УДК 621.314.57(045)

Б. Є. П'яних, д-р техн. наук, проф.

ВЕНТИЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ЕКВІВАЛЕНТНИМ МНОЖЕННЯМ ЧИСЛА ФАЗ

Інститут електроніки та систем управління, НАУ e-mail: iesy@nau.ua

Розглянуто безпосередні перетворювачі з еквівалентним множенням числа фаз для підвищення техніко-економічних показників.

Ключові слова: вентильні перетворювачі, число фаз.

Вступ. Одним з основних показників якості електричної енергії є форма кривої напруги та струму перетворювальних пристроїв. Відомі способи поліпшення спектрального складу напруги чи струму: слідкування за еталонною кривою гармонічної форми, широтно-імпульсне регулювання, широтно-імпульсна модуляція, зонне регулювання та інші, пов'язані з ускладненням систем керування і зниженням надійності роботи обладнання.

Постановка завдання. Метод еквівалентного множення числа фаз джерела електроживлення для поліпшення форми кривої вихідної напруги перетворювальних пристроїв відомий з теорії багатофазних випрямлячів. Принцип формування вихідної напруги чи струму полягає у почерговому підключенні фаз вхідного джерела до навантаження, тому збільшення числа фаз джерела живлення збільшує число можливих рівнів перемикання тобто дискретність комутації, зменшує крок ступінчастої зміни вихідної напруги. Отже, форма кривої напруги і струму поліпшується. Цей метод може бути використаний і для більш складних типів перетворювачів параметрів електроенергії, наприклад, для безпосередніх перетворювачів частоти (БПЧ) на повністю керованих ключах з двосторонньою провідністю.

Аналіз вихідної напруги перетворювача. Пульсність схем перетворювачів, тобто кількість перемикань навантаження на окремі напруги багатофазної мережі живлення, еквівалентна числу фаз цієї мережі. Позначимо:

$$pb = m_e,$$

де pb – еквівалентне число фаз; m_e – число фаз первинної мережі живлення.

Вихідна напруга БПЧ

$$u_{\text{вих}} = \frac{m_e}{\pi} U_m \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{\sin\left[\left(sm_e - 1\right)\frac{\pi}{m_e}\right]}{sm_e - 1} \cos\left\{\left[\omega \pm \left(sm_e - 1\right)\Omega\right]t\right\}. \quad (1)$$

Основна гармоніка визначається, якщо $s \neq 0$. Її амплітуда

$$U_{\text{вих}1} = \frac{m_e}{\pi} U_m \sin\frac{\pi}{m_e}.$$

Звичайно

$$\lim_{m_e \to \infty} U_{\text{вих}1} = U_m.$$

При еквівалентному множенні числа фаз амплітуда основної гармоніки на виході прямує до амплітуди вхідної напруги.

Амплітуди вищих гармонік визначаються за виразом (1), якщо $s \neq 0$:

$$U_{\text{вих}\,s} = \frac{m_e}{\pi} U_m \frac{\sin\left[\left(sm_e - 1\right)\frac{\pi}{m_e}\right]}{sm_e - 1}.$$

Якщо

$$\lim_{m_e \to \infty} U_{\text{вих}\, s} = 0,$$

то при еквівалентному множенні числа фаз амплітуди вищих гармонік зменшуються. При цьому одночасно зникають гармоніки, що визначаються виразом $sm'_e - 1$ при $m'_e < m_e$.

Коефіцієнт гармонік вихідної напруги

$$K_{\text{гu}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{m_e^2 \sin^2 \frac{\pi}{m_e}} - 1}.$$

Якщо

$$\lim_{m_e \to \infty} K_{\text{гu}} = 0,$$

то при еквівалентному множенні числа фаз форма вихідної напруги наближається до гармонічної.

Аналогічні вирази отримаємо для перетворювача з широтно-імпульсним регулюванням (ШІР). Кратність ШІР

$$K = \frac{\theta}{m_e \Omega}.$$

Вихідна напруга, якщо $k = [k]$,

$$u_{\text{вих ШІР}} = \sum_{s=-\infty}^{\infty} U_{ms} \cos\left\{\left[\omega \pm (sm_e - 1)\Omega\right] t\right\},$$

де

$$U_{ms} = \frac{m_e}{\pi} U_m \frac{\sin\left[(sm_e - 1)\frac{\delta\pi}{m_e k}\right] \sin\left[(sm_e - 1)\frac{\pi}{m_e}\right]}{(sm_e - 1)\sin\left[(sm_e - 1)\frac{\pi}{m_e k}\right]}.$$

Амплітуда основної гармоніки

$$U_{m1} = \frac{m_e}{\pi} U_m \frac{\sin\frac{\delta\pi}{m_e k} \sin\frac{\pi}{m_e}}{\sin\frac{\pi}{m_e k}}.$$

Коефіцієнт гармонік вихідної напруги

$$K_{\text{гu}} = \sqrt{\frac{\delta\pi^2 \sin^2 \frac{\pi}{m_e k}}{m_e^2 \sin^2 \frac{\delta\pi}{m_e k} \sin^2 \frac{\pi}{m_e}} - 1}.$$

Зі збільшенням кратності

$$\lim_{k \to \infty} U_{ms} = \frac{m_e \delta}{\pi} U_m \frac{\sin\left[(sm_e - 1)\frac{\pi}{m_e}\right]}{sm_e - 1};$$

$$\lim_{k \to \infty} U_{m1} = \frac{m_e \delta}{\pi} U_m \sin\frac{\pi}{m_e};$$

$$\lim_{k\to\infty} K_{\text{гu}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{\delta m_e^2 \sin^2 \frac{\pi}{m_e}} - 1}.$$

Якщо $k = [k] + \{k\}$, то

$$U_{m1} = \frac{m_e \delta}{\pi} U_m \sin\frac{\pi}{m_e};$$

$$U_{mis} = \frac{m_e}{\pi^2} U_m \frac{\sin(i\delta\pi)\sin\left[(sm_e - 1)\frac{\pi}{m_e}\right]}{i(sm_e - 1)};$$

$$K_{\text{гu}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{\delta m_e^2 \sin^2 \frac{\pi}{m_e}} - 1}.$$

Методи побудови схем перетворювачів з еквівалентним множенням числа фаз. Для таких БПЧ доцільною є найбільш поширена мережа з числом фаз $m = 3$. Очевидно, така мережа може забезпечити мінімальне еквівалентне число фаз $m_e = m = 3$.

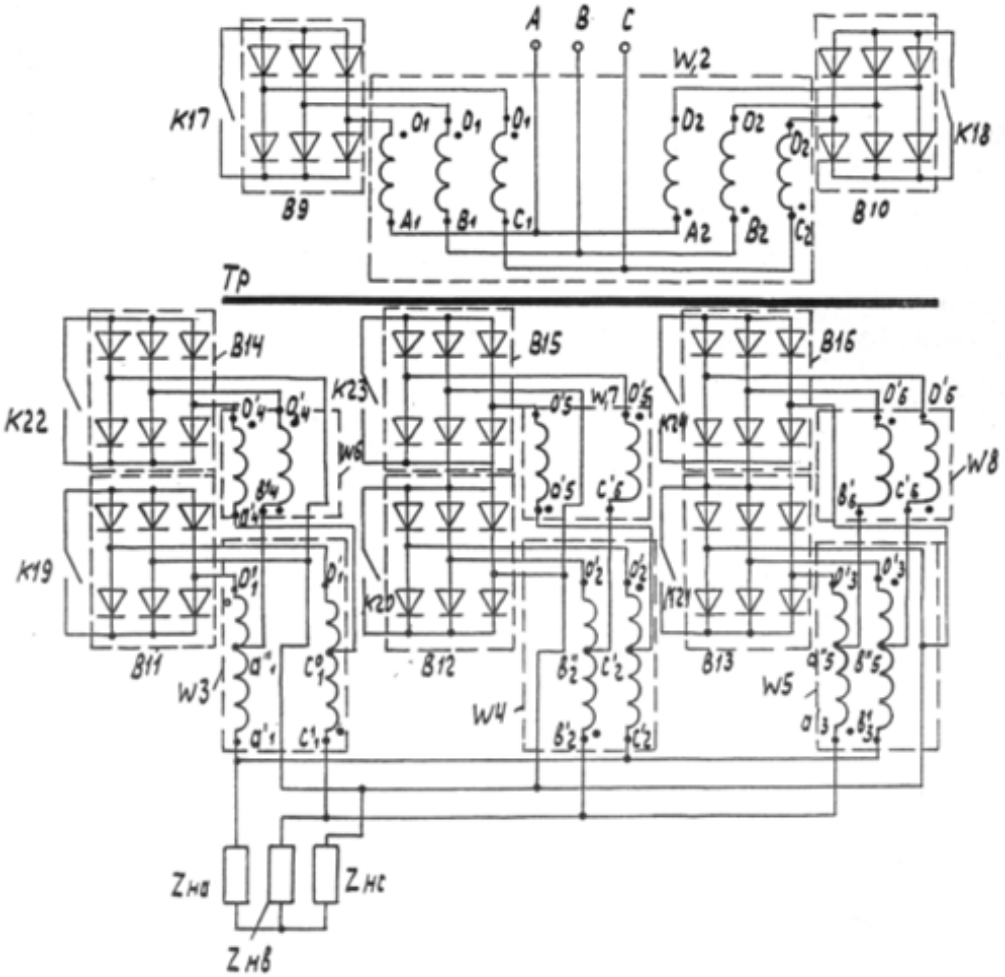
Побудова вентильної частини перетворювача за двотактною схемою дозволяє подвоїти число еквівалентних фаз $m_e = 2m = 6$. У разі відповідного подвоєння числа трансформаторних обмоток також можна забезпечити $m_e = 2m = 6$. При цьому подвоєння можливе як первинних, так і вторинних обмоток трансформатора.

Для подальшого збільшення еквівалентного числа фаз необхідно поряд з подвоєнням використовувати як фазні, так і лінійні напруги вхідної мережі. Перемикати навантаження між фазними і лінійними напругами можна виконувати по первинних чи вторинних обмотках трансформатора, а також безпосередньо на навантаженні. В таких схемах для вирівнювання величин векторів фазних і лінійних напруг за допомогою додаткових однофазних чи трифазних ключів змінюється коефіцієнт трансформації вхідного трансформатора. Замінивши трансформатор автотрансформатором, можна одержати $m_e = 4m = 12$.

Необмежене число еквівалентних фаз можна отримати ввімкненням обмоток трансформатора у «зигзаг». При цьому передбачається попереднє підсумовування напруг різних фаз у загальному контурі. Тому природно застосувати цей спосіб у схемах перетворювачів із загальним контуром.

Схема безпосереднього перетворювача з еквівалентним множенням числа фаз. На рисунку зображено трансформаторно-напівпровідникову схему перетворювача частоти. Схема містить трифазний трансформатор Тр, первинна трифазна обмотка *W*2 якого середніми точками *A*1, *A*2, *B*1, *B*2, *C*I, *C*2 підключена до фаз *A*, *B*, *C* вхідної мережі, а вторинна складається з трьох основних *W*3, *W*4, *W*5 і трьох додаткових *W*6, *W*7, *W*8 комплектів обмоток. Обмотки основних комплектів виконано з відводами *a*1", *c*1", *b*2", *c*2", *a*3", *b*3", до яких приєднано за схемою «зигзаг» кінці *b*4', *a*4', *c*5', *a*5', *b*6', *c*6' обмоток додаткових обмоток відповідно. Кінці О1, О2, О1', О2', О3', О4', О5', О6' первинних і вторинних обмоток підключено до двох входів вентильних мостів В9-В16, на виходах яких включено керовані ключі К17-К24 відповідно. Навантаження *Z*, з'єднані з кінцями *a*1', *c*2', *b*3' і *c*1', *b*2', *a*3' основного комплекту вторинних обмоток. Навантаження *Z* з'єднане з третіми входами вентильних мостів В11-В16.

Принцип формування вихідної напруги полягає в тому, що в разі замикання ключів К17-К24 за визначеним алгоритмом на навантаженні *Z* отримують еквівалентну 12-ти фазну систему напруг.



Перетворювач частоти з еквівалентним множенням числа фаз

Висновки. При еквівалентному множенні числа фаз амплітуда основної гармоніки вихідної напруги безпосереднього перетворювача зростає, амплітуди вищих гармонік і коефіцієнт спотворення зменшуються, форма кривої поліпшується. Гранично форма вихідної напруги наближається до гармонічної. Необмежене еквівалентне число фаз може бути досягнуто в схемах з розділовим трансформатором з'єднанням його обмоток у «зигзаг».

Список літератури

1. *Чехет Э. М.* Непосредственные преобразователи частоты для электроприводов / Э. М. Чехет, В. П. Мордач, В. Н. Соболев – К.: Наук. думка, 1988, – 224 с.
2. *А. с. 886166 СССР*, МКИ Н 02 М 5/27. Преобразователь частоты с непосредственной связью / Б. Е. Пьяных, В. М. Михальский, Э. М. Чехет (СССР). – Опубл. 30.11.81, Бюл. 44.
3. *А. с. 955441 СССР*, МКИ Н 02 М 5/27. Способ управления транзисторным непосредственным преобразователем частоты / А. Н. Абрамов, Н. П. Кутлер, В. А. Лукьяненко, С. П. Полищук, Б. Е. Пьяных, Э. М. Чехет (СССР). – Опубл. 30.08.82, Бюл. 32.

Б. Е. П'яных

Вентильные преобразователи при эквивалентном умножении числа фаз

Рассмотрены непосредственные преобразователи с эквивалентным умножением числа фаз для повышения технико-экономических показателей.

B. E. Pjanikh

Rectifier Converters with equivalent multiplication of phase quantity

This paper dedicated to describe the Direct Converters with equivalent multiplication of phase quantity for improvement of technical-and-economic indexis.