

УДК 621.314

ПОЛІПШЕННЯ ФОРМИ ВХІДНИХ СТРУМІВ МАТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ В УМОВАХ СИМЕТРИЧНОЇ СИНУСОЇДАЛЬНОЇ СИСТЕМИ НАПРУГ МЕРЕЖІ ЖИВЛЕННЯ ТА НЕСИМЕТРИЧНОГО НАВАНТАЖЕННЯ

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

Запропоновано і досліджено спосіб керування матричним перетворювачем (МП), який базується на загальному алгоритмі регулювання вхідної реактивної потужності і спрямований на поліпшення якості вхідних струмів в умовах несиметричного навантаження при живленні від неспотвореної симетричної системи напруг. З цією метою розглянуто процес формування просторового вектора вхідного струму як суми його прямої і зворотної симетричних складових. Аналітично визначено розмах динамічної модуляції реактивної складової вхідного струму як параметра керування перетворювачем в залежності від постійної і змінної складових миттєвої потужності або ступеня несиметрії навантаження і вихідного зсуву фаз. Дієвість запропонованого підходу продемонстровано моделюванням вхідних струмів МП з урахуванням реальних умов комутацій і дискретного формування цих струмів. Бібл. 10, табл. 1, рис. 6.

Ключові слова: матричний перетворювач, вхідний струм, миттєва потужність, несиметрія навантаження.

Вступ. Від самого початку інтенсивного дослідження матричних перетворювачів відомі властивості їм недоліки, які обумовлені їхніми ж достоїнствами і перевагами і відсутністю у силовій схемі проміжних накопичувачів електроенергії. МП чутливі до несиметрії/спотворення напруг мережі живлення та несиметрії навантаження, що проявляється у спотворенні форми споживаних з мережі струмів. Цей аспект повинен враховуватися при виборі стратегії модуляції. Його розглянуто у численних публікаціях, наприклад, у відомих роботах [5–8], [10]. Пропозиції щодо поліпшення форми вхідних струмів МП, які перегукуються з підходами, запропонованими в даній статті, викладено у тому числі у [2].

Загальною базою для цих пропозицій є регулювання реактивної потужності шляхом безпосереднього завдання коефіцієнта передачі вихідного струму у реактивну складову вхідного струму та його динамічна модуляція на періоді частоти мережі живлення, що не впливає на забезпечення потрібної для навантаження активної потужності. Цей коефіцієнт входить до складу елементів матриці керуючих функцій силовими ключами МП.

Динамічна модуляція полягає у виборі напрямку опорного вектора, що співпадає з напрямком просторового вектора вхідного струму, його прив'язки до деякого іншого вектора або векторів і визначення особливостей розташування цього опорного вектора в процесі керування. Зокрема, при живленні МП від несиметричної системи напруг було запропоновано деякі варіанти використання з цією метою симетричної складової напруги зворотної послідовності [2], [5]–[8], [10].

Іншою основою, що використана у даній роботі, є елементи теорії миттєвих потужностей та їхнього балансу на вході та виході МП [3]. Аналогічною за замислом і метою є публікація [4], сконцентрована на побудові відповідної до методу модуляції з урахуванням складових миттєвої потужності системи керування МП. У даній статті розроблено методику аналітичного визначення коефіцієнта передачі для реактивної складової вхідного струму як параметра керування та основного важеля впливу на якість цього струму.

Метою статті є розробка способу керування МП на загальній базі алгоритму регулювання вхідної реактивної потужності [1], [2], [9], який спрямовано на поліпшення якості вхідних струмів МП в умовах несиметричного навантаження і симетричної системи неспотворених напруг мережі живлення.

© Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А., 2016

*ID <http://orcid.org/0000-0002-8251-3111>;

**ID <http://orcid.org/0000-0002-9107-5061>

Змінні стану матричного перетворювача (рис. 1), якими є вихідні напруги u_{oh} та вхідні струми 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 $h=1,2,3$ – номери вихідних фаз МП, $k=1,2,3$ – номери вхідних фаз, m_{hk} – елементи матриці керуючих функцій, які задовольняють умовам

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

Для цих елементів отримано наступний вираз [1], [2], [8], [9]:

$$m_{hk} = A_{hk} + m_{0k}, \quad (3)$$

де
$$A_{hk} = \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \operatorname{Re} \left\{ e^{j(k-1)\frac{2\pi}{3}} \left(e^{j\theta_i} q \cos \left[\theta_o - (h-1)\frac{2\pi}{3} \right] - jb \cos \left[\theta_o - \varphi_o - (h-1)\frac{2\pi}{3} \right] \right) \right\}, \quad (4)$$

$$b = q \cos \varphi_o \tan \varphi_i \quad (5)$$

– коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму, q – коефіцієнт передачі напруги, θ_i і θ_o – поточні значення кутових положень просторових векторів вхідної та вихідної напруг, φ_o та φ_i – поточні кути зсуву фаз між просторовими векторами напруги та струму на виході та на вході МП, m_{0k} – складові нульової послідовності просторових векторів керуючих функцій, які згідно із запропонованим алгоритмом визначаються з таблиці

Сектор	m_{0k}	m_{01}	m_{02}	m_{03}
I ∨ IV: $\theta_i \in [0, \pi/3] \vee [\pi, 4\pi/3]$		$-A_{h1\min}$	$A_{h1\min} + A_{h3\min}$	$-A_{h3\min}$
II ∨ V: $\theta_i \in [\pi/3, 2\pi/3] \vee [4\pi/3, 5\pi/3]$		$A_{h2\min} + A_{h3\min}$	$-A_{h2\min}$	$-A_{h3\min}$
III ∨ VI: $\theta_i \in [2\pi/3, \pi] \vee [5\pi/3, 2\pi]$		$-A_{h1\min}$	$-A_{h2\min}$	$A_{h1\min} + A_{h2\min}$

У випадку, коли просторовий вектор вихідного струму МП \vec{i}_o відомий, просторовий вектор вхідного струму дорівнює [1], [9]

$$\vec{i}_i = (q \cos \varphi_o - jb) \hat{I}_o e^{j\theta_i} = [1 - j \tan \varphi_i] \hat{I}_o \cos \varphi_o, \quad (6)$$

де \hat{I}_o – модуль просторового вектора вихідного струму.

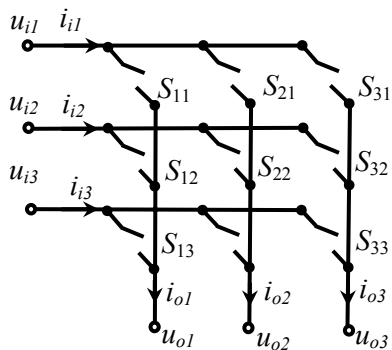


Рис. 1

Для визначення параметра b скористаємося балансом миттєвих потужностей на вході та виході МП. Спочатку представимо вирази, що відповідають загальному випадку при наявності несиметричних трифазних систем напруг та струмів. Просторові вектори напруги та струму розкладаються в цьому випадку на симетричні складові

$$\vec{u} = \vec{u}_p + \vec{u}_n^* = \vec{U}_p e^{j\omega t} + \vec{U}_n^* e^{-j\omega t} = \hat{U}_p e^{j(\omega t + \phi_p)} + \hat{U}_n e^{-j(\omega t + \phi_n)}, \quad (7)$$

де $\vec{U}_p = \frac{1}{3} \sum_{l=1}^3 \hat{U}_l e^{j[\phi_l + (l-1)2\pi/3]} = \hat{U}_p e^{j\phi_p}$, $\vec{U}_n = \frac{1}{3} \sum_{l=1}^3 \hat{U}_l e^{j[\phi_l + (1-l)2\pi/3]} = \hat{U}_n e^{j\phi_n}$,

l – номер фази, \hat{U} – амплітуда напруги, ϕ – початкова фаза напруги, значок * позначає комплексно сполучену величину, індекси p, n відповідають складовим прямої і оберненої послідовностей відповідно.

$$\vec{i} = \vec{i}_p + \vec{i}_n^* = \vec{I}_p e^{j\omega t} + \vec{I}_n^* e^{-j\omega t} = \hat{I}_p e^{j(\omega t + \varphi_p)} + \hat{I}_n e^{-j(\omega t + \varphi_n)}, \quad (8)$$

де φ – початкова фаза струму.

У загальному випадку миттєва потужність дорівнює

$$p = \frac{3}{2} \vec{u} \bullet \vec{i} = \frac{3}{4} (\vec{u}_p^* + \vec{u}_n^* \vec{i}) = \frac{3}{4} [(\vec{u}_p + \vec{u}_n^*)(\vec{i}_p + \vec{i}_n) + (\vec{u}_p^* + \vec{u}_n)(\vec{i}_p + \vec{i}_n^*)] = \bar{p} + \tilde{p}, \quad (9)$$

де постійна (усереднена) складова потужності

$$\bar{p} = \frac{3}{4}(\bar{U}_p \bar{I}_p^* + \bar{U}_n \bar{I}_n^* + \bar{U}_p^* \bar{I}_p + \bar{U}_n^* \bar{I}_n) = \frac{3}{2}[\hat{U}_p \hat{I}_p \cos(\phi_p - \vartheta_p) + \hat{U}_n \hat{I}_n \cos(\phi_n - \vartheta_n)], \quad (10)$$

а змінна (з подвійною частотою) складова потужності

$$\begin{aligned} \tilde{p} &= (\bar{U}_p \bar{I}_n + \bar{U}_n \bar{I}_p) e^{j2\omega t} + (\bar{U}_p^* \bar{I}_n^* + \bar{U}_n^* \bar{I}_p^*) e^{-j2\omega t} = \\ &= \frac{3}{2}[\hat{U}_p \hat{I}_n \cos(2\omega t + \phi_p + \vartheta_n) + \hat{U}_n \hat{I}_p \cos(2\omega t + \phi_n + \vartheta_p)] = p - \bar{p}. \end{aligned} \quad (11)$$

Якщо домінує пряма симетрична складова напруги $\hat{U}_p \gg \hat{U}_n$, а зворотна симетрична складова присутня тільки в струмі, то

$$\bar{p} = \frac{3}{2} \hat{U}_p \hat{I}_p \cos(\phi_p - \vartheta_p) = \frac{3}{2} \hat{U}_p \hat{I}_p \cos \varphi_p, \quad \tilde{p} = \frac{3}{2} \hat{U}_p \hat{I}_n \cos(2\omega t + \phi_p + \vartheta_n) = \frac{3}{2} \hat{U}_p \hat{I}_n \cos(2\omega t + \varphi_n), \quad (12, 13)$$

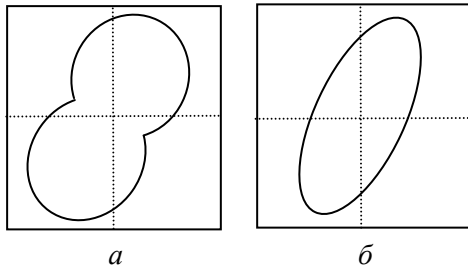


Рис. 2

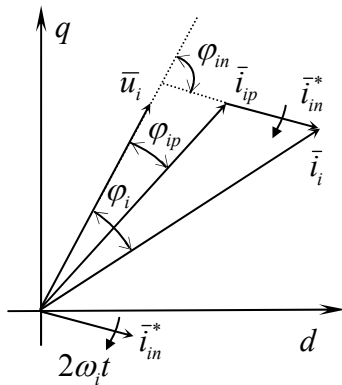


Рис. 3

Розглянемо випадок, коли забезпечено синусоїдальні симетричні системи напруг на вході та виході МП (це означає, що відсутні складові зворотної послідовності) при несиметричному навантаженні, тобто при несиметричній системі вихідних струмів. При традиційній стратегії модуляції з постійним кутом зсуву між вхідними просторовими векторами напруги та струму змінна складова миттєвої потужності генерується лише за рахунок змінної амплітуди вектора вхідного струму, що викликає гармонічні спотворення. Якщо ця складова потужності забезпечується шляхом формування симетричних складових прямої і зворотної послідовностей вхідного струму, то годограф вектора вхідного струму описую еліпс і вищі гармоніки відсутні, тобто система вхідних струмів МП несиметрична, проте синусоїдальна. Приклад годографів векторів спотворених та синусоїдальних струмів представлено на рис. 2, а і б відповідно.

На рис. 3 показано формування просторового вектора вхідного струму МП у системі координат $d-q$ як суми $\bar{i}_i = \bar{i}_{ip} + \bar{i}_{in}^*$.

Баланс постійних та змінних складових миттєвої потужності \bar{p}_i і \tilde{p}_o та \tilde{p}_i і \tilde{p}_o на вході та виході МП відповідно, як впливає з (12) і (13), виглядає наступним чином:

$$\frac{3}{2} \hat{U}_i \hat{I}_{ip} \cos \varphi_{ip} = \frac{3}{2} \hat{U}_o \hat{I}_{op} \cos \varphi_{op}, \quad (14)$$

$$\frac{3}{2} \hat{U}_i \hat{I}_{in} \cos(2\omega t + \varphi_{in}) = \frac{3}{2} \hat{U}_o \hat{I}_{on} \cos(2\omega t + \varphi_{on}) = p_o - \bar{p}_o, \quad (15)$$

де \hat{U}_i , \hat{U}_o , ω_i , ω_o – амплітуди та кутові частоти просторових векторів вхідної та вихідної напруг, \hat{I}_{ip} , \hat{I}_{op} , \hat{I}_{in} , \hat{I}_{on} – амплітуди просторових векторів вхідного та вихідного струмів прямої та зворотної послідовностей, φ_{ip} , φ_{op} , φ_{in} , φ_{on} – зсуви фаз між згаданими векторами напруг та струмів на вході та виході, $p_o = \sum_{h=1}^3 u_{oh} i_{oh}$ (рис. 1).

Знайдемо косинусоїдальні та синусоїдальні складові вектора вхідного струму зворотної послідовності відносно вектора вхідної напруги МП. Для цього множимо змінну складову миттєвої потужності на $\cos 2\omega t$ та $\sin 2\omega t$:

$$\tilde{p}_i \cos 2\omega t = \frac{3}{4} \hat{U}_i \hat{I}_{in} [\cos(4\omega t + \varphi_{in}) + \cos \varphi_{in}]. \quad (16)$$

Виходячи з балансу потужностей (15), отримаємо

$$\hat{I}_{in} \cos \varphi_{in} = \frac{4 \tilde{p}_o \cos 2\omega_i t}{3 \hat{U}_i} - \hat{I}_{in} \cos(4\omega_i t + \varphi_{in}). \quad (17)$$

Аналогічно для іншої складової струму

$$\tilde{p}_i \sin 2\omega_i t = \frac{3}{4} \hat{U}_i \hat{I}_{in} [\sin(4\omega_i t + \varphi_{in}) - \sin \varphi_{in}], \quad (18)$$

$$\hat{I}_{in} \sin \varphi_{in} = -\frac{4 \tilde{p}_o \sin 2\omega_i t}{3 \hat{U}_i} + \hat{I}_{in} \sin(4\omega_i t + \varphi_{in}). \quad (19)$$

Внаслідок умовної низькочастотної фільтрації сигналів $\tilde{p}_o \cos 2\omega_i t$ та $\tilde{p}_o \sin 2\omega_i t$, тобто нехтуючи гармонічними складовими з частотою $4\omega_i$, замість виразів (17) і (19) отримаємо

$$\hat{I}_{in} \cos \varphi_{in} = \frac{4 \tilde{p}_o \cos 2\omega_i t}{3 \hat{U}_i}, \quad \hat{I}_{in} \sin \varphi_{in} = -\frac{4 \tilde{p}_o \sin 2\omega_i t}{3 \hat{U}_i}. \quad (20, 21)$$

Це означає, що визначено координати вектора \bar{i}_{in}^* відносно просторового вектора вхідної напруги \bar{u}_i (рис. 3), у тому числі його амплітуду, що з урахуванням (15) дорівнює

$$\hat{I}_{in} = \frac{4 \tilde{p}_o}{3 \hat{U}_i} = 2q \hat{I}_{on} \cos(2\omega_o t + \varphi_{on}). \quad (22)$$

Загалом просторовий вектор вхідного струму зворотної послідовності в системі координат $d-q$ (рис. 3) описується виразом

$$\bar{i}_{in}^* = \hat{I}_{in} e^{-j2\omega_o t} = 2q \hat{I}_{on} \cos(2\omega_o t + \varphi_{on}) e^{-j2\omega_o t}. \quad (23)$$

Як випливає з виразів (5), (6), (23) та рис. 3, амплітуди і кутове положення векторів \bar{i}_{in}^* та \bar{i}_i відносно вектора напруги \bar{u}_i , а також коефіцієнт передачі струму b не є постійними, а змінюються у часі, що і представляє собою динамічну модуляцію.

З урахуванням (14), (15), (20), (21) та геометричної конфігурації векторів на рис. 3 можна за-

писати

$$\operatorname{tg} \varphi_i = \frac{\hat{I}_{ip} \sin \varphi_{ip} + \hat{I}_{in} \sin \varphi_{in}}{\hat{I}_{ip} \cos \varphi_{ip} + \hat{I}_{in} \cos \varphi_{in}} = \frac{\bar{p}_o \operatorname{tg} \varphi_{ip} - \frac{4}{3} \tilde{p}_o \sin 2\omega_i t}{\bar{p}_o \cos \varphi_{ip} + \frac{4}{3} \tilde{p}_o \cos 2\omega_i t}, \quad (24)$$

а після деяких перетворень отримати в підсумку

$$\operatorname{tg} \varphi_i = \frac{\cos \varphi_{op} \operatorname{tg} \varphi_{ip} - 2k_I \cos(2\omega_o t + \varphi_{on}) \sin 2\omega_i t}{\cos \varphi_{op} \cos \varphi_{ip} + 2k_I \cos(2\omega_o t + \varphi_{on}) \cos 2\omega_i t}, \quad (25)$$

де $k_I = \hat{I}_{on} / \hat{I}_{op}$ – коефіцієнт несиметрії струмів навантаження, φ_{ip} – бажаний фазовий зсув на вході МП.

Таким чином, досягнуто наступний результат – на підставі відомих (вимірюваних) струмів навантаження з усіма їхніми параметрами або постійної і змінної складових миттєвих потужностей навантаження можливо аналітичним шляхом задавати параметри функцій керування (3), (4), (5), регулювати і розраховувати вхідний струм МП (6).

На рис. 4 – рис. 6 проілюстровано результати моделювання за умов: $\omega_o / \omega_i = 1$; $k_I = 0,4$; $q=0,6$; $\cos \varphi_o = 0,8$; $\cos \varphi_i = 1$; $\varphi_{on} = \pi/2$. На рис. 4 показано коефіцієнти передачі напруги та реактивної складової вхідного струму, на рис. 5 – годографи просторових векторів прямої і зворотної симетричних складових вхідного струму та їхньої суми, тобто результуючого просторового вектора вхідного струму. Криві миттєвих значень вхідних фазних струмів на рис. 6 відповідають випадку несиметричного навантаження: на рис. 6, а – при керуванні за традиційною стратегією керування з постійним кутом зсуву між вхідними просторовими векторами напруги та струму, на рис. 6, б – при ке-

руванні за запропонованим способом з введенням зворотної симетричної складової.

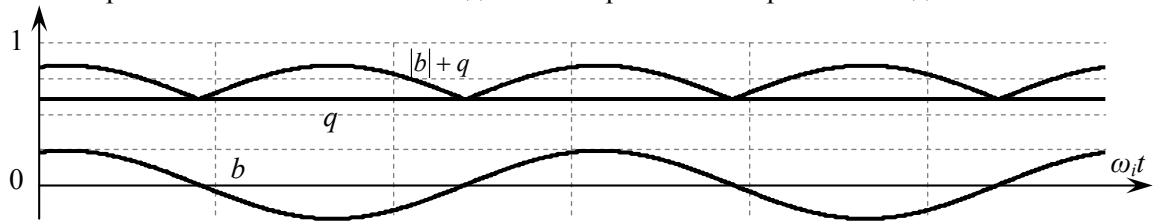


Рис. 4

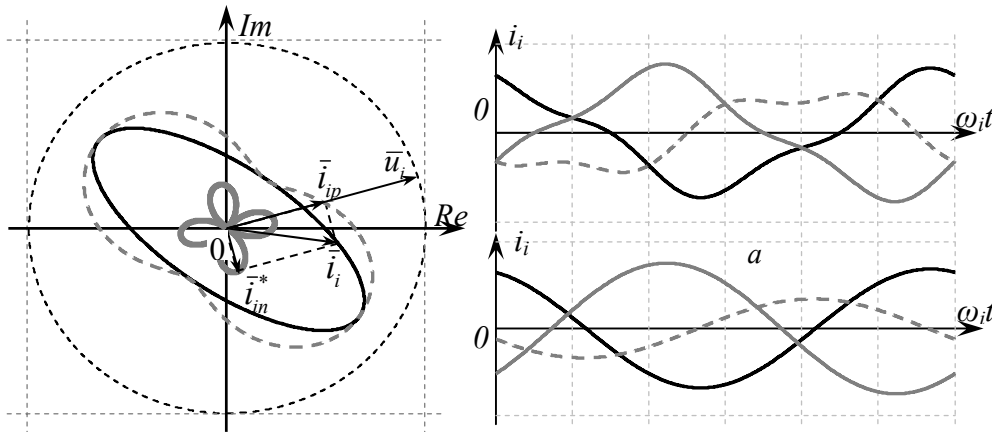


Рис. 5

Рис. 6

Висновки.

Підтверджено дієвість динамічної модуляції для поліпшення форми вхідних струмів МП при несиметричному навантаженні. Як і в розглянутому раніше варіанті живлення перетворювача від несиметричної системи синусоїдальних напруг, динамічна модуляція полягає у виборі напрямку просторового вектора вхідного струму з використанням симетричної складової зворотної послідовності, але цього разу не вхідної напруги, а вхідного струму. Запропонований спосіб формування вхідного струму МП зводиться до визначення поточного фазового зсуву просторового вектора вхідного струму відносно просторового вектора вхідної напруги у функції складових миттєвих потужностей або струмів навантаження і задавання коефіцієнта передачі поточного вектора вихідного струму в реактивну складову вектора вхідного струму як параметра регулювання для системи керування МП. Наведено аналітичні вирази для розрахунку цього параметра. Позитивний ефект продемонстровано на прикладі моделювання.

1. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Максимізація діапазону керування матричними перетворювачами // Технічна електродинаміка. – 2015. – №1. – С. 7–13.
2. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах несиметричної та/або несинусоїдальної системи напруг мережі живлення // Технічна електродинаміка. – 2015. – №3. – С. 17–24.
3. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. – Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007. – 379 p.
4. Ali S., Wolfs P. An improved modulation method for matrix converters with unbalanced output loading // Proceedings of the 2014 Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC 2014. – Perth (Western Australia). – 28 September-1st October, 2014. – Pp. 1–6.
5. Blaabjerg F., Casadei D., Klumpner C., Matteini M. Comparison of two current modulation strategies for matrix converters under unbalanced input voltage conditions // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Vol. 49. – No 2. – April, 2002. – Pp. 289–295.
6. Casadei D., Serra G., Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance // Proc. of IEEE-IECON '95, Orlando, Florida, 6-10 Nov. 1995. – Vol. I. – Pp. 457–462.
7. Casadei D., Serra G., Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 1998. – Vol. 45. – No 3. – Pp. 401–411.
8. Casadei D., Serra G., Tani A. A general approach for the analysis of the input power quality in matrix converters // Proc. IEEE-PESC '96, Baveno, Italy, June 23-27, 1996. – Vol. II. – Pp. 1128–1134.
9. 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.

10. Nielsen P., Casadei D., Serra G., Tani A. Evaluation of the input current quality by three different modulation strategies for SVM controlled matrix converters with input voltage unbalance // Proc. of IEEE-PEDES '96, New Delhi, India, Jan. 8-11, 1996. – Vol. II. – Pp. 794–800.

УДК 621.314

УЛУЧШЕНИЕ ФОРМЫ ВХОДНЫХ ТОКОВ МАТРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ СИММЕТРИЧНОЙ СИНУСОИДАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НАПРЯЖЕНИЙ СЕТИ ПИТАНИЯ И НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКИ

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

Предложен и исследован способ управления матричным преобразователем (МП), который базируется на общем алгоритме регулирования входной реактивной мощности и направлен на улучшение качества входных токов в условиях несимметричной нагрузки при питании от неискаженной симметричной системы напряжений. С этой целью рассмотрен процесс формирования пространственного вектора входного тока как суммы его прямой и обратной симметричных составляющих. Аналитически определен размах динамической модуляции реактивной составляющей входного тока как параметра управления преобразователем в зависимости от постоянной и переменной составляющих мгновенной мощности или степени несимметрии нагрузки и выходного сдвига фаз. Действенность предложенного подхода продемонстрировано моделированием входных токов МП с учетом реальных условий коммутаций и дискретного формирования этих токов. Библи. 10, табл. 1, рис. 6.

Ключевые слова: матричный преобразователь, входной ток, мгновенная мощность, несимметрия нагрузки.

IMPROVEMENT OF THE INPUT CURRENT WAVEFORMS OF A MATRIX CONVERTER IN THE CASE OF BALANCED SINUSOIDAL POWER SUPPLY VOLTAGES AND UNBALANCED LOAD

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 matrix converter (MC) control method based on the general algorithm of input reactive power regulation is aimed to improve the quality of the input currents in conditions of unbalanced load when powered by undistorted balanced voltage system has been proposed and studied. For this purpose, the formation of the input current space vector as the sum of its active and reactive symmetrical components has been considered. The scope of the dynamic modulation of reactive component of the input current as converter control parameter depending on constant and variable components of the instantaneous power or on the degree of unbalance of the load and the output phase shift has been analytically determined. The effectiveness of the proposed approach is approved by the MC input currents simulation taking into account the actual conditions of switching and discrete formation of these currents. References 10, table 1, figures 6.

Key words: matrix converter, input current, reactive power, unbalanced load.

1. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Maximizing the control range of a matrix converter // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2015. – No 1. – Pp. 7–13. (Ukr)
2. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Improvement of the input current waveforms of a matrix converter under unbalanced and/or nonsinusoidal input voltage conditions // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2015. – No 3. – Pp. 17–24. (Ukr)
3. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. – Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007. – 379 p.
4. Ali S., Wolfs P. An improved modulation method for matrix converters with unbalanced output loading // Proceedings of the 2014 Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC 2014. – Perth (Western Australia). – 28 September-1st October, 2014. – Pp. 1–6.
5. Blaabjerg F., Casadei D., Klumpner C., Matteini M. Comparison of two current modulation strategies for matrix converters under unbalanced input voltage conditions // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – April, 2002. – Vol. 49. – No 2. – Pp. 289–295.
6. Casadei D., Serra G., Tani A. A general approach for the analysis of the input power quality in matrix converters // Proc. IEEE-PESC '96, Baveno, Italy, June 23-27, 1996. – Vol. II. – Pp. 1128–1134.
7. Casadei D., Serra G., Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance // Proc. of IEEE-IECON '95, Orlando, Florida, 6-10 Nov, 1995. – Vol. I. – Pp. 457–462.
8. Casadei D., Serra G., Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Vol. 45. – No 3. – June, 1998. – Pp. 401–411.
9. 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.
10. Nielsen P., Casadei D., Serra G., Tani A. Evaluation of the input current quality by three different modulation strategies for SVM controlled matrix converters with input voltage unbalance // Proc. of IEEE-PEDES '96, New Delhi, India, Jan. 8-11, 1996. – Vol. II. – Pp. 794–800.

Надійшла 22.01.2016
Остаточний варіант 25.01.2016