

**ПОБУДОВА ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕНЕРГІЇ
ПІДВИЩЕНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ**

Наведено результати основних наукових досліджень, що проводились у відділі перетворення і стабілізації електромагнітних процесів ІЕД НАН України у 2009 році за таким напрямком: електромеханічне перетворення енергії.

Приведены результаты основных научных исследований, которые проводились в отделе преобразования и стабилизации электромагнитных процессов ИЭД НАН Украины в 2009 году по следующему направлению: электромеханическое преобразование энергии.

У відділі перетворення та стабілізації електромагнітних процесів ІЕД НАН України протягом 2009 року проводились наукові дослідження відповідно до планів фундаментальних НДР за такими напрямками:

1. Дослідження структури втрат енергії у безпазових системах магнітоелектричного типу (НДР «Лабіринт»);
2. Розробка та дослідження алгоритмів інформаційного забезпечення електропривода, побудованого на основі безконтактних машин магнітоелектричного типу (НДР «Лабіринт»);
3. Створення засобів підвищення якості регулювання моменту машини подвійного живлення з керуванням від матричного перетворювача (НДР «Сигнал-2»);
4. Дослідження алгоритмів керування машиною подвійного живлення з матричним перетворювачем (НДР «Сигнал-2»).

1. Визначення втрат на вихрові струми в активних частинах обмотки безпазової електричної машини магнітоелектричного типу. Підставою для проведення досліджень стали особливості структури безпазових електричних машин, через які активна частина обмотки розташована безпосередньо в змінному магнітному потоці. Тому втрати енергії на вихрові струми в матеріалі провода обмотки можуть бути суттєвими при великих частотах обертання намагніченого ротора. В той же час методики для розрахунку таких втрат, які наводять різні автори, є суперечливими, а результати розрахунку значно відрізняються один від одного. Відомим способом зменшення втрат енергії на вихрові струми у проводі є виконання його завданого перетину декількома паралельними одножильними провідниками. Отже, для визначення оптимальної кількості та діаметру паралельних провідників у багатожильному проводі, необхідно мати достовірну методику розрахунку. З цією метою і були проведені відповідні дослідження [5].

При створенні моделі для досліджень було враховано, що провідники усередині катушки достатньо щільно прилягають один до одного і розташовані хаотично, тобто геометрія поперечного перетину обмотки досить складна. Тому перш ніж вирішувати поставлену задачу, доцільно було встановити ступінь взаємного впливу провідників і особливості електромагнітних процесів, що відбуваються усередині окремо взятого провідника. Для цього розглянуто поперечний перетин відокремленого провідника (рис. 1), розташованого у прямокутній площині, на нижній межі якої задана біжуча хвиля векторного магнітного потенціалу, що створюється постійними магнітами системи збудження:

$$\dot{A}(t, \varphi) = \dot{A} e^{j(\omega t - p\varphi)}. \quad (1)$$

Для випадку впорядкованого розташування провідників магнітний потік, направлений уздовж вертикальної осі, прийнято постійним у всіх горизонтальних перетинах місця їх розташування. Тоді крайове завдання щодо векторного магнітного потенціалу задовольняє рівнянню

$$\nabla \times (\mu^{-1} \nabla \times \dot{A}) = 0, \quad (2)$$

де ∇ – оператор Гамільтона; μ – магнітна проникність середовища.

Отримані картини полів і відповідні ним значення вихрового струму дали змогу зробити висновок про слабе спотворення поля збудження полем вихрових струмів, тобто про слабо виражений поверхневий ефект і відсутність взаємного впливу сусідніх провідників обмотки. Тому векторний потенціал у горизонтальному перетині провідника прийнято таким, що змінюється лінійно. Відповідно щільність вихрового струму в горизонтальному перетині, перпендикулярному напрямку магнітного потоку, також прийнята такою, що змінюється лінійно.

На підставі викладеного прийнято такі припущення:

- магнітне поле є однорідним і магнітна індукція в межах перетину провідника незмінна за величиною і напрямком;
- щільність вихрового струму в провіднику в перетині, перпендикулярному напрямку магнітного потоку, змінюється лінійно;
- взаємний вплив провідників відсутній.

Зроблені припущення дали змогу розрахувати інтегральне значення втрат у провіднику при синусоїдальній зміні індукції в часі. Зважаючи на лінійність завдання, не синусоїдальна зміна індукції вимагає підсумовування результатів таких розрахунків для кожної тимчасової гармоніки індукції.

У перетині провідника було виділено нескінченно тонкий шар вихрового струму dx , розташований у площині напрямку вектора магнітної індукції B_m , який віддалений від вертикальної осі симетрії OY на відстань x (рис. 1). Очевидно, що в лівій та правій напівплощинах існують симетрично розташовані шари вихрового струму, в яких струм протікає у протилежних напрямках. При довжині провідника l магнітний потік $\dot{\Phi}_m$ в інтервалі $[-x, x]$ визначається з виразу $\dot{\Phi}_m = 2 \dot{B}_m x l$, а діюче значення ЕРС в шарі dx становить $\dot{E} = \sqrt{2} \omega \dot{B}_m x l$.

Активний опір dr шару провідника dx для прямого та зустрічного напрямків вихрового струму, висота якого b_x , буде $dr = 2 \rho l / b_x dx$, де ρ – питомий опір матеріалу провідника.

У результаті втрати dP_a від прямого та зворотного шарів вихрового струму визначаються з виразу

$$dP_a = E^2 b_x dx / (2 \rho l). \quad (3)$$

Враховуючи, що висота шару вихрового струму b_x виражається через радіус провідника R як $b_x = 2\sqrt{R^2 - x^2}$, інтегральний вираз для втрат у провіднику становить

$$P = (2 \omega^2 B_m^2 l / \rho) \int_0^R x^2 \sqrt{R^2 - x^2} dx. \quad (4)$$

Вирішення цього інтегралу має досить складний вигляд:

$$\int_0^R x^2 \sqrt{R^2 - x^2} dx = \left\{ -x/4 \sqrt{(R^2 - x^2)^3} + R^2/8 \left[x \sqrt{R^2 - x^2} + R^2 \arcsin(x/R) \right] \right\} \Big|_0^R, \quad (5)$$

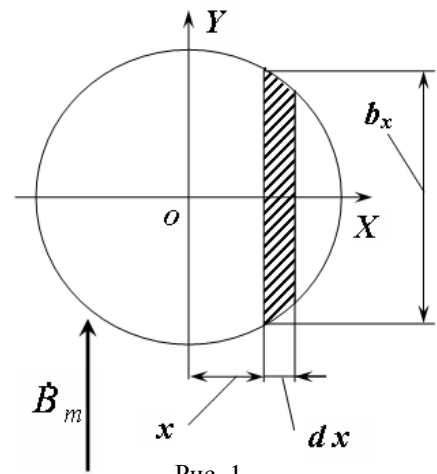


Рис. 1

але при заданих межах інтегрування ненульовий внесок вносить тільки останнє складове. Тому кінцевий вираз для визначення втрат від вихрових струмів у круглому провіднику, що знаходиться в однорідному змінному синусоїдальному магнітному полі, було отримано у вигляді

$$P = \frac{\pi^3 m w a f^2 B_m^2 d_m^4 l_a}{16\rho}, \quad (6)$$

де m – число фаз обмотки; w – число витків у фазі; a – число паралельних провідників у джгуті; f – частота змінного магнітного поля; d_{np} – діаметр провода, l_a – активна довжина машини.

Оцінено похибку обчислення втрат у діапазоні діаметрів провода 0,08...0,8 мм і частоті змінного магнітного поля до 3200 Гц. Встановлено, що вона не перевищує 0,03 %.

Отримана аналітична залежність дає змогу на стадії проектування безпазових електромеханічних перетворювачів енергії магнітоелектричного типу з достатньою для практичних цілей точністю оцінювати втрати на вихрові струми в обмотках, виконаних круглим проводом. У результаті стає можливим вибір оптимального числа елементарних провідників у багатожильному проводі, яким виконується намотування обмоток з метою мінімізації втрат потужності з урахуванням конструктивних і технологічних чинників.

2. Розробка та дослідження алгоритмів інформаційного забезпечення електропривода. Актуальність проведення цих досліджень обумовлена тим, що побудова системи інформаційного забезпечення, яка дає змогу отримувати сигнали положення і частоти обертання ротора для формування струмів статора і регулювання вихідних координат двигуна, є важливим етапом розробки електропривода на основі безконтактних магнітоелектричних двигунів.

На підставі досвіду досліджень і експлуатації таких електроприводів раніше були сформульовані загальні принципи побудови систем інформаційного забезпечення електроприводів [1]. По-перше, принцип достатнього мінімуму первинної інформації про положення ротора, при реалізації якого передбачається, що датчик положення фіксує моменти рівності електричного кута повороту ротора α заданим значенням кута $\alpha_i = 2\pi i/N$, де $i = 1, 2, 3 \dots N$; $N = 2pm$; p – число пар полюсів; m – кількість фаз двигуна. При $p = 1$ та $m = 3$ маємо шість імпульсів датчика за один оберт валу ротора. Такі дискретні сигнали можуть бути отримані або за допомогою дискретних датчиків магнітного поля, або за допомогою системи дискретних датчиків ЕРС статора [3]. По-друге, принцип простоти конструктивного виконання датчика поточного положення ротора, при якому датчики магнітного поля конструктивно розташовуються в корпусі двигуна спільно з його активними елементами. У [2] були розглянуті особливості перетворення вихідних сигналів датчиків магнітного поля.

Заради простоти практичної реалізації представляють інтерес системи дискретних датчиків ЕРС статора, оскільки у такому разі не потрібне безперервне вимірювання, а тільки визначення полярності сигналів. У роботі [3] запропоновано схему, що складається з дільників і фільтрів напруги, перетворює систему напруги на виході інвертора напруги в систему дискретних сигналів компараторів

$$u_{KA}(\alpha) = \text{sign}[\sin(\alpha + \beta)]; u_{KB}(\alpha) = \text{sign}\left[\sin\left(\alpha + \beta - \frac{2\pi}{3}\right)\right]; u_{KC}(\alpha) = \text{sign}\left[\sin\left(\alpha + \beta + \frac{2\pi}{3}\right)\right], \quad (7)$$

де $\alpha = \omega \cdot t$; ω – електрична частота обертання двигуна; β – фазовий зсув напруги на виході фільтра відносно вхідної напруги.

При визначенні параметрів елементів схеми враховується ряд особливостей і обмежень. Оскільки величина напруги живлення інвертора напруги може лежати приблизно в межах від 5 до 300 В, значення активних опорів схеми повинні вибиратися так, щоб амплітуди вхідних сигналів, що подаються на входи компараторів, не перевищували величину напруги джерела живлення системи управління, яка може складати 5...15 В. Величина потужності, що розсіюється резисторами схеми при великих значеннях напруги живлення, може бути обмежена стандартним номіналом 0,5 Вт. Величина фазового зсуву визначається пара-

метрами схеми і з високою точністю (до одного електричного градуса) може бути визначена параметрами RC -фільтра.

Використання даної схеми перетворення сигналів дає змогу забезпечити працездатність електропривода при регулюванні частоти обертання двигуна в порівняно широкому діапазоні її зміни, зокрема, від 500 до 40000 об/хв. При цьому досягаються досить високі експлуатаційні характеристики і відносно низька вартість електропривода.

У сучасному приладобудуванні намітилася тенденція мінімізації апаратних засобів електричних схем систем управління різних пристроїв і вирішення завдань перетворення і формування сигналів за рахунок обчислювальних ресурсів мікроконтролерів. Такий підхід припускає перетворення за допомогою аналого-цифрового перетворювача початкового аналогового сигналу датчика в цифровий сигнал і його подальшу математичну обробку. У [2] були представлені два варіанти опису початкових аналогових періодичних сигналів на виході датчиків магнітного поля: 1. $u_1(\alpha) = a \sin \alpha$; $u_{D2}(\alpha) = \text{sign}[\cos(\alpha + \varphi)]$; 2. $u_1(\alpha) = a \sin \alpha$; $u_2(\alpha) = a \cos(\alpha + \varphi)$, де a – амплітуда аналогового сигналу; φ – кут, що враховує відхилення установки датчика від заданого положення.

З урахуванням властивостей цифрових сигналів були розглянуті особливості формування сигналів $u_\omega(t)$ і $u_\alpha(t)$ відповідних механічним координатам двигуна ω і α . Якість сформованих сигналів визначається величинами періоду дискретизації і кроку квантування, а також способом їх цифрової обробки. Використання аналогових датчиків магнітного поля виправдане в діапазоні відносно невеликих значень частоти обертання, наприклад, у діапазоні $0,01 \text{ c}^{-1} < \omega < 1000 \text{ c}^{-1}$.

Сигнал $u_\omega(t)$ використовується в електроприводі як сигнал зворотного зв'язку системи автоматичного регулювання (САР) і відповідає частоті обертання двигуна, що змінюється в заданому діапазоні. Сигнал $u_\alpha(t)$ також може використовуватись як сигнал зворотного зв'язку системи, що стежить за положенням. Проте головна необхідність його отримання обумовлена умовами формування струмів статора. При цьому можна розглядати два варіанти формування струмів. Найбільш простий варіант полягає у заданні шести інтервалів повторюваності протягом одного періоду роботи інвертора напруги, керівника трифазним двигуном. У такому випадку достатнє формування послідовності шести імпульсів, рівномірно розподілених на інтервалі одного періоду ЕРС статора. У другому випадку формуються квазісинусоїдальні струми в обмотках статора. При цьому потрібна безперервна інформація про положення ротора і формування цифрового сигналу, відповідного α . Формування сигналу $u_\omega(t)$ без виконання операції диференціювання цифрових сигналів можливе шляхом перетворення початкових сигналів у послідовність імпульсів і її подальшого згладжування завдяки дії регуляторів у замкнутому контурі САР.

На підставі викладеного сформульовано вимоги до побудови системи інформаційного забезпечення електропривода, призначеної для формування сигналів, відповідних частоті обертання і кутовому положенню ротора двигуна:

1. Система має працювати в реальному часі, тобто перетворювані сигнали відповідають подіям, що відбуваються в реальному часі. Реакція системи управління електроприводом на керуючу дію, або збурення, не повинна супроводжуватись значними відхиленнями регульованої координати від заданого значення;

2. Відносно великий заданий діапазон регулювання частоти обертання має бути розбитий на піддіапазони, у кожному з яких можуть використовуватись різні підходи до формування сигналів. Параметри системи можуть перебудовуватись відповідно до значення максимальної частоти корисного сигналу;

3. Смуга пропускання фільтрів низької частоти, що забезпечують згладжування перетворених в АЦП сигналів, повинна визначатись частотним діапазоном корисного сигналу. В той же час постійні часу цих фільтрів мають відповідати високочастотній частині частотної характеристики розімкненої САР;

4. При великих значеннях частоти обертання можна перейти до формування сигналів $u_\omega(t)$ та $u_\alpha(t)$ на підставі дискретних початкових сигналів [3], відповідних положенню ротора, що дасть змогу зменшити обсяг обчислень без втрати якості регулювання.

Використання описаних алгоритмів обробки сигналів дає змогу отримати діапазон регулювання частоти обертання ротора безконтактного двигуна, рівний декільком тисячам.

3. Створення засобів підвищення якості регулювання моменту машини подвійного живлення з керуванням від матричного перетворювача. Машина подвійного живлення (МПЖ) з векторним керуванням є привабливим рішенням для високоефективних електроприводів з обмеженим діапазоном швидкості, а також при генеруванні електроенергії. Такі рішення застосовуються в електроприводах насосів, вентиляторів тощо, в яких досягти мети керування можна при незначних відхиленнях (10...20 %) від синхронної кутової швидкості МПЖ. При обмеженому діапазоні зміни кутової швидкості щодо синхронної швидкості асинхронної машини необхідна потужність керування в ланці ротора, пропорційна ковзанню і становить лише незначну частину від величини всієї потужності, що перетворюється.

І в режимі двигуна, і в режимі генератора МПЖ має можливість генерування моменту разом з контролем коефіцієнта потужності статорної ланки. Крім того, якщо перетворювач з відповідним керуванням використовується для живлення роторної ланки МПЖ, активні складові всієї системи можуть бути контрольовані з низькими нелінійними спотвореннями в статорній і роторній ланках.

Існують два підходи для живлення роторної ланки МПЖ: стандартний силовий перетворювач з проміжною ланкою постійного струму, що має вхідний випрямляч з векторним керуванням, і матричний перетворювач (МП).

Вирішено задачу регулювання моменту МПЖ. На відміну від існуючих рішень реалізовано принцип орієнтації за полем статора, використовуючи систему координат, орієнтовану за вектором напруги мережі живлення. Отримано результати досліджень алгоритму керування моментом МПЖ з МП у режимі генерування та в режимі двигуна.

У роботах [7–11] представлено результати дослідження алгоритмів керування МПЖ з відпрацюванням заданого моменту (потужності) при одночасному регулюванні коефіцієнта потужності статорної ланки.

Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ з підключеним до мережі статором, представлена в системі координат напруг статора ($d-q$), має такий вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= \omega; \\ \dot{\omega} &= (\mu p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) - T_L) / J; \\ \dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_1 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + U; \\ \dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_1 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q}; \\ \dot{i}_{2d} &= -\gamma_2 i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta \psi_{1d} - \beta p_n \omega \psi_{1q} - \beta U + u_{2d} / \sigma_2; \\ \dot{i}_{2q} &= -\gamma_2 i_{2q} - \omega_2 i_{2d} + \alpha_1 \beta \psi_{1q} + \beta p_n \omega \psi_{1d} + u_{2q} / \sigma_2, \end{aligned} \quad (8)$$

де (u_{2d}, u_{2q}) , (i_{2d}, i_{2q}) , (ψ_{2d}, ψ_{2q}) – напруги ротора, струми ротора і потоки статора; T_L – момент первинного руштя; U і ω_1 – статорні (мережні) амплітуди напруг і кутова швидкість; ε і ω – кутове положення і швидкість ротора; $\omega_2 = \omega_1 - \omega$ – частота ковзання; p_n – число пар полюсів. Константи, пов'язані з електричними параметрами МПЖ, визначено так:

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1}; \quad \sigma_2 = L_2 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right); \quad \beta = \frac{L_m}{L_1 \sigma_2}; \quad \gamma_2 = \frac{R_2}{\sigma_2} + \alpha_1 \beta L_m; \quad \mu = \frac{3 L_m}{2 L_1},$$

де R_1, R_2, L_1, L_2 – активні опори та індуктивності статора/ротора відповідно; L_m – індуктивність контура намагнічування.

За умови струмового керування ланкою ротора отримано алгоритм керування моментом і потоком:

- алгоритм керування моментом

$$i_{2d} = T^* / \mu \psi^* ; \quad (9)$$

- алгоритм керування потоком

$$i_{2q} = (\alpha_1 \psi^* + \dot{\psi}^*) / \alpha_1 L_m \quad (10)$$

із заданим потоком, що обчислюється з рівняння

$$\omega_1 \psi^* + \alpha_1 L_m i_{2d} + U = 0 . \quad (11)$$

Завдання потоку, обчислене з (3) і (5), дорівнює

$$\psi^* = -U - \sqrt{U^2 - 4 \left(\frac{2}{3} \right) \omega_1 R_1 T^*} / 2\omega_1 . \quad (12)$$

У реальній МПЖ струми ротора не є керуєчими по відношенню до машини, тому виходи регуляторів (i_{2d}, i_{2q}) в (9) і (10) можуть представляти тільки бажані траєкторії (i_{2d}^*, i_{2q}^*) для реальних струмів i_{2d}, i_{2q} . Вектор напруги ротора $\mathbf{u}_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$ – єдиний можливий вхід керування для МПЖ.

Згідно з [7–10] алгоритм керування струмами визначається так:

$$\begin{aligned} u_{2d} &= \sigma_2 (\gamma_2 i_{2d}^* - \omega_2 i_{2q}^* + \beta \omega \psi^* + \beta U + \dot{i}_{2d}^* - k_i \tilde{i}_{2d} - x_d); \\ u_{2q} &= \sigma_2 (\gamma_2 i_{2q}^* + \omega_2 i_{2d}^* - \alpha_1 \beta \psi^* + \dot{i}_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2q} - x_q); \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_{2d}; \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_{2q}, \end{aligned} \quad (13)$$

де i_{2d}^*, i_{2q}^* – задані значення струмів ротора в системі координат $(d-q)$; k_i і k_{ii} – пропорційні й інтегральні коефіцієнти регуляторів струму; ψ^* – задане значення модуля вектора потокозчеплення статора; x_d, x_q – інтегральні складові регуляторів струму.

Векторна широтно-імпульсна модуляція (ВШІМ) в МП базується на миттєвому відображенні просторових векторів вхідного струму та вихідної напруги [8]. Матричний перетворювач формує відповідні криві напруги для живлення МПЖ з боку ротора. Середні значення заданого вектора напруги отримуються в результаті синтезу з п'яти стаціонарних векторів (чотири ненульові і один нульовий) [6]. У результаті почергового застосування на кожному періоді ВШІМ вхідних лінійних напруг формується "усереднена" напруга, яка може бути представлена просторовим вектором вихідної напруги.

Алгоритм реалізації векторної ШІМ, детально розглянутий в [8], полягає в наступному:

- спочатку на основі інформації про вхідні миттєві напруги протягом циклу ВШІМ визначається момент переходу з однієї комбінації напруг на іншу;
- після цього на основі вектора вихідної напруги визначається необхідний сектор;
- обчислюються долі часу і відповідні часові інтервали;
- на початку наступного циклу ВШІМ формується заданий просторовий вектор вихідної напруги.

Спосіб комутації струму в МП може бути засновано на двох підходах. Перший базується на інформації про полярність струму навантаження, а другий – на інформації про співвідношення напруг мережі живлення [8].

На відміну від АД з короткозамкненим ротором, МПЖ живиться як з боку ротора, так і з боку статора. Тому необхідна спеціальна процедура ініціалізації для обмеження струмів та напруг ротора і статора. Коректна послідовність включення МПЖ у режимі генератора наступна.

Спочатку запускається первинний рушій, а МПЖ не задіяна. Коли швидкість обертання досягає синхронної швидкості, модуль керування подає напругу в коло ротора, струм,

який при цьому виникає в роторі, генерує вектор напруги у обмотках статора, протилежний до вектора напруги мережі живлення ("збудження" машини). На цьому етапі алгоритм керування синхронізує вектор ЕРС статора за амплітудою і фазою з вектором напруги мережі. Коли синхронізацію виконано, статор під'єднується до мережі живлення з гарантованим м'яким підключенням без виникнення перехідного процесу. Система керування починає відпрацювання нульового моменту ("під'єднання" машини). Після цього можна подавати заданий момент.

Алгоритм керування струмами ротора спроектуємо так:

$$\begin{aligned} u_{2d} &= L_2(i_{2d}^* R_2 / L_2 - (\omega_1 - \omega) i_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2d} + v_d), \dot{v}_d = -k_{ii} \tilde{i}_{2d}; \\ u_{2q} &= L_2(i_{2q}^* R_2 / L_2 + (\omega_1 - \omega) i_{2d}^* - k_i \tilde{i}_{2q} + v_q), \dot{v}_q = -k_{ii} \tilde{i}_{2q}, \end{aligned} \quad (14)$$

де $(k_i, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної частини ПІ регулятора струму.

Для постійного завдання струму рівняння ЕРС та динаміка похибок струмів ротора на етапі збудження мають вигляд

$$\begin{aligned} E_d &= L_m [-(R_2 / L_2 + k_i) \tilde{i}_{2d} - \omega \tilde{i}_{2q} - \omega_1 i_{2q}^* + v_d]; \\ E_q &= L_m [-(R_2 / L_2 + k_i) \tilde{i}_{2q} + \omega \tilde{i}_{2d} + \omega_1 i_{2d}^* + v_q]; \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_{2d} &= -(R_2 / L_2 + k_i) \tilde{i}_{2d} + \omega \tilde{i}_{2q} + v_d; \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} &= -(R_2 / L_2 + k_i) \tilde{i}_{2q} - \omega \tilde{i}_{2d} + v_q. \end{aligned} \quad (16)$$

Для визначення завдання ЕРС відзначимо, що вектор напруги мережі живлення розташовується на осі d , отже завдання ЕРС

$$E_d^* = U, E_q^* = 0. \quad (17)$$

Відповідно завдані струми ротора

$$i_{2d}^* = 0, i_{2q}^* = -U / L_m \omega_1. \quad (18)$$

З виразів (15) та (16) можна зробити висновок, що синхронізація досягається з показниками перехідного процесу, визначеними динамікою підсистеми струмів ротора (16). Відзначимо, що: а) завдання струмів (18) такі ж, як і в (9), (10), (12), при $T^* = 0$; б) структура регулятора струму (14) є частиною загального регулятора струму (13).

4. Дослідження алгоритмів керування машиною подвійного живлення з матричним перетворювачем. Алгоритм керування моментом і реактивною потужністю був експериментально досліджений, використовуючи машину подвійного живлення потужністю 7,5 кВт, номінальні параметри якої такі: струм 17,5 А; напруга 380 В; швидкість 1460 об/хв; опір статора $R_1 = 0,45$ Ом; опір ротора $R_2 = 0,2$ Ом; індуктивність статора $L_1 = 0,161$ Гн; індуктивність ротора $L_2 = 0,095$ Гн; взаємна індуктивність $L_m = 0,088$ Гн; число пар полюсів $p_n = 2$. Експериментальні тести проводилися з використанням експериментального лабораторного стенду, блок-схема якого показана на рис. 2.

Експериментальний лабораторний стенд містить в собі:

- асинхронний двигун з фазним ротором потужністю 7,5 кВт;
- прототип матричного перетворювача з частотою комутації 12,5 кГц;
- машину постійного струму, яка може працювати у режимі регулювання як моменту, так і швидкості, та використовується для стабілізації швидкості обертання ротора МПЖ при роботі її як генератора;
- контролер реального часу на базі цифрового сигнального процесора (TMS320C6711), підключеного до шини персонального комп'ютера;
- датчики струму та напруги LEM, використані для вимірювання аналогових сигналів;
- персональний комп'ютер для програмування, налагодження і реалізації функцій автоматизації, віртуального осцилографа.

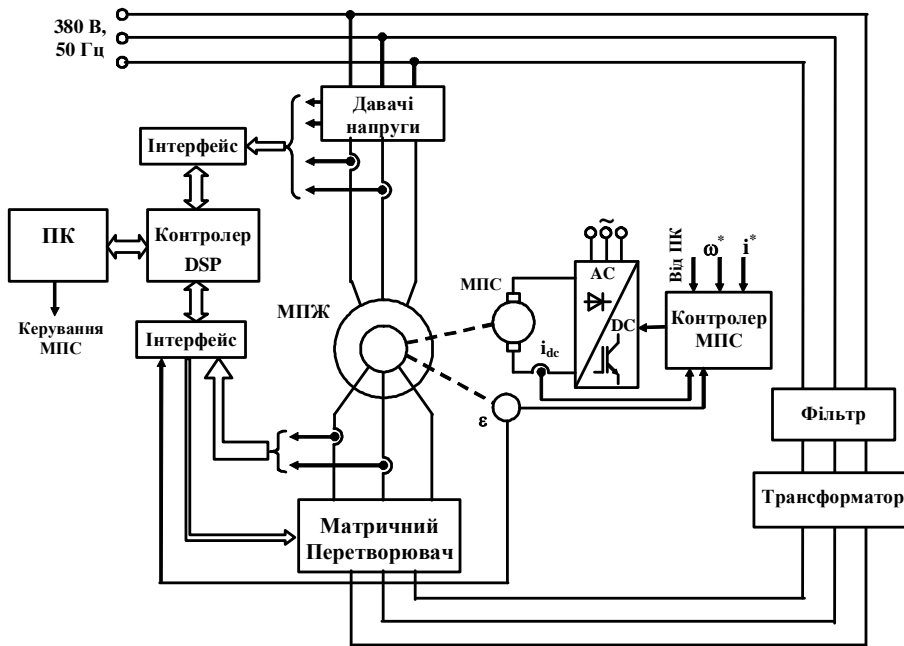


Рис. 2

Силова схема матричного перетворювача розроблена одним з авторів в університеті Ноттінгема (Великобританія) на базі модуля фірми EUPEC FM35R12KE3. 18 IGBT транзисторів і 18 діодів у цьому модулі розраховані на напругу 1200 В і струм 35 А. Для формування вхідного синусоїдального струму МП використано відповідний вхідний LC-фільтр, який містить три ємності по 2 мкФ і три

дроселі по 1 мГн. Даний фільтр не було оптимізовано для робочих умов МП, тому якість кривих вхідного струму нижча за очікувану. Щоб захистити силові ключі МП під час експериментальних досліджень, напругу статора і відповідно напругу ротора МПЖ було обмежено на рівні 120 В за допомогою трифазного автотрансформатора, як показано на рис. 2.

Керування МП здійснювалося з використанням цифрового сигнального процесора (DSP) TMS320C6711 і програмованої логічної матриці (ПЛІМ) (Actel ProASIC A500K050). Для швидкої обробки даних у системі керування використовувались плата цифрового сигнального процесора Texas Instruments TMS320C6711 і плата ПЛІМ Actel ProASIC A500K050. Плата C6711 DSK має тактовий генератор 150 МГц і здатна виконувати 900 млн операцій з плаваючою комою за секунду. Також використовується контролер паралельного порту, за допомогою якого можна з'єднатися з ПК. ПЛІМ на цій платі працює з тактовою частотою 10 МГц. Плата ПЛІМ підключена до плати DSP за допомогою порту розширення.

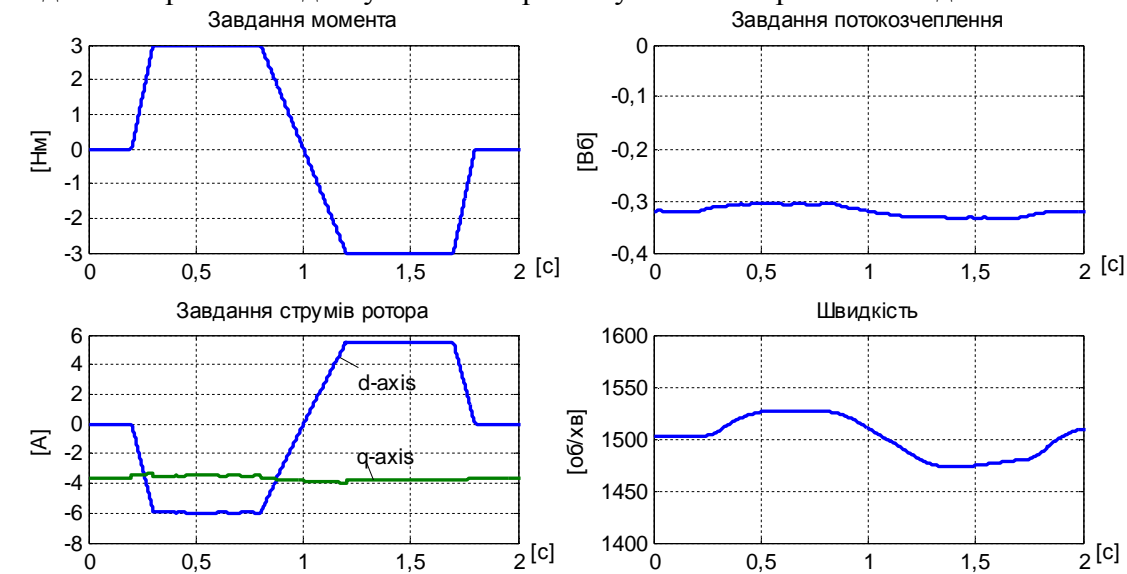
Всі розрахунки, пов'язані з просторовою векторною модуляцією, обробкою даних і обміном інформацією, виконуються в DSP. Формування імпульсів ШІМ, керування комутацією, діагностика та інші програмні елементи захисту здійснюються в ПЛІМ. Збір даних і формування імпульсів керування ключами МП координуються за допомогою ПЛІМ. Вимірювані аналогові сигнали перетворюються у цифрові за допомогою АЦП. ПЛІМ використовується також для отримання даних від дев'яти аналого-цифрових перетворювачів і для обміну даними з DSP. Вихідні сигнали, що впливають з розрахунку, виконаного DSP, є сигналами керування силовими ключами. Основною функцією ПЛІМ є формування імпульсів ШІМ під час переривання (переривання відбувається кожні 80 мкс), які передаються на плату драйверів.

Вхідні дані, необхідні системі керування, надходять з плати датчиків. Зокрема, надходять дві лінійні вхідні напруги МП, дві лінійні напруги мережі/статора, три вихідні струми МП. Для вимірювання струму використовуються датчики струму LEM LA55-P. Для вимірювання лінійних напруг використовуються датчики напруги LEM LV25-P.

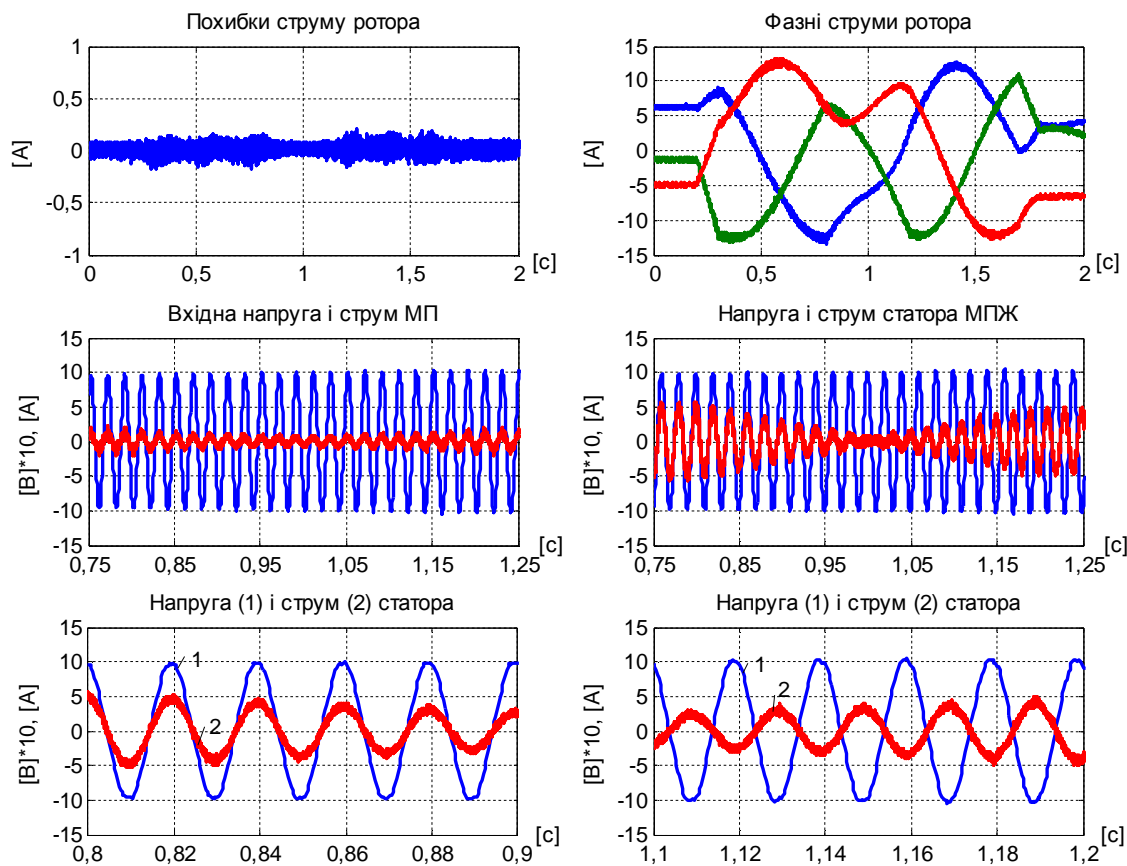
Експериментальні результати, показані на рис. 3 і 4, були отримані при дослідженні системи з відпрацюванням заданого моменту в режимі двигуна і генераторному режимі. Послідовність керування в даному режимі показана на рис. 3 а.

МПЖ, підключена до мережі живлення, відпрацьовує завдання моменту, яке, починаючи з моменту часу $t = 0,2$ с, протягом 0,1 с наростає від нульового значення моменту до значення 3 Нм і далі з моменту часу $t = 0,8$ с зменшується до -3 Нм. На рис. 3 а слід зазначи-

ти, що швидкість первинного двигуна змінюється у межах 10...20 об/хв, оскільки в регуляторі швидкості первинного двигуна не використовується інтегральна складова.



a



б

Рис. 3

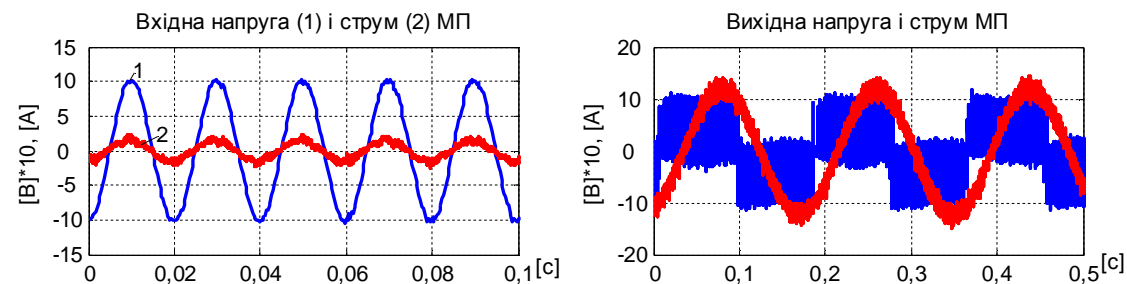


Рис. 4

На рис. 3 б показано перехідні процеси змінних МПЖ при відпрацюванні моменту в режимі двигуна і генераторному режимі, з яких можна зробити висновок, що похибки відпрацювання струмів ротора достатньо малі.

Реактивна складова статорного струму також дорівнює нулю протягом усього тесту, що підтверджує високу якість розглянутого алгоритму керування моментом. У результаті фазний струм статора, показаний на рис. 3 б, зсунутий за фазою на 180° щодо напруги мережі живлення в генераторному режимі, а в режимі двигуна – збігається з ним по фазі. Вхідні/вихідні напруги і струми матричного перетворювача при нижчесинхронній швидкості МПЖ показано на рис. 4. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної частин регулятора струму ротора прийнято $k_i = 500$; $k_{ii} = 80000$.

Отримано задовільні форми кривих струмів статора МПЖ і вхідних струмів МП, які представлено на рис. 4. Пульсації струму на вході МП пов'язані з тим, що вимірювання виконувалися не при номінальних умовах, в яких був настроєний фільтр, та, крім цього, запис в DSP відбувався з дискретністю, що дорівнює періоду частоти ВШМ.

Експериментально підтверджено ефективність алгоритму керування МПЖ з МП, який гарантує точне відпрацювання заданого моменту (потужності) при одночасному забезпеченні значення коефіцієнта потужності статорної ланки, близького до одиниці. Запропонована система може бути застосована у вітроенергетичних установках зі змінною швидкістю обертання вала, які працюють паралельно з енергосистемою. Досліджено алгоритм керування машиною подвійного живлення, який дає можливість досягти істотного підвищення якості електроенергії, що генерується, в таких системах генерування електроенергії, як вітрогенератори, малі гідроелектростанції тощо. Розроблено програмне забезпечення, яке дає змогу здійснити практичну реалізацію алгоритмів керування МПЖ з МП на базі цифрового сигнального контролера.

1. Акинин К.П. Особенности и принципы построения электроприводов на базе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 2. – С. 47–52.
2. Акинин К.П. Особенности преобразования сигналов в электроприводе с бесконтактным магнитоэлектрическим двигателем // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2009. – № 22. – С. 33–37.
3. Акинин К.П. Формирование дискретных сигналов положения ротора бесконтактного магнитоэлектрического двигателя // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць. – К.: ІЕД НАНУ. – 2009. – № 24. – С. 38–42.
4. Акинин К.П., Антонов О.Є., Кіреєв В.Г., Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А. Підвищення ефективності електромеханічних та напівпровідникових перетворювачів енергії // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2009. – № 23. – С. 3–12.
5. Антонов А.Е., Петухов И.С. Потери на вихревые токи в обмотке беспазовой электрической машины // Техн. електродинаміка. – 2010. – в стані друку.
6. Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М., Чотик В.В., Шаповал І.А. Особливості формування струмів в системі "мережа живлення з несиметричними напругами – матричний перетворювач" // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – 2009. – Ч. 1. – С. 16–23.
7. Пересада С.М., Шаповал І.А., Михальський В.М., Соболев В.М., Чехет Е.М. Керування кутовою швидкістю машини подвійного живлення з матричним перетворювачем // ЕЛЕКТРОІНФОРМ. Темат. вип. "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика". – 2009. – С. 111–114.
8. Чехет Е.М., Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А. Матричні перетворювачі для електромеханічних систем змінного струму // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2007. – № 1(16). Ч.2. – С. 76–85.
9. Шаповал І.А. Застосування машини подвійного живлення з матричним перетворювачем для керування потужністю вітрогенераторів // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2009. – № 22. – С. 43–48.
10. Шаповал І.А. Машина подвійного живлення з матричним перетворювачем в режимах генератора і двигуна // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 3. – С. 20–25.
11. Shapoval Ivan, Clare Jon, Chekhet Eduard Experimental Evaluation of the Variable Speed Doubly-Fed Induction Machine with Matrix Converter // Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), (Poland). – 2009. – No. 7. – P. 115–119.