

У цьому збірнику публікуються нові наукові результати, які отримані у наукових відділах Інституту електродинаміки НАН України протягом 2014 року. Тому побудова випуску відповідає не традиційним тематичним рубрикам збірника, а нумерації наукових відділів. Оскільки деякі наукові відділи проводять дослідження одночасно за кількома науковими напрямками, у розділі відділу наведено відповідні матеріали, які викладено або у вигляді підрозділів однієї статті, або кількома окремими статтями.

Редакційна колегія

№ 1. ВІДДІЛ ПЕРЕТВОРЕННЯ ТА СТАБІЛІЗАЦІЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ

УДК 621.314

ОСОБЛИВОСТІ КЕРУВАННЯ МАТРИЧНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ДЛЯ ДОСЯГНЕННЯ ВИСОКОЇ ЯКОСТІ ВХІДНИХ І ВИХІДНИХ ПАРАМЕТРІВ

В.М. Михальський, докт. техн. наук, **Т.В. Мисак**, канд. техн. наук, **В.М. Соболев**, канд. техн. наук, **С.Й. Поліщук**, 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

У відділі перетворення та стабілізації електромагнітних процесів досліджено особливості керування матричними перетворювачами для досягнення максимальних значень коефіцієнта передачі напруги в координатах вхідного та вихідного зсуву фаз. Показано, що векторний підхід до синтезу ковзного режиму забезпечує високу якість вихідної напруги з мінімальною кількістю комутацій та форму струму мережі, наближену до синусоїдальної. Обґрунтовано застосування швидкодіючого спостерігача вхідної напруги матричного перетворювача, що дає змогу уникнути небажаних комутацій при керуванні матричним перетворювачем у ковзному режимі. Розроблено стратегію модуляції і алгоритм безпосереднього керування сукупністю коефіцієнта передачі напруги та коефіцієнта передачі реактивної складової вхідного струму у функції вихідного зсуву фаз шляхом прямого задання необхідних параметрів просторових векторів керуючих функцій. Наведено результати моделювання. Бібл. 11, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: матричний перетворювач, коефіцієнт передачі напруги, ковзний режим, векторний метод.

Вступ. Посилення уваги до дослідження та впровадження матричних перетворювачів (МП) традиційної топології, яке спостерігається на сьогоднішній день, пов'язане насамперед з можливістю застосування нових методів керування. Останнім часом широко проводяться дослідження алгоритмів керування МП, які б дали можливість застосовувати перетворювач не тільки для забезпечення заданих параметрів вихідної електроенергії, але одночасно і для ефективного керування вхідними параметрами електроенергії.

Метою статті є дослідження особливостей керування МП для досягнення високої якості вхідних і вихідних параметрів на прикладах стратегії керування коефіцієнтами передачі напруги та реактивної складової вхідного струму МП і алгоритму керування МП у ковзному режимі, який усуває додаткові комутації, викликані високочастотними складовими напруги на вході МП.

1. Можливості регулювання коефіцієнта передачі напруги матричного перетво-

рювача при ненульових фазових зсувах між напругами і струмами на вході та виході. Змінні стану матричного перетворювача, якими є вихідні напруги та вхідні струми, описуються виразами

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

де елементи матриці керуючих функцій m_{hk} задовольняють умовам

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

Матриця керуючих функцій перетворюється в систему просторових векторів:

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

Зворотна трансформація виглядає таким чином:

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

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

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

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

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

де

$$A_{hk} = \frac{1}{3} + \operatorname{Re}\{(\bar{m}_d \bar{a}^{1-h} + \bar{m}_i \bar{a}^{h-1}) \bar{a}^{1-k}\}; \quad (7)$$

$$m_{0k} = \operatorname{Re}\{\bar{m}_o \bar{a}^{1-k}\}. \quad (8)$$

Симетричні складові прямої та зворотної послідовностей \bar{m}_d , \bar{m}_i використовуються для встановлення зв'язку між входом та виходом МП у векторній формі за допомогою передатних рівнянь, запропонованих у роботі [5]:

$$\bar{u}_o = \frac{3}{2} (\bar{u}_i \bar{m}_i^* + \bar{u}_i^* \bar{m}_d); \quad (9)$$

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

де $\bar{u}_i = \hat{U}_i e^{j\theta_i}$; $\bar{u}_o = \hat{U}_o e^{j\theta_o}$; $\bar{i}_i = \hat{I}_i e^{j(\theta_i - \varphi_i)}$; $\bar{i}_o = \hat{I}_o e^{j(\theta_o - \varphi_o)}$.

Вектор \bar{m}_o , який відсутній у виразі (9), входить до виразу для нульової послідовності симетричних складових вихідної напруги:

$$u_{o0} = \frac{1}{3} (u_{o1} + u_{o2} + u_{o3}) = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{\bar{u}_i \bar{m}_o^*\}. \quad (10)$$

Загальне розв'язання передатних рівнянь отримано в роботі [5]:

$$\bar{m}_d = \left(\frac{q}{3 \cos \varphi_i} e^{-j\varphi_i} + \frac{\lambda}{\hat{U}_i \hat{I}_o} e^{-j\varphi_o} \right) e^{j(\theta_i + \theta_o)}; \quad \bar{m}_i = \left(\frac{q}{3 \cos \varphi_i} e^{-j\varphi_i} - \frac{\lambda}{\hat{U}_i \hat{I}_o} e^{j\varphi_o} \right) e^{j(\theta_i - \theta_o)}. \quad (11)$$

У результаті підстановки (11) в (9) отримуємо

$$\bar{u}_o = q \hat{U}_i e^{j\theta_o}; \quad \bar{i}_i = q \hat{I}_o \cos \varphi_o (1 - j \tan \varphi_i) e^{j\theta_i}. \quad (12)$$

Традиційна стратегія модуляції передбачає в загальному розв'язку (11) параметр $\lambda = 0$, тому

$$\bar{m}_d = \frac{q}{3} (1 - j \tan \varphi_i) e^{j(\theta_i + \theta_o)}; \quad \bar{m}_i = \frac{q}{3} (1 - j \tan \varphi_i) e^{j(\theta_i - \theta_o)}. \quad (13)$$

З (13) випливає відоме обмеження коефіцієнта передачі напруги [11]:

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi_i. \quad (14)$$

Вибір відмінного від нуля значення параметра λ дає можливість знайти верхню межу коефіцієнта передачі напруги, яка відрізняється від обмеження (14), за умови, що фазовий зсув φ_o відомий і не дорівнює нулю [11]. У цьому випадку ($\lambda \neq 0$) загальний розв'язок (11) виглядає таким чином [8]:

$$\bar{m}_d = \frac{q}{3} [1 - (\gamma + jr) e^{-j\varphi_o}] e^{j(\theta_i + \theta_o)}; \quad \bar{m}_i = \frac{q}{3} [1 + (\gamma - jr) e^{j\varphi_o}] e^{j(\theta_i - \theta_o)}, \quad (15)$$

де параметр γ – вільний член (ступінь свободи), а параметр r залежить від φ_i і φ_o : $r = \tan \varphi_i \cos \varphi_o$; при цьому він задає коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму: $b = qr$, як це впливає з виразу (12).

З (15) с урахуванням (5) випливає:

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} q e^{j\theta_i} \left\{ \cos \left[\theta_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - jr \cos \left[\theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - j\gamma \sin \left[\theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} + \bar{m}_0. \quad (16)$$

Відомі пропозиції щодо розширення діапазону регулювання основних параметрів МП ґрунтуються на пошуку максимально можливих за модулем значень \bar{m}_d і \bar{m}_i , що в свою чергу призводить до екстремального розміщення просторових векторів керуючих функцій \bar{m}_h у межах області їх існування.

Основна ідея стратегії, яка пропонується, полягає в тому, що спочатку з виразів (15) та (7) обчислюються складові A_{hk} елементів керуючої матриці m_{hk} (6), що відповідає значенням \bar{m}_h при $\bar{m}_0 = 0$, а потім за допомогою нульового вектора \bar{m}_0 здійснюється примусове розміщення кінців двох векторів \bar{m}_h на межах області їх існування. Вибір цих векторів залежить від номера 60-градусного сектора фазової площини, всередині якого розміщено поточний просторовий вектор вхідної напруги МП. Формально такий вибір відповідає визначенню двох мінімальних в алгебраїчному сенсі елементів $A_{hk \min}$ ($h = 1, 2, 3$), тобто розміщених крайніми зліва на числовій осі.

При розміщенні кінця вектора \bar{m}_h на межі області існування відповідний елемент k -ї фази дорівнює нулю: $m_{hk} = A_{hk \min} + m_{0k} = 0$, звідки

$$m_{0k} = -A_{hk \min}. \quad (17)$$

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

$$\sum_{k=1}^3 m_{0k} = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^3 \bar{m}_0 \bar{a}^{1-k} \right\} = 0, \quad (18)$$

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

Розбивку фазової площини на сектори та елементи m_{0k} для кожного з вказаних секторів зведено в табл. 1. Вони служать додатком до A_{hk} для отримання m_{hk} згідно з виразом (6). Викладений в [1, 9] підхід відрізняється знаходженням спочатку нульових векторів, а потім вже їх складових m_{0k} .

Таблиця 1

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

Ступінь свободи γ у загальному розв'язку (15) може бути застосовано для оптимізації симетричних складових \bar{m}_d і \bar{m}_i з метою реалізації або максимально можливого коефіцієнта

передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму в функції активної потужності та вихідної реактивної потужності [8], або максимально можливого коефіцієнта передачі напруги q у функції вхідного φ_i і вихідного φ_o зсувів фаз [11]. У запропонованому алгоритмі не передбачена роль вільного параметра γ , тобто для вибраних значень симетричних складових \bar{m}_d і \bar{m}_i (15) знаходиться значення нульової складової \bar{m}_0 , необхідне для екстремального розміщення векторів \bar{m}_h (16) на межах області існування. Як видно з (16), обидва параметри r і γ регулюють відстань координат кінців векторів \bar{m}_h відносно напрямку вектора $e^{j\theta_i}$ по синусоїдальному закону залежно від кутового положення просторового вектора вихідної напруги θ_o та вихідного зсуву фаз φ_o . Екстремальні значення \bar{m}_d і \bar{m}_i , таким чином, залежать від максимальної амплітуди згаданої синусоїди при довільному значенні аргументу, яка не призводить до порушення меж існування векторів \bar{m}_h . Оскільки метою є максимізація параметра r , то доцільно прийняти за оптимальне значення параметра $\gamma=0$, і тоді означена максимальна амплітуда дорівнюватиме максимально можливому значенню параметра r .

Нелінійна залежність \bar{m}_d і \bar{m}_i від вихідного зсуву фаз φ_o у виразі (15) обумовлює числове рішення для знаходження меж їх існування. Відомі лише принципові обмеження, які впливають з балансу потужностей [6–8]: $q^2(1 + \tan \varphi_i) \leq 3/4$, $q + |b| \leq 1$. Числовий розрахунок може виконуватися способами оптимальних послідовних наближень. Можливо також керуватися при заданні параметрів апроксимацією максимальних значень згідно з [8].

Розрахунок і побудова поверхні максимальних значень вхідної реактивної потужності в функції активної і вихідної реактивної потужностей за допомогою запропонованого алгоритму [1, 9] співпадає з відомими і встановленими іншими способами результатами [6–8], що підтверджує виправданість прийняття за оптимальне нульового значення вільного члена в загальному розв'язку (15). Перевірка алгоритму для деяких фіксованих значень цього члена ($\gamma \neq 0$), запропонованих у роботі [8], також підтверджує зроблений висновок.

Для підтвердження дієвості цього алгоритму та порівняння з методом розширення діапазону регулювання МП, запропонованим в [11], виконано розрахунок та побудову поверхні максимальних значень коефіцієнта передачі напруги залежно від кутових зсувів фаз між

вхідними та вихідними напругами та струмами відповідно. На рис. 1 показано поверхню для традиційної стратегії модуляції, на рис. 2 – для запропонованого методу. Зіставлення цих поверхонь з наведеними в [11] свідчить про тотожність результатів у обох випадках і підтверджує ефективність запропонованого алгоритму.

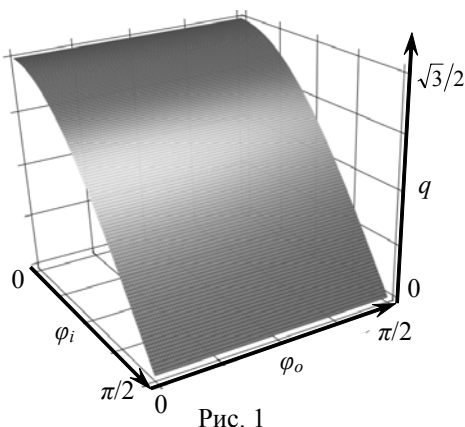


Рис. 1

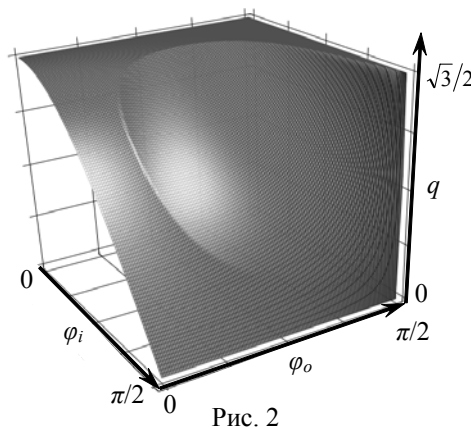


Рис. 2

вхідними та вихідними напругами та струмами відповідно. На рис. 1 показано поверхню для традиційної стратегії модуляції, на рис. 2 – для запропонованого методу. Зіставлення цих поверхонь з наведеними в [11] свідчить про тотожність результатів у обох випадках і підтверджує ефективність запропонованого алгоритму.

2. Забезпечення високої якості вихідної напруги матричних перетворювачів у ковзному режимі. Напругу на вході МП можна записати як

$$\begin{vmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} U_m \cos \theta_i \\ U_m \sin \theta_i \end{vmatrix}, \quad (19)$$

де U_m та $\theta_i = \omega_i t$ визначають амплітуду та кутове положення вектора напруги, який обертається з кутовою швидкістю ω_i , можлива зміна якої є досить повільною.

Нехай складові вектора напруги U_α , U_β є вимірюваними, частота напруги ω_i – невідомо-

мою. При урахуванні цих припущень необхідно синтезувати швидкодіючий спостерігач, який гарантує стійкість та нечутливість (в ідеалі) оцінювання складових напруги і частоти до постійно діючих збурень так, що за деякий кінцевий проміжок часу ΔT

$$|\varepsilon_o| = \begin{vmatrix} \hat{U}_\alpha - U_\alpha \\ \hat{U}_\beta - U_\beta \\ \hat{\omega}_i - \omega_i \end{vmatrix} < |\delta|, \quad |\delta| \rightarrow 0, \quad (20)$$

де \hat{U} – вектор оцінки напруги з компонентами $\hat{U}_\alpha, \hat{U}_\beta$; $\hat{\omega}_i$ – оцінка кутової частоти; δ – мала величина; $|\varepsilon_o|$ – вектор похибок оцінювання з компонентами $\varepsilon_{o\alpha}, \varepsilon_{o\beta}, \varepsilon_o$. Динамічна модель гармонічного сигналу ідеальної мережі живлення (19) має вигляд

$$\frac{d}{dt} \begin{vmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{vmatrix} = \omega_1 \begin{vmatrix} -U_\alpha \\ U_\beta \end{vmatrix} \quad (21)$$

за початкових умов $|U_\alpha, U_\beta|^T = |U_m, 0|^T$.

З метою оцінки компонент використовуємо підхід, що базується на методі "швидкої ідентифікації" з використанням переваги ковзних режимів. Для динамічної системи (21) сконструюємо спостерігач на базі адаптивного спостерігача [3], функціонування якого відбуватиметься за примусового введення в модель ковзних режимів:

$$\frac{d}{dt} \begin{vmatrix} \hat{U}_\alpha \\ \hat{U}_\beta \\ \hat{\omega}_i \end{vmatrix} = \hat{\omega}_i \begin{vmatrix} -\hat{U}_\beta \\ \hat{U}_\alpha \\ 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} +k_U \varepsilon_\alpha \\ +k_U \varepsilon_\beta \\ -\gamma(\varepsilon_{o\alpha} \hat{U}_\beta - \varepsilon_{o\beta} \hat{U}_\alpha) \end{vmatrix} + V(t), \quad (22)$$

де $V(t)$ – вектор розривного керування довжиною V з компонентами v_α, v_β ; k_U, γ – параметри настроювання.

Одним з можливих шляхів забезпечення того, щоб поведінка системи (22) відповідала поведінці системи (21), є організація за допомогою вектора розривних керувань $V(t)$ двовимірного ковзного руху на перетині поверхонь ковзання, що є нульовим розузгодженням по компонентах оціненого та вимірюваного векторів вхідної напруги:

$$S_1(U_C, \hat{U}_C) = U_{\alpha,\beta} - \hat{U}_{\alpha,\beta} = |\varepsilon_{0\alpha,\beta}| = 0. \quad (23)$$

Для доведення потрапляння інтегральної кривої на перетин поверхонь з довільних початкових умов та стійкості ковзного руху по цьому перетину скористаємось доведеною в роботі [4] можливістю застосування другого методу Ляпунова. Якщо похідна неперервно диференційованої додатної функції буде всюди від'ємною, за виключенням поверхні розриву, де вона (похідна) не визначена, то відбудеться попадання з будь-яких початкових умов на перетин поверхонь розриву і матиме місце ковзний режим по цьому перетину.

Оберемо додатньовизначену функцію Ляпунова у вигляді

$$W = \frac{1}{2} |\varepsilon_o|^T |\varepsilon| = \frac{1}{2} \left[\varepsilon_{o\alpha}^2 + \varepsilon_{o\beta}^2 + \frac{1}{\gamma} \varepsilon_{o\omega}^2 \right]. \quad (24)$$

Тоді похідна обраної функції Ляпунова, якщо її записати в силу системи (22), матиме вигляд

$$\frac{dW}{dt} = -k_U (\varepsilon_\alpha^2 + \varepsilon_\beta^2) + \varepsilon_{o\alpha} v_\alpha + \varepsilon_{o\beta} v_\beta - \frac{d\omega_i}{dt}. \quad (25)$$

Виходячи з цього, умову існування двовимірного ковзного руху буде виконано, якщо сума добутоків у виразі (25) буде від'ємною всюди, окрім лінії перетину поверхонь розриву. Якщо врахувати наведене припущення, що частота ω_1 змінюється досить повільно відносно темпів ковзного руху (так, що $d\omega_i/dt \approx 0$), то похідна функції Ляпунова (25) матиме завжди знак "мінус", якщо алгоритм зміни розривного керування вибрати наступним:

$$v_\alpha = V \operatorname{sgn}(S_{1\alpha}), \quad v_\beta = V \operatorname{sgn}(S_{1\beta}), \quad (26)$$

а змінні компоненти вектора S_1 матимуть вигляд $S_{1\alpha} = \varepsilon_{o\alpha}, S_{1\beta} = \varepsilon_{o\beta}$.

Модуль вектора розривного керування $V(t)$ обирається таким чином, щоб виконувалась умова

$$V \geq \hat{\omega} \|U_c\| \quad (27)$$

Отже, при виконанні умов (26) та (27) для всіх компонент вектора оцінки буде існувати двовимірний ковзний рух на перетині поверхонь розриву (23). Власне ковзний рух може бути описаний за допомогою еквівалентного керування, яке обчислюється шляхом прирівнювання до нуля похідних компонент вектора S_1 та є неперервним аналогом розривного керування, тобто його усереднення в ковзному режимі.

Повертаючись до векторного алгоритму, застосуємо до системи, що розглядається, метод еквівалентного керування [10]. Рівняння поверхонь ковзання бажано вибрати у вигляді лінійних комбінацій змінних стану системи (диференціальних рівнянь):

$$S(\varepsilon_\alpha)=0, S(\varepsilon_\beta)=0 \text{ и } S(\varepsilon_q)=0. \quad (28)$$

Використання цього методу вимагає розв'язання рівняння $dS/dt=0$ з (28), записаного відносно компонент вектора керування.

Згідно з принципом ієрархії керувань [4] задача синтезу розділяється на дві послідовні задачі. Спочатку будується керування, що реалізує ковзний режим, та отримуються умови його існування на перетині поверхонь $S(\varepsilon_\alpha)=0, S(\varepsilon_\beta)=0$, а після чого доповнюються третім рівнянням $S(\varepsilon_q)=0$ та умовами існування ковзного режиму у вигляді нерівності $S dS/dt < 0$, в яку підставляються змінні стану системи.

Векторний метод, що використовує симплекси та поворот поверхонь ковзання (28) $S(\varepsilon_\alpha)=0, S(\varepsilon_\beta)=0$, викладений у [2]. В реальному ковзному режимі з ненульовими значеннями компонент координат вектора похибки зміна структури МП (здійснення комутації) відбувається при виході вектора похибок за межі опуклої фігури допустимих похибок. Оскільки координати вектора не змінюються при паралельному перенесенні системи координат, рівняння лінії, на якій лежить вектор еквівалентного керування (а в нашому випадку він є тотожним U_{ref}) у площині α - β , запишуться таким чином:

$$U_{ref\alpha} \beta = U_{ref\beta} \alpha. \quad (29)$$

Для однозначності приймемо систему векторів $-U_{ref}, \Delta S_i, \Delta S_{i+1}$ правообертальною. Тоді, визначивши вектори фазових швидкостей як

$$\Delta S_i = (U_{i\alpha} - U_{ref\alpha}, U_{i\beta} - U_{ref\beta}) \text{ та } \Delta S_{i+1} = (U_{i+1\alpha} - U_{ref\alpha}, U_{i+1\beta} - U_{ref\beta}),$$

рівняння ліній, на яких вони лежать, запишуться як

$$\begin{aligned} (U_{i\beta} - U_{ref\beta}) \alpha - (U_{i\alpha} - U_{ref\alpha}) \beta &= 0; \\ (U_{i+1\beta} - U_{ref\beta}) \alpha - (U_{i+1\alpha} - U_{ref\alpha}) \beta &= 0. \end{aligned} \quad (30)$$

Вектор ΔS_0 є протилежним вектору U_{ref} , тому лежить на тій же прямій (29). Після такого представлення розміщення кінця проекції вектора інтегральних оцінок на площину α - β у підобластях, утворених пучком прямих (29) та (30), буде однозначно визначатись знаками виразів:

$$\begin{aligned} P_0 &= \text{sign}(U_{ref\beta} \cdot S_\alpha - U_{ref\alpha} \cdot S_\beta); \\ P_1 &= \text{sign}((\Delta S_{i\beta} - U_{ref\beta}) \cdot S_\alpha - (\Delta S_{i\alpha} - U_{ref\alpha}) \cdot S_\beta); \\ P_2 &= \text{sign}((\Delta S_{i+1\beta} - U_{ref\beta}) \cdot S_\alpha - (\Delta S_{i+1\alpha} - U_{ref\alpha}) \cdot S_\beta), \end{aligned} \quad (31)$$

де i – номер симплекса.

Значення величин $\Delta S_{i\alpha}, \Delta S_{i\beta}, \Delta S_{i+1\alpha}, \Delta S_{i+1\beta}$ можна обчислити за табл. 2.

Таблиця 2

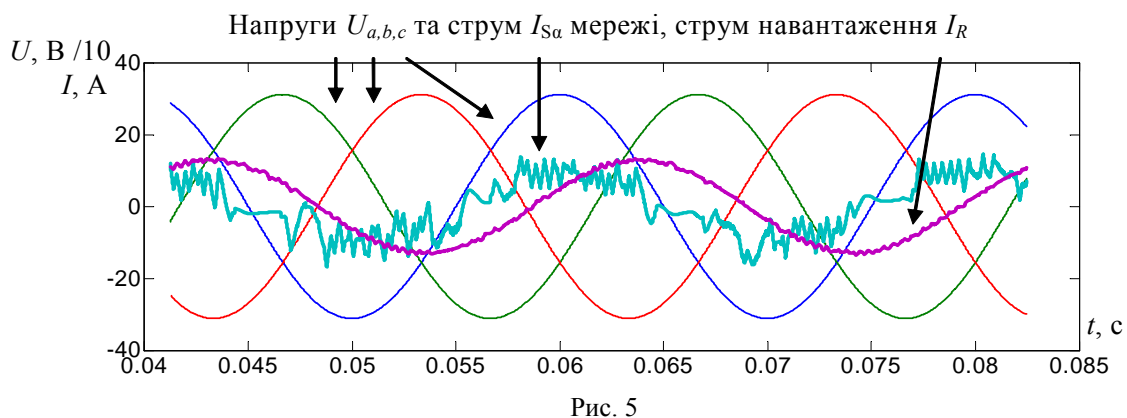
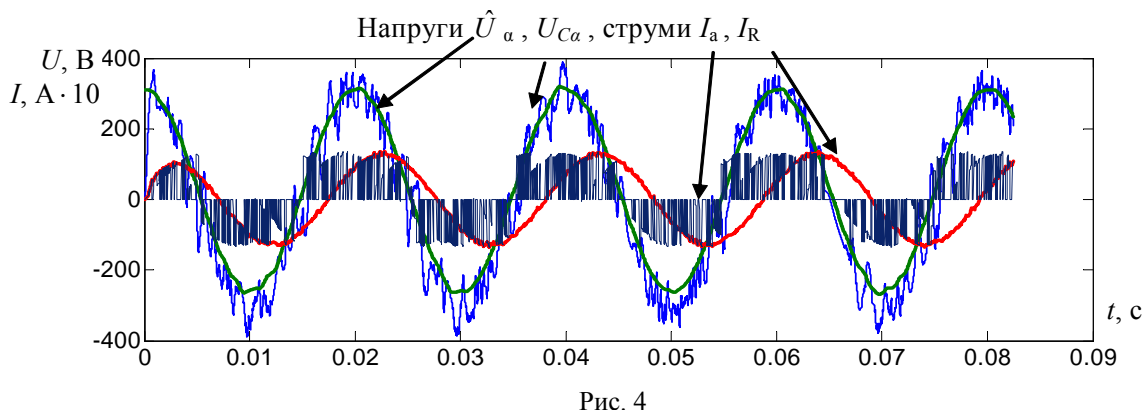
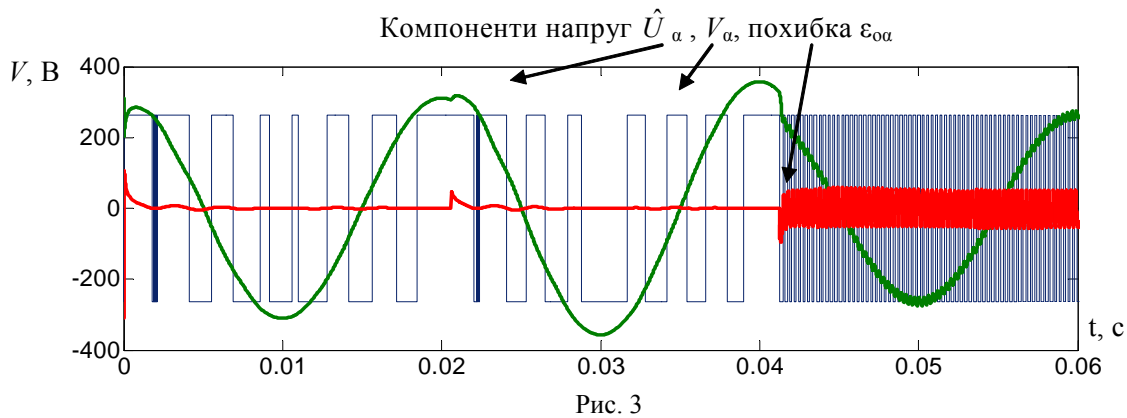
Сектор	$\Delta S_{i\alpha}$	$\Delta S_{i\beta}$	$\Delta S_{i+1\alpha}$	$\Delta S_{i+1\beta}$
1	$V_1 - U_{ref\alpha}$	$-U_{ref\beta}$	$1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$
2	$1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$	$-1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$
3	$-1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$	$-V_1 - U_{ref\alpha}$	$-U_{ref\beta}$
4	$-V_1 - U_{ref\alpha}$	$-U_{ref\beta}$	$-1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$
5	$-1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$	$1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$
6	$1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$	$V_1 - U_{ref\alpha}$	$-U_{ref\beta}$

Для лівообертальної системи векторів $-U_{ref}$, ΔS_i , ΔS_{i+1} індекси i та $i+1$ у виразах (30) і (31) міняються місцями. Змінна V_1 у табл. 2 – модуль стаціонарного вектора вихідної напруги U_i , який розраховується з компонент вектора оцінки вхідної напруги МП (22) у кожний момент часу.

Для дослідження основних властивостей швидкодіючого спостерігача використовувались стандартні параметри мережі з фазною напругою $U_m = \sqrt{2} \cdot 220$ В, $\omega_i = 50$ Гц. Оскільки в системі керування МП використовуються лише компоненти оцінки напруги \hat{U}_α , \hat{U}_β , а модуль вектора розривного керування V обмежується тільки умовою (29), то для реального ковзного режиму з ненульовими значеннями похибок обираємо значення модуля $V = (\epsilon_{\alpha\alpha}^2 + \epsilon_{\alpha\beta}^2) \cdot k_U$. Початкові умови для моделювання динаміки спостерігача виберемо такі: $|\hat{U}_\alpha, \hat{U}_\beta|^T = |U_m, 0|^T$, коефіцієнти настроювання $\gamma = k_U = 3\omega_i/\pi$, $\hat{\omega}_i(0) = 0,9\omega_i$. На рис. 3 наведено перехідні процеси пуску моделі спостерігача, через один період ω_i стрибок амплітуди напруги на 15%, а з початку третього періоду – стрибок напруги на -30% з додаванням зсунутої за фазою ВЧ складової. На рис. 4 та 5 представлено результати моделювання реального ковзного режиму в системі «мережа – LC-фільтр – МП – RL-навантаження».

У квазіусталеному режимі характеристики спостерігача з ковзним режимом не відрізняються від статичних характеристик адаптивного спостерігача [3].

На рис. 4 показано можливості спостерігача до фільтрації напруги на вході МП, а та-



кож наведено діаграми вимірюваної напруги на конденсаторі фільтра U_{Ca} та її оцінки \hat{U}_{Ca} , а також струми однієї з вхідних (I_a) та вихідних (I_R) фаз МП.

Висновки. 1. Запропонований підхід формалізує та спрощує процес формування матриці керуючих функцій МП. Розроблений алгоритм зведено до простих математичних дій з розрахунку керуючих функцій та їх корегування шляхом визначення мінімальних значень для поточного сектора розміщення просторового вектора вхідної напруги.

2. Обнулення коефіцієнтів матриці відповідно до алгоритму означає виведення з роботи відповідних ключів на кожному циклі ШІМ, що зменшує частоту комутацій в МП і, як наслідок, знижує комутаційні втрати.

3. Вільний член у розв'язку передатних рівнянь не впливає на досягнення максимального діапазону керування. Бажаний результат досягається за рахунок ступенів свободи, які має згада-на нульова послідовність симетричних складових просторових векторів керуючих функцій.

4. Аналіз взаємного розміщення кривих напруги (рис. 3) дає змогу зробити висновок, що похибки за фазою є досить малими, тому діапазон максимально можливих значень модуля вектора вихідної напруги залишається близьким до теоретичного. Результати моделювання свідчать, що використання компонент вектора оцінки напруги не має помітного впливу на форму кривої струму в навантаженні (I_R) та вхідного струму фільтра (I_{Sa}) МП, які наведено для однієї з фаз на рис. 5.

5. Введення в систему керування МП, який функціонує у ковзному режимі, швидкодіючого спостерігача компонент вхідної напруги МП та використання оцінок компонент вектора вхідної напруги МП замість безпосередньо вимірюваних значень дають можливість усунути небажані комутації, що забезпечило зменшення кількості комутацій у порівнянні з традиційними системами керування МП.

1. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Керування вхідною реактивною потужністю матричних перетворювачів // Техн. електродинаміка. – 2014. – № 3. – С. 33–41.
2. Мысак Т.В. Особенности формирования выходного напряжения и входного тока матричных преобразователей при управлении с использованием скользящего режима // Техн. електродинаміка. – 2013. – № 1. – С. 24–33.
3. Пересада С.М., Динник Т.В. Адаптивний спостерігач параметрів мережі живлення // Оптимальне керування електроустановками: Пр. II Міжн. наук.-техн. конф. – Вінниця, 22-24 жовтня 2013 р. – С. 77.
4. Уткин В.И. Скользящие режимы и их применение в системах с переменной структурой. – М.: Наука, 1974. – 272 с.
5. 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. – Vol. 49. – No 2. – April 2002. – P. 370–381.
6. Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari, Liuchen Chang A Generalized Technique of Modeling, Analysis and Control of a Matrix Converter Using SVD // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Vol. 58. – No 3. – March 2011. – P. 949–959.
7. Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari, Liuchen Chang Reactive power control of permanent-magnet synchronous wind generator with matrix converter // IEEE Trans. on Power Delivery. – Vol. 28. – No 2. – April 2013. – P. 575–584.
8. Igney J., Braun M. Space vector modulation strategy for conventional and indirect matrix converters // Proceeding of the European Conference on Power Electronics Applications (EPE). – Dresden (Germany), 2005. – P. 1–10.
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. – P. 26–31.
10. Utkin V., Guldner J., Jingxin Shi Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems. Second Ed NY: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009. – 504 p.
11. Zarri L., Mengoni M., Toni A., Ojo J.O. Range of the linear modulation in matrix converters // IEEE Trans. on Power Electronics. – June 2014. – Vol. 29. – No 6. – P. 3166–3178.

УДК 621.314

В.М. Михальський, докт. техн. наук, **Т.В. Мысак**, канд. техн. наук, **В.М. Соболев**, канд. техн. наук, **С.И. Полищук**, 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

Особенности управления матричными преобразователями для достижения высокого качества входных и выходных параметров

В отделе преобразования и стабилизации электромагнитных процессов Института электродинамики НАН Украины исследованы особенности управления матричными преобразователями для достижения максимальных значений коэффициента передачи напряжения в координатах входного и выходного сдвигов фаз. Показано, что векторный подход к синтезу скользящего режима обеспечивает высокое качество выходного напряжения с минимальным количеством коммутаций и форму тока сети, приближенную к синусоидальной. Обосновано применение быстродействующего наблюдателя входного напряжения матричного преобразователя, который позволяет избежать нежелательных коммутаций при управлении матричным преобразователем в скользящем режиме. Разработаны стратегия модуляции и алгоритм непосредственного управления совокупностью коэффициента передачи напряжения и коэффициента передачи реактивной составляющей входного тока в функции выходного сдвига фаз путем прямого задания необходимых параметров пространственных векторов управляющих функций. Приведены результаты моделирования. Библ. 11, рис. 5, табл. 2.

Ключевые слова: матричный преобразователь, коэффициент передачи напряжения, скользящий режим, векторный метод.

V.M. Mykhalskiy, T.V. Mysak, V.M. Sobolev, S.Yo. Polishchuk, V.V. Chopyk, I.A. Shapoval

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Features of the matrix converters control to achieve high quality of the input and output parameters

Features of the matrix converter control to achieve the maximum values of the voltage transfer ratio in coordinates of the phase shift between voltage and current on the input and output have been investigated. It is shown that vector approach to the synthesis of a sliding mode provides a high quality output voltage with a minimum amount of commutations and the input current waveform close to a sine wave. The use of the high-speed input voltage observer of the matrix converter avoids the undesirable commutations in the real sliding mode control of the matrix converter. An appropriate modulation strategy and an algorithm for direct control of a set of voltage transfer ratio and the transfer ratio of the reactive component of the input current as a function of output power factor by direct assignment of the required parameters of the duty-cycle space vectors has been developed. The simulation results are presented. References 11, figures 5, tables 2.

Key words: matrix converter, voltage transfer ratio, sliding modes, vector control.

Надійшла 15.04.2015

Received 15.04.2015

№ 2. ВІДДІЛ СТАБІЛІЗАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ЕНЕРГІЇ

УДК 621.314.1

**ЕНЕРГОЗБЕРЕГАЮЧІ ЕЛЕКТРОТЕРМІЧНІ УСТАНОВКИ
ДЛЯ ВИСОКОЧАСТОТНОГО ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ**

А.К. Шидловський, акад. НАН України, **А.Ф. Жаркін**, чл.-кор. НАН України, **В.Б. Павлов**, докт. техн. наук, **В.О. Новський**, докт. техн. наук, **А.Г. Пазєєв**, канд. техн. наук, **С.О. Палачов**, канд. техн. наук, **В.Є. Павленко**, **П.С. Бойко**, **Ю. П.Туғаєнко**, **Д.О. Малахатка**

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна
e-mail: novsky@ukr.net

Розглянуто практичні аспекти розробки силових схем та систем управління тиристорними та транзисторними перетворювачами частоти і створення на цій основі експериментальних зразків енергозберігаючих електротермічних установок (ЕТУ) індукційного нагрівання різноманітного призначення. Отримані у 2014 році результати математичного та імітаційного моделювання електромагнітних процесів у системі «ЕТУ - феромагнітне завантаження» дали змогу розробити нові оптимізовані схеми силової частини і системи керування ЕТУ потужністю 300 кВА. Створено, виготовлено та випробувано в лабораторних умовах експериментальний зразок ЕТУ-300 на основі застосування нових алгоритмів керування IGBT-модулями напівпровідникового перетворювача частоти у її складі. Бібл. 5, рис. 8.