

## ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ І РЕАКТИВНОЮ ПОТУЖНІСТЮ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ З МАТРИЧНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ

### 1. Вступ

Машина подвійного живлення (МПЖ) з векторним керуванням є привабливим рішенням для високоефективних електроприводів з обмеженим діапазоном швидкості, а також при генеруванні електроенергії [1]. Для обмеженої зміни швидкості по відношенню до синхронної швидкості асинхронного двигуна потужність перетворювача, який знаходиться в роторі, є невеликою частиною від загальної перетвореної потужності.

Основні принципи векторного керування МПЖ представлені в [1] та широко використовуються в різних розробках [2]-[7]. 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). Деякі результати застосування МП для керування МПЖ представлені в літературі, але були представлені тільки результати моделювання без експериментальних досліджень [7]-[10].

Метою даної статті є представлення результатів досліджень алгоритма керування моментом і реактивною потужністю МПЖ з МП в режимі генерування та в режимі двигуна. Вирішено задачу відпрацювання моменту і регулювання реактивної потужності МПЖ. На відміну від існуючих рішень, реалізовано принцип орієнтації за полем статора, використовуючи систему координат, орієнтовану за вектором напруги мережі живлення.

Стаття організована наступним чином. В розділі 2 представлено алгоритм керування МПЖ. В розділі 3 надано коротке описання алгоритму керування МП. Результати експериментальних досліджень МПЖ з МП представлено в розділі 4.

### 2. Алгоритм керування машиною подвійного живлення

Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ за умов лінійності магнітних кіл та коректних умов керування, представлена в синхронній системі координат (d-q), має вигляд [4]:

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

де  $(u_{2d}, u_{2q}), (i_{2d}, i_{2q}), (\psi_{1d}, \psi_{1q})$  - напруги ротора, струми ротора і потокозчеплення статора,  $T_L$  - рушійний момент, який продукується первинним рушієм,  $U_m$  і  $\omega_1$  - амплітудне значення і кутова швидкість обертання вектора напруги статора (мережі),  $\varepsilon$  і  $\omega$  - кутове положення та швидкість ротора,  $\omega_2 = \omega_1 - \omega$  кутова швидкість ковзання. Одна пара полюсів приймається без втрати загальності. Позитивні 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 і ротора відповідно,  $L_m$  - індуктивність намагнічування.

Для задачі керування моментом і реактивною потужністю статорної ланки вихідні змінні визначаються так:

$$\begin{aligned} T &= \mu (\psi_{1d} i_{2d} - \psi_{1q} i_{2q}), \\ i_{1q} &= \frac{1}{L_1} (\psi_{1q} - L_m i_{2q}), \end{aligned} \quad (2)$$

де  $T$  - електромагнітний момент і  $i_{1q}$  - реактивна складова вектора струму статора.

За умов струмового керування ротора проектується наступний алгоритм керування моментом/потокозчепленням:

- Алгоритм керування моментом:

$$i_{2d} = \frac{1}{\psi_{1q}^*} (\mu^{-1} T^* + \psi_{1d}^* i_{2q}^*). \quad (3)$$

- Алгоритм керування реактивним струмом:

$$i_{2q} = \frac{1}{L_m} \left( \psi_{1q}^* + \frac{1}{\alpha_1} \dot{\psi}_{1q}^* - L_1 i_{1q}^* \right), \quad (4)$$

з заданими потокозчепленнями:

$$\begin{aligned} \psi_{1d}^* &= -\frac{R_1}{\omega_1} i_{1q}^*, \\ \psi_{1q}^* &= \frac{-U_m - \sqrt{U_m^2 - 4R_1 \left( \frac{2}{3} \omega_1 T^* + R_1 i_{1q}^{*2} \right)}}{2\omega_1} \square \frac{-U_m - \sqrt{g(T^*, i_{1q}^*)}}{2\omega_1}, \\ g(T^*, i_{1q}^*) &= U_m^2 - 4R_1 \left( \frac{2}{3} \omega_1 T^* + R_1 i_{1q}^{*2} \right) > 0, \end{aligned} \quad (5)$$

де  $T^*, i_{1q}^*$  - завдання моменту і реактивної складової вектора струму статора.

Підставляючи рівняння (3)-(5) в (1) і (2), отримаємо динаміку похибок моменту/потокозчеплення:

$$\dot{\tilde{T}} = \frac{3}{2} \left[ -\frac{\dot{i}_{1q}^*}{\omega_1} \left( \alpha_1 + \frac{\dot{\psi}_{1q}^*}{\psi_{1q}^*} - R_1 \frac{i_{1q}^*}{\psi_{1q}^*} \right) \tilde{\psi}_{1q} - \left( \frac{1}{L_1} \psi_{1q}^* + \frac{1}{R_1} \dot{\psi}_{1q}^* - i_{1q}^* \right) \tilde{\psi}_{1d} \right] + \frac{\tilde{\psi}_{1q}}{\psi_{1q}^*} T^*, \quad (6)$$

$$\dot{\tilde{i}}_{1q} = \frac{1}{L_1} \tilde{\psi}_{1q} - \frac{2 \left( \frac{1}{3} \omega_1 \dot{T}^* + R_1 \dot{i}_{1q}^* i_{1q}^* \right)}{\omega_1 \sqrt{g(T^*, i_{1q}^*)}},$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_{1d} = -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega_1 \tilde{\psi}_{1q} + \frac{R_1}{\omega_1} \dot{i}_{1q}^* - \frac{4R_1^2 \left( \frac{1}{3} \omega_1 \dot{T}^* + R_1 \dot{i}_{1q}^* i_{1q}^* \right)}{-U_m \sqrt{g(T^*, i_{1q}^*)} - g(T^*, i_{1q}^*)} \dot{i}_{1q}^*, \quad (7)$$

$$\dot{\tilde{\psi}}_{1q} = -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} - \omega_1 \tilde{\psi}_{1d},$$

де  $\tilde{T} = T - T^*$ ,  $\tilde{i}_{1q} = i_{1q} - i_{1q}^*$ ,  $\tilde{\psi}_{1d} = \psi_{1d} - \psi_{1d}^*$ ,  $\tilde{\psi}_{1q} = \psi_{1q} - \psi_{1q}^*$  - похибки регулювання моменту, реактивного струму і потокозчеплення.

За умови  $\dot{i}_{1q}^* = \dot{i}_{1q}^* = 0$  інваріантна за часом лінійна динаміка (7) асимптотично стійка і тому алгоритм (3)-(5) гарантує глобальне відпрацювання моменту і асимптотичну стабілізацію реактивної потужності статорної ланки на рівні нуля в усталеному режимі  $\dot{T}^* = 0$ , за умови  $g(T^*, i_{1q}^*) > 0$  в (5). Коли  $i_{1q}^* = const$ , досягається асимптотичне регулювання моменту і реактивної потужності.

В реальній МПЖ струми ротора не можуть виступати як керуючі дії, тому виходи контролерів потоку/моменту ( $i_{2d}, i_{2q}$ ) в (3) і (4) можуть представляти тільки бажані траєкторії ( $i_{2d}^*, i_{2q}^*$ ) для реальних струмів  $i_{2d}, i_{2q}$ . Вектор напруги ротора  $u_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$  є єдиним фізично можливим входом керування МПЖ. Спроектуємо контур струму, який би гарантував, що похибки відпрацювання струмів

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

асимптотично прямують до нуля.

Відповідно до [3] алгоритм керування визначається так

$$\begin{aligned} u_{2d} &= \sigma \left( \gamma \dot{i}_{2d}^* - \omega_2 i_{2q}^* - \alpha \beta \psi_{1d}^* + \beta \omega \psi_{1q}^* + \beta U + i_{2d}^* - k_i \tilde{i}_{2d} - x_d \right), \dot{x}_d = k_i \tilde{i}_{2d}, \\ u_{2q} &= \sigma \left( \gamma \dot{i}_{2q}^* + \omega_2 i_{2d}^* - \alpha \beta \psi_{1q}^* - \beta \omega \psi_{1d}^* + i_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2q} - x_q \right), \dot{x}_q = k_i \tilde{i}_{2q}, \end{aligned} \quad (9)$$

де  $i_{2d}^*, i_{2q}^*$  - завдання струмів ротора в системі координат ( $d-q$ );  $k_i$  і  $k_u$  - коефіцієнти пропорційної та інтегральної частин регулятора;  $\psi^*$  - завдання потокозчеплення статора;  $x_d, x_q$  - інтегральні компоненти регулятора.

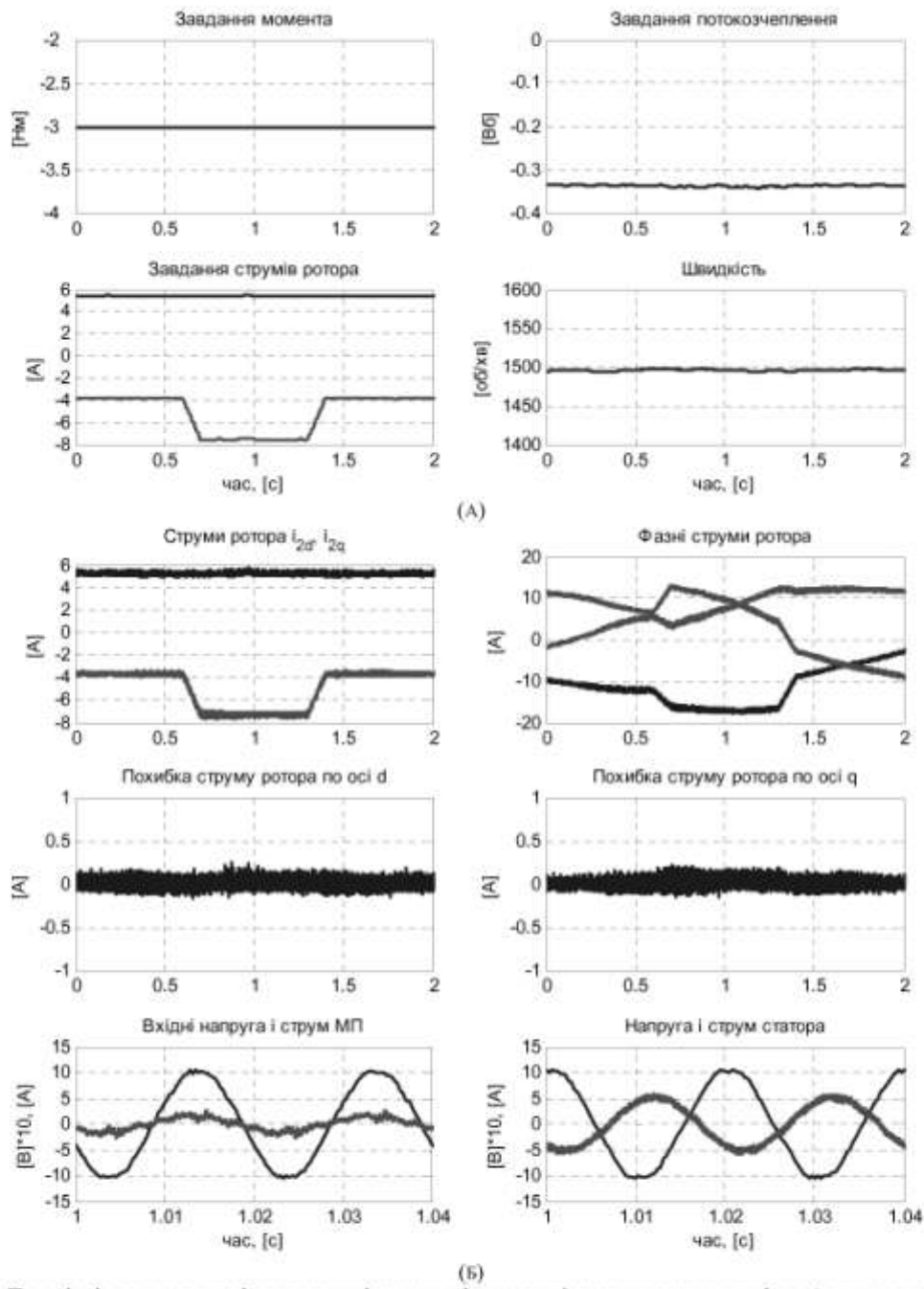


Рис. 2. Перехідні процеси при відпрацюванні моменту і керуванні реактивною потужністю (режим генератора).

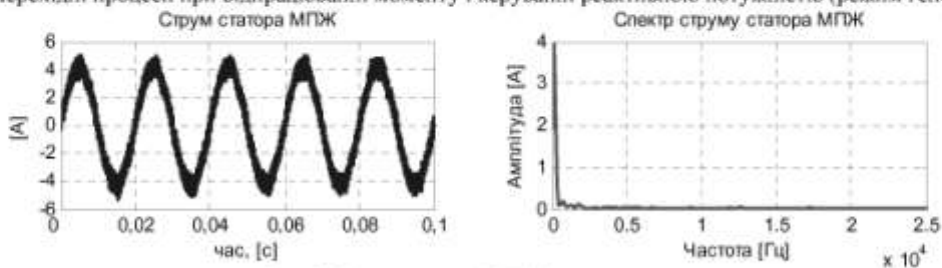


Рис. 3. Струм статора МПЖ і його спектр.

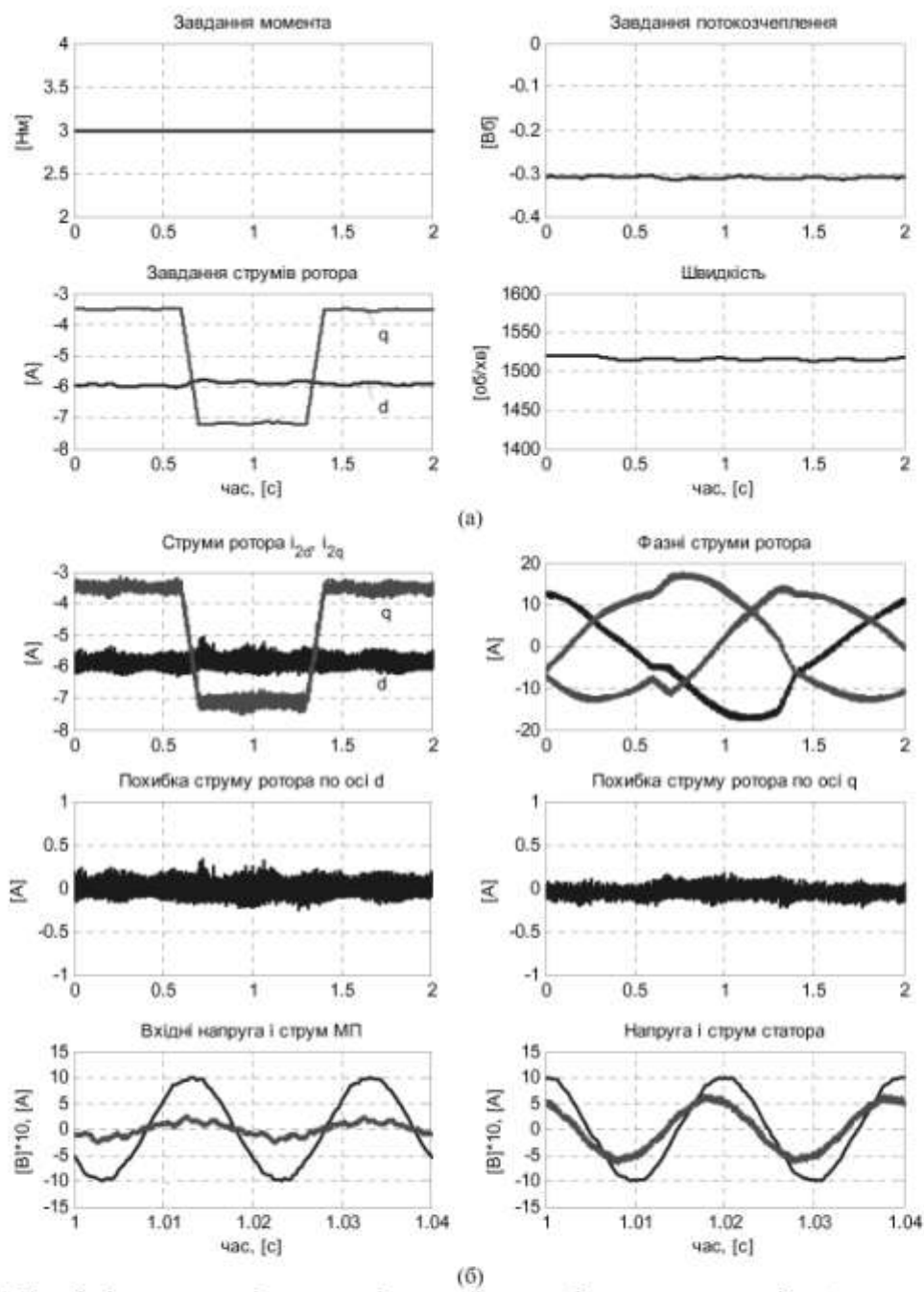


Рис. 4. Перехідні процеси при відпрацюванні моменту і керуванні реактивною потужністю (режим двигуна).

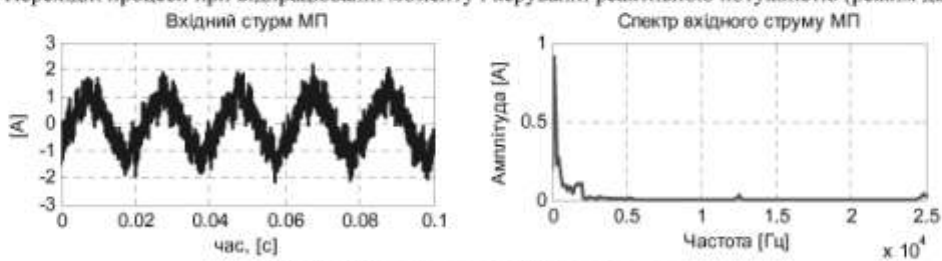


Рис. 5. Вхідний струм МП і його спектр.

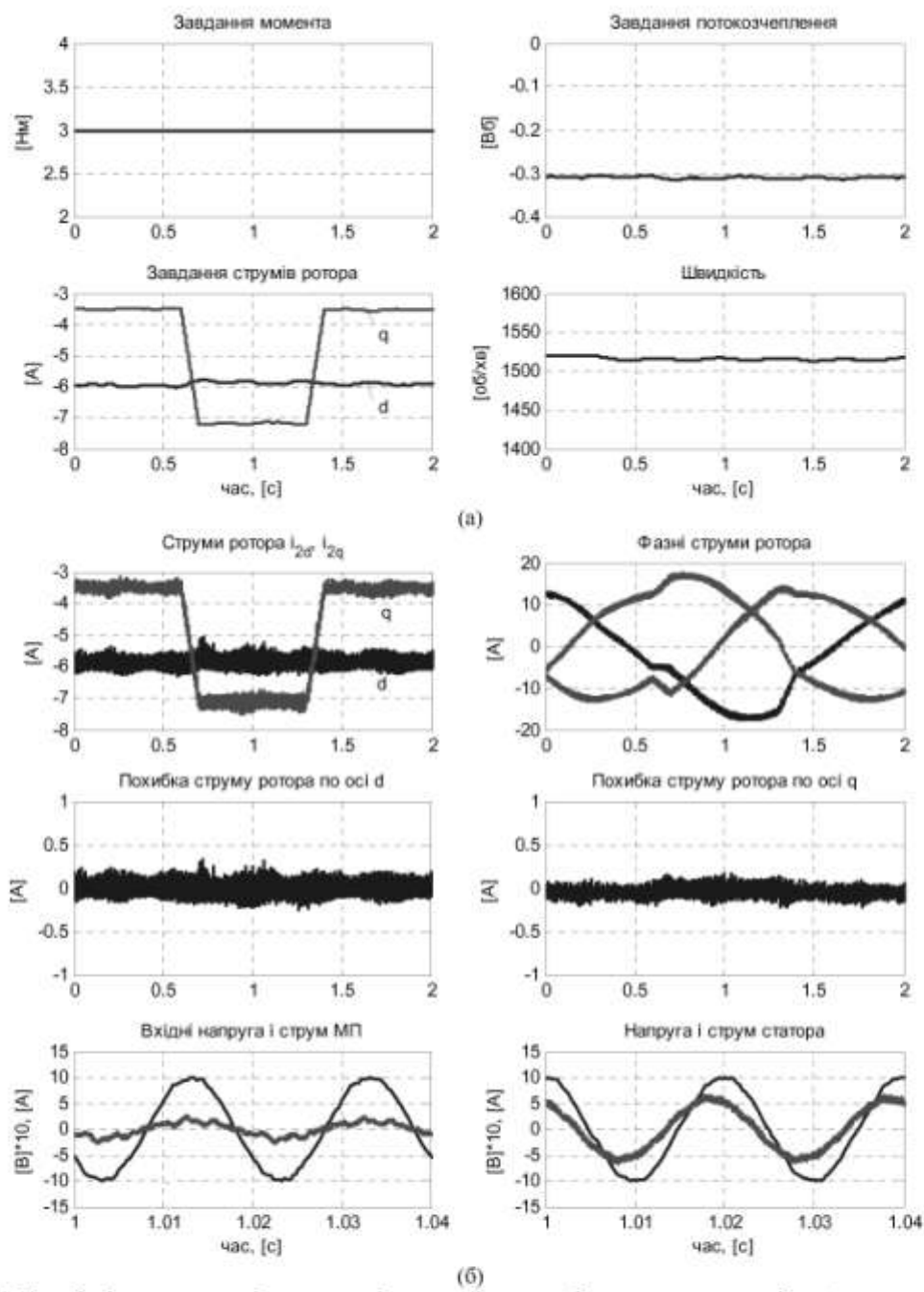


Рис. 4. Перехідні процеси при відпрацюванні моменту і керуванні реактивною потужністю (режим двигуна).

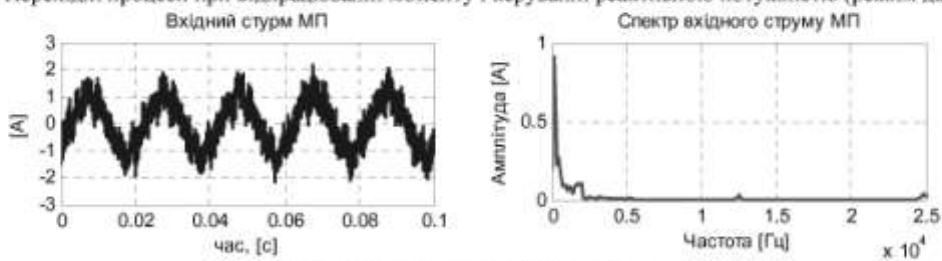


Рис. 5. Вхідний струм МП і його спектр.

Розроблено програмне забезпечення на мові програмування Сі, яке дозволяє здійснити практичну реалізацію алгоритмів керування машини подвійного живлення з матричним перетворювачем в масштабі реального часу.

Експериментальні результати, показані на Рис. 2(а) і 2(б), було проведено для дослідження поведінки системи при відпрацюванні заданого моменту і керуванні реактивною потужністю в генераторному режимі. Послідовність керування в даному режимі показана на Рис.2(а).

На початковому етапі незбуджена МПЖ розганяється до синхронної швидкості за допомогою первинного рушія (двигун постійного струму на Рис. 1). Здійснюється збудження МПЖ і синхронізація з вектором напруги мережі за допомогою алгоритму синхронізації. МПЖ, підключена до мережі живлення, відпрацьовує завдання моменту від нульового значення до 3 Нм з нульовим завданням реактивного струму.

Починаючи з  $t = 1,2$  с здійснюється відпрацювання заданої траєкторії реактивної складової струму статора, як показано на Рис. 2(а). На Рис. 2(б) показано перехідні процеси змінних МПЖ при відпрацюванні моменту і керуванні реактивною потужністю в генераторному режимі. Аналіз графіків перехідних процесів свідчить, що похибки відпрацювання моменту і реактивної потужності статорної ланки достатньо малі. Такі ж процеси при відпрацюванні моменту і керуванні реактивною потужністю в режимі двигуна показані на Рис. 4.

Отримано задовільні форми кривих струму статора МПЖ (Рис. 3) і вхідного струму МП (Рис. 5). Спектр струму статора МПЖ представлено на Рис. 3, а спектр вхідного струму МП – на Рис. 5.

## 5. Висновки

Представлено результати досліджень МПЖ з МП при відпрацюванні моменту і керуванні реактивною потужністю. Запропонований алгоритм керування гарантує асимптотичне відпрацювання заданого моменту і стабілізацію одиничного коефіцієнту потужності статорної ланки МПЖ або асимптотичне регулювання реактивної потужності за умови, що  $g(T^*, i_q^*) > 0$  в (5).

Експериментально продемонстровано, що досягаються задовільні форми кривих вхідних струмів в ланці МПЖ і в ланці МП. Основний висновок після виконаних експериментальних досліджень такий, що запропоновані технічні рішення з керування для розробки МПЖ на базі цифрового сигнального контролера придатні до практичного застосування у високоефективних електромеханічних системах на основі МПЖ.

## Література

- [1] Leonhard W. Control of Electric Drives. – Berlin: Springer-Verlag. - 1995. – 420p.
- [2] 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 Proceedings of Electric Power Applications. - May 1996. - vol.143. - no.3. - P.231-241.
- [3] 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.
- [4] Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Indirect Stator Flux-Oriented Output Feedback Control of the Doubly-Fed Induction Machine // IEEE Trans. On Control Systems Technology. – Vol.11. – No.6. – Nov. 2003. – P.875-888.
- [5] Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Power control of a doubly fed induction machine via output feedback // Control Engineering Practice Journal. – Vol. 12. – No. 1. – Jan. 2004. – P. 41-57.
- [6] Kayikci M., Milanovic J.V. Reactive Power Control Strategies for DFIG-Based Plants // IEEE Trans. On Energy Conversion. – Vol.22. – No.2. – June 2007. – P.389-396.
- [7] Zhang L., Watthanasam C. A matrix converter excited doubly-fed induction machine as a wind power generator // Proceedings of Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives. – 1998. - Conf. Publ. No. 456. – P. 532 -537.
- [8] Ghedamsi K., Aouzellag D., Berkouk E.M. Application of matrix converter for variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator // Proc. of International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. SPEEDAM2006. – May 2006. – P.1201-1205.
- [9] 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. – Nov. 2006. – P.718-723.
- [10] Banakar H., Luo C., Ooi B.T. Steady-state stability analysis of doubly-fed induction generators under decoupled P-Q control // IEE Proc. Electric Power Applications. – 2006. – Vol. 153. – No. 2. – P. 300-306.
- [11] Wheeler P.W., Rodriguez J., Clare J.C., Empringham L., Weinstein A. Matrix converters: a technology review // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Vol.49. – No.2. – April 2002. – P.276-288.
- [12] Casadei D., Trentin A., Matteini M., Calvini M. Matrix Converter Commutation Strategy Using both Output Current and Input Voltage Sign Measurement // Proc. of the 10<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications EPE'2003. – Toulouse (France). – 2003. – 1101 on CD-ROM.
- [13] Chekhet E., Mikhalsky V., Sobolev V., Shapoval I. Control and commutation technique for matrix converters // Техн. електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. – Темат. вип. – 2006. – Ч. 1. – С.56-67.