

ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГУНА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Анотація

Представлено дослідження алгоритму векторного керування швидкістю синхронного реактивного двигуна експериментальним шляхом та моделюванням. Представлені результати дозволяють виявити основні проблеми при керуванні двигуном та шляхи їх подолання.

Ключові слова: синхронний реактивний двигун, векторне керування, ПІ-регулятор.

Abstract

The research of the algorithm of vector control of the speed of synchronous reluctance motor by experimental way and by modeling is presented. The presented results reveal the main problems with control of motor and how to solve them.

Keywords: synchronous reluctance motor, vector control, PI-controller.

Вступ

До класу синхронних електричних машин без демпферних обмоток на роторі відносяться неявнополюсні та явнополюсні двигуни зі збудженням від постійних магнітів, а також синхронні двигуни з реактивним ротором (СРД).

СРД мають багато переваг завдяки своїй надійній конструкції, оскільки їх ротор не містить ні обмоток, ні постійних магнітів. Серед цих переваг можна виділити низький нагрів, низький момент інерції. СРД розглядаються як двигуни високої ефективності нового покоління, що здатні в майбутньому замінити асинхронні двигуни [1].

Задача керування СРД з метою отримання максимальної ефективності та мінімальних втрат розглядається вже довгий час в багатьох джерелах. Наприклад, в [2] – [3] представлено алгоритм керування швидкістю СРД з врахуванням насичення магнітної системи, де було експериментально показано, що ці ефекти мають сильний вплив на ефективність СРД. Також два методи керування СРД було представлено в [4], де на низьких швидкостях використовувалась різниця індуктивностей, а на високих – проти-ЕРС.

Актуальність роботи обумовлена необхідністю дослідження алгоритму векторного керування СРД при реальній роботі двигуна, з оцінкою розбіжності в результатах між моделюванням та експериментально. В роботі використано класичну структуру з ПІ-регуляторами струму та ПІ-регулятором швидкості, з формуванням керуючих струмів за методом МТПА, без врахування ефекту насичення магнітної системи.

Результати дослідження

Модель СРД, представлена в координатах ротора d-q має вигляд (1) [5].

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega, \\
M &= \frac{3}{2} p_n (L_d - L_q) i_d i_q, \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - v\omega - M_c), \\
\dot{i}_d &= L_d^{-1} (-R_1 i_d + p_n L_q i_q \omega + u_d), \\
\dot{i}_q &= L_q^{-1} (-R_1 i_q - p_n L_d i_d \omega + u_q),
\end{aligned} \tag{1}$$

де θ, ω – кутове положення і кутова швидкість ротора відносно статора, M – момент двигуна, M_c – момент навантаження, p_n – число пар полюсів, L_d, L_q – індуктивності статорної обмотки, $(i_d, i_q)^T$ – струми осей d і q відповідно, $(u_d, u_q)^T$ – напруги осей d і q відповідно, R_1 – активний опір статора.

Припущення: параметри СД приймаємо постійними і відомими, ефект насичення магнітної системи не враховується. Необхідно синтезувати алгоритм регулювання кутової швидкості, який гарантує глобальне асимптотичне відпрацювання кутової швидкості, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}) = 0$, де $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$, ω^* – задана кутова швидкість.

Стандартний ПІ-регулятор струму представлено у формі (2)-(3).

$$u_d = -k_{id1} \tilde{i}_d - z_d - L_q \omega p_n i_q, \tag{2}$$

$$u_q = -k_{iq1} \tilde{i}_q - z_q + L_d \omega p_n i_d,$$

$$\dot{z}_d = k_{iid1} \tilde{i}_d, \tag{3}$$

$$\dot{z}_q = k_{iiq1} \tilde{i}_q,$$

де k_{id1}, k_{iq1} – пропорційні коефіцієнти регуляторів струмів по осям d і q , k_{iid1}, k_{iiq1} – інтегральні коефіцієнти регуляторів струмів по осям d і q , $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибки регулювання струмів, i_d^* та i_q^* – задані значення струмів, z_d, z_q – інтегральні складові регуляторів струмів.

Запишемо ПІ-регулятор швидкості представлений у формі (4)-(5).

$$M^* = -k_{\omega i} \tilde{\omega} - z_\omega, \tag{4}$$

$$\dot{z}_\omega = k_{\omega \dot{i}} \tilde{\omega}, \tag{5}$$

де M^* – заданий момент, z_ω – інтегральна компонента регулятора швидкості, $k_{\omega i}, k_{\omega \dot{i}}$ – пропорції інтегральна складова регулятора швидкості.

Виходом з ПІ-регулятора швидкості є заданий момент M^* . Заданий моментний струм розраховується за формулою (6).

$$i_q^* = \sqrt{\frac{2M^*}{3p_n (L_d - L_q)}}. \tag{6}$$

Для того щоб отримати необхідний момент при мінімальному модулі заданого струму, вектор керуючих струмів $(i_d^*, i_q^*)^T$ необхідно сформувати за допомогою методу МТРА (максимальний момент на струм), тобто $i_d^* = i_q^*$ [6]. Для того, щоб реальний момент міг мати від'ємне значення, струм i_d^* взятий під модулем.

Окрім того необхідно врахувати обмеження по максимальному моменту двигуна. При цьому виникає явище, що має назву windup. Явище windup виникає в регуляторі, коли відбувається велика зміна вхідної величини, а інтегральні компоненти накопичують значну похибку під час підйому. Таким чином відбувається продовження збільшення інтегратором величини, оскільки накоплена похибка не компенсується [7]. Для уникнення такого явища було створено блок anti-windup, структурна схема

якого представлено на рис. 1. Даний блок, за допомогою логічних елементів, керує роботою інтегратора, що запобігає накопиченню похибки інтегрування.

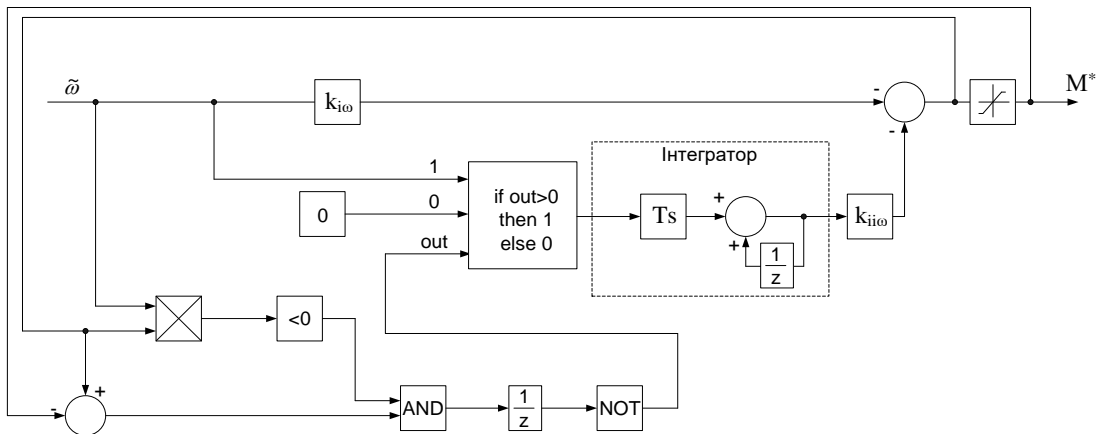


Рисунок 1 – Структурна схема блоку anti-windup

При експериментальному дослідженні алгоритму використовується СРД моделі M3AL-90LA компанії ABB, параметри якого представлено в табл. 1.

Таблиця 1 – Номінальні параметри СРД моделі M3AL-90LA

Параметр	Значення
Потужність	$P = 2200$ Вт
Номінальна швидкість	$\omega = 314$ рад/с
Максимальна швидкість обертання	$\omega_{max} = 439.6$ рад/с
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 85.9$ %
Кількість пар полюсів	$p_n = 2$
Повний момент інерції	$J = 0.00061$ кг·м ²
Коефіцієнт в'язкого тертя	$\nu = 0.003484$ Нм/(рад/с)
Активний опір статора	$R_1 = 1.67$ Ом
Індуктивність по осі q	$L_q = 0.035$ Гн
Індуктивність по осі d	$L_d = 0.180$ Гн

Структурна схема алгоритму векторного керування швидкістю СРД представлена на рис.2.

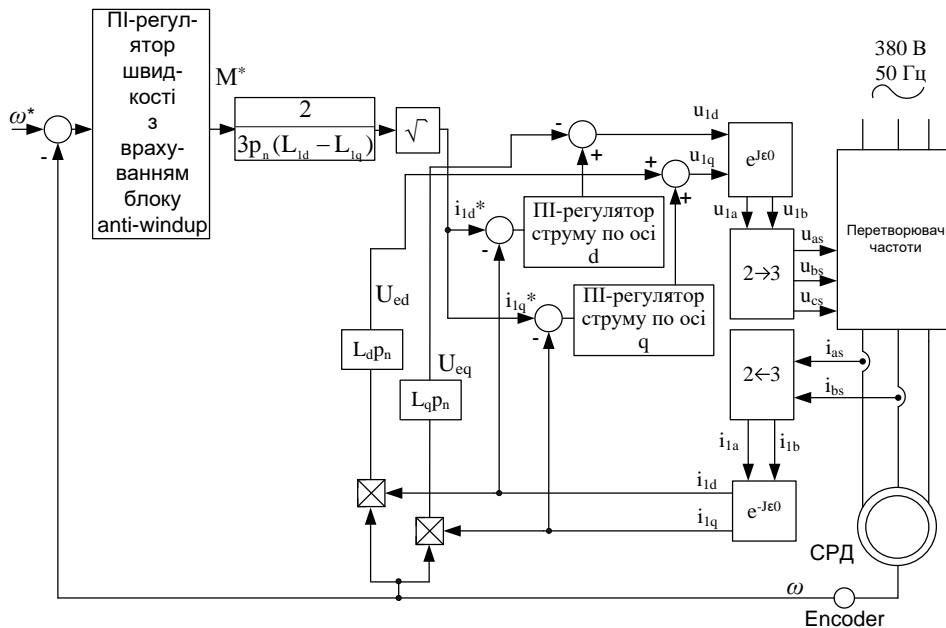


Рисунок 2 – Структурна схема алгоритму векторного керування швидкістю синхронного реактивного двигуна

Для визначення коефіцієнтів ПІ регулятора необхідно скласти передаточну функцію системи. Для цього при нульових умовах треба виконати перетворення Лапласа для струмів i_d , i_q з системи (1). Для уникнення нелінійності, що виникає при множенні перехресних зв'язків $U_{ed} = p_n L_q i_q \omega$ та $U_{eq} = -p_n L_d i_d \omega$, цими компонентами при побудові регуляторів знехтувано [8]. Передаточні функції електричної підсистеми за осями d і q мають вигляд (7).

$$\begin{aligned} W_{1d} &= \frac{i_d}{u_d} = \frac{1/R_1}{\frac{L_d}{R_1} p + 1}, \\ W_{1q} &= \frac{i_q}{u_q} = \frac{1/R_1}{\frac{L_q}{R_1} p + 1}. \end{aligned} \quad (7)$$

Також при створенні передаточної функції об'єкту керування необхідно врахувати передаточну функцію затримки контролера, представлену в (8) [9].

$$W_{kd} = \frac{k_p}{T_s p + 1}, \quad (8)$$

де $k_p=1$ - коефіцієнт масштабування, $T_s=0.00016$ с – такт квантування.

В результаті об'єднання передаточних функцій з (7) та (8), передаточні функції контурів струму матимуть вигляд (9).

$$\begin{aligned} W_{od} &= \frac{1/R_1}{(T_s p + 1) \left(\frac{L_d}{R_1} p + 1 \right)}, \\ W_{oq} &= \frac{1/R_1}{(T_s p + 1) \left(\frac{L_q}{R_1} p + 1 \right)}. \end{aligned} \quad (9)$$

З табл.1 видно, що T_s набагато менша за L_d/R_1 та за L_q/R_1 , тому налаштування даного контуру бажано виконувати по критерію модульного оптимуму. Пропорційні та інтегральні складові регуляторів струмів розраховано за формулами (10), згідно із методикою, описаною в [9] (стала часу інтегрування дорівнює найбільшій сталій часу об'єкту).

$$\begin{aligned} k_{id1} &= \frac{\frac{L_d}{R_1}}{2 \frac{1}{R_1} T_s} = 312.5, \quad k_{iid1} = \frac{k_{id1} R_1}{L_d} = 5218.7, \\ k_{iq1} &= \frac{\frac{L_q}{R_1}}{2 \frac{1}{R_1} T_s} = 70.63, \quad k_{iiq1} = \frac{k_{iq1} R_1}{L_q} = 5218.7. \end{aligned} \quad (10)$$

Наступним кроком необхідно налаштувати регулятор швидкості. Для цього виконуємо перетворення Лапласа для кутової швидкості системи (1). Вхідною величиною передаточної функції є момент M , вихідною – кутова швидкість ω . Передаточна функція контуру швидкості, із врахування кроку контролера, має вигляд (11).

$$W_{o\omega} = \frac{1/\nu}{(T_s p + 1) \left(\frac{J}{\nu} p + 1 \right)}. \quad (11)$$

Налаштування ПІ-регулятора швидкості бажано виконувати по критерію симетричного оптимуму. Пропорційну та інтегральну складові регулятора швидкості розраховано за формулами (12), згідно з методикою, описаною в [9] (стала часу інтегрування рівна чотирьом меншим сталим часу об'єкту).

$$k_{\omega i} = \frac{\frac{J}{\nu}}{2 \frac{1}{\nu} T_s} = 1.9, \quad (12)$$

$$k_{\omega ii} = \frac{k_{\omega i}}{4T_s} = 2983.4.$$

Дослідження побудованого алгоритму виконано в пакеті прикладних програм MATLAB, графічному середовищі SIMULINK. Траєкторія заданої швидкості змінювалась стрибком до 105 рад/с. Обмеження по максимальному моменту складає 5 Нм. Задані струми i_d^* і i_q^* є однаковими. Для згладжування траєкторії розгону використано фільтр [9], передаточну функцію якого представлено в (13).

$$W_f = \frac{1}{4T_s p + 1}, \quad (13)$$

Графіки перехідних процесів, отриманих шляхом моделювання, представлені на рис. 3.

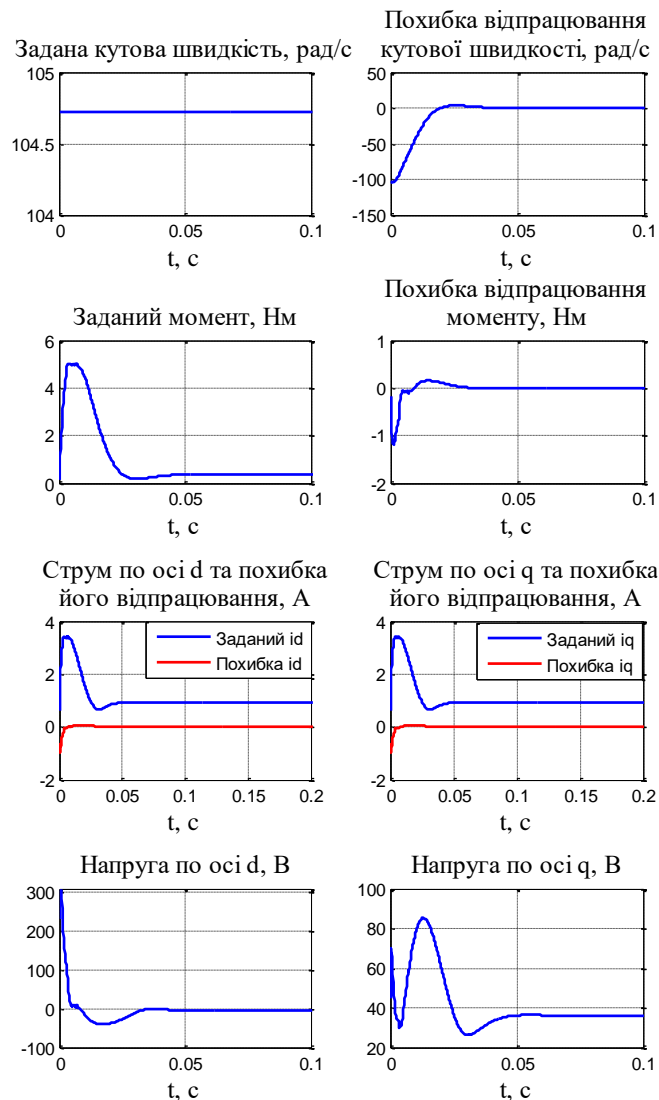


Рисунок 3 – Графіки перехідних процесів моделювання

З рис. 3 слідує, що швидкість СРД досягне заданої з перерегулюванням, що є наслідком налаштування регулятора швидкості по критерію симетричного оптимуму. Рівність струмів i_d та i_q підтверджує налаштованість на МТРА.

Повторимо те ж дослідження, тільки з реальним СРД. Дослідження проводитимуться на експериментальному стенді, що являє собою досліджуваний СРД потужністю 2.2 кВт, що живиться від керованого перетворювача частоти 380 В. Додатково експериментальну установку обладнано енкодером. Також при експериментальному дослідженні використовується інтерфейс реального часу dSPACE, який дозволяє моделі, створеній в MATLAB Simulink, обраховувати значення змінних в в реальному часі. Результат експериментального дослідження представлений на рис 4.

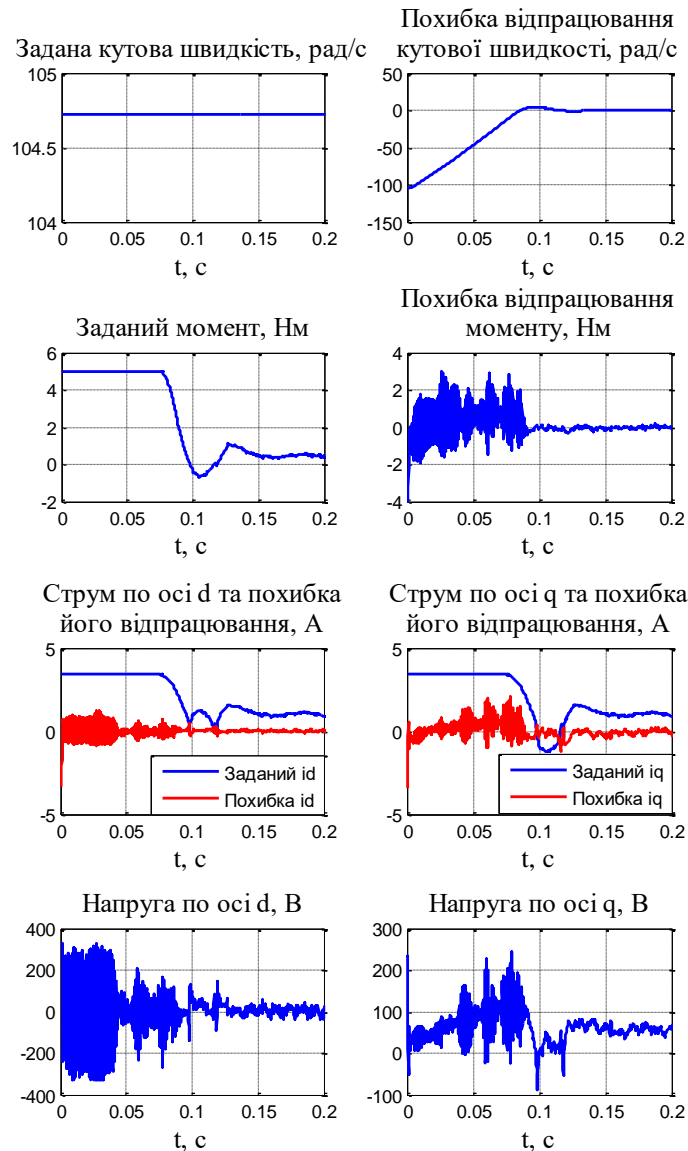


Рисунок 4 – Експериментальні графіки перехідних процесів

З рис. 4 слідує, що реальна швидкість досягне заданої за менший час, ніж при моделюванні. Отже, швидкодія, в порівнянні з результатами моделювання, є гіршою. Це є наслідком непостійності параметрів двигуна, насамперед індуктивностей L_d та L_q , через намагнічуваність, нагрівання та інші процеси. Струми i_d та i_q є однаковими за винятком тих випадків, коли заданий струм є від’ємний. Причина – струм i_d^* взятий під модулем для того, щоб реальний момент мав від’ємне значення.

Висновки

Проведено дослідження шляхом моделювання та експериментальне тестування алгоритму векторного керування швидкістю синхронного реактивного двигуна з використанням оптимізації МТРА. Різниця між результатами моделювання та експерименту вказує на необхідність точної оцінки параметрів двигуна, насамперед індуктивностей L_d та L_q .

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. X. Dianguo, J. Xinhai and C. Wei, "Sensorless control of synchronous reluctance motors," 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Harbin, 2017, pp. 1-4.
2. Пліс-Spong M., Marino R., Peresada S. and Taylor D. G. Nonlinear control of switched reluctance motors in robotic applications // in Proc. Conf. On Applied Motion Control'86. –Minneapolis, USA. –June 1986. –P. 129–136.
3. Пліс-Spong M., Marino R., Peresada S. and Taylor D. G. A feedback linearizing control for direct drive robots with switched reluctance motors // in Proc. of the IEEE Conf. on Decision and Control – CDC'86. –Athens, Greece. – Dec. 1986. –P. 388–406.
4. M. Schroedl and P. Weinmeier, "Sensorless control of reluctance machines at arbitrary operating conditions including standstill," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 2, pp. 225-231.
5. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б., Мацко Б.М., Пересада С.М., Теряев В.І., Бутний В.В., Місюренко В.О., Панченко Б.Я. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник / За ред. Поповича М.Г., Лозинського О.Ю. –К.:Либідь, 2005.
6. Y. Inoue, S. Morimoto and M. Sanada, "A Novel Control Scheme for Maximum Power Operation of Synchronous Reluctance Motors Including Maximum Torque Per Flux Control," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 1, pp. 115-121.
7. Cooper, Douglas. Integral (Reset) Windup, Jacketing Logic and the Velocity PI Form. 2014. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу <https://controlguru.com/integral-reset-windup-jacketing-logic-and-the-velocity-pi-form/>
8. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. –М.: Госэнергоиздат, 1950.
9. Lutz Wendt. Taschenbuch der Regelungstechnik mit MATLAB und Simulink [Текст] / Lutz Wendt – М. : Verlag Harri Deutsch. – 2010.

Волошиненко Денис Сергійович - студент групи ЕП-81МН, факультет електроенерготехніки та автоматики, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ, e-mail: voloshinenkodenis@gmail.com.

Науковий керівник: Пересада Сергій Михайлович - д.т.н., проф. кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», м. Київ.

Denys Voloshynenko – student, Faculty of Electric Power Engineering and Automatics, National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, e-mail: voloshinenkodenis@gmail.com.

Scientific adviser: Sergii Peresada – PhD, professor of Automation of electromechanical and the electrical drives department, National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv.