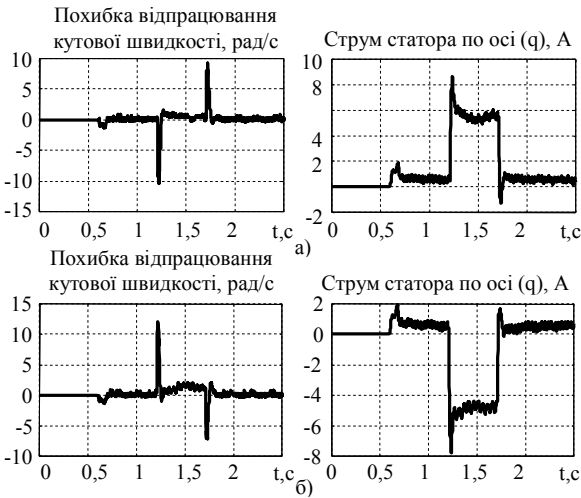


Рисунок 5 – Перехідні процеси при $\omega^* = 15 \text{ рад/с}$:
а) рушійний момент навантаження; б) генераторний момент навантаження

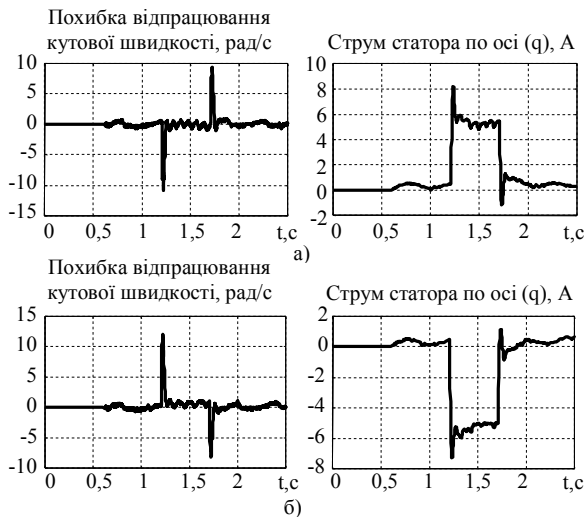


Рисунок 6 – Перехідні процеси при $\omega^* = 1 \text{ рад/с}$:
а) рушійний момент навантаження; б) генераторний момент навантаження

На рис. 8 показано перехідні процеси при $\omega^* = 5 \text{ рад/с}$. При відпрацюванні рушійного моменту навантаження на цій швидкості (рис. 8,а) робота системи залишається стійкою, в той час як при відпрацюванні генераторного моменту навантаження

(рис. 8,б) частота струму статора стає нульовою, умови персистентності збудження порушуються, з'являється наростаюча похибка відпрацювання швидкості й система прагне до втрати стійкості.



Рисунок 7 – Перехідні процеси при $\omega^* = 0 \text{ рад/с}$

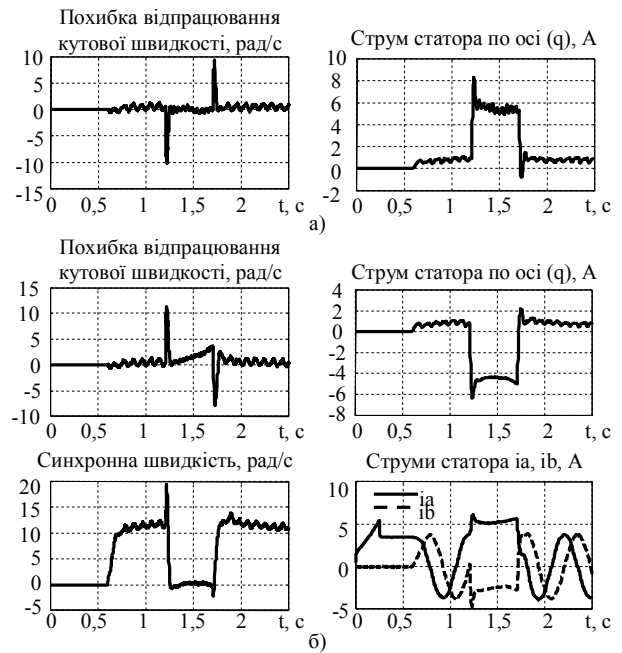


Рисунок 8 – Перехідні процеси при $\omega^* = 5 \text{ рад/с}$:
а) рушійний момент навантаження;
б) генераторний момент навантаження

Графіки перехідних процесів для АД № 2 при $\omega^* = 20 \text{ рад/с}$, $\omega^* = 1,5 \text{ рад/с}$ та відпрацюванні рушійного моменту навантаження зображено на рис. 9. При виконанні цих тестів послідовність операцій керування була модифікована так, що двигун починав розганятися при $t = 0,5 \text{ с}$, а момент навантаження прикладався на інтервалі часу 1,5–2,5 с.

Як і в попередньому випадку, система забезпечує високі показники якості регулювання кутової швидкості при виконанні умов персистентності збудження.

Аналогічні дослідження проведено з АД № 3, при тестуванні якого верифіковано алгоритм формування заданого потокозчеплення (17).

При виконанні тестів було встановлено наступні параметри алгоритму вибору заданого потокозчеплення: мінімальне та максимальне потокозчеплення дорівнюють $\pm 10\%$ від значення $\psi^* = 0,86 \text{ Вб}$, яке використовується при високих частотах живлення,

тобто $\psi_m^* = 0,77$ Вб, $\psi_M^* = 0,95$ Вб. Результовуючий сигнал завдання потокозчеплення формується нелінійним фільтром [10] з максимальними значеннями першої та другої похідних, що дорівнюють 2 Вб/с та 50 Вб/с².

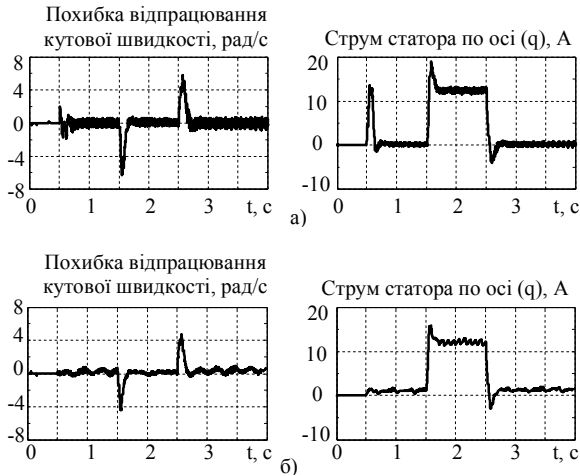


Рисунок 9 – Перехідні процеси з АД № 2:

а) $\omega^* = 20$ рад/с ; б) $\omega^* = 1,5$ рад/с

Відповідно до рис. 10, для тесту використано послідовність операцій керування, яка включає відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості з усталеним значенням $\omega^* = 7,5$ рад/с (5 % від номінальної) та компенсацію постійного номінального генераторного моменту навантаження на інтервали часу 0,6–1,3 с.

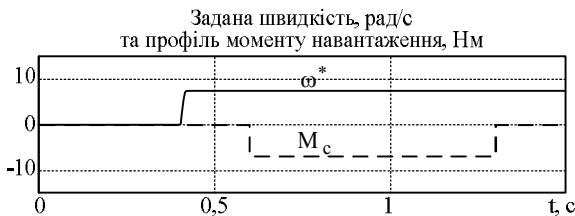


Рисунок 10 – Послідовність операцій керування

У першому тесті, графіки перехідних процесів якого показані на рис. 11, використовується задане потокозчеплення $\psi^* = \psi_m^*$, що призводить до втрати персистентності збудження під час компенсації генераторного моменту навантаження, тобто $\omega_0 \cong 0$. З графіків на рис. 11 видно, що внаслідок порушення умови оцінюваності кутової швидкості виникають похибки її відпрацювання.

При виконанні другого тесту (рис. 12) задане потокозчеплення формується відповідно до рівняння (17). У цьому випадку синхронна швидкість під навантаженням не дорівнює нулю, умови персистентності збудження виконуються, що дозволяє забезпечити нульові похибки оцінювання та відпрацювання кутової швидкості.

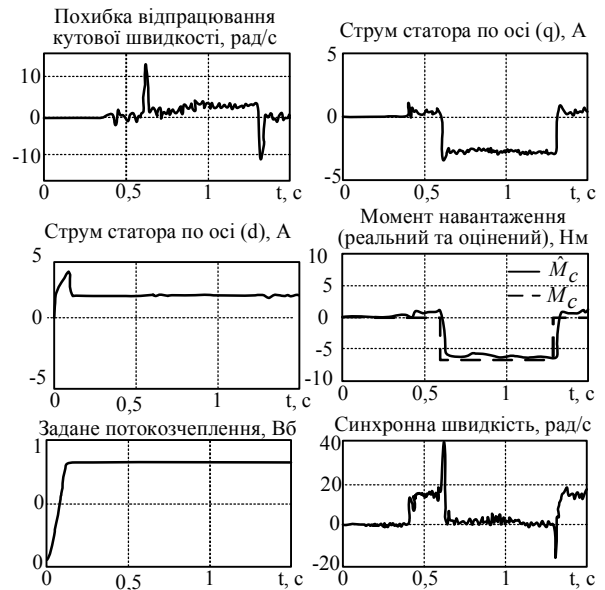


Рисунок 11 – Перехідні процеси без використання алгоритму вибору заданого потокозчеплення

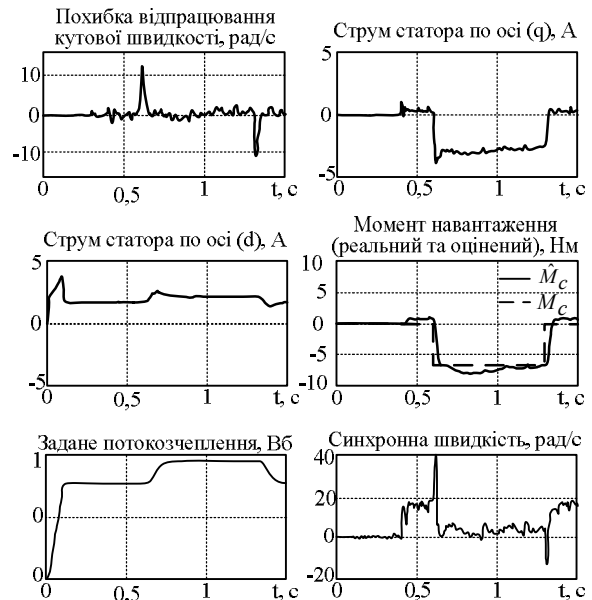


Рисунок 12 – Перехідні процеси з використанням алгоритму вибору заданого потокозчеплення

ВИСНОВКИ. На основі аналізу режимів роботи асинхронного двигуна в системі бездавачевого керування встановлено, що умови персистентності збудження, які визначають спостережуваність кутової швидкості, не виконуються для режимів збудження двигуна постійним струмом, що утворюються при роботі з генераторними моментами навантаження на малих швидкостях.

Запропонований алгоритм формування заданого потокозчеплення дозволяє уникнути режиму роботи з постійним струмом у статорі й забезпечити стійкість системи у всьому діапазоні регулювання кутової швидкості. Результати експериментальних досліджень підтверджують ефективність запропонованого рішення.

ЛІТЕРАТУРА

1. Holtz J. Perspectives of sensorless AC drives technology from the state of the art to future trends // *Proceedings of PCIM Europe*. – Germany: Nurnberg, 2005. – PP. 80–87.

2. Pacas M. Sensorless drives in industrial applications // *IEEE Industrial Electronics Magazine*. – 2011. – Iss. 5 (3). – PP. 16–23.

3. Holtz J. Sensorless Control of Induction Machines – With or Without Signal Injection? // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2006. – Iss. 53/2006 (1). – PP. 7–30.

4. Montanary M., Peresada S., Tilli A. A speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation // *Automatica*. – 2006. – Iss. 42/2006 (10). – PP. 1637–1650.

5. Canudas De Wit C., Youssef A., Barbot J.P. et al. Observability conditions of induction motors at low frequencies // *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*. – Sydney, Australia, 2000. – Iss. 3/2000. – PP. 2044–2049.

6. Ibarra-Rojas S., Moreno J., Espinosa-Perez G. Global observability analysis of sensorless induction

motors // *Automatica*. – 2004. – Iss. 40/2004 (6). – PP. 1079–1085.

7. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Дымко С.С. Робастифіковане бездатчикове векторне управління асинхронним двигателем на основі адаптивного наблюдателя пониженого порядку // *Техническая электродинамика*. – 2012. – Вып. 2. – С. 81–82.

8. Narendra K.S., Annaswamy A.M. *Stable Adaptive Systems*. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. – 496 p.

9. Ковбаса С.М., Воронко А.Б. Высокопроизводительный унифицированный контроллер на основе DSP TMS320F28335 для электромеханических систем // *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Збірник наукових праць. Серія «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика». – Харків: НТУ «ХПІ», 2013. – Вып. 36 (1009). – С. 293–295.

10. Zanasi R., Guarino Lo Bianco C., Tonielli A. Nonlinear filters for the generation of smooth trajectories // *Automatica (Journal of IFAC)*. – 2000. – Iss. 36/2000 (3). – PP. 439–448.

PERSISTENCY OF EXCITATION CONDITIONS AND FLUX REFERENCE SELECTION ALGORITHM FOR SPEED SENSORLESS CONTROL OF INDUCTION MOTORS

S. Peresada, S. Kovbasa, V. Blagodir

National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute”

prosp. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine. E-mail: sergei.peresada@gmail.com

This paper presents the results of development and experimental testing of a flux reference selection algorithm for vector control system of induction motors without using speed sensors. Theoretically proofed and experimentally shown that speed sensorless algorithms can lose stability under the regenerative loads at zero speed region, whereas a persistency of excitation condition related to speed observability properties is not satisfied. To overcome this issue the flux reference selection algorithm which activates at rotor low speed and high magnitude of stator current torque component is proposed. Flux reference selection by proposed algorithm guarantees persistency of excitation condition in all operating modes of induction motor and therefore improves stability and speed tracking performances at zero speed region. Experimental results confirm the effectiveness of the proposed approach.

Key words: induction motor, sensorless control, persistency of excitation.

REFERENCES

1. Holtz, J. (2005), "Perspectives of sensorless AC drives technology from the state of the art to future trends", *Proceedings of PCIM Europe*, Nurnberg, Germany, pp. 80–87.

2. Pacas, M. (2011), "Sensorless drives in industrial applications", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol. 5, no. 3, pp. 16–23.

3. Holtz, J. (2006), "Sensorless Control of Induction Machines – With or Without Signal Injection?", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, no. 1, pp. 7–30.

4. Montanary, M., Peresada, S. and Tilli, A. (2006), "A speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation", *Automatica*, Vol. 42, no. 10, pp. 1637–1650.

5. Canudas, De Wit, C., Youssef, A., Barbot, J.P. et al. (2000), "Observability conditions of induction motors at low frequencies", *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, Sydney, Australia, Vol. 3, pp. 2044–2049.

6. Ibarra-Rojas, S., Moreno, J. and Espinosa-Perez, G. (2004), "Global observability analysis of sensorless

induction motors", *Automatica (Journal of IFAC)*, Vol. 40, no. 6, pp. 1079–1085.

7. Peresada, S.M., Kovbasa, S.N. and Dymko, S.S. (2012), "Robustified sensorless vector control of induction motor based on adaptive reduced order observer", *Tekhnicheskaja elektrodinamika*, Vol. 2, pp. 81–82. (in Russian)

8. Narendra, K.S. and Annaswamy, A.M. (1989), *Stable Adaptive Systems*, New Jersey, Englewood Cliffs, Prentice Hall, 496 p.

9. Kovbasa, S.N. and Voronko, A.B. (2013), "High-performance unified controller based on DSP TMS320F28335 for electromechanical systems", *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «KhPI»*. Zbirnyk naukovykh prats. Seriia "Problemy avtomatyzovanoho elektropryvodu. Teoriia i praktyka", Vol. 36, no. 1009, pp. 293–295. (in Russian)

10. Zanasi, R., Guarino Lo Bianco, C. and Tonielli, A. (2000), "Nonlinear filters for the generation of smooth trajectories", *Automatica (Journal of IFAC)*, Vol. 36, no. 3, pp. 439–448.

Стаття надійшла 22.10.2015.