

Інститут електродинаміки НАН України

МАШИНА ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ З ДВОСТУПЕНЕВИМ МАТРИЧНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ

Представлено алгоритм керування машиною подвійного живлення за допомогою двоступеневого матричного перетворювача, увімкненого в роторне коло. На відміну від перетворювача, де використовуються керований випрямляч та інвертор, цей перетворювач забезпечує пряме перетворення енергії з синусоїдальними вхідними струмами і коефіцієнтом потужності, близьким до одиниці. Виконано моделювання роботи системи генерування електричної енергії на базі машини подвійного живлення.

Представлен алгоритм управління машиною двоїного питания с помощью двухступенчатого матричного преобразователя, включенного в роторную цепь. В отличие от преобразователя, где используются управляемый выпрямитель и инвертор, этот преобразователь обеспечивает прямое преобразование энергии с синусоидальными входными токами и коэффициентом мощности, близким к единице. Выполнено моделирование работы системы генерирования электрической энергии на базе машины двоїного питания.

The control algorithm of a Double-fed induction machine with the help of two-stage matrix converter, connected in the rotor, is presented. In contrast to the scheme, where back-to-back PWM inverter is used, this converter provides direct AC-AC conversion, with sinusoidal input currents and close to unity power factor operation. Simulation of power generation system based on double-fed induction machine was carried out.

Вступ. Машина подвійного живлення (МПЖ) має багато переваг при застосуванні у таких системах генерування електричної енергії, як вітрогенеруючі установки, дизель-генератори середньої і високої потужності. Традиційно для керування струмами ротора МПЖ використовуються AC-DC-AC двонаправлені перетворювачі, розраховані тільки на частину номінальної потужності МПЖ [4,6].

В останні роки спостерігається зростаючий інтерес до перетворювачів з безпосереднім перетворенням енергії, з синусоїдальними вхідними і вихідними струмами без пасивних компонентів у колі постійного струму. Одним з таких перетворювачів є двоступеневий матричний перетворювач (МП), показаний на рис.1 у складі МПЖ. Він складається з вхідного випрямляча з двонаправленими силовими ключами і вихідного інвертора напруги [3,5,7-8]. Двоступеневий МП має характеристики, аналогічні характеристикам традиційного МП, але наявність ланки постійного струму надає йому деякі інші властивості, наприклад, застосування різних частот комутації у випрямлячі та інверторі з метою зменшення втрат тощо.

Застосування векторних методів керування МПЖ дозволяє додатково забезпечити розв'язку керування активною і реактивною потужностями, досягаючи при цьому коефіцієнта потужності статорного кола, близького до одиниці.

Принципи векторного керування МПЖ були розглянуті в [1,9]. В [1] запропоновано алгоритм відпрацювання генерованого моменту МПЖ при стабілізації коефіцієнта потужності, який використовує тільки інформацію про кутову швидкість і струми ротора.

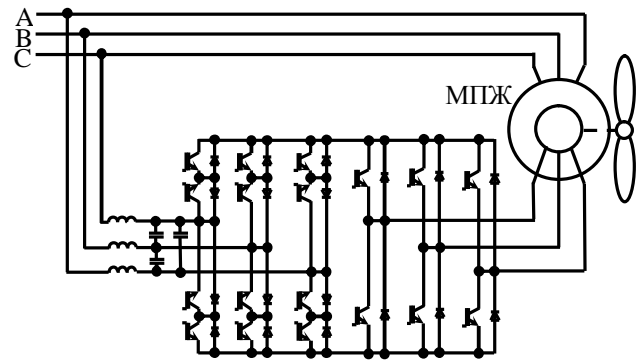


Рис.1. Машина подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем

Алгоритм керування МПЖ. Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ з підключеним до мережі статором, представлена в системі координат напруг статора ($d-q$), має вигляд [1]:

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

де (u_{2d}, u_{2q}) , (i_{2d}, i_{2q}) , (ψ_{1d}, ψ_{1q}) - напруги ротора, струми ротора і потоки статора, M_L - момент первинного рушія, 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:

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

$\gamma_2 = \frac{R_2}{\sigma_2} + \alpha_1 \beta L_m$, де R_1, R_2, L_1, L_2 - активні опори та індуктивності статора/ротора відповідно, L_m - індуктивність контуру намагнічування.

За умови струмового керування ланкою ротора отримано наступний алгоритм керування моментом і потоком [1]:

- алгоритм керування моментом

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

- алгоритм керування потоком

$$i_{2q} = (\alpha_1 \psi^* + \dot{\psi}^*) / \alpha_1 L_m \quad (3)$$

із заданим потоком, що обчислюється з рівняння

$$\omega_1 \psi^* + \alpha_1 L_m i_{2d} + U = 0. \quad (4)$$

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

$$\psi^* = -U - \sqrt{U^2 - 4 \left(\frac{2}{3} \right) \omega_1 R_1 T^* / 2\omega_1}. \quad (5)$$

У реальній МПЖ струми ротора не є керуючими по відношенню до машини, тому виходи регуляторів (i_{2d}, i_{2q}) в (2) і (3) можуть представляти тільки бажані траєкторії (i_{2d}^*, i_{2q}^*) для реальних струмів i_{2d}, i_{2q} . Вектор напруги ротора $\mathbf{u}_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$ є єдиною можливим входом керування для МПЖ.

Згідно з [6] алгоритм керування струмами визначається так:

$$\begin{aligned} u_{2d} &= \sigma_2 \left(\gamma_2 i_{2d}^* - \omega_2 i_{2q}^* + \beta \omega \psi^* + \beta U + i_{2d}^* - k_i \tilde{i}_{2d} - x_d \right), \\ u_{2q} &= \sigma_2 \left(\gamma_2 i_{2q}^* + \omega_2 i_{2d}^* - \alpha_1 \beta \psi^* + i_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2q} - x_q \right), \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_{2d}, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_{2q}, \end{aligned} \quad (6)$$

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

Алгоритм керування двоступеневим МП. Алгоритм керування вхідним випрямлячем двоступеневого МП повинен у першу чергу забезпечувати синусоїдальність струму, що споживається з мережі, а потім можливість регулювання зсуву фаз між струмом і напругою мережі. Рішення цього завдання, фактично, засноване на тих же принципах, що й у традиційних МП. Період мережі розбивається на шість інтервалів по 60 електричних градусів, протягом яких для формування вихідної напруги по черзі використовуються дві лінійні напруги мережі на кожному циклі (періоді) широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), яка здійснюється за синусоїдальним законом.

У найпоширенішому випадку, коли вхідний коефіцієнт потужності підтримується близьким до одиниці, межах зазначених інтервалів відповідають моменти переходу кривих фазних напруг мережі через нуль (рис.2). У формуванні вихідної напруги беруть участь дві максимальні за модулем вхідні лінійні напруги. У середині інтервалу одна з фазних напруг мережі є найбільшою за модулем і відрізняється за знаком від двох інших фазних напруг.

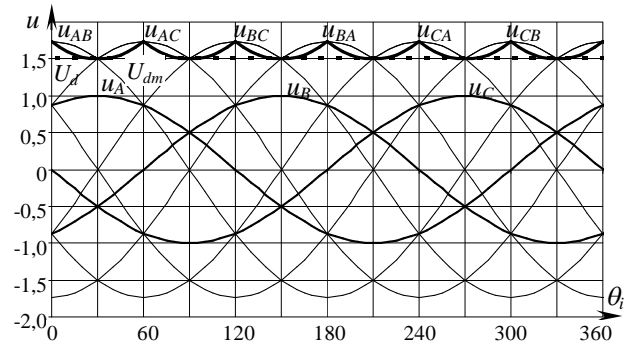


Рис.2. Часова діаграма напруг

У роботі [2] був запропонований спосіб розрахунків тривалостей стаціонарних станів традиційного МП для кожного циклу ШІМ, заснований на спостереженні за миттєвими значеннями напруг мережі живлення. Він був випробуваний на практиці в працюючих зразках перетворювачів і повністю себе виправдав. Такий же підхід пропонується реалізувати і для двоступеневого МП.

Введемо для ідентифікації різних наборів вхідних напруг у процесі формування вихідної напруги індекси δ і γ для двох фаз із напругами однакової полярності та індекс ν для третьої фази, напруга якої має протилежну полярність і максимальна за модулем. Наприклад, на першому інтервалі від 0 до 60 ел.град. (рис. 2) $u_\delta = u_B, u_\gamma = u_C, u_\nu = u_A$; для формування вихідної напруги під час кожного циклу ШІМ по черзі використовуються лінійні напруги u_{AB} і u_{AC} , тобто фаза А постійно з'єднана з виходом, а фази В і С - приєднуються по чергово.

Для лінійного навантаження мережі і, тим самим, формування синусоїдального струму, що споживається від мережі, необхідною умовою є [2]:

$$\frac{d_\delta}{d_\gamma} = \frac{u_\delta}{u_\gamma}, \quad (7)$$

де d_δ і d_γ - відносні тривалості (тобто тривалості, нормовані стосовно тривалості циклу ШІМ) для фаз δ і γ відповідно.

Середнє значення вихідної напруги, сформованої під час одного циклу ШІМ, з урахуванням (7)

$$u = \left| d_\delta (u_\nu - u_\delta) + d_\gamma (u_\nu - u_\gamma) \right| = d_\delta \frac{\Delta}{|u_\delta|} = d_\gamma \frac{\Delta}{|u_\gamma|}, \quad (8)$$

де $\Delta = u_\delta^2 + u_\gamma^2 - (u_\delta + u_\gamma)u_\nu$.

При роботі традиційного МП у режимі випрямлення (вихідна частота дорівнює нулю і МП аналогічний трифазному випрямлячу на двонаправлених ключах) приймемо середньоінтегральне значення напруги сталим:

$$u = \text{const} = U_d. \quad (9)$$

З (8) і (9) випливає

$$d_\delta = U_d \frac{|u_\delta|}{\Delta}, \quad d_\gamma = U_d \frac{|u_\gamma|}{\Delta}. \quad (10)$$

Підставляючи (10) в (8), тотожно отримуємо (9). Це говорить про інваріантність вихідної напруги, сформованої згідно із законом модуляції (10), стосовно розкиду напруг мережі.

При симетричній неспотвореній мережі $\Delta = (3/2)U_m^2$, де U_m – амплітуда фазної напруги, тому

$$d_\delta = U_d \frac{2|\cos\theta_\delta|}{3U_m}, d_\gamma = U_d \frac{2|\cos\theta_\gamma|}{3U_m}, \quad (11)$$

де θ_δ , θ_γ і далі θ_v – поточні фази напруг u_δ , u_γ і u_v всередині розглянутого інтервалу періоду мережі.

Оскільки $|\cos\theta_\delta| + |\cos\theta_\gamma| = |\cos\theta_v| \leq 1$, тобто $d_\delta + d_\gamma \leq 1$, то у вихідній напрузі присутні нульові паузи, відносна тривалість яких дорівнює $d_0 = 1 - d_\delta - d_\gamma$. На рис. 2 уривчастою жирною лінією показана випрямлена напруга, сформована із застосуванням правила (11). Її значення становить $U_d = (3/2)U_m$.

Скориставшись виразами (10), можна при несиметрії напруг мережі живлення сформувати неспотворену постійну напругу згідно з виразом (8), максимальне значення якої визначається глибиною провалів у точках перетинання кривих лінійних напруг на межах 60-градусних інтервалів.

Перевагою такого способу формування випрямленої напруги є зменшення кількості комутацій у ключах випрямляча під час циклів ШІМ, а її пульсації компенсуються в ланці інвертування за допомогою корекції відносних тривалостей стаціонарних станів інвертора за рахунок збільшення d_0 . Як буде показано нижче, комутації ключів випрямляча можуть здійснюватися при нульовому струмі в ланці випрямлення.

З різних можливих варіантів ШІМ розглянемо просторову векторну модуляцію як один з розповсюджених методів, який, крім того, зручний при побудові векторних систем асинхронного електропривода.

За визначенням просторовий вектор вихідної напруги

$$\bar{U}_o = \frac{2}{3}(U_a + U_b e^{j2\pi/3} + U_c e^{-j2\pi/3}) = U_o e^{j\theta_o}. \quad (12)$$

Відносні тривалості для активних складових просторового вектора вихідної напруги при живленні інвертора від джерела згладженої постійної напруги

$$d_{10} = k \frac{\sin(\pi/3 - \theta_o)}{\sin(\pi/3)}, d_{20} = k \frac{\sin(\theta_o)}{\sin(\pi/3)}, 0 \leq k \leq \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (13)$$

З урахуванням пульсацій випрямленої напруги відносні тривалості повинні розраховуватися так

$$d_1 = d_{10} \frac{U_d}{U_{dm}} = d_{10} \frac{U_d |u_v|}{\Delta}, d_2 = d_{20} \frac{U_d}{U_{dm}} = d_{20} \frac{U_d |u_v|}{\Delta},$$

$$d_0 = 1 - d_1 - d_2. \quad (14)$$

При живленні МП від симетричної неспотвореної мережі має місце відповідність

$$d_1 = d_{10} \cos\theta_v, d_2 = d_{20} \cos\theta_v. \quad (15)$$

Результати моделювання. На основі розробленого векторного алгоритму керування в середовищі програмного пакета "MATLAB/Simulink" було проведено моделювання роботи машини подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем у роторному колі, що працює як генератор. Моделювання проводилося при частоті ШІМ 5 кГц.

Параметри МПЖ: потужність $P=1,4$ кВт, число пар полюсів $p_n=3$, $J=0,07$ кгм², $L_1=L_2=0,185$ Гн, $L_m=0,18$ Гн, $R_1=4,7$ Ом, $R_2=5,3$ Ом. Параметри контролера при моделюванні встановлено такі: $k_1=500$, $k_{ii}=60000$.

Тест з відпрацювання траєкторії заданого моменту при стабілізації коефіцієнта потужності статорної ланки при моделюванні має таку послідовність дій генеруючої системи, зображеної на рис.1:

– на початковому етапі 0-0,25с незбуджена МПЖ розганяється до синхронної швидкості за допомогою первинного рушія;

– починаючи з $t=0,5$ с здійснюється збудження МПЖ і синхронізація з вектором напруги мережі за допомогою алгоритму синхронізації. Форма заданого значення U^* показана на рис.3 і представляє лінійно наростаючу функцію від нуля до напруги U_m ;

– при $t=1$ с статорне коло МПЖ підключається до мережі при нульовому значенні моменту;

– починаючи з $t=1,2$ с здійснюється відпрацювання заданої траєкторії моменту, яка показана на рис. 3;

– при $t=1,5$ с кутова швидкість первинного рушія примусово збільшується щодо синхронної швидкості МПЖ;

– при $t=2,2$ с кутова швидкість первинного рушія зменшується і стає нижче синхронної швидкості МПЖ.

Швидкість первинного рушія, задана напруга і сигнал завдання моменту і похибка відпрацювання моменту показано на рис.3. Слід зазначити, що при відстеженні моменту досягається незмінність коефіцієнта потужності.

Графіки відпрацювання заданої траєкторії моменту показано на рис.4. Аналіз графіків перехідних процесів свідчить, що похибка відпрацювання моменту і реактивна потужність статорного кола достатньо малі.

На рис.4 приведено фрагменти сталого режиму струмів і напруг статора в системі координат $a-b$ для інтервалу часу 2,0-2,1с, що відповідає роботі при швидкості, вище синхронної, та інтервалу часу 2,8-2,9 с, що відповідає роботі при швидкості, нижче синхронної. Статорний струм знаходиться в протифазі з напругою мережі, що відповідає умовам роботи статорного кола МПЖ із коефіцієнтом потужності одиниця в генераторному режимі.

Як видно із графіків струмів статора і ротора, їх форма є майже ідеально синусоїдальною з незначними високочастотними компонентами, які обумовлені процесом ШІМ у МП.

Висновки. Представлено алгоритми керування машиною подвійного живлення та двоступеневим матричним перетворювачем. Моделювання показало, що при застосуванні двоступеневих МП в колі ротора МПЖ гарантується відпрацювання моменту за умови стабілізації коефіцієнта потужності статора МПЖ на рівні одиниці. Таке рішення придатне для практичного застосування у електромеханічних системах на основі МПЖ.

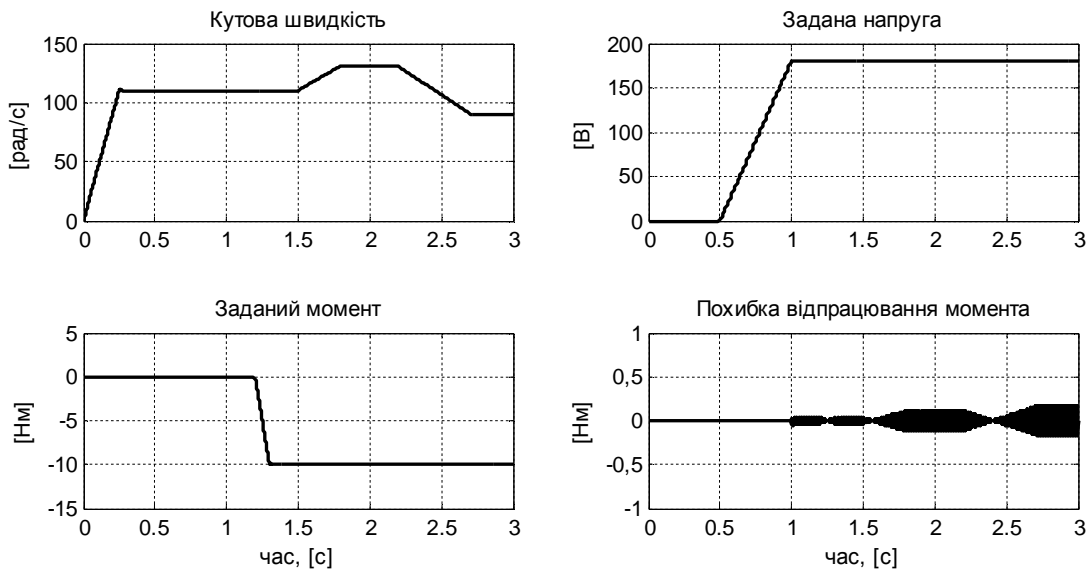


Рис.3. Задані величини при керуванні МПЖ з двоступеневим МП

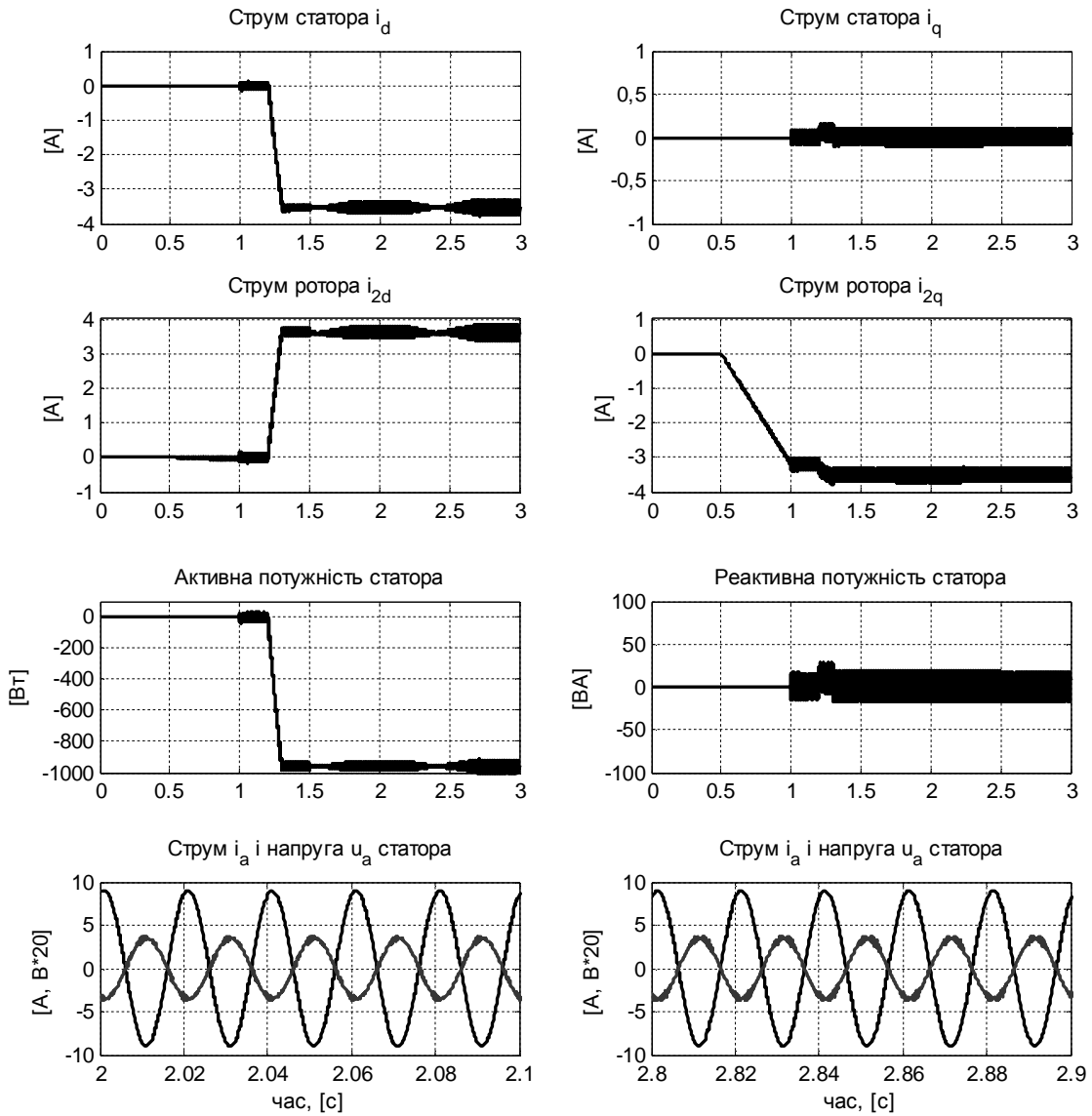


Рис.4. Перехідні процеси при керуванні МПЖ з двоступеневим ПМ

Список використаної літератури

1. Пересада С.М. Управление моментом и реактивной мощностью асинхронной машины двойного питания на основе косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора / С.М. Пересада, И.А. Шаповал // Техн. електродинаміка. – 2002. – № 6. – С.13-9.

2. Синтез алгоритмов векторной широтно-импульсной модуляции в матричных преобразователях частоты / Э.М. Чехет, В.Н. Соболев, В.М. Михальский, Т.В. Мисак, И.А. Шаповал // Техн. електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. – Темат. вип. – 2000. – Ч.2. – С. 50-5.

3. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода / Э.М. Чехет, В.Н. Соболев, В.М. Михальский, И.А. Шаповал, С.И. Полищук // Вестник НТУ "ХПИ". Проблеми автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2005. – Вып. 45. – С. 32-7.

4. Bonnet F. Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine / F. Bonnet, P. Vidal, M. Pietrzak-David // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Oct. 2007. – Vol. 54. – No. 5. – P. 2482-490.

5. Kolar J.W. Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter / J.W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, H. Ertl, F. Stogerer // Proceedings of the 17th IEEE Applied Power Electronics Conference. – Dallas (USA). – March 10-14, 2002. – Vol.2. – P. 777-91.

6. Pena R. Doubly-fed induction generators using back-to-back PWM converters and its applications to variable-speed wind-energy generation / R. Pena, J. Clare, G. Asher // Proc. IEE - Elect. Power Appl. – 1996. – Vol. 153. – No. 3. – P. 231-41.

7. Pena R. A Topology for Multiple Generation System With Doubly Fed Induction Machines and Indirect Matrix Converter / R. Pena, R. Cardenas, E. Reyes, J. Clare, P. Wheeler // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Oct. 2009. – Vol. 56. – No. 10. – 4181-193.

8. Reyes E. Application of indirect matrix converters to variable speed doubly fed induction generators / E. Reyes, R. Pena, R. Cardenas, P. Wheeler, J. Clare, R. Blasco-Gimenez // Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). – 2008. – P. 2698-703.

9. Shapoval I. Torque and Reactive Power Control of Doubly-Fed Induction Machine with Matrix Converter / I. Shapoval, S. Peresada, G. Asher, J. Clare // Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2008. – Cambridge (United Kingdom). – 30 Jun. - 2 Jul. 2008. – CD-018155 on CD-ROM. – P. 2469-2474.

Отримано 01.07.2011



Михальський
Валерій Михайлович,
д-р техн. наук,
пров. наук. співр.
ін-ту електродин. НАН
України,
пр. Перемоги 56,
м. Київ-57, 03680,
тел. (044) 454-24-66
E-mail: mikhalsky@ied.org.ua



Шаповал
Іван Андрійович,
канд. техн. наук, ст. наук.
співр. ін-ту електродин.
НАН України,
тел. (044) 454-26-47
E-mail: shapoval@ied.org.ua



Соболев
Володимир Миколайович,
канд. техн. наук,
ст. наук. співр. ін-ту
електродин. НАН України,
тел. (044) 454-26-47



Чопик
Василь Васильович,
мол. наук. співр.
ін-ту електродин. НАН
України,
тел. (044) 454-26-47