

## ЕНЕРГОЕФЕКТИВНЕ ПРЯМЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ У ДВОЗОННОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ НА БАЗІ СИНХРОННОЇ МАШИНИ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

© Щур І. З., Білецький Ю. О., 2018

Розроблено систему керування електроприводом електромобіля за стратегією прямого керування моментом синхронної машини з постійними магнітами (СМПМ). З метою забезпечення енергетичної ефективності у першій зоні регулювання кутової швидкості завдання на потокозчеплення якоря формується залежно від поточного значення електромагнітного моменту машини. Для регулювання швидкості у другій зоні запропоновано просту методику визначення кутової швидкості переходу в цю зону залежно від поточного значення моменту та величини бортової напруги електромобіля. Проведене комп'ютерне симулювання показало ефективність запропонованого рішення та високу динаміку розробленої системи керування електроприводом електромобіля.

*Ключові слова: синхронна машина з постійними магнітами, пряме керування моментом, двозонне керування швидкістю, енергетична ефективність.*

This work presents the electric control system for electric vehicle drive based on the strategy of direct torque control of a synchronous machine with permanent magnets. In order to provide energy efficiency in the first zone of angular speed regulation, the reference of the armature flux is formed depending on the current value of the electromagnetic torque of the machine. To control the angular speed in the second zone, a simple method for determining the angular speed of the transition to this zone is proposed, depending on the current value of the torque and the value of the on-board voltage of electric vehicle. The conducted computer simulation showed the effectiveness of the proposed solution and the high dynamics of the developed control system of electric drive for electric vehicle.

*Keywords: synchronous motor with permanent magnets, direct torque control, two zones of angular speed control, energy efficiency.*

### Постановка задачі

Стрімке зростання автомобільного транспорту в світі загострює екологічну проблему. Її вирішенням є перехід у містах до електротранспорту. Яскравим прикладом можуть бути електромобілі, що стали останнім часом популярними в Європі, а також і в Україні, особливо у великих містах. Переваги електромобілів над традиційними автомобілями полягають у повній відсутності вихлопних газів, економічності, а також простоті конструкції.

Сьогодні проведено багато досліджень систем керування приводом електромобіля на базі різних двигунів [1]. Великої популярності набули синхронні двигуни з постійними магнітами (СМПМ). Перевагами цих машин є висока ефективність, мала вага і габарити порівняно з іншими машинами, високий коефіцієнт перевантаження за моментом, добра керованість, а також широкий діапазон регулювання кутової швидкості [2].

Привід електромобіля вимагає швидкої динаміки електромагнітного моменту. Цей показник є найвищим у системі прямого керування моментом (ПКМ) СМПМ [3]. Актуальним залишається

завдання розроблення системи енергоефективного керування за принципом ПКМ для СМПМ у першій та другій зонах регулювання її швидкості, що є необхідним для приводу електромобіля.

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

ПКМ (англ. DTC – Direct Torque Control) є однією з основних стратегій векторного керування, яку було розроблено для асинхронних приводів ще в кінці 80-х років минулого століття, та вже стала класикою [4, 5]. Основний принцип роботи ПКМ – це швидкий вибір одного з базових векторів напруги статора відповідно до різниці між заданими і фактичними значеннями електромагнітного моменту і потокозчеплення статора. В цій системі не використовують перетворення координат та регуляторів струму. Тому стратегія ПКМ порівняно з альтернативною – керування за вектором поля (англ. FOC – Field Oriented Control) – характеризується більшою швидкодією та робастністю. Проте для реалізації ПКМ необхідний дуже швидкий контролер, що, можливо, є поясненням малої кількості серійних реалізацій цих приводів у перетворювачах частоти провідних світових фірм.

Для СМПМ стратегію ПКМ вперше було застосовано в 1997 р. [6]. Останнім часом, з появою високошвидкісних цифрових контролерів, цей напрям став інтенсивно розвиватися в наукових дослідженнях. Вони спрямовані насамперед на зменшення пульсацій електромагнітного моменту та потокозчеплення статора, які за ПКМ в СМПМ значно більші, ніж в асинхронному приводі [7]. Для цього застосовують різні підходи, зокрема, багаторівневі інвертори з набагато більшою кількістю базових векторів напруги [8].

Тягові електроприводи транспорту мають особливо цінну перевагу, яка полягає у допустимості зниження тяги (крутного моменту) зі збільшенням швидкості руху. Це дає можливість суттєво знизити встановлену потужність електродвигуна завдяки застосуванню двозонного регулювання його швидкості. Тому дослідження, спрямовані на розроблення двозонного електроприводу з ПКМ СМПМ, є актуальною задачею [9, 10].

### Ціль статті

Метою роботи є створення та дослідження роботи достатньо простої, проте енергетично ефективної системи ПКМ синусоїдальної СМПМ для роботи в першій та другій зонах регулювання швидкості, що є необхідним для приводу електромобіля. Методом дослідження є математичне моделювання в середовищі Matlab/Simulink, причому результати роботи за стратегією ПКМ порівнюватимуться з відповідними, отриманими для тієї самої СМПМ, керованої за вже поширеної стратегії керування за вектором поля (FOC).

### Виклад основного матеріалу

На рис. 1 показано вектори потокозчеплення якоря (статора)  $\Psi_s$  і струму якоря  $i_s$  у двох ортогональних обертових системах координат:  $d$ - $q$ , зв'язаній з ротором, де вісь  $d$  зорієнтована вздовж вектора потокозчеплення ротора (постійних магнітів)  $\Psi_f$ ;  $x$ - $y$ , у якій вісь  $x$  зорієнтована вздовж вектора  $\Psi_s$ . Кут між потокозчепленнями статора і ротора  $\delta$  є кутом навантаження, коли знехтувати активним опором обмотки якоря. В усталених режимах роботи двигуна кут  $\delta$  постійний та відповідає моменту навантаження, а потокозчеплення ротора і статора обертаються синхронно. У перехідних режимах кутові швидкості потокозчеплень ротора і статора відрізняються. Оскільки електромагнітна стала часу якоря в приводі електромобіля є значно меншою, ніж електромеханічна стала часу, то кутову швидкість потокозчеплення статора відносно потокозчеплення ротора можна набагато швидше змінювати.

Рівняння балансів проекцій потокозчеплення обмотки якоря, напруги якоря і електромагнітного моменту  $M$  в координатах  $d$ - $q$  описуються такими рівняннями [1]:

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f ; \quad (1)$$

$$u_q = L_q i_q ; \quad (2)$$

$$u_d = R_s i_d + \frac{dy_d}{dt} - \omega y_q ; \quad (3)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{dy_q}{dt} + \omega y_d ; \quad (4)$$

$$M = \frac{3}{2} p_{\Pi} (y_d i_q - y_q i_d), \quad (5)$$

де  $u_j, i_j, \psi_j$  – відповідно проекції напруги, струму та потокозчеплення обмотки якоря в координатах  $j = d$  та  $j = q$ ;  $L_j$  – індуктивності обмотки якоря в цих координатах;  $R_s$  – активний опір обмотки якоря;  $p_{\Pi}$  – кількість пар полюсів СМПМ;  $\omega = p_{\Pi} \omega_r$  – кругова частота напруги в обмотці якоря;  $\omega_r$  – кутова швидкість ротора.

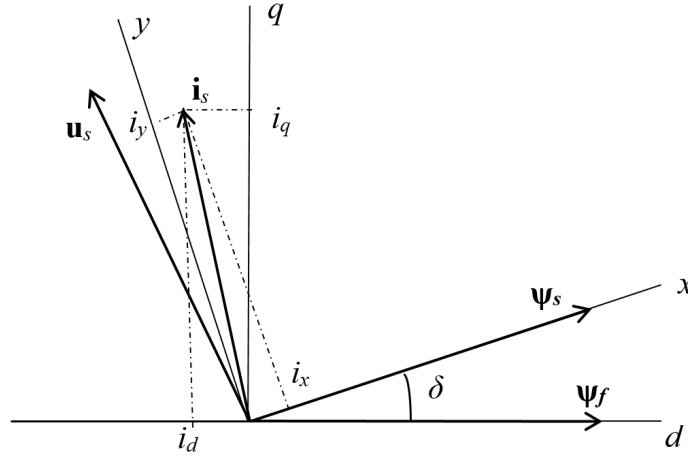


Рис. 1. Векторна діаграма, що пояснює роботу СМПМ

Рівняння (1)–(5) можна подати також у нерухомій ортогональній системі координат  $\alpha$ - $\beta$  [2]. За рис. 1:

$$\sin d = \frac{y_q}{|y_s|}; \quad \cos d = \frac{y_d}{|y_s|}, \quad (6)$$

де  $\psi_s$  – амплітуда потокозчеплення якоря.

Після перетворення проекцій струму в координатах  $d$ - $q$  в проекції в координатах  $x$ - $y$ , відповідно до рис. 1, беручи до уваги вирази (6), отримуємо таке рівняння для електромагнітного моменту СМПМ [7]:

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} p_{\Pi} \left[ y_d (i_x \sin \delta + i_y \cos \delta) - y_q (i_x \cos \delta - i_y \sin \delta) \right] = \\ &= \frac{3}{2} p_{\Pi} \left[ i_x \frac{y_d y_q}{|y_s|} + i_y \frac{y_d^2}{|y_s|} - i_x \frac{y_d y_q}{|y_s|} + i_y \frac{y_d^2}{|y_s|} \right] = \frac{3}{2} p_{\Pi} |y_s| i_y \end{aligned} \quad (7)$$

Рівняння (7) показує, що електромагнітний момент СМПМ можна змінювати як регулюванням у складовій струму якоря, що застосовується в поширеній стратегії керування за вектором поля (ФОС), так і регулюванням амплітуди потокозчеплення статора, що застосовується в стратегії ПКМ. При цьому другий спосіб матиме більшу швидкодію через суттєво більшу швидкість зміни вектора  $\psi_s$  порівняно з величиною струму якоря.

Величину і напрям вектора  $\psi_s$  можна швидко змінювати вибором вектора прикладеної до якоря напруги, яка формується інвертором напруги. Вектор напруги  $\mathbf{V}_s$  визначається станом транзисторних ключів інвертора  $S_a, S_b$  і  $S_c$ , які працюють в інверсному режимі ( $S = 1$  або  $S = 0$ ), де  $S$  – стан верхнього ключа в плечі. Так формуються шість ненульових векторів напруги  $\mathbf{V}_1(100), \mathbf{V}_2(110), \dots, \mathbf{V}_6(101)$  і два нульові вектори напруги  $\mathbf{V}_7(000)$  і  $\mathbf{V}_8(111)$  (рис. 2, а) за виразом

$$\mathbf{V}_s(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3} U_d \left( S_a + S_b e^{j\frac{2}{3}p} + S_c e^{j\frac{4}{3}p} \right), \quad (8)$$

де  $U_d$  – напруга ланки постійного струму.

Вектор потокозчеплення якоря СМПМ можна подати через вектори напруги  $\mathbf{u}_s$  та струму  $\mathbf{i}_s$  якоря:

$$\boldsymbol{\psi}_s = \int (\mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt. \quad (9)$$

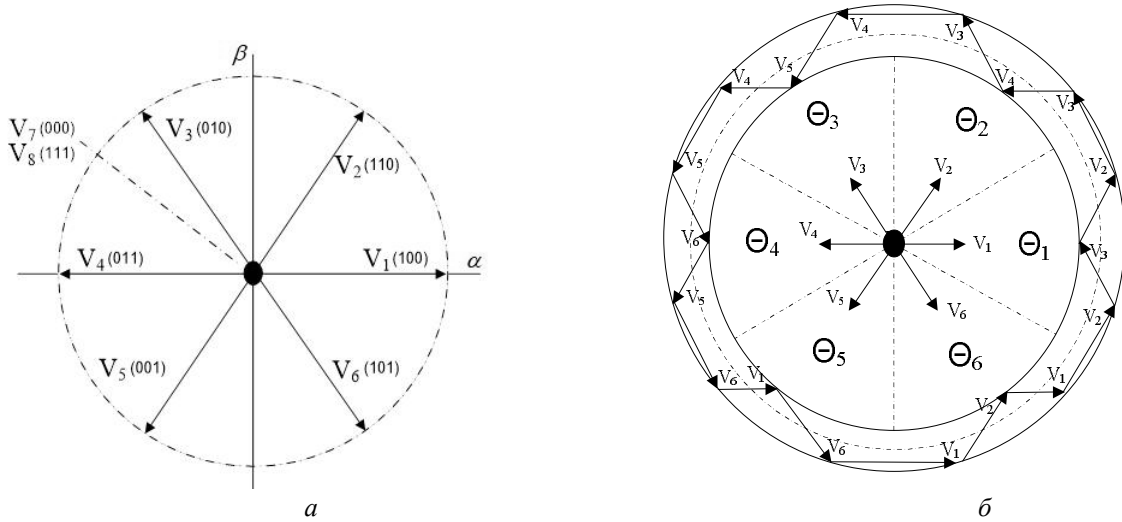


Рис. 2. Базові вектори напруги якоря СМПМ, що формуються інвертором (а), та їх застосування для обертання і регулювання вектора потокозчеплення якоря (б)

Якщо знехтувати падінням напруги в обмотці якоря, то за дискретного керування протягом інтервалу комутації  $T_s$  кожне нове значення вектора потокозчеплення статора визначатиметься вибором вектора напруги, прикладеної до якоря:

$$\boldsymbol{\psi}_s(t + T_s) = \mathbf{u}_s(t + T_s) T_s + \boldsymbol{\psi}_s(t). \quad (10)$$

Щоб вибрати вектор напруги для керування амплітудою потокозчеплення статора, площину векторів напруги ділять на шість секторів ( $\Theta_1 - \Theta_6$ ), як показано на рис. 2,б. У кожному секторі два наступні, вибрані під час комутації вектори напруги обертаються так, щоб збільшити або зменшити амплітуду вектора  $\boldsymbol{\psi}_s$ . Наприклад, на рис. 2,б показано, як необхідно вибирати базові вектори, щоб вектор потокозчеплення статора описував у першому наближенні коло.

Як видно з (10),  $\boldsymbol{\psi}_s$  залишатиметься в початковому положенні, коли застосовуються нульові вектори напруги. Це правильно для асинхронного двигуна, оскільки потокозчеплення його статора визначається лише напругою статора. У разі СМПМ  $\boldsymbol{\psi}_s$  зміниться, навіть якщо застосовуються вектори нульової напруги, оскільки магніти обертаються разом з ротором. Тому вектори нульової напруги для ПКМ в СДПМ не використовуються. Отже,  $\boldsymbol{\psi}_s$  повинен завжди бути в русі відносно вектора потоку ротора.

Оскільки електромагнітний момент СМПМ залежить не лише від модуля потокозчеплення якоря, а й від проекції вектора струму  $i_y$ , то для регулювання моменту треба вибирати такі базові вектори, які визначають величину цієї складової струму. Якщо фактичний електромагнітний момент менший, ніж заданий, то треба вибрати такий вектор напруги, який підтримує задане значення  $\boldsymbol{\psi}_s$ , але збільшує кут навантаження  $\delta$ , а отже, забезпечує зростання фактичного моменту. У протилежному випадку, коли треба зменшити фактичний електромагнітний момент, вибирають такий вектор напруги, який підтримує  $\boldsymbol{\psi}_s$ , але зменшує кут  $\delta$ . Відповідно до сказаного, формується таблиця перемикачів базових векторів напруги якоря (табл. 1) залежно від стану гістерезисних

регуляторів потокозчеплення якоря  $H_\psi$  та електромагнітного моменту  $H_M$ , а також номера сектора, в якому перебуває вектор  $\psi_s$  [6]. Гістерезисні регулятори порівнюють задані в системі керування та обчислені поточні значення електромагнітного моменту і модуля вектора потокозчеплення якоря.

Таблиця 1

Таблиця комутацій інвертора напруги при ПКМ СМІМ

Потокозчеплення якоря	Момент	$\Theta$ – сектори					
		$\Theta_1$	$\Theta_2$	$\Theta_3$	$\Theta_4$	$\Theta_5$	$\Theta_6$
$H_\psi=1$	$H_M=1$	$V_2 (110)$	$V_3 (010)$	$V_4 (011)$	$V_5 (110)$	$V_6 (101)$	$V_1 (100)$
	$H_M=0$	$V_6 (101)$	$V_1 (100)$	$V_2 (110)$	$V_3 (110)$	$V_4 (011)$	$V_5 (001)$
$H_\psi=0$	$H_M=1$	$V_3 (010)$	$V_4 (011)$	$V_5 (001)$	$V_6 (110)$	$V_1 (100)$	$V_2 (110)$
	$H_M=0$	$V_5 (011)$	$V_6 (101)$	$V_1 (100)$	$V_2 (110)$	$V_3 (010)$	$V_4 (011)$

Функціональну схему приводу з ПКМ СМІМ показано на рис. 3. Обчислюють поточні значення потокозчеплення статора та електромагнітного моменту у стаціонарній ортогональній системі координат  $\alpha$ - $\beta$  подібно до асинхронного приводу за вимірними значеннями струмів та напруг якоря двигуна. Останні можна визначити за вимірним значенням напруги в ланці постійного струму  $U_d$  та інформацією про стан вектора комутації ключів інвертора напруги  $V_s$ . Енкодер Е необхідний не лише як давач кутової швидкості, а й для визначення початкового положення ротора під час розрахунку проєкцій потокозчеплень якоря, зумовлених постійними магнітами  $\psi_{f.a0}$  та  $\psi_{f.b0}$ .

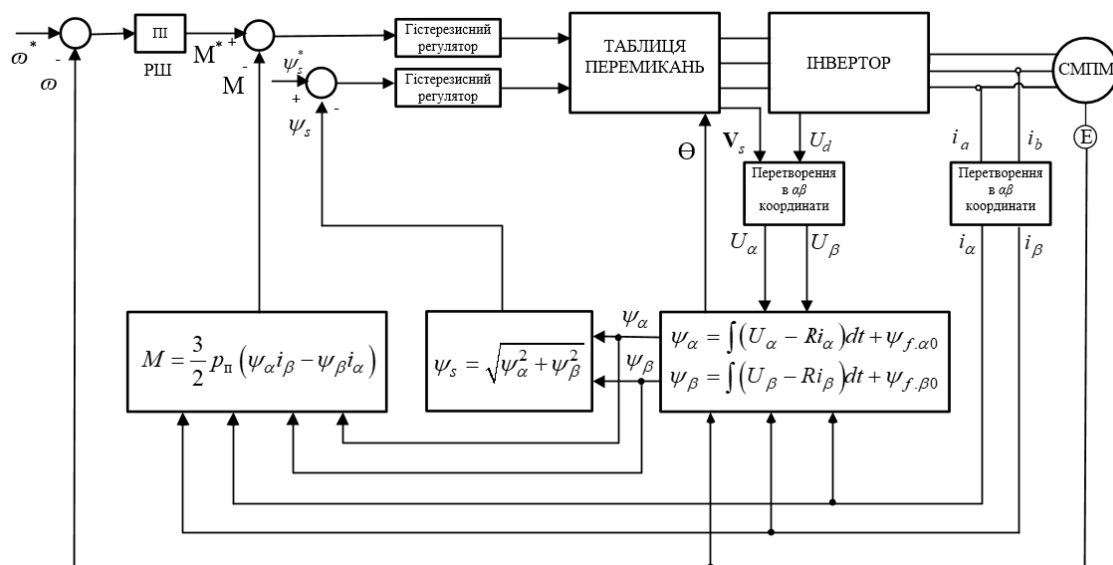


Рис. 3. Функціональна схема системи ПКМ СМІМ

Як видно з рис. 3, параметри контролера за ПКМ не залежать від параметрів двигуна, що свідчить про робастність системи керування. Проте на малих швидкостях приводу на точність обчислень значень проєкцій вектора  $\psi_s$ , а також електромагнітного моменту  $M$  впливає величина активного опору якоря. Водночас, індуктивності обмотки якоря, які змінюються з насиченням і температурою, не використовуються в контролері, що виключає необхідність компенсування впливу насичення і температури.

У подальших дослідженнях застосовано СМІМ, розраховану для приводу конверсійного електромобіля, побудованого на базі автомобіля Peugeot 207. Розраховане номінальне значення

електромагнітного моменту електричної машини становить  $M_n = 119 \text{ Н}\cdot\text{м}$  із коефіцієнтом перевантаження за моментом, що дорівнює 2,5. Номінальна кутова швидкість у кінці першої зони її регулювання (для швидкості електромобіля 60 км/год) становить  $\omega_n = 188 \text{ рад/с}$ . Розраховані на комп'ютерній моделі значення параметрів СМПМ із номінальним ККД на рівні 0,9 та заданому значенні напруги бортової мережі 204 В є такими: кількість пар полюсів 2, активний опір однієї фази обмотки якоря  $R = 0,035 \text{ Ом}$ , індуктивності цієї обмотки в координатах  $d$ - $q$   $L_d = L_q = 0,4 \text{ мГн}$ , потокозчеплення цієї обмотки з однією парою постійних магнітів  $y_f = 0,17 \text{ Вб}$ . Приведене до вала двигуна значення моменту інерції приводу становить  $12,2 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ .

На відміну від стратегії FOC, за ПКМ не контролюється положення вектора струму. Так, для неявнополюсної СМПМ відхилення від нуля складової  $i_d$  струму якоря в першій зоні керування призводить до збільшення втрат у міді і, відповідно, зменшення ККД двигуна. Тому для того, щоб реалізувати максимальний крутний момент і контроль положення вектора струму  $\mathbf{i}_s$ , завдання на потокозчеплення слід встановити відповідно до залежності поточного значення електромагнітного моменту. Залежність  $y_s(M)$  (табл. 2) визначено нами експериментально за комп'ютерною моделлю підбором оптимального значення потокозчеплення статора для дослідного двигуна за заданих значень статичного моменту.

Таблиця 2

**Отримана залежність оптимального значення потокозчеплення якоря СДПМ залежно від його моменту**

$U_{s,opt}$ , Вб	0,37	0,37	0,38	0,405	0,43	0,46	0,5
$M_c$ , Н м	0	30	60	90	120	150	180

Для роботи приводу в другій зоні регулювання швидкості СМПМ застосовують ослаблення поля, що в стратегії FOC досягається шляхом зростання від'ємного значення проекції струму  $i_d$  [11]. Оскільки за ПКМ крутний момент і потокозчеплення статора є контрольованими змінними, основною проблемою для ослаблення поля СМПМ є формування завдання на потокозчеплення. Для того, щоб реалізувати контроль другої зони, з метою оптимізації енергетичної ефективності, завдання на потокозчеплення залежить від моменту навантаження двигуна. Тож перехід у другу зону для різних значень моменту навантаження двигуна відбуватиметься за різних значень кутової швидкості двигуна.

Основною особливістю розробленого методу є плавний перехід у режим ослаблення поля та вихід із нього. У більшості літератури, що стосується ПКМ СМПМ, ослаблення поля відповідає такому рівнянню

$$|y_s| = \frac{U_{lim}}{\omega_r}, \quad (11)$$

де  $U_{lim}$  – значення фазної напруги інвертора за максимальної частоти обертання двигуна в першій зоні;  $\omega_r$  – кутова швидкість ротора.

Що вище значення  $U_{lim}$ , то ширша перша зона регулювання кутової швидкості і вища енергетична ефективність системи електроприводу. Вибір завдання на потокозчеплення відповідно до залежності (11) потребує визначення значень  $U_{lim}$  та  $\omega_r$  на межі переходу з першої до другої зони регулювання кутової швидкості. Проте ці значення залежать від поточного моменту двигуна. Для їх визначення запропоновано методика, алгоритм якої пояснює блок-схема на рис. 4. Для  $i$ -х значень моментів статичного навантаження з проміжку  $M_c = 1,0M_c \dots 2,0M_c$  з кроком  $0,25M_c$  знаходять максимальні кутові швидкості СМПМ  $\omega_{r,max,i}$ . Ці значення кутової швидкості підбирають за комп'ютерною моделлю заданням приростів кутової швидкості в діапазоні номінального значення. Максимальною вважають таку кутову швидкість, за якої ще відсутнє відхилення сформованої інвертором напруги якоря від синусоїдальної форми. Потім для заданих значень статичного

моменту за табл. 2 визначають відповідні оптимальні значення потокозчеплення статора  $Y_{s,opt,i}$ . Після цього за отриманими координатами знаходять значення  $U_{lim,i} = Y_{s,opt,i} \omega_{r,max,i}$ . Результати розрахунку за описаним алгоритмом для дослідної СМПМ наведено в табл. 3.

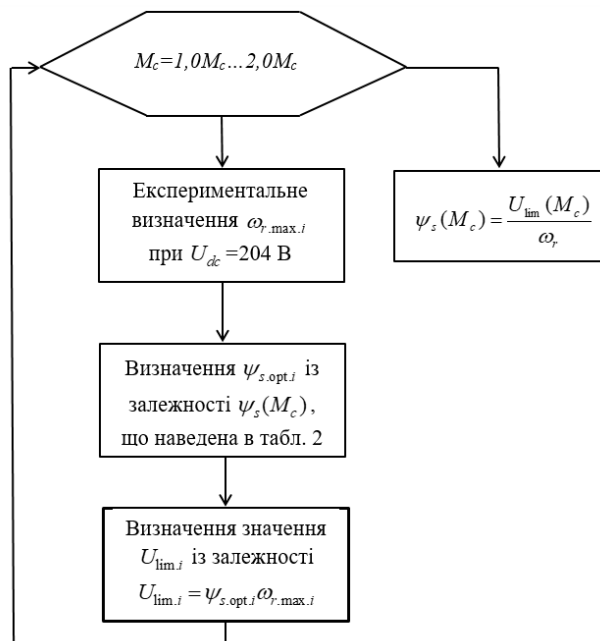


Рис. 4. Блок-схема визначення координат для ефективного ПКМ СМПМ у другій зоні регулювання швидкості

Таблиця 3

**Розраховані значення параметрів для знаходження області переходу в другу зону**

$M_i, \text{Н} \cdot \text{м}$	$M_n = 119$	$1,25M_n = 149$	$1,5M_n = 178$	$1,75M_n = 208$	$2M_n = 238$
$\omega_{r,max,i}, \text{с}^{-1}$	195	193	191	189	187
$Y_{s,opt,i}, \text{Вб}$	0,429	0,459	0,497	0,537	0,577
$U_{lim,i}, \text{В}$	83,6	88,6	94,9	101,5	107,9

Отримано криву типу (11), але залежно від поточного значення електромагнітного моменту СМПМ застосовується для керування у другій зоні регулювання кутової швидкості, як показано на рис. 5.

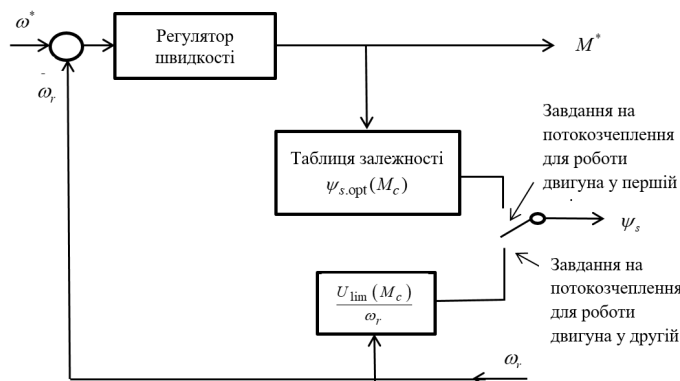


Рис. 5. Схема вибору завдання на потокозчеплення статора у випадку ПКМ СМПМ за двозонного керування швидкості

Досліджували розроблену систему ПКМ СМПМ комп'ютерним симулюванням у середовищі MathLab/Simulink. За базову взято комп'ютерну модель ПКМ асинхронного двигуна із бібліотеки SimScape, яку перероблено відповідно до функціональної схеми, показаної на рис. 3. Результати роботи системи ПКМ порівнювали із відповідними результатами системи векторного керування за стратегією FOC тією ж СМПМ.

Для формування завдання на потокозчеплення статора СМПМ для роботи у першій та другій зонах кутової швидкості створено підпрограму (рис. 6). Перемикає сигнал потокозчеплення блок switch. Сигнал на перемикання роботи СМПМ у другу зону надходить з блоку Relational Operator, який порівнює поточну та максимальну кутові швидкості двигуна в першій зоні, відповідно до табл. 3. Залежність максимальної кутової швидкості від електромагнітного моменту задано в блоці Flux table5. На входи блоку switch подаються сигнали з блоку Flux table1, в якому задано залежність потокозчеплення від моменту для роботи в першій зоні (табл. 2), та сигнал з блоку divide. В останньому відбувається ділення значень сигналу з блоку Flux table2, в якому задано залежність  $U_{\text{lim}}$  від моменту двигуна, що наведена в табл. 3, та кутової швидкості двигуна.

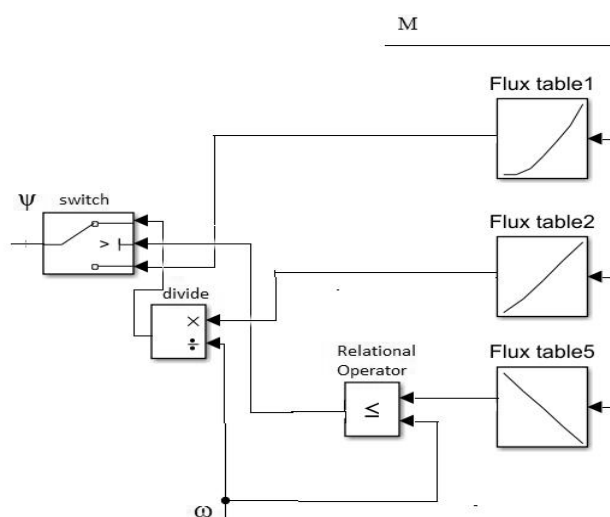


Рис. 6. Реалізація завдання на потокозчеплення для роботи СМПМ у першій та другій зонах

Результати моделювання системи показано на рис. 7 і 8. У першій зоні двигун розганяється до номінальної кутової швидкості 160 рад/с (рис. 7, а), а на рис. 8, а – до подвійної кутової швидкості 320 рад/с. При цьому в момент часу 0,8 с двигун переходить на роботу в другій зоні. В моменти часу 2 с і 3 с відбувається накидання моменту навантаження.

Як видно з рис. 7, завдяки оптимальній зміні завдання на потокозчеплення якоря (рис. 7, в) за усіх значень електромагнітного моменту двигуна (рис. 7, б) підтримується нульове значення складової струму якоря  $i_d$  (рис. 7, з). Це забезпечує максимальну енергетичну ефективність досліджуваної неявнополюсної СМПМ.

При переході у другу зону регулювання кутової швидкості потокозчеплення якоря (рис. 8, в) знижується обернено пропорційно до кутової швидкості відповідно до (11) завдяки появі від'ємної складової проекції струму якоря  $i_d$  (рис. 8, з). Крім цього, значення потокозчеплення якоря залежить також від величини електромагнітного моменту двигуна (рис. 8, б).

На рис. 9 зображено перехідні процеси реакції електромагнітного моменту в системах ПКМ і FOC на збурення у вигляді зміни завдання кутової швидкості. Як видно, збурення в системі ПКМ відпрацьовується дещо швидше, а також електромагнітний момент не має пульсацій, які в системі FOC породжуються ШПМ.



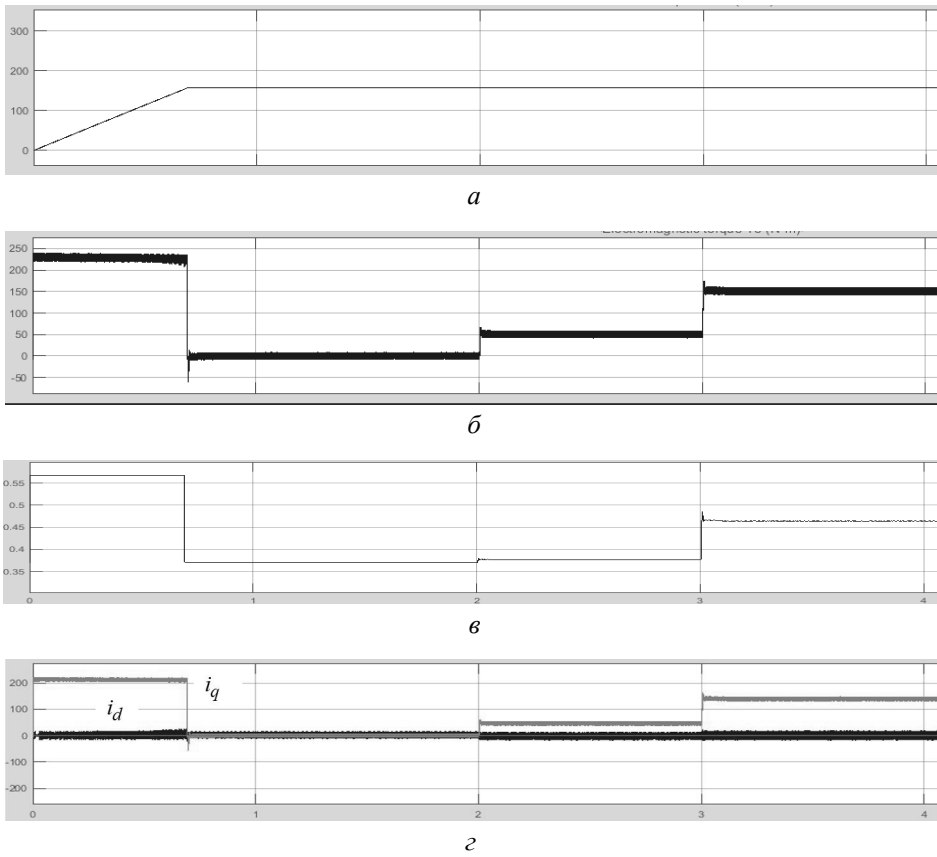


Рис. 7. Результати комп'ютерного симулювання роботи системи ПКМ СДПМ у першій зоні: а – кутова швидкість, рад/с; б – електромагнітний момент, Н·м; в – розраховане значення потокозчеплення, Вб; г – струми в координатах d-q, А

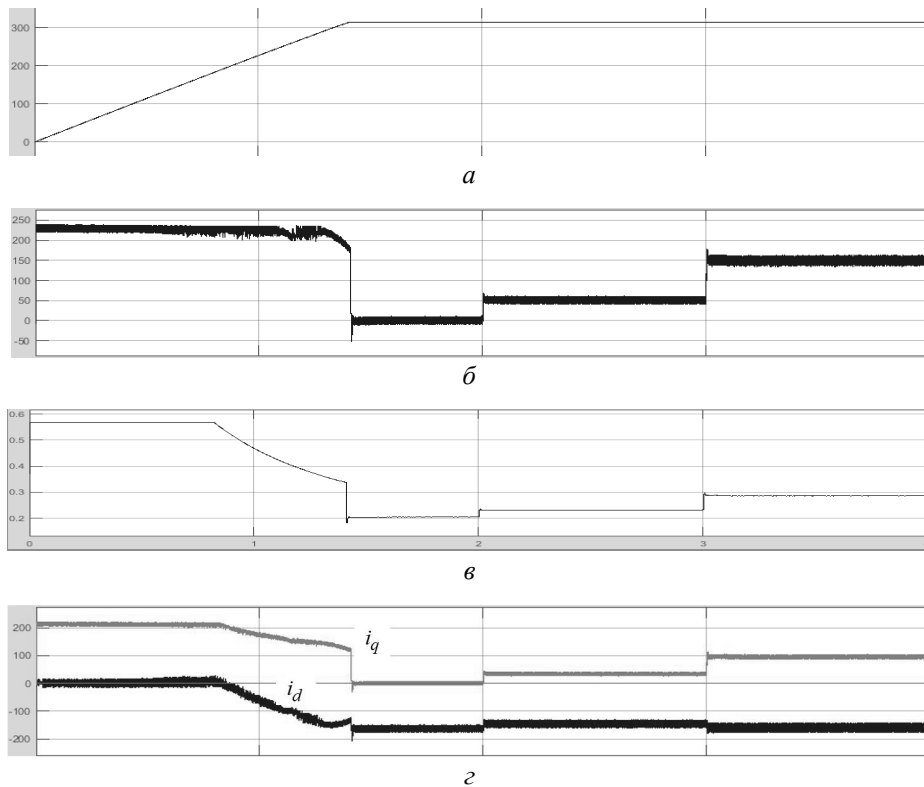


Рис. 8. Результати комп'ютерного симулювання роботи системи ПКМ СДПМ у другій зоні: а – кутова швидкість, рад/с; б – електромагнітний момент, Н·м; в – розраховане значення потокозчеплення, Вб; г – струми в координатах d-q, А

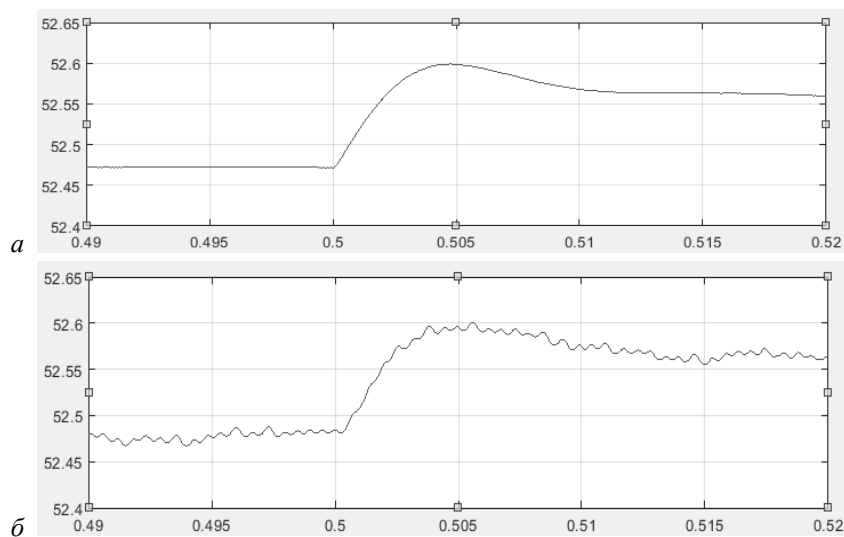


Рис. 9. Зміна електромагнітного моменту під час накидання завдання швидкості:  
а – ПКМ; б – FOC

### Висновки

1. ПКМ для СМІМ є перспективною стратегією керування, яка забезпечує швидке регулювання робочих координат та нечутливість до параметричних збурень, оскільки побудована за принципом гістерезисного керування.

2. Розроблена система двозонного керування за стратегією ПКМ СМІМ відзначається простотою, високою енергетичною ефективністю та швидким регулюванням координат, оскільки побудована за принципом вибору таблично заданих даних, попередньо отриманих експериментально чи за комп'ютерною моделлю. Цю систему доцільно удосконалити, дещо ускладнивши та доповнивши зазначені таблиці ще однією координатою – величиною напруги в ланці постійного струму, якщо вона може змінюватися в процесі роботи електроприводу, наприклад, якщо це буде напруга акумуляторної батареї, що живить привід електромобіля.

1. Chau K. T. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles / K. T. Chau, C. C. Chan, C. Liu // *IEEE Trans. on Industry Electronics*. – 2008. – Vol. 55. – P. 2246–2257. 2. Bose B.K. *Modern Power Electronics and AC Drives* / B. K. Bose. – Prentice Hall PTR, 2002. – 711 p. 3. Buja G. S. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors – A survey / G. S. Buja, M. P. Kazmierkowski // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 2004. – Vol. 51, No. 4. – P. 744–757. 4. Takahashi I. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor / I. Takahashi, T. Noguchi // *IEEE Trans. Ind. Applicat.* – 1986. – Vol. IA-22, No. 5. – P. 820–827. 5. Depenbrock M. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine // *IEEE Trans. Power Electron.* – 1988. – Vol. 3, No. 4. – P. 420–429. 6. Zhong L. Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives / L. Zhong, M. Rahman, W. Hu, K. Lim // *IEEE Trans. Power Electron.* – 1997. – Vol. 12, No. 3. – P. 528–536. 7. Y. Zhang. A simple method to reduce torque ripple in direct torque-controlled permanent-magnet synchronous motor by using vectors with variable amplitude and angle / Y. Zhang, J. Zhu, W. Xu, Y. Guo // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 2011. – Vol. 58, No. 7. – P. 2848–2859. 8. Arumugam S. Novel switching table for direct torque controlled permanent magnet synchronous motors to reduce torque ripple / S. Arumugam, M. Thathan // *Journal of Power Electronics*. – 2013. – Vol. 13, No. 6. – P. 939–954. 9. Gallegos-López G. Optimum torque control of permanent-magnet AC machines in the field-weakened region / G. Gallegos-López, F. S. Gunawan, J. E. Walters // *IEEE Trans. Ind. Applicat.* – 2005. – Vol. 41, No. 4. – P. 1020–1028. 10. Inoue Y. Comparative study of PMSM drive systems based on current control and direct torque control in flux-weakening control region / Y. Inoue, S. Morimoto, M. Sanada. // *IEEE Trans. Ind. Applicat.* – 2012. – Vol. 48, No. 6. – P. 2382–2389. 11. Щур І.З. Система керування синхронною машиною з постійними магнітами з максимальною енергетичною ефективністю з ослабленням поля / І. З. Щур, М. Ф. Мандзюк // *Вісн. Нац. ун-ту «Харк. політехн. ін-т»: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика*. – Вип. 36(1009). – Харків, 2013. – С. 263–266.