

УДК 621.313

КЕРУВАННЯ МАТРИЧНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ З ВИКОРИСТАННЯМ ЕКСТРЕМАЛЬНИХ ПОЛОЖЕНЬ ПРОСТОРОВИХ ВЕКТОРІВ КЕРУЮЧИХ ФУНКЦІЙ

В.М.Михальський, докт.техн.наук, **В.М.Соболев**, канд.техн.наук, **І.А.Шаповал**, канд.техн.наук, **В.В.Чопик**
 Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна.

Розглянуто особливості алгоритмів керування матричними перетворювачами з розширеним діапазоном керування вхідною реактивною потужністю. Проведено аналіз роботи алгоритму та отримано якісні показники вихідних параметрів матричного перетворювача. Наведено основні напрямки оптимізації алгоритму. Бібл. 8, рис. 7, табл. 3.

Ключові слова: матричний перетворювач, реактивна потужність, просторовий вектор.

Вступ. В останні десятиріччя регульований електропривод змінного струму отримав суттєвий поштовх для подальшого інтенсивного удосконалення завдяки стрімкому розвитку силової напівпровідникової техніки та обчислювальних можливостей мікропроцесорів, що створило умови для розробки нових принципів побудови перетворювачів частоти (ПЧ), у тому числі матричних перетворювачів (МП). Зокрема, постійний розвиток обчислювальних можливостей забезпечує створення нових, більш складних способів керування перетворювачами з метою удосконалення їхніх характеристик та розширення діапазону застосування. Так, останнім часом широко ведуться дослідження алгоритмів керування МП, які б дозволили застосовувати перетворювач не тільки як пристрій керування двигунами (генераторами) у складі електроприводу, але й як ефективне джерело реактивної потужності в певному локальному осередку мережі з одночасним забезпеченням вимог керування навантаженням.

При використанні звичайних підходів регулювання вхідного коефіцієнта потужності МП досягалося ціною значного ускладнення алгоритмів керування та зменшення діапазону регулювання, що значно звужує області застосування перетворювачів.

Існує декілька основних способів регулювання коефіцієнта потужності, прив'язаних до основних алгоритмів керування. При використанні алгоритмів керування за підходами [4] вхідний коефіцієнт потужності залежить від навантаження. Регулювання може бути здійснене шляхом зсуву модулюючих функцій на деякий кут, що призведе до зниження коефіцієнта передачі. При використанні векторної широтно-імпульсної модуляції (ВШІМ) керування реактивною потужністю відбувається за рахунок зсуву інтервалів використання кривих вхідних напруг на періоді напруги мережі живлення. Недоліком такого алгоритму є зменшення коефіцієнта передачі напруги в МП і, як наслідок, звуження діапазону регулювання.

Метою вдосконалення алгоритмів ШІМ при керуванні МП є не тільки регулювання вхідного коефіцієнта потужності, але й підвищення значення вхідної реактивної потужності до максимально можливого для заданої робочої точки. Для цього існують способи, що мають ті чи інші переваги та недоліки. Алгоритм керування МП, який засновано на математичному апараті сингулярного розкладання матриць (SVD), використовує матричний підхід до розрахунку значень відносних тривалостей роботи ключів МП [1, 5]. Коефіцієнти, якими оперує алгоритм, мають чіткий фізичний зміст та задають коефіцієнт передачі за напругою зі входу на вихід та коефіцієнт передачі реактивної складової вихідного струму МП на вхід. Основним недоліком даного алгоритму є відсутність можливості для формування вхідного реактивного струму при відсутності реактивної складової на виході МП.

Відомі алгоритми, які використовують гібридні способи модуляції [7, 8]. Основна ідея цих підходів полягає в розширенні циклу ШІМ на додатковий інтервал для формування реактивної складової просторового вектора вхідного струму. При цьому основний і додатковий інтервали зливаються і утворюють комбінований алгоритм отримання модуляційного циклу. Дані алгоритми можуть формувати вхідний реактивний струм для всіх типів навантаження, використовуючи двовекторні та тривекторні способи модуляції [7]. Недоліком таких алгоритмів є невизначені границі використання вищезгаданих способів модуляції і, як наслідок, неповне використання можливостей МП при регулюванні вхідної реактивної потужності.

Метою статті є дослідження алгоритму керування МП з використанням екстремальних поло-

жень просторових векторів керуючих функцій. Цей алгоритм направлений на виявлення та реалізацію максимально можливої вхідної реактивної потужності для даної робочої точки.

Для реалізацій керування матричним перетворювачем використовується матриця стаціонарних станів ключів [2, 5, 6]

$$S = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix} \begin{cases} s_{kh} \in \{0,1\} \\ s_{1h} + s_{2h} + s_{3h} = 1, \end{cases} \quad (1)$$

де $k, h = 1, 2, 3$.

Усереднені на циклі ШІМ значення тривалості відкритого стану ключів МП також можуть бути представлені матрицею

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

де T_M – тривалість циклу ШІМ.

Усереднені значення є керуючими функціями, які визначають пропорції у використанні вхідних напруг та вихідних струмів при відповідному формуванні вихідних напруг та вхідних струмів. Саме тому дані керуючі функції задані у відносних одиницях та мають відповідні обмеження (2).

Існує можливість перетворення матриці керуючих функцій у систему просторових векторів шляхом групування їх по три відповідно до кожної вихідної фази

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} (\bar{a}^0 m_{1h} + \bar{a}^1 m_{2h} + \bar{a}^2 m_{3h}), \quad h = 1, 2, 3, \quad \bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (3)$$

З врахуванням обмежень (2) обернена трансформація виглядає наступним чином:

$$m_{1h} = \bar{m}_h^{\Re} + 1/3, \quad m_{2h} = (\bar{a}^2 \bar{m}_h)^{\Re} + 1/3, \quad m_{3h} = (\bar{a} \bar{m}_h)^{\Re} + 1/3, \quad h = 1, 2, 3, \quad (4)$$

де \Re – оператор використання дійсної частини комплексного виразу.

Три просторові вектори \bar{m}_h , які визначають керуючі функції, утворюють «триножник», що роз-

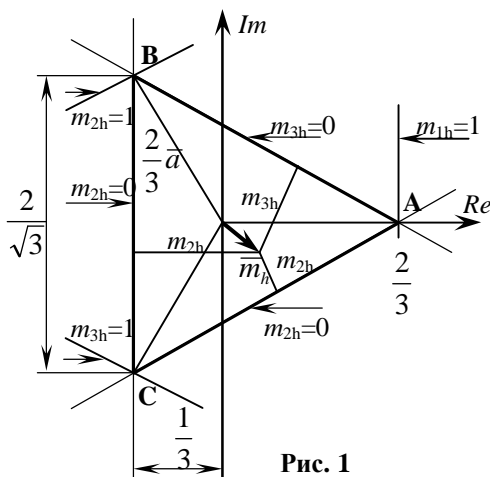


Рис. 1

ташовується в межах обмежуючого трикутника ABC (рис. 1). Керуючі функції m_{1h}, m_{2h}, m_{3h} в геометричній інтерпретації відповідають перпендикулярам вектора \bar{m}_h , проведеним на відповідні сторони обмежуючого трикутника.

Системи вхідних і вихідних напруг та струмів можуть бути представлені у вигляді відповідних просторових векторів

$$\begin{aligned} \bar{u}_{in} &= \frac{2}{3} (u_A + \bar{a} \cdot u_B + \bar{a}^2 \cdot u_C), & \bar{u}_{out} &= \frac{2}{3} (u_a + \bar{a} \cdot u_b + \bar{a}^2 \cdot u_c), \\ \bar{i}_{in} &= \frac{2}{3} (i_A + \bar{a} \cdot i_B + \bar{a}^2 \cdot i_C), & \bar{i}_{out} &= \frac{2}{3} (i_a + \bar{a} \cdot i_b + \bar{a}^2 \cdot i_c). \end{aligned} \quad (5)$$

Шляхом розкладання системи просторових векторів на пряму та зворотну послідовності знаходиться просторовий вектор вихідної напруги у вигляді симетричних складових

$$\bar{u}_{out} = \underbrace{\left(\bar{m}_1 + \bar{a} \bar{m}_2 + \bar{a}^2 \bar{m}_3 \right)}_{3\bar{m}_d} \bar{u}_m^* + \underbrace{\left(\bar{m}_1 + \bar{a}^2 \bar{m}_2 + \bar{a} \bar{m}_3 \right)}_{3\bar{m}_i} \bar{u}_m. \quad (6)$$

Вирази \bar{m}_d та \bar{m}_i позначають пряму та зворотну послідовності симетричних складових триножника. Просторові вектори триножника $\bar{m}_1, \bar{m}_2, \bar{m}_3$ знаходяться в однозначній відповідності з системами прямої, зворотної на нульовій послідовностей

$$\begin{bmatrix} \bar{m}_1 \\ \bar{m}_2 \\ \bar{m}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \bar{a}^2 & \bar{a} & 1 \\ \bar{a} & \bar{a}^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{m}_d \\ \bar{m}_i \\ \bar{m}_0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \bar{m}_d \\ \bar{m}_i \\ \bar{m}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{m}_1 \\ \bar{m}_2 \\ \bar{m}_3 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

За допомогою симетричних складових можна отримати вирази, що описують зв'язок між усередненими значеннями виключно за допомогою просторових векторів. Ці рівняння є трансферними (передатними)

$$\bar{u}_{out} = \frac{3}{2}(\bar{m}_d \bar{u}_{in}^* + \bar{m}_i^* \bar{u}_{in}), \quad (8)$$

$$\bar{i}_{in} = \frac{3}{2}(\bar{m}_d \bar{i}_{out}^* + \bar{m}_i \bar{i}_{out}). \quad (9)$$

У рівняннях (8), (9) відсутня складова нульової послідовності. Відтак, це не впливає на усереднені на циклі ШІМ значення тривалостей відкритого стану ключів МП. Система нульової послідовності відтворюється лише в нульовій складовій системи вихідних напруг

$$u_0 = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) = \frac{1}{2}(\bar{u}_{in} (\bar{m}_1 + \bar{m}_2 + \bar{m}_3)^*)^{\Re} = \frac{3}{2}(\bar{u}_{in} \bar{m}_0^*)^{\Re}. \quad (10)$$

Рішення рівнянь (8) та (9) дає визначення симетричних складових триножника [6]

$$\begin{aligned} \bar{m}_d &= \frac{1}{3}(r - (v + jb)e^{-j\varphi_{out}})e^{j(\Phi_{in} + \Phi_{out})}, \\ \bar{m}_i &= \frac{1}{3}(r + (v - jb)e^{j\varphi_{out}})e^{j(\Phi_{in} - \Phi_{out})}, \end{aligned} \quad (11)$$

де $r = \hat{u}_{out} / \hat{u}_{in}$ – коефіцієнт передачі за напругою (коефіцієнт передачі активної складової), $b = \hat{i}_{in\perp} / \hat{i}_{out}$ – коефіцієнт передачі реактивної складової струму. Параметр v не впливає на формування вихідних або вхідних параметрів і обирається довільно.

Шляхом підстановки виразів (11) у (7) отримуємо вираз, який неможливо прямо застосувати для вирішення задач керування МП, оскільки невідомо, як використовувати невизначені складові \bar{m}_0 та v для отримання більших значень коефіцієнта передачі r .

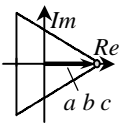
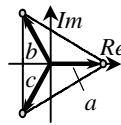
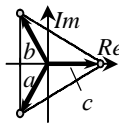
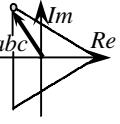
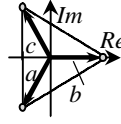
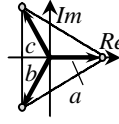
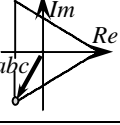
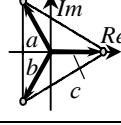
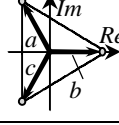
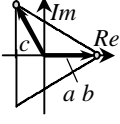
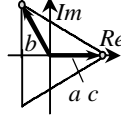
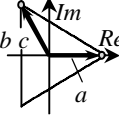
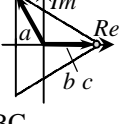
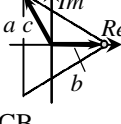
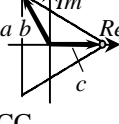
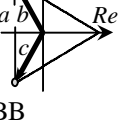
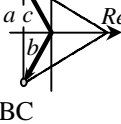
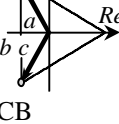
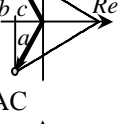
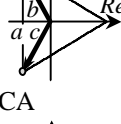
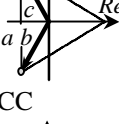
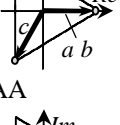
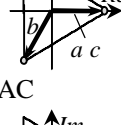
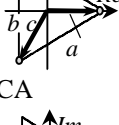



Розташування векторів керуючих функцій у відповідності до стаціонарних станів МП.

Просторові вектори, які визначають усереднені на циклі ШІМ керуючі функції, також можуть бути представлені для стаціонарних станів ключів МП. В табл. 1 показано всі стаціонарні стани ключів МП, які є коректними (не містять коротких замикань мережі і розривів вихідного струму). Стаціонарні стани представлені матрицею, в якій, відповідно до топології МП, «1» – замкнений ключ, «0» – розімкнений ключ. У кожній клітинці таблиці над рисунком позначено, які вхідні фази підключені до вихідних фаз a , b , c відповідно для даного стаціонарного стану. Також на рисунку вказано напрямки векторів керуючих функцій відповідно до їхньої групи для кожної вихідної фази. В даній інтерпретації вектори керуючих функцій завжди займають екстремальні положення в кутах обмежуючого трикутника.

Під екстремальними положеннями для векторів керуючих функцій мають на увазі розташування кінців векторів на границях обмежуючого трикутника (тобто кінці векторів розміщуються на сторонах трикутника та в його кутах). Слід відзначити, що ці екстремальні положення векторів керуючих функцій мають різний фізичний зміст порівняно зі стаціонарними станами МП, оскільки фізичним змістом екстремального положення для триножників є деяке задане значення використання усереднених на циклі ШІМ тривалостей ввімкнених станів ключів МП. Тобто, триножники визначають поведінку МП на циклах ШІМ, які складаються з декількох окремих стаціонарних станів безвідносно до приналежності їх до циклічних чи нециклічних станів та відповідних алгоритмів, що характеризуються тільки окремими видами стаціонарних станів. Для всіх існуючих алгоритмів керування характерна наступна поведінка векторів керуючих функцій: всередині діапазону регулювання триножники розташовуються в межах обмежуючого трикутника і в середньому на періодах вхідної та вихідної частот займають всю площу трикутника; при збільшенні коефіцієнта передачі до максимуму кінці векторів триножників звільняють центральну область обмежуючого трикутника та розташовуються біля його границь.

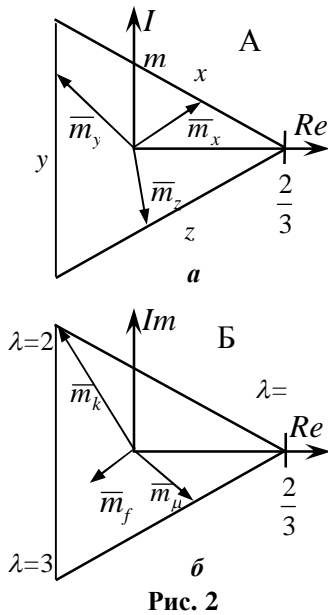
Таким чином, можна зробити висновок, що збільшення діапазону регулювання призводить до формування геометрично більших триножників, кінці векторів яких розташовуються на границі обмежуючого трикутника. Відповідно, алгоритм керування МП, який використовує лише екстремальні положення триножників, матиме найбільший, максимально можливий діапазон регулювання вихідних параметрів МП.

Таблиця 1

Нульові стаціонарні стани	Циклічні стаціонарні стани	
	пряма послідовність	зворотна послідовність
<p>Фаза А (AAA)</p> $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>ABC</p> $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 	<p>CBA</p> $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 
<p>Фаза В (BBB)</p> $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>BCA</p> $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>ACB</p> $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 
<p>Фаза С (CCC)</p> $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 	<p>CAB</p> $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>BAC</p> $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 
Нециклічні стаціонарні стани		
<p>AAB</p> $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>ABA</p> $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>ABB</p> $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 
<p>BAA</p> $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>BAB</p> $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>BBA</p> $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 
<p>BBC</p> $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 	<p>BCB</p> $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>BCC</p> $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 
<p>CBB</p> $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>CBC</p> $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 	<p>CCB</p> $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 
<p>AAC</p> $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 	<p>ACA</p> $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>ACC</p> $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 
<p>CAA</p> $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 	<p>CAC</p> $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 	<p>CCA</p> $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 

Використання екстремальних положень триножника. Можна виділити два типи екстремальних розташувань для векторів керуючих функцій, які показано на рис. 2: *a* – положення А; *b* – положення Б.

В екстремальному положенні А триножник торкається кожним своїм вектором трьох сторін трикутника (рис. 2, *a*) і, тим самим, у формуванні вихідної напруги беруть участь тільки два ключі у кожній групі ключів вихідної фази. Сторонам трикутника і відповідним векторам привласнені індекси *x*, *y*, *z*. Існує 6 можливих варіантів [6] прямого та зворотного циклічних чергувань, які наведені в табл. 2.



Якщо за даним правилом один з просторових векторів триножника лежить відразу на двох сторонах трикутника, то має місце екстремальне положення *B* (рис. 2, б). При цьому триножник опирається одним з просторових векторів у вершину обмежуючого трикутника. Кінець іншого вектора лежить на протилежній до вершини λ стороні трикутника. Третій вектор розташовується довільно усередині обмежуючого трикутника. Це означає постійне підключення однієї вихідної фази до фази мережі та по чергове підключення іншої вихідної фази до двох інших фаз мережі. Існує 18 можливих варіантів комбінацій векторів, які наведені в табл. 3.

Триножники в положенні *A* характеризуються наступним співвідношенням:

$$0 = \operatorname{Re}\{\bar{a}\bar{m}_x + \bar{m}_y + \bar{a}^2\bar{m}_z\} + 1 = \begin{cases} 3(\bar{a}^x \bar{m}_i)^{\Re} + 1 & \text{— пряме чергування;} \\ 3(\bar{a}^{2-x} \bar{m}_d)^{\Re} + 1 & \text{— зворотне чергування.} \end{cases} \quad (12)$$

Симетричні складові визначаються як

$$\bar{m}_d = \bar{a}^{2-x} \cdot e^{j(\Phi_{in} + \Phi_{out})}, \quad \bar{m}_i = \bar{a}^x \cdot e^{j(\Phi_{in} - \Phi_{out})}.$$

Параметр v може бути представлений таким чином:

$$v = \begin{cases} \frac{(jb\bar{m}_i e^{j\Phi_{out}} - r\bar{m}_i)^{\Re} - 1}{(\bar{m}_i e^{j\Phi_{out}})^{\Re}} & \text{— пряме чергування;} \\ 1 - \frac{(jb\bar{m}_d e^{-j\Phi_{out}} - r\bar{m}_d)^{\Re}}{(\bar{m}_d e^{-j\Phi_{out}})^{\Re}} & \text{— зворотне чергування.} \end{cases} \quad (13)$$

Φ_{in} , Φ_{out} , та φ_{out} у вищезгаданих виразах визначають поточні кутові положення просторових векторів вхідної та вихідної напруг та фазовий зсув просторового вектора вихідного струму.

Табл. 2 класифікує триножники за прямим та зворотним чергуванням. Центр ваги триножника утворює систему нульової послідовності $\frac{1}{3}(\bar{m}_1 + \bar{m}_2 + \bar{m}_3) = \bar{m}_0$.

У зв'язку з цим в екстремальному положенні *A* система нульової послідовності обчислюється за виразом

$$\bar{m}_0 = \frac{1}{3}(\bar{m}_x + \bar{m}_y + \bar{m}_z) = -\frac{1}{3}(\bar{a}\bar{m}_x^* + \bar{m}_y^* + \bar{a}^2\bar{m}_z^*) = \begin{cases} -\bar{a}^x \bar{m}_d^* & \text{— пряме чергування;} \\ -\bar{a}^{2-x} \bar{m}_i^* & \text{— зворотне чергування.} \end{cases} \quad (14)$$

В екстремальному положенні *B* вектор, який розташований у куті трикутника, позначається \bar{m}_k . Кожний кут трикутника позначено індексом λ , вектор, що розташований на протилежній стороні, позначено як \bar{m}_μ .

Останній вектор \bar{m}_f займає вільне положення в межах

Таблиця 2

Пряме циклічне чергування		
$x=1$	$x=2$	$x=3$
$\bar{m}_1 = \bar{m}_x$	$\bar{m}_1 = \bar{m}_z$	$\bar{m}_1 = \bar{m}_y$
$\bar{m}_2 = \bar{m}_y$	$\bar{m}_2 = \bar{m}_x$	$\bar{m}_2 = \bar{m}_z$
$\bar{m}_3 = \bar{m}_z$	$\bar{m}_3 = \bar{m}_y$	$\bar{m}_3 = \bar{m}_x$
Зворотне циклічне чергування		
$x=1$	$x=2$	$x=3$
$\bar{m}_1 = \bar{m}_x$	$\bar{m}_1 = \bar{m}_y$	$\bar{m}_1 = \bar{m}_z$
$\bar{m}_2 = \bar{m}_z$	$\bar{m}_2 = \bar{m}_x$	$\bar{m}_2 = \bar{m}_y$
$\bar{m}_3 = \bar{m}_y$	$\bar{m}_3 = \bar{m}_z$	$\bar{m}_3 = \bar{m}_x$

Таблиця 3

$\lambda=1$	
$\bar{m}_k = \bar{m}_1, \bar{m}_\mu = \bar{m}_2$	$\bar{m}_k = \bar{m}_1, \bar{m}_\mu = \bar{m}_3$
$\bar{m}_k = \bar{m}_2, \bar{m}_\mu = \bar{m}_3$	$\bar{m}_k = \bar{m}_2, \bar{m}_\mu = \bar{m}_1$
$\bar{m}_k = \bar{m}_3, \bar{m}_\mu = \bar{m}_1$	$\bar{m}_k = \bar{m}_3, \bar{m}_\mu = \bar{m}_2$
$\lambda=2$	
$\bar{m}_k = \bar{m}_1, \bar{m}_\mu = \bar{m}_2$	$\bar{m}_k = \bar{m}_1, \bar{m}_\mu = \bar{m}_3$
$\bar{m}_k = \bar{m}_2, \bar{m}_\mu = \bar{m}_3$	$\bar{m}_k = \bar{m}_2, \bar{m}_\mu = \bar{m}_1$
$\bar{m}_k = \bar{m}_3, \bar{m}_\mu = \bar{m}_1$	$\bar{m}_k = \bar{m}_3, \bar{m}_\mu = \bar{m}_2$
$\lambda=3$	
$\bar{m}_k = \bar{m}_1, \bar{m}_\mu = \bar{m}_2$	$\bar{m}_k = \bar{m}_1, \bar{m}_\mu = \bar{m}_3$
$\bar{m}_k = \bar{m}_2, \bar{m}_\mu = \bar{m}_3$	$\bar{m}_k = \bar{m}_2, \bar{m}_\mu = \bar{m}_1$
$\bar{m}_k = \bar{m}_3, \bar{m}_\mu = \bar{m}_1$	$\bar{m}_k = \bar{m}_3, \bar{m}_\mu = \bar{m}_2$

обмежуючого трикутника. Триножники в положенні *B* характеризуються наступним співвідношенням [6]:

$$1 = (\bar{a}^{(1-\lambda)}(\bar{m}_k + \bar{m}_\mu))^{\Re}. \quad (15)$$

Виходячи з рішення для триножників в положенні *B*

$$Z = \left(\bar{a}^{(-k)} - \bar{a}^{(-\mu)} \right) e^{j \left(\Phi_{out} + \frac{2\pi}{3} \right)}, \quad Y = \frac{2}{3} \bar{a}^{(1-\lambda)} e^{j\Phi_{in}}, \quad (16)$$

параметр ν обчислюється наступним чином:
$$\nu = \frac{1 - (rY^{\Re} Z + bY^{\Im} Z e^{-j\Phi_{out}})^{\Re}}{Y^{\Im} (Z e^{-j\Phi_{out}})^{\Im}}, \quad (17)$$

де \Im – оператор використання уявної частини комплексного виразу.

Нульова система для триножників в екстремальному положенні B обчислюється за виразом

$$\bar{m}_0 = \bar{m}_k - \left(\bar{a}^{(1-k)} \bar{m}_d + \bar{a}^{(k-1)} \bar{m}_i \right) = \bar{V}_\lambda - \left(\bar{a}^{(1-k)} \bar{m}_d + \bar{a}^{(k-1)} \bar{m}_i \right) = \frac{2}{3} \bar{a}^{(\lambda-1)} - \left(\bar{a}^{(1-k)} \bar{m}_d + \bar{a}^{(k-1)} \bar{m}_i \right). \quad (18)$$

Для отримання матриці станів ключів МП потрібно знайти дійсні робочі цикли ключів, виходячи з набору вхідних і вихідних електричних величин. Ця задача повинна бути вирішена для кожного періоду модуляції. Вхідні та вихідні величини повинні відповідати виразу

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left(\bar{u}_{in} \bar{i}_{in}^* \right)^{\Re} = \frac{3}{2} \left(\bar{u}_{out} \bar{i}_{out}^* \right)^{\Re} = P_{out}. \quad (19)$$

Складність вирішення задачі полягає у тому, що для розрахунку параметра ν за виразами (13) і (17) потрібно заздалегідь знати положення триножника. Для отримання параметра ν потрібно розрахувати всі $6+18=24$ можливі стани для триножників та перевірити їхню відповідність за допомогою (2). Очевидно, що буде знайдено два триножники, які відповідають обмеженню (2). Для триножника, що не є екстремальним, і який розташований всередині обмежуючого трикутника, параметр ν може бути різним та зміненим у сторону збільшення чи в сторону зменшення. Обидва шляхи ведуть до різних триножників по відношенню один до одного. Але слід зазначити, що неоптимальний вибір параметра ν привів би в цій ситуації до того, що триножник виходив би за межі обмежуючого трикутника. В результаті існують триножники в екстремальному положенні, які визначають межі регулювання. Отже, екстремальні положення представляють собою умови, які не обмежують максимальний діапазон регулювання. Можна зробити висновок, що: наслідком широкого діапазону регулювання є розтягнуті триножники, які при максимальних коефіцієнтах передачі приймають екстремальні положення; триножники, які відповідають малому діапазону регулювання, можуть бути настільки спотворені завдяки зміні параметра ν , що вони також можуть зайняти екстремальні положення; очевидно є можливість реалізації алгоритму керування для всього діапазону регулювання з використанням тільки екстремальних положень триножників.

Розрахунок робочих циклів ключів для кожного періоду модуляції здійснюється за наступними кроками: електричні величини повинні бути задані чи виміряні та відповідати (19); для всіх екстремальних положень повинен бути розрахований параметр ν за виразами (13), (17); нульова система розраховується для всіх екстремальних положень відповідно до (14), (18); шляхом підстановки ν та \bar{m}_0 в (11) та (7) перевіряється, які з триножників вписуються в обмеження і можуть бути реалізовані; обирається один з триножників та за виразом (4) отримуються відносні тривалості для даного циклу ШІМ, тобто елементи матриці (2). Отримані значення відносних тривалостей роботи ключів використані для обчислення усереднених на циклі ШІМ кривих напруг та струмів. Матриця стаціонарних станів (1) визначається шляхом почергового порівняння кривої пилкоподібного сигналу одичинної амплітуди з кривими відносних тривалостей для групи ключів, що утворюють вихідну фазу МП. Далі отримується крива вихідної напруги. Шляхом табуляції останньої та застосуванням швидкого перетворення Фур'є знаходимо спектр вихідної напруги МП. Крива вихідного струму визначається з використанням спектру вихідної напруги шляхом перетворення його за виразом

$$S_i = S_{u_i} \left(\cos^2 \varphi + i^2 \sin^2 \varphi \right)^{-1/2} e^{-j \cdot \arctg(i \sin \varphi / \cos \varphi)}, \quad (20)$$

де S_{u_i} , S_i – спектри напруги та струму у комплексній формі, i – номер гармоніки, φ – кут зсуву струму навантаження відносно напруги на номінальній частоті 50 Гц.

Результати моделювання. При роботі алгоритму очікується отримання більше одного екстремального триножника, який має рішення на даному циклі ШІМ. Існує набір екстремальних триножників для цього циклу, які можна застосувати для розрахунку відносних тривалостей використання ключів МП. Причому, в межах діапазону регулювання існує два екстремальні триножники, які мають рішення, але при високому коефіцієнті передачі, близькому до границі неспотворюючого формування напруги, кількість екстремальних триножників зменшується до одного можливого, а при змен-

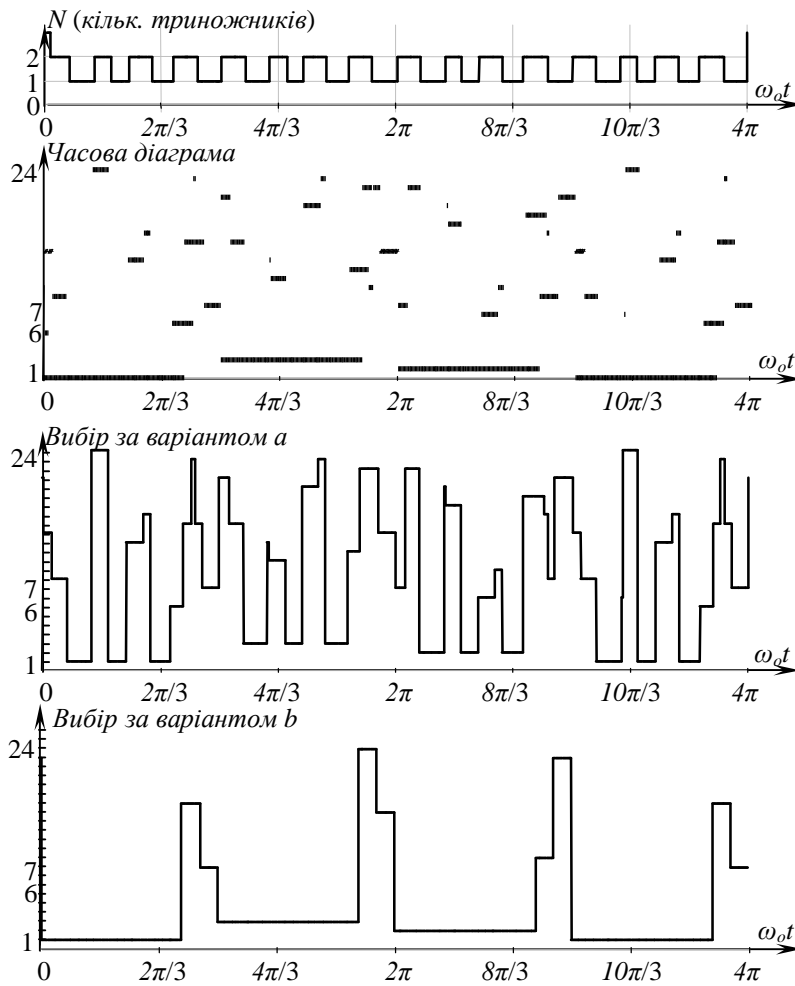


Рис. 3

– *варіант b* – проводиться розрахунок всіх 24-х триножників, обираються ті з них, що мають рішення, з обраних триножників використовується такий, який при розрахунку наступного циклу ШІМ дає мінімальне відхилення значень тривалостей роботи ключів МП відносно попереднього значення.

На рис. 3 показано криву, що відображає кількість триножників, які для даного кутового положення дають рішення та можуть бути використані для розрахунку відносних тривалостей роботи ключів МП. Далі на рис. 3 показано, які з триножників в кожний момент часу можуть бути використані. Номери триножників 1–6 відповідають екстремальному положенню *A*, номери 7–24 відповідають екстремальним положенням *B*. Порядкові номери триножникам надані у відповідності до їхнього переліку в таблицях 2 та 3 для наочності побудови кривих переходу між ними. Далі представлено криві, які відповідають варіантам вибору *a* та *b*. Причому, у варіанті *a* показано, що вибір може здійснюватись довільно в межах допустимих триножників, які мають рішення. Варіант *a* спеціально обирає для рішення триножник з максимальним порядковим номером для того, щоб максимізувати кількість переходів між триножниками для отримання найгіршої ситуації в порівнянні з варіантом *b*. Крива, яка відображає поведінку системи у варіанті *b*, дає найменшу кількість переходів між триножниками. На рис. 4 показано криві модулюючих функцій, які представлені матрицею (2). Оскільки вибір, а відтак характер кривих модулюючих функцій може бути різний (рис. 3, 4) при однаковому неспотворюючому формуванні кривих вихідної напруги та вхідного струму, то можливим є використання будь-якого алгоритму вибору триножників. На практиці при формуванні вихідної напруги з використанням ШІМ вибір екстремальних положень триножників та формування модулюючих функцій впливають на спектральний склад вихідних кривих МП. Якість вихідної напруги та вхідного струму має пряму залежність від характеру кривих відносних тривалостей використання ключів МП. Як показано на рис. 4 та 5, отримано різні криві відносних тривалостей роботи ключів МП, які забезпечують однакові вихідну напругу та вхідний струм. Відмінність полягає у різному розподілі використання кривих вхідних напруг МП при формуванні вихідної напруги та вхідного струму.

шенні коефіцієнта модуляції кількість можливих екстремальних триножників зростає. Крім цього, кількість екстремальних триножників, які дають вірне рішення для даного циклу ШІМ, змінюється у відповідності до співвідношень фазових положень вхідної та вихідної напруг МП. Тобто, за певних обставин на періоді вихідної частоти може змінюватися кількість екстремальних триножників, які мають рішення.

Виходячи з вищевикладеного, можна зробити висновок, що у випадках, коли є більше одного екстремального триножника, потрібно вирішувати, який з можливих триножників обрати на даному циклі ШІМ. Вибір того чи іншого екстремального триножника не впливає на усереднені значення вихідної напруги чи вхідного струму при формуванні їх з використанням різних екстремальних положень. Існує декілька варіантів вибору триножників: – *варіант a* – обирається перший розрахований екстремальний триножник, який має рішення; подальший розрахунок не виконується для зменшення кількості обчислень, але в реальному DSP потрібно заощаджувати час для розрахунку всіх триножників;

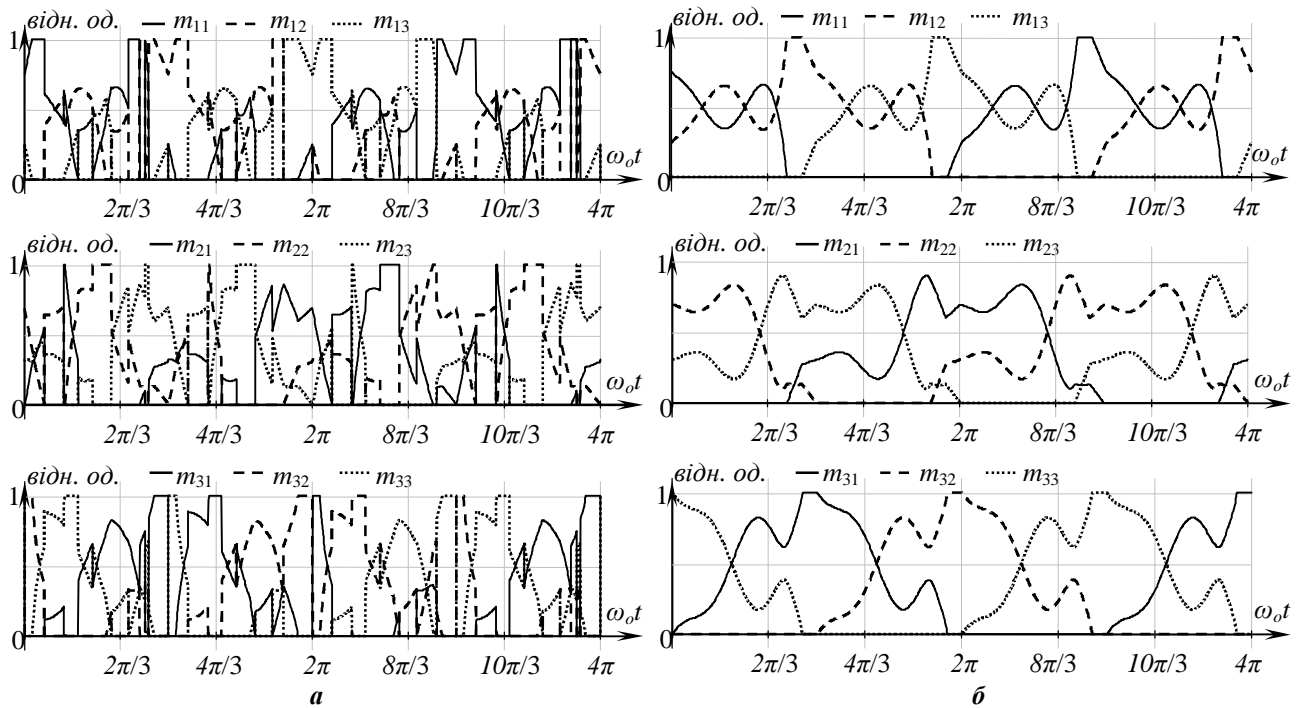


Рис. 4

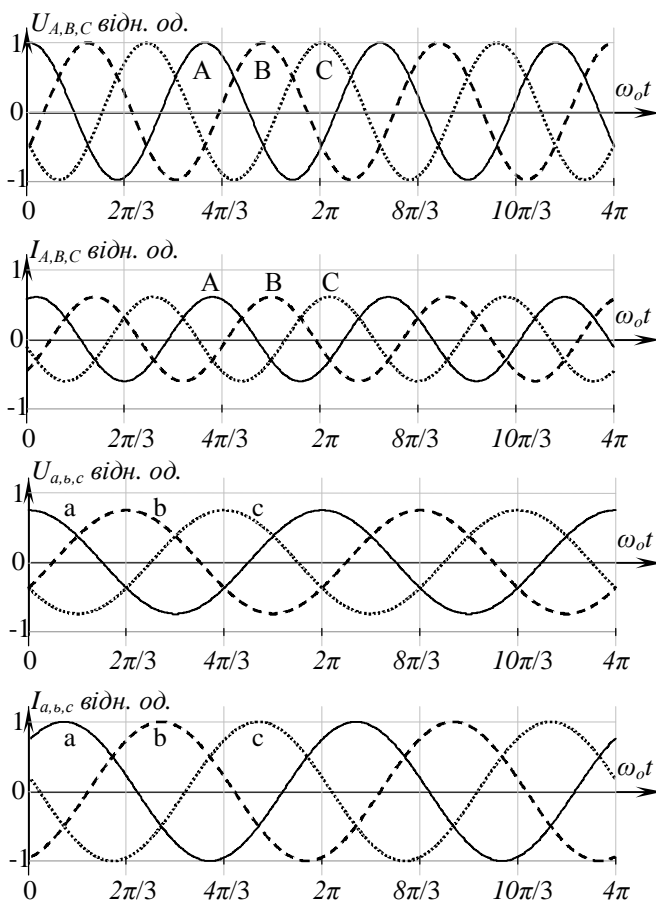


Рис. 5

Так, на рис. 4, а криві відносних тривалостей роботи ключів мають розривний характер, що призводить до різких змін характеру ШІМ-послідовності в моменти розривів з появою відокремлених від загальних тенденцій формування імпульсів керування. На рис. 4, б криві тривалостей роботи ключів гладкі, без розривів. Такі криві дають групи імпульсів з гладким ростом/спадом заповнення. Для моделювання вибрано вхідну напругу з частотою $F_{in}=50$ Гц, $\Phi_{in} = 2\pi F_{in}t$ з одиничною амплітудою у відносних одиницях, вихідну напругу з частотою $F_{out}=30$ Гц, $\Phi_{out} = 2\pi F_{out}t$, $r=0,75$, $\varphi_{out}=40^\circ$, $b=0,2$, вихідний струм з амплітудою 1 у відносних одиницях та кутом зсуву φ_{out} . На рис. 5 показано криві напруг та струмів, сформованих при різних способах вибору екстремальних триножників.

При цьому діаграми напруг та струмів, отримані при різних варіантах вибору триножників, абсолютно ідентичні. На рис. 6 показано часові діаграми формування комутаційних функцій, вихідних напруг для варіантів вибору а та б, вихідних струмів МП та спектри вихідної напруги.

Також вказано параметри спектрів THD та WTHD0 – нормований зважений коефіцієнт сумарних гармонічних спотворень за нормою 1 [3].

$$THD = \frac{100\%}{A_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} A_k^2}, \quad WTHD0 = \frac{100\%}{1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{A_k}{k}\right)^2}, \quad (21)$$

де A_k – амплітуди гармонік напруг чи струмів. На рис. 7 показано часові діаграми кривих вхідного

струму перетворювача до та після згладжування фільтром та відповідні спектри цих кривих для обох варіантів вибору.

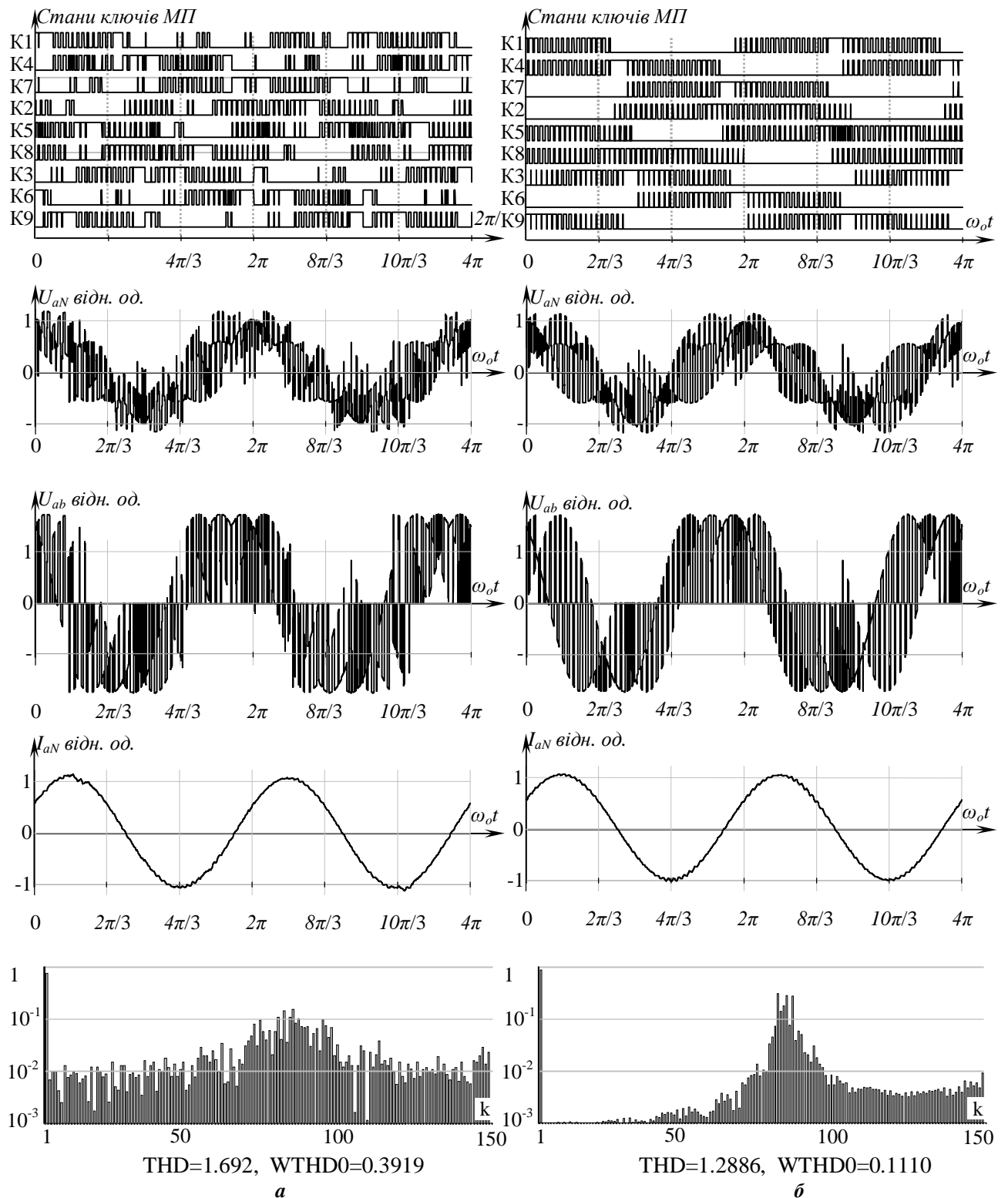


Рис. 6

Висновки. Отримання максимально можливого діапазону регулювання реактивної потужності із забезпеченням повного діапазону неспотворюючого регулювання напруги вимагає радикальних змін при побудові алгоритмів керування МП. Використання існуючих алгоритмів із введенням додаткових, надбудованих алгоритмів керування реактивною потужністю призводить до ускладнення розрахунків, спотворення або обмеження роботи основного алгоритму і, нарешті, отримані алгоритми не

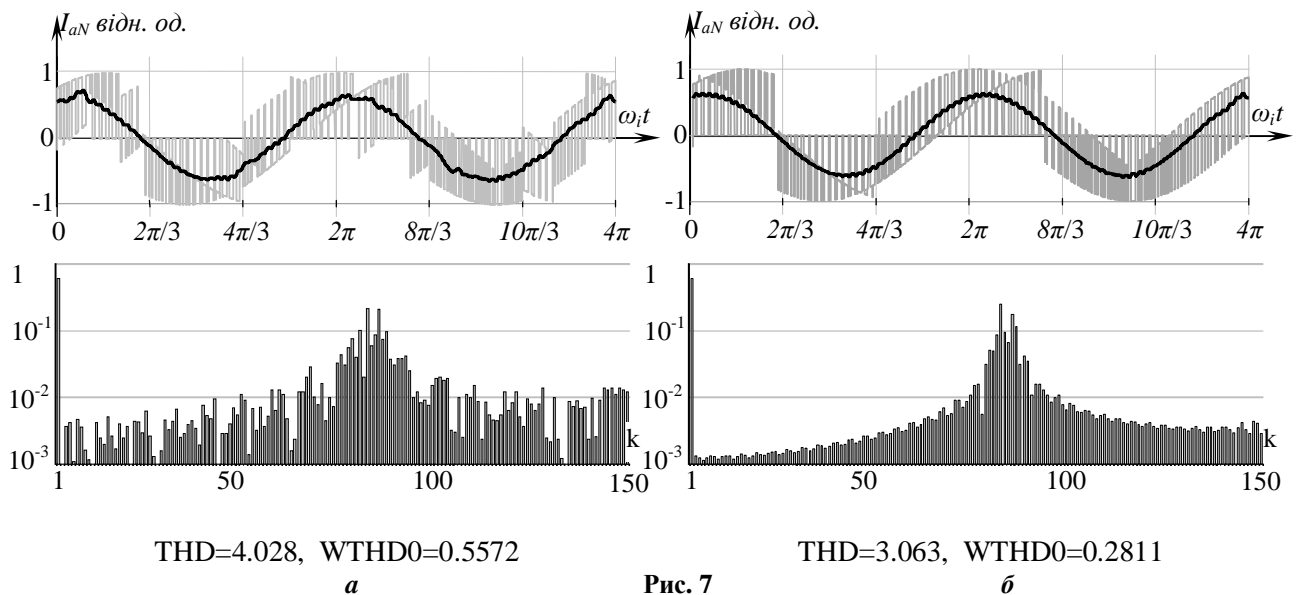


Рис. 7

можуть використовувати максимальні можливості, які надає топологія перетворювача. Винятком може бути алгоритм гібридного формування реактивного вхідного струму, але максимально можливий діапазон у цьому випадку залишається недосяжним, оскільки для цього формування використовуються нульові паузи, які зникають при максимальному коефіцієнті передачі. В протиположності останньому алгоритму SVD може формувати вхідний реактивний струм навіть при повному коефіцієнті передачі. Але, при цьому, алгоритм SVD використовує цільові коефіцієнти для регулювання вихідних параметрів МП, в яких немає можливості формувати вхідний реактивний струм з використанням активних складових вихідного струму, оскільки використовується коефіцієнт передачі реактивної складової вихідного струму на вхід. Алгоритм керування МП з використанням екстремальних положень просторових векторів керуючих функцій, на відміну від SVD, використовує коефіцієнт передачі реактивної складової струму по відношенню до повного вихідного струму МП. Такий підхід розширює діапазон регулювання вхідного реактивного струму, поглинаючи підходи SVD та гібридні алгоритми.

Сам факт використання екстремального положення векторів керуючих функцій визначає максимальні пропорції у використанні значень вхідних напруг та вихідних струмів при відповідному формуванні вихідних напруг та вхідних струмів. Інша відмінність алгоритму полягає у використанні набору функцій для пошуку оптимального рішення на даному циклі ШІМ. Тобто, при використанні екстремальних положень будується недетермінований алгоритм, який не має чіткої визначеності кінцевого результату розрахунків і може мати декілька рішень, що свідчить про його розширені можливості. Але при апаратній реалізації така конструкція алгоритму має негативні наслідки, оскільки вимагає великої кількості обчислень для пошуку рішень. Подальший розвиток алгоритму можна прогнозувати в напрямку створення детермінованого (табличного, аналітичного) алгоритму, який буде оптимізовано для покращення енергетичних показників роботи МП. Час розрахунку всіх 24 екстремальних положень може бути зменшено за рахунок деякого зменшення їхньої кількості у відповідності до вхідних параметрів алгоритму (кутові положення, коефіцієнти передачі). Також розрахунок екстремальних положень може бути оптимізовано за обраними критеріями, що, в свою чергу, зменшить кількість можливих рішень для даного циклу ШІМ та приведе алгоритм до детермінованого типу. Запропонований спосіб оптимізації з використанням гладких керуючих функцій має кращі енергетичні показники при зменшеній кількості комутацій ключів МП. У цілому алгоритм керування з використанням екстремальних положень керуючих функцій максимально використовує можливості силової топології перетворювача для вирішення задач керування навантаженням та вхідним коефіцієнтом потужності МП.

1. Михальський В.М., Соболев В.Н., Чопик В.В., Шаповал І.А. Управление матричными преобразователями с использованием метода сингулярного разложения при несимметрии напряжений питающей сети // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силовая електроніка та енергоефективність". – 2011. – Ч.2. – С. 113–120.

2. Михальський В.М., Соболев В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності матричних перетворювачів засобами керування // Техн. електродинаміка. – 2012. – №2. – С. 51–53.

3. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Визначення гармонічного складу та показ-

ників якості вихідної напруги АІН при застосуванні для широтно-імпульсної модуляції перервних модуляційних функцій // Технічна електродинаміка. – 2010. – №2. – С. 41–51.

4. Alesina A., Venturini M. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters // IEEE Trans. on Power Electronics. – Jan.1989. – Vol.4. – No.1. – Pp. 101–112.

5. 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. – Pp. 949–959.

6. Igney J. Steuerverfahren für Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung: Ph.D. thesis / J. Igney – Universität Fridericiana Karlsruhe, Karlsruhe (Germany), 2006. – 171 p.

7. Schafmeister F., Kolar J.W. Novel Hybrid Modulation Schemes Significantly Extending the Reactive Power Control Range of All Matrix Converter Topologies With Low Computational Effort // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Vol. 59. – No.1. – January 2012. – Pp. 194–210.

8. Schafmeister F., Kolar J.W. Novel Modulation Schemes for Conventional and Sparse Matrix Converters Facilitating Reactive Power Transfer Independent of Active Power Flow // Proceeding of the 35th IEEE Power Electronics Conference. – Aachen (Germany). – June 20 – 25, 2004. CD-ROM, ISBN: 07803-8400-8.

УДК 621.313

УПРАВЛЕНИЕ МАТРИЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ ПОЛОЖЕНИЙ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ВЕКТОРОВ УПРАВЛЯЮЩИХ ФУНКЦИЙ

В.М.Михальский, докт.техн.наук, **В.Н.Соболев**, канд.техн.наук, **И.А.Шаповал**, канд.техн.наук, **В.В.Чопик**
Институт электродинамики НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.

Рассмотрены особенности алгоритмов управления матричными преобразователями с расширенным диапазоном управления входной реактивной мощностью. Проведен анализ работы алгоритма и получены качественные показатели выходных параметров матричного преобразователя. Приведены основные направления оптимизации алгоритма. Библи. 8, рис. 7, табл. 3.

Ключевые слова: матричный преобразователь, реактивная мощность, пространственный вектор.

MATRIX CONVERTER CONTROL WITH USE OF EXTREME POSITIONS OF THE SPACE VECTORS OF CONTROL FUNCTIONS

V.M.Mikhalskyi, V.M.Sobolev, I.A.Shapoval, V.V.Chopyk

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Peremogy pr, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.

The features of the matrix converter control to achieve the maximum expansion of the input reactive power control range have been considered. Analysis of the algorithm has been performed and qualitative output parameters of matrix converter have been obtained. Main optimization algorithm is presented. References 8, figures 7, tables 3.

Key words: matrix converter, reactive power, space vector.

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

2. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Shapoval I.A., Chopyk V.V. Extension of the input reactive power regulation range of a matrix converter by control means // Tekhnichna elektrodynamika. – 2012. – No. 2. – Pp. 51–53. (Ukr)

3. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Definition of harmonic content and quality factors of voltage source inverter output voltage with the application of discontinuous modulation functions for the pulse-width modulation // Tekhnichna elektrodynamika. – 2010. – No. 2. – Pp. 41–51. (Ukr)

4. Alesina A., Venturini M. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters // IEEE Trans. on Power Electronics. – Jan.1989. – Vol.4. – No.1. – Pp. 101–112.

5. 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. – Pp. 949–959.

6. Igney J. Steuerverfahren für Matrixumrichter unter der besonderen Betrachtung der Eingangsblindleistung: Ph.D. thesis / J. Igney – Universität Fridericiana Karlsruhe, Karlsruhe (Germany), 2006. – 171 p.

7. Schafmeister F., Kolar J.W. Novel Hybrid Modulation Schemes Significantly Extending the Reactive Power Control Range of All Matrix Converter Topologies With Low Computational Effort // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Vol. 59. – No.1. – January 2012. – Pp. 194–210.

8. Schafmeister F., Kolar J.W. Novel Modulation Schemes for Conventional and Sparse Matrix Converters Facilitating Reactive Power Transfer Independent of Active Power Flow // Proceeding of the 35th IEEE Power Electronics Conference. – Aachen (Germany). – June 20 – 25, 2004. CD-ROM, ISBN: 07803-8400-8.

Надійшла 30.05.2012

Received 30.05.2012