

О.П. НИЧ, В.І. СТЕЦЬОК, К.Л. ГОРЯЩЕНКО

Хмельницький національний університет

ПІТЕР ШІДЕР

Метропласт асансор ЛТД, Стамбул, Турція

РОЗРОБКА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОДВИГУНОМ

Синхронний двигун дозволяє отримати відмінні тягові показники, одночасно забезпечуючи чітке керування швидкістю обертання. Синхронний двигун дозволяє забезпечити стабільність обертання при зміні рівня навантаження на валу. Проте зміна рівня навантаження вимагає швидкісної системи реагування та формування керуючих сигналів, щоб не допустити зриву синхронізації. Відомі системи керування використовують датчики положення ротору двигуна. Створення бездатчикової системи керування потребує застосування нових підходів у проектуванні таких систем.

Ключові слова: синхронний двигун, сенсор, векторне керування.

O.P. NICH, V.I. STETIUK, K.L. HORIASCHENKO

Khmelnyskiy National University

PETER SCHIDER

Metroplast Asansor LTD, Istanbul, Turkey

DEVELOPING OF SYNCHRONOUS MOTOR CONTROL SYSTEM

Synchronous motor allows receiving high mechanical values at the same time archives high precision controlling of rotation speed. Such type of motor gives to end-user stability of rotations with variable load on rotor. Rapid controlling requires fast response of control software with vector control in it. If rotor load level is higher of allowed synchronisation will be lost and motor is emergency stopped.

Several types of controlling of synchronous motors rotor position known and suitable for everyday use. Simple control schema utilizes PWM power controlling for UVW phases. This schema gives 8 vectors in voltage space very similar to scalar control. Modern control software and hardware utilize encoders to determine rotor position together with PWM power controlling. Vector control of phase voltages with encoder gives fast response at start and stable zero-speed hold. Main disadvantage is high-cost sensor. Usually for synchronous motors require digital encoder with SinCos or EnDat interfaces. After developing of IPMSM it allows to create sensorless controlling hardware. But this requires complex solution.

Keywords: PMSM, IPMSM, sensor, vector control.

Синхронні машини з постійними магнітами (СМПМ) відрізняються тим, що замість обмотки збудження на роторі у них розташовані постійні магніти, що створюють збуджуючий магнітний потік. Статор цих машин подібний до статора асинхронного двигуна і має дво- або трифазну обмотку. При складанні математичної моделі СМПМ, прийємо наступні припущення [1]:

- 1) відсутні насичення магнітного кола, втрати в сталі, ефект витіснення струму;
- 2) обмотки статора симетричні;
- 3) індуктивність розсіяння не залежить від положення ротора в просторі.

Розглянемо рівняння рівноваги напруги статора СМПМ, скориставшись моделлю двигуна, представленою на рис. 1.

Рівняння СМПМ розглядатимемо в ортогональній синхронній системі координат (d, q) , вісь d якої орієнтована по магнітній осі ротора і обертається разом з нею. Швидкість ортогональної системи в електричному просторі дорівнює синхронній швидкості $p_n \omega = \omega_{0en}$, де p_n – число пар полюсів, ω – швидкість обертання валу двигуна. Трифазна обмотка статора замінена двома обмотками, осі яких направлені по осях координат (d, q) . Обмотки нерухомі відносно обертальної системи координат (d, q) і характеризуються активним опором R_s та індуктивностями L_{sd} і L_{sq} . На обмотки подаються напруги U_{sd} і U_{sq} , внаслідок чого по них протікають струми I_{sd} і I_{sq} . При прийнятому напрямі осей координат потокозчеплення статора по осі d Ψ_{sd} визначається струмом I_{sd} і магнітним потоком, що створюється постійними магнітами, а по осі q Ψ_{sq} – тільки струмом I_{sq} . Потокозчеплення може бути представлено просторовим вектором, нерухомим відносно ротора і обертальним разом із ним, а значить і з системою координат (d, q) . Таким чином, рівняння для проекцій узагальненого вектору напруги статора і вектору потокозчеплення на осі системи координат, що обертається, в операторній формі виглядають таким чином:

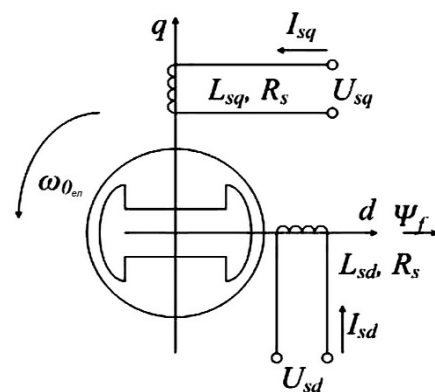


Рис. 1. Модель СМПМ в обертовій системі координат

$$\begin{aligned}
 U_{sd} &= R_s I_{sd} + p\psi_{sd} - w_{0el}\psi_{sq}; \\
 U_{sq} &= R_s I_{sq} + p\psi_{sq} + w_{0el}\psi_{sd}; \\
 \psi_{sd} &= L_{sd} I_{sd} + \psi_f; \\
 \psi_{sq} &= L_{sq} I_{sq},
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

де R_s – опори фази обмотки статора; L_{sd}, L_{sq} – індуктивності обмоток статора по осях d і q ; $I_{sd}, I_{sq}, U_{sd}, U_{sq}$ – струми і напруга статора по осях d і q ; $\psi_{sd}, \psi_{sq}, \psi_f$ – потокозчеплення статора по осях d і q створюване постійним магнітом. Рівняння для електромагнітного моменту і рівняння механіки:

$$\begin{aligned}
 M &= \frac{3}{2} P_n (\psi_{sd} I_{sq} - \psi_{sq} I_{sd}); \\
 pw &= \frac{1}{J} (M - M_c - \beta_w),
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

де J – момент інерції ротора; M, M_c – електромагнітний момент і момент опору; β – коефіцієнт в'язкого тертя (коефіцієнт демпфування).

Заздалегідь підставивши вирази для потокозчеплення в рівняння для проекцій вектору напруги, перепишемо рівняння (1) і (2) відносно струмів I_d і I_q :

$$\begin{aligned}
 pI_{sd} &= \frac{1}{L_{sd}} (U_{sd} - R_s I_{sd} + w_{0el} L_{sq} I_{sq}); \\
 pI_{sq} &= \frac{1}{L_{sq}} (U_{sq} - R_s I_{sq} - w_{0el} L_{sd} I_{sd} - w_{0el} \psi_f); \\
 M &= \frac{3}{2} P_n (\psi_f I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq}); \\
 pw &= \frac{1}{J} (M - M_c - \beta_w).
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

На основі математичної моделі СМПМ, вираженої системою рівнянь (3) отримаємо класичну схему СМПМ в обертовій системі координат (рис. 2).

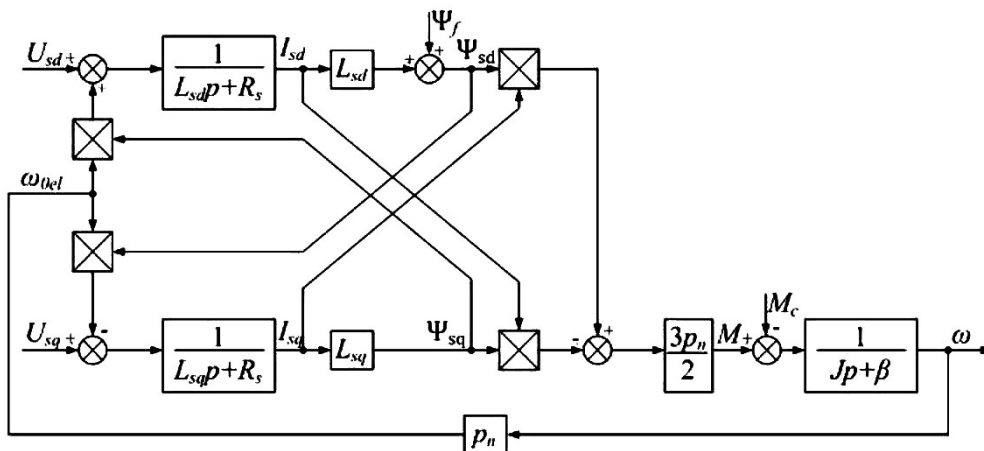


Рис. 2. Структурна схема СМПМ в обертовій системі координат

Як відомо, при зміні навантаження швидкість синхронного двигуна залишається постійною але змінюється кутове положення просторового вектору потокозчеплення ротора відносно вектору потокозчеплення статора. У режимі ідеального холостого ходу вказані вектори збігаються в просторі, але під час подачі навантаження на вал двигуна вектор потокозчеплення ротора починає відставати від вектору потокозчеплення статора на деякий кут званий кутом навантаження. Кут навантаження, який вимірюється в радіанах, визначається через інтеграл від різниці миттєвих значень швидкостей поля статора і ротора в електричному просторі, що

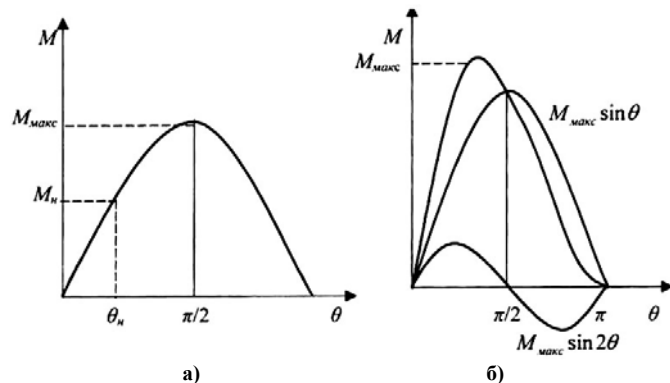


Рис. 3. Кутова характеристика СМПМ: а) неявнополюсного; б) явнополюсного двигуна; M_{\max} – максимальний момент, M_n – номінальний моменті θ_n – кут навантаження

існувала протягом часу перехідного процесу, пов'язаного зі зміною навантаження.

$$\theta = \frac{\omega_{0el} - \omega p_n}{p} \quad (4)$$

Спочатку момент двигуна збільшується зі зростанням кута навантаження. Коли кут досягає 90° , момент досягає максимуму. Якщо кут навантаження продовжує збільшуватися, тобто двигун переобтяжений, то обертальний момент зменшується, двигун потрапляє в зону нестійкої роботи. Виникає небезпека зриву синхронізації та зупинки ліфта. Дана залежність виражена в кутовій характеристиці, яка наведена на рис. 3.

Векторне управління синхронним двигуном на постійних магнітах

Метод векторної ШПМ

Метод ШПМ, що застосовується для керування автономним інвертором напруги (АІН) для управління двигунами змінного струму, достатньо інтенсивно розвивається в останні десятиліття. Було отримано безліч різних методів ШПМ, метою яких було:

- отримання широкого лінійного діапазону модуляції;
- зменшення втрат на перемикання в транзисторах;
- зменшення вмісту вищих гармонік у вихідній напрузі, що спотворюють його форму [6].

У системах векторного управління застосовується метод векторної ШПМ, який дозволяє збільшити величину вихідної напруги в порівнянні з традиційною скалярною (синусоїдальною) ШПМ, тобто ефективніше використовувати двигун по напрузі, а також зменшити число перемикачів ключів перетворювача.

Докладний опис алгоритму управління ключами АІН за допомогою методу векторної ШПМ приведений в [7]. Даний алгоритм оснований на формуванні на кожному часовому інтервалі необхідного положення узагальненого просторового вектору напруги. У разі аналогового джерела живлення для вирішення цього завдання досить сформувати в кожній обмотці напругу, відповідну проекції заданого вектору на вісь обмотки. У разі імпульсного джерела живлення, наприклад, автономного інвертора, можливе формування тільки восьми станів (положень) вектору напруги: шість ненульових (від \vec{U}_1 до \vec{U}_6) і два нульових, сформованих інвертором при замиканні непарних (\vec{U}_7) і парних (\vec{U}_8) ключів. Такі вектори називають базовими. За умови симетрії навантаження амплітуди всіх ненульових базових векторів:

$$U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = U_5 = U_6 = \frac{2}{3} U_d, \quad (5)$$

де U_d – вхідна напруга інвертора.

Розташування базових векторів $\vec{U}_1 \dots \vec{U}_6$ показано на рис. 4.

Кожен вектор однозначно характеризується своїм трьохрозрядним двійковим кодом стану.

Система векторного управління СМПМ з датчиком положення ротора

Синтез системи векторного управління, яка підтримує складову струму статора I_{sd} рівною нулю, виконано на основі математичної моделі СМПМ також в системі координат (d, q) , орієнтованій по магнітній осі ротора. Функціональна схема системи векторного управління СМПМ із заданням на повздовжню складову струму статора $I_{sd}=0$ зображена на рис. 5.

Нульове завдання струму по осі d забезпечує напрям струму статора у всіх режимах роботи електродвигуна перпендикулярне магнітній осі ротора. Розглянемо докладніше основні елементи системи векторного управління СМПМ з датчиком положення ротора (ДІР).

Датчик положення ротора вимірює кут повороту ротора в межах від 0 до 360° . В якості первинного датчик кута може застосовуватися обертовий серсор – резольвер, редуктосин або енкодер. Сьогодні найчастіше використовується енкодер в силу його максимальної розрізняювальної здатності та масо-габаритних показників. Одночасно з кутом, визначається миттєве значення частоти обертання двигуна, яке порівнюється зі встановленою швидкістю. Результат порівняння (різниця) подається на регулятор швидкості.

Перетворювач координат $abc \rightarrow dq$. Даний блок виконує перетворення фазних струмів статора СМПМ з природної трифазної системи координат (a, b, c) в ортогональну синхронну систему координат (d, q) відповідно до рівнянь:

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta_c) \sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\theta_c) \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

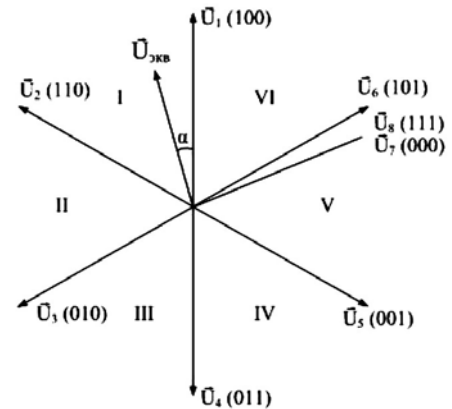


Рис. 4. Векторна діаграма вихідної напруги АІН. $\vec{U}_{екв}$ – вектор еквівалентної напруги, α – кут вектора відносно сектора

де Θ_c – кутове положення ротора в електричному просторі, для вимірювання якого в схемі присутній ДПР.

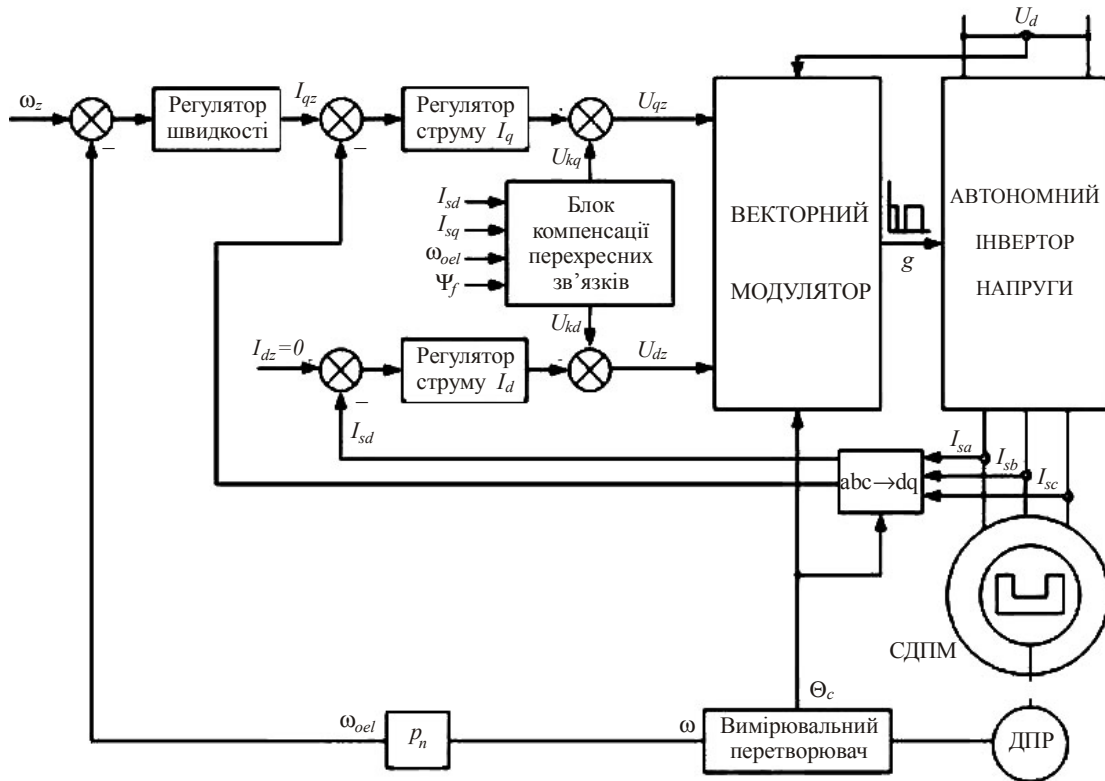


Рис. 5. Функціональна схема системи векторного управління СМПМ: $\omega_z, I_{dqz}, U_{dqz}, U_{qz}$ – задання швидкості, струмів і напруги; I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} – струми фаз статора, U_{kd}, U_{kq} – компенсаційні складові, g – ШІМ сигнал, який поступає на АІН

Векторний модулятор. Векторний модулятор перетворює напругу статора, задану в системі координат (d, q) , в імпульси управління ключами інвертора напруги на основі методу векторного формування ШІМ, розглянутого вище. Векторний модулятор виконує наступні операції:

- визначення модуля і фази заданого вектору еквівалентної напруги;
- вибір сектора, в якому розташований вектор еквівалентної напруги;
- визначення кута повороту вектору відносно сектора;
- розрахунок тривалості включення базових векторів;
- отримання імпульсних сигналів управління;
- розподіл сигналів управління по ключах інвертора.

Синтез системи бездатчикового управління СМПМ

При проектуванні нових систем керування двигунами перед розробниками все частіше ставиться умова відсутності ДПР, що диктується міркуваннями підвищення надійності, зменшення вартості і простоти обслуговування електродвигуна. Проте у деяких системах використання ДПР для визначення кута положення ротора і миттєвої швидкості просто неприпустимо. Застосування такого методу керування СМПМ є задачею досить складною і не тривіальною.

Для розв'язку цієї задачі введемо поняття спостерігача стану, при цьому спостережуваними координатами є миттєві значення фазної напруги і струмів. Функціональна схема системи бездатчикового управління явнопольосного СМПМ представлена на рис. 6. Слід також вказати, що запропонована система використовується для керування синхронним двигуном із явними полюсами.

Представлена система є модернізацією системи векторного управління з ФП. Окрім спостерігача стану, додатково введені датчики фазної напруги, що подається на статор, і перетворювач координат $abc \rightarrow dq$ для напруги. Перетворені в обертальну систему координат напруги U_{sd}, U_{sq} і струми I_{sd} і I_{sq} є вхідними змінними для спостерігача стану. На підставі отриманих даних спостерігач видає оцінки швидкості і кута положення.

Розглянута система бездатчикового управління поєднує в собі енергоефективність управління явнопольосним двигуном за рахунок мінімізації струму статора з перевагами бездатчикового управління.

Розглянемо методику побудови адаптивного спостерігача для нашого випадку. В основу адаптивного спостерігача закладемо моделі електромагнітних процесів, що відбуваються в двигуні. Спостерігач будуватиметься у вигляді системи стеження і, окрім моделі, містить додатковий регулятор, який адаптує модель до реальних процесів, що відбуваються в двигуні.

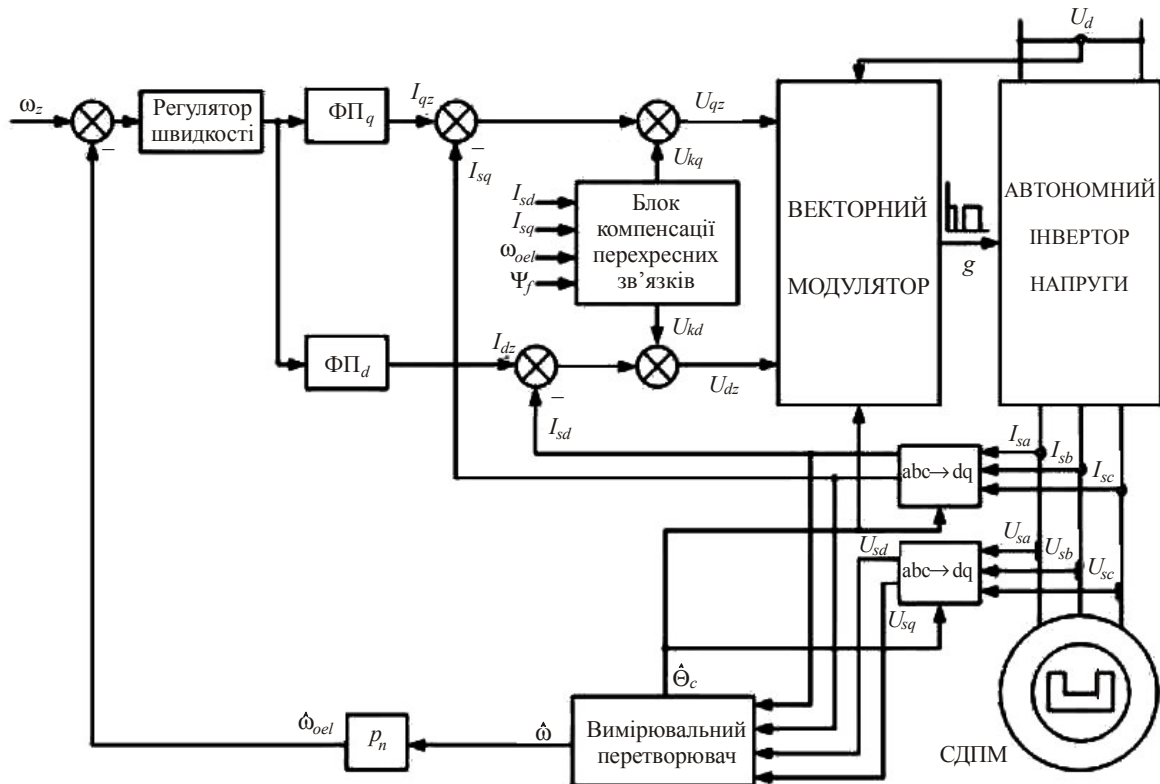


Рис. 6. Функціональна схема системи бездатчикового управління СМПМ:

$\hat{\omega}$, $\hat{\omega}_{0el}$, $\hat{\theta}_c$ – оцінки швидкості обертання ротора, синхронної швидкості і кута положення ротора

Електромагнітні процеси в СМПМ описуються в системі координат (d, q) , орієнтованій по магнітній осі ротора, системою рівнянь (1). Запишемо дану систему в нормальній формі Коші:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_{sd}} I_{sd} + \omega_{0el} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} I_{sq} + \frac{U_{sd}}{L_{sd}}; \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= -\omega_{0el} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} I_{sd} - \frac{R_s}{L_{sq}} I_{sq} - \omega_{0el} \frac{\psi_f}{L_{sq}} + \frac{U_{sd}}{L_{sq}} \end{aligned} \quad (7)$$

В матричному вигляді система (7) представлена наступним чином:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{Ax} + \mathbf{BU} \quad (8)$$

де

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} & \omega_{0el} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\omega_{0el} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & -\frac{R_s}{L_{sq}} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{sd} + \frac{\psi_f}{L_{sd}} \\ I_{sq} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{BU} = \begin{pmatrix} \frac{U_{sd} L_{sd} + R_s \psi_f}{L_{sd}^2} \\ \frac{U_{sq}}{L_{sq}} \end{pmatrix} \quad (9)$$

Висновки

1. В якості критерію енергоефективності СМПМ приймається мінімізація струму статора при заданому моменті навантаженні. Для неявнополюсного СМПМ енергоефективним є режим, при якому поздовжня складова струму підтримується рівною 0, а для явнополюсного – забезпечення певного співвідношення між поздовжньою і поперечною складовими струму статора.

2. Для управління ключами АІН при векторному керуванні СМПМ застосовується метод векторної ШІМ, який має ряд переваг в порівнянні з традиційною синусоїдальною ШІМ, в тому числі зручність мікропроцесорної реалізації.

3. Системи векторного керування СМПМ мають схожу структуру. Відмінністю є способи завдання проєкцій струмів і реалізація отримання зворотних зв'язків для реалізації управління.

4. Реалізація бездатчикового управління вимагає знання швидкості обертання і кута положення ротора. Для вирішення цього завдання може застосовуватися спостерігач стану, який оцінює невідомі змінні параметри машини змінного струму за допомогою відомих (наприклад, фазних струмів і напруг). Адаптивний спостерігач стану містить регулюючий адаптер, який адаптує модель електромагнітних

процесів двигуна до реальних процесів. Такий спостерігач працює як на номінальній швидкості, так і низьких швидкостях.

Література

1. Стецюк В. І. Рекуперація енергії в ліфтових механізмах / В. І. Стецюк, О. В. Полуденний // 24-а Всеукраїнська науково-практична Інтернет-конференція [«Ключові проблеми сучасної науки»], 15–30 вересня 2016, м. Дніпропетровськ. – С. 77–83.
2. Стецюк В. І. Рекуперація енергії в підіймальних механізмах з частотно-регульованим електроприводом / В. І. Стецюк, Полуденний О. В. // Вісник Хмельницького національного університету. – Хмельницький, 2016. – № 5. – С. 253–257.
3. Стецюк В. І. Проблеми модернізації парку ліфтового обладнання / В. І. Стецюк, О. П. Войтюк // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах : матеріали XVII міжнародної науково-практичної конференції, присвяченої 25-річчю МНТК “ВОТТП” і 20-річчю МНТЖ “ВОТТП”, 8–13 червня 2017, м. Одеса (Затока). – С. 155–156.
4. Горященко К.Л. Тенденції розвитку сучасної силової елементної бази для керування пристроями легкої промисловості / К.Л. Горященко, С.Л. Горященко // Вісник Хмельницького національного університету. – 2004. – № 5. – Ч. 1. – С. 174–177.
5. Стецюк В. І. Підвищення ефективності роботи безредукторних електроприводів на базі асинхронного тихохідного двигуна / В. І. Стецюк // Наука и образование : сборник трудов XI Международной научной конференции. – Хайдусобосло, Венгрия, 4–13 января 2018. – С. 18–23.
6. Панкратов В. В. Энергооптимальное векторное управление асинхронными электроприводами : учеб. Пособие / Панкратов В. В., Зима Е. А. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2005. – 120 с.
7. Trzynadlowski A. M., Kirlin R. L., Legowski S. F. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997. 44 p.

References

1. Stetsiuk V. I. Rekuperatsiia enerhii v liftovykh mekhanizmax / V. I. Stetsiuk, O. V. Poludennyi // 24-a Vseukrainska naukovo-praktychna Internet-konferentsiia [«Kliuchovi problemy suchasnoi nauky»], 15–30 veresnia 2016, m. Dnipropetrovsk. – S. 77–83.
2. Stetsiuk V. I. Rekuperatsiia enerhii v pidiimalnykh mekhanizmax z chastotno-rehulovanyim elektropryvodom / V. I. Stetsiuk, Poludennyi O. V. // Herald of Khmelnytskyi National University. – Khmelnytskyi, 2016. – № 5. – S. 253–257.
3. Stetsiuk V. I. Problemy modernizatsii parku liftovoho obladdannia / V. I. Stetsiuk, O. P. Voitiuk // Vymiriuvalna ta obchysliuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh : materialy XVII mizhnarodnoi naukovo-praktychnoi konferentsii, prysviachenoi 25-richchii MNTK “VOTTP” i 20-richchii MNTZh “VOTTP”, 8–13 chervnia 2017, m. Odesa (Zatoka). – S. 155–156.
4. Horiashchenko K.L. Tendentsii rozvytku suchasnoi sylovoi elementnoi bazy dlia keruvannia prystroiamy lehkoii promyslovosti / K.L. Horiashchenko, S.L. Horiashchenko // Herald of Khmelnytskyi National University. – 2004. – № 5. – Ch. 1. – S. 174–177.
5. Stetsiuk V. I. Pidvyshchennia efektyvnosti roboty bezreduktornykh elektropryvodiv na bazi asynkronnoho tykhokhidnoho dvyhuna / V. I. Stetsiuk // Nauka y obrazovanye : sbornyk trudov XI Mezhdunarodnoi nauchnoi konferentsyy. – Khaidusoboslo, Venhryia, 4–13 yanvaria 2018. – S. 18–23.
6. Pankratov V. V. Energooptimalnoe vektornoe upravlenie asinkhronnymi elektropryvodami : ucheb. Posobie / Pankratov V. V., Zima E. A. – Novosibirsk : Izd-vo NGTU, 2005. – 120 s.
7. Trzynadlowski A. M., Kirlin R. L., Legowski S. F. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997. 44 p.

Рецензія/Peer review : 22.10.2018 р.

Надрукована/Printed :25.11.2018 р.

Стаття рецензована редакційною колегією