

УДК 621.314

ПОЛІПШЕННЯ ФОРМИ ВХІДНИХ СТРУМІВ МАТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ
В УМОВАХ НЕСИМЕТРИЧНОЇ ТА/АБО НЕСИНУСОЇДАЛЬНОЇ СИСТЕМИ НАПРУГ
МЕРЕЖІ ЖИВЛЕННЯ

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

Розроблено і досліджено способи керування матричним перетворювачем (МП) на загальній базі алгоритму регулювання вхідної реактивної потужності МП, які спрямовані на поліпшення якості вхідних струмів МП в умовах несиметричної і/або несинусоїдальної системи напруг мережі живлення. З цією метою розглянуто різні варіанти завдання напрямку просторового вектора вхідного струму по відношенню до просторового вектора вхідної напруги за рахунок належного регулювання реактивної складової струму. Моделювання показало дієвість запропонованого підходу щодо поліпшення форми вхідних струмів МП з урахуванням реальних умов комутацій і дискретного формування цих струмів. Бібл. 7, табл. 1, рис. 7.

Ключові слова: матричний перетворювач, вхідний струм, реактивна потужність, несиметрія, несинусоїдальність.

Вступ. Зважаючи на відсутність у силовій схемі проміжних накопичувачів електроенергії, матричний перетворювач (МП) характеризується одночасним формуванням системи вихідних напруг і системи вхідних струмів, отже, цей аспект повинен враховуватися під час вибору стратегії модуляції. За симетричної синусоїдальної системи напруг живлення загальноприйняті способи модуляції (так званий алгоритм Вентуріні, алгоритм векторної широтно-імпульсної модуляції) забезпечують синусоїдальність як вихідних напруг, так і вхідних струмів, якщо відкинути пов'язані з комутацією силових ключів згідно з законом ШІМ високочастотні складові. За умов несиметричної та/або спотвореної системи напруг мережі живлення формування симетричної неспотвореної системи вихідних напруг у традиційних алгоритмах керування МП супроводжується спотворенням системи вхідних струмів і появою складових на неосновній частоті, а також складових зворотних послідовностей.

Проблематикою спотворення форми споживаних з мережі живлення струмів та оцінки показників їхньої якості дослідники почали займатися приблизно з середини 90-х років минулого сторіччя, тобто практично з початком появи інтенсивного інтересу до МП і зростанням кількості присвячених їм публікацій, що було пов'язано із загальним розвитком елементної бази силових електроніки і виникненням можливості практичної реалізації нетрадиційних на той час перетворювачів. З того ж часу стали з'являтися і пропозиції щодо способів поліпшення якості вхідних струмів МП при їхньому живленні від неідеальної мережі, наприклад, у роботах [2]–[5], [7]. Однак, ці пропозиції носили скоріше теоретичний характер і задавали загальний стратегічний напрямок, проте не були безпосередньо пов'язані з якими-небудь конкретними алгоритмами керування МП.

Метою статті є розробка способів керування МП на загальній базі алгоритму регулювання вхідної реактивної потужності МП [1], [6], які спрямовані на поліпшення якості вхідних струмів МП в умовах несиметричної і / або спотвореної системи напруг мережі живлення.

Обов'язковою функцією будь-якого трифазно-трифазного перетворювача частоти є формування симетричної системи синусоїдальних вихідних напруг (струмів) із заданими частотою і амплітудою, або ж просторового вектора вихідної напруги (струму) із заданими модулем і фазою, а в кінцевому підсумку, – забезпечення необхідного для даного навантаження в даний момент часу споживання потужності. Відповідно до балансу потужностей миттєва активна потужність на вході і виході МП дорівнює

$$p_i = \frac{3}{2} \bar{u}_i \bullet \bar{i}_i = \frac{3}{4} (\bar{u}_i \bar{i}_i^* + \bar{u}_i^* \bar{i}_i) = p_o = \frac{3}{2} \bar{u}_o \bullet \bar{i}_o = \frac{3}{4} (\bar{u}_o \bar{i}_o^* + \bar{u}_o^* \bar{i}_o) = \frac{3}{2} \hat{U}_o \hat{I}_o \cos \varphi_o, \quad (1)$$

де $\bar{u}_i = \hat{U}_i(t) e^{j\theta_i(t)}$, $\bar{u}_o = \hat{U}_o(t) e^{j\theta_o(t)}$, $\bar{i}_i = \hat{I}_i(t) e^{j[\theta_i(t) - \varphi_i(t)]}$, $\bar{i}_o = \hat{I}_o(t) e^{j[\theta_o(t) - \varphi_o(t)]}$ – просторові вектори вхідних і вихідних напруг і струмів, значок * позначає комплексно сполучену величину.

На підставі (1) можна записати для вектора вхідного струму [3], [7]

$$\bar{i}_i = \frac{4}{3} \frac{P_o}{\bar{u}_i \bar{\psi}^* + \bar{u}_i^* \bar{\psi}}, \quad (2)$$

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

В окремому випадку, коли вектор вхідного струму збігається за фазою з вектором вхідної напруги МП, він дорівнює

$$\bar{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\bar{u}_i^*}. \quad (3)$$

У загальному випадку годограф просторового вектора вхідної напруги МП може описувати не коло, як у випадку симетричної синусоїдальної мережі, а довільну криву (рис. 1, а), так що $\hat{U}_i \neq \text{const}$, $d\theta_i/dt \neq \text{const}$. Зокрема, за несиметричної синусоїдальної мережі годограф описує еліпс. Для постійного навантаження МП співвідношення $q = \hat{U}_o / \hat{U}_i$ (коефіцієнт передачі напруги) (рис. 1, а) стає змінною величиною, відповідно до нього відбувається модуляція активної складової вхідного струму i , як наслідок, модуляція за будь-яким обраним напрямком опорного вектора $\bar{\psi}$. Притаманною МП властивістю є здатність регулювати фазовий зсув між вхідними напругою і струмом i за рахунок цього регулювати амплітуду та фазове розташування просторового вектора вхідного струму по відношенню до його активної складової. Для традиційної стратегії модуляції напрямком вектора $\bar{\psi}$ вибирається або таким, що збігається з напрямком вектора вхідної напруги ($\varphi_i = 0$), або відхиленням від нього на деякий кут ($\varphi_i \neq 0$), але в будь-якому випадку $\varphi_i = \text{const}$. Для поліпшення форми вхідного струму МП при відхиленнях напруг мережі живлення від ідеальних параметрів (або відхиленнях, що не вкладаються в допустимі відповідно до норм) було запропоновано вибирати напрямком для модуляції вектора вхідного струму МП змінним залежно від поточного фазового розташування різних складових вектора вхідної напруги або їхніх поєднань, тобто здійснювати так звану динамічну модуляцію [2], [5].

Несиметрична система синусоїдальних напруг живлення.

Просторовий вектор напруги несиметричної мережі живлення є сумою симетричних складових прямої та зворотної послідовностей

$$\bar{u}_i = \bar{u}_{ip} + \bar{u}_{in}^* = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} + \bar{U}_{in}^* e^{-j\omega_i t} = \hat{U}_{ip} e^{j(\omega_i t + \alpha_{ip})} + \hat{U}_{in} e^{-j(\omega_i t + \alpha_{in})}, \quad (4)$$

де $\bar{U}_{ip} = \frac{1}{3} (\hat{U}_a e^{j\alpha_a} + \bar{a} \hat{U}_b e^{j\alpha_b} + \bar{a}^2 \hat{U}_c e^{j\alpha_c})$, $\bar{U}_{in} = \frac{1}{3} (\hat{U}_a e^{j\alpha_a} + \bar{a}^2 \hat{U}_b e^{j\alpha_b} + \bar{a} \hat{U}_c e^{j\alpha_c})$, $\bar{a} = e^{j2\pi/3}$.

На основі інформації про складові напруги кутове положення вектора вхідного струму може задаватися трьома різними способами [2], [4], [5], [7]:

$$\bar{\psi} = \hat{\psi} e^{j\theta_i} = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} + \bar{U}_{in}^* e^{-j\omega_i t} = \bar{u}_{ip} + \bar{u}_{in}^* ; \quad (5)$$

$$\bar{\psi} = \hat{\psi} e^{j\theta_i} = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} - \bar{U}_{in}^* e^{-j\omega_i t} = \bar{u}_{ip} - \bar{u}_{in}^* ; \quad (6)$$

$$\bar{\psi} = \hat{\psi} e^{j\theta_i} = \bar{U}_{ip} e^{j\omega_i t} + \bar{U}_{in} e^{j\omega_i t} = \bar{u}_{ip} + \bar{u}_{in} , \quad (7)$$

де $\bar{U}_{in} = \frac{1}{3} (\hat{U}_a e^{j\alpha_a} + \bar{a}^2 \hat{U}_b e^{j\alpha_b} + \bar{a} \hat{U}_c e^{j\alpha_c})$.

Векторне представлення вхідного зсуву фаз для модуляції струму відповідно до цих трьох способів показано на рис. 1, б-г.

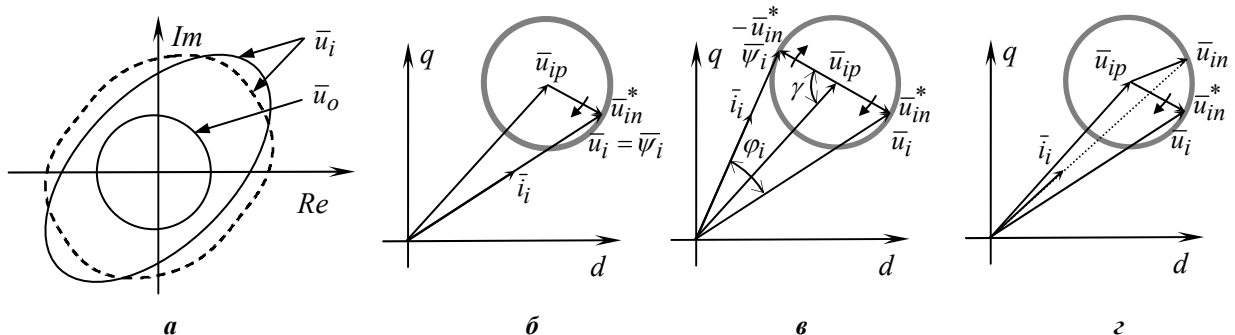


Рис. 1

Перший з цих способів є вже згадуваним традиційним, другий спосіб забезпечує синусоїдальну форму вхідних струмів, але за рахунок підвищення діючих значень, а третій деякою мірою займає проміжне положення між першим та другим за гармонічним складом і діючим значенням струму.

Для другого способу (6) (рис. 1, в), підставляючи (6) у (2), отримаємо

$$\bar{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\bar{u}_{ip} \bar{u}_{ip}^* - \bar{u}_{in} \bar{u}_{in}^*} (\bar{u}_{ip} - \bar{u}_{in}^*) = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\hat{U}_{ip}^2 - \hat{U}_{in}^{*2}} (\bar{U}_{ip} e^{j\omega t} - \bar{U}_{in}^* e^{-j\omega t}) . \quad (8)$$

У векторі вхідного струму присутня зворотна послідовність (система струмів несиметрична), однак струми синусоїдальні, оскільки немає вищих гармонік.

Симетрична система несинусоїдальних напруг живлення.

Просторовий вектор напруги симетричної несинусоїдальної мережі живлення є сумою

$$\bar{u}_i = \bar{U}_{ip} e^{j\omega t} + \sum_h \bar{U}_{ih} e^{jh\omega t} , \quad (9)$$

де $h = 3n + 1, n = \pm 1, \pm 2, \dots$, а просторовий вектор вхідного струму представлено виразом [3]

$$\bar{i}_i = \frac{2}{3} \frac{P_o}{\bar{U}_{ip}^*} \left\{ e^{j\omega t} + \sum_{k=1}^{\infty} \left(-\frac{\bar{U}_{ih}^*}{\bar{U}_{ip}^*} \right)^k e^{-j[k(h-1)-1]\omega t} \right\} . \quad (10)$$

З виразу (10) видно, що гармонічний склад вектора представлено рядом, збіжність якого визначається співвідношенням $|\bar{U}_{ih}^*|/|\bar{U}_{ip}^*|$. Можна також відзначити, що пряма послідовність гармонічних складових вхідної напруги визначає зворотну послідовність гармонічних складових вхідного струму, і навпаки. Поліпшення гармонічного складу можливе за рахунок динамічної модуляції за напрямом вектора, що враховує домінуючу неосновну гармонічну складову напруги.

Несиметрична система несинусоїдальних напруг живлення.

При незначних спотвореннях кривих напруги несиметричної системи може бути використана апроксимація, заснована на припущенні про лінеаризацію просторового вектора вхідної напруги МП комбінацією з двох векторів, перший з яких представлено системою симетричних складових, а другий – порівняно малим вектором спотворення. При такому припущенні вектори вхідних напруги та струму МП, а також опорний модуляційний вектор [3] можуть бути записані як

$$\begin{cases} \bar{u}_i = \bar{U}_{ip} e^{j\omega t} + \Delta \bar{u}_i, \\ \bar{i}_i = \frac{2P_o}{3\bar{U}_{ip}^*} e^{j\omega t} + \Delta \bar{i}_i, \\ \bar{\psi} = \bar{U}_{ip} e^{j\omega t} + \Delta \bar{\psi}. \end{cases} \quad (11)$$

Підстановка цих векторів у (2) приводить до виразу

$$\bar{i}_i = \frac{2P_o}{3\bar{U}_{ip}^*} \left(e^{j\omega t} + \frac{\Delta \bar{\psi} - \Delta \bar{u}_i}{\bar{U}_{ip}} - \frac{\Delta \bar{\psi}^* + \Delta \bar{u}_i^*}{\bar{U}_{ip}^*} e^{j2\omega t} \right) . \quad (12)$$

З виразу (12) можуть бути сформульовані наступні можливі стратегії модуляції:

$$\Delta \bar{\psi} = \Delta \bar{u}_i ; \quad (13)$$

$$\Delta \bar{\psi} = -\Delta \bar{u}_i ; \quad (14)$$

$$\Delta \bar{\psi} = 0 . \quad (15)$$

В останньому випадку вектор вхідного струму модулюється у фазі з прямою послідовністю основної складової вектора вхідної напруги \bar{U}_{ip} .

За допомогою викладеного аналітичного підходу на основі згаданої лінеаризації виконано узагальнений гармонічний аналіз вхідного струму МП для методів (13) – (15) [3]. З оцінки якості вхідного струму МП в умовах несиметрії і спотворень системи напруг мережі живлення при симетричному навантаженні можна зробити такі висновки:

- перша стратегія забезпечує мінімальне діюче значення трифазного вхідного струму;
- друга стратегія краща у випадку, коли очікується велике значення коефіцієнта несиметрії вхідних напруг, і вона може повністю компенсувати гармоніки струму;
- третя стратегія призводить до зменшення коефіцієнта гармонік та може бути застосована за жорстких вимог до якості вхідного струму.

Кожна стратегія динамічної модуляції вхідного струму МП з метою наближення його форми до синусоїдальної або поліпшення його показників за окремими критеріями ґрунтується на припущенні, що амплітуда та фаза споживаних навантаженням струмів відомі у будь-який момент часу, що використовується для зчитування інформації, тобто просторовий вектор вихідного струму МП є заданою вхідною величиною для системи керування перетворювачем та визначення параметрів керування. Інваріантною до навантаження перетворювача величиною є реактивна потужність, що споживається з мережі та регулюється у деякому діапазоні для кожної робочої точки. Робоча точка визначається співвідношенням активної і реактивної складових потужності навантаження. Отже, динамічна модуляція вхідного струму, що не позначається на навантаженні, можлива виключно шляхом модуляції його реактивної складової.

Традиційний спосіб регулювання вхідного коефіцієнта потужності МП за рахунок фазового зсуву модулюючої функції ШІМ щодо напруги мережі живлення обмежено відомим співвідношенням $q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi_i$. Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності МП реалізується способом [1], [6] безпосереднього завдання коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму (в елементи m_{hk} матриці керуючих функцій ключів МП на кожному такті ШІМ)

$$m_{hk} = A_{hk} + m_{0k}, \quad (16)$$

$$\text{де } A_{hk} = \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \operatorname{Re} \left\{ \bar{a}^{-1-k} \left(e^{j\theta_i} q \cos \left[\theta_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - jb \cos \left[\theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right) \right\}, \quad (17)$$

$h = 1, 2, 3$ – номери вихідних фаз МП, $k = 1, 2, 3$ – номери вхідних фаз, $b = q \cos \varphi_o \tan \varphi_i$ – коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму, 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 відомий, просторовий вектор вхідного струму дорівнює [1], [6]

$$\bar{i}_i = (q \cos \varphi_o - jb) \hat{I}_o e^{j\theta_i} = \frac{\hat{U}_o \hat{I}_o \cos \varphi_o}{\hat{U}_i} [1 - j \tan(\theta_i - \vartheta_i)], \quad (18)$$

де $\theta_i - \vartheta_i = \varphi_i$ – фазовий зсув між вхідними просторовими векторами напруги та струму, тобто між векторами \bar{u}_i та \bar{v} .

Таким чином, динамічна модуляція обумовлює залежність

$$b = f(\varphi_i) = \frac{\hat{U}_o \cos \varphi_o}{\hat{U}_i} \tan(\theta_i - \vartheta_i). \quad (19)$$

Реактивна складова вхідного струму обмежена відомим діапазоном в енергетичних координатах (активна потужність, вихідна і вхідна реактивні потужності МП) [1].

У всіх розглянутих стратегіях модуляції реактивної складової просторового вектора вхідного струму визначальним фактором, крім співвідношення амплітуд, є кутові співвідношення між вектором складової прямої послідовності (основної гармоніки) вхідної напруги МП $\bar{u}_{ip} = \hat{U}_{ip} e^{j(\omega_i t + \alpha_{ip})}$, модуляційним вектором $\bar{v} = \hat{U}_{ip} e^{j(\omega_i t + \alpha_{ip})} + \Delta \bar{v}$ і вектором спотворення $\Delta \bar{u}_i = \Delta \hat{U} e^{j\Delta \theta_i}$, під яким мається на увазі складова зворотної послідовності або сума вищих гармонічних складових (чи те й інше разом). Для узагальнення варіантів введемо такі позначення (рис. 2): $\gamma = \omega_i t + \alpha_{ip} - \Delta \theta_i$ – фазовий зсув між векторами

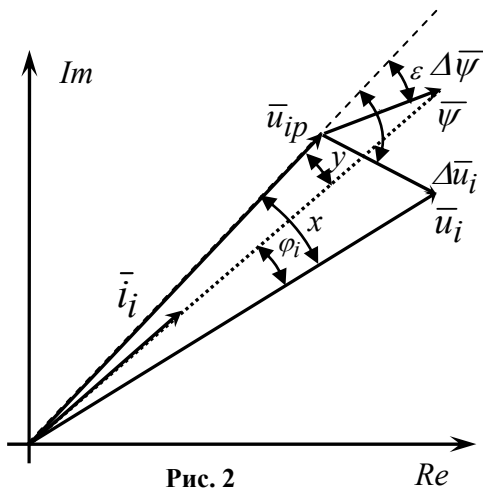


Рис. 2

\bar{u}_{ip} і $\Delta\bar{u}_i$; ε – фазовий зсув між векторами \bar{u}_{ip} і $\Delta\bar{\psi}$.

Фазовий зсув між вхідними просторовими векторами напруги та струму φ_i дорівнює різниці двох кутів: між векторами \bar{u}_{ip} та $\bar{u}_i = \bar{u}_{ip} + \Delta\bar{u}_i$ (кут x), а також між векторами \bar{u}_{ip} та $\bar{\psi}$ (кут y). Для знаходження $\tan \varphi_i$ скористаємося відомою з тригонометрії формулою $\tan(x - y) = \frac{\tan x - \tan y}{1 + \tan x \tan y}$.

З розгляду геометричної конфігурації (рис. 2) випливає, що $\tan x = \Delta\hat{U}_i \sin \gamma / (\hat{U}_{ip} + \Delta\hat{U}_i \cos \gamma)$, $\tan y = \Delta\hat{U}_i \sin \varepsilon / (\hat{U}_{ip} + \Delta\hat{U}_i \cos \varepsilon)$ і далі після перетворень

$$\tan \varphi_i = \frac{k_u^2 \sin(\gamma - \varepsilon) + k_u \sin \gamma - k_u \sin \varepsilon}{k_u^2 \cos(\gamma - \varepsilon) + k_u \cos \gamma + k_u \cos \varepsilon + 1}, \quad (20)$$

де $k_u = \Delta\hat{U}_i / \hat{U}_{ip}$ – коефіцієнт, який характеризує спотворення напруги. Враховуючи, що

$$q = \frac{\hat{U}_o}{\hat{U}_i} = \frac{\hat{U}_o}{\sqrt{\hat{U}_{ip}^2 + \Delta\hat{U}^2 + 2\hat{U}_{ip}\Delta\hat{U} \cos \gamma}} = \frac{\hat{U}_o}{\hat{U}_{ip} \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}}, \quad (21)$$

отримаємо

$$b = \frac{\hat{U}_o \cos \varphi_o}{\hat{U}_{ip} \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}} \frac{k_u^2 \sin(\gamma - \varepsilon) + k_u \sin \gamma - k_u \sin \varepsilon}{k_u^2 \cos(\gamma - \varepsilon) + k_u \cos \gamma + k_u \cos \varepsilon + 1}. \quad (22)$$

Якщо $\Delta\bar{\psi} = \Delta\bar{u}_i$, то напрямком вектора вхідного струму збігається з напрямком вектора вхідної напруги МП, тобто $\varphi_i = 0 = \text{const}$ і, таким чином, модуляція реактивної складової струму відсутня.

У випадку, коли $\Delta\bar{\psi} = -\Delta\bar{u}_i$, фазовий зсув між векторами \bar{u}_{ip} і $\Delta\bar{\psi}$ $\varepsilon = \gamma \pm \pi$, а коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму дорівнює

$$b = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \varphi_o \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} [1 - k_u^2] \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}}. \quad (23)$$

У випадку $\Delta\bar{\psi} = 0$ слід врахувати, що $\tan \varphi_i = \frac{\Delta\hat{U}_i \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} + \Delta\hat{U}_i \cos \gamma} = \frac{k_u \sin \gamma}{1 + k_u \cos \gamma}$ (рис. 2), а тому

$$b = \frac{k_u \hat{U}_o \cos \varphi_o \sin \gamma}{\hat{U}_{ip} (1 + k_u \cos \gamma) \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos \gamma}}. \quad (24)$$

Реалізація можливостей щодо динамічної модуляції вхідного струму МП добре ілюструється на прикладі живлення перетворювача від несиметричної синусоїдальної мережі. Перший зі згаданих способів модуляції (5) (рис. 1, б) відповідає завданню реактивної складової вхідного струму МП $b = 0$. Для другого способу фазовий зсув між вхідними просторовими векторами напруги та струму φ_i є зсувом між векторами, що дорівнюють сумі (4) і різниці (6) симетричних складових прямої та зворотної послідовностей напруги. Іншими словами, $\Delta\bar{u}_i = \bar{u}_{in}^*$, $\Delta\bar{\psi} = -\Delta\bar{u}_i = -\bar{u}_{in}^*$, і рис. 2 може бути трансформований у рис. 1, в, а коефіцієнт передачі струму відповідає формулі (23). Фазовий зсув між векторами \bar{u}_{ip} і \bar{u}_{in}^* дорівнює $\gamma = 2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in}$, тоді вираз (23) набуває вигляду

$$b = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \varphi_o \sin(2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in})}{\hat{U}_{ip} (1 - k_u^2) \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos(2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in})}}, \quad (25)$$

де $k_u = \hat{U}_{in} / \hat{U}_{ip}$ – коефіцієнт несиметрії системи напруг, оскільки $\Delta\hat{U}_i = \hat{U}_{in}$.

Амплітуда кривої $b=f(t)$ дорівнює

$$|b|_{\max} = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \varphi_o}{\hat{U}_{ip} (1 - k_u^2) \sqrt{1 + k_u^2}}; \text{ але } |b|_{\max} \leq \frac{\sqrt{3} k_u \cos \varphi_o}{(1 + k_u) \sqrt{1 + k_u^2}}, \text{ оскільки } \frac{\hat{U}_o}{\hat{U}_{ip}} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} (1 - k_u). \quad (26)$$

Сімейство кривих, що наочно ілюструють вираз (26), показано на рис. 3. Приклад часової діаграми $b = f(\omega_i t)$ відповідно до виразу (25) наведено на рис. 4 для таких параметрів: $U_o / U_{ip} = 0,75$, $\cos\varphi_o = 0,8$, $k_u = 0,15$, $\alpha_{ip} = 0$, $\alpha_{in} = 40^\circ$. На цьому прикладі видно нелінійність і періодичність кривої, частота якої дорівнює подвоєній частоті мережі, причому крива кососиметрична на півперіоді мережевої напруги.

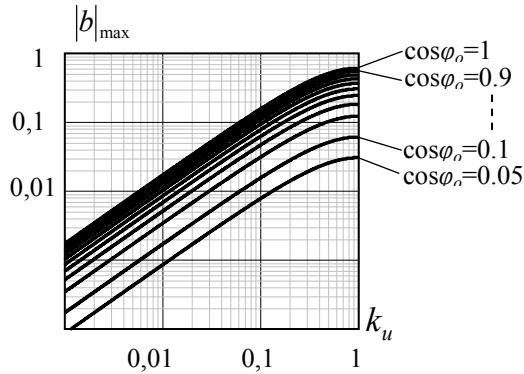


Рис. 3

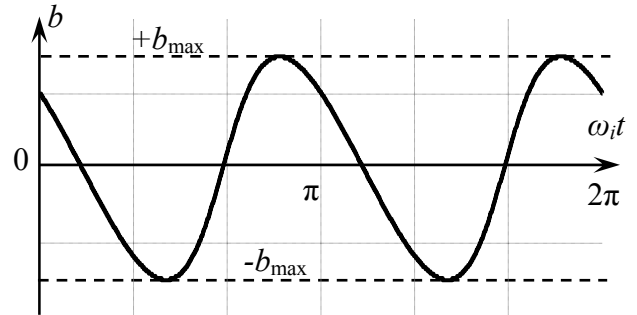


Рис. 4

На рис. 5 побудовано годографи просторових векторів вхідної напруги МП, вхідного струму за відсутності реактивної складової, що відповідає способу модуляції за формулою (5) (рис. 1, б), годограф реактивної складової, який за формою відповідає годографу кривої на рис. 4, і, нарешті, результуючий годограф, який отримується додаванням у вхідний струм реактивної складової і відповідає способу (6) (рис. 1, в). Цей приклад наочно демонструє технологію динамічної модуляції, що дозволяє формувати несиметричну систему синусоїдальних вхідних струмів МП.

Часові розгортки (рис. 6), що відповідають виділенню дійсної частини вищезгаданих годографів, також є підтвердженням описаної технології.

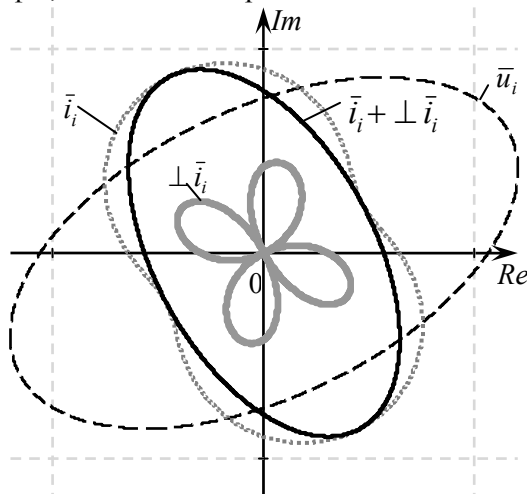


Рис. 5

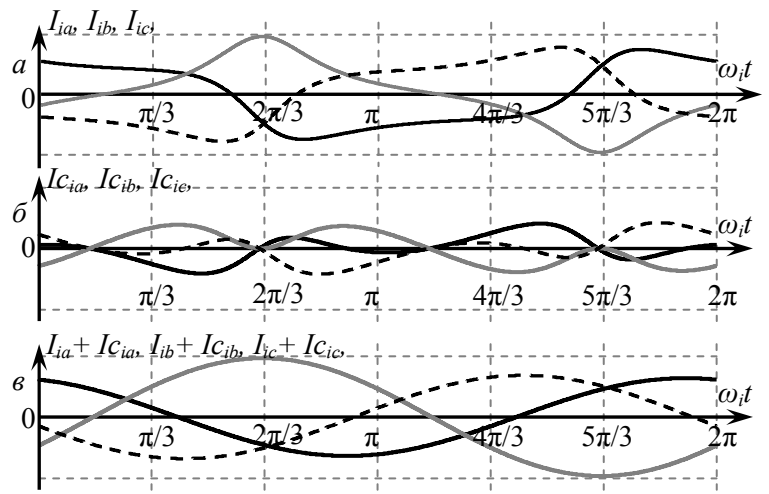


Рис. 6

Показані на рис. 5 і рис. 6 криві ілюструють вихідні теоретичні положення, є гладкими та відповідають усередненим миттєвим значенням для кожного циклу ШІМ. Результати моделювання з урахуванням реального дискретного формування цих кривих шляхом комутацій ключів МП згідно з алгоритмом керування, в основу якого покладено вирази (16), (17) і таблиці, представлено на рис. 7.

Таким чином, моделювання показало дієвість вищевикладеного підходу до поліпшення форми вхідних струмів МП в умовах живлення від несиметричної системи напруг. Реальне поліпшення якості вхідних струмів з урахуванням комутацій підтверджується їхнім спектральним складом та розрахованими значеннями коефіцієнта гармонік THD_f вхідного струму.

Для третього способу модуляції (7) (рис. 1, з) фазові зсуви між векторами \bar{u}_{ip} та $\Delta\bar{u}_i = \bar{u}_{in}^*$ і $\Delta\bar{u} = \bar{u}_{in}$ дорівнюють $\gamma = 2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in}$ і $\varepsilon = \alpha_{ip} - \alpha_{in} = \text{const}$ відповідно, тобто відносно вектора \bar{u}_{ip} модулюється фазове положення тільки однієї сторони кута φ_i (рис. 2 збігається з рис. 1, з), на відміну від другого способу (6) (рис. 1, в).

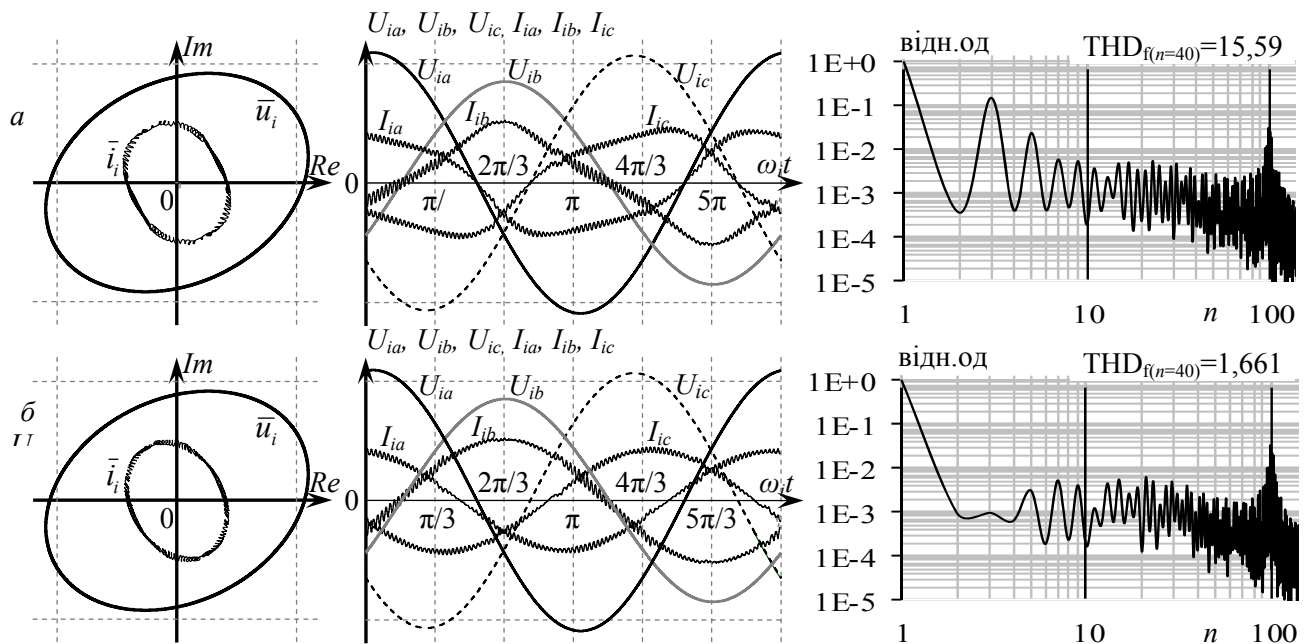


Рис. 7

У цьому випадку вираз (22) перетворюється до вигляду

$$b = \frac{2k_u \hat{U}_o \cos \varphi_o \sin(\omega_i t + \alpha_{in}) [\cos(\omega_i t + \alpha_{ip}) + k_u \cos(\omega_i t + \alpha_{in})]}{\hat{U}_{ip} [1 + 2k_u \cos(\omega_i t + \alpha_{ip}) \cos(\omega_i t + \alpha_{in}) + k_u^2 \cos^2(\omega_i t + \alpha_{in})] \sqrt{1 + k_u^2 + 2k_u \cos(2\omega_i t + \alpha_{ip} + \alpha_{in})}} \quad (27)$$

Середній за період вхідний коефіцієнт потужності для розглянутих варіантів модуляції напрямку вектора вхідного струму в умовах несиметричної синусоїдальної мережі дорівнює одиниці. Якщо дозволяє робоча точка МП та коефіцієнт несиметрії або ступінь спотворення мережі живлення, то можливе регулювання вхідного коефіцієнта потужності в допустимих для даних умов межах, тобто $b=f(t)$ може мати постійну складову.

Висновки.

Загальною базою розглянутих варіантів поліпшення якості вхідних струмів МП є вибір напрямку просторового вектора струму по відношенню до просторового вектора вхідної напруги за тими чи іншими критеріями, які пов'язані з гармонічним складом напруги і коефіцієнтом несиметрії за наявності зворотної послідовності основної гармоніки. Оскільки всі складові вхідної напруги і їхні співвідношення між собою є функціями часу, то фазовий зсув між просторовими векторами напруги і струму також повинен бути не постійним, а змінюватися протягом періоду за тим чи іншим правилом або алгоритмом. Варіація напрямку вектора струму неможлива без керування його реактивною складовою. Таким чином, спосіб керування вхідною реактивною потужністю МП безпосередньо впливає на показники якості споживаних з мережі струмів. Показано, за якими ознаками встановлюється зв'язок між модуляцією напрямку просторового вектора вхідного струму і безпосереднім завданням та реалізацією його реактивної складової.

1. Михальський В.М., Соколов В.М., Шановал І.А., Чопик В.В. Максимізація діапазону керування матричними перетворювачами // Технічна електродинаміка. – 2015. – №1. – С. 7–13.
2. 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.
3. 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.
4. 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.
5. 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.
6. 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.

7. 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 НЕСИММЕТРИЧНОЙ И/ИЛИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НАПРЯЖЕНИЙ ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ

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-57, 03680, Украина.

e-mail: mikhalsky@ied.org.ua

Разработаны и исследованы способы управления матричным преобразователем (МП) на общей базе алгоритма регулирования входной реактивной мощности МП, направленные на улучшение качества входных токов МП в условиях несимметричной и/или несинусоидальной системы напряжений сети. С этой целью рассмотрены различные варианты задания направления пространственного вектора входного тока по отношению к пространственному вектору входного напряжения за счет надлежащего регулирования реактивной составляющей тока. Моделирование показало достоверность и действенность предложенного подхода по улучшению формы входных токов МП с учетом реальных условий коммутаций и дискретного формирования этих токов. Библи. 7, табл. 1, рис. 7.

Ключевые слова: матричный преобразователь, входной ток, реактивная мощность, несимметрия, несинусоидальность.

IMPROVEMENT OF THE INPUT CURRENT WAVEFORMS OF A MATRIX CONVERTER UNDER UNBALANCED AND/OR NONSINUSOIDAL INPUT VOLTAGE CONDITIONS

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 paper aims to study methods of the matrix converter (MC) control on the base of input reactive power control algorithm for improving the quality of MC input current under unbalanced and/or nonsinusoidal input voltage conditions. Simple assurance of the uniformity of the power consumed by the load in these conditions leads to an additional modulation of the active component of the input current and thereby a distortion of its waveform. A dynamic modulation of its reactive component that does not affect the load is possible in order to correct and improve the quality of current consumed from the network. Different versions of setting of the direction of the current space vector with respect to the input voltage space vector have been generalized. The initial condition is the information about the instantaneous values of the MC input voltage space vector, the space vector of the fundamental harmonic of positive sequence and MC output current space vector. It is shown how the relationship between modulation of the direction of the input current space vector and immediate reference and realization of its reactive component is set. Analytical expressions of reference of the transfer ratio of the active component of the output current to the reactive component of the input current and the algorithm of the implementation have been summarized. The simulation showed the reliability and effectiveness of the proposed approach to improve the waveform of the MC input currents based on actual conditions and switching discrete formation of these currents. References 7, table 1, figures 7.

Key words: matrix converter, input current, reactive power, unbalanced and nonsinusoidal input voltage.

1. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Shapoval I.A., Chopyk V.V. Maximizing the control range of a matrix converter // Tekhnichna Elektrodynamika. – 2015. – No. 1. – Pp. 7–13. (Ukr)

2. 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.

3. 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.

4. 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.

5. 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.

6. 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.

7. 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 03.02.2015