

Машина подвійного живлення з матричним перетворювачем в режимах генератора і двигуна

Представлено результати експериментальних випробувань машини подвійного живлення з живленням роторної ланки від матричного перетворювача. Алгоритми керування машиною подвійного живлення і матричним перетворювачем реалізовано в режимі реального масштабу часу, використовуючи DSP-контролер. Описано експериментальний стенд для керування машиною подвійного живлення. Експериментальні дослідження показали, що алгоритми керування машиною подвійного живлення гарантують відпрацювання заданого моменту при одночасному забезпеченні коефіцієнта потужності статорної ланки близького до одиниці.

Представлены результаты экспериментальных испытаний машины двойного питания с питанием роторной цепи от матричного преобразователя. Алгоритмы управления машиной двойного питания и матричным преобразователем реализованы в режиме реального масштаба времени, используя DSP-контроллер. Описан экспериментальный стенд для управления машиной двойного питания. Экспериментальные исследования показали, что алгоритмы управления машиной двойного питания гарантируют отработку заданного момента при одновременном обеспечении коэффициента мощности статорной цепи близкого к единице.

Машина подвійного живлення (МПЖ) з векторним керуванням є привабливим рішенням для високоефективних електроприводів з обмеженим діапазоном швидкості обертання і систем генерування електроенергії [8]. При обмеженому діапазоні зміни кутової швидкості щодо синхронної швидкості асинхронної машини необхідна потужність керування в ланці ротора, пропорційна ковзання, і становить лише незначну частину від величини всієї потужності, що перетворюється.

Основні принципи векторного керування МПЖ представлено в [8] і широко використовуються у різних розробках [2, 3, 9, 10–12]. Як в режимі двигуна, так і у генераторному режимі МПЖ дозволяє забезпечити керування моментом при одночасному керуванні коефіцієнтом потужності статорної ланки. Використання відповідного АС-АС перетворювача в роторній ланці дозволяє регулювати компоненти активної і реактивної потужностей всієї установки, гарантуючи при цьому синусоїдальність струмів із задовільним гармонічним складом. Крім того, в режимі двигуна потужність ковзання інвертується в мережу роторним перетворювачем, забезпечуючи ефективно перетворення енергії.

Принципово можливі два підходи до формування структури силової частини роторної ланки МПЖ: використання традиційної конфігурації з АС-DC-АС перетворювачем, що містить векторно-керований вхідний випрямляч, а також застосування матричних перетворювачів (МП). Деякі результати застосування МП для керування МПЖ представлено в публікаціях [6, 13, 14, 16].

Метою даної статті є дослідження МПЖ з МП у генераторному режимі і режимі двигуна.

Експериментальні дослідження показують, що високоефективно відпрацювання заданих траєкторій зміни моменту МПЖ може бути досягнуто при стабілізації коефіцієнта потужності статорної ланки на рівні, близькому до одиниці, і в режимі двигуна, і у генераторному режимі. М'яке підключення (майже без перехідного процесу) статора МПЖ до мережі живлення досягається використанням запропонованого алгоритму збудження-синхронізації на етапі ініціалізації роботи МПЖ.

Алгоритм керування МПЖ. Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ з підключеним до мережі статором, що представлена в синхронній системі координат ($d-q$), має вигляд [8]

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

де (u_{2d}, u_{2q}) , (i_{2d}, i_{2q}) , (ψ_{1d}, ψ_{1q}) — напруги ротора, струми ротора і потоки статора, M_L — момент первинного двигуна, U і ω_1 — статорні (мережні) амплітуди напруг і кутова швидкість, ϵ і ω — кутове положення і швидкість обертання ротора, $\omega_2 = \omega_1 - \omega$ — частота ковзання, p_n — число пар

поліосів. Константи, пов'язані з електричними параметрами МПЖ, визначено так

$$\alpha_1 = R_1/L_1, \quad \sigma_2 = L_2(1 - L_m^2/L_1L_2), \quad \beta = L_m/L_1\sigma_2,$$

$$\gamma_2 = R_2/\sigma_2 + \alpha_1\beta L_m, \quad \mu = 3L_m/2L_1,$$

де R_1, R_2, L_1, L_2 — активні опори і індуктивності статора/ротора відповідно, L_m — індуктивність контуру намагнічування.

Коли МПЖ використовується як генератор, момент M_L у другому рівнянні (1) є рушійним моментом, що створюється первинним приводним двигуном і стабілізує механічну систему МПЖ, загальне рівняння руху якої має вигляд

$$\dot{\omega} = (M - M_L)/J, \quad M_L = k_{\omega m}(\omega - \omega_m^*), \quad (2)$$

де $k_{\omega m} > 0$ — коефіцієнт регулятора швидкості первинного двигуна, а $\omega_m^* > 0$ — його задана швидкість.

Електромагнітний момент МПЖ M є моментом навантаження для механічної системи (2). Основна мета керування МПЖ як генератора полягає у генеруванні бажаного моменту $M^*(t)$ незалежно від кутової швидкості ω .

За умови струмового керування ланкою ротора може бути отримано наступний алгоритм керування моментом/потокком [1].

Алгоритм керування моментом

$$i_{2d} = M^*/\mu\psi^*. \quad (3)$$

Алгоритм керування потоком

$$i_{2q} = (\alpha_1\psi^* + \dot{\psi}^*)/\alpha_1L_m, \quad (4)$$

де заданий потік обчислюється з рівняння

$$\omega_1\psi^* + \alpha_1L_m i_{2d} + U = 0. \quad (5)$$

Завдання потоку ψ^* , обчислене з (3) і (5), дорівнює

$$\psi^* = \left[-U - \left(U^2 - 8\omega_1 R_1 T^*/3 \right)^{1/2} \right] / 2\omega_1. \quad (6)$$

В [11] показано, що алгоритм керування моментом/потокком (3)–(6) забезпечує глобальне асимптотичне відпрацювання моменту з асимптотичною орієнтацією за вектором потокозчеплення статора, яке задано умовою

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{1d} = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\psi_{1q} - \psi^*) = 0. \quad (7)$$

З (4), (6) і (7) можна зробити висновок, що в сталому режимі (з $M^* = 0$) $\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{1q} = \psi^* = L_m i_{2q}$, що га-

рантує $\lim_{t \rightarrow \infty} i_{1q} = 0$, і досягається керування з нульовою реактивною потужністю з боку статора.

В реальній МПЖ струми ротора не є керуєчими, тому виходи регуляторів потоку/моменту (i_{2d}^*, i_{2q}^*) в (3) і (4) можуть представляти тільки бажані траєкторії (i_{2d}^*, i_{2q}^*) для реальних струмів. Вектор напруги ротора $u_2 = (u_{2d}^*, u_{2q}^*)^T$ є єдиною можливим входом керування МПЖ. Контур струму в алгоритмі керування повинен бути спроектований так, щоб похибки струму

$$\tilde{i}_{2d} = i_{2d} - i_{2d}^*, \quad \tilde{i}_{2q} = i_{2q} - i_{2q}^* \quad (8)$$

асимптотично наближалися до нуля.

Алгоритм керування струмами визначається так [11]:

$$u_{2d} = \sigma(\gamma i_{2d}^* - \omega_2 i_{2q}^* + \beta \omega \psi^* + \beta U + i_{2d}^* - k_i \tilde{i}_{2d} - x_d);$$

$$\dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_{2d};$$

$$u_{2q} = \sigma(\gamma i_{2q}^* + \omega_2 i_{2d}^* - \alpha \beta \psi^* + i_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2q} - x_q);$$

$$\dot{x}_q = k_{ii} \tilde{i}_{2q},$$

де i_{2d}^*, i_{2q}^* — задані значення струмів ротора в системі координат $(d-q)$; k_i і k_{ii} — коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора струму; ψ^* — задане значення потокозчеплення статора; x_d, x_q — інтегральні складові регуляторів струму.

Структурну схему контролера відпрацювання моменту/потокку показано на рис. 1.

На відміну від АД з короткозамкненим ротором, МПЖ живиться як з боку статора, так і з боку ротора. Тому необхідна спеціальна процедура ініціалізації, щоб не порушити обмеження при керуванні електричною машиною і забезпечити м'яке підключення МПЖ до мережі. Послідовність процесу пуску МПЖ у режимі генератора наступна.

Спочатку запускається первинний двигун, а МПЖ при цьому не задіяна. Коли швидкість обертання досягає швидкості, близької до синхронної, у ланку ротора подається напруга. На цьому етапі алгоритм керування синхронізує вектор ЕРС статора за амплітудою і за фазою з вектором напруги мережі. Коли синхронізація виконана, статор підключається до мережі живлення з гарантованим м'яким підключенням без виникнення перехідного процесу. Система керування забезпечує відпрацювання нульового моменту ("підключення" машини). Після цього МПЖ готова до відпрацювання заданого моменту.

Алгоритм керування струмами ротора спроектовано наступним чином:

$$u_{2d} = L_2 \left(i_{2d}^* R_2 / L_2 - (\omega_1 - \omega) i_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2d} + v_d \right);$$

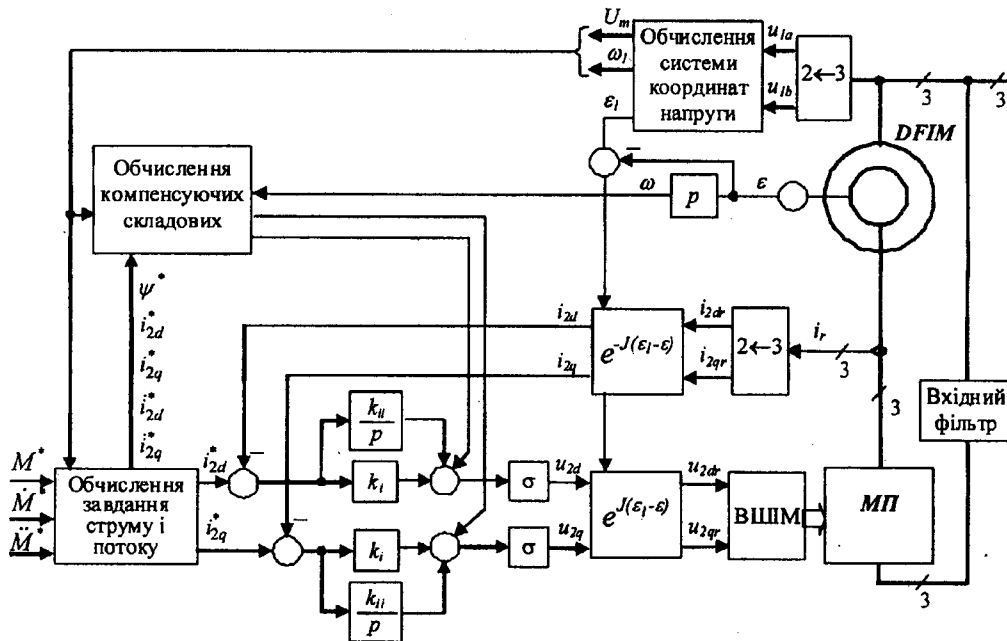


Рис. 1

$$u_{2q} = L_2 \left(\dot{i}_{2q}^* R_2 / L_2 + (\omega_1 - \omega) i_{2d}^* - k_i \tilde{i}_{2q} + v_q \right). \quad (10)$$

Для сталих заданих значень струмів ротора рівняння ЕРС і динаміка похибок струмів ротора на етапі збудження мають вигляд

$$E_d = L_m \left[- \left(R_2 / L_2 + k_i \right) \tilde{i}_{2d} - \omega \tilde{i}_{2q} - \omega_1 i_{2q}^* + v_d \right]; \quad (11)$$

$$E_q = L_m \left[- \left(R_2 / L_2 + k_i \right) \tilde{i}_{2q} + \omega \tilde{i}_{2d} + \omega_1 i_{2d}^* + v_d \right];$$

$$\dot{\tilde{i}}_{2d} = - \left(R_2 / L_2 + k_i \right) \tilde{i}_{2d} + \omega \tilde{i}_{2q} + v_d; \quad \dot{v}_d = -k_{ii} \tilde{i}_{2d}; \quad (12)$$

$$\dot{\tilde{i}}_{2q} = - \left(R_2 / L_2 + k_i \right) \tilde{i}_{2q} - \omega \tilde{i}_{2d} + v_q; \quad \dot{v}_q = -k_{ii} \tilde{i}_{2q}.$$

Для визначення завдання ЕРС відзначимо, що вектор напруги мережі живлення розташовується на осі d , тому завдання для ЕРС статорної ланки МПЖ записуються таким чином:

$$E_d^* = U; \quad E_q^* = 0. \quad (13)$$

Отже, завдання для струмів ротора

$$i_{2d}^* = 0; \quad i_{2q}^* = -U / L_m \omega_1. \quad (14)$$

З (11) і (12) можна зробити висновок, що синхронізація досягається з перехідним процесом, який визначається динамікою підсистеми струмів ротора (12). Відзначимо, що завдання струмів (14) такі ж, як і в (3), (4), (6) при заданому моменті $M^* = 0$, і структура регулятора струму (10) є частиною загального регулятора моменту (9) з додатковими інтегральними діями.

Алгоритм керування матричним перетворювачем. Векторна широтно-імпульсна модуляція (ВШІМ) у МП базується на миттєвому представ-

ленні просторових векторів вхідного струму і вихідної напруги [4, 15]. Матричний перетворювач формує відповідні криві напруги для живлення МПЖ з боку ротора. Середні значення заданого вектора напруги утворюються в результаті синтезу з п'яти стаціонарних векторів (чотири ненульові і один нульовий) [4, 15]. В 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, який детально розглянуто в [4, 15], полягає в наступному:

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

Спосіб комутації струму в МП може бути заснований на двох підходах. Перший базується на інформації про полярність струму навантаження [15], а другий — на інформації про співвідношення напруг мережі живлення [4]. У цій роботі використовується спосіб комутації, заснований на інформації про полярність струму навантаження.

Експериментальні результати.

Експериментальний стенд. Алгоритми відпрацювання моменту в генераторному режимі і в режимі двигуна експериментально досліджено на машині подвійного живлення з наступними номінальними параметрами: потужність 7,5 кВт, струм 17,5 А, напруга 380 В, швидкість 1460 об/хв, опори

статора і ротора відповідно $R_1 = 0,45$ Ом і $R_2 = 0,2$ Ом, індуктивності статора і ротора відповідно $L_1 = 0,161$ Гн і $L_2 = 0,095$ Гн, взаємна індуктивність $L_m = 0,088$ Гн, число пар полюсів $p_n = 2$.

Тестування алгоритмів керування проводилося з використанням показаного на рис. 2 експериментального стенда, що містить:

— асинхронний двигун з фазним ротором потужністю 7,5 кВт, який живиться від експериментального зразка матричного перетворювача з частотою комутації 12,5 кГц;

— машину постійного струму, що може працювати як у режимі регулювання моменту, так і регулювання швидкості, та використовується для стабілізації швидкості обертання ротора МПЖ при роботі в режимі генератора;

— контролер реального часу на базі цифрового сигнального процесора (TMS320C6711), підключеного до шини персонального комп'ютера;

— датчики струму і напруги LEM для вимірювання аналогових сигналів;

— фотоімпульсний датчик швидкості з розподільною здатністю 2500 імп/об. для вимірювання швидкості і кутового положення;

— персональний комп'ютер (ПК) для програмування і реалізації функцій автоматизації, віртуального осцилографа і інтерфейсу оператора.

Силу схему матричного перетворювача розроблено в університеті Ноттінгема (Великобританія) на базі модуля EUPEC FM35R12KE3 [7]. 18 біполярних транзисторів з ізолюваним затвором (IGBT) і 18 діодів у цьому модулі розраховано на напругу 1200 В і струм 35 А. Для формування вхідного синусоїдального струму МП використано відповідний вхідний LC-фільтр, що містить у собі 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 дещо нижча за очікувану. Для захисту силових ключів МП під час експериментальних досліджень напруга статора і, відповідно, напруга ротора МПЖ були обмежені на рівні 120 В за допомогою трифазного автотрансформатора.

Система керування. Керування МП здійснюється з використанням цифрового сигнального процесора (DSP) TMS320C6711 і програмованої логічної матриці (ПЛМ) (Actel ProASIC A500K050). Для швидкої обробки даних у системі керування використовуються плати цифрового сигнального процесора Texas Instruments TMS320C6711 і ПЛМ Actel ProASIC A500K050. Плата C6711 DSK має тактовий генератор 150 МГц і здатна виконувати 900 мільйонів операцій з плаваючою комою за секунду. Також використовується контролер паралельного порту, за допомогою якого можна з'єднатися з ПК. ПЛМ на цій платі працює з тактовою частотою 10 МГц. Плата ПЛМ 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 ПЛМ. Збір даних і формування імпульсів керування ключами МП координуються за допомогою ПЛМ. Вимірювані аналогові сигнали перетворюються у цифрові за допомогою АЦП. ПЛМ 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 ПЛМ є формування імпульсів ШІМ під час переривання, що відбувається кожні 80 мкс, які передаються на плату драйверів.

Система керування також має апаратні канали захисту на випадок перевантаження. Апаратний канал максимального струмового захисту розміщено на платі ПЛМ. Цей канал захисту базується на використанні компараторів, у яких опорна напруга дорівнює максимальному струму, дозволеному в системі, і призначених для захисту транзисторів IGBT при короткому замиканні або втраті сигналу керування. Коли вимірюваний струм перевищить максимальний, компаратор сформує сигнал миттєвого відключення і зупинить

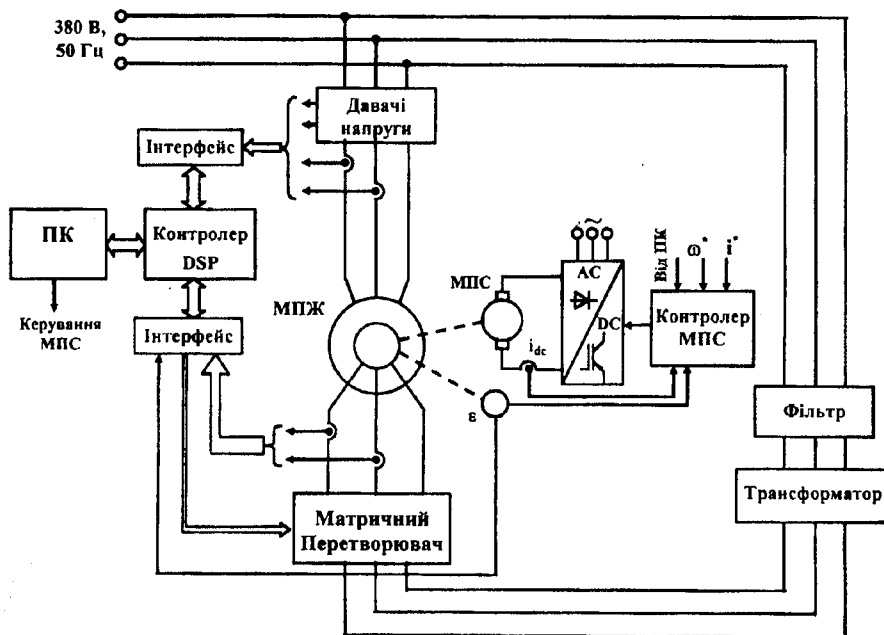


Рис. 2

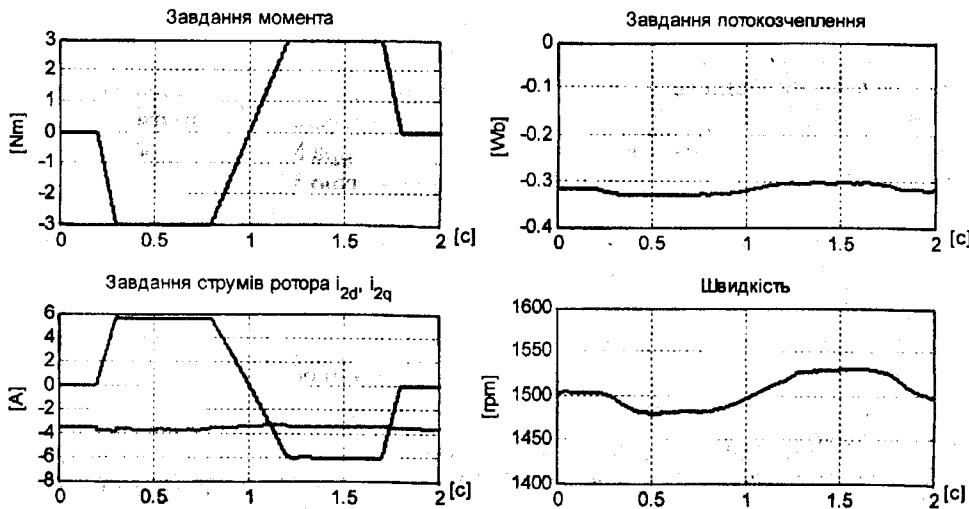


Рис. 3

обробки даних, що підтримує цифрові сигнальні процесори Texas Instruments.

ПК забезпечує інтерфейс користувача для роботи з DSP. Поки DSP виконує обчислення, можна встановити нове завдання для системи керування, а також контролювати змінні системи керування.

Експериментальні дослідження. Експериментальні результати, показані на рис. 3 і 4, були отримані при дослідженні системи з відпрацюванням заданого

імпульси керування ключами.

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

Програмне забезпечення та інтерфейс. Програмне забезпечення для всіх алгоритмів керування МПЖ і МП написано мовою програмування Сі, використовуючи Code Composer Studio [5], яке є повністю інтегрованим програмним середовищем

моменту в генераторному режимі і режимі двигуна. Послідовність керування показана на рис. 3.

МПЖ, підключена до мережі живлення, відпрацьовує завдання моменту, яке, починаючи з часу $t=0,2$ с, протягом 0,1 с наростає від нульового значення моменту до значення -3 Нм і далі з часу $t=0,8$ с збільшується до 3 Нм. Слід зазначити, що швидкість первинного двигуна на рис. 3 змінюється в межах 10–20 об/хв, тому що в регуляторі швидкості первинного двигуна не використовується інтегральна складова. На рис. 4 показано перехідні процеси змінних МПЖ при відпрацюванні

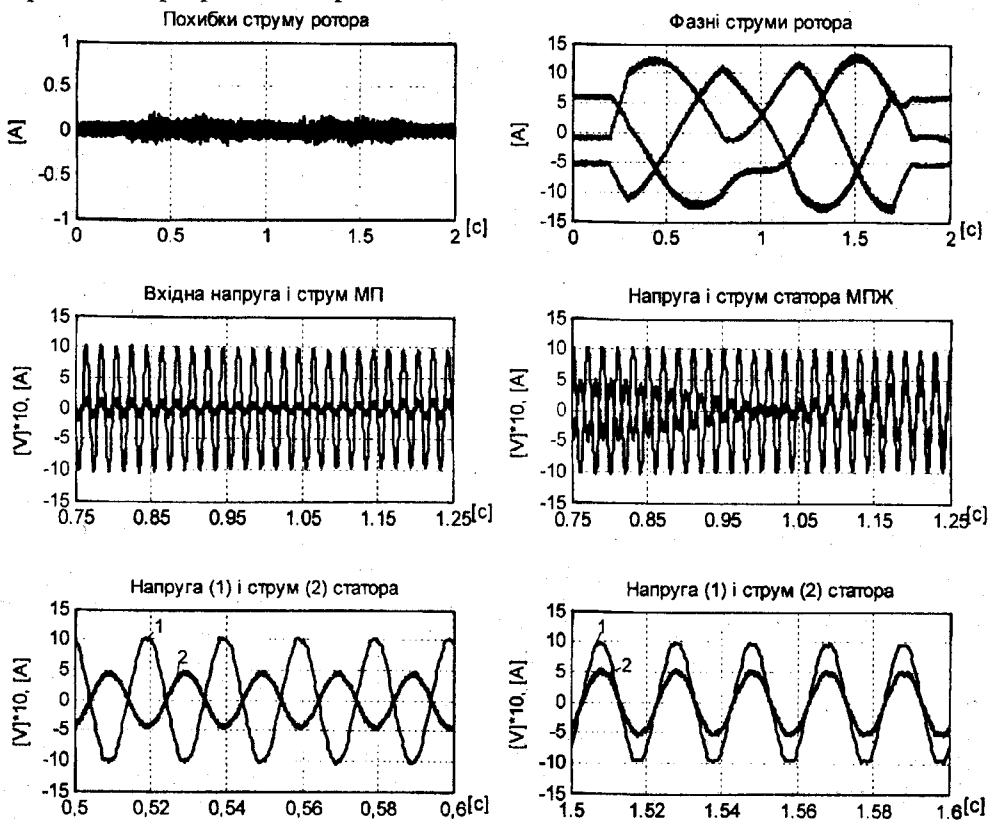


Рис. 4

моменту в генераторному режимі і режимі двигуна, 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. В результаті фазний струм статора, показаний на рис. 4, зсунутий по фазі на 180° щодо напруги мережі живлення в генераторному режимі, а в режимі двигуна збігається з ним по фазі. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної частин регулятора струму ротора прийнято $k_i = 500$; $k_{ii} = 80000$.

Висновки. Представлено результати досліджень МПЖ з МП в генераторному режимі і в режимі двигуна. Всі алгоритми керування (МП і МПЖ) виконано в реальному масштабі часу, використовуючи DSP контролер. Дослідження виконано за допомогою розробленого експериментального стенда.

Керування експериментальним стендом здійснено за допомогою взаємодії між цифровим сигнальним процесором (плата процесора TMS320C6711) і програмованою логічною матрицею (плата ПЛМ). Збір даних і формування імпульсів керування ключами МП координувалися за допомогою ПЛМ. Програмне забезпечення для всіх алгоритмів керування МПЖ і МП написано мовою програмування Сі, використовуючи програмне забезпечення Code Composer Studio.

В статті продемонстровано, що запропоноване рішення гарантує високоефективне відпрацювання моменту за умови стабілізації коефіцієнта потужності статора МПЖ на рівні одиниці при задовільних формах кривих струмів статора МПЖ і вхідних струмів МП. Основний висновок після виконаних досліджень полягає в тому, що запропоновані технічні рішення з керування МПЖ на базі цифрового сигнального контролера придатні для практичного застосування у високоефективних електромеханічних системах на основі МПЖ.

1. *Пересада С.М., Шаповал И.А.* Управление моментом и реактивной мощностью асинхронной машины двойного питания на основе косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора // Техн. електродинаміка. — 2002. — № 6. — С. 13–19.

2. *Титов В.Г., Хватов О.С.* Стабилизация параметров электроэнергии автономного генератора на основе машины двойного питания // Электричество. — 2001. — №10. — С. 17–22.

3. *Cardenas R., Pena R., Wheeler P., Clare J., Asher G.* Control of the Reactive Power Supplied by a WECS Based on an Induction

Generator Fed by a Matrix Converter // IEEE Trans. on Industrial Electronics. — 2009. — Vol.56. — №2. — P. 429–438.

4. *Chekhet E., Mikhalsky V., Sobolev V., Shapoval I.* Control and commutation technique for matrix converters // Техн. електродинаміка. Тем.вип. "Проблеми сучасної електротехніки". — 2006. — Ч. 1. — С. 56–67.

5. *Code Composer Studio User's Guide*, Texas Instruments. — Literature Number: SPRU328b, 2000.

6. *Ghedamsi K., Aouzellag D., Berkouk E.M.* Application of matrix converter for variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator // Proc. of Intern. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. SPEEDAM2006. — May 2006. — P. 1201–1205.

7. *Hornkamp M., Loddenkoetter M., Muenzer M., Simon O., Bruckmann M.* EconoMAC the first all-in-one IGBT module for matrix converters // Proc. PCIM. — 2001. — P. 417–422.

8. *Leonhard W.* Control of Electric Drives. — Berlin: Springer-Verlag. — 2001. — 420p.

9. *Pena R., Cardenas R., Proboste J., Clare J., Asher G.* Wind-Diesel Generation Using Doubly Fed Induction Machines // IEEE Trans. on Energy Conversion. — 2008. — Vol. 23. — №.1. — P. 202–214.

10. *Pena R., Clare J.C., Asher G.M.* Doubly Fed Induction Generator using Back-to-Back PWM Converters and its Applications to Variable-Speed Wind-Energy Generation // IEE Proc. of Electric Power Applications. — 1996. — Vol. 143. — №.3. — P. 231–241.

11. *Peresada S., Tilli A., Tonielli A.* Robust Active-Reactive Control of a Doubly-Fed Induction Machine // Proc. of IEEE-IECON'98, Aachen (Germany). — Sept. 1998. — P. 1621–1625.

12. *Peresada S., Tilli A., Tonielli A.* Power control of a doubly fed induction machine via output feedback // Control Engineering Practice Journal. — 2004. — Vol. 12. — №. 1. — P. 41–57.

13. *Qi Wang, Xiaohu Chen, Yanchao Ji* Control for Maximal Wind Energy Tracing in Matrix Converter AC Excited Brushless Doubly-Fed Wind Power Generation System // Proc. of IEEE Industrial Electronics Conference, IECON 2006- 32nd Annual. — 2006. — P. 718–723.

14. *Reyes E., Pena R., Cardenas R., Wheeler P., Clare J., Blasco-Gimenez R.* Application of indirect matrix converters to variable speed doubly fed induction generators // Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 2008. — 2008. — P. 2698–2703.

15. *Wheeler P.W., Rodriguez J., Clare J.C., Empringham L., Weinstein A.* Matrix converters: a technology review // IEEE Trans. on Industrial Electronics. — 2002. — Vol.49. — №2. — P. 276–288.

16. *Zhang L., Watthanasarn C.* A matrix converter excited doubly-fed induction machine as a wind power generator // Proc. of Seventh Intern. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives. — 1998. — №456. — P. 532–537.

Надійшла 10.02.09