

УДК 621.314

### КЕРУВАННЯ ВХІДНОЮ РЕАКТИВНОЮ ПОТУЖНІСТЮ МАТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

**В.М.Михальський**, докт.техн.наук, **В.М.Соболев**, канд.техн.наук, **В.В.Чопик**, **І.А.Шаповал**, канд.техн.наук

**Інститут електродинаміки НАН України,**

**пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна. e-mail: [mikhalsky@ied.org.ua](mailto:mikhalsky@ied.org.ua)**

*Розглянуто особливості керування матричними перетворювачами в максимально досяжному діапазоні вхідної реактивної потужності для заданої робочої точки. Виконано узагальнений аналіз на базі векторного представлення комутаційних функцій. Запропоновано відповідну стратегію модуляції і алгоритм безпосереднього керування вхідною реактивною потужністю шляхом завдання потрібних параметрів просторових векторів керуючих функцій і формування необхідної для їхньої реалізації складової нульової послідовності. Наведено результати моделювання. Бібл. 11, рис. 7.*

**Ключові слова:** матричний перетворювач, реактивна потужність, просторовий вектор.

**Вступ.** Стрімкий розвиток напівпровідникової та мікропроцесорної техніки обумовив в останні десятиріччя інтенсивне удосконалення перетворювачів частоти, в тому числі матричних перетворювачів (МП), а також пошук шляхів реалізації у максимальному обсязі їхніх потенціальних можливостей. Так, останнім часом широко ведуться дослідження алгоритмів керування МП, які б дозволили застосовувати перетворювач не тільки, наприклад, як пристрій у складі електроприводу, але одночасно і як ефективне джерело реактивної потужності в певному локальному осередку мережі.

Основні відмінні від інших перетворювачів властивості МП обумовлені безпосереднім зв'язком виходу (навантаження) зі входом (мережею живлення) без проміжних накопичувачів електроенергії, що дозволяє представляти МП як ідеальний трансформатор [4], який перетворює у прямому напрямку напругу, а у зворотному напрямку – струм із заданими і взаємозалежними між собою коефіцієнтами передачі. Одна з таких властивостей – можливість одержання як близького до одиниці, так і меншого від одиниці вхідного коефіцієнта потужності. Основні завдання, що стоять при реалізації цієї можливості, – забезпечення інваріантності щодо характеру навантаження і розширення діапазону регулювання до природніх меж, обумовлених балансом потужностей на вході і виході та поточною робочою точкою перетворювача, яка визначається співвідношенням активної і реактивної складових потужності навантаження (або коефіцієнтом передачі напруги та  $\cos \varphi$  навантаження).

Існують способи регулювання коефіцієнта потужності, які прив'язані до основних алгоритмів керування і здійснюються шляхом зсуву модуляційних функцій на деякий кут на періоді напруги мережі живлення [8]. Відомі алгоритми [1], [10], [11], основна ідея яких полягає в розширенні циклу ШІМ на додатковий інтервал для формування реактивної складової просторового вектора вхідного струму. Недоліком таких алгоритмів є зменшення коефіцієнта передачі напруги в МП або невизначеність границь використання і, як наслідок, неповна реалізація можливостей МП при регулюванні вхідної реактивної потужності.

Вирішення завдання розширення діапазону регулювання реактивного струму для всіх типів навантаження викладено в роботах, заснованих на узагальненому аналізі МП за допомогою векторного представлення керуючих функцій [5] і сформульовано як метод екстремальних положень [2], [9] та метод сингулярного розкладання [3], [6], [7]. До недоліків цих методів належать, насамперед, складність проміжних математичних перетворень і великий обсяг необхідних обчислень, а як можливий наслідок – складність практичної реалізації при керуванні МП у реальному масштабі часу.

Межі максимально можливого діапазону регулювання вхідної реактивної потужності МП з одночасним збереженням повного діапазону регулювання напруги окреслені в опублікованих раніше роботах [2], [3], [7], [9]. Але при цьому досягнення згаданих меж у теоретичному і практичному планах вимагає додаткових досліджень і нових пропозицій щодо стратегії і конкретного простого в реалізації алгоритму керування.

**Метою** статті є формулювання стратегії та розробка алгоритму безпосереднього керування реактивною складовою вхідного струму МП шляхом завдання складових просторових векторів прямої, зворотної і нульової послідовностей керуючих функцій. Цей алгоритм направлений на досягнення макси-

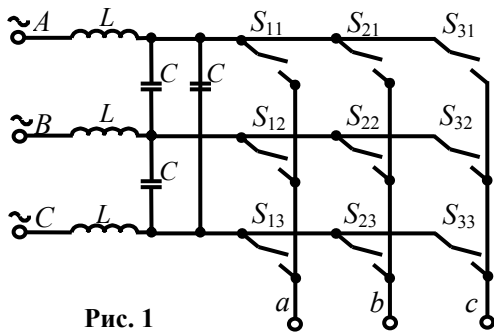


Рис. 1

мально можливої вхідної реактивної потужності у всьому робочому діапазоні перетворювача.

Поточний стан матричного перетворювача (рис. 1) описується матрицею стаціонарних станів ключів

$$S = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix} \begin{cases} s_{hk} \in \{0,1\} \\ s_{h1} + s_{h2} + s_{h3} = 1, \end{cases} \quad k, h=1,2,3. \quad (1)$$

За допомогою цієї матриці зв'язок вхід-вихід МП встановлюється як

$$U_{abc} = S U_{ABC}, \quad I_{ABC} = S^T I_{abc}, \quad (2)$$

де  $U_{ABC} = [u_A \ u_B \ u_C]^T$ ,  $I_{ABC} = [i_A \ i_B \ i_C]^T$ ,  $U_{abc} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ ,  $I_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ ,  $u_A, u_B, u_C$  та  $i_A, i_B, i_C$  – вхідні фазні напруги і струми,  $u_a, u_b, u_c$  та  $i_a, i_b, i_c$  – вихідні фазні напруги і струми відповідно.

Усереднені на циклі ШІМ значення тривалості відкритого стану ключів МП також можуть бути представлені матрицею

$$M = \text{Ave}_{T_M} \{S\} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}, \quad m_{kh} = \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} s_{kh}(\tau) d\tau, \quad \begin{cases} 0 \leq m_{hk} \leq 1 \\ m_{h1} + m_{h2} + m_{h3} = 1, \end{cases} \quad h, k=1,2,3, \quad (3)$$

де  $T_M$  – тривалість циклу ШІМ.

Усереднені значення є керуючими функціями, які визначають пропорції у використанні вхідних напруг та вихідних струмів при відповідному формуванні вихідних напруг та вхідних струмів. Саме тому дані керуючі функції задані у відносних одиницях та мають відповідні обмеження (3).

Електричні величини (миттєві значення вхідних і вихідних напруг та струмів) трифазної системи визначаються як просторові вектори та нульові складові

$$\bar{x} = \frac{2}{3} (\bar{a}^0 x_1 + \bar{a}^1 x_2 + \bar{a}^2 x_3), \quad x_0 = \frac{1}{3} (x_1 + x_2 + x_3), \quad \bar{a} = e^{j \frac{2\pi}{3}}. \quad (4)$$

Відповідно до цього

$$\bar{u}_{in} = [1 \ \bar{a} \ \bar{a}^2] U_{ABC}, \quad \bar{i}_{in} = [1 \ \bar{a} \ \bar{a}^2] I_{ABC}, \quad \bar{u}_{out} = [1 \ \bar{a} \ \bar{a}^2] U_{abc}, \quad \bar{i}_{out} = [1 \ \bar{a} \ \bar{a}^2] I_{abc}. \quad (5)$$

Матриця керуючих функцій (3) може бути також перетворена в систему просторових векторів шляхом групування їх по три відповідно до кожної вихідної фази [5]

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} (m_{h1} + \bar{a} m_{h2} + \bar{a}^2 m_{h3}), \quad h=1,2,3. \quad (6)$$

З врахуванням обмежень (3) зворотна трансформація виглядає так:

$$m_{hk} = \text{Re} \{ \bar{a}^{(1-k)} \bar{m}_h \} + \frac{1}{3} = \frac{\bar{a}^{(1-k)} \bar{m}_h + \bar{a}^{(k-1)} \bar{m}_h^*}{2} + \frac{1}{3}. \quad (7)$$

Три просторові вектори  $\bar{m}_h$ , які визначають керуючі функції, утворюють «триногу», що розташовується всередині обмежуючого трикутника ABC (рис. 2). Керуючі функції  $m_{h1}, m_{h2}, m_{h3}$  в геометричній інтерпретації відповідають перпендикулярам вектора  $\bar{m}_h$ , проведеним на відповідні сторони обмежуючого трикутника.

Вихідні фазні напруги визначаються скалярним добутком просторових векторів вхідної напруги  $\bar{u}_{in}$  та керуючих функцій  $\bar{m}_h$

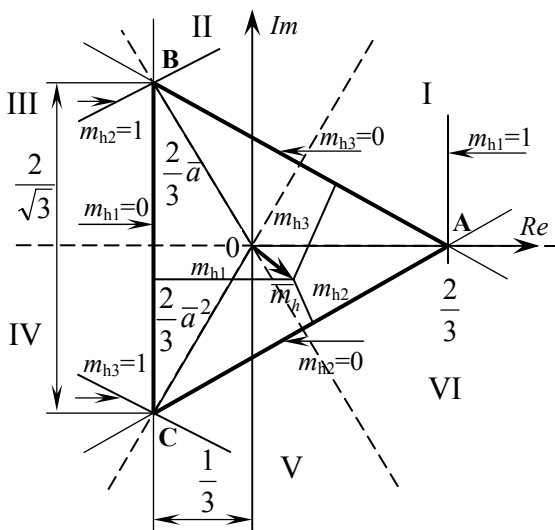


Рис. 2

$$U_{abc} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{u}_{in} \left[ \bar{m}_1^* \quad \bar{m}_2^* \quad \bar{m}_3^* \right]^T \right\} = \frac{3}{4} \left( \bar{u}_{in} \left[ \bar{m}_1^* \quad \bar{m}_2^* \quad \bar{m}_3^* \right]^T + \bar{u}_{in}^* \left[ \bar{m}_1 \quad \bar{m}_2 \quad \bar{m}_3 \right]^T \right). \quad (8)$$

Просторовий вектор вхідного струму визначається просторовими векторами керуючих функцій  $\bar{m}_h$  та струмами вихідних фаз

$$\bar{i}_{in} = \bar{m}_1 i_a + \bar{m}_2 i_b + \bar{m}_3 i_c. \quad (9)$$

Співвідношення (8), (9) описують задані або бажані величини систем вхідних та вихідних просторових векторів за допомогою визначених (тих, що зчитуються) величин та векторів керуючих функцій  $\bar{m}_h$ .

Застосовуючи перетворення (5) до виразу (8), отримаємо просторовий вектор вихідної напруги МП за допомогою представлення тріноги керуючих функцій у вигляді симетричних складових

$$\bar{u}_{out} = \underbrace{\left( \bar{m}_1 + \bar{a} \bar{m}_2 + \bar{a}^2 \bar{m}_3 \right)}_{3\bar{m}_d} \bar{u}_{in}^* + \underbrace{\left( \bar{m}_1 + \bar{a}^2 \bar{m}_2 + \bar{a} \bar{m}_3 \right)}_{3\bar{m}_i} \bar{u}_{in}. \quad (10)$$

Вирази  $\bar{m}_d$  і  $\bar{m}_i$  є прямою та зворотною послідовностями симетричних складових тріноги. Системи просторових векторів керуючих функцій та їхніх прямої, зворотної і нульової послідовностей знаходяться із залежностей

$$\begin{bmatrix} \bar{m}_d \\ \bar{m}_i \\ \bar{m}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{m}_1 \\ \bar{m}_2 \\ \bar{m}_3 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \bar{m}_1 \\ \bar{m}_2 \\ \bar{m}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \bar{a}^2 & \bar{a} & 1 \\ \bar{a} & \bar{a}^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{m}_d \\ \bar{m}_i \\ \bar{m}_0 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

За допомогою симетричних складових отримано передатні рівняння [5], які в компактній формі описують зв'язок вхід-вихід МП виключно за допомогою просторових векторів

$$\bar{u}_{out} = \frac{3}{2} \left( \bar{u}_{in} \bar{m}_i^* + \bar{u}_{in}^* \bar{m}_d \right), \quad \bar{i}_{in} = \frac{3}{2} \left( \bar{i}_{out} \bar{m}_i + \bar{i}_{out}^* \bar{m}_d \right). \quad (12)$$

У цій системі рівнянь відсутня складова нульової послідовності  $\bar{m}_0$ , яка відтворюється в нульовій складовій системи вихідних напруг

$$u_0 = \frac{1}{3} (u_a + u_b + u_c) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{u}_{in} (\bar{m}_1 + \bar{m}_2 + \bar{m}_3)^* \right\} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{u}_{in} \bar{m}_0^* \right\}. \quad (13)$$

Запишемо просторові вектори напруг і струмів у показовій формі (спосіб запису в полярній системі координат)

$$\bar{u}_{in} = \hat{u}_{in} e^{j\alpha_{in}}, \quad \bar{u}_{out} = \hat{u}_{out} e^{j\alpha_{out}}, \quad \bar{i}_{in} = \hat{i}_{in} e^{j(\alpha_{in} - \varphi_{in})}, \quad \bar{i}_{out} = \hat{i}_{out} e^{j(\alpha_{out} - \varphi_{out})},$$

де  $\hat{u}_{in}$ ,  $\hat{u}_{out}$ ,  $\hat{i}_{in}$ ,  $\hat{i}_{out}$  – поточні значення модулів просторових векторів,  $\alpha_{in}$ ,  $\alpha_{out}$  – поточні кутові положення просторових векторів напруг,  $\varphi_{in}$ ,  $\varphi_{out}$  – зсуви фаз між векторами напруг і струмів.

Перетворимо систему рівнянь (12) до вигляду

$$\frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} = \frac{3}{2} \left[ \bar{m}_d e^{-j(\alpha_{in} + \alpha_{out})} + \bar{m}_i^* e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})} \right], \quad \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} = \frac{3}{2} \left[ \bar{m}_d e^{-j(\alpha_{out} - \varphi_{out} + \alpha_{in} - \varphi_{in})} + \bar{m}_i e^{j(\alpha_{out} - \varphi_{out} - \alpha_{in} + \varphi_{in})} \right]. \quad (14)$$

Тоді відоме загальне рішення [5] системи рівнянь (12) матиме такий вигляд:

$$\bar{m}_d = \left( \frac{q}{3 \cos \varphi_{in}} e^{-j\varphi_{in}} + \frac{\lambda}{\hat{u}_{in} \hat{i}_{out}} e^{-j\varphi_{out}} \right) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \quad \bar{m}_i = \left( \frac{q}{3 \cos \varphi_{in}} e^{-j\varphi_{in}} - \frac{\lambda}{\hat{u}_{in} \hat{i}_{out}} e^{j\varphi_{out}} \right) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}, \quad (15)$$

де  $q$  – коефіцієнт передачі напруги,  $\lambda$  – деякий параметр, який разом зі складовою нульової послідовності  $\bar{m}_0$  є ступенем свободи і може бути використаний, якщо відома фаза вихідного струму на кожному циклі ШІМ.

Підставивши (15) в (14), в результаті перетворень отримаємо співвідношення

$$\frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} = q, \quad (16)$$

$$\frac{\hat{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} = \frac{q \cos \varphi_{out}}{\cos \varphi_{in}}. \quad (17)$$

Якщо співвіднести просторовий вектор вхідного струму з модулем просторового вектора вихідного струму, то отримаємо

$$\frac{\bar{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} = \frac{q \cos \varphi_{out}}{\cos \varphi_{in}} e^{j(\alpha_{in} - \varphi_{in})} = (q \cos \varphi_{out} - jb) e^{j\alpha_{in}}, \quad (18)$$

де  $q \cos \varphi_{out}$  – коефіцієнт передачі активної складової вхідного струму МП,  $b = q \operatorname{tg} \varphi_{in} \cos \varphi_{out}$  – коефіцієнт передачі перпендикулярної до вектора напруги мережі (тобто реактивної) складової вхідного струму.

Виходячи з того, що загальний розв'язок (15) містить обов'язкову складову (окремий розв'язок) та вільну складову [9], представимо параметр  $\lambda$  в (15) виразом

$$\lambda = \frac{\hat{i}_{in} \hat{i}_{out}}{3} (k_1 \sin \varphi_{out} + k_2 \cos \varphi_{out}), \quad (19)$$

де  $k_1, k_2$  – довільні параметри.

Тоді загальний розв'язок може бути записано як

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{1}{3} \left[ q(1 - j \operatorname{tg} \varphi_{in}) + (k_1 \sin \varphi_{out} + k_2 \cos \varphi_{out}) e^{-j\varphi_{out}} \right] e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3} \left[ q(1 - j \operatorname{tg} \varphi_{in}) - (k_1 \sin \varphi_{out} + k_2 \cos \varphi_{out}) e^{j\varphi_{out}} \right] e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}. \end{aligned} \quad (20)$$

Беручи до уваги, що  $(k_1 \sin x + k_2 \cos x) e^{\pm jx} = (k_1 \sin x + k_2 \cos x)(\cos x \pm j \sin x) = \pm j k_1 [1 - \cos x (\cos x \pm j \sin x)] + k_2 [1 \pm j \sin x (\cos x \pm j \sin x)] = k_2 \pm j [k_1 - (k_1 \cos x - k_2 \sin x) e^{\pm jx}]$ , вираз (20) приводиться до вигляду

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{1}{3} \left[ q + k_2 - j(q \operatorname{tg} \varphi_{in} + k_1) + j(k_1 \cos \varphi_{out} - k_2 \sin \varphi_{out}) e^{-j\varphi_{out}} \right] e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3} \left[ q - k_2 - j(q \operatorname{tg} \varphi_{in} + k_1) + j(k_1 \cos \varphi_{out} - k_2 \sin \varphi_{out}) e^{j\varphi_{out}} \right] e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}. \end{aligned} \quad (21)$$

При  $k_1 = -q \operatorname{tg} \varphi_{in}$  і  $k_2 = 0$  отримаємо окремий розв'язок

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{q}{3} (1 - j \operatorname{tg} \varphi_{in} \cos \varphi_{out} e^{-j\varphi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})} = \frac{1}{3} (q - j b e^{-j\varphi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{q}{3} (1 - j \operatorname{tg} \varphi_{in} \cos \varphi_{out} e^{j\varphi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})} = \frac{1}{3} (q - j b e^{j\varphi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}. \end{aligned} \quad (22)$$

Як показано в [9], даний окремий розв'язок (22) є необхідною складовою частиною загального розв'язку системи рівнянь (12) або (14), який задовольняє співвідношення (18). Він надає можливість безпосереднього керування вхідною реактивною потужністю МП за допомогою задавання параметра  $b$  у максимально можливому діапазоні для даного співвідношення активної і реактивної складових потужності навантаження. Знак величини  $b$  визначає характер реактивного струму (потужності): додатний знак означає відстаючий кут  $\varphi_{in}$  (індуктивний характер), від'ємний – випереджаючий (емісійний характер). Параметр  $b = q \operatorname{tg} \varphi_{in} \cos \varphi_{out}$  можна інтерпретувати як глибину модуляції реактивної складової вхідного струму МП, що дорівнює реактивній потужності на вході у відносних одиницях [9]

$$|b| = \frac{|\bar{i}_{in\perp}|}{\hat{i}_{out}} = \frac{\frac{3}{2} \hat{u}_{in} |\bar{i}_{in\perp}|}{\frac{3}{2} \hat{u}_{in} \hat{i}_{out}} = \tilde{Q}_{in}. \quad (23)$$

Параметр  $k_2$ , що входить у вираз (21) і відмінний від нуля, є вільним членом і розглядається як дійсний ступінь свободи. Якщо прийняти  $k_2 = -b_q$ , де  $b_q$  – коефіцієнт передачі реактивної складової вихідного струму у реактивну складову вхідного струму, то

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{1}{3} (q - (b_q \cos \varphi_{out} + j b) e^{-j\varphi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})} = \frac{1}{3} (q - b_q - j b_d \cos \varphi_{out} e^{-j\varphi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3} (q + (b_q \cos \varphi_{out} - j b) e^{-j\varphi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})} = \frac{1}{3} (q + b_q - j b_d \cos \varphi_{out} e^{j\varphi_{out}}) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}, \end{aligned} \quad (24)$$

де  $b_d = q \operatorname{tg} \varphi_{in} - b_q \operatorname{tg} \varphi_{out}$  – коефіцієнт передачі активної складової струму навантаження у реактивну складову вхідного струму.

Підстановка (24) в (14) підтверджує вираз (17)

$$\frac{\hat{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} = \left[ q \cos \varphi_{out} - j(b_d \cos \varphi_{out} + b_q \sin \varphi_{out}) \right] e^{j\varphi_m} = \frac{q \cos \varphi_{out}}{\cos \varphi_{in}},$$

а відносний просторовий вектор вхідного струму дорівнює

$$\frac{\bar{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} = \left[ q \cos \varphi_{out} - j(b_d \cos \varphi_{out} + b_q \sin \varphi_{out}) \right] e^{j\alpha_m}. \quad (25)$$

Вирази (25) і (18) еквівалентні, тому що параметри  $b$ ,  $b_d$  і  $b_q$  пов'язані між собою співвідношенням  $b = b_d \cos \varphi_{out} + b_q \sin \varphi_{out}$ , але на підставі (25) можна представити формування реактивної складової вхідного струму МП окремо з активної складової струму навантаження з коефіцієнтом передачі  $b_d$  і з реактивної складової струму навантаження з коефіцієнтом передачі  $b_q$ .

З виразів (16) і (17) випливає

$$\frac{\hat{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} \cos \varphi_{in} = \frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} \cos \varphi_{out}, \quad (26)$$

що є необхідною умовою щодо просторових векторів струмів і напруг, і свідчить про рівність активної потужності на вході та виході в кожний момент часу, а з фізичної точки зору – про відсутність у системі накопичувачів енергії.

Однак, у випадку чисто реактивного навантаження і відсутності активних втрат МП може формувати як вихідний, так і вхідний реактивні струми, про співвідношення яких неможливо робити висновки з виразів (17) та (26) через їхню невизначеність при  $\cos \varphi_{out} = \cos \varphi_{in} = 0$ . Проте вирази (18) і (25) дозволяють оперувати коефіцієнтами передачі струму навантаження або, відповідно, його складових у реактивну складову вхідного струму МП, оскільки вони розглядаються як параметри, що задовольняють системам передатних рівнянь (12) і (14).

В [6] наведено умову, що накладається на коефіцієнти передачі  $q + |b_q| \leq 1$ . З неї випливає, що при реактивному навантаженні і максимальному коефіцієнті передачі  $q = \sqrt{3}/2$  коефіцієнти  $b$  і  $b_q$  можуть прийняти максимальне значення  $|b| = |b_q| = 1 - \sqrt{3}/2$ , при цьому відносний просторовий вектор вхідного струму дорівнює  $\frac{\bar{i}_{in}}{\hat{i}_{out}} = -j \text{sign}(b) (1 - \sqrt{3}/2) e^{j\alpha_m}$ .

Як слідує з еквівалентності виразів (25) і (18), поява в загальному рішенні (24) відмінного від нуля вільного члена не впливає на кінцевий результат формування вхідного струму МП, просторовий вектор якого завжди відповідає загальному співвідношенню (18). Цей ступінь свободи лише здійснює спотворення векторів триноги, змінюючи координати їхніх кінців у напрямку, перпендикулярному просторовому вектору вхідної напруги.

На підставі (22) і (11) можна записати просторові вектори триноги

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} e^{j\alpha_m} \left\{ q \cos \left[ \alpha_{out} - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - j b \cos \left[ \alpha_{out} - \varphi_{out} - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} + \bar{m}_0, \quad h = 1, 2, 3. \quad (27)$$

Аналогічно на підставі (24) і (11) запишеться

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} e^{j\alpha_m} \left\{ q \cos \left[ \alpha_{out} - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - j b \cos \left[ \alpha_{out} - \varphi_{out} - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - j v \sin \left[ \alpha_{out} - \varphi_{out} - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} + \bar{m}_0, \quad h = 1, 2, 3, \quad (28)$$

де  $v = b_q \cos \varphi_{out}$  аналогічно вільному члену в [9].

Для визначення векторів  $\bar{m}_h$  (27) або (28) необхідно конкретне завдання складової нульової послідовності  $\bar{m}_0$ , виходячи з того чи іншого міркування. Як сказано вище,  $\bar{m}_0$  відтворюється в нульовій складовій системи вихідних напруг і тому може використовуватися для підмодуляції, наприклад, з метою досягнення максимально можливого діапазону регулювання вихідної напруги. Як показано в [5], така підмодуляція в решті-решт сприяє розташуванню просторових векторів триноги в межах трикутника ABC (рис. 2). У даному випадку нульова послідовність розглядається як засіб реалі-

зації керуючих функцій із заданими параметрами (стосовно реактивної складової вхідного струму) шляхом примусового розташування векторів  $\bar{m}_h$  в допустимих межах.

При  $b = \nu = 0$  кінці векторів  $\bar{m}_h$  (27) або (28) розташовані вздовж прямої, яка паралельна напрямку просторового вектора вхідної напруги  $e^{j\alpha_{in}}$ , і зсунуті на однакову величину  $\bar{m}_0$  відносно початку координат, в іншому випадку ( $b \neq 0$  та/або  $\nu \neq 0$ ) кінці цих векторів додатково зміщуються в перпендикулярному до вектора  $e^{j\alpha_{in}}$  напрямку таким чином, що алгебраїчна сума зміщень для трьох векторів дорівнює нулю.

В даній статті запропоновано розрізняти порядок обрахування необхідного значення  $\bar{m}_0$  в залежності від поточного фазового положення вектора вхідної напруги  $\alpha_{in}$  шляхом розділення фазової площини на шість секторів I-VI по 60 ел.град. (рис. 2). В межах кожного сектора пропонується зміщувати кінці векторів триноги відносно початкового положення, яке розраховане для  $\bar{m}_0 = 0$ , наближаючи до сторони обмежуючого трикутника, яка паралельна бісектрисі поточного сектора (або віддаляючи від цієї сторони – при можливості і доцільності). При цьому принаймні два з трьох векторів впираються кінцями у дві інші сторони трикутника.

Якщо кінці деяких векторів  $\bar{m}_h$  виходять за межі трикутника, то їхні проєкції на сторони трикутника, тобто елементи  $m_{hk}$  керуючої матриці  $M$ , приймають від'ємні значення і не відповідають необхідним для реалізації умовам (3). Тринога векторів зміщується в межі трикутника за допомогою додавання вектора нульової послідовності  $\bar{m}_0$ , якщо це дозволяють параметри (коефіцієнти передачі) прямої і зворотної послідовностей просторових векторів керуючих функцій  $\bar{m}_d$  і  $\bar{m}_i$ . При малих діапазонах регулювання МП вектори розташовуються в межах трикутника навіть при  $\bar{m}_0 = 0$ , наприклад, для так званого алгоритму Вентуріні в базовому варіанті без підмодуляції [4] за умови  $q \leq 0,5$ . В запропонованому варіанті кінці векторів триноги зміщуються до досягнення ними сторін трикутника примусово незалежно від їхнього розташування при  $\bar{m}_0 = 0$ . Ця операція по зсуву векторів не є необхідною, якщо вони розташовані в трикутнику і усі проєкції  $m_{hk}$  додатні за знаком, а тому може бути виключена із запропонованого алгоритму. Однак, при цьому слід звернути увагу на те, що розташування кінця вектора на стороні обмежуючого трикутника (відповідна проєкція і елемент керуючої матриці  $m_{hk} = 0$ ) може бути бажаним з точки зору оптимізації тривалості включених станів ключів МП.

Принцип формування вектора  $\bar{m}_0$  проілюстровано на рис. 3. Кінець деякого вектора  $\bar{m}_h$  триноги може знаходитися збоку від сторони  $k$  обмежуючого трикутника, всередині нього чи зовні на

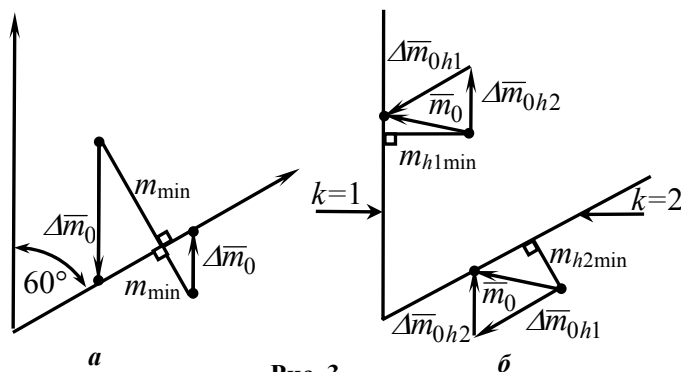


Рис. 3

відстані  $m_{hk} = \Delta m_{\min}$  (рис. 3, а). Переміщення його до даної сторони здійснюється вздовж прилягаючої сторони трикутника на відстань

$$|\Delta \bar{m}_0| = \frac{m_{\min}}{\sin 60^\circ} = \frac{2}{\sqrt{3}} m_{\min}, \quad (29)$$

віддаляючи (якщо він зовні) чи наближаючи (якщо він всередині) до вершини трикутника, що утворюється двома даними сторонами і є протилежною до третьої сторони, яка паралельна бісектрисі поточного сектора. Таке

переміщення здійснюється одночасно вздовж двох сторін трикутника відносно двох екстремальних векторів (трьох як окремий випадок), кінці яких максимально віддалені зовні чи максимально наближені всередині трикутника до цих сторін і будуть на них переміщені (рис. 3, б).

Порядок формування вектора нульової послідовності наступний. Спочатку обчислюються просторові вектори  $\bar{m}_h$  на підставі (27) або (28) при  $\bar{m}_0 = 0$  та здійснюється обернена трансформація (7) для елементів керуючої матриці. Потім для поточного сектора розташування просторового вектора вхідної напруги МП визначаються мінімальні в алгебраїчному сенсі (тобто крайні зліва на числовій осі) елементи стовпців керуючої матриці, які актуальні для поточного сектора, і за їхньою допомогою розраховується просторовий вектор нульової послідовності  $\bar{m}_0$ .

Далі обчислюється матриця

$$\Delta M = \operatorname{Re} \left\{ \bar{m}_0 \begin{bmatrix} 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \end{bmatrix} \right\}, \quad (30)$$

яка додається до раніше розрахованої керуючої матриці

$$M = M_{\bar{m}_0=0} + \Delta M. \quad (31)$$

Вектори нульової послідовності та додаткові матриці (30) для кожного сектора окремо наведено в наступних виразах.

Для  $\alpha_{in} \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right]$  або  $\alpha_{in} \in \left[\pi, \frac{4\pi}{3}\right]$  (сектори I + IV):

$$\bar{m}_0 = (2/\sqrt{3})e^{j\frac{\pi}{2}} \left( m_{h3\min} + m_{h1\min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right), \quad \Delta M = \begin{bmatrix} -m_{h1\min} & m_{h1\min} + m_{h3\min} & -m_{h3\min} \\ -m_{h1\min} & m_{h1\min} + m_{h3\min} & -m_{h3\min} \\ -m_{h1\min} & m_{h1\min} + m_{h3\min} & -m_{h3\min} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Для  $\alpha_{in} \in \left[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right]$  або  $\alpha_{in} \in \left[\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}\right]$  (сектори II + V):

$$\bar{m}_0 = (2/\sqrt{3})e^{-j\frac{\pi}{6}} \left( m_{h2\min} + m_{h3\min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right), \quad \Delta M = \begin{bmatrix} m_{h2\min} + m_{h3\min} & -m_{h2\min} & -m_{h3\min} \\ m_{h2\min} + m_{h3\min} & -m_{h2\min} & -m_{h3\min} \\ m_{h2\min} + m_{h3\min} & -m_{h2\min} & -m_{h3\min} \end{bmatrix}. \quad (33)$$

Для  $\alpha_{in} \in \left[\frac{2\pi}{3}, \pi\right]$  або  $\alpha_{in} \in \left[\frac{5\pi}{3}, 2\pi\right]$  (сектори III + VI):

$$\bar{m}_0 = (2/\sqrt{3})e^{-j\frac{5\pi}{6}} \left( m_{h1\min} + m_{h2\min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right), \quad \Delta M = \begin{bmatrix} -m_{h1\min} & -m_{h2\min} & m_{h1\min} + m_{h2\min} \\ -m_{h1\min} & -m_{h2\min} & m_{h1\min} + m_{h2\min} \\ -m_{h1\min} & -m_{h2\min} & m_{h1\min} + m_{h2\min} \end{bmatrix}. \quad (34)$$

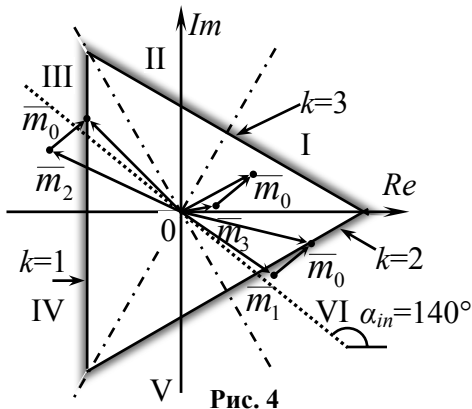


Рис. 4

На рис. 4, як приклад, зображено початкове положення триноги, яке розраховане для  $\bar{m}_0 = 0$  і фазового положення просторового вектора вхідної напруги МП у третьому секторі для поєднання параметрів  $q=0,8$ ,  $b=0,2$ ,  $\cos \varphi_{out}=0,8$ ,  $\alpha_{out} = 140^\circ$ , а також результуюче положення після визначення вектора нульової послідовності відповідно до виразу (34)  $\bar{m}_0 = 0,183 \angle 43,2^\circ$  і зміщення кінців векторів триноги на  $\bar{m}_0$ . Після цього початкова матриця керуючих функцій коригується згідно з виразами (31), (34) і може бути реалізована для керування ключами МП.

Для визначення діапазону регулювання вхідного реактивного струму (вхідної реактивної потужності) МП потрібно для кожного значення параметрів керування  $q$  і  $b$  в координатах робочої точки (активна та реактивна складові або  $\cos \varphi_{out}$  навантаження) перевірити можливість реалізації цих параметрів при довільних значеннях фазових положень вхідних та вихідних векторів  $\alpha_{in}$  та  $\alpha_{out}$ , що відображає розташування просторових векторів триноги всередині обмежуючого трикутника, включаючи його сторони.

Алгоритм отримання максимальної вхідної реактивної потужності в залежності від співвідношення активної і реактивної складових потужності навантаження шляхом перебору параметрів є тривіальним, а результат його застосування (у

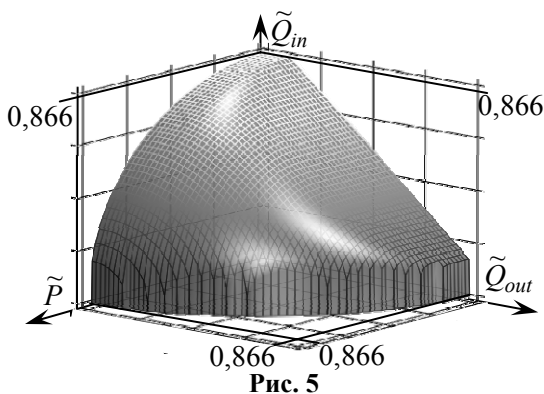


Рис. 5

відносних одиницях) наведено на рис. 5. Достовірність досліджень підтверджується співпадінням отриманих результатів з висновками у [2], [3], [7], [9]. Відносні потужності на рис. 5 дорівнюють  $\tilde{P} = q \cos \varphi_{out}$ ,  $\tilde{Q} = q \sin \varphi_{out}$ ,  $\tilde{Q}_{in} = b$ .

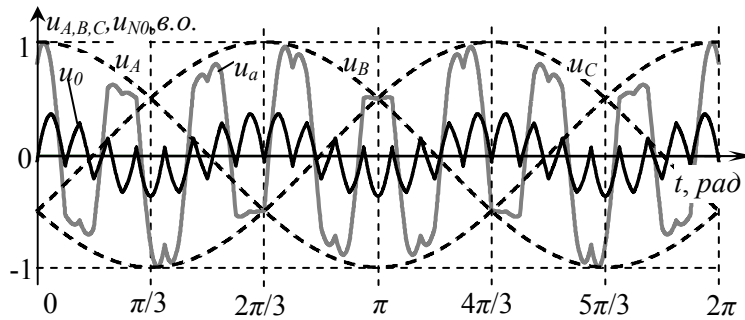


Рис. 6

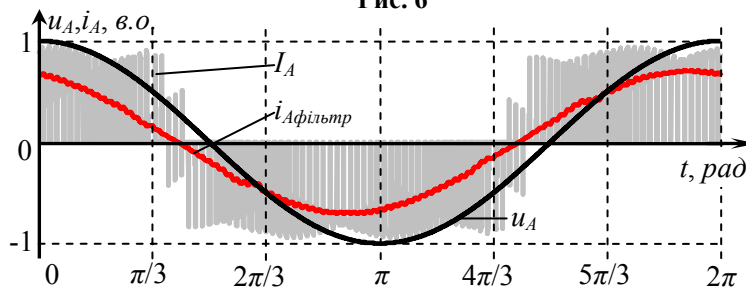


Рис. 7

Моделювання також показало, що реалізація максимального коефіцієнта  $b$  передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму можлива з використанням виразу (27) незалежно від вільного члена в загальному розв'язку передатних рівнянь відносно просторових векторів триноги (28).

На рис. 6 показано криві миттєвих значень складових системи вихідної напруги  $u_0$ , яка сформована за рахунок  $\bar{m}_0$  згідно з виразом (13), і вихідних фазних напруг відносно нульової точки мережі живлення.

На рис. 7 показано криву вхідного фазного струму, яку реалізовано за допомогою запропонованого алгоритму керування МП, до і після фільтрації. Струм має реактивну складову, тому крива струму зсунута відносно кривої

вхідної фазної напруги.

**Висновки.** Запропоновано підхід, що формалізує і значно спрощує процес формування матриці керуючих функцій МП шляхом безпосереднього завдання потрібного коефіцієнта передачі відносно реактивної складової вхідного струму МП і визначення необхідної для реалізації цього коефіцієнта складової нульової послідовності керуючих функцій. В результаті алгоритм формування керуючих функцій МП для заданих коефіцієнтів зведено до простих математичних дій при обчисленні додаткових матриць (32), (33) або (34).

Вільний член у розв'язку передатних рівнянь не впливає на досягнення максимального значення коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму МП. Його роль може проявитися, наприклад, у додатковому переміщенні векторів з метою їхнього розташування в екстремальних положеннях [2], [9] для оптимізації комутаційних процесів силової схеми МП, тому це є темою окремого дослідження.

1. Михальський В.М., Полищук С.И., Соболев В.Н., Чехет Э.М., Шаповал И.А. Передача реактивной энергии в матричных преобразователях // Технічна електродинаміка. Темат. вип. "Силовая електроніка та енергоефективність". – 2006. – Ч.1. – С. 15–18.
2. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал И.А., Чоник В.В. Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності матричних перетворювачів засобами керування // Технічна електродинаміка. – 2012. – №2. – С. 51–53.
3. Михальський В.М., Соболев В.Н., Чоник В.В., Шаповал И.А. Управление матричными преобразователями с использованием метода сингулярного разложения при несимметрии напряжений питающей сети // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Силовая електроніка та енергоефективність". – 2011. – Ч.2. – С. 113–120.
4. Alesina A., Venturini M. Solid-state power conversion: a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis // IEEE Trans. on Circuit and Systems. – April 1981. – Vol. CAS-28. – №4. – Pp. 319–330.
5. Casadei D., Serra G., Tani A. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – April 2002. – Vol. 49. – No.2. – Pp. 370–381.
6. Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari, Liuchen Chang. A Generalized Technique of Modeling, Analysis, and Control of a Matrix Converter Using SVD // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – March 2011. – Vol. 58. – No.3. – Pp. 949–959.
7. Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari, Liuchen Chang. Reactive power control of permanent-magnet synchronous wind generator with matrix converter // IEEE Trans. on Power Delivery. – April 2013. – Vol. 28. – No.2. – Pp. 575–584.
8. Huber L., Borojevic D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction // IEEE Trans. on Industry Applications. – Nov/Dec 1995. – Vol. 31. – No. 6. – Pp. 1234–1246.
9. Igney J. Steuerverfahren für Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung: Ph.D. thesis / J. Igney – Universität Fridericiana Karlsruhe, Karlsruhe (Germany), 2006. – 171 p.
10. Schafmeister F., Kolar J.W. Novel Modulation Schemes for Conventional and Sparse Matrix Converters



Facilitating Reactive Power Transfer Independent of Active Power Flow // Proceeding of the 35<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Conference. – Aachen (Germany). – June 20–25, 2004. CD-ROM, ISBN: 07803-8400-8.

11. Schafmeister F., Kolar J.W. Novel Hybrid Modulation Schemes Significantly Extending the Reactive Power Control Range of All Matrix Converter Topologies With Low Computational Effort // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – January 2012. – Vol. 59. – No.1. – Pp. 194–210.

УДК 621.314

### УПРАВЛЕНИЕ ВХОДНОЙ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТЬЮ МАТРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

**В.М. Михальский**, докт.техн.наук, **В.М. Соболев**, канд.техн.наук, **В.В. Чопик**, **И.А. Шаповал**, канд.техн.наук

**Институт электродинамики НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.**

**e-mail:** mikhalsky@ied.org.ua

*Рассмотрены особенности управления матричными преобразователями в максимально достижимом диапазоне входной реактивной мощности для заданной рабочей точки. Выполнен обобщенный анализ на базе векторного представления коммутационных функций. Предложена соответствующая стратегия модуляции и алгоритм непосредственного управления входной реактивной мощностью путем задания нужных параметров пространственных векторов управляющих функций и формирования необходимой для их реализации составляющей нулевой последовательности. Приведены результаты моделирования. Библ. 11, рис. 7.*

**Ключевые слова:** матричный преобразователь, реактивная мощность, пространственный вектор.

### CONTROL OF A MATRIX CONVERTER INPUT REACTIVE POWER

**V.M.Mykhalskyi, V.M.Sobolev, V.V.Chopyk, I.A.Shapoval**

**Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,**

**Peremohy pr., 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine. e-mail:** mikhalsky@ied.org.ua

*Features of the matrix converter control with maximum achievable range of the input reactive power for the specified operating point are considered. Generalized analysis based on a vector representation of switching functions has been carried out. The corresponding modulation strategy and algorithm of the direct control of the input reactive power by setting the space vector components of the control functions while maintaining the greatest possible range of output voltage regulation have been proposed. The paper presents an approach that formalizes and facilitates the process of forming the matrix of the matrix converter control functions. This is achieved through the direct reference of the desired transfer coefficient with respect to the reactive component of the input current of the matrix converter and definition of the necessary for the implementation of this zero sequence component coefficient of the control functions. The simulation results are presented. References 11, figures 7.*

**Key words:** matrix converter, reactive power, space vector.

1. *Mikhalskii V.M., Polishchuk S.Y., Sobolev V.N., Chekhet E.M., Shapoval I.A.* Transfer of reactive power in the matrix converters // *Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vypusk "Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist".* – 2006. – Vol. 1. – Pp. 15–18. (Rus)

2. *Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Shapoval I.A., Chopyk V.V.* Extension of the input reactive power regulation range of a matrix converter by control means // *Tekhnichna elektrodynamika.* – 2012. – No. 2. – Pp. 51–53. (Ukr)

3. *Mikhalskii V.M., Sobolev V.N., Shapoval I.A., Chopyk V.V.* Matrix converter control using a singular value decomposition under the unbalanced input voltage conditions // *Tekhnichna elektrodynamika. Temat. vypusk "Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist".* – 2011. – Vol. 2. – Pp. 113–120. (Rus)

4. *Alesina A., Venturini M.* Solid-state power conversion: a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis // *IEEE Trans. on Circuit and Systems.* – April 1981. – Vol. CAS-28. – №4. – Pp. 319–330.

5. *Casadei D., Serra G., Tani A.* Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state // *IEEE Trans. on Industrial Electronics.* – April 2002. – Vol. 49. – No.2. – Pp. 370–381.

6. *Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari, Liuchen Chang.* A Generalized Technique of Modeling, Analysis, and Control of a Matrix Converter Using SVD // *IEEE Trans. on Industrial Electronics.* – March 2011. – Vol. 58. – No.3. – Pp. 949–959.

7. *Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari, Liuchen Chang.* Reactive power control of permanent-magnet synchronous wind generator with matrix converter // *IEEE Trans. on Power Delivery.* – April 2013. – Vol. 28. – No.2. – Pp. 575–584.

8. *Huber L., Borojevic D.* Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction // *IEEE Trans. on Industry Applications.* – Nov/Dec 1995. – Vol. 31. – No. 6. – Pp. 1234–1246.

9. *Igney J.* Steuerverfahren für Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung: Ph.D. thesis / J. Igney – Universität Fridericiana Karlsruhe, Karlsruhe (Germany), 2006. – 171 p.

10. *Schafmeister F., Kolar J.W.* Novel Modulation Schemes for Conventional and Sparse Matrix Converters Facilitating Reactive Power Transfer Independent of Active Power Flow // *Proceeding of the 35<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Conference.* – Aachen (Germany). – June 20–25, 2004. CD-ROM, ISBN: 07803-8400-8.

11. *Schafmeister F., Kolar J.W.* Novel Hybrid Modulation Schemes Significantly Extending the Reactive Power Control Range of All Matrix Converter Topologies With Low Computational Effort // *IEEE Trans. on Industrial Electronics.* – January 2012. – Vol. 59. – No.1. – Pp. 194–210.

Надійшла 09.12.2013