

<https://doi.org/10.21122/1029-7448-2018-61-4-334-345>

УДК 621.313

Синтез алгоритма векторной широтно-импульсной модуляции в девятифазном активном выпрямителе напряжения

С. В. Пантелеев¹⁾, А. Н. Малашин¹⁾, Д. В. Каркоцкий¹⁾, Ю. В. Суходолов²⁾

¹⁾Военная академия Республики Беларусь (Минск, Республика Беларусь),

²⁾Белорусский национальный технический университет (Минск, Республика Беларусь)

© Белорусский национальный технический университет, 2018
Belarusian National Technical University, 2018

Реферат. Статья посвящена вопросам синтеза многофазных электромехатронных модулей, состоящих из многофазной электрической машины ($m > 3$) и многофазного управляемого преобразователя. При многофазном исполнении электрической машины существует возможность получения трапецеидальной электродвижущей силы и увеличения удельной преобразуемой мощности при условии согласования ЭДС и тока на выходе m -фазного генератора. Рассмотрен вопрос разработки алгоритма векторной широтно-импульсной модуляции для m -фазного активного выпрямителя напряжения, который позволит обеспечить согласование формы и фазы токов и напряжений на выходе m -фазного генератора с целью получения максимальной активной мощности исследуемого модуля. Проведен анализ возможных комбинаций состояний ключей девятифазного активного выпрямителя. Каждому состоянию ключей поставлены в соответствие базовые векторы в неподвижной системе координат. Установлено, что существует ряд комбинаций, при которых одному базовому вектору соответствуют два и более различных состояния ключей. Система базовых векторов продифференцирована на составляющие ее уровни, сектора и подсектора. Для получения любого заданного вектора напряжения, не совпадающего с базовыми векторами, применен метод пространственно-векторной модуляции. Он позволяет на 100 % использовать напряжение звена постоянного тока по сравнению с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией (86,6 %). Цель пространственно-векторной модуляции для девятифазного активного выпрямителя напряжения состоит в реализации результирующего пространственного вектора выходного напряжения с заданным средним значением в пределах периода модуляции. Для этого должны быть найдены три ближайших к заданному базовых вектора. Для реализации заданного вектора напряжения задана последовательность перебора базовых векторов в периоде модуляции, обеспечивающая одну коммутацию (коммутация двух комPLEMENTАРНЫХ ключей) при переходе от одного базового вектора к другому для уменьшения коммутационных потерь. Получены аналитические соотношения весовых коэффициентов для образующих векторов, а также уравнения границ подсекторов, образующих диаграмму комбинаций состояний схемы. Последовательность приведенных расчетов представляет собой методику реализации векторной широтно-импульсной модуляции в девятифазных управляемых преобразователях электрической энергии.

Ключевые слова: многофазный электромехатронный модуль, многофазный активный выпрямитель напряжения, векторная широтно-импульсная модуляция, трапецеидальная электродвижущая сила

Для цитирования: Синтез алгоритма векторной широтно-импульсной модуляции в девятифазном активном выпрямителе напряжения / С. В. Пантелеев [и др.] // *Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ*. 2018. Т. 61. № 4. С. 334–345. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2018-61-4-334-345>

Адрес для переписки

Суходолов Юрий Викторович
Белорусский национальный технический университет
просп. Независимости, 65/2,
220013, г. Минск, Республика Беларусь
Тел.: +375 17 292-71-93
suhodolov@bntu.by

Address for correspondence

Suchodolov Yurii V.
Belarusian National Technical University
65/2 Nezavisimosty Ave.,
220013, Minsk, Republic of Belarus
Tel.: +375 17 292-71-93
suhodolov@bntu.by

Synthesis of the Algorithm of the Vector Width-Pulse Modulation in a Nine-Phase Active Voltage Rectifier

S. V. Pantelev¹⁾, A. N. Malashin¹⁾, D. V. Karkotskiy¹⁾, Yu. V. Suchodolov²⁾

¹⁾Military Academy of the Republic of Belarus (Minsk, Republic of Belarus),

²⁾Belarusian National Technical University (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. The article is devoted to the problems of synthesis of multiphase electromechanic modules consisting of a multiphase electrical machine ($m > 3$) and a multiphase controlled converter. In the multi-phase design of the electric machine, it is possible to obtain a trapezoidal electromotive force and to increase the specific power conversion provided that the EMF and the current at the output of the m -phase generator are matched. The development of the vector pulse width modulation algorithm for the m -phase active voltage rectifier is considered, which will make it possible to match the shape and phase of the currents and voltages at the output of the m -phase generator in order to obtain the maximum active power of the module under study. The analysis of possible combinations of states of the keys of a nine-phase active rectifier is carried out. Each key state is assigned a base vector in a fixed coordinate system. It is noted that there are a number of combinations in which two or more different key states correspond to one base vector. The system of basic vectors is differentiated into its constituent levels, sectors and subsectors. In order to obtain any given voltage vector that does not coincide with the base vectors, the method of space-vector modulation is used. This method provides using 100 % DC link voltage as compared with sinusoidal pulse width modulation (86.6 %). The goal of space-vector modulation for a nine-phase active voltage rectifier is to implement the resultant spatial vector of the output voltage with a given average value within the modulation period. For this, the three vectors nearest to the given base vector must be found. To implement a given voltage vector, a sequence of sampling the base vectors in the modulation period is given, providing one commutation (commutation of two complementary keys) while passing from one basic vector to another to reduce switching losses. Analytic relationships of the weight coefficients for the generators of vectors are obtained, as well as the equations of the boundaries of the subsectors that form a diagram of combinations of states of the circuit. The sequence of the calculations presented in the paper is a technique for realizing the vector pulse-width modulation in nine-phase controlled electrical energy converters.

Keywords: multiphase electromechanic module, multiphase active voltage rectifier, vector pulse width modulation, trapezoidal electromotive force

For citation: Pantelev S. V., Malashin A. N., Karkotskiy D. V., Suchodolov Yu. V. (2018) Synthesis of the Algorithm of the Vector Width-Pulse Modulation in a Nine-Phase Active Voltage Rectifier. *Energetika. Proc. CIS Higher Educ. Inst. and Power Eng. Assoc.* 61 (4) 334–345. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2018-61-4-334-345> (in Russian)

Введение

Потребители электрической энергии в подавляющем большинстве требуют качественного синусоидального питающего напряжения [1]. В противном случае несинусоидальность напряжения вызывает дополнительные потери и приводит к уменьшению КПД и коэффициента мощности $\cos\varphi$ в системах автономного электроснабжения (САЭС) [2]. При проектировании электрических машин электродвижущие силы (ЭДС) высших гармоник стремятся подавить за счет реализации конструктивных решений, которые приводят к снижению использования активной части электрической машины [3]. В целях полезного преобразования энергии высших гармоник вращающегося магнитного поля (ВМП), получая трапецеидальную ЭДС,

ранее предложено в составе САЭС использовать электромехатронный модуль, состоящий из многофазного генератора ($m > 3$) и многофазного управляемого преобразователя ($m > 3$) [4–6].

Многофазная обмотка генератора позволяет эффективно преобразовывать высшие гармонические составляющие ВМП, получая несинусоидальную ЭДС. Выражения для определения числа фаз, при котором в электрической машине возможно эффективное преобразование энергии нескольких гармоник вращающегося магнитного поля [2, 7], запишется:

$$m = 2v; m = 3v, \quad (1)$$

где v – номер гармонической составляющей ВМП.

Для преобразования энергии на первой и третьей гармониках ВМП число фаз преобразователя будет шесть при наличии «нулевого провода» и девять – при его отсутствии. В результате оценки массоэнергетических параметров девятифазного генератора трапецеидальной ЭДС установлено, что его удельная мощность увеличивается на 17 % [8]. Однако для обеспечения максимальной активной мощности такой электрической машины при работе с управляемым полупроводниковым преобразователем в составе САЭС постоянного тока необходимо обеспечить согласование формы и фазы токов и напряжений на выходе генератора.

Для обеспечения улучшенной электромагнитной совместимости в преобразовательных системах типа $AC-DC$ или $AC-DC-AC$ часто в качестве выпрямительного звена используют выпрямители на полностью управляемых полупроводниковых ключах [2]. В отечественной литературе такие преобразователи называют активными выпрямителями напряжения (АВН). Они состоят из m -фазного моста, собранного на MOSFET- или IGBT-транзисторах с обратными диодами, и фильтров на стороне переменного и постоянного тока [9]. Эти схемы имеют ряд достоинств: двусторонний обмен энергией с сетью; возможность получения близкого к единице коэффициента мощности; регулирование и стабилизация напряжения (тока) на выходе [10]. Наличие управляемых ключей в структуре активных выпрямителей позволяет реализовывать различные алгоритмы управления с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для достижения энергетической эффективности всего электромехатронного модуля. На сегодняшний день наиболее распространенный метод переключения силовых электронных ключей базируется на теории пространственного вектора и называется векторной ШИМ. Этот метод в результате позволяет на 100 % использовать напряжение звена постоянного тока по сравнению с синусоидальной ШИМ (86,6 %) [10].

Цель данной работы – синтез алгоритма векторной ШИМ для m -фазного активного выпрямителя напряжения, который позволит обеспечить согласование формы и фазы токов и напряжений на выходе m -фазного генератора для получения максимальной активной мощности электромехатронного преобразователя.

В статье приведена методика разработки алгоритма векторной ШИМ для примера девятифазной системы. При векторной ШИМ реализация век-

тора напряжения осуществляется с помощью базовых векторов в девятифазной системе координат. Каждый базовый вектор характеризуется определенным состоянием ключей активного выпрямителя, принципиальная схема которого изображена на рис. 1.

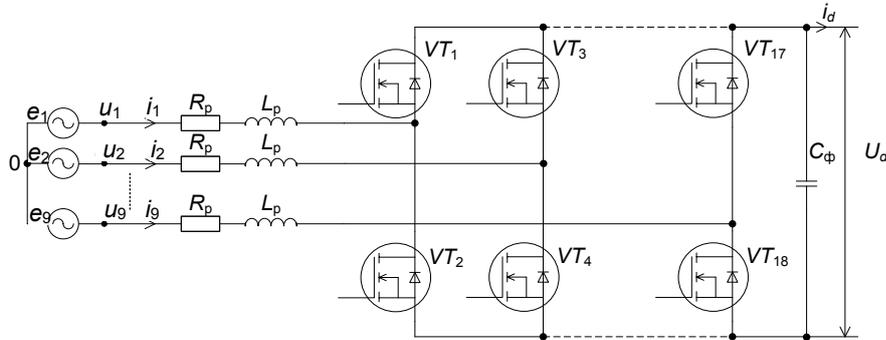


Рис. 1. Принципиальная схема девятифазного активного выпрямителя

Fig. 1. Schematic diagram of a nine-phase active rectifier

Анализ возможных комбинаций ключей активного выпрямителя напряжения

Для разработки алгоритма векторной широтно-импульсной модуляции базовых векторов девятифазного активного выпрямителя напряжения необходимо предварительно исследовать его схему, поставив в соответствие каждому возможному состоянию ключей определенный вектор напряжения. Определим, какие возможные состояния ключей существуют для одной стойки преобразователя, например состояния стойки с ключами VT_1 , VT_2 . Для построения выпрямителя (инвертора) напряжения важно, чтобы потенциал точки подключения фазы всегда был определен исключительно состоянием ключей и не зависел от направления протекания тока по фазе. Таких состояний ключей одной стойки всего два: замкнут нижний или верхний ключ. Обозначим их соответственно как состояние 0 и 1.

Каждое состояние на рис. 2 приведено при разных направлениях тока фазы, а направления токов обозначены толстыми стрелками. Видно, что при любом знаке фазного тока есть контур для его протекания, при этом фаза «привязана» к нужному потенциалу (верхней, нижней шине). Замыкание ключей в любой другой комбинации приведет либо к неопределенности потенциала фазы, либо к короткому замыканию конденсатора. Управление верхними и нижними ключами является комплементарным, т. е. состояние ключа VT_1 всегда противоположно состоянию VT_2 . Аналогично и в других стойках. Состояние всего коммутатора кодируется девятью цифрами, по числу стоек, например 011100011, 010101010 и т. п. Исходя из этого число возможных состояний преобразователя $2^9 = 512$, каждое из которых соответствует некоторому вектору напряжения в пространстве – базовому вектору.

В результате анализа возможных комбинаций ключей установлено, что 512 состояниям АВН соответствуют 49 пространственных базовых векторов напряжения. Некоторые типовые базовые векторы и соответствующие им состояния выпрямителя приведены на рис. 3.

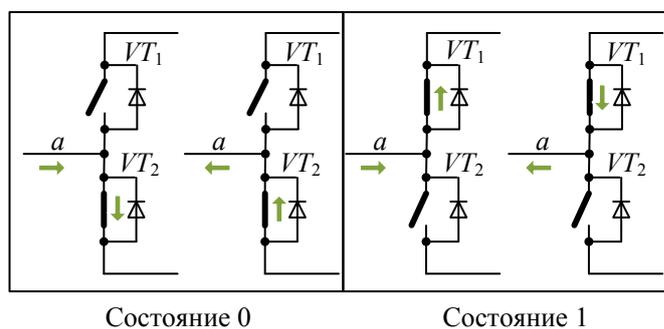


Рис. 2. Возможные состояния стойки коммутатора

Fig. 2. Possible states of the stand of the switch

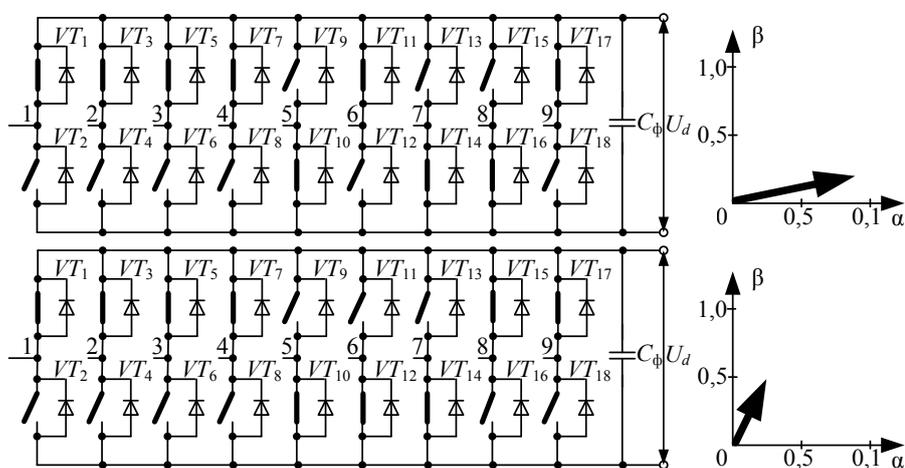


Рис. 3. Базовые векторы и соответствующие им состояния коммутатора

Fig. 3. Basic vectors and corresponding states of the switch

Продлав подобную операцию со всеми состояниями, получим полный набор базовых векторов, графическое представление которых в неподвижной декартовой системе координат $\alpha\beta$ показано на рис. 4. Каждый вектор напряжения соответствует коду состояния ключей, его образующих. При этом существует ряд комбинаций, при которых одному и тому же вектору соответствуют два и более различных состояния ключей схемы.

В классическом трехфазном активном выпрямителе базовые векторы двух уровней образуют шестиугольник [9]. В случае девятифазного преобразователя базовые векторы восьми уровней образуют диаграмму состояний из четырех таких шестиугольников (рис. 4). Модули базовых векторов напряжения, образованных при 512 комбинациях ключей полупроводникового коммутатора, сведены в табл. 1.

Векторная широтно-импульсная модуляция базовых векторов напряжения

Как и в классическом шестиключевом двухуровневом активном выпрямителе, для получения любого заданного вектора напряжения, не совпадающего с базовыми векторами, рационально использовать векторную широтно-импульсную модуляцию [11, 12]. При этом в пространстве базовых векторов должны быть найдены три базовых вектора, ближайших к заданному вектору, после чего рассчитывается скважность для каждого из них – продолжительность включения по отношению к периоду ШИМ. Все эти операции должны производиться микропроцессорной системой управления в реальном времени.

Для удобства решения первой задачи (определение трех ближайших к заданному базовых векторов) плоскость базовых векторов удобно разбить на сектора и подсектора. На рис. 5 выделены шесть секторов диаграммы состояний девятифазного АВН, каждый из которых делится на 16 подсекторов, как показано на рис. 6.

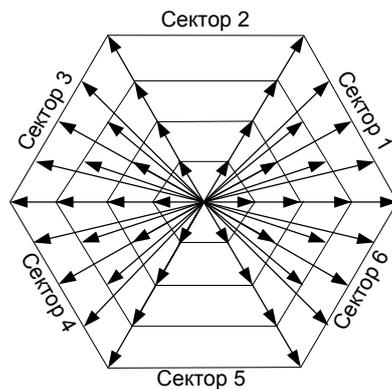


Рис. 5. Нумерация секторов

Fig. 5. Sector numbering

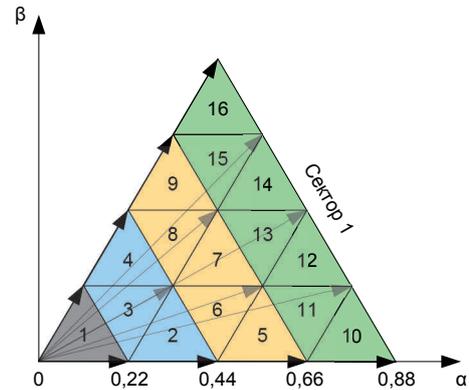


Рис. 6. Нумерация подсекторов

Fig. 6. Sub-sector numbering

Любой заданный вектор напряжения, не выходящий за внешний шестиугольник, будет принадлежать одному из подсекторов какого-либо сектора, тем самым определяя ближайшие к нему базовые векторы. Векторов будет больше, чем три, так как часть из них совпадает в пространстве, но отличается состоянием ключей активного выпрямителя. Необходимо выбрать те векторы, которые приведут к наименьшей коммутации ключей.

Кроме выбора самих базовых векторов (или состояний ключей), необходимых для реализации заданного вектора напряжения, требуется задать последовательность их перебора. Для уменьшения коммутационных потерь перебор базовых векторов следует производить таким образом, чтобы обеспечить одно переключение (коммутацию двух комплементарных ключей) при переходе от одного вектора к другому. Это соответствует смене любой из цифр кода состояния ключей активного выпрямителя напряжения на единицу. Например, если заданный вектор напряжения оказался в подсекторе 3 первого сектора, то возможная схема переключения ключей в периоде ШИМ следующая: 100111101 → 100111111 → 100111110 → 100111111 → 100111101.

После передачи в модуль ШИМ задания на обработку вектора напряжения в осях $\alpha\beta$ необходимо произвести определение номера сектора, в который попал заданный вектор. Для этого удобно перейти к полярным координатам, найти в них соответствующий заданию радиус-вектор, а затем по его углу φ определить номер сектора n_c . Примем, что нулевой угол соответствует вектору, совпадающим с осью α (рис. 5). Угол радиус-вектора

$$\varphi = \arctg(U_\beta / U_\alpha). \quad (2)$$

Условия для определения номера сектора приведены в табл. 3.

Таблица 3

Условия для определения номера сектора
 Conditions for determining the sector number

Номер сектора n_c	Угол вектора φ , град.	Номер сектора n_c	Угол вектора φ , град.
1	$0 \leq \varphi < 60^\circ$	4	$180^\circ \leq \varphi < 240^\circ$
2	$60^\circ \leq \varphi < 120^\circ$	5	$240^\circ \leq \varphi < 300^\circ$
3	$120^\circ \leq \varphi < 180^\circ$	6	$300^\circ \leq \varphi < 360^\circ$

Для определения номера подсектора n необходимо рассчитать модуль заданного радиус-вектора напряжения \bar{U} , его внутрисекторный угол φ_c и проекции m_1, m_2 на боковые границы текущего сектора, как это показано на рис. 7:

$$|U| = \sqrt{U_\alpha^2 + U_\beta^2}; \quad (3)$$

$$\varphi_c = \varphi - 60(n_c - 1); \quad (4)$$

$$m_1 = U \left(\cos(\varphi) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\varphi) \right); \quad m_2 = U \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\varphi). \quad (5)$$

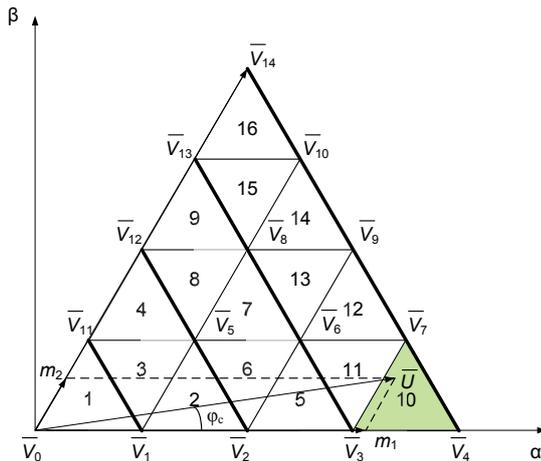


Рис. 7. Проекция заданного радиус-вектора напряжения на боковые границы текущего сектора

Fig. 7. The projection of the given radius-vector of voltage on the lateral border of the current sector

Условия для определения номера подсектора n приведены в табл. 4.

Таблица 4

Условия для определения номера подсектора
Conditions for determining the sub-sector number

Номер подсектора n	Условие
1	$m_1 < 0,22; m_2 < 0,22; m_1 + m_2 < 0,22$
2	$0,22 \leq m_1 < 0,44; m_2 < 0,22; m_1 + m_2 < 0,44$
3	$m_1 < 0,22; m_2 < 0,22; m_1 + m_2 \geq 0,22$
4	$m_1 < 0,22; 0,22 \leq m_2 < 0,44; m_1 + m_2 < 0,44$
5	$0,44 \leq m_1 < 0,66; m_2 < 0,22; m_1 + m_2 < 0,66$
6	$0,22 \leq m_1 < 0,44; m_2 < 0,22; m_1 + m_2 \geq 0,44$
7	$0,22 \leq m_1 < 0,44; 0,22 \leq m_2 < 0,44; m_1 + m_2 < 0,66$
8	$m_1 < 0,22; 0,22 \leq m_2 < 0,44; m_1 + m_2 \geq 0,44$
9	$m_1 < 0,22; 0,44 \leq m_2 < 0,66; m_1 + m_2 < 0,66$
10	$m_1 \geq 0,66$
11	$0,44 \leq m_1 < 0,66; m_2 < 0,22; m_1 + m_2 \geq 0,66$
12	$0,44 \leq m_1 < 0,66; 0,22 \leq m_2 < 0,44$
13	$0,22 \leq m_1 < 0,44; 0,22 \leq m_2 < 0,44; m_1 + m_2 \geq 0,66$
14	$0,22 \leq m_1 < 0,44; 0,44 \leq m_2 < 0,66$
15	$m_1 < 0,22; 0,44 \leq m_2 < 0,66; m_1 + m_2 \geq 0,66$
16	$m_2 \geq 0,66$

Условия получены с учетом того, что выделенные на рис. 7 прямые соответствуют уравнениям:

$$m_1 + m_2 = 0,22; \quad m_1 + m_2 = 0,44; \quad m_1 + m_2 = 0,66; \quad m_1 + m_2 = 0,88. \quad (6)$$

Заданный вектор напряжения \bar{U} в общем случае может быть представлен в виде линейной комбинации трех ближайших базовых векторов $(\bar{U}_I, \bar{U}_J, \bar{U}_K)$

$$\bar{U} = \gamma_i \bar{U}_I + \gamma_j \bar{U}_J + \gamma_k \bar{U}_K, \quad (7)$$

где $\gamma_i, \gamma_j, \gamma_k$ – весовой коэффициент (доля) образующих векторов.

На рис. 7 приведена нумерация базовых векторов $\bar{V}_0 - \bar{V}_{14}$ для одного сектора, для всех остальных она повторяется. Этим векторам соответствуют весовые коэффициенты $\gamma_0 - \gamma_{14}$. Рассмотрим пример, когда заданный вектор напряжения \bar{U} попал в 10 подсектор, как изображено на рис. 7. Для реализации заданного вектора должны быть задействованы базовые векторы с номерами $\bar{V}_4, \bar{V}_7, \bar{V}_3$

$$\bar{U} = \gamma_4 \bar{U}_4 + \gamma_7 \bar{U}_7 + \gamma_3 \bar{U}_3. \quad (8)$$

Соотношение (8) является основным. Согласно ему, для решения поставленной задачи необходимо найти значения весовых коэффициентов $\gamma_4, \gamma_7, \gamma_3$ при условии, что суммарная скважность на периоде равна единице

$$\gamma_4 + \gamma_7 + \gamma_3 = 1. \quad (9)$$

Путем несложных геометрических преобразований рассчитаны весовые коэффициенты задействованных базовых векторов:

$$\begin{aligned} \gamma_4 &= (m_1 - 2,73m_2)/0,88U_d; \quad \gamma_7 = m_2/0,22U_d; \\ \gamma_3 &= 1 - (m_1 + 1,27m_2)/0,88U_d. \end{aligned} \quad (10)$$

Аналогичным образом для каждого подсектора определены весовые коэффициенты (скважности) базовых векторов, значения которых сведены в табл. 5.

Таблица 5

Формулы расчета скважностей базовых векторов для каждого подсектора
Formulas for calculating the duty cycles of the base vectors for each sub-sector

n	Формула расчета скважностей		
1	$\gamma_1 = m_2/0,22U_d$	$\gamma_{11} = m_1/0,22U_d$	$\gamma_0 = 1 - m_1/0,22U_d - m_2/0,22U_d$
2	$\gamma_2 = (m_1 - m_2)/0,44U_d$	$\gamma_5 = m_2/0,88U_d$	$\gamma_1 = 1 - m_1/0,44U_d + m_2/0,88U_d$
3	$\gamma_1 = m_2/0,22U_d$	$\gamma_{11} = m_1/0,22U_d$	$\gamma_5 = 1 - m_1/0,22U_d - m_2/0,22U_d$
4	$\gamma_5 = m_1/0,88U_d$	$\gamma_{12} = (m_2 - m_1)/0,44U_d$	$\gamma_1 = 1 + m_1/0,88U_d - m_2/0,44U_d$
5	$\gamma_3 = (m_1 - 1,88m_2)/0,66U_d$	$\gamma_6 = m_2/0,22U_d$	$\gamma_2 = 1 - m_1/0,66U_d - 1,12m_2/0,66U_d$
6	$\gamma_2 = (m_1 - m_2)/0,44U_d$	$\gamma_5 = m_2/0,88U_d$	$\gamma_6 = 1 - m_1/0,44U_d + m_2/0,88U_d$
7	$\gamma_6 = (4m_1 - 1,8m_2)/U_d$	$\gamma_8 = (4m_2 - 1,8m_1)/U_d$	$\gamma_5 = 1 - 2,2m_1/U_d - 2,2m_2/U_d$
8	$\gamma_5 = m_1/0,88U_d$	$\gamma_{12} = (m_2 - m_1)/0,44U_d$	$\gamma_8 = 1 + m_1/0,88U_d - m_2/0,44U_d$
9	$\gamma_8 = m_1/0,22U_d$	$\gamma_{13} = (m_2 - 1,88m_1)/0,66U_d$	$\gamma_{12} = 1 - 1,12m_1/0,66U_d - m_2/0,66U_d$
10	$\gamma_4 = (m_1 - 2,73m_2)/0,88U_d$	$\gamma_7 = m_2/0,22U_d$	$\gamma_3 = 1 - m_1/0,88U_d - 1,27m_2/0,88U_d$
11	$\gamma_3 = (m_1 - 1,88m_2)/0,66U_d$	$\gamma_6 = m_2/0,22U_d$	$\gamma_7 = 1 - m_1/0,66U_d - 1,12m_2/0,66U_d$
12	$\gamma_7 = (2,19m_1 - \sqrt{3}m_2)/0,66U_d$	$\gamma_9 = (6m_2 - \sqrt{3}m_1)/1,32U_d$	$\gamma_6 = 1 - (1,32m_1 + 1,27m_2)/0,66U_d$
13	$\gamma_6 = (4m_1 - 1,8m_2)/U_d$	$\gamma_8 = (4m_2 - 1,8m_1)/U_d$	$\gamma_9 = 1 - 2,2m_1/U_d - 2,2m_2/U_d$
14	$\gamma_{10} = (2,19m_2 - \sqrt{3}m_1)/0,66U_d$	$\gamma_9 = (6m_1 - \sqrt{3}m_2)/1,32U_d$	$\gamma_8 = 1 - (1,32m_2 + 1,27m_1)/0,66U_d$
15	$\gamma_8 = m_1/0,22U_d$	$\gamma_{13} = (m_2 - 1,88m_1)/0,66U_d$	$\gamma_{10} = 1 - 1,12m_1/0,66U_d - m_2/0,66U_d$
16	$\gamma_{10} = m_1/0,22U_d$	$\gamma_{14} = (m_2 - 2,73m_2)/0,88U_d$	$\gamma_{13} = 1 - 1,27m_1/0,88U_d - m_2/0,88U_d$

Порядок расчета скважностей одинаков для всех секторов, разница заключается лишь в соответствии векторов $\bar{V}_0 - \bar{V}_{14}$ реальным состояниям ключей активного выпрямителя напряжения, которые изменяются при смене сектора.

ВЫВОДЫ

1. Представлен способ реализации векторной широтно-импульсной модуляции для девятифазного управляемого преобразователя электрической энергии. В результате анализа возможных 512 состояний ключей девятифазного активного выпрямителя установлено, что ненулевые базовые векторы восьми уровней образуют четыре шестиугольника в неподвижной системе координат $\alpha\beta$.

2. Получены аналитические соотношения весовых коэффициентов для образующих векторов, а также уравнения границ подсекторов, образующих диаграмму комбинаций состояний схемы. Последовательность приведенных расчетов представляет собой методологию реализации векторной широтно-импульсной модуляции в девятифазных управляемых преобразователях электрической энергии.

3. Представленный алгоритм векторной широтно-импульсной модуляции позволит обеспечить корректную работу девятифазного активного выпрямителя в условиях полезного преобразования энергии высших гармонических ЭДС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов-Смоленский, А. В. Электрические машины / А. В. Иванов-Смоленский. М.: Энергия, 1980. 928 с.
2. Харитонов, С. А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии автономных объектов / С. А. Харитонов. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. 536 с.
3. Бут, Д. А. Бесконтактные электрические машины / Д. А. Бут. М.: Высш. шк., 1990. 416 с.
4. Вентильный генератор постоянного тока: пат. 8863 Респ. Беларусь, С1 Н 02 К 29/00 / А. Н. Малашин, С. В. Клопов, О. И. Киш; заявители А. Н. Малашин, С. В. Клопов, О. И. Киш; опубли. 30.09.2004.
5. Голиков, В. Ф. Анализ особенностей рабочего процесса в многофазном «выпрямительном» генераторе на основе одномерных уравнений электромагнитного поля / В. Ф. Голиков, А. Н. Малашин // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 1993. № 9–10. С. 39–43.
6. Голубев, А. Н. Математическая модель синхронного двигателя с многофазной статорной обмоткой / А. Н. Голубев, А. А. Лапин // Электротехника. 1998. № 9. С. 8–13.
7. White, D. C. Electromechanical Energy Conversion / D. C. White, H. H. Woodson. New York: John Wiley and Sons, 1959. 520 p.
8. Пантелеев, С. В. Повышение энергетических показателей электрической машины путем применения многофазной зубцовой обмотки / С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин // Вестник Воен. акад. Респ. Беларусь. 2017. № 3. С. 80–86.
9. Пронин, М. В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов; под ред. Е. А. Крутякова. СПб.: Электросила, 2003. 172 с.

10. Шрейнер, Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. Екатеринбург: УРО РАН, 2000. 583 с.
11. Multiphase Induction Motor Drives – a Technology Status Review / E. Levi [et al.] // IET Electric Power Applications. 2007. Vol. 1, No 4. P. 489–516.
12. Kelly, J. W. Multi-Phase Space Vector Pulse Width Modulation / J. W. Kelly, E. G. Strangas, J. M. Miller // IEEE Trans. on Energy Conversion. 2003. Vol. 18, No 2. P. 259–264.

Поступила 21.03.2017 Подписана в печать 05.06.2017 Опубликована онлайн 27.07.2018

REFERENCES

1. Ivanov-Smolenskii A. V. (1980) *Electrical Machinery*. Moscow, Energiya Publ. 928 (in Russian).
2. Kharitonov S. A. (2011) *Electromagnetic Processes in Systems of Generation of Electric Power of Autonomous Objects*. Novosibirsk, NSTU. 536 (in Russian).
3. But D. A. (1990) *Contactless Electrical Machinery*. Moscow, Vysshaya Shkola Publ. 416 (in Russian).
4. Malashin A. N., Klopov S. V., Kish O. I. (2004) *Valved Direct Current Generator*. Patent of the Republic of Belarus N 8863 (in Russian).
5. Golikov V. F., Malashin A. N. (1993) Analysis of the Specific Features of the Working Process in a Multiphase “Rectifying” Generator Based on One-Dimensional Equations of the Electromagnetic Field. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of the CIS Higher Educational Institutions and Power Engineering Associations*, (9–10), 39–43 (in Russian).
6. Golubev A. N., Lapin A. A. (1998) Mathematical Model of Synchronous Motor with Multiphase Stator Winding. *Elektrotehnika [Electrical Engineering]*, (9), 8–13 (in Russian).
7. White D. C., Woodson H. H. (1959) *Electromechanical Energy Conversion*. New York, John Willey and Sons. 520.
8. Panteleev S. V., Malashin A. N. (2017) Improving the Power Performance of the Electric Machine by Applying Winding Gear Winding. *Vestnik Voennoi Akademii Respubliki Belarus' [Herald of the Military Academy of the Republic of Belarus]*, (3), 80–86 (in Russian).
9. Pronin M. V., Vorontsov A. G., Krutyakov E. A. (ed.) (2003) *Power Fully-Controlled Semiconductor Converters (Modeling and Calculation)*. St.-Petersburg, Electrosila Publ. 172 (in Russian).
10. Shreiner R. T. (2000) *Mathematical Modeling of AC Drives with Solid State Frequency Converters*. Yekaterinburg, Ural Branch of Russian Academy of Sciences. 583 (in Russian).
11. Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H. A., Williamson S. (2007) Multiphase Induction Motor Drives – a Technology Status Review. *IET Electric Power Applications*, 1 (4), 489–516. <https://doi.org/10.1049/iet-epa:20060342>.
12. Kelly J. W., Strangas E. G., Miller J. M. (2003) Multi-Phase Space Vector Pulse Width Modulation. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 18 (2), 259–264. <https://doi.org/10.1109/tec.2003.811725>.

Received: 21 March 2017

Accepted: 5 June 2017

Published online: 27 July 2018