

КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ СИНХРОННИХ РЕАКТИВНИХ ДВИГУНІВ
З ОПТИМІЗАЦІЄЮ ЗА КРИТЕРІЄМ МОМЕНТ-СТРУМ

С.М. Пересада^{1*}, докт. техн. наук, С.М. Ковбаса^{1**}, докт. техн. наук, В.В. Щербаченко¹,
Є.О. Ніконенко^{1***}, докт. філософії, П.П. Подейко^{2****}, канд. техн. наук

¹ НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,
e-mail: sergei.peresada@gmail.com.

² Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

У роботі представлено алгоритм векторного керування моментом синхронних реактивних двигунів (СРД), які є глибоко насиченими електричними машинами. Конструювання алгоритму керування базується на математичній моделі двигуна з поліноміальними апроксимаціями функцій потокозчеплення, які не використовують тригонометричні функції або багатовимірні таблиці. Структура системи керування СРД дає змогу аналітично-чисельним методом формалізувати оптимізацію за критерієм «момент-струм». Результуюча процедура оптимізації є набагато простішою за існуючі і не вимагає довготривалих експериментальних тестів, легко піддається автоматизації. Результати дослідження динаміки системи векторного керування із запропонованим алгоритмом оптимізації підтверджують, що він забезпечує зменшення споживаної потужності в зоні моментів до 50-70 % від номінального значення порівняно із системою керування з постійним потокозчепленням. При цьому досягається асимптотичне відпрацювання заданого моменту і потокоутворюючої компоненти струму статора. З результатів дослідження випливає, що для двигунів меншої потужності оптимізація дає більший ефект. Бібл. 16, рис. 6, табл. 1.

Ключові слова: синхронний реактивний двигун, векторне керування, МТРА оптимізація, відпрацювання заданих траєкторій, втрати потужності.

Вступ. Векторно-керовані електроприводи на основі високоефективних двигунів, які не містять постійних магнітів, є привабливим рішенням через нестабільність ринку рідкоземельних металів для виготовлення постійних магнітів [1]. Додатковою перевагою є відсутність жорстких обмежень на режими ослаблення поля.

До цього класу належать два основних типи двигунів: асинхронні двигуни та синхронні реактивні двигуни (СРД, англ. *Synchronous reluctance motors* – SynRel). Перевагами СРД відносно асинхронних є простота виготовлення (проста конструкція ротора і відсутність роторних обмоток), малий момент інерції ротора, висока жорсткість конструкції, вищі значення ККД і питомого моменту [1], [2]. Теорія конструювання і векторного керування СРД розпочала формуватися, починаючи з 1990-х років [3], [4], коли було підтверджено, що даний тип двигунів може бути конкурентоспроможним в першу чергу у порівнянні з асинхронними двигунами. На сьогодні низка світових виробників, зокрема АВВ та Siemens, серійно виготовляють СРД. Виробник електромобілів Tesla використовує варіацію тягового СРД з допоміжними слабкими постійними магнітами.

СРД є суттєво нелінійними об'єктами керування, оскільки мають суттєво нелінійні криві намагнічування, які визначаються ефектами насичення і перехресного насичення [5, 6]. Точність керу-

© Пересада С.М., Ковбаса С.М., Щербаченко В.В., Ніконенко Є.О., Подейко П.П., 2025
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-8948-722X>; ** <https://orcid.org/0000-0002-2954-455X>;
*** <https://orcid.org/0000-0003-2379-5566>; **** <https://orcid.org/0000-0001-9201-102X>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2025



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

вання координатами СРД прямо залежить від точності математичної моделі, яка описує магнітне коло двигуна. Загалом цей тип двигунів конструюється так, що насичення достатньо сильно проявляється за віссю d , в той час як потокозчеплення за віссю q набагато менше за значенням відносно потокозчеплення за віссю d . Втрати в залізі при цьому враховуються шляхом додавання шунтуючого резистора в еквівалентній схемі за осями d і q . В [7] досліджено вплив магнітного насичення на процеси керування СРД за умов нехтування втратами в магнітопроводі.

З точки зору енергетичної ефективності, основним методом, який розглядається, є оптимізація за критерієм максимізації співвідношення «момент-струм» (англ. *Maximum torque per Ampere* – МТРА) [8, 9]. Залежності моментного струму від моменту і взаємозв'язок з польовою компонентою струму визначаються на основі експериментальних тестів або аналітично, використовуючи різні форми апроксимації функції потокозчеплення. В [8] пропонується аналітичне формулювання алгоритму МТРА, в якому враховується магнітне насичення без врахування перехресного насичення. Альтернативним шляхом до аналітичного опису кривих намагнічування розглядаються методи самоналаштування алгоритмів МТРА [10]. Адаптивний алгоритм з МТРА оптимізацією [9] оцінює коефіцієнт підсилення контуру зворотного зв'язку, що ускладнює систему керування. В [11] запропоновано співвідношення між моментом і струмом за віссю d , яке враховує насичення та втрати у магнітопроводі.

Необхідно відмітити, що загальна теорія МТРА оптимізації формулюється для усталених режимів роботи з квазі-постійними значеннями моменту асинхронних двигунів і СРД, які не перевищують 70% від номінального значення, а статичні режими роботи є домінуючими, так само це відбувається, наприклад, в тягових електроприводах міського електротранспорту. Базова ідея МТРА оптимізації полягає у регулюванні потокозчеплення як функції електромагнітного моменту, починаючи з початкового збудження 5-10% від номінального значення для нульового моменту і до номінального збудження, яке зазвичай відповідає 50-70% від номінального моменту. Для більших значень моменту електрична машина працює з постійним збудженням [12]. За цих умов врахування ефектів перехресного насичення в моделі СРД є важливим у формуванні алгоритму оптимізації, що з точки зору технічної реалізації вимагає значних витрат часу і ресурсів пам'яті для формування багатовимірних таблиць і високої обчислювальної потужності керуючого пристрою. На розв'язання цієї проблеми спрямовано значну кількість принципів досліджень [10] (дивись список посилань в [10]). У використанні з вищими вимогами до динамічних режимів точність статичної МТРА оптимізації втрачається, тому бажано мати більш прості алгоритми керування, які враховують тільки базові складові оптимізації з можливою втратою ефективності для окремих статичних режимів. Аналіз досліджень, які представлено в літературних джерелах, свідчить про те, що загально визнаного рішення проблеми векторного керування СРД з оптимізацією за критерієм МТРА, що є компромісним з точки зору динамічних показників якості керування та енергетичної ефективності і в той же час простим в технічній реалізації, до сих пір не розроблено.

Метою роботи є конструювання алгоритму векторного керування моментом СРД з оптимізацією за критерієм МТРА, який забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій потокозчеплення і моменту з обмеженою першою похідною і є простим у формуванні і практичній реалізації.

Математична модель і постановка задачі керування. Математична модель електричної підсистеми СРД у системі координат ротора (d - q) описується рівняннями [1]

$$u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d(i_d, i_q)}{dt} - \omega p_n \psi_q(i_q, i_d), \quad u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q(i_q, i_d)}{dt} + \omega p_n \psi_d(i_d, i_q), \quad (1)$$

а рівняння моменту двигуна має вигляд

$$M = 1.5 p_n (\psi_d(i_d, i_q) i_d - \psi_q(i_q, i_d) i_q), \quad (2)$$

де ω – кутова швидкість ротора; (i_d, i_q) , (u_d, u_q) – компоненти векторів струму і напруги статора; $\psi_d(i_d, i_q)$, $\psi_q(i_q, i_d)$ – потокозчеплення за осями d і q ; R – активний опір статора; p_n – кількість пар полюсів.

Нехай виконуються наступні припущення: перехресні зв'язки між потокозчепленнями, а також явище перехресного насичення відсутні, тому: $\psi_d(i_d)$ залежить тільки від струму i_d і задана у вигляді табличної або аналітичної апроксимації певного порядку; потокозчеплення ψ_q лінійно залежить від струму i_q , тобто $\psi_q(i_q) = L_q i_q$, де $L_q = \text{const}$ статична (англ. *apparent*) індуктивність.

За умови виконання цих припущень математична модель (1), (2) спрощується до вигляду

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= (-Ri_d + \omega p_n L_q i_q + u_d) / L_{dd}(i_d), \\ \dot{i}_q &= (-Ri_q - \omega p_n \Psi_d(i_d) + u_q) / L_q, \\ M &= \mu_1 \Psi(i_d) i_q, \end{aligned} \quad (3)$$

де $\Psi(i_d) = (\Psi_d(i_d) - L_q i_d) > 0$; $L_{dd}(i_d) = (\partial \Psi_d(i_d) / \partial i_d) > 0$ – диференційна (англ. *incremental*) індуктивність за віссю d ; $\mu_1 = 1.5 p_n$.

Синтез алгоритму здійснюється на основі вектора вимірюваних змінних $(\omega, i_d, i_q)^T$ за наступних припущень:

A1. Параметри двигуна вважаються відомими. Залежності $\Psi_d(i_d) > 0$ та $L_{dd}(i_d) > 0$ є відомими.

A2. Заданий момент $M^*(t)$ та заданий струм за віссю d $i_d^*(t) > 0$ мають відомі та обмежені перші похідні за часом.

A3. Для задачі керування моментом кутова швидкість обертання ротора ω є зовнішньою обмеженою функцією часу.

За даних умов необхідно синтезувати алгоритм відпрацювання моменту, який забезпечує:

CO1. Асимптотичне відпрацювання моменту і прямої компоненти струму статора, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_d = 0, \quad (4)$$

де $\tilde{M} = M - M^*$; $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ – похибки відпрацювання моменту і струму i_d .

CO2. Асимптотичну розв'язку процесів керування моментом та струмом i_d , а також лінеаризацію підсистем керування моментом і струмами.

Алгоритм керування моментом. На основі моделі (3) з урахуванням припущень A1 – A3 алгоритм керування моментом конструюється у вигляді.

Лінеаризуючий розімкнений регулятор моменту

$$i_q^* = \frac{M^*}{\mu_1 \Psi(i_d^*)}. \quad (5)$$

Регулятори струму за осями q та d

$$u_q = R i_q^* + \omega p_n \Psi_d(i_d) + L_q (i_q^* - k_{i1} \tilde{i}_q - x_q), \quad (6)$$

$$\dot{x}_q = k_{ii} \tilde{i}_q,$$

$$u_d = R i_d^* - p_n \omega L_q i_q + L_{dd}(i_d) (i_d^* - k_{i1} \tilde{i}_d - x_d), \quad (7)$$

$$\dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_d,$$

де $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$; x_q, x_d – інтегральні компоненти регуляторів за осями q і d ; $(k_{i1}, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів. За умови обмеженості похідної від заданого моменту та великих значень коефіцієнтів регуляторів струму похідні \dot{i}_q^* , \dot{i}_d^* в (6), (7) можуть бути прийняті нульовими.

Алгоритм керування (5) – (7) гарантує досягнення цілей керування CO1 та CO2.

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

Розглянемо випадок, коли потокозчеплення за віссю d задано найпростішою поліноміальною апроксимацією другого порядку у вигляді

$$\Psi_d(i_d) = L_d i_d - a i_d^2 > 0, \quad i_d > 0, \quad (8)$$

де L_d – статична індуктивність за віссю d ; a – коефіцієнт апроксимуючого поліному при 2-му ступені.

Підставивши (8) у 3-тє рівняння системи (3), отримаємо

$$M = \mu_1 (\Delta L i_d - a i_d^2) i_q, \quad (9)$$

де $\Delta L = L_d - L_q$.

Розв'язок задачі оптимізації для апроксимації (8) має вигляд

Параметр	СРД 15 кВт	СРД 2.2 кВт
Номинальна потужність, кВт	15	2.2
Номинальний струм (діюче значення), А	34.5	5.6
Номинальний струм i_d , А	20.4	4
Номинальний струм i_q , А	38	6.2
Номинальна частота обертання ротора, об/хв	1500	3000 (100 Гц)
Номинальний момент, Нм	95.5	7
Число пар полюсів p_n	2	2
Момент інерції ротора двигуна J , кгм ²	0.0277	0.00202
Активний опір статора R , Ом	0.134	2
Індуктивність за віссю q L_q , Гн	0.0045	0.03

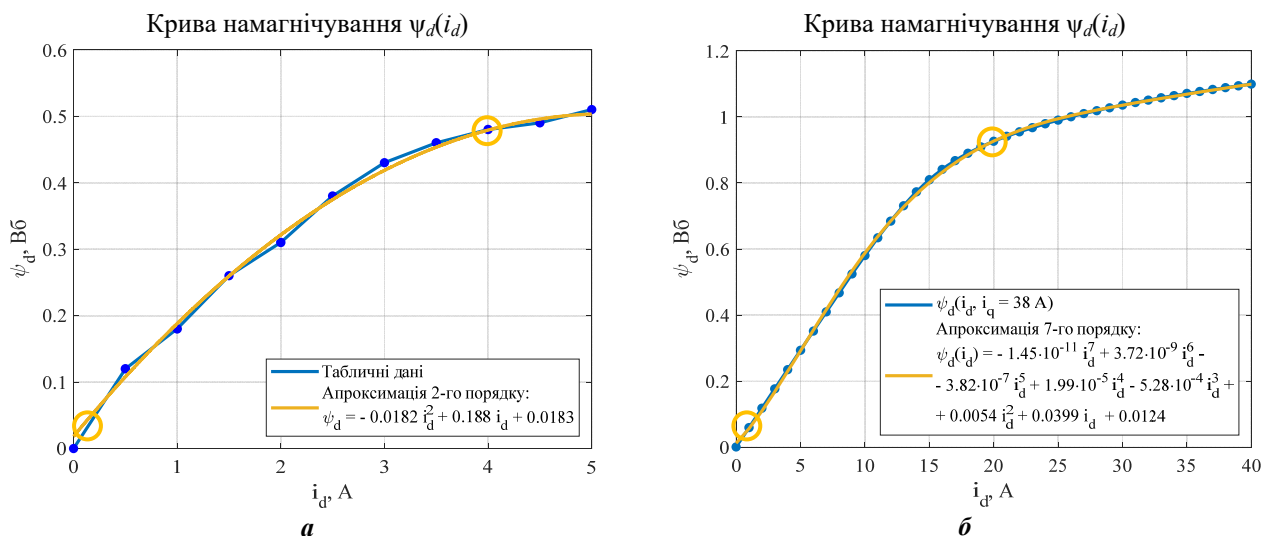


Рис. 2

Для апроксимації кривої намагнічування 7-го порядку, зображеної на рис. 2, б, чисельним методом знайдено залежності $i_d(M^*)$, $I(M^*)$ (з постійним i_d та для МТРА оптимізації) для СРД потужністю 15 кВт, які представлено на рис. 3.

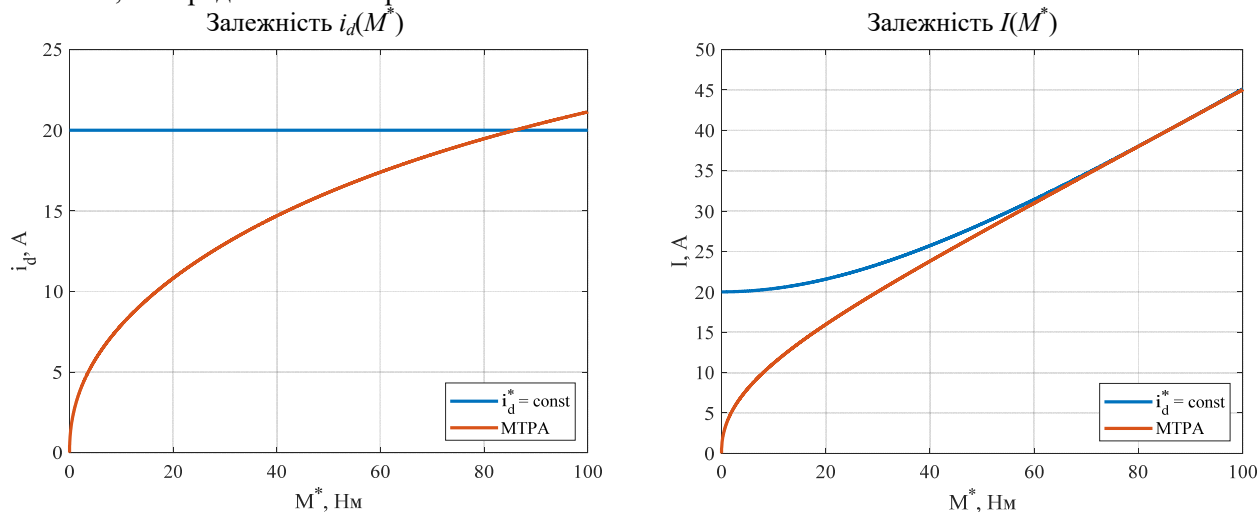


Рис. 3

Результати дослідження динамічних режимів і енергетичних показників. Методика дослідження системи векторного керування моментом двигуна потужністю 15 кВт є такою.

Для алгоритму векторного керування із МТРА оптимізацією проведено наступний тест: у $t = 0.5$ с починається формування траєкторії моменту, яка має п'ять ступенів з кроком 20 % від номінального (19.1 Нм). Перехід на кожний ступінь відбувається лінійно за час 0.01 с. Інтервал часу, протягом якого момент двигуна є сталим на кожному ступені, дорівнює 0.05 с. На інтервалі часу від $t = 0.8$ с до $t = 0.85$ с відбувається зменшення моменту до нуля, з $t = 1$ с починається відпрацювання

синусоїдній функції заданого моменту з амплітудою 50 % від номінального значення і частотою коливань 5 Гц. Для алгоритму керування з постійним струмом збудження, з яким проводиться порівняння, струм i_d^* досягає номінального значення 20 А за час 0.4 с.

Графіки перехідних процесів систем керування з оптимізацією МТРА і з постійним струмом збудження показано на рис. 4 червоними і чорними лініями відповідно. Відмітимо, що похибки відпрацювання струмів і моменту в умовах даного тесту нехтувано малі. З аналізу рис. 4 слідує, що в умовах МТРА керування досягається зменшення модуля вектора струму статора для моментів, які не перевищують 50-70% від номінального значення, що слідує з графіків активних втрат потужності у статорі для СРД потужністю 15 кВт і 2.2 кВт, представлених на рис. 5 і рис. 6 відповідно. Відмітимо, що графіки також підтверджують відомий факт, що оптимізація процесів керування є більш ефективною для електричних машин меншої потужності.

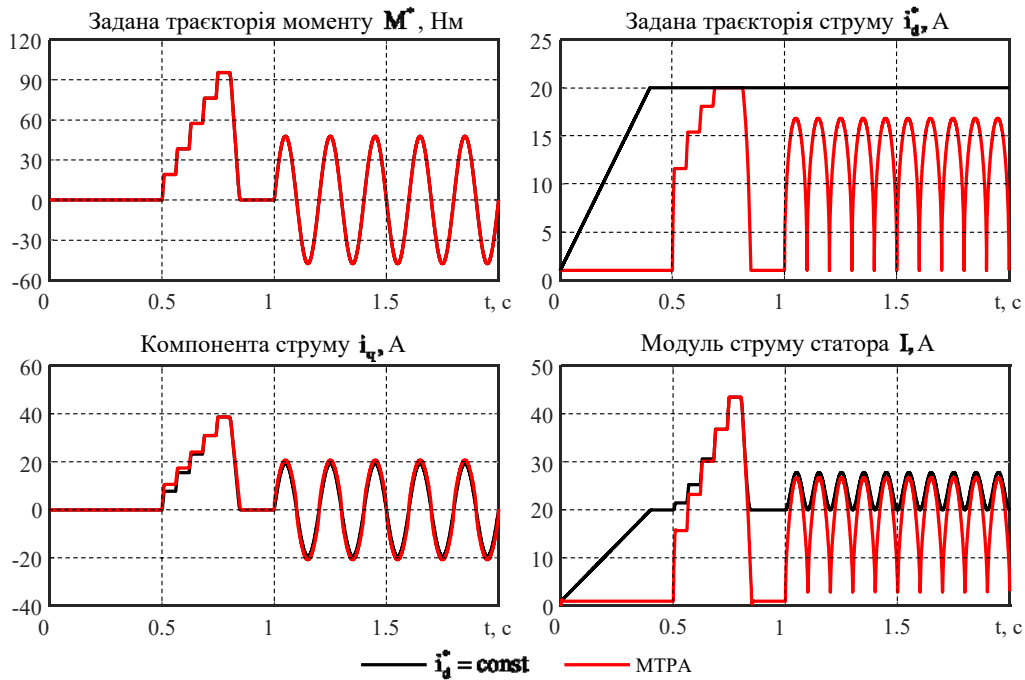


Рис. 4

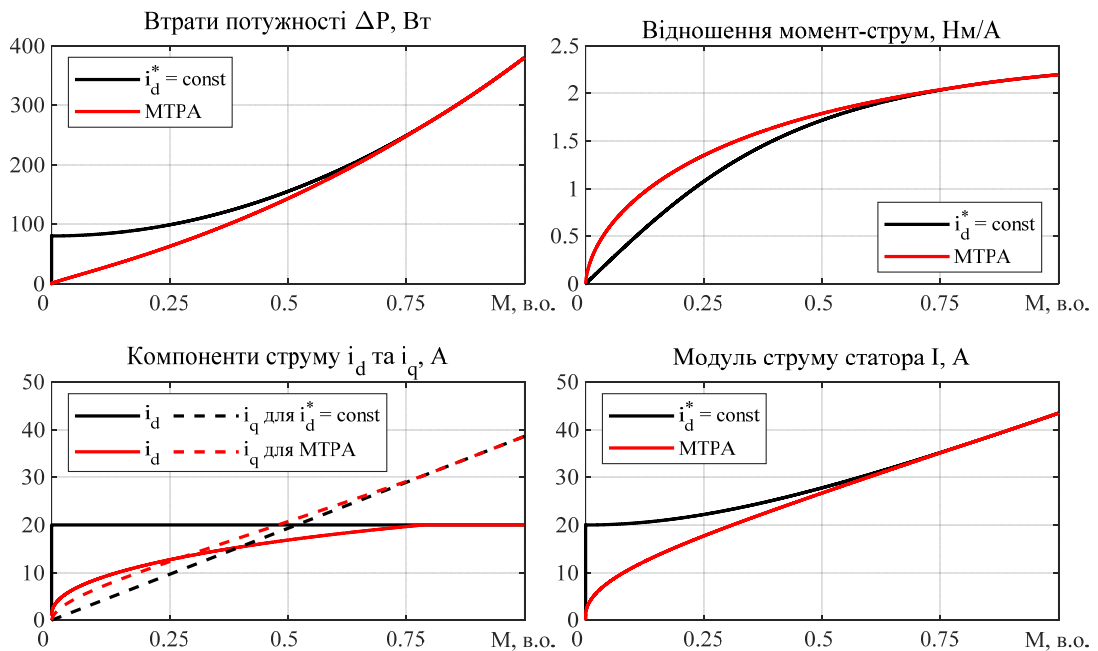


Рис. 5

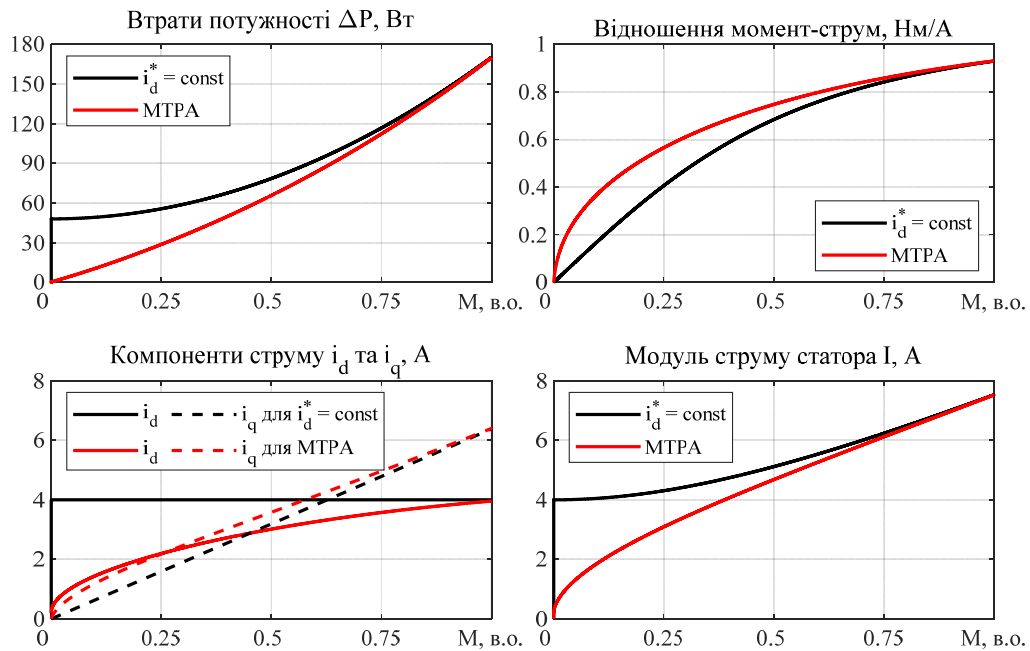


Рис. 6

Висновки. Розроблена математична модель СРД, яка базується на поліноміальних апроксимаціях функцій потокозчеплення, не використовує тригонометричні функції або багатовимірні таблиці, що дало можливість синтезувати алгоритм векторного керування моментом з оптимізацією за критерієм «момент-струм», який має простішу за існуючі аналоги структуру і не вимагає довготривалих експериментальних тестів. Надано процедуру отримання аналітичних залежностей потокової і моментної компонент вектора струму статора від заданого моменту для МТРА оптимізації, яка може бути автоматизована. З порівняльного тестування засобами математичного моделювання випливає, що в межах заданого моменту від нуля до 50-70 % від номінального досягається зменшення активних втрат порівняно із системою керування з постійним потокозчепленням. Для двигунів потужністю 15 кВт і 2.2 кВт, які було досліджено, активні втрати статора зменшуються з 100 Вт до 60 Вт та з 55 Вт до 30 Вт відповідно, для значень моменту 25% від номінального, а відношення момент-струм збільшується з 1.1 Нм/А до 1.35 Нм/А та з 0.4 Нм/А до 0.56 Нм/А відповідно.

1. Lipo T.A. Synchronous reluctance machines – A viable alternative for AC drives? *Electric Machines & Power Systems*. 1991. Vol. 19. No 6. Pp. 659-671. DOI: <https://doi.org/10.1080/07313569108909556>.
2. Boglietti A., Cavagnino A., Pastorelli M., Staton D., Vagati A. Thermal analysis of induction and synchronous reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006. Vol. 42. No 3. DOI: <https://doi.org/10.1109/tia.2006.873668>.
3. Consoli A., Russo F., Scarcella G., Testa A. Low- and zero-speed sensorless control of synchronous reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1999. Vol. 35. No 5. Pp. 1050-1057. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.793365>.
4. Lee H.D., Kang S.J., Sul S.K. Efficiency-optimized direct torque control of synchronous reluctance motor using feedback linearization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1999. Vol. 46. No 1. Pp. 192-198. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.744411>.
5. Yang Z., Shang F., Brown I.P., Krishnamurthy M. Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for EV and HEV applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2015. Vol. 1. No 3. Pp. 245-254. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2470092>.
6. Xu L., Xu X., Lipo T.A., Novotny D.W. Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1991. Vol. 27. No 5. Pp. 977-985. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.90356>.
7. Lubin T., Razik H., Rezzoug A. Magnetic saturation effects on the control of a synchronous reluctance machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2002. Vol. 17. No 3. Pp. 356-362. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2002.801731>.

8. Accetta A., Cirrincione M., Piazza M.C.D., Tona G.L., Luna M., Pucci M. Analytical formulation of a maximum torque per Ampere (MTPA) technique for SynRMs considering the magnetic saturation. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2020. Vol. 56. No 4. Pp. 3846-3854. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2020.2993525>.
9. Bedetti N., Calligaro S., Petrella R. Self-adaptation of MTPA tracking controller for IPMSM and SynRM drives based on on-line estimation of loop gain. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, USA, 01-05 October 2017. Pp. 1917-1924. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8096029>.
10. Wang S., Varvolik V., Bao Y., Aboelhassan A., Degano M., Buticchi G., Zhang H. Automated maximum torque per Ampere identification for synchronous reluctance machines with limited flux linkage information. *Machines*. 2024. Vol. 12(2). Pp. 1-19. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines12020096>.
11. Rashad E.M., Radwan T.S., Rahman M.A. A maximum torque per ampere vector control strategy for synchronous reluctance motors considering saturation and iron losses. *Record of the IEEE Industry Applications Conference*, Seattle, WA, USA, 03-07 October 2004. Pp. 2411-2417. DOI: <https://doi.org/10.1109/IAS.2004.1348813>.
12. Bozhko S., Dymko S., Kovbasa S., Peresada S.M., Maximum torque-per-Amp control for traction IM drives: Theory and experimental results. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2017. Vol. 53. No 1. Pp. 181-193. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2608789>.
13. Peresada S., Nikonenko Y., Reshetnyk V. Identification of the interior permanent magnet synchronous motor electrical parameters for self-commissioning. *IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 22-24 April 2020. Pp. 826-831. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088867>.
14. Varvolik V., Buticchi G., Wang S., Prystupa D., Peresada S., Bozhko S., Galea M. High-fidelity model identification for synchronous reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2023. Vol. 38. Issue 4. Pp. 2623-2633. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2023.3277478>.
15. Varvolik V., Wang S., Prystupa D., Buticchi G., Peresada S., Galea M., Bozhko S. Fast experimental magnetic model identification for synchronous reluctance motor drives. *Energies*. 2022. No 15. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15062207>.
16. Synchronous reluctance motor-drive package for machine builders. ABB. URL: <https://search-ext.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=3AUA0000120962&LanguageCode=en&DocumentPartId=1&Action=Launch/> (accessed at 12.06.2024).

TORQUE CONTROL OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTORS WITH MAXIMUM TORQUE PER AMPERE OPTIMIZATION

S.M. Peresada¹, S.M. Kovbasa¹, V.V. Shcherbachenko¹, Ye.O. Nikonenko¹, P.P. Podeiko²

¹National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Beresteiskyi Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: sergei.peresada@gmail.com.

²Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

The vector torque control algorithm of synchronous reluctance motors (SynRM), which are deeply saturated electrical machines, is presented. The control algorithm design is based on a motor mathematical model with polynomial approximations of the flux-coupling functions that do not use trigonometric functions or multidimensional tables. The structure of the SynRM control system allows for the analytical and numerical formalization of the maximum torque per Ampere optimization. The resulting optimization procedure is much simpler than the existing ones and does not require long-term experimental tests, and is easily automated. The results of the vector control system testing with the proposed optimization algorithm confirm that it reduces power consumption in the torque zone by up to 50-70 % of the nominal value compared to the control system with constant flux coupling. At the same time, asymptotic tracking of the reference torque and flux-forming component of the stator current is achieved. The study results show that optimization has a greater effect for motors of lower power. References 16, figures 6, table 1.

Keywords: synchronous reluctance motor, vector control, MTPA optimization, tracking of reference trajectories, power losses.

Надійшла 25.06.2024
Остаточний варіант 22.07.2024