

УДК 621.313

В. В.Чопик

Институт электродинамики НАН Украины, м. Київ, Україна. E-Mail: diacid@ua.fm

РОЗШИРЕННЯ ДІАПАЗОНУ РЕГУЛЮВАННЯ ВХІДНОЇ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ МАТРИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПРИ ЗАСТОСУВАННІ В СКЛАДІ ПАРАЛЕЛЬНОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА

Рассмотрены преимущества применения матричных преобразователей (МП) в составе параллельных активных фильтров. Получены соотношения, позволяющие реализовать максимально возможный диапазон регулирования входной реактивной мощности МП. Предложен алгоритм управления МП с упрощенной процедурой расчета относительных длительностей применения стационарных состояний ключей. Библ. 3, рис. 1.

Ключевые слова: матричний преобразователь, активний фільтр, входна реактивна потужність

Розглянуто переваги застосування матричних перетворювачів (МП) в складі паралельних активних фільтрів. Отримано співвідношення, які дозволяють реалізувати максимально можливий діапазон регулювання вхідної реактивної потужності МП. Запропоновано алгоритм керування МП зі спрощеною процедурою розрахунку відносних тривалостей застосування стаціонарних станів ключів Бібл. 3, рис. 1.

Ключові слова: матричний перетворювач, активний фільтр, вхідна реактивна потужність

Вступ

Широке впровадження напівпровідникових пристроїв та систем на їх основі поступово збільшує кількість нелінійних споживачів електроенергії, що негативно впливає на якість споживаного з мережі струму. Розробка спеціальних заходів для компенсації негативного впливу нелінійних споживачів є актуальним питанням в області енергозбереження. Застосування матричного перетворювача в складі активного фільтра (АФ), на відміну від автономних інверторів напруги, дозволяє відмовитись від використання значних накопичувачів енергії, а також забезпечувати двосторонній потік електроенергії. Іншою привабливою відмінністю є можливість прямого

включення двох незалежних трифазних мереж без проміжних перетворень (без організації ланки постійного струму). Запропоновані нижче стратегії керування матричним перетворювачем розширюють діапазон регулювання вхідної реактивної потужності для забезпечення електромагнітної сумісності всіх ланок системи «мережа-МП-навантаження».

Основний матеріал

Теоретичне обґрунтування. На рис. 1 схематично представлено варіанти реалізації систем паралельних активних фільтрів з використанням МП. Оскільки МП є перетворювачем напруги (з входу на вихід), та перетворювачем струму (з виходу на вхід), то його включення в схеми паралельного активного фільтра здійснюється так, що виходом перетворювача є точка підключення, в якій здійснюється паралельна компенсація струмів навантаження.

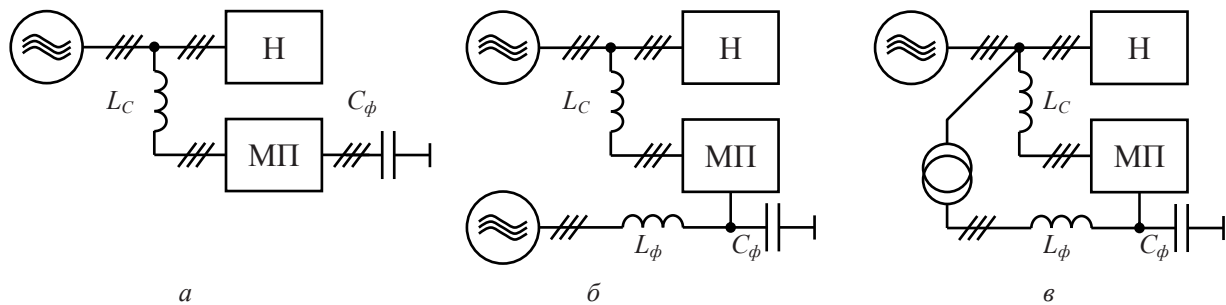


Рис. 1

Для обмеження пульсацій струму на виході МП встановлюються реактори L_c . На вході МП обов'язковим атрибутом є ємнісний фільтр C_ϕ для зменшення пульсацій вхідної напруги. На рис. 1 *а* показано реалізацію компенсатора без допоміжної мережі, рис. 1, *б* – з використанням допоміжної мережі, рис. 1, *в* - з використанням трансформатора, який гальванічно розв'язує вхід та вихід МП. В схемах на рис. 1 *б*, *в* ємнісний фільтр доповнено індуктивністю L_ϕ . Схема на рис. 1, *а* живиться від мережі, ємнісний накопичувач отримує початковий заряд від мережі та шляхом регулювання на ньому утримується заданий рівень напруги. При використанні алгоритмів керування МП, які забезпечують на вході коефіцієнт потужності, близький до одиниці, на ємнісному накопичувачі буде утворено трифазну систему напруг з нульовою частотою. Обертання вектора трифазної системи напруг на вході МП відбуватиметься тільки за рахунок споживання перетворювачем вхідного реактивного струму.

Для роботи компенсатора з використанням МП обов'язковою є наявність трифазної системи напруг, з амплітудою, що враховує максимальний коефіцієнт передачі МП, причому без споживання активної потужності. При використанні допоміжного джерела ЕРС (рис. 1, *б*, *в*) вхідний фільтр МП буде споживати деяке фіксоване значення реактивного струму, що залежить від параметрів фільтра та величини ємності. З іншого боку, використання збільшеної ємності фільтра необхідне для зменшення пульсацій вхідної напруги МП та поліпшення вихідних характеристик перетворювача. Таким чином, постає питання про необхідність регулювання реактивної складової вхідного струму МП в межах, які задаються споживанням реактивного струму вхідним фільтром. Для варіанту реалізації на рис. 1, *в* необхідною буде також компенсація струмів холостого ходу розв'язуючого трансформатора. Повна або часткова компенсація вхідного струму МП розвантажить допоміжне джерело, а в найкращому випадку взагалі дозволить йому працювати в режимі холостого ходу. Виходячи з останнього, можна стверджувати, що використання матричного перетворювача з розширеним діапазоном регулювання вхідної реактивної потужності зменшує втрати потужності та створює комфортні умови для роботи допоміжного джерела ЕРС активного фільтра. Відомі алгоритми керування МП з регулюванням вхідної реактивної потужності засновані на використанні додаткових ступенів свободи при розрахунку функцій керування ключами [3]. Також існують способи прямого формування вхідного реактивного струму з використанням нульових пауз на циклах широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) [1]. В лінійному діапазоні роботи МП основні обмеження, які визначають можливості регулювання вхідного струму, виходять з балансу миттєвих

$$\text{потужностей та коефіцієнтів передачі МП: } p_{a\delta} = \frac{3}{2} \Re(\bar{u}_{a\delta} \bar{i}_{a\delta}^*) = \frac{3}{2} \Re(\bar{u}_{a\delta\delta} \bar{i}_{a\delta\delta}^*) = p_{a\delta\delta}; \quad |\bar{u}_{a\delta\delta}| = q_u |\bar{u}_{a\delta}|$$

$$|\bar{i}_{a\delta}| = q_i |\bar{i}_{a\delta\delta}|; \quad q_u, q_i \in \left[0; \frac{\sqrt{3}}{2} \right], \quad (1)$$

де $p_{вх}, p_{вих}$ – миттєві потужності на вході та виході МП, \bar{u}, \bar{i} – просторові вектори напруг та струмів МП, q_u, q_i – коефіцієнти передачі за напругою та струмом відповідно. Усереднені на циклі ШІМ тривалості ввімкнених станів ключів МП мають відповідні обмеження:

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

Шляхом групування елементів матриці M за вихідними фазами їх можна представити векторами, що утворюють триножник:

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3}(\bar{a}^0 m_{h1} + \bar{a}^1 m_{h2} + \bar{a}^2 m_{h3}), \quad h = 1, 2, 3, \quad (3)$$

де $\bar{a} = e^{j2\pi/3}$. У відповідності з [3] система просторових векторів керуючих функцій може бути розкладена на пряму, зворотну та нульову послідовності, задання яких визначає алгоритм керування

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{1}{3}(m_1 + \bar{a}^1 m_2 + \bar{a}^2 m_3), \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3}(m_1 + \bar{a}^2 m_2 + \bar{a}^1 m_3), \\ \bar{m}_0 &= \frac{1}{3}(m_1 + m_2 + m_3). \end{aligned} \quad (4)$$

Пряма та зворотна послідовності (4) є рішеннями трансферних рівнянь, кожне окреме рішення яких оперує власними ступенями свободи та відповідними можливостями при керуванні вихідними параметрами МП. Рівняння (4) описують зв'язок між усередненими значеннями виключно за допомогою просторових векторів. Ці рівняння називаються трансферними (передатними):

$$\begin{aligned} \bar{u}_{out} &= \frac{3}{2}(\bar{m}_d \bar{u}_{in}^* + \bar{m}_i^* \bar{u}_{in}), \\ \bar{i}_{in} &= \frac{3}{2}(\bar{m}_d \bar{i}_{out}^* + \bar{m}_i^* \bar{i}_{out}), \end{aligned} \quad \text{де} \quad \begin{aligned} \bar{u}_{in} &= \hat{u}_{in} e^{j\alpha_{in}}, & \bar{u}_{out} &= \hat{u}_{out} e^{j\alpha_{out}}, & \alpha_{in} &= \omega_{in} t, \\ \bar{i}_{in} &= \hat{i}_{in} e^{j(\alpha_{in} - \varphi_{in})}, & \bar{i}_{out} &= \hat{i}_{out} e^{j(\alpha_{out} - \varphi_{out})}, & \alpha_{out} &= \omega_{out} t, \end{aligned} \quad (5)$$

де $\hat{u}_{in}, \hat{u}_{out}, \hat{i}_{in}, \hat{i}_{out}$ – модулі просторових векторів відповідних фізичних величин. Нульова послідовність вихідних напруг представлена наступним виразом:

$$u_0 = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) = \frac{1}{3} \Re(\bar{u}_{\hat{a}\hat{b}}(\bar{m}_1 + \bar{m}_2 + \bar{m}_3)^*) = \frac{3}{2} \Re(\bar{u}_{\hat{a}\hat{b}} \bar{m}_0^*). \quad (6)$$

Для простоти порівняння існуючих алгоритмів керування МП доцільно провести зворотні аналітичні перетворення з метою одержання прямої та зворотної послідовності керуючих функцій. В такий спосіб отримано співвідношення (7) для алгоритму SVD [2], який має два ступені свободи та оперує коефіцієнтами q_d і q_q , що визначають передачу напруги з входу на вихід та реактивного струму з виходу на вхід відповідно, c_1, c_2, c_3 – складові нульової послідовності, що розраховуються за [2].

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{1}{3}(q_d - q_q) e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3}(q_d + q_q) e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_0 &= \frac{2}{3}(c_1 + c_2 e^{j2\pi/3} + c_3 e^{j4\pi/3}). \end{aligned} \quad (7)$$

Шляхом підстановки (7) в передатні рівняння (5) отримуємо вирази для вихідних параметрів МП:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{out} &= \hat{u}_{in} q_d e^{j\alpha_{out}}, \\ \bar{i}_{in} &= \hat{i}_{out} e^{j\alpha_{in}} (q_d \cos \varphi_{out} - j q_q \sin \varphi_{out}). \end{aligned} \quad (8)$$

З отриманих виразів видно, що при такому алгоритмі не повною мірою використовуються можливості МП, оскільки при $\varphi_{out}=0$ не здійснюється регулювання вхідної реактивної потужності. Алгоритми з використанням екстремальних положень керуючих функцій [3] забезпечують максимально можливий діапазон регулювання, але вимагають великої кількості обчислень. В даній роботі пропонується рішення, за яким досягається максимально можливий діапазон регулювання вхідної реактивної потужності шляхом використання в якості ступеня свободи коефіцієнта b , який переміщує вектори керуючих функцій в напрямку, перпендикулярному вектору вхідної напруги. Коефіцієнт b визначається відношенням реактивної складової вхідного струму до модуля вектора вихідного струму:

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{1}{3}(q_d + jbe^{-j\varphi_{out}})e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3}(q_d + jbe^{j\varphi_{out}})e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}. \end{aligned} \quad (9)$$

Підстановкою (9) в (5) отримуємо аналітичні вирази, які встановлюють співвідношення між вихідними та вхідними параметрами МП:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{out} &= \hat{u}_{in} q_d e^{j\alpha_{out}}, \\ \bar{i}_{in} &= \hat{i}_{out} e^{j\alpha_{in}} (q_d \cos \varphi_{out} - jb). \end{aligned} \quad (10)$$

Вираз (10) показує, що запропонований підхід дозволяє використовувати як реактивні, так і активні складові вихідного струму МП при формуванні реактивної складової вхідного струму. Шляхом математичних перетворень отримано вираз з незалежним формуванням вхідного реактивного струму МП з вихідних активного b_q та реактивного q_q струмів:

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{1}{3}(q_d - q_q + jb_q \cos \varphi_{out} e^{-j\varphi_{out}})e^{j(\alpha_{in} + \alpha_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3}(q_d + q_q + jb_q \cos \varphi_{out} e^{j\varphi_{out}})e^{j(\alpha_{in} - \alpha_{out})}. \end{aligned} \quad (11)$$

Вихідні параметри МП з використанням виразу (11) запишуться наступним чином:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{out} &= \hat{u}_{in} q_d e^{j\alpha_{out}}, \\ \bar{i}_{in} &= \hat{i}_{out} e^{j\alpha_{in}} [q_d \cos \varphi_{out} - j(q_q \sin \varphi_{out} + b_q \cos \varphi_{out})]. \end{aligned} \quad (12)$$

Співвідношення (11) є розв'язками передатних рівнянь, що розмежовують формування вхідного реактивного струму різними способами.

З використанням отриманих співвідношень було побудовано алгоритм (рис. 2), який шляхом почергового наближення розраховує максимально можливий діапазон передачі реактивної потужності для всіх можливих робочих точок. За допомогою алгоритму в декартових координатах було побудовано об'ємні поверхні, що задані складовими потужностей у відносних величинах:

$$\tilde{S} = \frac{3}{2} \hat{u}_{in} \hat{i}_{out}, \quad \tilde{P} = \frac{P}{\tilde{S}} = \frac{\hat{u}_{out} \hat{i}_{out} \cos \varphi_{out}}{\hat{u}_{in} \hat{i}_{out}} = q_d \cos \varphi_{out}, \quad \tilde{Q}_{out} = \frac{q_{out}}{\tilde{S}} = q_d \sin \varphi_{out}, \quad \tilde{Q}_{in} = \frac{q_{in}}{\tilde{S}} = q_d \tan \varphi_{in} \cos \varphi_{out}. \quad (13)$$

На рис. 3. представлено об'ємні поверхні, які обмежують можливості регулювання вхідної

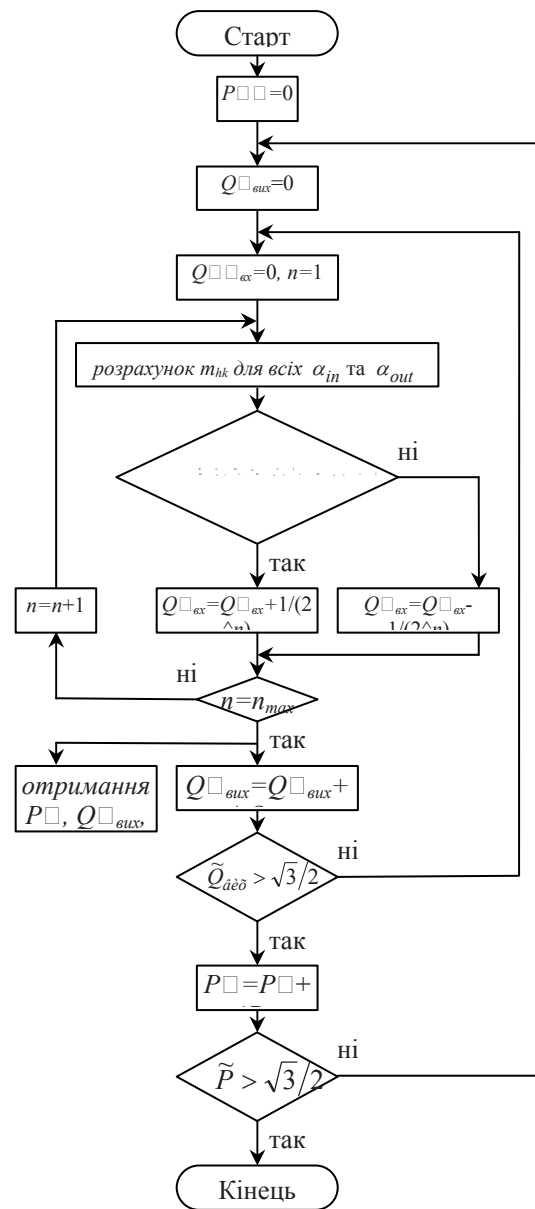


Рис. 2

реактивної потужності при використанні різних способів її формування. Рис. 3, а відображає формування вхідного реактивного струму за алгоритмом SVD, тобто формування його виключно з реактивної складової вихідного струму. Рис. 3, б відображає формування вхідного реактивного струму за виразом (11) з використанням тільки активної складової вихідного струму b_q . Рис. 3, в відображає алгоритм за виразом (9) та (11), де для формування використовуються всі складові вихідного струму, чим досягається максимально можливий діапазон регулювання вхідної реактивної потужності.

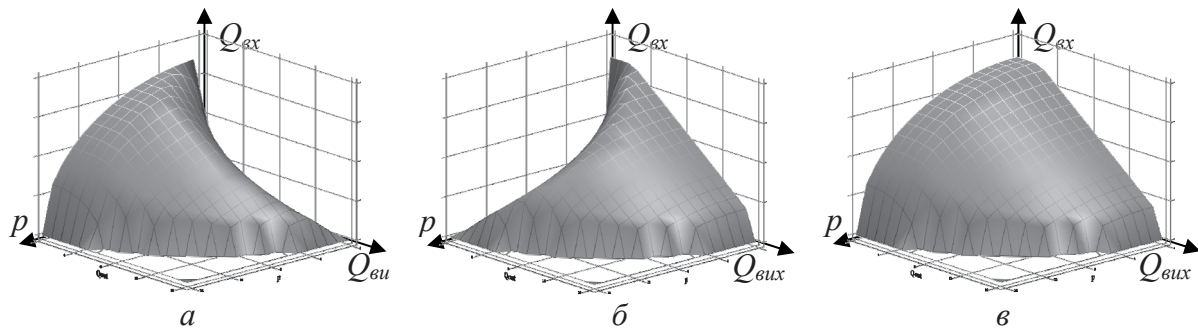


Рис. 3

Висновки

Проведено аналітичні дослідження та отримано узагальнюючі рішення трансферних рівнянь, на основі яких створено стратегію керування матричним перетворювачем, що реалізує максимально можливий діапазон регулювання вхідної реактивної потужності. Основна відмінність даної стратегії від відомих полягає у використанні коефіцієнтів передачі, які мають чіткий фізичний зміст і у явному вигляді задають вихідні параметри МП. Створений на цій основі алгоритм керування має спрощену процедуру розрахунку відносних тривалостей застосування стаціонарних станів ключів МП.

Список літератури

1. 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 35th IEEE Power Electronics Conference. – Aachen (Germany). – June 20 – 25 2004. CD-ROM, ISBN: 07803-8400-8.
2. Михальський В. М., Соболев В. Н., Чопик В. В., Шаповал І. А. Управление матричными преобразователями с использованием метода сингулярного разложения при несимметрии напряжений питающей сети // Техн. електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. – Темат. вип. – 2011. – Ч. 2. – С.113–120.
3. Михальський В. М., Соболев В. М., Чопик В. В., Шаповал І. А. Керування матричним перетворювачем з використанням екстремальних положень просторових векторів керуючих функцій // Технічна електродинаміка. – 2012. – №6. – С.27–37.

EXTENDING THE RANGE OF MATRIX CONVERTER INPUT REACTIVE POWER CONTROL WITH ACTIVE FILTERING

V.V. Chopyk

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, E-Mail: diacid@ua.fm

Advantages of matrix converters (MC) as part of shunt active filters have been considered. The ratio, which can realize the maximum possible control range of MC input reactive power have been obtained. MC control algorithm with a simplified procedure of calculating the duty ratios of stationary states of MC switches has been proposed.

Keywords: matrix converter, shunt active filter, input reactive power

1. 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 35th IEEE Power Electronics Conference. – Aachen (Germany). – June 20 – 25 2004. CD-ROM, ISBN: 07803-8400-8.

2. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Matrix converter control using the singular value decomposition under unbalance voltage supply // Tekhnichna elektrodynamika. Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist. – Temat. vyp. – 2011. – Vol. 2. – P.113-120. (Rus)

3. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Shapoval I.A., Chopyk V.V. Matrix converter control with use of extreme positions of the space vectors of control functions // Tekhnichna elektrodynamika. – 2012. – № 6. – P. 27–37. (Ukr)