

УДК 621.314

ПОЛІПШЕННЯ ФОРМИ ВХІДНИХ СТРУМІВ МАТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ В УМОВАХ НЕСИМЕТРИЧНОЇ 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, 03057, 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 та несиметричної системи напруг мережі живлення. З цією метою розглянуто процес формування просторового вектора вхідного струму МП як результат складання двох незалежних способів динамічної модуляції його реактивної складової. Перший з них засновано на визначенні співвідношення вихідного і вхідного струмів при симетричному навантаженні та несиметричній мережі живлення з урахуванням симетричної складової зворотної послідовності вхідної напруги, а другий – при несиметричному навантаженні з урахуванням реактивної частки симетричної складової зворотної послідовності вихідного струму. Визначено робочі границі, в яких запропоновані способи модуляції повністю реалізуються. Дієвість запропонованого підходу підтверджено результатами моделювання вхідних струмів МП з урахуванням реальних умов комутацій і дискретного формування цих струмів. Бібл. 13, рис. 5.

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

Вступ. Матричні перетворювачі (МП) мають деякі особливості в порівнянні з іншими перетворювальними пристроями: поліпшені масо-габаритні показники завдяки відсутності проміжних накопичувачів електроенергії у вигляді громіздких силових реактивних компонентів, вільний енергообмін між мережею живлення та навантаженням, що дозволяє керувати вхідним коефіцієнтом потужності, високі динамічні характеристики тощо. В той самий час МП чутливі до порушень симетрії з боку живлення чи навантаження, а також спотворень вхідних напруг та вихідних струмів. Якщо мати на увазі, що основним призначенням перетворювача є забезпечення потрібної для навантаження поточної напруги та потужності, то функції його пристосування до умов живлення та навантаження у зв'язку з відсутністю буферних накопичувачів зводяться виключно до удосконалення алгоритмів керування силовими ключами двосторонньої провідності. Поліпшення сумісності МП з мережею живлення, тобто формування більш прийнятних для неї споживаних струмів у неідеальних умовах зі сторони входу чи виходу перетворювача, можливе шляхом додаткової модуляції реактивної складової вхідного струму, що не позначається на необхідній миттєвій потужності навантаження. Можливості розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності МП і завдяки цьому використання варіантів миттєвої (так званої динамічної) модуляції вхідного зсуву фаз між напругою та струмом розглянуто у численних публікаціях, наприклад [1], [5]–[7], [9]–[13]. Зокрема, авторами статті запропоновано варіанти алгоритмів керування МП для формування вхідного струму в умовах несиметрії напруг мережі живлення [2] або навантаження [3]. У даному випадку розглянуто одночасний дисбаланс як вхідних напруг, так і навантаження (режим перемодуляції не розглядається). Загальною базою запропонованого алгоритму керування, як і раніше, є регулювання вхідної реактивної потужності МП шляхом безпосереднього завдання коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму як параметра, що входить до коефіцієнтів матриці керуючих функцій. На відміну від згаданих випадків [2], [3], модуляція напрямку просторового вектора вхідного струму здійснюється з огляду на симетричні складові зворотної послідовності одночасно як вхідної напруги, так і вихідного струму.

Метою статті є розробка простого і придатного для практичного застосування методу розрахунку відносних тривалостей стаціонарних станів МП на такті ШІМ і заснованого на ньому алгоритму керування для поліпшення форми споживаного струму в умовах несиметрії напруг мережі живлення та навантаження в залежності від показників цієї несиметрії.

Змінні стану матричного перетворювача, якими є вихідні напруги u_{oh} та вхідні струми i_{ik} , описуються виразами [7]

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

де m_{hk} – елементи матриці 3x3 керуючих функцій, h – номер рядка матриці (номер вихідної фази), k – номер стовпця (номер вхідної фази).

Елементи матриці 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) – (3):

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

де

$$A_{hk} = \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \left\{ q \cos \left[\theta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[\theta_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - b \sin \left[\theta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[\theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} \quad (4)$$

– функціонально обов'язкова частина,

$$m_{0k} = \operatorname{Re} \left\{ \bar{m}_0 e^{j(1-k)2\pi/3} \right\} \quad (5)$$

– симетрична складова нульової послідовності \bar{m}_0 просторових векторів керуючих функцій \bar{m}_{hk} , що розглядається як ступінь свободи,

$$b = q \cos \varphi_o \tan \varphi_i \quad (6)$$

– коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму, q – коефіцієнт передачі напруги, θ_i і θ_o – поточні значення кутів 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.

$$3(2) - (5) \text{ впливає, що} \quad \sum_{k=1}^3 A_{hk} = 1, \quad \sum_{k=1}^3 m_{0k} = 0. \quad (7)$$

Алгоритм знаходження елементів матриці керуючих функцій m_{hk} може бути заснований на тому, що спочатку обраховуються складові A_{hk} , потім з кожного стовпця обираються мінімальні значення і до двох з них, які знаходяться лівіше на числовій осі, тобто найменших в алгебраїчному сенсі, прирівнюються з протилежним знаком два з трьох елементів m_{0k} у відповідних стовпцях, а третій автоматично прирівнюється до їхньої суми з протилежним знаком відповідно до (7).

Цей алгоритм можна представити по іншому, якщо вирази (4) та (5) переформулювати таким чином:

$$A'_{hk} = \frac{2}{3} \left\{ q \cos \left[\theta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[\theta_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - b \sin \left[\theta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[\theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\}, \quad (8)$$

$$m'_{0k} = \frac{1}{3} + \operatorname{Re} \left\{ \bar{m}_0 e^{j(1-k)2\pi/3} \right\}. \quad (9)$$

$$\text{Це означає, що} \quad \sum_{k=1}^3 A'_{hk} = 0, \quad \sum_{k=1}^3 m'_{0k} = 1. \quad (10)$$

Тоді повторюємо описаний алгоритм відносно визначення мінімальних значень A'_{hk} і двох елементів m'_{0k} , а третій автоматично знаходимо шляхом віднімання цих двох від одиниці згідно з (10).

Описаний спосіб визначення ступеня свободи у вигляді нульової симетричної складової просторових векторів керуючих функцій призводить до того, що принаймні два з трьох векторів примусово займають екстремальні положення по межах допустимої області існування. Тому ця область використовується у повному обсязі та відповідно досягається максимальний діапазон регулювання [1]– [3].

Коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму є таким параметром, який дозволяє впливати на форму вхідного струму МП без порушення функції забезпечення навантаження потрібною миттєвою потужністю. Модуляція цього параметра у процесі регулювання вхідної реактивної потужності МП означає модуляцію напрямку просторового вектора вхідного струму відносно просторового вектора вхідної напруги.

Для визначення параметра b скористаємося балансом миттєвих потужностей на вході та виході МП. Спочатку наведемо вирази, що відповідають загальному випадку наявності несиметричних трифазних систем напруг та струмів. Просторовий вектор напруги

$$\bar{u} = \frac{2}{3} \sum_{l=1}^3 \hat{U}_l e^{j(l-1)\frac{2\pi}{3}} \cos \left[\omega_l t + \phi_l - (l-1)\frac{2\pi}{3} \right] = \hat{U} e^{j(\omega t + \phi)} \quad (11)$$

розкладається в цьому випадку на симетричні складові

$$\bar{u} = \bar{u}_p + \bar{u}_n^* = \bar{U}_p e^{j\omega t} + \bar{U}_n^* e^{-j\omega t} = \hat{U}_p e^{j(\omega t + \phi_p)} + \hat{U}_n e^{-j(\omega t + \phi_n)}, \quad (12)$$

де $\bar{U}_p = \frac{1}{3} \sum_{l=1}^3 \hat{U}_l e^{j[\phi_l + (l-1)2\pi/3]} = \hat{U}_p e^{j\phi_p}$, $\bar{U}_n = \frac{1}{3} \sum_{l=1}^3 \hat{U}_l e^{j[\phi_l + (l-1)2\pi/3]} = \hat{U}_n e^{j\phi_n}$, l – номер фази, \hat{U} – амплітуда, ϕ – початкова фаза, значок * позначає комплексно сполучену величину, індекс p відповідає складовим прямої послідовності, а індекс n – складовим зворотної послідовності.

Аналогічно просторовий вектор струму

$$\bar{i} = \frac{2}{3} \sum_{l=1}^3 \hat{I}_l e^{j(l-1)\frac{2\pi}{3}} \cos \left[\omega_l t + \vartheta_l - (l-1)\frac{2\pi}{3} \right] = \hat{I} e^{j(\omega t + \vartheta)} \quad (13)$$

розкладається на симетричні складові

$$\bar{i} = \bar{i}_p + \bar{i}_n^* = \bar{I}_p e^{j\omega t} + \bar{I}_n^* e^{-j\omega t} = \hat{I}_p e^{j(\omega t + \vartheta_p)} + \hat{I}_n e^{-j(\omega t + \vartheta_n)}, \quad (14)$$

де \hat{I} – амплітуда, ϑ – початкова фаза.

У загальному випадку миттєва потужність дорівнює [4]

$$p = \sum_{l=1}^3 u_l i_l = \frac{3}{4} (\bar{u} \bar{i}^* + \bar{u}^* \bar{i}) = \bar{p} + \tilde{p}, \quad (15)$$

де постійна (усереднена) складова потужності

$$\bar{p} = \frac{3}{2} \left[\hat{U}_p \hat{I}_p \cos(\phi_p - \vartheta_p) + \hat{U}_n \hat{I}_n \cos(\phi_n - \vartheta_n) \right], \quad (16)$$

а змінна (з подвійною частотою) складова потужності

$$\tilde{p} = \frac{3}{2} \left[\hat{U}_p \hat{I}_n \cos(2\omega t + \phi_p + \vartheta_n) + \hat{U}_n \hat{I}_p \cos(2\omega t + \phi_n + \vartheta_p) \right] = p - \bar{p}. \quad (17)$$

Якщо домінує симетрична складова прямої послідовності напруги $\hat{U}_p \gg \hat{U}_n$, а симетрична складова зворотної послідовності присутня тільки у струмі, то

$$\bar{p} = \frac{3}{2} \hat{U}_p \hat{I}_p \cos(\phi_p - \vartheta_p) = \frac{3}{2} \hat{U}_p \hat{I}_p \cos \varphi_p, \quad (18)$$

$$\tilde{p} = \frac{3}{2} \hat{U}_p \hat{I}_n \cos(2\omega t + \phi_p + \vartheta_n) = \frac{3}{2} \hat{U}_p \hat{I}_n \cos(2\omega t + \varphi_n). \quad (19)$$

Для випадку, що розглядається у даній статті, МП синтезує з системи несиметричних вхідних напруг задану систему вихідних симетричних напруг, тому при несиметричному навантаженні складовим миттєвої вихідної потужності відповідають саме вирази (18), (19).

На підставі балансу миттєвих активних потужностей на вході та виході МП $p_i = p_o$ і виразу (15) для просторового вектора вхідного струму маємо [8]

$$\bar{i}_i = \frac{4}{3} \frac{P_o}{\bar{u}_i \bar{\psi}^* + \bar{u}_i^* \bar{\psi}} \bar{\psi}, \quad (20)$$

де $\bar{\psi}$ – деякий опорний вектор, що збігається за напрямком з вектором вхідного струму, тобто $\bar{\psi} \bullet j\bar{i}_i = 0$.

У випадку несиметричної системи синусоїдальних напруг мережі живлення доведено, що доцільно обирати напрям вектора струму таким, що враховує напрям вектора зворотної симетричної складової напруги з протилежним знаком [6], [8]

$$\bar{\psi} = \bar{U}_{ip} e^{j\omega t} - \bar{U}_{in}^* e^{-j\omega t} = \bar{u}_{ip} - \bar{u}_{in}^*. \quad (21)$$

Підставляючи (21) у (20), отримуємо

$$\bar{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\bar{u}_{ip} \bar{u}_{ip}^* - \bar{u}_{in} \bar{u}_{in}^*} (\bar{u}_{ip} - \bar{u}_{in}^*) = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\hat{U}_{ip}^2 - \hat{U}_{in}^2} (\bar{U}_{ip} e^{j\omega t} - \bar{U}_{in}^* e^{-j\omega t}). \quad (22)$$

У просторовому векторі вхідного струму присутня зворотна послідовність (система струмів несиметрична), тому струми синусоїдальні, оскільки немає вищих гармонік. Однак такий спосіб модуляції цілком виправдовує себе лише у випадку симетричного навантаження, коли у балансі миттєвих потужностей відсутня змінна складова потужності. Це впливає з підстановки симетричних складових векторів вхідних напруги та струму у (17). Складові струму згідно з (22) дорівнюють

$$\bar{i}_{ip} = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\hat{U}_{ip}^2 - \hat{U}_{in}^{*2}} \hat{U}_{ip} e^{j(\omega t + \phi_p)}, \quad \bar{i}_{in}^* = -\frac{2}{3} \frac{P_o}{\hat{U}_{ip}^2 - \hat{U}_{in}^{*2}} \hat{U}_{in} e^{-j(\omega t + \phi_n)}, \quad (23)$$

тому
$$\tilde{p}_i = \frac{P_o}{\hat{U}_{ip}^2 - \hat{U}_{in}^{*2}} \left[\hat{U}_{ip} \hat{U}_{in} \cos(2\omega t + \phi_p + \phi_n) - \hat{U}_{ip} \hat{U}_{in} \cos(2\omega t + \phi_p + \phi_n) \right] = 0. \quad (24)$$

Незалежно від характеру миттєвої потужності навантаження згадана модуляція напрямку вектора вхідного струму МП у прив'язці до вектора зворотної послідовності вхідної напруги з протилежним знаком не дозволяє генерувати змінну складову потужності за виразом (17). Коли у навантаженні починає проявлятися несиметрія струмів, то в ньому з'являється змінна складова потужності, яка викликає необхідні для вирівнювання балансу потужностей пульсації вхідних струмів МП, що означає наявність гармонічних складових у спектрі струмів. Поліпшення гармонічного складу вхідних струмів можливе завдяки додатковій динамічній модуляції, яка запропонована в роботах [3], [5] для випадку несиметрії навантаження. Доцільність такого підходу полягає в генеруванні просторового вектора вхідного струму МП зворотної послідовності та модуляції його напрямку відносно просторового вектора вхідної напруги.

У даній статті запропоновано пряме завдання коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму, тобто параметра b (6), таким, що дозволяє покращити якість вхідного струму одночасно при несиметрії систем вхідних напруг та струмів навантаження. Цей параметр згідно з принципом суперпозиції складається з двох незалежних частин $b = b_U + b_I$, одна з яких визначається коефіцієнтом несиметрії вхідних напруг $k_u = \hat{U}_{in} / \hat{U}_{ip}$, а друга – коефіцієнтом несиметрії вихідних струмів МП $k_I = \hat{I}_{on} / \hat{I}_{op}$. Перша складова коефіцієнта передачі струму відома з [2]

$$b_U = \frac{2qk_u \cos \varphi_o \sin(2\omega t + \phi_p + \phi_n)}{1 - k_U^2}, \quad (25)$$

де
$$q = \frac{\hat{U}_o}{\hat{U}_{ip} \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos(2\omega t + \phi_p + \phi_n)}}, \quad (26)$$

Друга складова визначається на підставі тих міркувань, що коефіцієнт передачі у реактивну складову вхідного струму може бути представленим у вигляді окремих коефіцієнтів передачі активної та/або реактивної складових струму навантаження [1], а першопричиною пульсацій миттєвої потужності є симетрична складова зворотної послідовності цього струму. Тому шуканою величиною обрано коефіцієнт передачі реактивної симетричної складової зворотної послідовності струму навантаження у реактивну складову вхідного струму

$$b_I = -\frac{qk_I \hat{I}_{op} \sin(2\omega_o t + \varphi_{on})}{\hat{I}_o}. \quad (27)$$

Реактивна складова вихідного струму $\hat{I}_{on} \sin(2\omega_o t + \varphi_{on})$ може бути виміряна та/або обчислена і задана на підставі виразів (15), (18), (19).

На рис. 1 показано формування просторового вектора вхідного струму МП у системі координат $d-q$ як суми $\bar{i}'_i = \bar{i}'_{ip} + \bar{i}'_{in} + \bar{i}'_i$, де перші дві складові відповідно до співвідношень (23) та (18) дорівнюють

$$\bar{i}'_{ip} = \hat{I}_{ip} e^{j\phi_p} = \frac{\hat{U}_o \hat{I}_{op} \cos \varphi_{op}}{\hat{U}_{ip} (1 - k_U^2)} e^{j\phi_p}, \quad (28)$$

$$\bar{i}'_{in} = \hat{I}_{in} e^{-j(2\omega_o t + \phi_n \pm \pi)} = k_u \hat{I}_{ip} e^{-j(2\omega_o t + \phi_n \pm \pi)}, \quad (29)$$

а третя складова відповідно до (27) (додатковий вектор струму) –

$$\bar{i}'_i = -qk_I \hat{I}_{op} \sin(2\omega_o t + \varphi_{on}) e^{j(\phi_{ip} + \pi/2)}. \quad (30)$$

Аналітичне визначення вхідного струму МП здійснюється за допомогою відомого виразу [1]

$$\bar{i}_i = (q \cos \varphi_o - jb) \hat{I}_o e^{j\omega_o t} = [q \cos \varphi_o - j(b_U + b_I)] \hat{I}_o e^{j\omega_o t}. \quad (31)$$

З урахуванням (27), (30) і того, що активна складова струму навантаження дорівнює

$$\hat{I}_o \cos \varphi_o = \hat{I}_{op} \cos \varphi_{op} + \hat{I}_{on} \cos(2\omega_o t + \varphi_{on}), \quad (32)$$

отримаємо

$$\bar{i}_i = \left\{ q \hat{I}_{op} [\cos \varphi_{op} + k_I e^{-j(2\omega_o t + \varphi_{on})}] - j b_U \hat{I}_o \right\} e^{j\omega_o t}. \quad (33)$$

Це свідчить про наявність у спектрі вхідного струму комбінаційних частот $\pm(\omega_i \pm 2\omega_o)$, але в порівнянні з початковим струмом, тобто сформованим без модуляції його реактивної складової, значно зменшено вміст вищих гармонік і форма струму наближається до синусоїдальної. Вищенаведене підтверджено результатами моделювання.

Межі, в яких знаходяться параметри b_U і b_I , визначають можливості компенсації негативного впливу несиметрії навантаження та мережі

$$\begin{aligned} |b_U| < 1 - q \quad \text{та} \quad 0 \leq |b_U| \leq \sqrt{3}/2, \\ |b_I| < 1 - q \quad \text{та} \quad 0 \leq |b_I| \leq \sqrt{3}/2, \\ |b_U + b_I| < 1 - q \quad \text{та} \quad 0 \leq |b_U + b_I| \leq \sqrt{3}/2. \end{aligned} \quad (34)$$

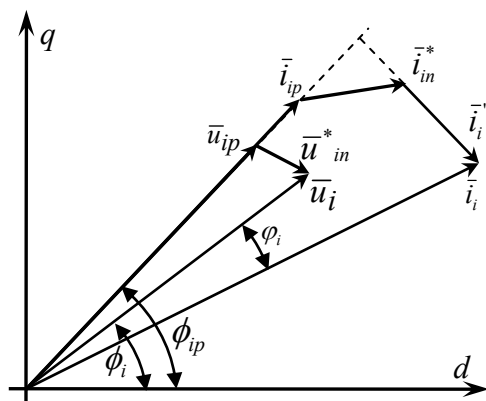


Рис. 1

Підстановка нерівностей (34) у (25) та (27) дає часткове рішення для коефіцієнта несиметрії вхідної напруги, несиметрії навантаження та їхньої суми відповідно до коефіцієнта передачі та характеру навантаження ($\cos \varphi_o$)

$$k_u \leq \frac{\sqrt{q^2 \cos^2 \varphi_o \sin^2(2\omega_o t + \phi_{ip} + \phi_{in}) - 2q + 1}}{1 - q} - \frac{q \cos \varphi_o \sin(2\omega_o t + \phi_{ip} + \phi_{in})}{1 - q}, \quad k_I \leq \frac{1 - q}{q}; \quad (35)$$

$$q \leq \frac{1 - k_U^2}{(1 - k_U^2) \cdot (1 + k_I \sin(2\omega_o t + \varphi_{on})) + 2k_U \cos \varphi_o \sin(2\omega_o t + \phi_{ip} + \phi_{in})}. \quad (36)$$

Отримані нерівності (35) можна представити графічно поверхнями та графіками, які зображують границю приведених обмежень максимально можливого коефіцієнта несиметрії, що компенсується запропонованим алгоритмом (рис. 2).

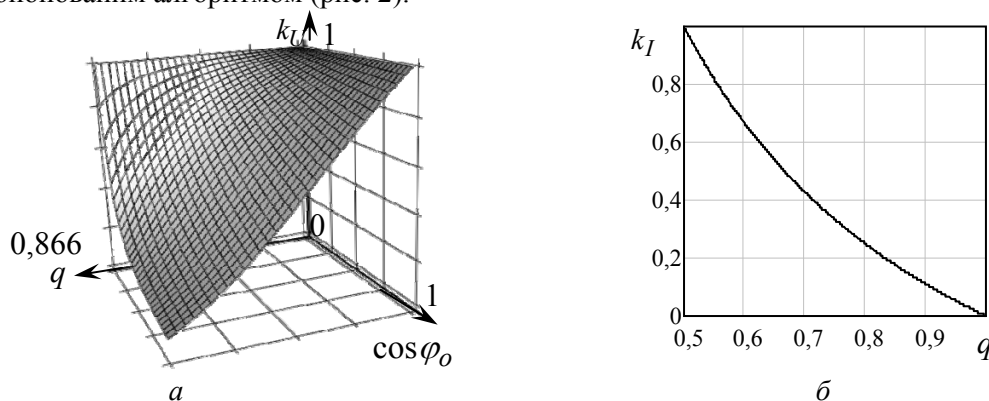


Рис. 2

На рис. 2, а показано поверхню, що відображає коефіцієнт передачі напруги в залежності від зсуву фаз вихідного струму $\cos \varphi_o$ та коефіцієнта несиметрії мережі живлення, який компенсується алгоритмом. Отримані результати показують, що збільшена частка реактивних складових вихідного струму (зменшення $\cos \varphi_o$) збільшує максимальне значення коефіцієнта несиметрії мережі, який повністю компенсується. На рис. 2, б показано графік залежності коефіцієнта несиметрії навантаження

від коефіцієнта передачі напруги МП. Дана залежність має характерну область при $q < 0,5$, коли у МП є можливість компенсувати несиметрію навантаження будь-якої величини $k_I \in [0, 1]$.

Узагальнююча нерівність (36) при поєднанні несиметрії навантаження та несиметрії мережі дозволяє отримати залежність коефіцієнта передачі напруги МП від коефіцієнтів несиметрії. Така залежність дає змогу оцінити межі неспотворюючого формування вихідної напруги МП з можливістю компенсації впливу несиметрії навантаження та несиметрії мережі при їхньому поєднанні. На основі отриманої нерівності побудовано поверхні (рис. 3), що відображують максимально можливий коефіцієнт передачі напруги, при якому здійснюється максимальна компенсація негативного впливу несиметрії навантаження та несиметрії мережі. Величина коефіцієнта передачі (36) також залежить від характеру навантаження та збільшується зі зменшенням $\cos\varphi_o$, тобто збільшення реактивної складової у вихідному струмі розширює можливості компенсації. Рис. 3, *a* відповідає $\cos\varphi_o = 1$, рис. 3, *б* – $\cos\varphi_o = 0,8$, а рис. 3, *в* – $\cos\varphi_o = 0,3$.

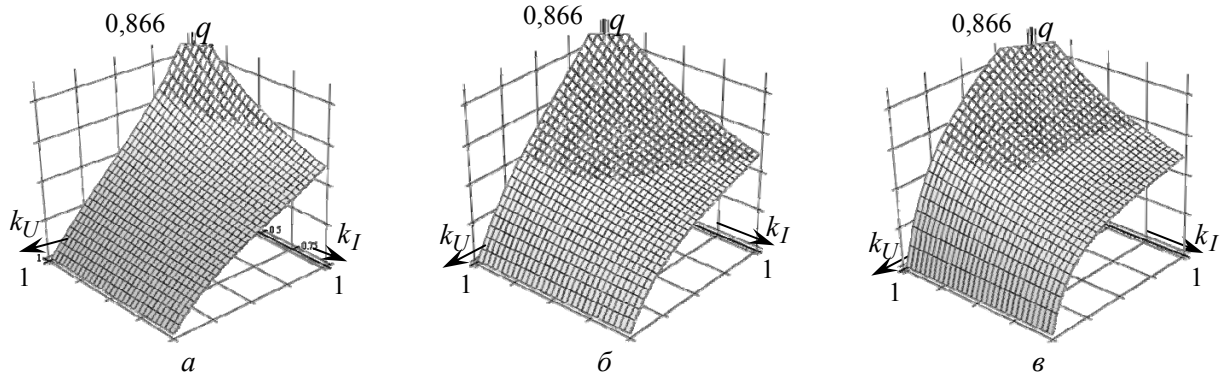


Рис. 3

Для моделювання вхідних і вихідних напруг та струмів МП використано модель з ідеальними ключами, в якій відносні тривалості станів кожного з них (вимкнено чи увімкнено) задаються елементами матриці 3×3 керуючих функції згідно з виразами (3) – (5) з урахуванням вимірюваних та обчислених поточних значень кутів положень, а також коефіцієнтів передачі напруги та струму.

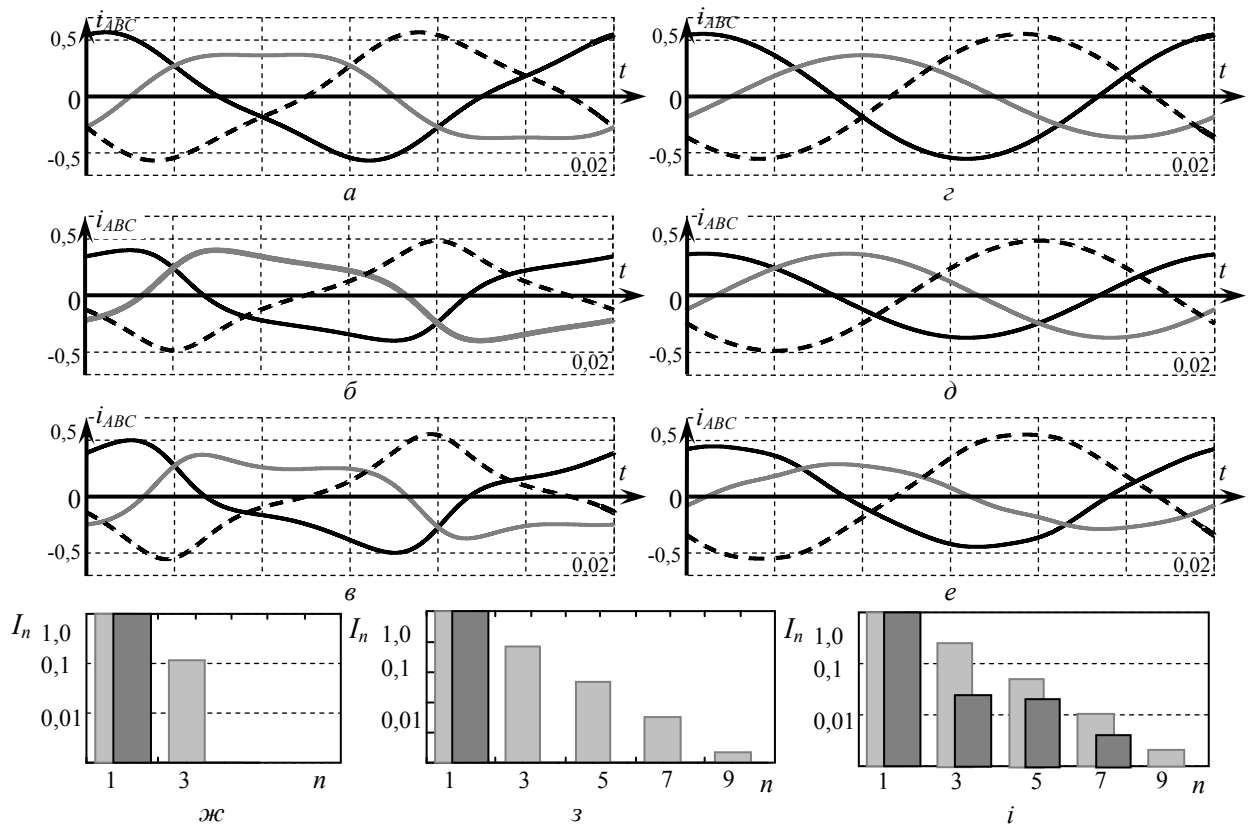


Рис. 4

Моделювання проведено як в аналітичному вигляді, так і на ключовій моделі з ШІМ частотою 5 кГц і високочастотною фільтрацією. Отримані криві миттєвих значень вхідних струмів співпадають в обох випадках для різних співвідношень вхідної та вихідної частоти, коефіцієнтів передачі та несиметрії напруг і струмів. Наведені результати моделювання відповідають наступним умовам: $f_i = 50$ Гц; $q=0,6$; $\phi_{in}=\pi/3$; $\phi_{on}=\pi/3$.

На рис. 4 для вихідної частоти $f_o=50$ Гц у лівій частині (рис. 4, а-в) показано спотворені криві вхідних струмів (без динамічної модуляції вхідного зсуву фаз) при несиметрії напруг мережі живлення для $k_U=0,2$, $k_I=0$ (рис. 4, а), несиметрії навантаження для $k_U=0$, $k_I=0,2$ (рис. 4, б), одночасної несиметрії напруг та навантаження для $k_U=0,2$, $k_I=0,2$ (рис. 4, в), у правій частині (рис. 4, г-е) – те ж саме для поліпшених вхідних струмів за допомогою запропонованої модуляції, у нижній частині (рис. 4, ж-і) – спектрограми, де світлі стовпці відповідають кривим на рис. 4, а-в, а темні – кривим на рис. 4, г-е відповідно.

На рис. 5 за аналогією у двох колонках співставляються при одночасній несиметрії по входу та по виходу спотворені та поліпшені вхідні струми МП для частот 6,25 Гц, 17 Гц і 33 Гц.

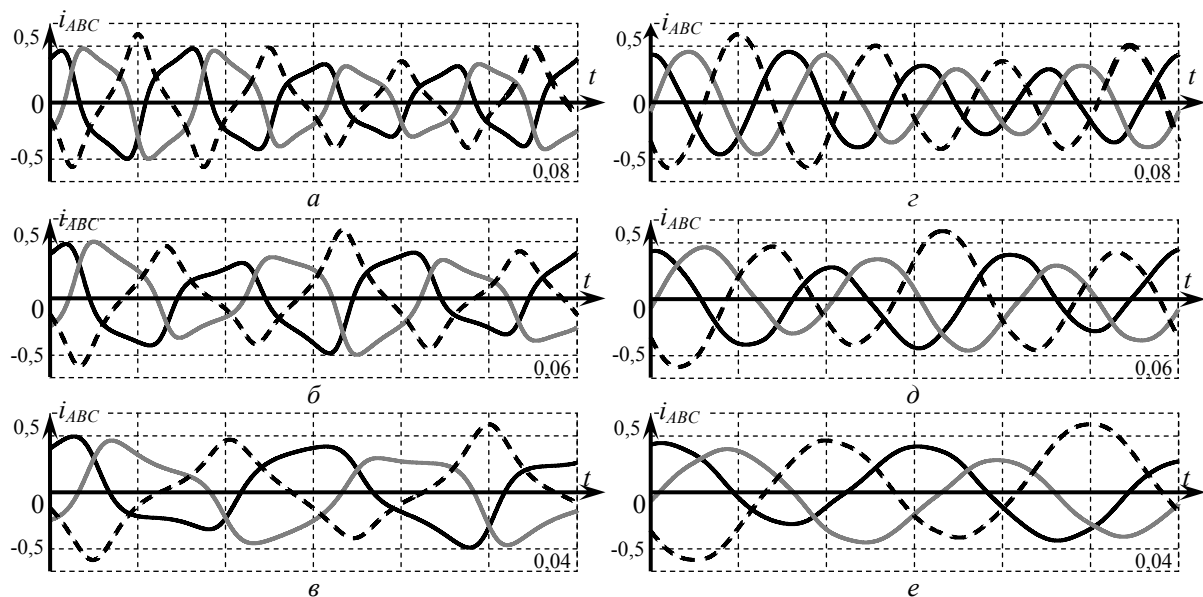


Рис. 5

Поліпшення якості вхідних струмів МП у наведених прикладах підтверджується їхнім гармонічним складом. Середній за період вхідний коефіцієнт потужності дорівнює одиниці. Якщо дозволяють робоча точка МП та коефіцієнти несиметрії вхідних напруг та вихідних струмів, то можливе регулювання вхідного коефіцієнта потужності в допустимих для даних умов межах, тобто $b=f(t)$ може мати постійну складову.

Висновки.

Підтверджено дієвість запропонованого алгоритму керування МП для поліпшення форми вхідних струмів МП при несиметричній системі напруг живлення та несиметричному навантаженні. Модуляція фазового зсуву просторового вектора вхідного струму відносно просторового вектора вхідної напруги здійснюється за допомогою вимірювання та розрахунку поточних значень просторових векторів вхідних та вихідних напруг та струмів, їхніх симетричних складових і завдання коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму у вигляді суми двох незалежних параметрів, які визначаються симетричними складовими зворотної послідовності вхідної напруги та вихідного струму МП відповідно. Наведено аналітичні вирази для розрахунку цього коефіцієнта передачі як параметра керування для задання відносної тривалості станів ключів перетворювача впродовж тактів ШІМ. Позитивний ефект продемонстровано на прикладах моделювання.

1. Михальський В.М., Соболев В.М., Чотик В.В., Шаповал І.А. Керування вхідною реактивною потужністю матричних перетворювачів // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 3. – С. 33–41.

2. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах несиметричної та/або несинусоїдальної системи напруг мережі живлення // Технічна електродинаміка. – 2015. – № 3. – С. 17–24.
3. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Поліпшення форми вхідних струмів матричних перетворювачів в умовах симетричної синусоїдальної системи напруг мережі живлення та несиметричного навантаження // Технічна електродинаміка. – 2016. – № 2. – С. 29–34.
4. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. – Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007. – 379 p.
5. 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.
6. 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. – 2002. – Vol. 49. – No 2. – Pp. 289–295.
7. 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. – 2002. – Vol. 49. – No 2. – Pp. 370-381.
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. Hojabri H., Mokhtari H., Chang L. A generalized technique of modelling, analysis and control of a matrix converter using SVD // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – Vol. 58. – No 3. – Pp. 949-959.
10. Igney J., Braun M. A new matrix converter modulation strategy maximizing the control range // Proceedings of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany. – 2004. – Vol. 4. – Pp. 2875-2880.
11. 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.
12. Xing Li, Mei Su, Yao Sun, Handbing Dan, Wenjing Xiong. Modulation strategies based on mathematical construction method for matrix converter extending the input reactive power range // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2014. – Vol. 29. – No 2. – Pp. 654-664.
13. Zarri L., Mengoni M., Toni A., Ojo J.O. Range of the linear modulation in matrix converters // IEEE Trans. on Power Electronics. – 2014. – Vol. 29. – No 6. – Pp. 3166-3178.

УДК 621.314

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

В.М. Михальский, докт.техн.наук, **В.М. Соболев**, канд.техн.наук, **В.В. Чопик**, канд.техн.наук,
И.А. Шаповал, канд.техн.наук
 Институт электродинамики НАН Украины,
 пр. Победы, 56, Киев, 03057, 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 и несимметричной системы напряжений сети. С этой целью рассмотрен процесс формирования пространственного вектора входного тока МП как результат сложения двух независимых способов динамической модуляции его реактивной составляющей. Первый из них основан на определении коэффициента передачи выходного тока во входной ток при симметричной нагрузке и несимметричной сети питания с учетом симметричной составляющей обратной последовательности входного напряжения, а второй – при несимметричной нагрузке с учетом реактивной части симметричной составляющей обратной последовательности выходного тока. Определены рабочие границы, в которых предложенные способы модуляции полностью реализуются. Эффективность предложенного подхода подтверждена результатами моделирования входных токов МП с учетом реальных условий коммутаций и дискретного формирования этих токов. Библи. 13, рис. 5.

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

IMPROVEMENT OF THE INPUT CURRENT WAVEFORMS OF A MATRIX CONVERTER IN THE CASE OF UNBALANCED 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, 03057, Ukraine.
e-mail: mikhalsky@ied.org.ua

Matrix converter control method which is based on the general algorithm of input reactive power control and aims to improve the quality of input currents in conditions of unbalanced load and input voltages has been proposed and studied. For this purpose, the process of formation of the matrix converter space vector input current has been considered as a result of the addition of two independent dynamic modulation methods of the input current reactive component. The first one is based on the determination of the transfer ratio of output current into input current under balanced load and unbalanced power supply taking into account symmetric component of negative sequence of the input voltage, and the second one is under unbalanced load taking into account reactive part of symmetric component of negative sequence component of the output current. Operating limits, where the proposed modulation methods are fully realized, have been defined. The effectiveness of the proposed approach confirmed by simulation of matrix converter input currents based on actual switching conditions and discrete formation of these currents. References 13, figures 5.

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

1. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Control of a matrix converter input reactive power // *Tekhnichna Elektrodynamika*. – 2014. – No 3. – С. 33–41.
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. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Improvement of the input current waveforms of a matrix converter in the case of balanced sinusoidal power supply voltages and unbalanced load // *Tekhnichna Elektrodynamika*. – 2016. – No 2. – Pp. 29–34. (Ukr)
4. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. – Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007. – 379 p.
5. 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.
6. 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*. – 2002. – Vol. 49. – No 2. – Pp. 289–295.
7. 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*. – 2002. – Vol. 49. – No 2. – Pp. 370-381.
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. Hojabri H., Mokhtari H., Chang L. A generalized technique of modelling, analysis and control of a matrix converter using SVD // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2011. – Vol. 58. – No 3. – Pp. 949-959.
10. Igney J., Braun M. A new matrix converter modulation strategy maximizing the control range // *Proceedings of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany*. – 2004. – Vol. 4. – Pp. 2875-2880.
11. 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.
12. Xing Li, Mei Su, Yao Sun, Handbing Dan, Wenjing Xiong. Modulation strategies based on mathematical construction method for matrix converter extending the input reactive power range // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2014. – Vol. 29. – No 2. – Pp. 654-664.
13. Zarri L., Mengoni M., Toni A., Ojo J.O. Range of the linear modulation in matrix converters // *IEEE Trans. on Power Electronics*. – 2014. – Vol. 29. – No 6. – Pp. 3166-3178.

Надійшла 22.11.2016
Остаточний варіант 23.11.2016