

СИСТЕМА КЕРУВАННЯ СИНХРОННОЮ МАШИНОЮ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ З МАКСИМАЛЬНОЮ ЕНЕРГЕТИЧНОЮ ЕФЕКТИВНІСТЮ ПРИ ОСЛАБЛЕННІ ПОЛЯ

Постановка проблеми. Для керування синхронною машиною з постійними магнітами (СМПМ) з ослабленням поля важливим, зокрема для транспортних засобів, є забезпечення роботи електроприводу (ЕП) з найменшими втратами у всьому діапазоні швидкостей. Зазвичай, такий режим реалізується використанням стратегії керування максимального моменту на ампер (maximum torque per ampere, або МТА), яка забезпечує мінімізацію втрат в міді [1-3]. Однак, на швидкостях вищих від номінальної втрати в сталі, спричинені вихровими струмами та гістерезисом, можуть становити 30-50% від сумарних втрат [4]. Також при роботі з максимальними навантаженнями має місце ефект насичення магнітних кіл [5, 6]. Тому для побудови енергоефективних систем керування СМПМ з ослабленням поля необхідно розробити інший критерій, який би враховував ефекти насичення та втрат в сталі.

Метою цієї роботи є вдосконалення математичної та комп'ютерної моделей СМПМ з врахування втрат в сталі та насичення, а також розробка системи керування з максимальною енергетичною ефективністю та її комп'ютерне моделювання.

Матеріали дослідження. На підставі [5, 6], а також заступної схеми, представлені на рис. 1, математичну модель СМПМ у обертовій системі координат, орієнтованій за полем ротора, можна описати системою рівнянь

$$\begin{cases} i_q = i_{q0} + \frac{\tilde{L}_q(i_{q0})}{R_c} \frac{d}{dt} i_{q0} + i_{d0} \frac{\tilde{L}_d(i_{d0})\omega}{R_c} + \frac{\psi_{pm}\omega}{R_c} \\ i_d = i_{d0} + \frac{\tilde{L}_d(i_{d0})}{R_c} \frac{d}{dt} i_{d0} - i_{q0} \frac{\tilde{L}_q(i_{q0})\omega}{R_c} \end{cases}, \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_q = i_{q0}R + \tilde{L}_q(i_{q0}) \left(1 + \frac{R}{R_c}\right) \frac{d}{dt} i_{q0} + \psi_{iq}(i_{q0})\omega \left(1 + \frac{R}{R_c}\right) + \psi_{pm}\omega \left(1 + \frac{R}{R_c}\right) \\ u_d = i_{d0}R + \tilde{L}_d(i_{d0}) \left(1 + \frac{R}{R_c}\right) \frac{d}{dt} i_{d0} - \psi_{id}(i_{d0})\omega \left(1 + \frac{R}{R_c}\right) \end{cases} \quad (2)$$

де індекси d і q позначають проекції змінної на відповідні осі; u_d, u_q – напруга, прикладена до обмоток якоря; i_d, i_q – струм в якорі; i_{d0}, i_{q0} – складова струму якоря, яка створює електромагнітний момент; i_{dc}, i_{qc} – струм якоря, який моделює втрати в сталі; R – активний опір обмоток якоря; R_c – активний опір, який моделює втрати в сталі; ω – кругова частота напруги якоря, ψ_{pm} – амплітуда потокозчеплення, що створюється одним полюсом постійних магнітів; $\tilde{L}_d(i_{d0}), \tilde{L}_q(i_{q0})$ – диференціальні індуктивності обмоток якоря; $\psi_{id}(i_{d0}), \psi_{iq}(i_{q0})$ – потокозчеплення, спричинені реакцією якоря.

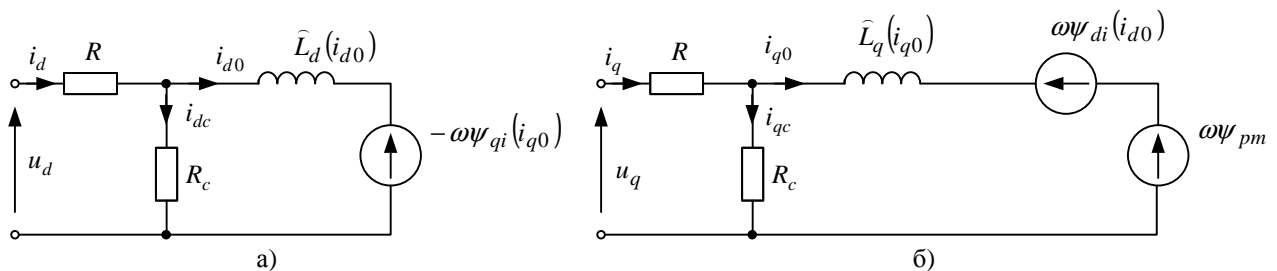


Рис. 1. Заступні схеми СМПМ в обертовій системі координат, орієнтованій за полем ротора: а) за віссю d ; б) за віссю q

Електромагнітний момент двигуна та рівняння механічної частини приводу мають відповідно вигляд

$$M = \frac{3}{2} p_b [\psi_d(i_{d0})i_{q0} - \psi_q(i_{q0})i_{d0}]; \quad J \frac{d}{dt} \omega_r + b\omega_r = M - M_c, \quad (3)$$

де p_b – число пар полюсів; $\psi_d(i_{d0}) = \psi_{di}(i_{d0}) + \psi_{pm}$, $\psi_q(i_{q0}) = \psi_{qi}(i_{q0})$ – проекції повного потокозчеплення по відповідних осях; ω_r – кутова швидкість СМПМ; J – сумарний момент інерції системи приводу, приведений до валу двигуна; b – коефіцієнт в'язкого тертя; M_c – момент статичного навантаження.

На відміну від класичної моделі PMSM [1], отримана математична модель машини з врахуванням магнітного насичення (1) – (2) містить нелінійно залежні від струму якоря змінні $\psi_{di}(i_d)$, $\psi_{qi}(i_q)$ та $\tilde{L}_d(i_d)$, $\tilde{L}_q(i_q)$. Згідно з методикою, запропонованою у [6], потокозчеплення реакції якоря визначається за виразами:

$$\psi_{di}(i_{d0}) = a_1 \arctan(a_2 i_{d0}) + a_3 i_{d0}; \quad \psi_{qi}(i_{q0}) = b_1 \arctan(b_2 i_{q0}) + b_3 i_{q0}, \quad (4)$$

де $a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3$ – коефіцієнти апроксимації залежностей, які можна отримати на підставі обчислювальних експериментів польового дослідження конкретної СМПМ за методом скінчених елементів (FEM). Подібні за часом від обох складових потокозчеплення мають вигляд

$$\frac{d}{dt} \psi_{di}(i_{d0}) = \frac{d\psi_{di}(i_{d0})}{di_{d0}} \cdot \frac{di_{d0}}{dt} = \tilde{L}_d(i_{d0}) \frac{d}{dt} i_{d0}; \quad \frac{d}{dt} \psi_{qi}(i_q) = \frac{d\psi_{qi}(i_q)}{di_q} \cdot \frac{di_q}{dt} = \tilde{L}_q(i_q) \frac{d}{dt} i_q. \quad (5)$$

Звідси залежності динамічних індуктивностей від відповідних струмів будуть рівними

$$\tilde{L}_d(i_{d0}) = \frac{a_1 a_2}{1 + a_2^2 i_{d0}^2} + a_3; \quad \tilde{L}_q(i_{q0}) = \frac{b_1 b_2}{1 + b_2^2 i_{q0}^2} + b_3. \quad (6)$$

Втрати в міді та в сталі розраховуються за виразами

$$\Delta P_{cu} = \frac{3}{2} R(i_q^2 + i_d^2); \quad \Delta P_{fe} = \frac{3}{2} R_c (i_{qc}^2 + i_{dc}^2) = \frac{3}{2} \frac{\omega^2}{R_c} \left[(\tilde{L}_d(i_{d0}) i_{d0})^2 + (\tilde{L}_q(i_{q0}) i_{q0} + \psi_{pm})^2 \right]. \quad (7)$$

Еквівалентний опір втрат в сталі R_c на підставі методики [4] змодельємо виразом

$$R_c = 1 / (K_f + K_h / \omega_r), \quad (8)$$

де K_f і K_h – коефіцієнти, що характеризують втрати на гістерезис та вихрові струми при номінальних значеннях магнітного потоку і частоти відповідно.

Коефіцієнт корисної дії машини рівний

$$\eta = \frac{M \omega_r}{\Delta P_{cu} + \Delta P_{fe} + M \omega_r}. \quad (9)$$

Для досліджень було взято СМПМ з такими номінальними параметрами: $M_n = 300$ Нм, $\omega_{r,n} = 100$ с⁻¹, $p_b = 2$, $U_n = 200$ В, $I_n = 200$ А, $R_s = 0,075$ Ом, $\psi_{pm} = 0,5$ Вб, $I_{max} = 3I_n$, $K_f = 0,18$ Ом⁻¹, $K_h = 90$ Ом⁻¹·с⁻¹, $a_1 = 5,2$, $a_2 = 0,005$, $a_3 = -0,0021$, $b_1 = 5,2$, $b_2 = 0,009$, $b_3 = -0,00135$. Характер зміни динамічних індуктивностей від струму показано на рис. 2.

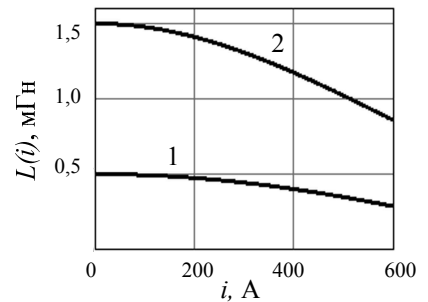


Рис. 2. Залежності динамічних індуктивностей від відповідних струмів: 1 – $\tilde{L}_d(i_d)$, 2 – $\tilde{L}_q(i_q)$

На рис. 3 для досліджуваної СМПМ представлено діаграми, отримані для номінальної кутової швидкості та для випадків врахування лише втрат в міді (рис. 3а) та сумарних втрат в міді і сталі при врахуванні магнітного насичення (рис. 3б). На діаграмах відображено ізолінії моменту (шкала зліва у в.о. відносно M_n) та ККД (лінії 4), а криві 3 – це оптимальні з енергетичної точки зору залежності між струмами $i_{q,opt}(i_{d,opt})$ (у в.о. відносно I_n).

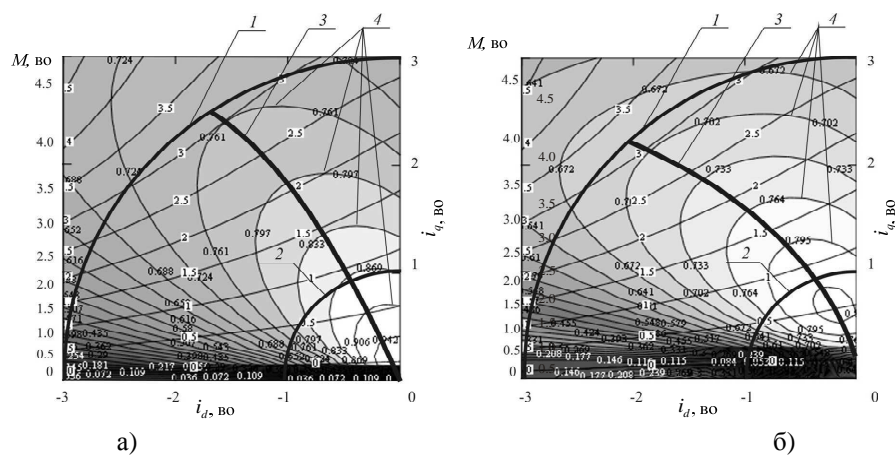


Рис. 3. Залежності $\eta(i_d, i_q)$ та $M(i_d, i_q)$ від струмів по осях dq з врахуванням втрат лише в міді (а) та втрат в міді, сталі і насичення по осях dq (б): 1 – обмеження за максимальним струмом; 2 – обмеження за номінальним струмом; 3 – оптимальна залежність $i_d(i_q)$, 4 – $\eta(i_d, i_q)$

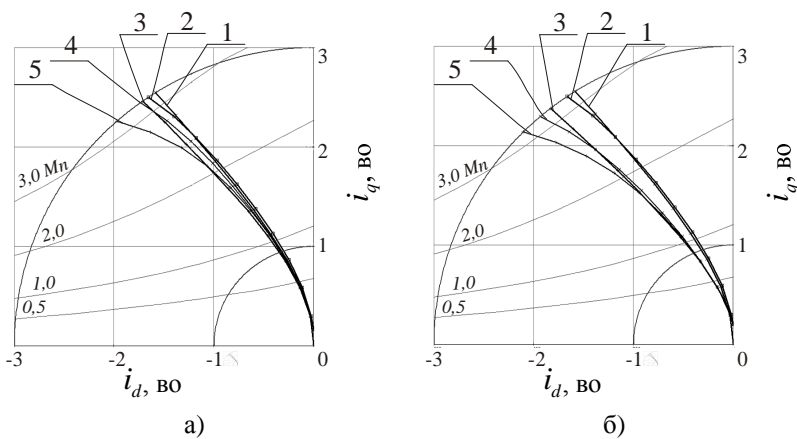


Рис. 4. Криві оптимальних залежностей $i_q(i_d)$ для кутових швидкостей $\omega_r = 0,5\omega_n$ (а) та $\omega_r = 1,7\omega_n$ (б):

1 – Cu; 2 – Cu+Sat_q; 3 – Cu+Fe; 4 – Cu+Fe+Sat_q; 5 – Cu+Fe+Sat_{dq} повздожній і поперечній осях. Криві оптимальних залежностей $i_q(i_d)$ для різних значень кутової швидкості з врахування сумарних втрат та насичення зображені на рис. 5. Далі, вони були використані для побудови таблиць оптимальних кривих $i_q(\omega_r, i_s)$ та $i_d(\omega_r, i_s)$, де i_s – амплітудне значення струму якоря.

На підставі виразів (1) – (9) було створено комп'ютерну модель СМІМ у пакеті Matlab/Simulink. Функціональна схема замкненої системи керування зображена на рис. 6. Система керування побудована за традиційною схемою підпорядкованого регулювання з регуляторами швидкості РШ, струму РС за осями dq та з компенсацією перехресних зв'язків.

Блок завдання струмів БЗС формує сигнали завдання струмів i_d^* та i_q^* за значеннями: i^* – завдання амплітуди струму якоря, S_A, S_B, S_C – логічні сигнали керування ключами інвертора напруги ІН та θ – кута положення ротора. При роботі ЕП у першій зоні i_d^* та i_q^* формуються на підставі оптимальних таблиць $i_q(\omega_r, i_s)$ та $i_d(\omega_r, i_s)$. Для визначення точки переходу з першої зони у другу використовується інформація про стан ключів інвертора. Наближення суми ширини імпульсів керування ключами до 1 означатиме насичення інвертора і необхідність переходу роботи у другу зону [7]. При роботі ЕП у другій зоні сигнал суми ширини імпульсів інвертора використовується для наінтегрування коректуючої складової струму по осі d Δi_d . Далі сума $\Delta i_d + i_d(\omega_r, i_s)$ формує сигнал завдання i_d^* . А сигнал завдання i_q^* розраховується за виразом $i_q^* = \sqrt{i^{*2} + (\Delta i_d + i_d(\omega_r, i_s))^2}$. Такий спосіб оцінки напруги СМІМ дає змогу реалізувати систему керування, незалежну від коливань напруги джерела живлення U_{DC} при переході у режим з ослабленням поля [8].

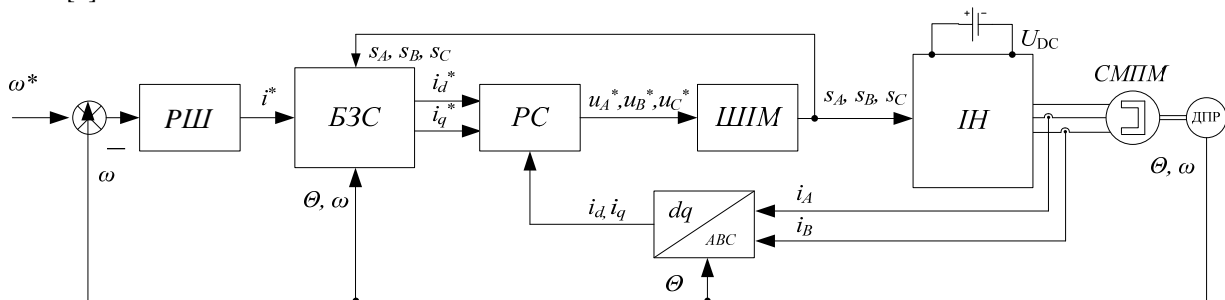


Рис. 6. Функціональна схема системи електроприводу з ослабленням поля

На створеній комп'ютерній моделі було проведено серію дослідів: 1-й дослід – система керування за принципом МТА; 2-й дослід – система керування за принципом мінімізації сумарних втрат з врахуванням насичення. Результати моделювання наведені на рис. 7.

На рис. 4 показано криві оптимальних за мінімумом втрат залежностей i_q, i_d для різних кутових швидкостей, отримані шляхом знаходження локальних максимумів функції $\eta(i_q, i_d)$ для різних варіантів врахування та нехтування насиченням та втратами в сталі. При збільшенні швидкості понад номінальну втрати в сталі (Fe) можуть перевищувати втрати в міді (Cu). Варто зауважити, що при роботі з ослабленням поля, коли струм i_d значно зростає, необхідно врахувати насичення по dq осях (Sat_{dq}) (крива 5).

Таким чином, при роботі ЕП у другій зоні є необхідним врахування втрат в міді і сталі та насичення по

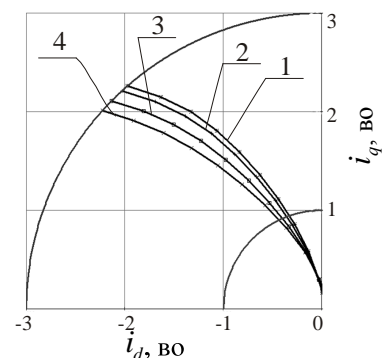


Рис. 5. Криві оптимальних залежностей $i_q(i_d)$ для швидкостей:

- 1 – $\omega_r = 0,5\omega_n$; 2 – $\omega_r = 1,0\omega_n$;
- 3 – $\omega_r = 2,0\omega_n$; 4 – $\omega_r = 3,0\omega_n$.

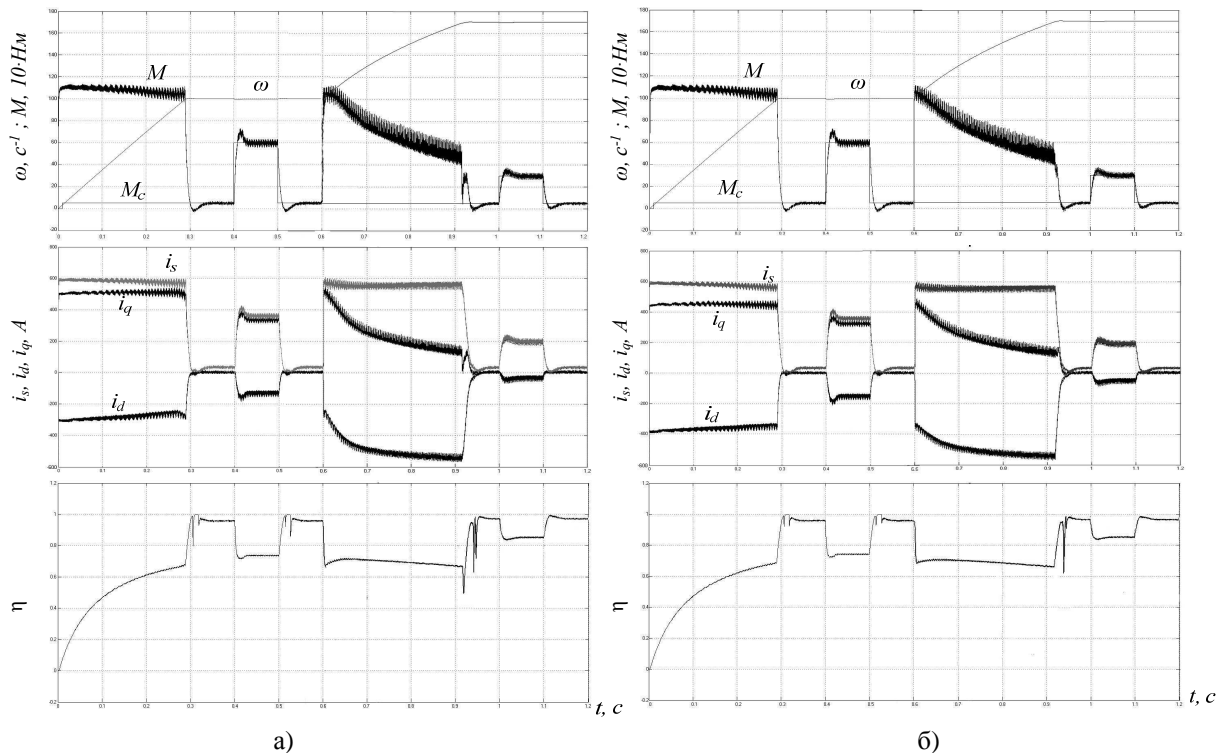


Рис. 7. Осцилограми кутової швидкості, моменту, струмів, ККД та потужностей: а) система керування за принципом МТА; б) система керування за принципом мінімізації сумарних втрат з врахуванням насичення

Висновок. Проведене комп'ютерне моделювання ЕП показує, що врахування втрат в сталі та насичення дає змогу підвищити ККД до 2%, особливо у динамічних режимах. Запропонований підхід дає змогу точніше визначити точку переходу роботи ЕП з першої у другу зону без використання математичної моделі машини, а також є нечутливим до варіації напруги джерела живлення. Актуальним завданням є перевірка отриманих результатів на фізичній моделі та розробка алгоритмів визначення фізичних параметрів машини.

Література

1. Krause P.C., Wasynczuk O., Sudhoff S.D.. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems // IEEE PRESS, Wiley Interscience, 2002, 610 p.
2. Inoue Y., Morimoto S., Sanada M. Comparative study of PMSM drive systems based on current control and direct torque control in flux-weakening control region // IEEE Trans. Industry Applications, 2012, vol. 48, no. 6, pp. 2382-2389.
3. Zhou H., Wen X., Zhao F., Zhang J., Meng J.. An Improved flux-weakening strategy for field-oriented-controlled PMSM drives // IEEE 7th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. - Harbin, China., 2012, pp. 2353-2356.
4. Fernández-Bernal A., García-Cerrada F. Determination of parameters in interior permanent-magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement // IEEE Trans. Industry Applications, 2001, vol. 37, no. 5, pp. 1265-1272.
5. Shchur I., Rusek A., Makarchuk O. Modelowanie symulacyjno-komputerowe silnika synchronicznego z magnesami trwałymi na podstawie wyników badań polowych // Maszyny Elektryczne. Zeszyty Problemowe. – 2012. – Nr 96/3. – S. 189-195.
6. Shchur I., Rusek A., Makarchuk O., Lis M. The simulation model of a synchronous machine with permanent magnets that takes into account magnetic saturation // Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review). – 2013. – N 4. – P. 102-105.
7. Xingming Z., Feng Z., Huawei Z., Baocang Z. A robust field weakening method for direct torque controlled PMSM drive system // Electrical Machines and Systems (ICEMS): Intern. Conf. – Beijing., 2011.
8. Мандзюк М.Ф., Щур І.З. Система оптимального керування СМІМ з ослабленням поля при непостійній напрузі живлення // Електроенергетичні та електромеханічні системи: Вісн. Націон. ун-ту “Львівська політехніка”. – Львів: Вид-во Націон. ун-ту “Львівська політехніка”, 2013. – (у друці).