

МАКСИМІЗАЦІЯ ДІАПАЗОНУ КЕРУВАННЯ МАТРИЧНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ

В.М.Михальський, докт.техн.наук, **В.М.Соболев**, канд.техн.наук, **В.В.Чопик**, канд.техн.наук,
І.А.Шаповал, канд.техн.наук
 Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна. E-mail: mikhalsky@ied.org.ua

Розглянуто особливості керування матричними перетворювачами для досягнення максимального об'єму умовної фігури, обмеженої поверхнею максимальних значень коефіцієнта передачі напруги в координатах зсуву фаз між напругою і струмом на вході та виході. Аналіз виконано на базі векторного представлення усіх дискретних величин математичної моделі перетворювача. Запропоновано відповідну стратегію модуляції і алгоритм безпосереднього керування сукупністю коефіцієнта передачі напруги і коефіцієнта передачі реактивної складової вхідного струму у функції вихідного коефіцієнта потужності шляхом прямого завдання необхідних параметрів просторових векторів керуючих функцій. Наведено результати моделювання. Бібл. 7, табл. 1, рис. 5.

Ключові слова: матричний перетворювач, коефіцієнт передачі напруги, вхідна та вихідна реактивні потужності.

Вступ. Удосконалення матричних перетворювачів частоти (МП) завдяки інтенсивному розвитку напівпровідникової та мікропроцесорної техніки забезпечує реалізацію їхніх потенціальних можливостей у максимальному обсязі. Так, останнім часом широко ведуться дослідження алгоритмів керування МП, які б дозволили застосовувати перетворювач не тільки для забезпечення заданих параметрів вихідної електроенергії, але одночасно і для ефективного керування вхідною реактивною потужністю з метою поліпшення електромагнітної сумісності в певному локальному осередку мережі. Основне завдання при реалізації цієї можливості – розширення діапазону регулювання до фізичних меж, обумовлених балансом активної та реактивних складових потужностей на вході та виході перетворювача.

На цей час відомі теоретично досяжні межі регулювання вхідної реактивної потужності для поточної робочої точки перетворювача, яка визначається співвідношенням активної і реактивної складових потужності навантаження (або коефіцієнтом передачі напруги та $\cos \varphi$ навантаження) [1, 2, 4–6]. Ця проблематика розглядається також з точки зору досягнення максимально можливого коефіцієнта передачі напруги при відмінних від одиниці коефіцієнтах потужності на вході та виході МП [7]. Усі згадані дослідження виконано на основі векторного представлення вхідних і вихідних напруг та струмів, а також функцій керування, які репрезентують дискретні часові комутаційні функції ключів МП, що найбільш повно було показано в [3].

Таким чином, теоретичний максимум діапазону регулювання визначається поверхнею у тривимірному просторі, яка задана максимальними значеннями координат при довільному розташуванні просторових векторів вхідної і вихідної напруг МП. Координатами можуть бути обрані, наприклад, активна потужність, реактивні вихідна та вхідна потужності (відносні значення) або коефіцієнт передачі напруги і зсуви фаз між напругами та струмами на вході та виході МП. Для практичного досягнення визначеного діапазону необхідно розробити конкретний алгоритм керування перетворювачем.

До недоліків відомих методів керування МП, що мають за мету розширення зазначеного діапазону, належать, насамперед, складність математичних перетворень, великий обсяг обчислень і, як наслідок, – проблематичність практичної реалізації при керуванні перетворювачем у реальному масштабі часу. Досягнення згаданих теоретичних меж вимагає розробки іншої стратегії і конкретного алгоритму керування.

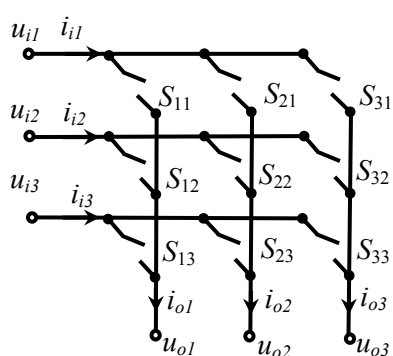


Рис. 1

Змінні стану матричного перетворювача (рис. 1), якими є вихідні напруги u_{oh} та вхідні струми

керування, що можна представити як реалізацію екстремальної поверхні в енергетичних координатах входу та виходу перетворювача.

Метою статті є розробка стратегії безпосереднього керування коефіцієнтами передачі напруги та реактивної складової вхідного струму МП шляхом завдання складових просторових векторів прямої, зворотної і нульової послідовностей керуючих функцій для досягнення максимального діапазону керування, що можна представити як реалізацію екстремальної поверхні в енергетичних координатах входу та виходу перетворювача.

i_{ik} , описуються виразами

$$u_{oh} = \sum_{k=1}^3 m_{hk} u_{ik}, \quad i_{ik} = \sum_{h=1}^3 m_{hk} i_{oh}, \quad (1)$$

де елементи матриці керуючих функцій m_{hk} задовольняють умовам

$$0 \leq m_{hk} \leq 1, \quad m_{h1} + m_{h2} + m_{h3} = 1. \quad (2)$$

Матриця керуючих функцій перетворюється в систему просторових векторів

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^3 m_{hk} \bar{a}^{k-1}, \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (3)$$

Зворотна трансформація виглядає наступним чином:

$$m_{hk} = \frac{1}{3} + \operatorname{Re}\left\{\frac{\bar{m}_h \bar{a}^{1-k}}{2}\right\} = \frac{1}{3} + \frac{\bar{m}_h \bar{a}^{1-k} + \bar{m}_h^* \bar{a}^{k-1}}{2}. \quad (4)$$

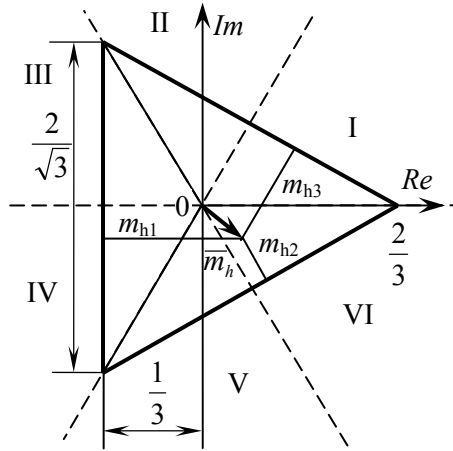


Рис. 2

Три просторові вектори \bar{m}_h , які визначають керуючі функції, утворюють "триногу", що розташовується всередині обмежуючого трикутника (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.

Просторові вектори керуючих функцій \bar{m}_h утворюють пряму \bar{m}_d , зворотну \bar{m}_i та нульову \bar{m}_0 симетричні складові. Зворотна трансформація має вигляд

$$\bar{m}_h = \bar{m}_d \bar{a}^{1-h} + \bar{m}_i \bar{a}^{h-1} + \bar{m}_0. \quad (5)$$

З (4) та (5) отримуємо наступний вираз для елементів матриці керуючих функцій:

$$m_{hk} = A_{hk} + m_{0k}, \quad (6)$$

де
$$A_{hk} = \frac{1}{3} + \operatorname{Re}\left\{\left(\frac{\bar{m}_d \bar{a}^{1-h} + \bar{m}_i \bar{a}^{h-1}}{2}\right) \bar{a}^{1-k}\right\}, \quad m_{0k} = \operatorname{Re}\left\{\frac{\bar{m}_0 \bar{a}^{1-k}}{2}\right\}. \quad (7)$$

Симетричні складові прямої та зворотної послідовностей \bar{m}_d , \bar{m}_i використовуються для встановлення зв'язку між входом та виходом МП у векторній формі за допомогою передатних рівнянь, запропонованих у [3]

$$\bar{u}_o = \frac{3}{2}(\bar{u}_i \bar{m}_i^* + \bar{u}_i^* \bar{m}_d), \quad \bar{i}_i = \frac{3}{2}(\bar{i}_o \bar{m}_i + \bar{i}_o^* \bar{m}_d), \quad (8)$$

де просторові вектори напруг та струмів у полярній формі запису $\bar{u}_i = \hat{U}_i e^{j\theta_i}$, $\bar{u}_o = \hat{U}_o e^{j\theta_o}$, $\bar{i}_i = \hat{I}_i e^{j(\theta_i - \varphi_i)}$, $\bar{i}_o = \hat{I}_o e^{j(\theta_o - \varphi_o)}$, θ_i, θ_o – кутове положення просторового вектора вхідної та вихідної напруги відповідно; φ_i, φ_o – зсув фаз між просторовими векторами напруги і струму на вході і виході відповідно.

Вектор \bar{m}_0 , який відсутній у (8), входить до виразу для нульової послідовності симетричних складових вихідної напруги

$$u_{o0} = \frac{1}{3}(u_{o1} + u_{o2} + u_{o3}) = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{\bar{u}_i \bar{m}_0^*\}. \quad (9)$$

Загальне рішення передатних рівнянь отримано у [3]

$$\bar{m}_d = \left(\frac{q}{3 \cos \varphi_i} e^{-j\varphi_i} + \frac{\lambda}{\hat{U}_i \hat{I}_o} e^{-j\varphi_o} \right) e^{j(\theta_i + \theta_o)}, \quad \bar{m}_i = \left(\frac{q}{3 \cos \varphi_i} e^{-j\varphi_i} - \frac{\lambda}{\hat{U}_i \hat{I}_o} e^{j\varphi_o} \right) e^{j(\theta_i - \theta_o)}, \quad (10)$$

де q – коефіцієнт передачі напруги, λ – довільний параметр.

В результаті підстановки (10) у (8) отримуємо

$$\bar{u}_o = q\hat{U}_i e^{j\theta_o}, \quad \bar{i}_i = q\hat{I}_o \cos \varphi_o (1 - j \tan \varphi_i) e^{j\theta_i}. \quad (11)$$

Традиційна стратегія модуляції передбачає в загальному розв'язку (10) параметр $\lambda = 0$, тому

$$\bar{m}_d = \frac{q}{3}(1 - j \tan \varphi_i) e^{j(\theta_i + \theta_o)}, \quad \bar{m}_i = \frac{q}{3}(1 - j \tan \varphi_i) e^{j(\theta_i - \theta_o)}. \quad (12)$$

З (12) випливає відоме обмеження коефіцієнта передачі напруги [7]

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi_i. \quad (13)$$

Насправді, МП здатний формувати як вихідний, так і вхідний струми, наприклад, при чисто реактивному характері навантаження, тобто $q \neq 0$, хоча $\varphi_i = \pm \pi / 2$.

Вибір відмінного від нуля значення параметра λ дозволяє знайти верхню межу коефіцієнта передачі напруги, яка відрізняється від обмеження (13), за умови, що фазовий зсув φ_o відомий і не дорівнює нулю [7]. У цьому випадку ($\lambda \neq 0$) загальний розв'язок (10) виглядає наступним чином [4]:

$$\bar{m}_d = \frac{q}{3} [1 - (\gamma + jr) e^{-j\varphi_o}] e^{j(\theta_i + \theta_o)}, \quad \bar{m}_i = \frac{q}{3} [1 + (\gamma - jr) e^{j\varphi_o}] e^{j(\theta_i - \theta_o)}, \quad (14)$$

де параметр γ – вільний член (ступінь свободи), а параметр r залежить від φ_i і φ_o : $r = \tan \varphi_i \cos \varphi_o$; при цьому він задає коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму: $b = qr$, як це випливає з виразу (11).

Вираз (14) свідчить про нелінійну залежність \bar{m}_d і \bar{m}_i від зсуву фаз між вихідною напругою і струмом φ_o , що не слідує з традиційного уявлення (12).

Три параметри q , γ і r формують у підсумку комутаційні функції m_{hk} з дотриманням умов (2). Вільний член γ впливає лише на такий перерозподіл відносних тривалостей m_{hk} , який не позначається на формуванні вихідних напруг та вхідних струмів і не проявляється в залежностях (8) і (11). Змінні q , φ_o і r відображають активну та реактивну складові потужності на виході і вході МП.

З (14) з урахуванням (5) випливає

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} q e^{j\theta_i} \left\{ \cos \left[\theta_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - jr \cos \left[\theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - j\gamma \sin \left[\theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} + \bar{m}_0. \quad (15)$$

З виразу (15) очевидно, що параметри r і γ обумовлюють величину зміщення кінців просторових векторів \bar{m}_h у напрямку, перпендикулярному напрямку просторового вектора вхідної напруги $e^{j\theta_i}$.

Відомі пропозиції щодо розширення діапазону регулювання основних параметрів МП, а саме коефіцієнта передачі напруги та коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму, що нелінійно залежать один від одного, ґрунтуються на пошуку максимально можливих за модулем значень \bar{m}_d і \bar{m}_i , що, в свою чергу, призводить до екстремального розташування просторових векторів керуючих функцій \bar{m}_h в обмежуючому трикутнику.

Основна ідея стратегії, що запропонована у [1], полягає в тому, що спочатку з (7) та (14) обчислюються складові A_{hk} елементів керуючої матриці m_{hk} (6), що відповідає значенням \bar{m}_h при $\bar{m}_0 = 0$, а потім за допомогою нульового вектора \bar{m}_0 здійснюється примусове розташування кінців двох векторів \bar{m}_h на межах області їхнього існування (обмежуючого трикутника). Вибір цих векторів залежить від номера 60-градусного сектора фазової площини, всередині якого розташовано поточний просторовий вектор вхідної напруги МП. Розбивка площини на сектори здійснюється таким чином, що бісектриси секторів паралельні сторонам обмежуючого трикутника. Враховуючи зв'язок координат вектора \bar{m}_h (15) з напрямком просторового вектора вхідної напруги МП, здійснюється зміщення координат вектора в напрямку до сторони трикутника, що паралельна бісектрисі поточного сектора, у випадку знаходження кінця вектора поза межами трикутника або в протилежному напрямку – у випадку його знаходження всередині трикутника. Таке зміщення стосується одночасно кінців двох векторів, перпендикулярних до сторін трикутника, непаралельних бісектрисі розглянутого сектора, мають найменші значення в алгебраїчному сенсі, тобто вони розташовані крайніми зліва на числовій

осі. Формально це відповідає вибору двох мінімальних елементів $A_{hk \min}$ ($h = 1, 2, 3$). Тим самим досягається примусова "імплантація" векторів \bar{m}_h в допустиму область таким чином, що кінці принаймні двох векторів розташовуються на межах цієї області.

При розташуванні кінця вектора на стороні обмежуючого трикутника перпендикуляр від кінця вектора до даної сторони трикутника дорівнює нулю: $m_{hk} = A_{hk \min} + m_{0k} = 0$, звідки

$$m_{0k} = -A_{hk \min} \quad (16)$$

Сума фазових складових довільного вектора \bar{m}_0 , які отримано в результаті зворотної трансформації, дорівнює нулю

$$\sum_{k=1}^3 m_{0k} = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^3 \bar{m}_0 \bar{a}^{1-k} \right\} = 0, \quad (17)$$

тому зі значень двох фазових складових знаходиться значення третьої, яке дорівнює їхній сумі з протилежним знаком.

Аналитичні вирази для елементів m_{0k} у кожному з вказаних секторів зведено в таблицю. Вони є додатком до A_{hk} для отримання m_{hk} згідно з (6). В останній колонці таблиці для інформації наведено значення векторів нульової послідовності. Викладений в [1, 2] підхід відрізняється знаходженням спочатку нульових векторів, а потім вже складових цих векторів m_{0k} .

Сектор \ m_{0k}	m_{01}	m_{02}	m_{03}	$\bar{m}_0 = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^3 m_{0k} \bar{a}^{k-1}$
I та IV $\theta_i \in \begin{cases} [0, \pi/3] \\ [\pi, 4\pi/3] \end{cases}$	$-A_{h1 \min}$	$A_{h1 \min} + A_{h3 \min}$	$-A_{h3 \min}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{2}} \left(A_{h3 \min} + A_{h1 \min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right)$
II та V $\theta_i \in \begin{cases} [\pi/3, 2\pi/3] \\ [4\pi/3, 5\pi/3] \end{cases}$	$A_{h2 \min} + A_{h3 \min}$	$-A_{h2 \min}$	$-A_{h3 \min}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{\pi}{6}} \left(A_{h2 \min} + A_{h3 \min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right)$
III та VI $\theta_i \in \begin{cases} [2\pi/3, \pi] \\ [5\pi/3, 2\pi] \end{cases}$	$-A_{h1 \min}$	$-A_{h2 \min}$	$A_{h1 \min} + A_{h2 \min}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{5\pi}{6}} \left(A_{h1 \min} + A_{h2 \min} e^{j\frac{\pi}{3}} \right)$

Ступінь свободи γ у загальному рішенні (14) може бути застосовано для оптимізації симетричних складових \bar{m}_d і \bar{m}_i з метою реалізації або максимального можливого коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму b (вхідної реактивної потужності \tilde{Q}_i) в функції активної потужності \tilde{P} і вихідної реактивної потужності \tilde{Q}_o [4], або максимального можливого коефіцієнта передачі напруги q у функції φ_i і φ_o [7]. При цьому передбачається, що зсув фаз між вихідними напругою і струмом φ_o не залежить від алгоритму керування МП і визначається лише параметрами навантаження, тому цей зсув є незалежним параметром у виразі (14).

У запропонованому алгоритмі не передбачена роль вільного параметра γ , тобто для вибраних значень симетричних складових \bar{m}_d і \bar{m}_i (14) знаходиться значення нульової складової \bar{m}_0 , необхідне для екстремального розташування векторів \bar{m}_h (15) на межах області існування. Як показано вище, обидва параметри r і γ регулюють відстань координат кінців векторів \bar{m}_h відносно напрямку вектора $e^{j\theta_i}$ по синусоїдальному закону в залежності від θ_o та φ_o . Екстремальні значення \bar{m}_d і \bar{m}_i , таким чином, залежать від максимальної амплітуди згаданої синусоїди при довільному значенні аргументу, яка не призводить до порушення меж існування векторів \bar{m}_h . Оскільки метою роботи є максимізація параметра r , то доцільно прийняти за оптимальне значення $\gamma=0$, і тоді згадана максимальна амплітуда дорівнюватиме максимальному можливному значенню параметра r .

Вищезгадана нелінійна залежність \bar{m}_d і \bar{m}_i від φ_o у виразі (14) обумовлює числове рішення для знаходження меж їхнього існування. Відомі лише принципові обмеження, які випливають з балансу потужностей [4]–[6]: $q^2(1 + \tan \varphi_i) \leq 3/4$, $q + |b| \leq 1$.

Якщо обчислені згідно з викладеним алгоритмом відносні тривалості m_{hk} не задовольняють умовам (2) при довільних кутових положеннях θ_i і θ_o просторових векторів вхідної та вихідної напруг відповідно, то це означає, що сполучення параметрів q , φ_o і φ_i ($\varphi_i = \arctan(r / \cos \varphi_o)$) у виразі (14) не може

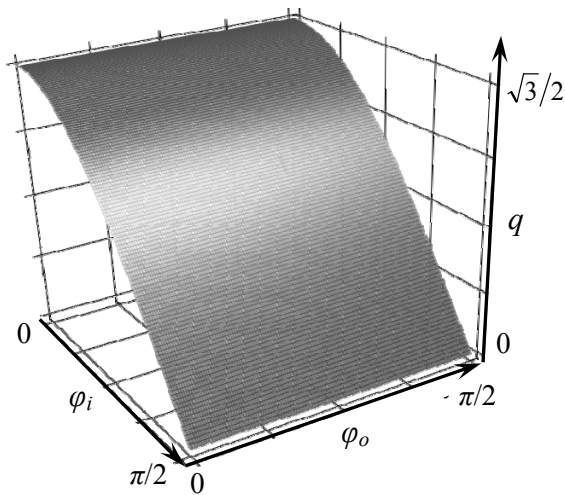


Рис. 3

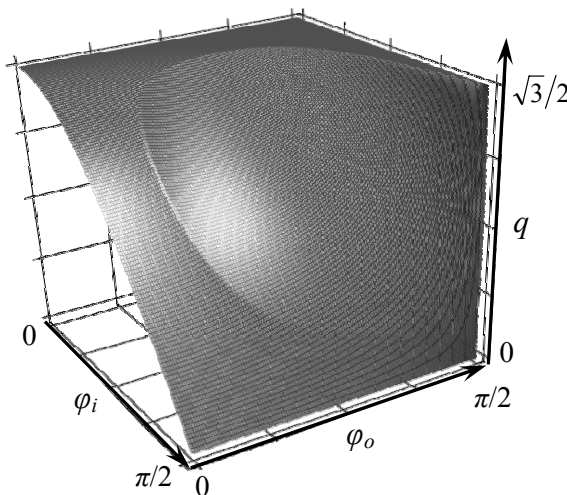


Рис. 4

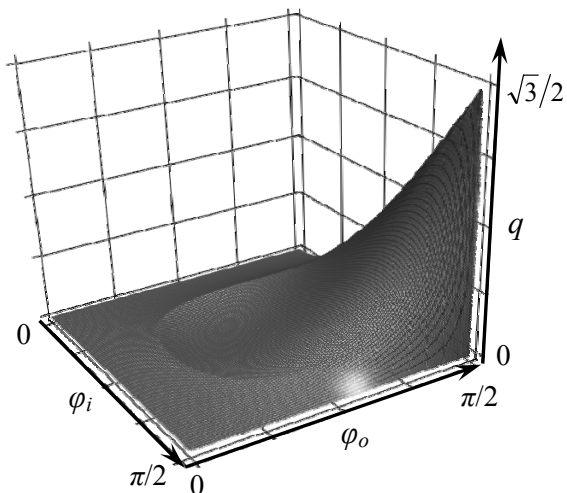


Рис. 5

бути реалізовано, отже, один з параметрів q або φ_i потрібно зменшувати. Числовий розрахунок може виконуватися способами оптимальних послідовних наближень. Можливо також керуватися при завданні параметрів апроксимацією максимальних значень згідно з [4].

Розрахунок і побудова поверхні максимальних значень вхідної реактивної потужності в функції активної і вихідної реактивної потужностей за допомогою запропонованого алгоритму [1, 2] співпадає з відомими і встановленими іншими способами результатами [4–6], що підтверджує виправданість прийняття за оптимальне нульового значення вільного члена в загальному рішенні (14). Перевірка алгоритму для деяких фіксованих значень цього члена ($\gamma \neq 0$), запропонованого в [4], також підтверджує зроблений висновок.

Алгоритм, запропонований раніше у [5, 6], розраховує A_{hk} у такий спосіб, який розташовує кінці векторів керуючих функцій геометрично рівновіддалено від границь обмежуючого трикутника. В результаті такого розташування алгоритм має гладкі криві керуючих функцій та найнижче значення амплітуди нульової послідовності вихідних напруг, а також високоякісні показники вихідної напруги та вхідного струму МП. Це досягається завдяки тому, що на кожному циклі ШІМ в комутаціях беруть участь всі дев'ять ключів МП. Недоліками такого алгоритму є близьке розташування кінців векторів керуючих функцій до границь обмежуючого трикутника (гранично малі відносні тривалості застосування ключів МП), а також відносна складність способу їхнього розрахунку. Це унеможливує реалізацію розрахованих відносних тривалостей, а також не дозволяє реалізувати перетворювач на високих частотах ШІМ з відповідною швидкістю відпрацювання. Запропонований спосіб примусової імплантації кінців векторів керуючих функцій на границі обмежуючого трикутника дозволяє значно зменшити середню кількість комутацій ключів МП на циклах ШІМ і при цьому має простішу реалізацію. Виходячи з останнього, для досягнення запропонованим у цій роботі алгоритмом відповідних показників якості вихідних параметрів МП достатньо збільшити частоту ШІМ, завдяки чому також буде збільшено швидкість відпрацювання заданих параметрів.

Для підтвердження працездатності та порівняння алгоритму, що пропонується, з алгоритмом розширення діапазону регулювання МП, запропонованим у [7], виконано розрахунок та побудову поверхні макси-

мальних значень коефіцієнта передачі напруги в залежності від кутових зсувів фаз між вхідними та вихідними напругами та струмами відповідно. На рис. 3 показано поверхню для традиційної стратегії модуляції, на рис. 4 – для запропонованого методу, на рис. 5 – поверхню, яка є результатом віднімання однієї від іншої, тобто різницею, що демонструє розширення діапазону регулювання за допомогою запропонованого алгоритму. Порівняння цих поверхонь з наведеними в [7] свідчить про тотожність результатів в обох випадках і підтверджує ефективність запропонованого алгоритму.

Висновки.

Запропонований підхід формалізує і спрощує процес формування матриці керуючих функцій МП шляхом безпосереднього завдання потрібних коефіцієнтів передачі напруги і реактивної складової вхідного струму МП та необхідної для їхньої реалізації складової нульової послідовності керуючих функцій. Розроблений алгоритм зведено до простих математичних дій з розрахунку керуючих функцій і їхнього коригування після визначення мінімальних значень для поточного сектора розташування просторового вектора вхідної напруги.

Траєкторії примусового руху кінців двох просторових векторів керуючих функцій вздовж сторін обмежувального трикутника супроводжуються обнуленням відповідних матричних коефіцієнтів і виведенням з роботи двох ключів з дев'яти, що зменшує усереднену частоту комутацій силових ключів МП і відповідні комутаційні втрати.

Вільний член у розв'язку передатних рівнянь не впливає на досягнення максимального об'єму фігури у тривимірному просторі з координатами параметрів керування та навантаження (коефіцієнти передачі напруги і струму та вихідний зсув фаз) і для спрощення розрахунків може прирівнюватися до нуля. Бажаний результат досягається за рахунок ступенів свободи, які має згадана нульова послідовність симетричних складових просторових векторів керуючих функцій.

Проблематика реалізації заданих параметрів керування МП із застосуванням ненульового вільного члена в розв'язку передатних рівнянь може розглядатися і аналізуватися, наприклад, з точки зору впливу на подальшу оптимізацію комутаційних процесів або мінімізацію нульової складової вихідної напруги МП, яка безпосередньо пов'язана з нульовою складовою просторових векторів керуючих функцій.

1. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Керування вхідною реактивною потужністю матричних перетворювачів // Технічна електродинаміка. – 2014. – №3. – С. 33–41.
2. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Matrix converter control strategy maximizing reactive power transfer // Proceeding of the International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). – Kyiv (Ukraine). – June 02-06, 2014. – Pp. 26–31.
3. 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.
4. Igney J. and Braun M. Space vector modulation strategy for conventional and indirect matrix converters // Proceeding of the European Conference on Power Electronics Applications (EPE). – Dresden (Germany). – 2005. – Pp. 1–10.
5. 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.
6. 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.
7. Zarri L., Mengoni M., Toni A., Ojo J.O. Range of the linear modulation in matrix converters // IEEE Trans. on Power Electronics. – June 2014. – Vol. 29. – No. 6. – Pp. 3166–3178.

УДК 621.314

МАКСИМИЗАЦИЯ ДИАПАЗОНА УПРАВЛЕНИЯ МАТРИЧНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

В.М.Михальский, докт.техн.наук, **В.Н.Соболев**, канд.техн.наук, **В.В.Чопик**, канд.техн.наук **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 для достижения максимального объема условной фигуры, ограниченной поверхностью максимальных значений коэффициента передачи напряжения в координатах сдвига фаз между напряжением и током на входе и выходе. Анализ выполнен на базе векторного представления всех дискретных величин математической модели преобразователя. Предложена соответствующая стратегия модуляции и алгоритм непосредственного управления совокупностью коэффициента передачи напряжения и коэффициента передачи реактивной составляющей входного тока в функции выходного коэффициента мощности путем прямого задания необходимых параметров пространственных векторов управляющих функций. Приведены результаты моделирования. Библ. 7, табл. 1, рис. 5.

Ключевые слова: матричный преобразователь, коэффициент передачи напряжения, входная и выходная реактивные мощности.

MAXIMIZING THE CONTROL RANGE OF A MATRIX CONVERTER

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

The features of the matrix converter control to achieve the maximum volume of the surface, which is limited by the maximum values of the voltage transfer ratio in coordinates of the phase shift between voltage and current on the input and output have been considered. The analysis is realized based on a vector representation of all discrete values of the mathematical model of the converter. An appropriate modulation strategy and an algorithm for direct control of a set of voltage transfer ratio and the transfer ratio of the reactive component of the input current as a function of output power factor by direct assignment of the required parameters of the duty-cycle space vectors has been proposed. The simulation results are presented.

References 7, table 1, figures 5.

Key words: matrix converter, voltage transfer ratio, input and output reactive power.

1. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Shapoval I.A., Chopyk V.V. Control of a matrix converter input reactive power // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2014. – No. 3. – Pp. 33–41. (Ukr)

2. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y., Shapoval I.A. Matrix converter control strategy maximizing reactive power transfer // Proceeding of the International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). – Kyiv (Ukraine). – June 02-06, 2014. – Pp. 26–31.

3. 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.

4. Igney J. and Braun M. Space vector modulation strategy for conventional and indirect matrix converters // Proceeding of the European Conference on Power Electronics Applications (EPE). – Dresden (Germany). – 2005. – Pp. 1–10.

5. 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.

6. 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.

7. Zarri L., Mengoni M., Toni A., Ojo J.O. Range of the linear modulation in matrix converters // IEEE Trans. on Power Electronics. – June 2014. – Vol. 29. – No. 6. – Pp. 3166–3178.

Надійшла 25.06.2014