

СИСТЕМА ОПТИМАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ СМПМ З ОСЛАБЛЕННЯМ ПОЛЯ ПРИ НЕПОСТІЙНІЙ НАПРУЗІ ЖИВЛЕННЯ

© Мандзюк М.Ф., Щур І.З., 2013

У роботі наведено алгоритм керування електроприводом на основі синхронної машини з постійними магнітами (СМПМ), який забезпечує максимальну енергетичну ефективність. Робота алгоритму перевірена за допомогою комп'ютерного моделювання в режимі ослаблення поля за різних напруг живлення.

Ключові слова: синхронна машина з постійними магнітами, ослаблення поля, енергетична ефективність, максимальний момент на ампер.

The paper presents an algorithm for motor control by electric drive based on synchronous motor with permanent magnets (PMSM), which ensures maximum energy efficiency. The algorithm was tested by computer simulations using field weakening with different supply voltages.

Key words: synchronous machine with permanent magnets, field weakening, energy efficiency, maximum torque per amps.

Постановка задачі

В останні десятиліття широкого застосування набули вентильні електроприводи (ЕП) на базі синхронних машин з постійними магнітами (СМПМ). Такі ЕП мають високі енергетичні показники та добру динаміку за відносної простоти керування. Використання постійних магнітів дає змогу беззатратно забезпечити збудження без під'єднання зовнішніх електричних кіл до ротора машини. Протікання струму тільки по статорних обмотках машини дає можливість організувати ефективну систему охолодження, як наслідок, СМПМ мають велику переважувальну здатність.

Для забезпечення режиму роботи з постійною потужністю у ЕП транспортних засобів (ТЗ) та інших механізмах на базі СМПМ необхідно регулювати поперечну складову струму статора, яка ослаблює поле машини. Як джерело енергії у ТЗ найчастіше використовують акумуляторні батареї. Напруга акумуляторних батарей під час експлуатації може змінюватися в широких межах залежно від ступеня зарядженості, температури, зношеності та інших факторів. При роботі ЕП на базі СМПМ з ослабленням поля важливим є визначення точки переходу з першої у другу зону, яка безпосередньо залежить від напруги живлення. Тому актуальним є завдання розроблення систем керування ЕП, які були б нечутливі до зміни напруги живлення і при цьому забезпечували максимальну енергетичну ефективність роботи.

Аналіз останніх досліджень

Для забезпечення енергоефективної роботи СМПМ у другій зоні необхідно змінювати значення проєкцій струму якоря i_d, i_q в обертовій системі координат, орієнтованій за полем ротора, залежно від швидкості та навантаження. Стосовно способу формування сигналів завдання на струми i_d, i_q системи керування з ослабленням поля можна розділити на чотири типи [1]: керування за збуренням (feed-forward control), керування за зворотними зв'язками (feed-back control), гібридні системи та системи на основі теорії нелінійного керування.

Системи керування за збуренням побудовані на підставі математичної моделі машини. Струми i_d, i_q формуються за наперед розрахованими таблицями або залежностями з погляду максимальної ефективності за різних значень поточної швидкості та моменту статичного навантаження [2]. Такі системи дають змогу реалізувати якісні перехідні процеси, проте є чутливими до зміни параметрів машини та напруги живлення.

У системах керування за зворотними зв'язками струми i_d, i_q формуються на підставі зворотних зв'язків за швидкістю чи напругою. Перехід у другу зону відбувається шляхом відстеження поточної швидкості, або обмеження за напругою ЕП [3]. Такі системи не є чутливими до зміни параметрів машини, проте потребують складного налаштування регуляторів і мають меншу, ніж попередні, швидкодію.

У гібридних системах використовуються комбіновані підходи керування за збуренням та з використанням зворотних зв'язків [4].

Системи керування на основі теорії нелінійного керування відрізняються від попередніх принципом налаштування регуляторів [1]. Такі підходи нечутливі до зміни параметрів машини та мають високу швидкодію, але вимагають виконання складних обчислень.

Ціль статті

Метою роботи є розроблення алгоритму керування ЕП на основі СМПМ з ослабленням поля при непостійній нарузі живлення, реалізація алгоритму на комп'ютерній моделі та дослідження характеристик системи ЕП.

Виклад основного матеріалу

Постійні магніти (ПМ) синхронної машини можуть розміщуватись на поверхні, або бути заформовані всередину ротора (рис. 1). Виготовлення ротора з поверхневим розміщенням ПМ є дешевшим та технологічнішим, однак такі двигуни менш надійні та мають обмеження за максимальною кутовою швидкістю. Оскільки магнітна проникність повітря та матеріалу ПМ приблизно однакові, то для поверхневого розташування ПМ індуктивності обмоток статора, приведені до обертової системи координат dq , орієнтованої за полем ротора, практично дорівнюють: $L_d = L_q$. Магнітне коло машини з внутрішнім розташуванням магнітів неоднорідне. Простір, який займають ПМ по поперечній осі, по повздовжній займає метал. Тому індуктивність L_d завжди є меншою, ніж L_q при однаковому повітряному проміжку. Це приводить до появи додаткової реактивної складової електромагнітного моменту, яка пропорційна обом складовим струму якоря i_d, i_q . Чим більша різниця між індуктивностями L_d та L_q , тим більші можливості розширення діапазону швидкостей за рахунок ослаблення збудження і при цьому менші втрати потужності.

Прийнявши допущення, що відсутні втрати у сталі від вихрових струмів і гістерезису та відсутній ефект насичення магнітного кола, математичну модель СМПМ в ортогональній обертової системі координат dq можна описати системою рівнянь:

$$\begin{cases} u_d = i_d(R_s + L_d s) - \omega L_q i_q; \\ u_q = i_q(R_s + L_q s) + \omega(L_d i_d + \psi_{pm}), \end{cases} \quad (1)$$

де u_d, u_q – проекції вектора напруги, прикладеної до обмоток якоря, на відповідні осі d і q ; R_s – активний опір обмоток статора; ω – кругова частота, ψ_{pm} – амплітуда потокозчеплення, що створюється одним полюсом постійних магнітів; $s = d/dt$.

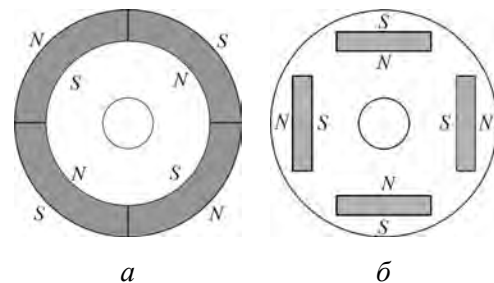


Рис. 1. Поперечний переріз ротора СМПМ з розташуванням ПМ: а – поверхневим; б – внутрішнім

Електромагнітний момент, втрати в міді та ККД описуються відповідно такими виразами:

$$M = \frac{3}{2} Z_p [\psi_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

$$\Delta P_{Cu} = \frac{3}{2} R_s (i_q^2 + i_d^2) \quad (3)$$

$$\eta = \frac{M \omega_r}{\Delta P_{Cu} + M \omega_r} \quad (4)$$

де Z_p – кількість пар полюсів, ω_r – кутова швидкість машини.

У випадку зовнішнього розміщення магнітів на роторі СМПМ вираз для розрахунку електромагнітного моменту спрощується. Оскільки $L_d = L_q$, то момент буде пропорційний лише до проекції струму i_q , і для отримання максимальної енергетичної ефективності необхідно утримувати струм $i_d = 0$. Для ротора з внутрішнім розташуванням магнітів ($L_d < L_q$) енергоефективне керування забезпечує стратегія «максимум моменту на ампер» (МТА) [2], відповідно до якої струми i_d та i_q зв'язані умовою максимуму електромагнітного моменту:

$$i_q = \sqrt{i_d \left(i_d + \frac{\psi_{pm}}{L_d - L_q} \right)} \quad (5)$$

Для досліджень було взято СМПМ з такими номінальними параметрами: $M_n = 300$ Нм, $\omega_{r,n} = 100$ с⁻¹, $Z_p = 2$, $U_n = 200$ В, $I_n = 200$ А, $R_s = 0,075$ Ом, $L_d = 0,5$ мГн, $L_q = 1,5$ мГн,

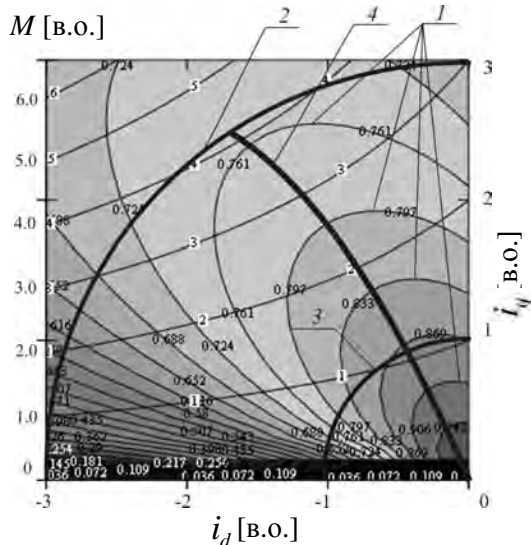


Рис. 2. Залежності $\eta(i_d, i_q)$ та $M(i_d, i_q)$

у відносних одиницях:

- 1 – $\eta(i_d, i_q)$; 2 – обмеження за максимальним струмом; 3 – обмеження за номінальним струмом; 4 – оптимальна залежність МТА

$\psi_{pm} = 0,5$ Вб, $I_{max} = 3I_n$. На рис. 2 зображено залежності $\eta(i_d, i_q)$ досліджуваної машини за номінальністю кутовій швидкості (криві 1). Також показано криві постійного моменту $M(i_d, i_q)$ у в. о. (за базовий прийнятий номінальний момент M_n). Номінальний та максимальний струми машини зображені кривими 2 та 3 (за базовий прийнятий номінальний струм I_n). Оптимальна залежність $i_q(i_d)$, розрахована за виразом (5), забезпечує не лише максимальний момент при різних значеннях струму, а й мінімізацію втрат у міді.

Для роботи у другій зоні з ослаблення поля необхідно враховувати обмеження за струмом та обмеження за напругою:

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{max} \quad (6)$$

$$u_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (7)$$

де U_{DC} – поточна напруга акумуляторної батареї.

Амплітуду фазної напруги на обмотках якоря, без врахування спаду напруги на активних опорах, на підставі (1) можна записати:

$$u_s = \sqrt{(Z_p \omega i_q L_q)^2 + [Z_p \omega (i_d L_d + \psi_{pm})]^2} \quad (8)$$

На рис. 3, а зображені діаграми струмів, а також криві рівних моментів та кутових швидкостей у в. о. досліджуваної машини за напруги в ланці постійного струму $U_{DC} = 340$ В. Формування оптимальних струмів i_d, i_q у першій зоні відбувається по кривій OA : робоча точка

рухається від O до A зі збільшенням навантаження. Робота вище точки A по кривій OA неможлива через обмеження за максимальним струмом (6). Обмеження за напругою (8) при номінальній швидкості неактивне, тому робота ЕП можлива з МТА. У разі збільшення швидкості до $(1,2\dots1,3)\omega_n$ ЕРС машини зростає настільки, що подальше збільшення швидкості з максимальним моментом (робота в точці A) неможливе. Коректуючи сигнали завдання на струми i_d, i_q по кривій AB , забезпечується подальший розгін ЕП.

Порівнюючи рис. 2 та 3, можемо зробити висновок, що відхід від кривої OA до кривої AB спричиняє зменшення ККД системи. Проте, при роботі в другій зоні за малих прискорень або невеликих статичних навантажень можлива робота за стратегією МТА. Так, наприклад, на швидкості $1,5\omega_n$ при необхідному електромагнітному моменті $(0\dots2,1)M_n$ бажаною є робота на ділянці OAA' . Це забезпечить максимальну енергетичну ефективність. Якщо необхідний електромагнітний момент буде більшим $2,1M_n$, то струми i_d, i_q необхідно формувати по кривій обмеження за напругою $A'A'C$. Робота в точці C на швидкості $1,5\omega_n$ відповідає максимально можливому електромагнітному моменту. Подальше зростання моменту статичного навантаження призведе до зниження швидкості ЕП, а струми i_d, i_q формуватимуться по кривій CA . На швидкості $2\omega_n$ робота в першій зоні неможлива, і струми i_d, i_q формуються по кривій DE у всьому діапазоні електромагнітного моменту.

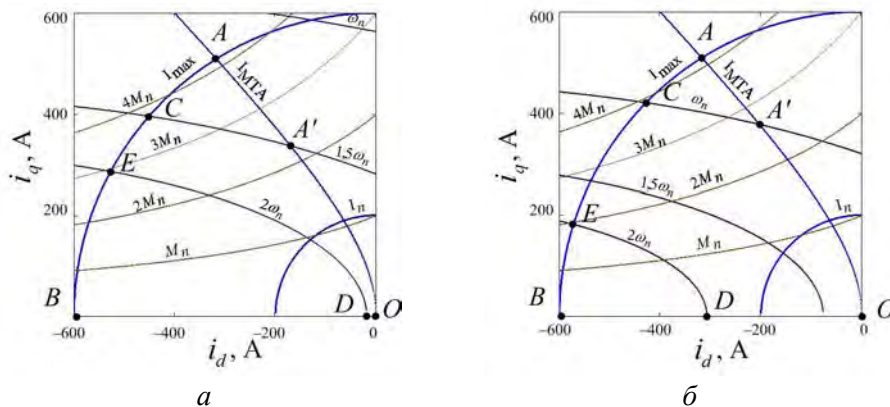


Рис. 3. Діаграми основних координат досліджуваної СМІМ у в. о.:

а) $U_{DC} = 340$ В; б) $U_{DC} = 240$ В

У разі зменшенні напруги живлення до $U_{DC} = 240$ В (див. рис. 3, б) перехід у другу зону необхідно здійснювати швидше. Так, на швидкості $1,0\omega_n$ робота на ділянці AAA' неможлива. Оскільки напруга живлення понизилась, обмеження за напругою вступило в дію раніше. І для забезпечення вищого електромагнітного моменту машини необхідно працювати ділянці $AA'C$.

Як основне, або проміжне джерело живлення в електричних та гібридних ТЗ найчастіше використовують електрохімічні акумуляторні батареї або суперконденсатори. Особливістю таких джерел живлення є зміна напруги на вихідних клеммах під час експлуатації. Для визначення точки переходу з першої зони у другу, зазвичай, використовується сигнал з давача швидкості [2]. Проведений вище аналіз показує неможливість застосування такого підходу при зміні напруги живлення. Одним з шляхів вирішення цієї проблеми є встановлення давача напруги та визначення точки переходу у другу зону на підставі математичної моделі СМІМ. Але такий підхід є чутливим до зміни параметрів машини.

У роботі пропонується використовувати інформацію про стан ключів інвертора для оцінки максимальної напруги СМІМ. Наближення ширини імпульсів керування інвертором напруги до 1 означатиме насичення інвертора і необхідність переходу роботи у другу зону.

Функціональна схема системи керування зображена на рис. 4. На вході сигнал завдання швидкості ω^* порівнюється з дійсним значенням швидкості. Виходом регулятора швидкості (РШ)

є струм статора i^* . Також вихідний сигнал РШ має обмеження, яке відповідає максимальному струму I_{\max} . Блок ослаблення поля (ОП) формує сигнали завдання струмів i_d^* та i_q^* за значеннями: i^* – завдання струму статора, S_A, S_B, S_C – сигналів керування інвертором напруги (ІН) та θ – кута положення ротора. ПІ регулятор струму (РС), порівнюючи сигнали i_d^* та i_q^* з дійсними значеннями i_d та i_q , формує сигнали завдання напруг u_A^*, u_B^*, u_C^* на широтно-імпульсний модулятор (ШІМ).

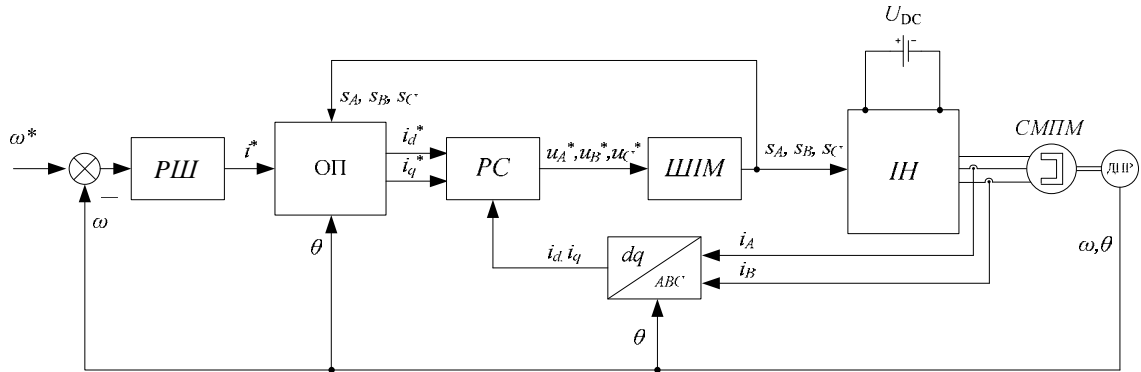


Рис. 4. Функціональна схема електроприводу на базі СМПІМ з ослабленням поля

Алгоритм роботи блока ОП зображено на рис. 5. На початковому етапі струм корекції по осі d Δi_d приймають 0. Далі на підставі значень сигналів керування інвертором знаходяться фазні напруги у в.о. за виразом [4]:

$$\begin{cases} u_{A_pu} = \frac{1}{3}(2S_A - S_B - S_C) \\ u_{B_pu} = \frac{1}{3}(2S_B - S_A - S_C) \\ u_{C_pu} = \frac{1}{3}(2S_C - S_A - S_B) \end{cases} \quad (9)$$

Потім значення фазних напруг перетворюються з нерухомої АВС у обертову dq систему координат:

$$\begin{cases} u_{d_pu} = \frac{2}{3} \left[u_{A_pu} \sin(\omega t) + u_{B_pu} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - u_{C_pu} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ u_{q_pu} = \frac{2}{3} \left[u_{A_pu} \cos(\omega t) + u_{B_pu} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - u_{C_pu} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (10)$$

Для зменшення пульсацій, спричинених роботою ШІМ, сигнал фільтрується. Розраховується амплітудне значення напруги, максимально можливе значення якого дорівнює 1. Від отриманого амплітудного віднімається максимально можливе задане значення u_{lim_pu} . Ця різниця u_{sig} надходить на інтегратор і формує Δi_d , коректуючи частину сигналу завдання i_d^* . Якщо швидкість є на межі переходу з першої у другу зону і за сигналом завдання повинна зростати, то сигнал $u_{sig} > 0$, і Δi_d зростає. Отже, при наближенні приводу до 2-ї зони сигнал i_d^* поступово зростатиме та забезпечить роботу на кривій обмеження за напругою від точки A' до C . Якщо у другій зоні момент падає, сигнал $u_{sig} < 0$. Як наслідок, сигнал Δi_d спадатиме і робоча точка рухатиметься від C до A' . Якщо момент буде продовжувати спадати, робочі точки формуватимуться по кривій $A-O$. Оскільки на кривій $AA'O$ коректуюча частина Δi_d не потрібна, то за умови $u_{sig} < 0$ та $\Delta i_d < 0$

приймається $\Delta i_d = 0$. Ця умова унеможливує подальше зниження Δi_d та відхід вправо від кривої МТА. Сигнал завдання i_q^* формується по оптимальній кривій МТА у першій зоні та за виразом обмеження за струмом у другій.

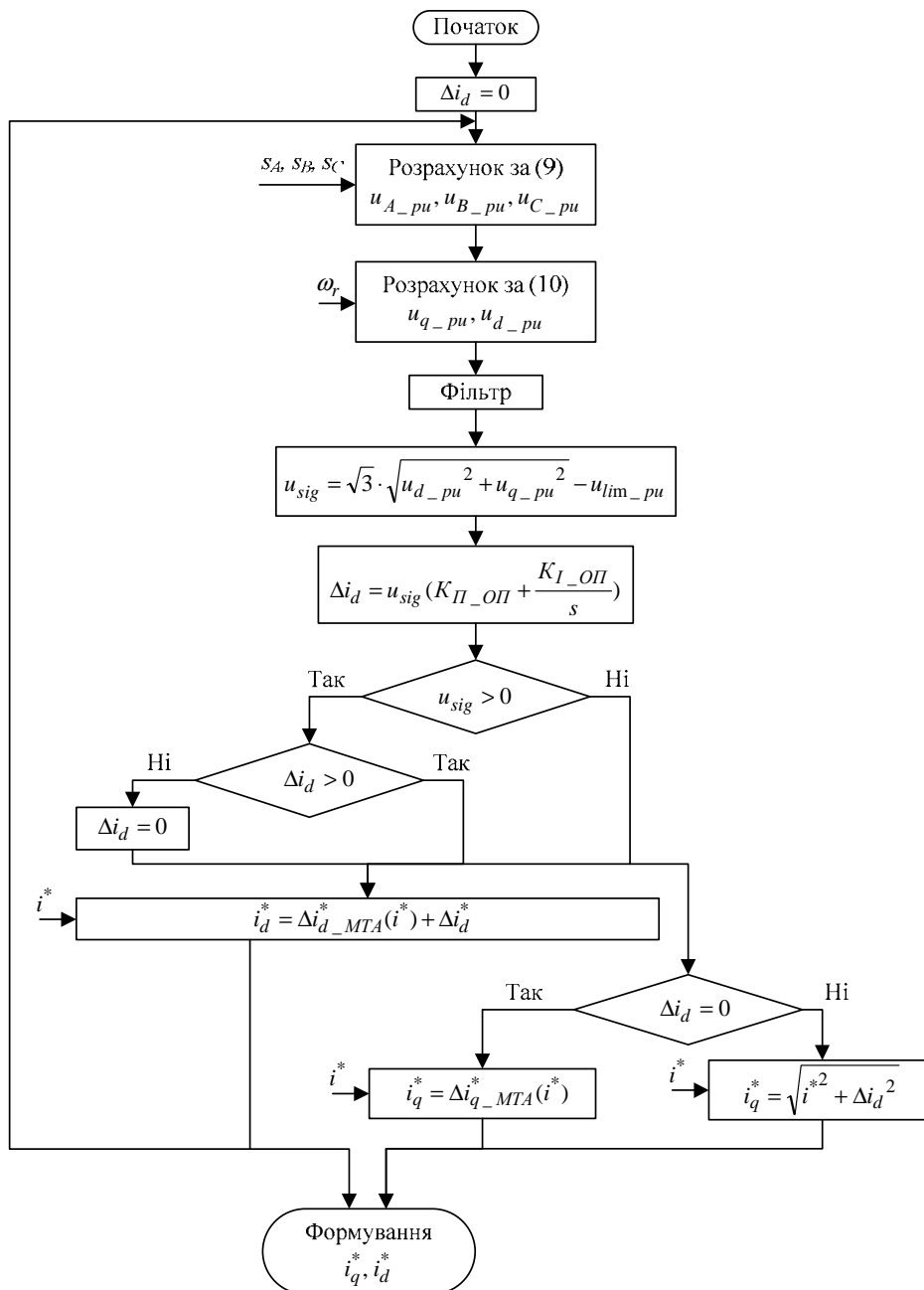


Рис. 5. Алгоритм роботи блока ослаблення поля ОП

На основі функціональної схеми (рис. 4) та алгоритму (рис. 5) у пакеті Matlab/Simulink було створено комп'ютерну модель ЕП на базі СМІМ з ослабленням поля. Моделювання проводилося для встановлених значень напруги у ланці постійного струму $U_{DC} = 240, 290, 340 \text{ В}$. Отримані максимальні механічні характеристики ЕП при таких значеннях напруги показано на рис. 6. Слід звернути увагу, що на кутових швидкостях вище 160 с^{-1} для $U_{DC} = 240 \text{ В}$, вище 200 с^{-1} для $U_{DC} = 290 \text{ В}$ та вище 250 с^{-1} для $U_{DC} = 340 \text{ В}$ наявні значні коливання електромагнітного моменту.

Такі коливання спричинені шумами в каналі розрахунку напруг за виразами (9). Цей вплив можна знизити, зменшуючи напругу обмеження u_{lim_pu} , що негативно позначиться на показниках ефективності, адже перехід у другу зону відбуватиметься дещо раніше, проте дозволить ще більше розширити діапазон швидкостей догори від номінальної.

Наведені на рис. 7 залежності $i_q(i_d)$ було отримано так: ЕП розганявся до кутової швидкості 150 c^{-1} без навантаження, потім здійснювався поступовий ріст моменту статичного навантаження від 0 до 1200 Нм. Дослід проводився при двох значеннях напруги живлення $U_{DC} = 240, 340 \text{ В}$. Порівнюючи розрахункові залежності $i_q(i_d)$ (див. рис. 3) з отриманими (рис. 7), можемо зробити висновок, що запропонований алгоритм реалізує керування з максимальною ефективністю у діапазоні зміни моменту від 0 до максимального.

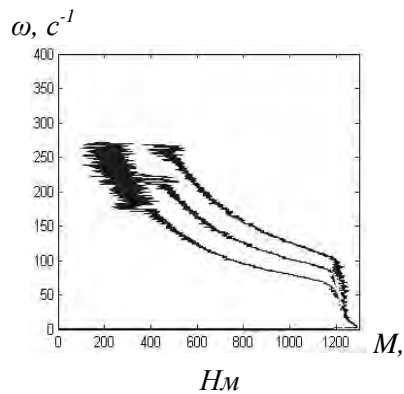


Рис. 6. Максимальні механічні характеристики.

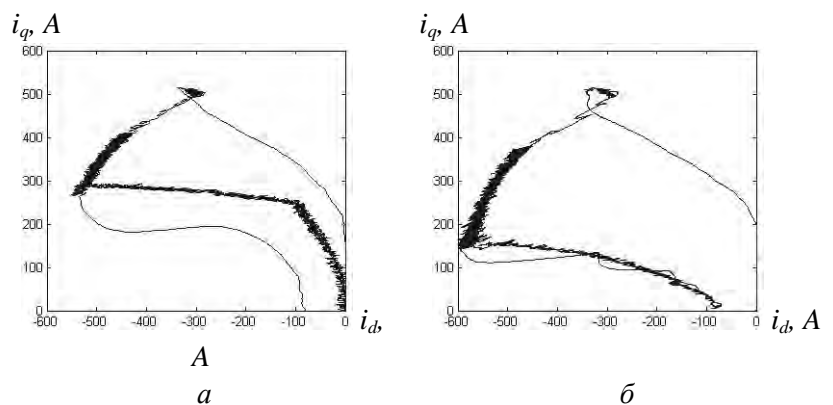


Рис. 7. Залежності $i_q(i_d)$ на швидкості $1,5\omega_n$ в діапазоні зміни електромагнітного моменту від 0 до M_{max} при напрузі живлення: а – $U_{DC} = 340 \text{ В}$, б – $U_{DC} = 240 \text{ В}$

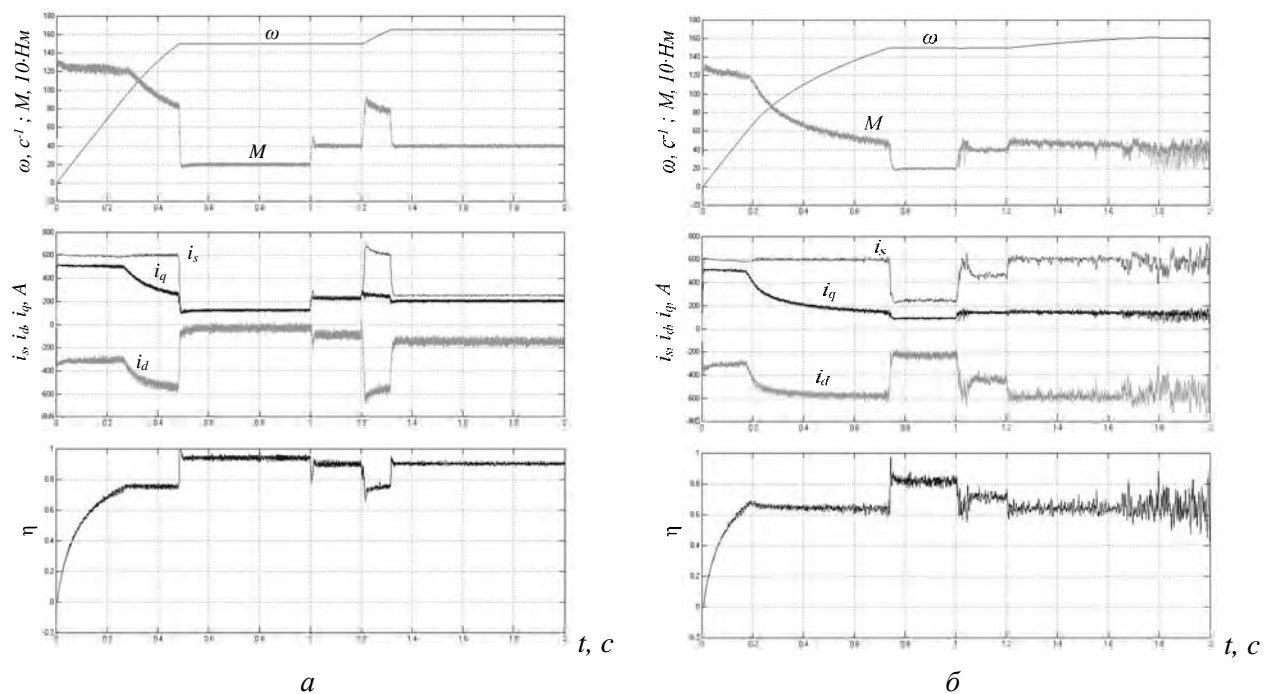


Рис. 8. Осцилограми кутової швидкості, моменту, струмів та ККД при напругах живлення: а – $U_{DC} = 340 \text{ В}$; б – $U_{DC} = 240 \text{ В}$

Для дослідження динамічних характеристик було проведено комп'ютерне моделювання роботи ЕП за такою тахограмою: машина розганялася до кутової швидкості 150 c^{-1} при статичному навантаженні 200 Нм, в момент часу 1 с здійснювався накид навантаження до 400 Нм, в момент часу 1,2 с завдання на кутову швидкість збільшувалось до 165 c^{-1} . Перехідні характеристики при різних напругах живлення показано на рис. 8.

Висновки

Розроблена система керування дозволяє забезпечити роботу ЕП на базі СМПМ у другій зоні з постійною потужністю. Для визначення точки переходу у другу зону в системі не потрібна інформація про поточну напругу живлення та швидкість, а сам перехід відбувається у функції насичення інвертора напруги. Проведене комп'ютерне моделювання показало, що такий алгоритм є дієвим у широкому діапазоні напруг живлення та забезпечує оптимальне з енергетичної точки зору керування в усьому діапазоні зміни швидкостей та моментів. Актуальним є подальше вдосконалення алгоритму визначення точки переходу у другу зону для більшого розширення діапазонів робочих кутових швидкостей та напруг живлення.

1. Lu D. A review of flux-weakening control in permanent magnet synchronous machines / D. Lu, N. C. Kar // *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. – Lille, France, 2010. 2. Morimoto S. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator/ S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 1994. – Vol. 30, No. 4. – P. 920–926. 3. Kim J.M. Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation/ J.-M. Kim, S.-K. Sul // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 1997. – Vol. 33, No. 1. – P. 43–48. 4. Xingming Z. A robust field weakening method for direct torque controlled PMSM drive system / Z. Xingming, W. Xuhui, Z. Feng, Z. Huawei, Z. Baocang // *Electrical Machines and Systems (ICEMS): International Conference*. – Beijing, 2011.