

СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМИ РЕАКТИВНИМИ ДВИГУНАМИ З ОПТИМІЗАЦІЄЮ ЗА КРИТЕРІЄМ МОМЕНТ-СТРУМ

Щербаченко В.В., магістрант, Панченко О.Я., магістрант, Строевий С.О., магістрант, Пересада С.М., д.т.н., проф.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Вступ. Останнім часом до високоефективних електродвигунів, які містять меншу кількість або взагалі не містять постійні магніти, поширився інтерес. Основною причиною цього є нестабільність ринку рідкоземельних металів, зокрема тих, що використовуються для виготовлення постійних магнітів. Окрім цього, електрична машина без постійних магнітів має можливість вільно працювати в режимі ослаблення поля. Серед таких машин одним з найбільш перспективним кандидатів є синхронний реактивний двигун (СРД, англ. Synchronous Reluctance Motor-SynRM). СРД має ряд наступних основних переваг: просту конструкцію двигуна, відсутність обмоток і постійних магнітів на роторі, малий момент інерції ротора. Завдяки відсутності обмоток на роторі, машини мають високий ККД, характеризуються меншим значенням перегріву обмотки статора і підшипникових вузлів [1, 2].

Ще у кінці ХХ століття було показано, що СРД можуть бути конкурентоспроможними з іншими двигунами змінного струму [3, 4]. Світові виробники електричних машин, такі як АВВ і Siemens, вже розпочали серійне виробництво високоефективних СРД. Крім того, великий потенціал застосування СРД закладено в електромобілях [5]. Тому розвиток методів керування СРД є перспективним напрямом досліджень.

На точність керування СРД впливає як магнітне насичення, так і наявність втрат у залізі [6]. Точне представлення ефектів насичення вимагає детального знання магнітної поведінки по осях d і q разом із перехресним насиченням за різних робочих умов. Цей тип двигунів конструюється так, що магнітне насичення достатньо розглядати по осі d , в той час як індуктивність по осі q може вважатися постійною. Втрати в залізі враховуються в двигуні СРД шляхом додавання шунтуючого резистора в еквівалентні схеми по осях d і q .

В [7] досліджено вплив магнітного насичення на процеси керування СРД за умов нехтування втратами в магнітопроводі, в [8] пропонується аналітичне формулювання алгоритму максимального крутного моменту на Ампер (Maximum Torque Per Ampere-МТРА), в якому враховується магнітне насичення. Запропонований алгоритм МТРА базується на аналітичній моделі магнітного насичення машини, яку отримано після спрощення більш повної магнітної моделі, що враховує ефекти перехресного насичення.

З метою подолання залежності від точності визначення параметрів синхронних двигунів розробляються алгоритми відстеження значення співвідношення крутного моменту-струм. Один із таких адаптивних алгоритмів МТРА запропоновано в [9], де адаптація відбувається на основі оцінки

коефіцієнту підсилення контуру зворотного зв'язку. Даний підхід складніший та суттєво відрізняється від класичних алгоритмів МТРА. У статті [10] запропоновано алгоритм векторного керування з класичним підходом досягнення максимального значення співвідношення крутного моменту на Ампер. Між крутним моментом і струмом по осі d отримано просте співвідношення для умов МТРА з врахуванням як насичення, так і втрат у магнітопроводі. Запропоновану стратегію керування було успішно реалізовано та досліджено експериментально.

Аналіз досліджень, які представлені в літературних джерелах, свідчить про те, що загально визнаного рішення проблеми векторного керування СРД з МТРА оптимізацією не розроблено.

Мета роботи. Конструювання алгоритму векторного поле-орієнтованого керування синхронними реактивними двигунами з оптимізацією за критерієм момент-струм, який поєднує простоту формування алгоритму і його практичну реалізацію з ефективністю досягнення мети оптимізації.

Матеріали і результати досліджень.

А. Алгоритм векторного керування. При розгляді динамічної моделі синхронного реактивного двигуна вважається, що виконуються наступні припущення:

А.1. Перехресні зв'язки між потокозчепленнями, а також явище перехресного насичення відсутні.

А.2. Залежність $\psi_d(i_d)$ задана у вигляді табличної або аналітичної апроксимації певного порядку.

А.3. Потокозчеплення ψ_q лінійно залежить від струму i_q .

За цих умов математична модель СРД має вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \mu \psi(i_d) i_q - \frac{M_c}{J}, \\ M &= \mu_1 \psi(i_d) i_q, \\ \dot{i}_d &= \frac{1}{L_{dd}(i_d)} (-R i_d + \omega p_n L_q i_q + u_d), \\ \dot{i}_q &= \frac{1}{L_q} (-R i_q - \omega p_n \psi_d(i_d) + u_q), \end{aligned} \quad (1)$$

де θ – кутове положення ротора, ω – кутова швидкість ротора, $\mu = \mu_1/J$, $\mu_1 = 3/2p_n$, J – момент інерції, p_n – кількість пар полюсів, $\psi(i_d) = \psi_d(i_d) - L_q i_d$, $\psi_d(i_d)$ – потокозчеплення по осі d , L_q – явна індуктивність по осі q , i_d , i_q – компоненти вектора струму статора по осям d та q відповідно, M – момент двигуна, M_c – момент навантаження, $L_{dd}(i_d) = \partial \psi_d(i_d) / \partial i_d$ – диференційна індуктивність по осі d , R – активний опір обмотки статора, u_d , u_q – компоненти вектора напруги статора.

Синтез алгоритму керування моментом відбувається на основі вектора вимірюваних змінних $(\theta, \omega, i_d, i_q)^T$ за наступних умов:

1. Параметри двигуна вважаються відомими. Залежності $\psi_d(i_d) > 0$, $L_{dd}(i_d)$ є відомими, $\psi_q(i_q) = L_q i_q$.

2. Завдання моменту $M^*(t)$ та струму по осі d $i_d^*(t) > 0$ мають відомі та обмежені перші похідні за часом.

3. Для умов керування моментом, кутова швидкість обертання ротора ω є зовнішньою обмеженою функцією часу.

Необхідно забезпечити асимптотичне відпрацювання заданого моменту та компоненти струму по осі d

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d &= 0, \end{aligned} \quad (2)$$

де $\tilde{M} = M - M^*$, $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$.

Додатково має забезпечуватись асимптотична розв'язка процесів керування моментом та струмом i_d , а також лінеаризація підсистем керування моментом і струмами.

Згідно наведених вище умов, регулятор моменту визначається наступним виразом:

$$i_q^* = \frac{M^*}{\mu_1(\psi(i_d^*))}, \quad (3)$$

з похідною

$$\dot{i}_q^* = \frac{\dot{M}^*}{\mu_1(\psi(i_d^*))} - \frac{M^*}{\mu_1(\psi(i_d^*))^2} (\dot{\psi}(i_d^*)). \quad (4)$$

Регулятори струму по осям q та d мають вигляд

$$\begin{aligned} u_q &= R i_q^* + \omega p_n \psi_d(i_d) + L_q (\dot{i}_q^* - k_{i1} \tilde{i}_q - x_q), \\ \dot{x}_q &= k_{i2} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} u_d &= R i_d^* - p_n \omega L_q i_q + L_{dd}(i_d) (\dot{i}_d^* - k_{i1} \tilde{i}_d - x_d), \\ \dot{x}_d &= k_{i2} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (6)$$

де $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$, x_q – інтегральна складова по осі q, x_d – інтегральна складова по осі d, $(k_{i1}, k_{i2}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів.

Після підстановки керуючих дій (5), (6) у рівняння динамічної моделі двигуна (1), отримаємо рівняння динаміки похибок відпрацювання

$$\begin{aligned} \tilde{M} &= \mu_1 \psi(i_d^*) \tilde{i}_q + \mu_1 \tilde{\psi}(i_d^*) i_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q - x_q, \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d - x_d, \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (7)$$

де $k_{iq} = k_{i1} + \frac{R}{L_q}$, $k_{id} = k_{i1} + \frac{R}{L_{dd}(i_d)}$.

З (7) слідує, що асимптотичне відпрацювання моменту і струму згідно (2) забезпечується, так як система є лінійною та асимптотично стійкою, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}, \tilde{\psi}(i_d^*), \tilde{i}_d, x_d, \tilde{i}_q, x_q) = \mathbf{0}$. Додатково електромагнітна підсистема (другі рівняння в (7)) є розв'язаними відносно підсистеми керування моментом.

Структурну схему системи керування моментом СРД зображено на рис. 1.

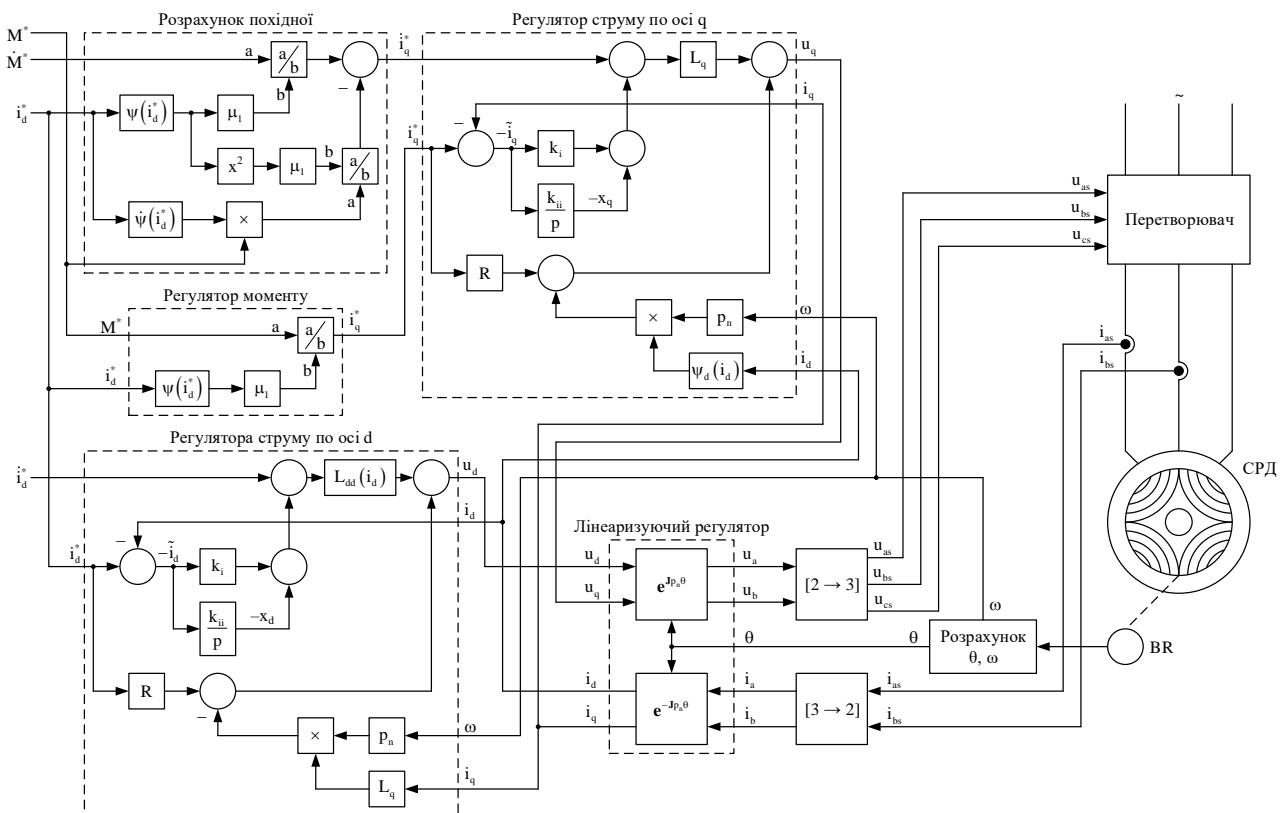


Рисунок 1 – Структурна схема системи векторного керування моментом

В. МТРА оптимізація.

Момент синхронного реактивного двигуна дорівнює:

$$M = \mu_1 (\psi_d(i_d) - L_q i_d) i_q, \quad (8)$$

де $\mu_1 = 1.5p_n$.

Розглянемо випадок, коли потокозчеплення по осі d задано поліноміальною апроксимацією другого порядку, у вигляді

$$\psi_d(i_d) = L_d i_d - L_{d1} i_d^2 > 0, i_d > 0. \quad (9)$$

Підставивши (9) в (8), отримаємо

$$M = \mu_1 (\Delta L i_d - L_{d1} i_d^2) i_q, \quad (10)$$

де $\Delta L = L_d - L_q$.

Зауважимо, що для лінійної магнітної системи рівняння (10) має вигляд

$$M = \mu_1 \Delta L i_d i_q. \quad (11)$$

Ідея МТРА оптимізації полягає в наступному: для даного $M = \text{const}$ знайти відношення $i_q = f(i_d)$, яке буде забезпечувати умову $I = \sqrt{i_q^2 + i_d^2} = \text{const} \rightarrow \min$.

Виконавши заміну у виразі (10)

$$i_d = \sqrt{I^2 - i_q^2}, \quad (12)$$

отримаємо

$$M = \mu_1 (\Delta L \sqrt{I^2 - i_q^2} - L_{d1} (I^2 - i_q^2)) i_q. \quad (13)$$

Часткова похідна виразу (14) за струмом i_q розраховується наступним чином:

$$\frac{\partial M}{\partial i_q} = \mu_1 (\Delta L \sqrt{I^2 - i_q^2} - L_{d1} (I^2 - i_q^2)) + i_q \mu_1 \left(2L_{d1} i_q - \frac{\Delta L i_q}{\sqrt{I^2 - i_q^2}} \right). \quad (14)$$

Враховуючи визначення $I = \sqrt{i_q^2 + i_d^2}$ (за умови $i_d > 0$) в (14), отримаємо

$$\frac{\partial M}{\partial i_q} = \mu_1 \Delta L (i_d^2 - i_q^2) - \mu_1 L_{d1} (i_d^2 - 2i_q^2) i_d = 0. \quad (15)$$

Рішення рівняння (15) має вигляд

$$i_q = (\text{sign}M^*)i_d \sqrt{\frac{\Delta L - L_{d1}i_d}{\Delta L - 2L_{d1}i_d}}, i_d > 0. \quad (16)$$

Струм по осі d має обмеження $i_d < \Delta L/2L_{d1}$. Зауважимо, що при відсутності насичення ($L_{d1} = 0$) рішенням рівняння (16) є відоме співвідношення $i_d = i_q$.

Підставивши (16) в (10) отримаємо залежність $M(i_d)$

$$M = (\text{sign}M^*)\mu_1 (\Delta L - L_{d1}i_d)i_d^2 \sqrt{\frac{\Delta L - L_{d1}i_d}{\Delta L - 2L_{d1}i_d}}. \quad (17)$$

Для застосування даної оптимізації в алгоритмі керування необхідно чисельним методом знайти залежності $i_d(M^*)$, $i_q(M^*)$ використовуючи вирази (16), (17). Отримані залежності можуть бути апроксимовані поліномом або збережені в табличному вигляді.

Для пошуку екстремумів функції можна скористатися методом множників Лагранжа. Таким чином можна знайти залежність $i_q = f(i_d)$ для апроксимації кривої намагнічування поліномом будь-якого порядку. Наприклад, для апроксимації 5-го порядку результат буде наступним:

$$i_q = (\text{sign}M^*) \frac{i_d \sqrt{\Delta L - L_{d1}i_d - L_{d2}i_d^2 - L_{d3}i_d^3 - L_{d4}i_d^4}}{\sqrt{\Delta L - 2L_{d1}i_d - 3L_{d2}i_d^2 - 4L_{d3}i_d^3 - 5L_{d4}i_d^4}}. \quad (18)$$

Для апроксимації n-ого маємо

$$i_q = (\text{sign}M^*) \frac{i_d \sqrt{\Delta L - \sum_{i=1}^n L_{di}i_d^i}}{\sqrt{\Delta L - \sum_{i=1}^n (i+1)L_{di}i_d^i}}. \quad (19)$$

Таким чином, щоб здійснити оптимізацію за критерієм момент-струм необхідно здійснити наступні кроки:

- 1) апроксимувати криву намагнічування по осі d у вигляді поліному n-го порядку, записати рівняння моменту двигуна;
- 2) за рівнянням (19) визначити залежність $i_q = f(i_d)$;
- 3) підставити залежність $i_q = f(i_d)$ в рівняння моменту;
- 4) скористатися числовими методами для розрахунку залежностей $i_d(M^*)$, $i_q(M^*)$.

Важливою частиною при використанні алгоритму векторного керування з оптимізацією за критерієм момент-струм є точність апроксимації кривої намагнічування.

На рис. 2 отримано графік апроксимації експериментальної кривої намагнічування 2-го порядку для двигуна потужністю 2.2 кВт фірми АВВ типу М3АL 90LА 4 [11], з якого видно, що апроксимація 2-го порядку забезпечує достатню точність.

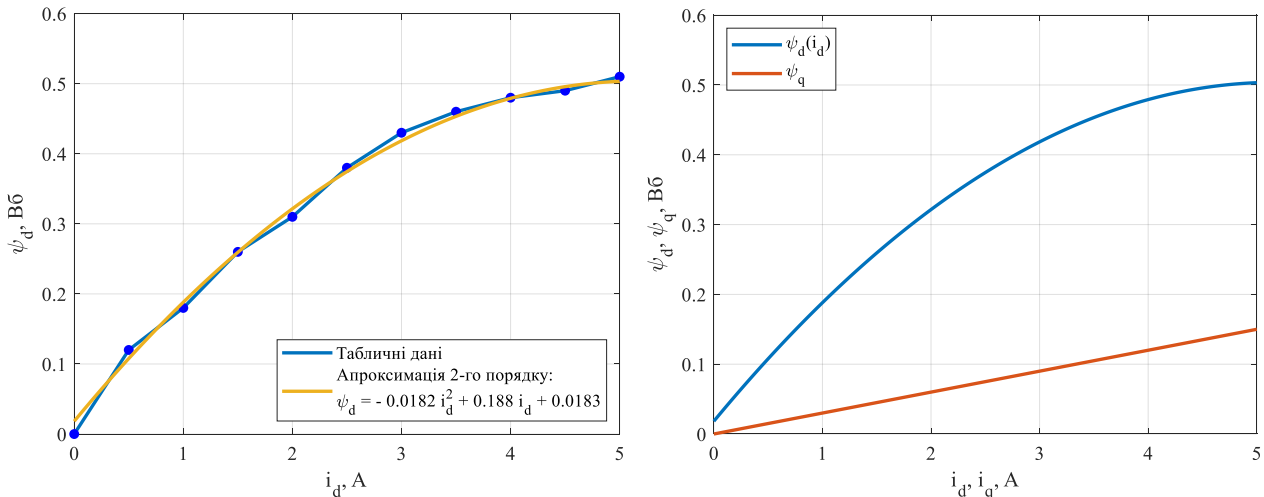


Рисунок 2 – Апроксимація кривої намагнічування 2-го порядку та графічне представлення апроксимації $\psi_d(i_d)$ та потокозчеплення ψ_q для двигуна потужністю 2.2 кВт

На рис. 3 наведено апроксимовану криву намагнічування 2-го та 7-го порядку для двигуна потужністю 15 кВт фірми АВВ типу М3АL 132SME 4 [11], номінальні дані якого наведено в табл. 1. З рис. 3 встановлюємо, що апроксимації 2-го порядку недостатньо, тому необхідно збільшувати порядок апроксимуючого поліному. Використання поліному 7-го порядку, як слідує з рис. 3, забезпечує достатню точність для розрахунку кривої намагнічування.

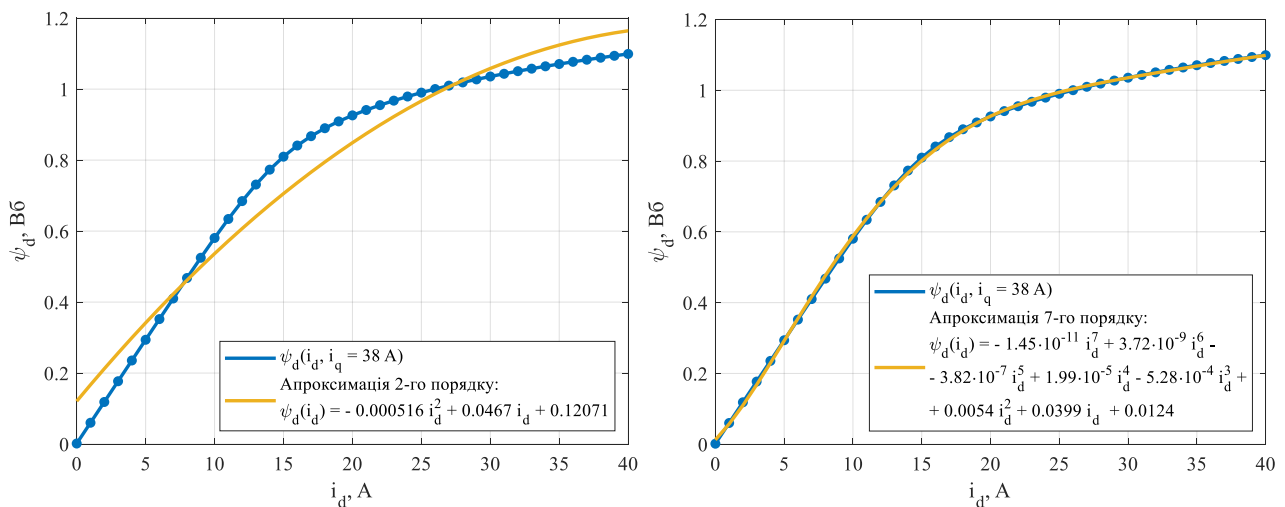


Рисунок 3 – Апроксимація кривої намагнічування поліномами 2-го та 7-го порядку для двигуна потужністю 15 кВт

Таблиця 1 – Номінальні дані двигуна М3АL 132SME 4

Параметр	Значення
Номінальна потужність, кВт	15
Номінальний струм, А	34.5
Номінальний струм i_d , А	20.4
Номінальний струм i_q , А	38
Номінальна частота обертання ротора, об/хв	1500
Номінальний момент, Н·м	95.5
Число пар полюсів p_n	2
Момент інерції ротора двигуна J , кг·м ²	0.0277
Активний опір статора R , Ом	0.131
Індуктивність по осі q L_q , Гн	0.0045
Коефіцієнт корисної дії, %	90.6

Для апроксимації на рис. 3 чисельним методом знайдено залежності $i_d(M^*)$, $i_q(M^*)$, $I(M^*)$ та $i_q(i_d)$, які представлено на рис. 4.

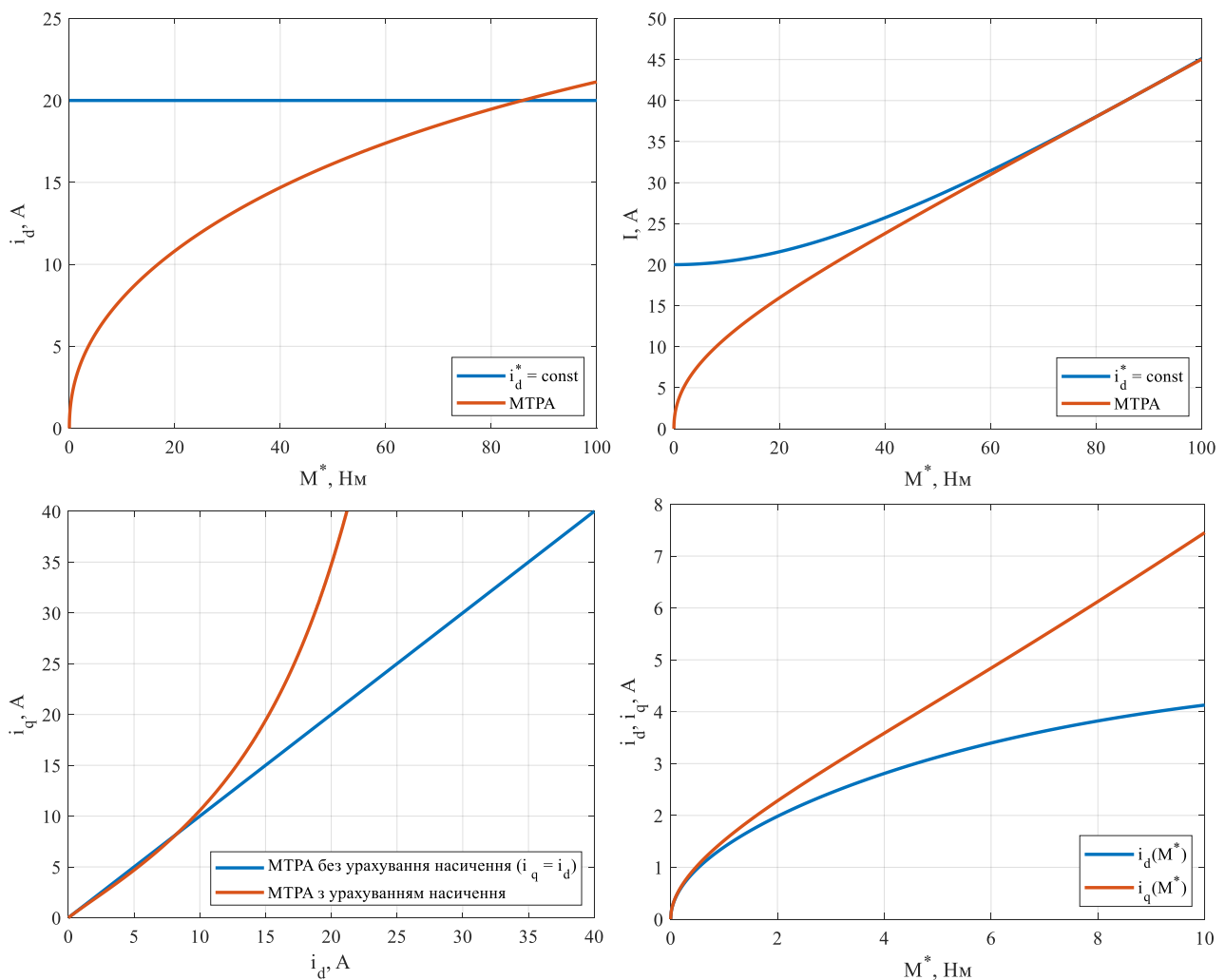


Рисунок 4 – Графіки залежностей $i_d(M^*)$, $i_q(M^*)$, $I(M^*)$ та $i_q(i_d)$

Дослідження динамічних режимів. Методика дослідження системи векторного керування двигуна потужністю 15 кВт є наступною:

1. Збудження двигуна починається зі значення 1 А для уникнення виродженості алгоритму. За інтервал часу 0.4 с струм i_d досягає номінального значення 20 А. З моменту часу $t = 1$ с він зменшується до значення 10 А, після $t = 1.2$ с потоко-утворюючий струм залишається постійним.

2. З $t = 0.55$ с момент двигуна наростає лінійно і за час $t = 0.1$ с досягає значення 50 Н·м. На інтервалі часу з $t = 0.85$ с до $t = 0.95$ с момент зменшується до нуля. В момент часу $t = 1.5$ с величина моменту зменшується до -50 Н·м, а після $t = 1.8$ с момент набуває нульового значення.

В умовах досліджень використано сумарний момент інерції механічної системи, який дорівнює чотирикратному моменту інерції двигуна. Налаштування коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму дорівнюють $k_i = 1000$ та $k_{ii} = k_i^2 / 2$.

Графіки перехідних процесів при векторному керуванні моментом зображено на рис. 5.

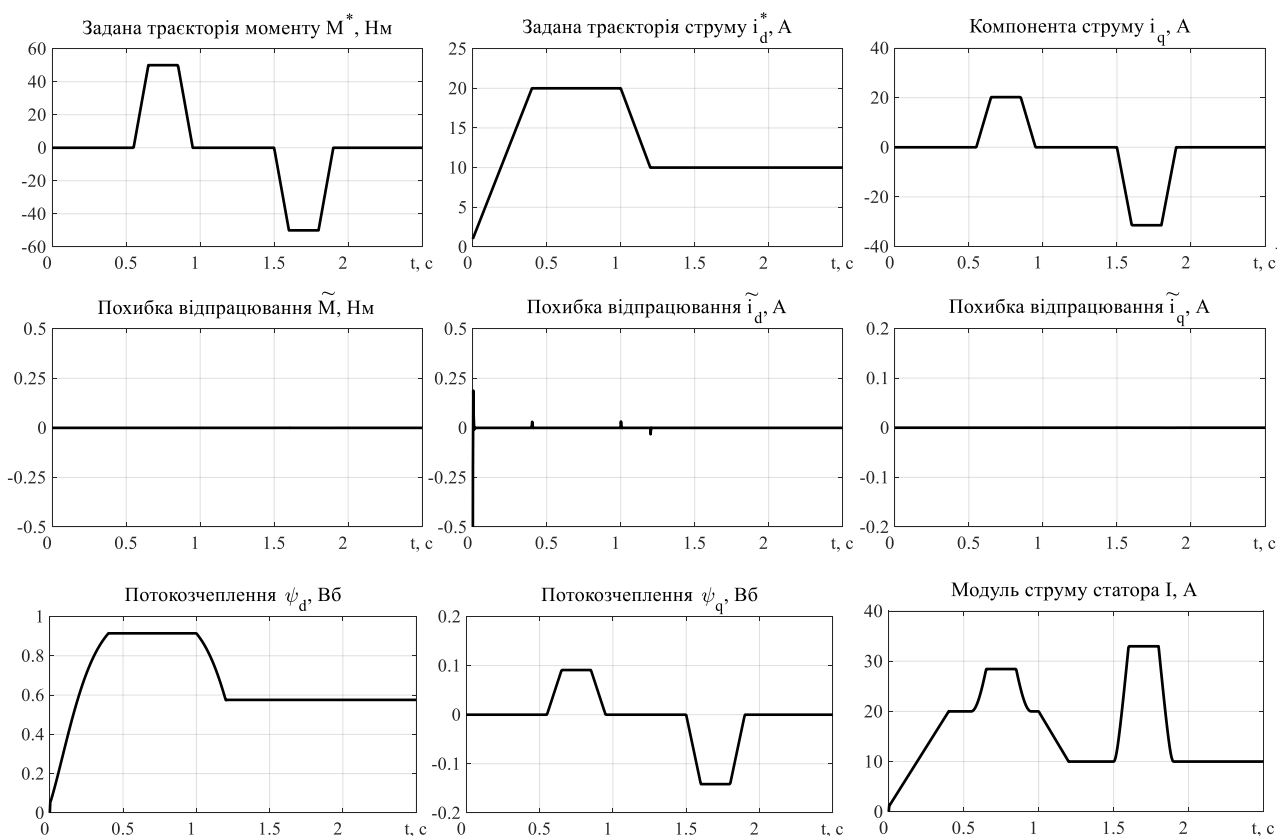


Рисунок 5 – Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту

За результатами дослідження видно, що система забезпечує асимптотичне відпрацювання моменту і струму i_d . Ослаблення поля не призвело до змін у керуванні моментом, що свідчить про розв'язку динамічних процесів керування моментом і струмом i_d . Отримані результати надають можливості для впровадження оптимізаційних алгоритмів, наприклад, МТРА.

Для алгоритму векторного керування моментом з оптимізацією за критерієм момент-струм проведемо наступний тест: з часу $t = 0.5$ с починається формування траєкторії моменту, яка має п'ять ступенів з кроком 20% (19.1 Н·м)

від номінального значення. Перехід на кожну нову ступінь відбувається лінійно за час 0.01 с. Час, на протязі якого момент двигуна є сталим на кожній ступені, дорівнює 0.05 с. На інтервалі часу від $t = 0.8$ с до $t = 0.85$ с відбувається зменшення моменту до нуля, а з $t = 1$ с починається відпрацювання синусоїдної функції моменту завдання, яка має амплітуду, що дорівнює половині від номінального значення моменту та період коливання 5 Гц.

Для алгоритму векторного керування з постійним потокозчепленням, який обрано для порівняння, заданий струм по осі d досягає свого номінального значення в 20 А за час 0.4 с. Для уникнення виродженості алгоритму, початкове значення $i_d^* = 1$ А.

Графіки перехідних процесів при керуванні з МТРА оптимізацією показано на рис. 6.

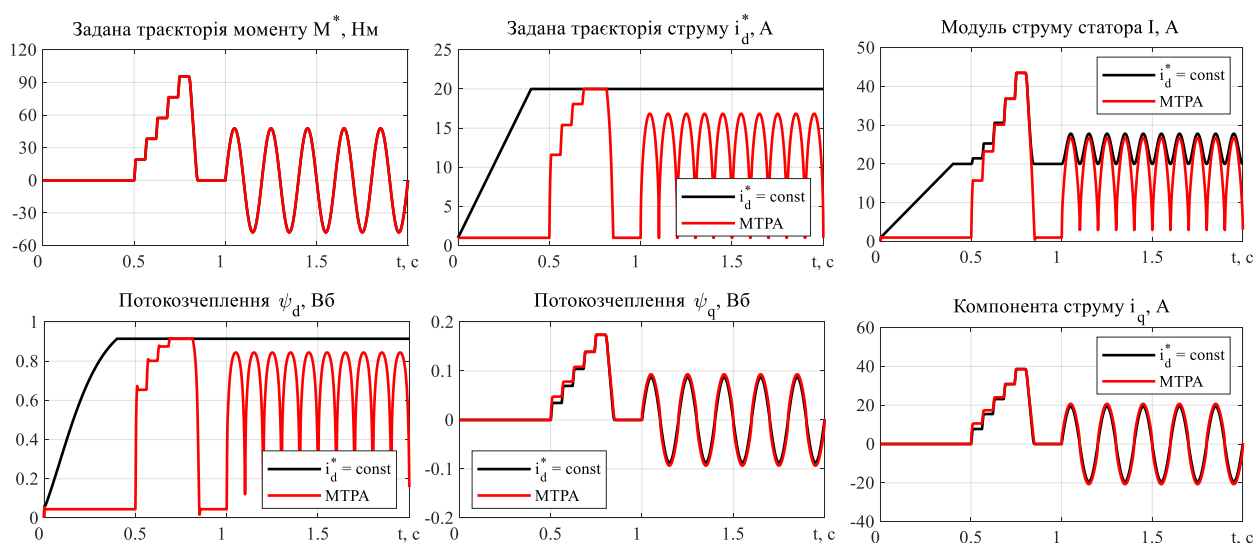


Рисунок 6 – Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту для МТРА оптимізації

Споживана енергія дорівнює інтегралу активної потужності, яка має вигляд $P_a = 3/2(u_a i_a + u_b i_b)$. Потужність, що розсіюється у вигляді тепла знаходиться як добуток квадрату модуля струму, що протікає в обмотках статора, на активний опір статора $\Delta P = I^2 R$.

Споживана енергія та втрати потужності в режимі відпрацювання заданого моменту зображено на рис. 7.

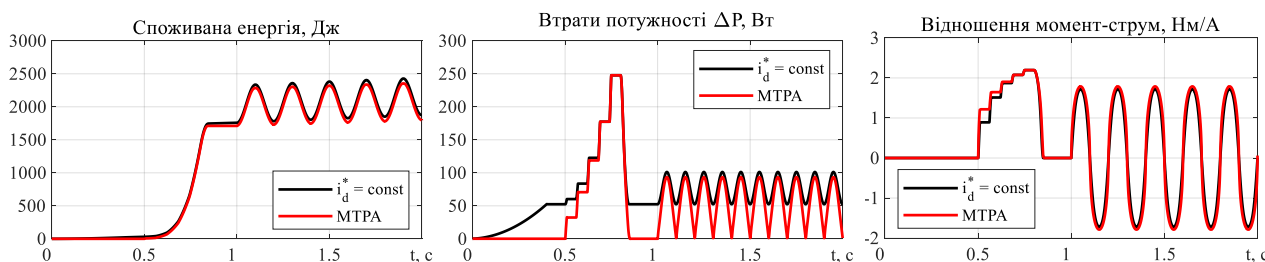


Рисунок 7 – Споживана енергія та втрати потужності в активному опорі

В умовах тесту рис. 7 різниця споживаної енергії між керуванням з оптимізацією МТРА та при роботі з $i_d^* = \text{const}$ складає 77.3 Дж.

Висновки. Розроблено алгоритм оптимізації за критерієм момент-струм, який базується на традиційній концепції поле-орієнтованого векторного керування, є простим у використанні, оскільки для реалізації вимагає знання лише залежностей для потокозчеплень. Дослідження динамічних характеристик показали, що при роботі до половини від номінального моменту з оптимізацією МТРА досягається зменшення споживаної електричної енергії та теплових втрат в обмотках статора. Проте, при наближенні до номінального значення струму по осі d необхідно переходити на керування з постійним потокозчепленням, оскільки переваги керування з оптимізацією втрачаються, а недолік у вигляді гіршої динаміки крутного моменту через одночасне керування крутним моментом і потоком машини залишається. Таким чином, сферою застосування досліджуваного алгоритму є системи з середнім рівнем вимог до динамічної поведінки, які значний час працюють з моментами меншими за номінальний. Прикладом застосування є електромобілі, в яких економія заряду акумулятора за рахунок оптимізації є особливо важливою.

Перелік посилань

1. T. A. Lipo, "Synchronous Reluctance Machines-A viable alternative for ac drives?" *Electric Machines and Power Systems*, vol. 19, pp 659-671, 1991. doi: 10.1109/ECCE.2010.5618122.
2. Boglietti, A., Cavagnino, A., Pastorelli, M., Staton, D., & Vagati, A. (2006). Thermal analysis of induction and synchronous reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42(3), 675–680. doi:10.1109/tia.2006.873668.
3. A. Consoli, F. Russo, G. Scarcella and A. Testa, "Low and Zero-Speed sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, No. 5, pp 1050-1057, 1999. doi: 10.1109/28.793365.
4. H. D. Lee, S. J. Kang and S. K. Sul, "Efficiency-Optimized Direct Torque Control of Synchronous Reluctance Motor Using Feedback Linearization," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, No. 1, pp 192-198, 1999. doi: 10.1109/41.744411.
5. Z. Yang, F. Shang, I. P. Brown and M. Krishnamurthy, "Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 3, pp. 245-254, Oct. 2015, doi: 10.1109/TTE.2015.2470092.
6. L. Xu, X. Xu, T. A. Lipo and D. W. Novotny, "Vector Control of a Synchronous Reluctance Motor Including Saturation and Iron Loss," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 27, No. 5, pp 977-985, 1991. doi: 10.1109/IAS.1990.152210.
7. T. Lubin, H. Razik and A Rezzoug, "Magnetic Saturation Effects on the Control of a Synchronous Reluctance Machine," *IEEE Trans. On Energy Conversion*, vol. 17, No. 3, pp 356-362, 2002. doi: 10.1109/TEC.2002.801731.
8. A. Accetta, M. Cirrincione, M. C. D. Piazza, G. L. Tona, M. Luna and M. Pucci, "Analytical Formulation of a Maximum Torque per Ampere (MTPA) Technique for SynRMs Considering the Magnetic Saturation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 4, pp. 3846-3854, July-Aug. 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.2993525.
9. N. Bedetti, S. Calligaro and R. Petrella, "Self-adaptation of MTPA tracking controller for IPMSM and SynRM drives based on on-line estimation of loop gain," 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, USA, 2017, pp. 1917-1924, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096029.
10. E. M. Rashad, T. S. Radwan and M. A. Rahman, "A maximum torque per ampere vector control strategy for synchronous reluctance motors considering saturation and iron losses," *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, Seattle, WA, USA, 2004, pp. 2411-2417 vol.4, doi: 10.1109/IAS.2004.1348813.
11. Synchronous reluctance motor-drive package for machine builders. ABB. Retrieved from <http://surl.li/mslcv>.