

УДК 621.314.58

Т. В. Мисак, В. М. Михальський, д-р. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины, г. Київ, Україна

### АНАЛІТИЧНЕ ПРЕДСТАВЛЕННЯ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ МАТРИЧНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ З ВИКОРИСТАННЯМ КОВЗНОГО РЕЖИМУ

*Объектом исследования является матричный преобразователь с управлением в скользящем режиме. Векторное управление позволяет обеспечить высокое качество выходного напряжения с уменьшенным количеством переключений и приближенную к синусоидальной форму потребляемого из сети тока. Получены аналитические соотношения, позволяющие построение цифровых моделей для исследования электромагнитных процессов и практическую реализацию распределителя импульсов с использованием одного и того же математического описания.*

**Ключевые слова:** матричный преобразователь, скользящий режим, векторное управление, конечно-автоматное представление, булевы векторы состояния, элементы переключающей матрицы

*Об'єктом дослідження є матричний перетворювач з керуванням у ковзному режимі. Векторний підхід до синтезу ковзного режиму забезпечує високу якість вихідної напруги з мінімальною кількістю комутацій та форму струму мережі, наближену до синусоїдальної. Отримано аналітичні співвідношення, що дозволяють побудову цифрових моделей для дослідження електромагнітних процесів та практичну реалізацію розподільників імпульсів МП за використання одного й того самого математичного опису.*

**Ключові слова:** матричний перетворювач, ковзний режим, векторний метод, кінцево-автоматне представлення, булев вектор стану, елементи комутаційної матриці.

## Вступ

На сьогоднішній день спостерігається посилення уваги до дослідження та впровадження матричних перетворювачів (МП) традиційної топології. Поширені методи керування МП реалізуються на основі скалярних або векторних принципів в залежності від вимог до процесів перетворення енергії в цілому, якості вхідної та вихідної енергії перетворювача, обмежень по частоті комутації, обчислювальних можливостей систем керування МП. Відомі рішення, що використовують скалярні методи керування в рамках детермінованих систем, не забезпечують незмінної якості вихідного струму (напруги) МП в процесі регулювання вихідної частоти та напруги.

Використання зворотніх зв'язків певним чином покращує параметри вхідної та вихідної електричної енергії перетворювачів частоти (ПЧ), проте застосування регуляторів з неперервною характеристикою не враховує таку важливу властивість ключового ПЧ, як розривність характеристики. Використання цієї розривності дає можливість застосування при синтезі керування МП методів теорії систем із змінною структурою та отримання переваг, характерних для систем такого класу.

## Постановка задачі

Розглядається трифазно-трифазний матричний перетворювач (МП), що має традиційну топологію та побудований на практично ідеальних двонаправлених ключах змінного струму. При побудові керування МП обмежимося припущенням, що мережі живлення притаманні деякі фільтруючі властивості та виразимо вихідні напруги такого МП через вхідні:

$$|U_2| = [H]|U_1|, \quad (1)$$

де  $U_1 = \text{colon}\{U_A, U_B, U_C\}$  – вектор миттєвих значень напруг на вході МП;

$U_2 = \text{colon}\{U_R, U_S, U_T\}$  – вектор миттєвих значень напруги на виході МП;

$H$  – комутаційна матриця з елементами  $[h_{ij}]$ ,  $i, j = 1, 2, 3$ , кожний з яких може мати значення тільки «0» или «1»;

Використовуючи перетворення трифазної системи координат з лінійно-залежними базисними векторами  $e_R, e_S, e_T$  до двохфазної системи з ортогональними базисними векторами  $e_\alpha, e_\beta$ , запишемо рівняння (1) у вигляді:

$$\begin{vmatrix} U_{2\alpha} \\ U_{2\beta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} e_{R\alpha} & e_{S\alpha} & e_{T\alpha} \\ e_{R\beta} & e_{S\beta} & e_{T\beta} \end{vmatrix} [H] \begin{vmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{vmatrix}. \quad (2)$$

Доволі простий метод керування МП можна реалізувати шляхом зведення до нуля компонент  $\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$  вектора похибок  $\varepsilon = \text{colon}\{\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta\}$  вихідної напруги за рахунок організації ковзного режиму вздовж деяких поверхонь  $S_j = 0$  в просторі похибок, на яких компоненти вектора керування, вихідні напруги МП, будуть зазнавати розривів [2]. Для синтезу ковзного режиму запишемо рівняння, що визначають інтегральні оцінки похибок керування:

$$\frac{d}{dt} \begin{vmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{vmatrix} = Z \left( \begin{vmatrix} U_{ref\alpha} \\ U_{ref\beta} \end{vmatrix}, \begin{vmatrix} U_{2\alpha} \\ U_{2\beta} \end{vmatrix} \right), \quad (3)$$

де  $Z$  – деяка гладенька функція, частіше за все лінійна комбінація координат системи,  $U_{ref\alpha}, U_{ref\beta}$  – компоненти завдання вектора вихідної напруги.

Після підстановки (2) в (3) одержимо диференціальні рівняння з розривною правою частиною:

$$\frac{d}{dt} \begin{vmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{vmatrix} = Z \left( \begin{vmatrix} U_{ref\alpha} \\ U_{ref\beta} \end{vmatrix}, \begin{vmatrix} e_{R\alpha} & e_{S\alpha} & e_{T\alpha} \\ e_{R\beta} & e_{S\beta} & e_{T\beta} \end{vmatrix} [H] \begin{vmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{vmatrix} \right). \quad (4)$$

Як відомо, розв'язок системи рівнянь, що зв'язують вхідні та вихідні струми та напруги МП відносно елементів комутаційної матриці  $[H]$  не є однозначним. Виходячи з цього, для усунення надлишковості вектора керування введемо нову змінну  $v$  та похибку її регулювання  $\varepsilon_v$ . З урахуванням цього перепишемо рівняння (4) у вигляді:

$$\frac{d}{dt} \begin{vmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \\ \varepsilon_v \end{vmatrix} = Z \left( \begin{vmatrix} U_{ref\alpha} \\ U_{ref\beta} \\ v \end{vmatrix}, \begin{vmatrix} e_{R\alpha} & e_{S\alpha} & e_{T\alpha} \\ e_{R\beta} & e_{S\beta} & e_{T\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} [H] \begin{vmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{vmatrix} \right). \quad (5)$$

Проте на базі системи рівнянь (5) не можна побудувати керування вхідним струмом МП за допомогою безпосереднього введення деякої оцінки похибки струму замість  $\varepsilon_v$ , оскільки для цієї оцінки відсутній вектор керування (або його компонента), що має адекватну фізичну розмірність – «ампер». Добуток будь-якого елемента  $h_{ij}$ , що не має розмірності, на будь-яку компоненту вектора напруги мережі має фізичну розмірність «вольт».

Вивдається беззаперечним, що в якості вектора керування вхідним струмом МП буде використовуватись його вихідний струм [3, 6, 7].

Розглянемо навантаження МП загального вигляду, яке може бути описане звичайними диференціальними рівняннями відносно вектора  $X$  розмірності  $n$ :

$$\frac{dX}{dt} = f(X, t) + |U_2|, \quad (6)$$

причому ці рівняння за допомогою неособливого перетворення можна звести до вигляду:

$$\begin{aligned} \frac{dX_1}{dt} &= f_1(X_1, I, t), \\ \frac{dI}{dt} &= f_2(X_1, I, t) + AI + B(u), \end{aligned} \quad (7)$$

де  $I = \text{col}\{I_R, I_S, I_T\}$  – вектор-стовпець, компоненти якого мають фізичний зміст струмів;  
 $A = [A_{jk}]$  – матриця коефіцієнтів розмірності  $3 \times 3$ ;  
 $B(u) = -U_2[E]$ ,  $E$  – одинична матриця.

При наявності таких припущень можна перейти до виразу, що визначає вхідні струми МП через вихідні:

$$|I_1| = [H]^T |I_2|. \quad (8)$$

Далі перейдемо до системи координат  $d-q$ , що обертається разом з просторовим вектором напруги мережі живлення, та визначимо реактивну компоненту повного струму на вході МП з (8):

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & \sin\theta_1 \\ -\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{A\alpha} & e_{B\alpha} & e_{C\alpha} \\ e_{A\beta} & e_{B\beta} & e_{C\beta} \end{bmatrix} [H]^T |I_2|, \quad (9)$$

де  $\theta_1 = \omega t_1$  – поточне кутове розташування вектора напруги мережі живлення;

$e_{jk}$  – коефіцієнти перетворення трифазної системи координат, жорстко прив'язаної до мережі живлення з лінійно-залежними базисними векторами  $e_A, e_B, e_C$ , до двохфазної системи координат з ортогональними базисними векторами  $e_\omega, e_\beta$ .

З урахуванням рівнянь (9) маємо формальне право записати рівняння для інтегральної оцінки похибки регулювання реактивної компоненти вхідного струму:

$$\frac{d}{dt} \varepsilon_q = Z_q(I_{refq}, i_q, \dots), \quad (10)$$

де  $Z_q$  – деяка гладенька функція, не обов'язково залежна від компонент  $I_{refq}$  та  $i_q$ ;  
 $I_{refq}$  – величина завдання реактивної компоненти вхідного струму.

#### Рішення задачі

В ідеальному ковзному режимі вважається, що керування відбувається з нескінченно великою частотою, а вектор фазової швидкості направлений точно вздовж поверхні розриву. Проте на практиці завдяки наявності різного роду неідеальностей, від характеристик силових ключів до різного роду паразитних індуктивностей, інтегральна крива розташовується в деякому околі поверхонь розриву, а зміна структури системи відбувається з кінцевою частотою.

Застосовуючи до системи, що розглядається, метод еквівалентного керування [5], рівняння поверхонь ковзання бажано вибирати у вигляді лінійних комбінацій змінних стану системи (диференціальних рівнянь):

$$S(\varepsilon_\alpha) = 0, S(\varepsilon_\beta) = 0 \text{ и } S(\varepsilon_q) = 0. \quad (11)$$

Згідно цього методу необхідно розв'язувати рівняння  $dS/dt = 0$  з (11), записане в силу (4) та (10) відносно компонент вектора керування.

Оскільки величина вихідного струму МП визначається величиною вихідної напруги МП та характеристиками навантаження (7), то для подальшого синтезу ковзного режиму в МП використовуємо принцип ієрархії керувань [5]. Згідно з цим принципом розділимо задачу синтезу

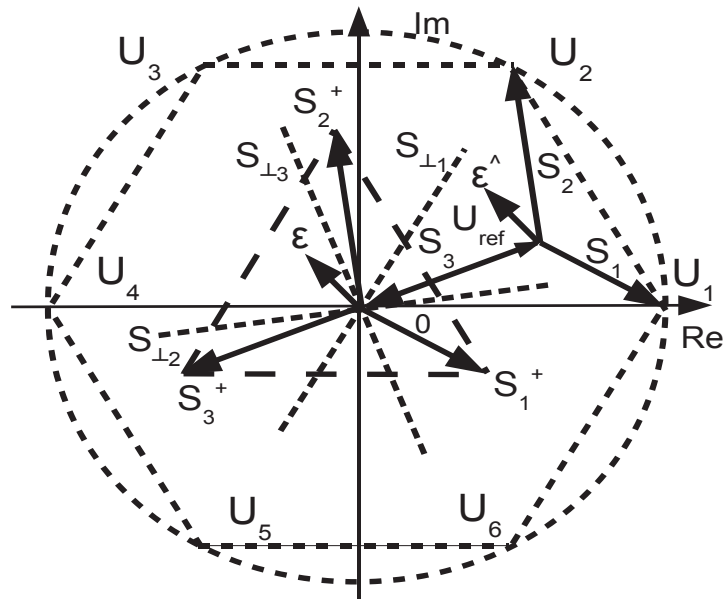


Рис. 1.

керування  $S(\epsilon_\alpha)=0, S(\epsilon_\beta)=0$ , викладений в [3]. Він дає можливість в кожен момент часу однозначно визначити необхідний вектор керування, застосування якого викличе появу такого вектора фазової швидкості, який не дозволить зображуючій точці вийти за межі дельта-околу на перетині поверхонь ковзання (11), як наслідок – одержати стійкість руху в ковзному режимі. 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.

Модель розподільвача імпульсів для векторних алгоритмів, що використовують вектори зовнішнього та внутрішнього багатогранників, передбачає визначення булевих функцій комутації кожного ключа МП через визначення номера  $i$  стаціонарного вектора вихідної напруги МП  $U_i$ , який буде використано в кожен момент часу. Визначення номера вимагає розбиття комплексної площини, на якій здійснює обертання просторовий вектор напруги мережі живлення, на 12 секторів по 30 ел.градусів кожен. Таке розбиття однозначно визначається компонентами булева вектора стану  $x_s$ , які описуються за допомогою виразів:

$$\begin{aligned} x_{s1} &= x_{13} \& x_{23}; & x_{s5} &= x_{12} \& x_{22}; & x_{s9} &= x_{15} \& x_{25}; \\ x_{s2} &= x_{13} \& x_{24}; & x_{s6} &= x_{12} \& x_{26}; & x_{s10} &= x_{15} \& x_{27}; \\ x_{s3} &= x_{14} \& x_{24}; & x_{s7} &= x_{16} \& x_{26}; & x_{s11} &= x_{17} \& x_{27}; \\ x_{s4} &= x_{14} \& x_{22}; & x_{s8} &= x_{16} \& x_{25}; & x_{s12} &= x_{17} \& x_{23}, \end{aligned} \tag{12}$$

де  $x_{1j}$  - компоненти булева вектора виходу давача мережі, що формуються наступним чином, як для МП з двохкратною модуляцією:

$$\begin{aligned} x_{11} &= (U_a < U_b) \& (U_b < U_c) \& (U_c < U_a), & x_{12} &= (U_a < U_b) \& (U_b < U_c) \& (U_c > U_a), \\ x_{13} &= (U_a < U_b) \& (U_b > U_c) \& (U_c < U_a), & x_{14} &= (U_a < U_b) \& (U_b > U_c) \& (U_c > U_a), \\ x_{15} &= (U_a > U_b) \& (U_b < U_c) \& (U_c < U_a), & x_{16} &= (U_a > U_b) \& (U_b < U_c) \& (U_c > U_a), \\ x_{17} &= (U_a > U_b) \& (U_b > U_c) \& (U_c < U_a), & x_{18} &= (U_a > U_b) \& (U_b > U_c) \& (U_c > U_a), \end{aligned} \tag{13}$$

де  $U_a, U_b, U_c$  – миттєві значення фазних напруг мережі живлення, які вимірюються.

Оскільки для формування структур керування використовуються також вектори внутрішнього багатогранника, для їх визначення необхідна інформація про стан проміжних рівнів фазних напруг, яка однозначно визначається знаками фазних напруг мережі. Другий булев вектор стану  $z$  компонентами  $x_{2k}$  для формул (12) визначено наступним чином:

$$x_{21} = (U_a > 0) \& (U_b > 0) \& (U_c > 0), \quad x_{22} = (U_a > 0) \& (U_b > 0) \& (U_c < 0),$$

керувань на перетині поверхонь (в окремому випадку – площин) (11) на дві послідовні задачі. Спочатку побудуємо керування, що реалізує ковзний режим та одержимо умови його існування на перетині поверхонь  $S(\epsilon_\alpha)=0, S(\epsilon_\beta)=0$ , а після цього доповнимо третім рівнянням  $S(\epsilon_q)=0$  та умовами існування ковзного режиму на перетині поверхонь (11) у вигляді нерівності  $S \, dS/dt < 0$ , в яку треба підставити змінні стану системи з (3) та (10).

Синтез керування бінарним методом [6, 7], за якого неперервна частина системи описана рівняннями Кірхгофа, не є можливим. Тому використовуємо векторний метод, що базується на побудові тривимірного багатогранника, подальшого переходу до симп-лексів та повороту поверхонь

$$\begin{aligned} x_{23} &= (U_a > 0) \& (U_b < 0) \& (U_c > 0), \quad x_{24} = (U_a > 0) \& (U_b < 0) \& (U_c < 0), \quad (14) \\ x_{25} &= (U_a < 0) \& (U_b > 0) \& (U_c > 0), \quad x_{26} = (U_a < 0) \& (U_b > 0) \& (U_c < 0), \\ x_{27} &= (U_a < 0) \& (U_b < 0) \& (U_c > 0), \quad x_{28} = (U_a < 0) \& (U_b < 0) \& (U_c < 0). \end{aligned}$$

Розташування проекції тривимірного вектора завдання  $U_{ref}$  на площину  $\alpha$ - $\beta$  відносно стаціонарних векторів вихідної напруги МП однозначно визначається компонентами булева вектора стану  $xz_i$ , які можна одержати, підставивши в рівняння (13), (14) замість компонент вектора напруги мережі живлення проекції вектора завдання  $U_{ref}$  на осі трифазної системи координат з лінійно-залежними базисними векторами  $e_R, e_S, e_T$  умовної електричної машини.

Виходячи з графічного представлення проекції багатогранника на площину  $\alpha$ - $\beta$  (рис.1) побудуємо лінії переключення  $S(\varepsilon_\alpha) = 0, S(\varepsilon_\beta) = 0$ . Skorистаємось відомою з векторної алгебри властивістю, згідно з якою координати вектора не змінюються при паралельному перенесенні системи координат. Враховуючи це, рівняння лінії, на якій лежить вектор еквівалентного керування, а в нашому випадку він є тотожним  $U_{ref}$ , в площині  $\alpha$ - $\beta$  має вигляд:

$$U_{ref\alpha} \beta = U_{ref\beta} \alpha. \quad (15)$$

Припустимо для однозначності, що система векторів  $-U_{ref}, \Delta S_i, \Delta S_{i+1}$  є правообертальною. Тоді, визначивши вектори фазових швидкостей як  $\Delta S_i = (U_{i\alpha} - U_{ref\alpha}, U_{i\beta} - U_{ref\beta})$  та  $\Delta S_{i+1} = (U_{i+1\alpha} - U_{ref\alpha}, U_{i+1\beta} - U_{ref\beta})$ , запишемо рівняння ліній, на яких вони лежать:

$$\begin{aligned} (U_{i\beta} - U_{ref\beta}) \alpha - (U_{i\alpha} - U_{ref\alpha}) \beta &= 0; \\ (U_{i+1\beta} - U_{ref\beta}) \alpha - (U_{i+1\alpha} - U_{ref\alpha}) \beta &= 0; \end{aligned} \quad (16)$$

Вектор  $\Delta S_0$  є протилежним вектору  $U_{ref}$ , тому лежить на тій же прямій (15). Після такого представлення розташування кінця проекції вектора інтегральних оцінок на площину  $\alpha$ - $\beta$  в підобластях (рис.1 пунктиром), утворених пучком прямих (15) та (16), буде однозначно визначатись знаками виразів:

$$\begin{aligned} P_0 &= \text{sign}(U_{ref\beta} \cdot S_\alpha - U_{ref\alpha} \cdot S_\beta), \\ P_1 &= \text{sign}((\Delta S_{i\beta} - U_{ref\beta}) \cdot S_\alpha - (\Delta S_{i\alpha} - U_{ref\alpha}) \cdot S_\beta) \quad (17) \\ P_2 &= \text{sign}((\Delta S_{i+1\beta} - U_{ref\beta}) \cdot S_\alpha - (\Delta S_{i+1\alpha} - U_{ref\alpha}) \cdot S_\beta), \end{aligned}$$

де  $i$  – номер симплекса.

Величини  $\Delta S_{i\alpha}, \Delta S_{i\beta}, \Delta S_{i+1\alpha}, \Delta S_{i+1\beta}$  можна обчислити згідно з таблицею.

Для лівообертальної системи векторів  $-U_{ref}, \Delta S_i, \Delta S_{i+1}$  індекси  $i$  та  $i+1$  у виразах (16) і (17) необхідно поміняти місцями.

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	$1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$	$V_1 - U_{ref\alpha}$	$-U_{ref\beta}$

Змінна  $V_1$  в табл. 1 – модуль стаціонарного вектора вихідної напруги  $U_i$ , який вибирається в кожен момент часу з внутрішнього або зовнішнього багатогранника.

Визначимо булев вектор стану векторного модулятора  $xv$  з рівнянь (17) як:

$$\begin{aligned} xv_1 &= (P_1 > 0) \& (P_2 < 0) \& (P_0 < 0); \quad xv_2 = (P_1 > 0) \& (P_2 < 0) \& (P_0 > 0); \\ xv_3 &= (P_1 > 0) \& (P_2 > 0) \& (P_0 > 0); \quad xv_4 = (P_1 < 0) \& (P_2 > 0) \& (P_0 > 0); \\ xv_5 &= (P_1 < 0) \& (P_2 > 0) \& (P_0 < 0); \quad xv_6 = (P_1 < 0) \& (P_2 < 0) \& (P_0 < 0); \\ xv_7 &= (P_1 > 0) \& (P_2 > 0) \& (P_0 < 0); \quad xv_8 = (P_1 < 0) \& (P_2 < 0) \& (P_0 > 0). \end{aligned} \quad (18)$$

Для оцінки місцезнаходження зображуючої точки системи по координаті  $Q$  введемо логічну змінну  $Hx_i, i=1,2,3$ , таку, що:

$Hx_1 = \text{«лог.1»}$  при  $|S(\varepsilon_q)| < \Delta_q$ ;  $Hx_2 = \text{«лог.1»}$  при  $S(\varepsilon_q) > \Delta_q$ ;  $Hx_3 = \text{«лог.1»}$  при  $S(\varepsilon_q) < -\Delta_q$ ,

де  $\Delta_q$  – величина гістерезису регулятора по координаті  $Q$ .

Тоді, з урахуванням розташування просторового вектора вхідної напруги, якому в кожен момент часу відповідає булев вектор стану  $xs$ , умови підключення векторів, що з'єднують початок координат з вершинами зовнішнього багатогранника, запишемо у вигляді:

$$\begin{aligned} U_1 &= (Hx_1 + Hx_2) \& (xz_1 + xz_2) \& (xv_3 + xv_4) + (Hx_1 + Hx_3) \& (xz_{11} + xz_{12}) \& (xv_5 + xv_6), \\ U_2 &= (Hx_1 + Hx_2) \& (xz_3 + xz_4) \& (xv_3 + xv_4) + (Hx_1 + Hx_3) \& (xz_1 + xz_2) \& (xv_5 + xv_6), \\ U_3 &= (Hx_1 + Hx_2) \& (xz_5 + xz_6) \& (xv_3 + xv_4) + (Hx_1 + Hx_3) \& (xz_3 + xz_4) \& (xv_5 + xv_6), \\ U_4 &= (Hx_1 + Hx_2) \& (xz_7 + xz_8) \& (xv_3 + xv_4) + (Hx_1 + Hx_3) \& (xz_5 + xz_6) \& (xv_5 + xv_6), \\ U_5 &= (Hx_1 + Hx_2) \& (xz_9 + xz_{10}) \& (xv_3 + xv_4) + (Hx_1 + Hx_3) \& (xz_7 + xz_8) \& (xv_5 + xv_6), \\ U_6 &= (Hx_1 + Hx_2) \& (xz_{11} + xz_{12}) \& (xv_3 + xv_4) + (Hx_1 + Hx_3) \& (xz_9 + xz_{10}) \& (xv_5 + xv_6). \end{aligned} \quad (19)$$

Для стаціонарних векторів другого набору (внутрішній багатогранник,  $U_8 \dots U_{12}$ ) умови підключення будуть записані в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} U_8 &= Hx_2 \& (xz_1 + xz_2) \& (xv_5 + xv_6) + Hx_3 \& (xz_3 + xz_4) \& (xv_4 + xv_4), \\ U_9 &= Hx_2 \& (xz_3 + xz_4) \& (xv_5 + xv_6) + Hx_3 \& (xz_5 + xz_6) \& (xv_3 + xv_4), \\ U_{10} &= Hx_2 \& (xz_5 + xz_6) \& (xv_5 + xv_6) + Hx_3 \& (xz_7 + xz_8) \& (xv_3 + xv_4), \\ U_{11} &= Hx_2 \& (xz_7 + xz_8) \& (xv_5 + xv_6) + Hx_3 \& (xz_9 + xz_{10}) \& (xv_3 + xv_4), \\ U_{12} &= Hx_2 \& (xz_9 + xz_{10}) \& (xv_5 + xv_6) + Hx_3 \& (xz_{11} + xz_{12}) \& (xv_3 + xv_4). \end{aligned} \quad (20)$$

Умови підключення нульових векторів:

$$\begin{aligned} U_{22} &= (xv_1 + xv_2) \& (xz_1 + xz_2 + xz_5 + xz_6 + xz_9 + xz_{10}), \\ U_{24} &= (xv_1 + xv_2) \& (xz_3 + xz_4 + xz_7 + xz_8 + xz_{11} + xz_{12}). \end{aligned} \quad (21)$$

Після цього маємо можливість записати булеву функцію для кожного з елементів  $h_{jk}$  комутаційної матриці з використанням тільки компонентів булевого вектора стану мережі живлення  $xs$ , умов включення векторів з наборів  $U_1 \dots U_{12}$  та нульових векторів  $U_{22}, U_{24}$ :

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= x_{2345} \& (U_1 + U_2 + U_6 + U_{22}) + x_{89ab} \& (U_3 + U_4 + U_5 + U_{24}) + \\ &+ x_{1346} \& (U_7 + U_8 + U_{12}) \& x_{79ac} \& (U_9 + U_{10} + U_{11}), \\ \lambda_2 &= x_{6789} \& (U_1 + U_2 + U_6 + U_{22}) + x_{123c} \& (U_3 + U_4 + U_5 + U_{24}) + \\ &+ x_{578a} \& (U_7 + U_8 + U_{12}) \& x_{124bc} \& (U_9 + U_{10} + U_{11}), \\ \lambda_3 &= x_{1abc} \& (U_1 + U_2 + U_6 + U_{22}) + x_{4567} \& (U_3 + U_4 + U_5 + U_{24}) + \\ &+ x_{29bc} \& (U_7 + U_8 + U_{12}) \& x_{3568} \& (U_9 + U_{10} + U_{11}), \\ \lambda_4 &= x_{2345} \& (U_2 + U_3 + U_4 + U_{22}) + x_{89ab} \& (U_1 + U_5 + U_6 + U_{24}) + \\ &+ x_{1346} \& (U_8 + U_9 + U_{10}) \& x_{79ac} \& (U_7 + U_{11} + U_{12}), \\ \lambda_5 &= x_{6789} \& (U_2 + U_3 + U_4 + U_{22}) + x_{123c} \& (U_1 + U_5 + U_6 + U_{24}) + \\ &+ x_{578a} \& (U_8 + U_9 + U_{10}) \& x_{124bc} \& (U_7 + U_{11} + U_{12}), \\ \lambda_6 &= x_{1abc} \& (U_2 + U_3 + U_4 + U_{22}) + x_{4567} \& (U_1 + U_5 + U_6 + U_{24}) + \\ &+ x_{29bc} \& (U_8 + U_9 + U_{10}) \& x_{3568} \& (U_7 + U_{11} + U_{12}), \\ \lambda_7 &= x_{2345} \& (U_4 + U_5 + U_6 + U_{22}) + x_{89ab} \& (U_1 + U_2 + U_3 + U_{24}) + \\ &+ x_{1346} \& (U_{10} + U_{11} + U_{12}) \& x_{79ac} \& (U_7 + U_8 + U_9), \\ \lambda_8 &= x_{6789} \& (U_4 + U_5 + U_6 + U_{22}) + x_{123c} \& (U_1 + U_2 + U_3 + U_{24}) + \\ &+ x_{578a} \& (U_{10} + U_{11} + U_{12}) \& x_{124bc} \& (U_7 + U_8 + U_9), \end{aligned} \quad (22)$$

$$\lambda_9 = x_{1abc} \& (U_4 + U_5 + U_6 + U_{22}) + x_{4567} \& (U_1 + U_2 + U_3 + U_{24}) + \\ + x_{29bc} \& (U_{10} + U_{11} + U_{12}) \& x_{3568} \& (U_7 + U_8 + U_9),$$

$$\text{де } x_{2345} = x_2 + x_3 + x_4 + x_5; \quad x_{89ab} = x_8 + x_9 + x_{10} + x_{11}; \quad x_{1346} = x_1 + x_3 + x_4 + x_6;$$

$$x_{79ac} = x_7 + x_9 + x_{10} + x_{12}; \quad x_{6789} = x_6 + x_7 + x_8 + x_9; \quad x_{123c} = x_1 + x_2 + x_3 + x_{12};$$

$$x_{578a} = x_5 + x_7 + x_8 + x_{10}; \quad x_{12bc} = x_1 + x_2 + x_{11} + x_{12}; \quad x_{1abc} = x_1 + x_{10} + x_{11} + x_{12};$$

$$x_{4567} = x_4 + x_5 + x_6 + x_7; \quad x_{29bc} = x_2 + x_9 + x_{11} + x_{12}; \quad x_{3568} = x_3 + x_5 + x_6 + x_8;$$

$x_j, j=1 \dots 12$ , обчислюються згідно з виразами (12).

Елементи  $h_{jk}$  комутаційної матриці  $[H]$  визначаються з (22) як  $h_{jk} = \lambda_{j+3*(k-1)}, j, k=1, 2, 3$ .

### Висновок

Аналітичне представлення векторного алгоритму у вигляді алгебро-логічних виразів дозволяє використовувати його як для аналізу електромагнітних процесів в системах, що мають в своєму складі МП, чисельними методами, так і для прошивки матриць програмованої логіки розподілювачів імпульсів МП.

### Список літератури

1. Байда С. В., Изосимов Д. Б. Векторный подход к задаче синтеза скользящего движения. Симплексные алгоритмы // Автоматика и телемеханика. – № 7. – 1985. – С. 56–63.
2. Изосимов Д. Б., Мусак Т. В., Чехет Э. М. Непосредственный преобразователь частоты с обратной связью по выходному напряжению // Преобр. параметров электрической энергии в энергетических и технологических установках. Сб. научн. трудов. - Киев : Ин-т электродинамики АН УССР. – 1991. – С. 17-27.
3. Мысак Т. В. Особенности формирования выходного напряжения и входного тока матричных преобразователей при управлении с использованием скользящего режима / Т. В. Мысак // Технічна електродинаміка. – 2013. – № 1. – С. 2–33.
4. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. – М.: Наука, 1981. – 368 с.
5. Chekhet E. M., Izosimov D. B., Misak T. V. Vector Control in Direct Frequency Converters // Conf. on Electrical Drives and Power Electronic, Koshice, – 1994. – V.1. – P. 106–111.
6. Ferreira S Pinto, J. Fernando Silva Input filter design for sliding mode controlled matrix converters / S.F. Pinto, J.F. Silva // Proc. 32nd Annual IEEE Power electronics specialists conference, 2001. – Vol. 2. – P. 648–653.
7. Hamouda M., F.Fnaiech, K.Al-Haddad, H.Y.Kanaan Matrix Converter Control : A Sliding Mode Approach, The 30<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronic Society, Vol.2, P.2295-2300., Nov. 2–6, 2004 Busan, Korea

## ANALYTIC REPRESENTATION OF VECTOR CONTROL MATRICES CONVERTER IN SLIDING MODE

T. V. Mysak, V. M. Mikhalskyi, Dr. Sc.  
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
Kyiv, Ukraine

*Object of research is a matrix converter with sliding mode control. Vector approach to the synthesis of a sliding mode provides high quality output voltage with minimal commutations and input current close to sinusoidal. The analytical relationships that allow building digital models for the study of electromagnetic processes and allow practical implementation of matrix converter pulse splitters using the same mathematical description have been obtained.*

**Keywords.** Matrix converter, sliding mode, vector method, finite-state representation, Boolean state vector, commutation matrix elements.

1. Baida S. V., Izosimov D. B. Vector approach to the synthesis of a sliding motion. Simplex algorithms // Automation and Remote Control. – 1985. – № 7. – P. 56–63. (Rus.)
2. Chekhet E. M., Izosimov D. B., Misak T. V. Vector Control in Direct Frequency Converters // Conf. on Electrical Drives and Power Electronic, Koshice, – 1994. – V.1 – P.106–111. (Rus.)

3. *Izosimov D. B., Misak T. V., Chekhet E. M.* Direct frequency converter with output voltage closed loop / Преобр. параметров электрической энергии в энергетических и технологических установках. Сб.научн.трудов.-Kyiv : Institute of Electrodynamics AN USSR.–1991.– P.17–27. (Rus.)
4. *Mysak T. V.* Features of formation of the output voltage and input current of matrix converters under sliding mode control / Tekhnichna elektrodynamika. – 2013. – № 1. —P. 24–33. (Rus.)
5. *Utkin V. I.* Sliding modes in control and optimization. M.: – Nauka/ – 1981. – 368 p. (Rus.)
6. *Fereira S Pinto, J.Fernando Silva* Input filter design for sliding mode controlled matrix converters / S.F. Pinto, J.F. Silva // Proc. 32nd Annual IEEE Power electronics specialists conference, 2001. – Vol. 2. – P. 648–653.
7. *Hamouda M., F. Fnaiech, K.Al-Haddad, H. Y. Kanaan* Matrix Converter Control: A Sliding Mode Approach, The 30<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronic Society, Vol.2, P.2295–2300., Nov. 2–6, 2004 Busan, Korea.