

А. Л. ДОРОШЕНКО, пров. інж., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;

В. М. МИХАЛЬСЬКИЙ, докт. техн. наук, проф., гол. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ;

І. А. ШАПОВАЛ, канд. техн. наук, с.н.с., ст. наук. співр., Інститут електродинаміки НАНУ, Київ.

ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ПОВНІСТЮ КЕРОВАНОЇ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ

Вступ. Машина подвійного живлення (МПЖ) як об'єкт керування в електроприводі останнім часом знаходить все нові області застосування. Така тенденція пов'язана з сучасним розвитком алгоритмів векторного керування та удосконаленням напівпровідникових перетворювачів електроенергії. Так, в галузі вітрової відновлювальної енергетики МПЖ поступово витісняє синхронні генератори, що обумовлено її здатністю керувати окремо активною та реактивною потужністю [1-4]. В [4-6] розглядається електромеханічна система з МПЖ, що здатна замінити двигуни постійного струму та асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором у важкій промисловості та у галузі тягового електропривода. Під повністю керованою МПЖ [4] розуміється наявність двох каналів керування: керування по колу статора і колу ротора, внаслідок чого МПЖ може поєднувати властивості синхронної та асинхронної електричних машин. В [5, 6] наведено огляд систем електропривода на базі МПЖ, в якому автори приходять до висновку про доцільність одночасного керування МПЖ як по колу статора, так і по колу ротора.

Основною метою даної роботи є розробка і дослідження алгоритму керування швидкістю та побудова математичної моделі системи електропривода на базі повністю керованої МПЖ.

Постановка задачі. Враховуючи теорію узагальненої електричної машини та методіку отримання математичної моделі довільної обертової електричної машини [2], запишемо динамічну модель МПЖ в проекціях струмів статора, ротора та головного магнітного потоку в системі координат $(d-q)$, що обертається з кутовою швидкістю ω_k :

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega, \dot{\omega} = \frac{1}{J}(M - M_c), M = \frac{3}{2} p_n L_m (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}), \\ u_{1d} &= r_1 i_{1d} + L_{1\sigma} \frac{d}{dt} i_{1d} - \omega_k L_{1\sigma} i_{1q} + \frac{d}{dt} \psi_{md} - \omega_k \psi_{mq}, \\ u_{1q} &= r_1 i_{1q} + L_{1\sigma} \frac{d}{dt} i_{1q} + \omega_k L_{1\sigma} i_{1d} + \frac{d}{dt} \psi_{mq} + \omega_k \psi_{md}, \\ u_{2d} &= r_2 i_{2d} + L_{2\sigma} \frac{d}{dt} i_{2d} - \omega_2 L_{2\sigma} i_{2q} + \frac{d}{dt} \psi_{md} - \omega_2 \psi_{mq}, \\ u_{2q} &= r_2 i_{2q} + L_{2\sigma} \frac{d}{dt} i_{2q} + \omega_2 L_{2\sigma} i_{2d} + \frac{d}{dt} \psi_{mq} + \omega_2 \psi_{md}, \\ \psi_{md} &= L_m (i_{1d} + i_{2d}), \psi_{mq} = L_m (i_{1q} + i_{2q}), \\ \psi_m &= \sqrt{\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2}, \\ \dot{\theta}_k &= \omega_k, \omega_2 = \omega_k - p_n \omega, \end{aligned} \quad (1)$$

де (u_{1d}, u_{1q}) , (u_{2d}, u_{2q}) – напруги статора та ротора; (i_{1d}, i_{1q}) , (i_{2d}, i_{2q}) – струми статора та ротора; (ψ_{md}, ψ_{mq}) – проекції вектора головного магнітного потоку МПЖ на осі d і q ; θ , ω – кутове положення та швидкість ротора МПЖ; θ_k , ω_k – кутове положення та кутова швидкість системи координат $(d-q)$ відносно стаціонарної системи координат $(a-b)$; M – електромагнітний момент; M_c – момент навантаження; J – момент інерції машини; p_n – кількість пар полюсів; r_1, r_2, L_1, L_2 – активні опори та індуктивності статора і ротора відповідно; L_m – індуктивність намагнічування; індуктивності розсіювання статора та ротора $L_{1\sigma} = L_1 - L_m$, $L_{2\sigma} = L_2 - L_m$.

Векторні алгоритми керування МПЖ, модель якої задана рівняннями (1), можна визначити як задачу керування за вимірюваним вектором $y = (\theta, \omega, i_{1d}, i_{1q}, i_{2d}, i_{2q})^T$.

Задача керування кутовою швидкістю МПЖ полягає в регулюванні двох вихідних координат: модуля головного магнітного потоку та кутової швидкості ротора за допомогою двовимірної вектора напруг статора u_1 та двовимірної вектора напруг ротора u_2 з використанням вектора вимірюваних змінних y .

Задачу відпрацювання заданих траєкторій зміни головного магнітного потоку – кутової швидкості сформулюємо наступним чином. Приймаємо, що для моделі МПЖ, заданої (1), справедливі такі припущення:

- струми статора та ротора МПЖ, кутова швидкість ротора, задані вектором y і доступні для вимірювання;
- параметри МПЖ відомі та постійні;
- задані траєкторії головного магнітного потоку ψ_m^* та кутової швидкості ω^* є обмеженими функціями часу з обмеженими першою та другою похідними за часом;
- момент навантаження M_c невідомий, постійний та обмежений.

Для прийнятих припущень необхідно розробити алгоритм керування по вимірювальному виходу, який гарантує досягнення таких цілей керування.

1. Асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій головного магнітного потоку – кутової швидкості МПЖ, тобто

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_m &= 0. \end{aligned} \quad (2)$$

2. Асимптотичну орієнтацію за вектором головного магнітного потоку

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{mq} = 0. \quad (3)$$

Алгоритм керування головним магнітним потоком. Побудова алгоритмів векторного керування базується на орієнтації обертової системи координат вздовж одного з векторів стану електричної машини. В даній роботі приймаємо, що вісь d обертової системи координат ($d-q$) збігається з напрямом вектора головного магнітного потоку ψ_m , тобто:

$$\begin{aligned} \psi_{md} &= |\psi_m|, \\ \psi_{mq} &\equiv 0. \end{aligned} \quad (4)$$

Підтримання заданого значення головного магнітного потоку дозволяє підвищити перевантажувальну здатність двигуна при роботі на високих частотах. Умова (2) відома як умова точної орієнтації обертової системи координат ($d-q$) вздовж вектора головного магнітного потоку. Визначимо похибки відпрацювання головного магнітного потоку у вигляді:

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_{md} &= \psi_{md} - \psi_m^*, \\ \tilde{\psi}_{mq} &= \psi_{mq}, \end{aligned} \quad (5)$$

де ψ_m^* – заданий головний магнітний потік.

З рівнянь (3), (4) та (5) випливає, що умовою орієнтації системи координат ($d-q$) вздовж вектора головного магнітного потоку є:

$$i_{1q} = -i_{2q}. \quad (6)$$

В [7-9] виконано дослідження алгоритмів векторного керування МПЖ за умови орієнтації обертової системи координат вздовж вектора головного магнітного потоку, а також за умови ортогональності векторів струму статора та магнітного потоку, оскільки електромагнітний момент МПЖ досягає максимуму при зсуві векторів, що його обумовлюють, на 90 електричних градусів. Такий алгоритм керування реалізує так зване «ортогональне керування» [7]. Перевантажувальна здатність МПЖ при такому керуванні збільшується у 8-10 раз.

Визначимо похибки відпрацювання проєкцій струмів статора та ротора по осі d у вигляді:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{1d} &= i_{1d}, \\ \tilde{i}_{2d} &= i_{2d} - i_{2d}^*. \end{aligned} \quad (7)$$

Динаміка похибок відпрацювання головного магнітного потоку з (1), враховуючи (5) та (7), дорівнює

$$\tilde{\psi}_m = L_m (\tilde{i}_{1d} + \tilde{i}_{2d} + i_{2d}^*) - \psi_m^* + v_\psi, \quad (8)$$

де v_ψ – коригуючий зворотний зв'язок, який буде визначено пізніше.

Розглядаючи i_{2d}^* як керуючу дію, спроектуємо регулятор головного магнітного потоку у вигляді

$$\begin{aligned} i_{2d}^* &= \frac{1}{L_m} \psi_m^* - k_\psi \tilde{\psi}_{md} - x_\psi, \\ \dot{x}_\psi &= k_{\psi i} \tilde{\psi}_{md}, \end{aligned} \quad (9)$$

де k_ψ , $k_{\psi i}$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових ПІ регулятора головного магнітного потоку.

Алгоритм керування швидкістю МПЖ. Визначимо похибки відпрацювання проєкцій струмів статора та ротора по осі q у вигляді:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{1q} &= i_{1q} - i_{1q}^*, \\ \tilde{i}_{2q} &= i_{2q}. \end{aligned} \quad (10)$$

Приймаємо, що

$$\tilde{M}_c = \frac{M_c}{J} - \hat{M}_c, \quad (11)$$

де \hat{M}_c – оцінене значення сталої складової моменту навантаження M_c / J .

Запишемо друге та третє рівняння з (1) у формі похибок з урахуванням (5), (10) та (11)

$$\tilde{\omega} = \mu (\tilde{i}_{1q} \tilde{\psi}_{md} + \tilde{i}_{1q} \psi_m^* + i_{1q}^* \tilde{\psi}_{md} - i_{1d} \tilde{\psi}_{mq} + i_{1q}^* \psi_m^*) - \tilde{M}_c - \hat{M}_c - \dot{\omega}^*, \quad (12)$$

де $\mu = 3p_n / 2J$.

З (12), розглядаючи i_{1q}^* як керуючу дію, спроектуємо регулятор швидкості МПЖ у вигляді:

$$\begin{aligned} i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu \psi_m^*} (\dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega} + \hat{M}_c), \\ \hat{M}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (13)$$

де k_ω , $k_{\omega i}$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових ПІ регулятора швидкості.

Рівняння динаміки МПЖ. В реальній МПЖ єдиними вхідними величинами керування є вектор напруг статора $\vec{u}_1=(u_{1d}, u_{1q})^T$ та вектор напруг ротора $\vec{u}_2=(u_{2d}, u_{2q})^T$, тому вихідні величини регуляторів моменту та потоку в (4) та (8) можуть бути лише бажаними траєкторіями $(i_{1d}^*, i_{2d}^*, i_{1q}^*, i_{2q}^*)$ струмів $(i_{1d}, i_{2d}, i_{1q}, i_{2q})$. Визначимо похибки струмів статора та ротора МПЖ у вигляді:

$$\tilde{i}_{1d}=i_{1d}-i_{1d}^*, \tilde{i}_{2d}=i_{2d}-i_{2d}^*, \tilde{i}_{1q}=i_{1q}-i_{1q}^*, \tilde{i}_{2q}=i_{2q}-i_{2q}^*, \quad (14)$$

де $(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}), (\tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q})$ – похибки відпрацювання проєкцій векторів струмів статора і ротора, $(i_{1d}^*, i_{1q}^*), (i_{2d}^*, i_{2q}^*)$, – задані траєкторії проєкцій векторів струмів статора і ротора.

З (1), враховуючи (2), (3) та (9), запишемо рівняння динаміки струмів статора та ротора МПЖ:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= -\omega_k L_{1\sigma} i_{1q} + \frac{d}{dt} \psi_m^* - k_{id} \tilde{i}_{1d} - v_{1d}, \\ u_{1q} &= r_1 i_{1q}^* + L_{1\sigma} \frac{d}{dt} i_{1q}^* + \omega_k \psi_m^* - k_{iq} \tilde{i}_{1q} - v_{1q}, \\ u_{2d} &= -\omega_2 L_{2\sigma} i_{2q} + \frac{d}{dt} \psi_m^* - k_{id} \tilde{i}_{2d} - v_{2d}, \\ u_{2q} &= \omega_2 L_{2\sigma} i_{2d} + \omega_2 \psi_m^* - k_{iq} \tilde{i}_{2q} - v_{2q}, \end{aligned} \quad (15)$$

де $k_{id} > 0, k_{iq} > 0$ – пропорційні коефіцієнти регуляторів струму; v_{1d}, v_{1q}, v_{2d} та v_{2q} – компоненти інтегральної дії, що дорівнюють:

$$\frac{d}{dt} v_{1d} = k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \frac{d}{dt} v_{1q} = k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \frac{d}{dt} v_{2d} = k_{iid} \tilde{i}_{2d}, \frac{d}{dt} v_{2q} = k_{iiq} \tilde{i}_{2q}, \quad (16)$$

де $k_{iid} > 0, k_{iiq} > 0$ – коефіцієнти інтегральних складових регуляторів струму.

Функціональну схему системи керування кутовою швидкістю МПЖ наведено на рис. 1.

Результати моделювання. В пакеті прикладних програм Matlab\Simulink побудовано математичну модель електропривода МПЖ. При моделюванні була використана МПЖ з такими параметрами: потужність $P = 1,4$ кВт, число пар полюсів $p_n = 3, J = 0,2$ кгм², $L_1 = L_2 = 0,317$ Гн, $L_m = 0,3$ Гн, $R_1 = 4,5$ Ом, $R_2 = 7,4$ Ом. Пропорційні та інтегральні коефіцієнти регуляторів головного магнітного потоку, швидкості і струмів: $k_\psi = 100, k_{\psi i} = 5000, k_\omega = 50, k_{\omega i} = 1250, k_{id} = 200, k_{iq} = 2000, k_{iid} = 200, k_{iiq} = 2000$.

Тест з відпрацювання траєкторії заданої швидкості при моделюванні має таку послідовність дій системи електропривода, зображеної на рис. 1:

1. на інтервалі часу 0-0,5 с відбувається збудження МПЖ;
2. на інтервалі часу 1-1,7с МПЖ розганяється до синхронної швидкості обертання ротора, що дорівнює 104,7 рад/с;
3. в момент часу $t = 2$ с до валу двигуна прикладається номінальний статичний момент 10 Нм;
4. на інтервалі часу 2,5-3 с кутова швидкість обертання ротора МПЖ змінюється з 104,7 рад/с до 52 рад/с, що відповідає швидкості нижче синхронної;
5. на інтервалі часу 3,5-4,5 с кутова швидкість обертання ротора МПЖ змінюється з 52 рад/с до 157 рад/с, що відповідає швидкості вище синхронної.

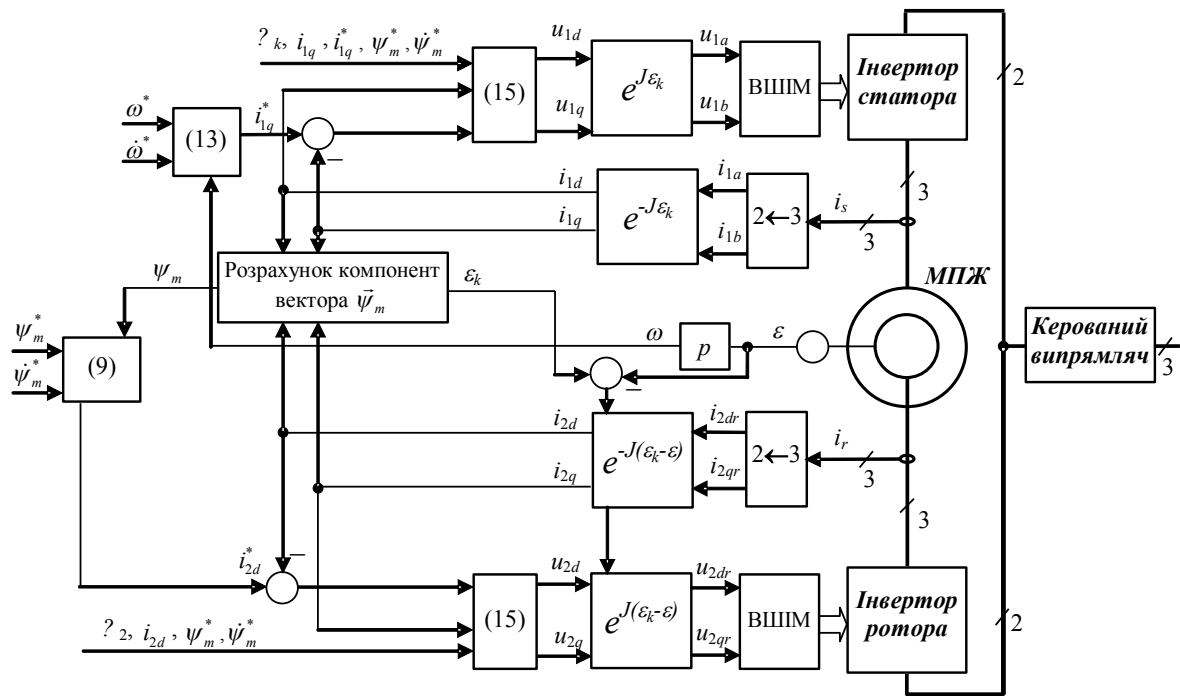


Рис. 1 Функціональна схема алгоритму керування швидкістю МПЖ

Заданий головний магнітний потік, задану швидкість, момент навантаження, а також похибки відпрацювання потоку і швидкості показано на рис. 2. Графіки відпрацювання струмів статора і ротора в системі координат ($d-q$) та активні і реактивні потужності показано на рис. 3. Аналіз графіків перехідних процесів свідчить, що похибки відпрацювання потоку і швидкості достатньо малі.

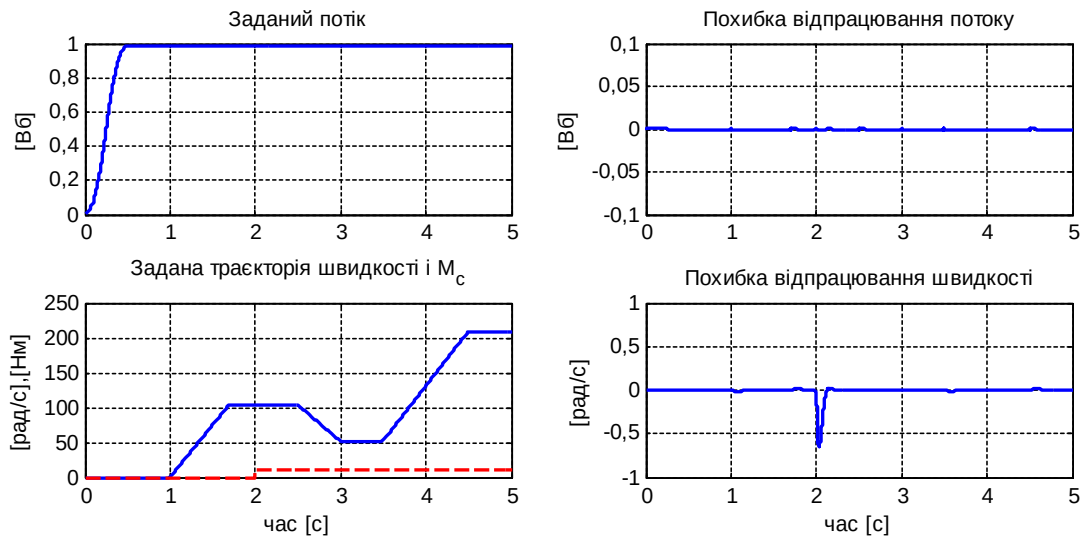


Рис. 2 Задані величини при керуванні МПЖ

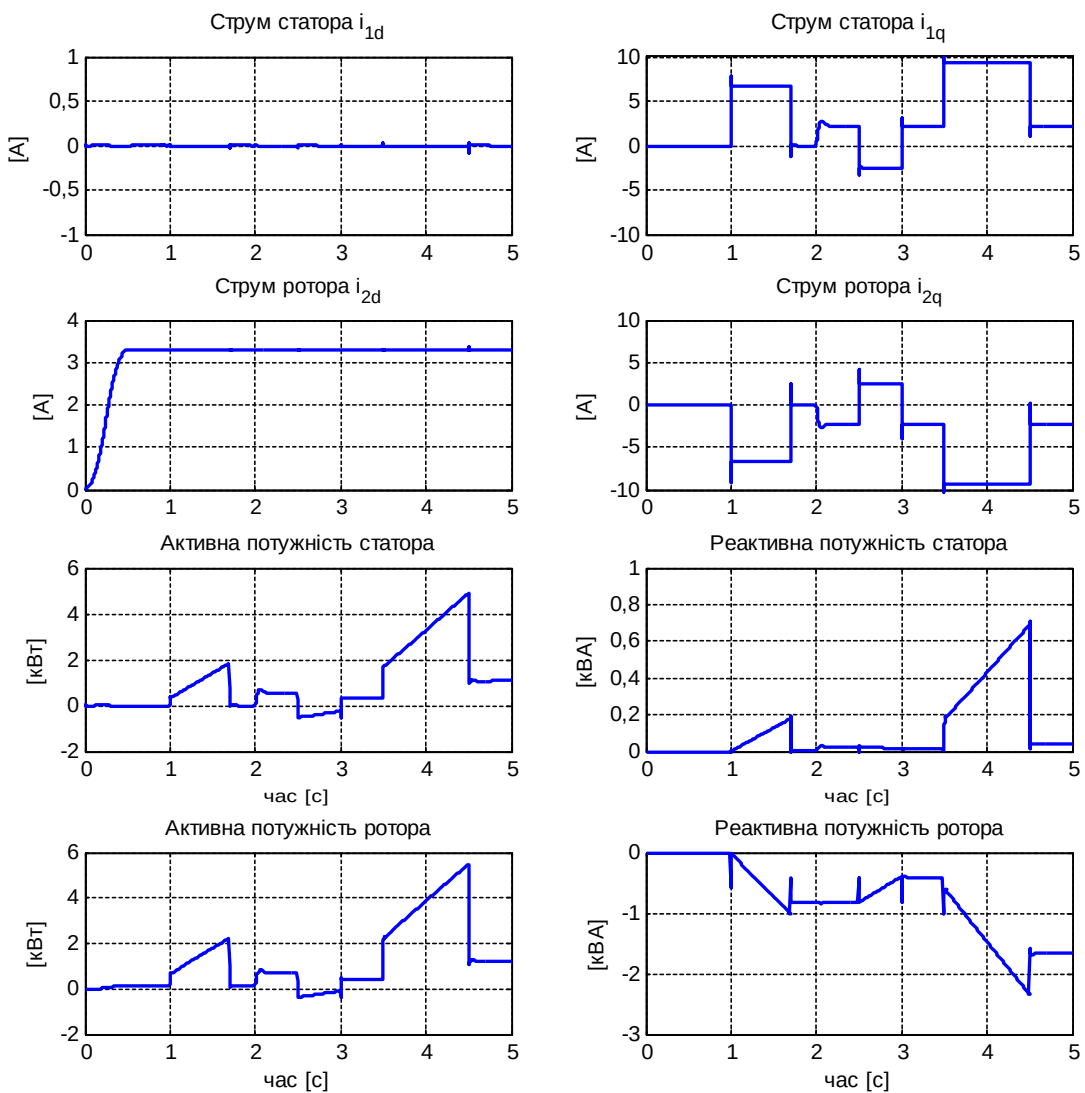


Рис. 3. Перехідні процеси при керуванні МПЖ

Конфігурація повністю керованої МПЖ з обмотками статора і ротора, що живляться від двох інверторів напруги, забезпечує: додаткові ступені свободи; розподіл потужності між статором і ротором; широкий діапазон швидкостей обертання з номінальним крутним моментом. Така конфігурація МПЖ має ряд переваг у високопродуктивних промислових застосуваннях, таких як тяговий привод на залізниці, суднові двигуни, металургія і гідроелектростанції. Вона забезпечує стабільність роботи як на дуже низьких швидкостях, так і при роботі з перевищенням швидкості.

Висновки. В даній роботі було виконано дослідження алгоритму керування швидкістю повністю керованої МПЖ. На основі розробленої математичної моделі повністю керованої МПЖ виконано математичне моделювання відпрацювання швидкості. Проведені дослідження підтверджують, що розглянута система векторного керування МПЖ виконує відпрацювання заданої швидкості з мінімальною похибкою при сталому магнітному потоці. Результати моделювання підтверджують правильність запропонованих підходів. Виявлену надлишковість координат керування при побудові векторного алгоритму керування в подальшому можна використати для підвищення ККД системи або покращення якості керування.

Список літератури: 1. *Pena R. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation / R. Pena, J.C. Clare, G.M. Asher // IEE Proceedings of Electric Power Applications. – May 1996. – Vol.143, No.3. – P. 231–241.* 2. *Peresada S. Power control of doubly fed induction machine via output feedback / S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli // Control Engineering Practice. – Jan. 2004. – Vol.12, No.1. – P. 41–57.* 3. *Пересада С.М. Управление скоростью асинхронной машины двойного питания на основе косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора / С.М. Пересада, С.В. Король // Технічна електродинаміка. – 2003. – №1. – С. 14–18.* 4. *Hofmann W. Optimal control of doubly-fed full-controlled induction wind generator with high efficiency / W. Hofmann, F. Okafor // IEEE Proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – 2001. – P. 1213–1218.* 5. *Bonnet F. Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine / F. Bonnet, P.E. Vidal, M. Pietrzak-David // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Oct. 2007. – Vol. 54, No. 5. – P. 2482–2490.* 6. *Poddar G. Sensorless field-oriented control for double-inverter-fed wound-rotor induction motor drive / G. Poddar, V.T. Ranganathan // IEEE Trans. on Power Electronics. – 2004. Vol.51, No.5. – P. 1089–1096.* 7. *Копылов И.П. Асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением потока / И.П.Копылов, Ю.П. Сонин, И.В. Гуляев [и др.] // Электротехника. – 2002. – №9. – С. 2–5.* 8. *Тутаев Г.М. Варианты векторного управления электроприводом с асинхронизированным вентильным двигателем / Г.М. Тутаев // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2009. – №3. – С. 11–15.* 9. *Безденежных Д.В. Разработка и исследование электропривода на базе машины двойного питания с подключением обмоток статора и ротора к преобразователям частоты: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Безденежных Даниил Владимирович. – Липецк, 2011. – 200 с.*

Bibliography (transliterated): 1. *Pena, R, J.C. Clare, and G.M. Asher. "Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and Its Application to Variable-Speed Wind-Energy Generation." IEE Proceedings - Electric Power Applications 1996: 231. Print.* 2. *Peresada, Sergei, Andrea Tilli, and Alberto Tonielli. "Power Control of a Doubly Fed Induction Machine via Output Feedback." Control Engineering Practice 12.1 (2004): 41–57. Web.* 3. *Peresada, S.M., and S.V. Korol. "Upravlenie skorost'ju asinhronnoj mashiny dvojnogo pitaniya na osnove kosvennoj orientacii po vektoru potokoscepleniya statora." Tekhnichna elektrodynamika 1 (2003): 14–18. Print.* 4. *Hofmann, W., and F. Okafor. "Optimal Control of Doubly-Fed Full-Controlled Induction Wind\ngenerator with High Efficiency." IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243) 2.C (2001): 1213–1218. Web.* 5. *Bonnet, F., P. E. Vidal, and M. Pietzak-David. "Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine." IEEE Transactions on Industrial Electronics 54.5 (2007): 2482–2490. Web.* 6. *Poddar, Gautam, and V. T. Ranganathan. "Sensorless Field-Oriented Control for Double-Inverter-Fed Wound-Rotor Induction Motor Drive." IEEE Transactions on Industrial Electronics 51.5 (2004): 1089–1096. Web.* 7. *Kopylov, I.P., Ju.P. Sonin, and I.V. Guljaev. "Asinhronizirovannyj ventil'nyj dvigatel' s ortogonal'ny'm upravleniem potoka." Elektrotehnika 9 (2002): 2–5. Print.* 8. *Tutaev, G.M. "Varianty vektornogo upravlenija elektroprivodom s asinhronizirovanny'm ventil'ny'm dvigatelem." Elektrotehnicheskie komplekсы i sistemy upravlenija 3 (2009): 11–15. Print.* 9. *Bezdenezhnyh, D.V. Razrabotka i issledovanie elektroprivoda na baze mashiny dvojnogo pitaniya s podkljucheniem obmotok statora i rotora k preobrazovateljam chastoty. Lipeck, 2011. Print.*

Надійшла 21.06.2017