

ISSN 1561-8358 (Print)
ISSN 2524-244X (Online)

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ
RADIOELECTRONICS AND INSTRUMENT-MAKING

УДК 621.313
<https://doi.org/10.29235/1561-8358-2018-63-4-455-468>

Поступила в редакцию 16.02.2018
Received 16.02.2018

С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин, А. Е. Каледа

Военная академия Республики Беларусь, Минск, Беларусь

**МОДЕЛИРОВАНИЕ m -ФАЗНОГО АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ
С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**

Аннотация. Система автономного электроснабжения (САЭС) постоянного тока из синхронного магнитоэлектрического генератора и активного выпрямителя напряжения (АВН) максимально отвечает требованиям минимума удельной массы и электромагнитной совместимости первичного источника электрической энергии с нагрузкой. При многофазном ($m > 3$) исполнении электрической машины существует возможность получения трапецеидальной электродвижущей силы (ЭДС) и увеличения удельной преобразуемой мощности при условии согласования ЭДС и тока на выходе m -фазного генератора. Целью работы является синтез алгоритма пространственно-векторной модуляции (ПВМ) активного выпрямителя напряжения для полного согласования первичного источника электрической энергии с нагрузкой при условии трапецеидальной формы ЭДС генератора.

Синтез алгоритма ПВМ для m -фазного АВН основан на использовании векторно-матричного математического аппарата. На примере девятифазной системы разработан алгоритм ПВМ, особенностью которого является преобразование обобщенного пространственного вектора напряжения m -фазной системы координат в $(m - 1)/2$ векторов, вращающихся с разными угловыми скоростями в двухфазных ортогональных неподвижных системах $\alpha\beta$ координат. При этом на основе разработанного алгоритма ПВМ возможно независимо управлять $(m - 1)/2$ векторами напряжения в соответствующих $\alpha\beta$ плоскостях, обеспечивая схожую с ЭДС генератора форму сигналов на входных зажимах АВН.

В целях подтверждения теоретических положений разработана имитационная модель блока пространственно-векторной модуляции для реализации трапецеидальных сигналов на зажимах девятифазного АВН. Работоспособность разработанного алгоритма подтверждена результатами имитационного моделирования.

В результате оценки энергетических показателей (действующей мощности) фазы САЭС постоянного тока установлено, что применение разработанного алгоритма пространственно-векторной модуляции для активного выпрямителя напряжения в целях полного согласования трапецеидальной формы ЭДС и тока на выходе m -фазного генератора позволит увеличить мощность САЭС на 14 % по сравнению с САЭС постоянного тока при синусоидальной форме ЭДС и тока фазы генератора.

Ключевые слова: система электроснабжения постоянного тока, трапецеидальная электродвижущая сила, пространственно-векторная модуляция, многофазный активный выпрямитель напряжения, минимум удельной массы

Для цитирования. Пантелеев, С. В. Моделирование m -фазного активного выпрямителя напряжения с пространственно-векторной модуляцией / С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин, А. Е. Каледа // Вест. Нац. акад. наук Беларусі. Сер. фіз.-тэхн. навук. – 2018. – Т. 63, № 4. – С. 455–468. <https://doi.org/10.29235/1561-8358-2018-63-4-455-468>

S. V. Panteleev, A. N. Malashin, A. E. Kaleda

Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Belarus

SIMULATION OF m -PHASE ACTIVE VOLTAGE RECTIFIER WITH SPACE-VECTOR MODULATION

Abstract. The autonomous power supply system (APSS) from synchronous magnetoelectric generator and active voltage rectifier (AVR) maximally meets the requirements of the minimum specific mass and the complete coordination of the primary electric power source with the load. With multiphase ($m > 3$) execution of the electric machine, it is possible to obtain a trapezoidal electromotive force (EMF) and increase the specific power conversion provided that the EMF and the current at the output of the m -phase generator are fully matched. Therefore, the aim of the work is to synthesize the space-vector modulation (SVM) algorithm of the active voltage rectifier to fully match the primary source of electrical energy with the load under the condition of a trapezoidal EMF of the generator.

Synthesis of the PVM algorithm for the m -phase AVR is based on the use of a vector-matrix mathematical apparatus. Using the example of a nine-phase system, a SVM algorithm has been developed, the feature of which is the transformation of the generalized voltage vector m -phase coordinate system into $(m - 1)/2$ voltage vectors with different angular velocities in two-phase orthogonal stationary $\alpha\beta$ coordinate systems. At the same time, based on the developed PVM algorithm, it is possible to independently control the $(m - 1)/2$ voltage vectors in the corresponding $\alpha\beta$ planes, providing a signal similar to the EMF of the generator at the input terminals of the AVR.

In order to confirm the theoretical propositions, an imitation model of the space-vector modulation unit for the realization of trapezoidal signals at the terminals of a nine-phase AVR has been developed. The efficiency of the developed algorithm is confirmed by the results of simulation modelling.

As a result of the evaluation of the energy parameters (operating power) of the phase of power supply system direct current, it is established that the application of the developed space-vector modulation algorithm for the active voltage rectifier in order to fully match the trapezoidal shape of the EMF and the current at the output of the m -phase generator will increase the power of the APSS by 14 % compared to a power supply system of direct current with a sinusoidal form of the EMF and the current of the generator phase.

It is established that the developed measuring device can be used to establish the presence of defects like “delamination”. The influence of the depth of the defect placement on the measured parameters is shown.

Keywords: DC power supply system, trapezoidal electromotive force, space-vector modulation, multiphase active voltage rectifier, minimum specific gravity

For citation. Panteleev S. V., Malashin A. N., Kaleda A. E. Simulation of m -phase active voltage rectifier with space-vector modulation. *Vestsi Natsyyanal'nai akademii navuk Belarusi. Seryya fizika-technichnykh navuk = Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-technical series*, 2018, vol. 63, no. 4, pp. 455–468 (in Russian). <https://doi.org/10.29235/1561-8358-2018-63-4-455-468>

Введение. В результате анализа возможных структур и принципов построения систем автономного электроснабжения (САЭС) постоянного тока установлено, что система из синхронного магнитоэлектрического генератора и активного выпрямителя напряжения (АВН) максимально отвечает требованиям минимума удельной массы и электромагнитной совместимости первичного источника электрической энергии с нагрузкой [1, 2].

В целях полезного использования энергии высших гармонических электродвижущей силы (ЭДС) ранее предложено в составе САЭС постоянного тока использовать многофазный ($m > 3$) генератор и многофазный ($m > 3$) управляемый выпрямитель [3–5].

Для согласования первичного источника электрической энергии с нагрузкой применение в качестве полупроводникового преобразователя активного выпрямителя напряжения имеет ряд достоинств: двусторонний обмен энергией с сетью; возможность получения близкого к 1 коэффициента мощности; регулирование и стабилизация напряжения (тока) на выходе [6, 7]. АВН состоит из m -фазного моста, собранного на *MOSFET* или *IGBT* транзисторах с обратными диодами, и фильтров на стороне переменного и постоянного тока. Наличие управляемых ключей в структуре активного выпрямителя позволяет реализовать различные алгоритмы управления для достижения энергетической эффективности всей системы электроснабжения. В настоящее время наиболее распространенный алгоритм переключения силовых ключей основан на теории пространственного вектора и называется пространственно-векторной модуляцией (ПВМ). Этот метод в результате позволяет на 100 % использовать напряжение звена постоянного тока по сравнению с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией (86,6 %) [8, 9].

Целью данной работы является синтез алгоритма пространственно-векторной модуляции АВН для полного согласования первичного источника электрической энергии САЭС с нагрузкой при условии трапецеидальной формы ЭДС m -фазного генератора. Для достижения цели необходимо решить следующие задачи: предварительно исследовать схему АВН, поставив в соответствие каждому возможному состоянию ключей определенный базовый вектор напряжения; путем координатных преобразований разным временным гармоникам поставить в соответствие различные последовательности симметричных составляющих; определить способ выбора ближайших к заданному базовых векторов и порядок их перебора в пределах периода модуляции; определить порядок расчета относительных длительностей включения для выбранных базовых векторов.

Анализ возможных комбинаций ключей АВН. Преобразование координат. При пространственно-векторной модуляции реализация вектора напряжения осуществляется с помощью базовых векторов в неподвижной декартовой системе координат. Каждый базовый вектор

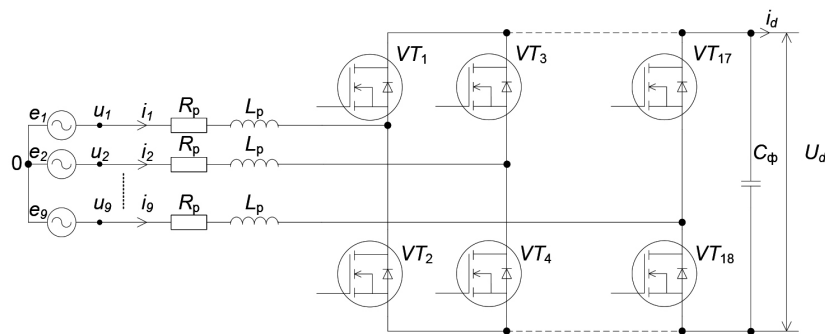


Рис. 1. Структурная схема *m*-фазного АВН

Fig. 1. Block diagram of *m*-phase AVR

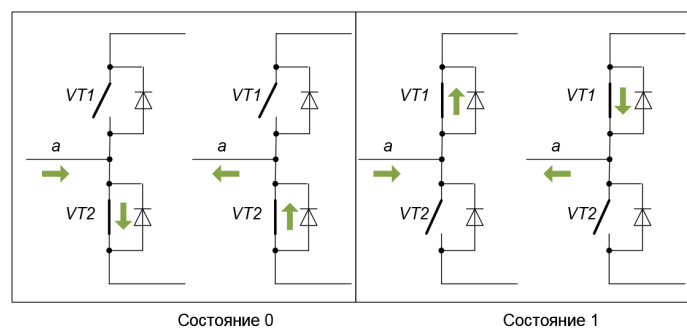


Рис. 2. Возможные состояния фазы преобразователя

Fig. 2. Possible states of the inverter phase

характеризуется определенным состоянием ключей активного выпрямителя, структура которого представлена на рис. 1.

Для синтеза алгоритма пространственно-векторной модуляции базовых векторов *m*-фазного активного выпрямителя напряжения необходимо предварительно исследовать его схему, поставив в соответствие каждому возможному состоянию ключей определенный вектор напряжения. Определим возможные состояния ключей для одной стойки преобразователя, например первой стойки с ключами VT_1, VT_2 . Важно, чтобы потенциал точки подключения фазы всегда был определен исключительно состоянием ключей и не зависел от направления протекания тока по фазе. Таких состояний ключей для одной стойки всего два: замкнут нижний или верхний ключ. Обозначим их соответственно состояние 0 или 1. Любое другое состояние ключей приведет к неопределенности потенциала фазы или к короткому замыканию конденсатора. На рис. 2 каждое состояние приведено при разных направлениях тока фазы, направления токов обозначены стрелками. При любом знаке фазного тока есть контур для его протекания, при этом фаза «привязана» к нужному потенциалу (верхней или нижней шине).

Применительно к девятифазному АВН состояния коммутатора кодируются девятью цифрами, по числу стоек, например 011100011. Исходя из этого число возможных состояний преобразователя $2^9 = 512$, каждое из которых соответствует некоторому базовому вектору напряжения.

На основе состояния ключей, используя выражение (1), могут быть вычислены мгновенные значения напряжений *k*-й фазы при условии симметричной нагрузки:

$$u_k = U_{dc} \left[S_k - \frac{1}{m} \sum_{n=1}^m S_n \right], \tag{1}$$

где S_k обозначает состояние ключей (0, 1) *k*-й стойки АВН ($k = 1, 2, \dots, m$). Применительно к девятифазной системе запишем

$$u_k = U_{dc} [S_k - \frac{1}{9} (S_1 + S_2 + S_3 + S_4 + S_5 + S_6 + S_7 + S_8 + S_9)]. \quad (2)$$

С целью упрощения анализа процессов в электромеханических преобразователях энергии переменного тока широко применяется метод преобразования координат. Преобразование m -фазной системы координат в систему неподвижных декартовых координат называется преобразованием Кларка [10, 11] и записывается как

$$[x_T] = [T]^{-1} [x], \quad (3)$$

где $[x_T] = [x_{T0} \ x_{\alpha 1} \ x_{\beta 1} \ x_{\alpha 2} \ x_{\beta 2} \ \dots \ x_{\alpha(m-1)/2} \ x_{\beta(m-1)/2}]^T$ – составляющие двухфазных ортогональных систем координат; $[x] = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_m]^T$ – исходные фазные переменные.

Для случая девятифазной системы уравнение преобразования (3) запишется как

$$\begin{aligned} & [u_{T0} \ u_{\alpha 1} \ u_{\beta 1} \ u_{\alpha 2} \ u_{\beta 2} \ u_{\alpha 3} \ u_{\beta 3} \ u_{\alpha 4} \ u_{\beta 4}]^T = \\ & = [T]^{-1} [u_1 \ u_2 \ u_3 \ u_4 \ u_5 \ u_6 \ u_7 \ u_8 \ u_9]^T. \end{aligned} \quad (4)$$

Матрица преобразования $[T]^{-1}$ для случая девятифазной системы имеет вид

$$T^{-1} = \frac{2}{m} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} \\ 1 & \cos(\delta) & \cos(2\delta) & \dots & \cos(8\delta) \\ 0 & \sin(\delta) & \sin(2\delta) & \dots & \sin(8\delta) \\ 1 & \cos(2\delta) & \cos(4\delta) & \dots & \cos(7\delta) \\ 0 & \sin(2\delta) & \sin(4\delta) & \dots & \sin(7\delta) \\ 1 & \cos(3\delta) & \cos(6\delta) & \dots & \cos(6\delta) \\ 0 & \sin(3\delta) & \sin(6\delta) & \dots & \sin(6\delta) \\ 1 & \cos(4\delta) & \cos(8\delta) & \dots & \cos(5\delta) \\ 0 & \sin(4\delta) & \sin(8\delta) & \dots & \sin(5\delta) \end{bmatrix},$$

где $\delta = 2\pi/m$ – характеристический угол.

Таким образом, в случае $m = 9$ необходимо учитывать компонент нулевой последовательности и четыре результирующих пространственных вектора $\bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_3, \bar{u}_4$, вращающихся в системах координат $\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2, \alpha_3\beta_3, \alpha_4\beta_4$ с угловыми скоростями $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$ соответственно.

Проведен анализ возможных состояний ключей АВН. В системах координат $\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2, \alpha_4\beta_4$ 512 состояний ключей образуют 342 ненулевых базовых вектора, в системе $\alpha_3\beta_3$ – 36. Таким образом, существует ряд комбинаций, при которых одному и тому же базовому вектору напряжения соответствуют два и более различных состояния ключей схемы. В системах координат $\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2, \alpha_4\beta_4$ нулевому базовому вектору соответствуют 8 состояний ключей, в системе $\alpha_3\beta_3$ – 56. Нормированные базовые векторы напряжения $\bar{u}_h = \bar{u}_n / (2/9 U_{dc})$, соответствующие всем возможным состояниям АВН, представлены на рис. 3. Рис. 3, *a* соответствует трем пространственным векторам $\bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_4$, но с различной взаимосвязью между положением вектора и состоянием ключей АВН. Рис. 3, *b* соответствует вектору напряжения \bar{u}_3 .

Из рис. 3 видно, что в системах координат $\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2, \alpha_4\beta_4$ диаграмма состояний АВН состоит из базовых векторов нулевого и 16 ненулевых уровней, приведенных в формулах (5). В системе координат $\alpha_3\beta_3$ – нулевого и 5 ненулевых уровней:

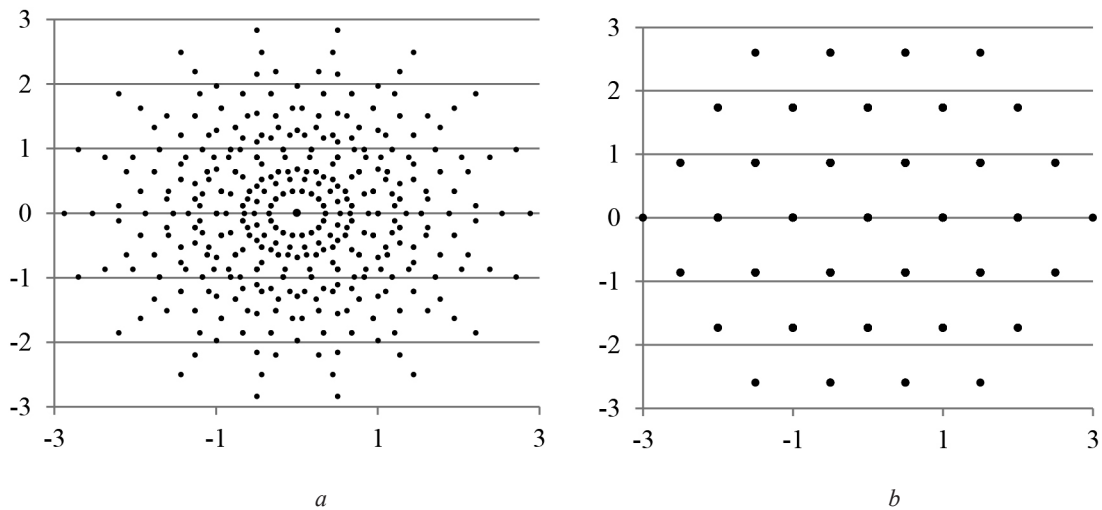


Рис. 3. Нормированные базовые векторы напряжения: *a* – в $\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2, \alpha_4\beta_4$ плоскостях, *b* – в $\alpha_3\beta_3$ плоскости
 Fig. 3. Normalized base voltage vectors: *a* – in $\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2, \alpha_4\beta_4$ planes, *b* – in $\alpha_3\beta_3$ planes

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \frac{4K_1}{9K_4}U_{dc}; & V_2 &= \frac{4K_2}{9K_2}U_{dc}; & V_3 &= \frac{4K_2}{9K_4}U_{dc}; & V_4 &= 0,3U_{dc}; \\
 V_5 &= \frac{4K_3}{9K_4}U_{dc}; & V_6 &= \frac{4}{9}U_{dc}; & V_7 &= 0,54U_{dc}; & V_8 &= 0,57U_{dc}; \\
 V_9 &= \frac{4K_3}{9K_2}U_{dc}; & V_{10} &= \frac{4K_4}{9K_2}U_{dc}; & V_{11} &= 0,72U_{dc}; & V_{12} &= \frac{4K_2}{9K}U_{dc}; \\
 V_{13} &= 0,88U_{dc}; & V_{14} &= 0,98U_{dc}; & V_{15} &= \frac{4K_3}{9K}U_{dc}; & V_{16} &= \frac{4K_4}{9K}U_{dc},
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

где $K_1 = \sin(\pi/9); K_2 = \sin(2\pi/9); K_3 = \sin(3\pi/9); K_4 = \sin(4\pi/9)$.

Так как четыре результирующих пространственных вектора $\bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_3, \bar{u}_4$ вращаются в системах координат $\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2, \alpha_3\beta_3, \alpha_4\beta_4$ с угловыми скоростями $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$ соответственно, то необходимо установить взаимосвязь номера гармоники выходного напряжения (тока) АВН (на входных зажимах) с номером плоскости ортогональных координат [12–14]. В случае девятифазной системы, где $k = 0, 1, 2, \dots$:

$$\begin{aligned}
 &\text{гармоника № } 18k \pm 1 \rightarrow \alpha_1\beta_1(1, 17, 19, \dots); \\
 &\text{гармоника № } 18k \pm 7 \rightarrow \alpha_2\beta_2(7, 11, 25, \dots); \\
 &\text{гармоника № } 18k \pm 3 \rightarrow \alpha_3\beta_3(3, 15, 21, \dots); \\
 &\text{гармоника № } 18k \pm 5 \rightarrow \alpha_4\beta_4(5, 13, 23, \dots); \\
 &\text{гармоника № } 18k \pm 9 \rightarrow T_0(9, 27, 45, \dots).
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

При условии симметричной девятифазной системы, нулевая последовательность гармоник отсутствует. Посредством пространственно-векторной модуляции базовых векторов напряжения существует возможность инжекции третьей, пятой и седьмой гармоник в выходное напряжение (ток) АВН (на входных зажимах АВН) в целях полного согласования по форме трапецеидальной ЭДС и тока девятифазного генератора.

Пространственно-векторная модуляция. Как и в классическом трехфазном АВН, для получения любого заданного вектора напряжения, не совпадающего с базовыми векторами, рационально использовать пространственно-векторную модуляцию. Цель пространственно-векторной модуляции для девятифазного АВН состоит в реализации четырех результирующих пространственных векторов выходного напряжения $\bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_3$ и \bar{u}_4 с заданными средними значениями $\bar{u}_{1ref}, \bar{u}_{2ref}, \bar{u}_{3ref}, \bar{u}_{4ref}$ в пределах периода модуляции. Для этого должны быть найдены $2h$ ближайших к заданному базовых вектора. Далее рассчитываются относительные длительности включения для каждого из них – продолжительность включения по отношению к периоду модуляции.

Для удобства решения первой задачи (определения $2h$ ближайших к заданному базовых векторов) плоскости базовых векторов $\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2, \alpha_3\beta_3, \alpha_4\beta_4$ удобно разбить на 18 секторов по $\pi/6$, как показано на рис. 4.

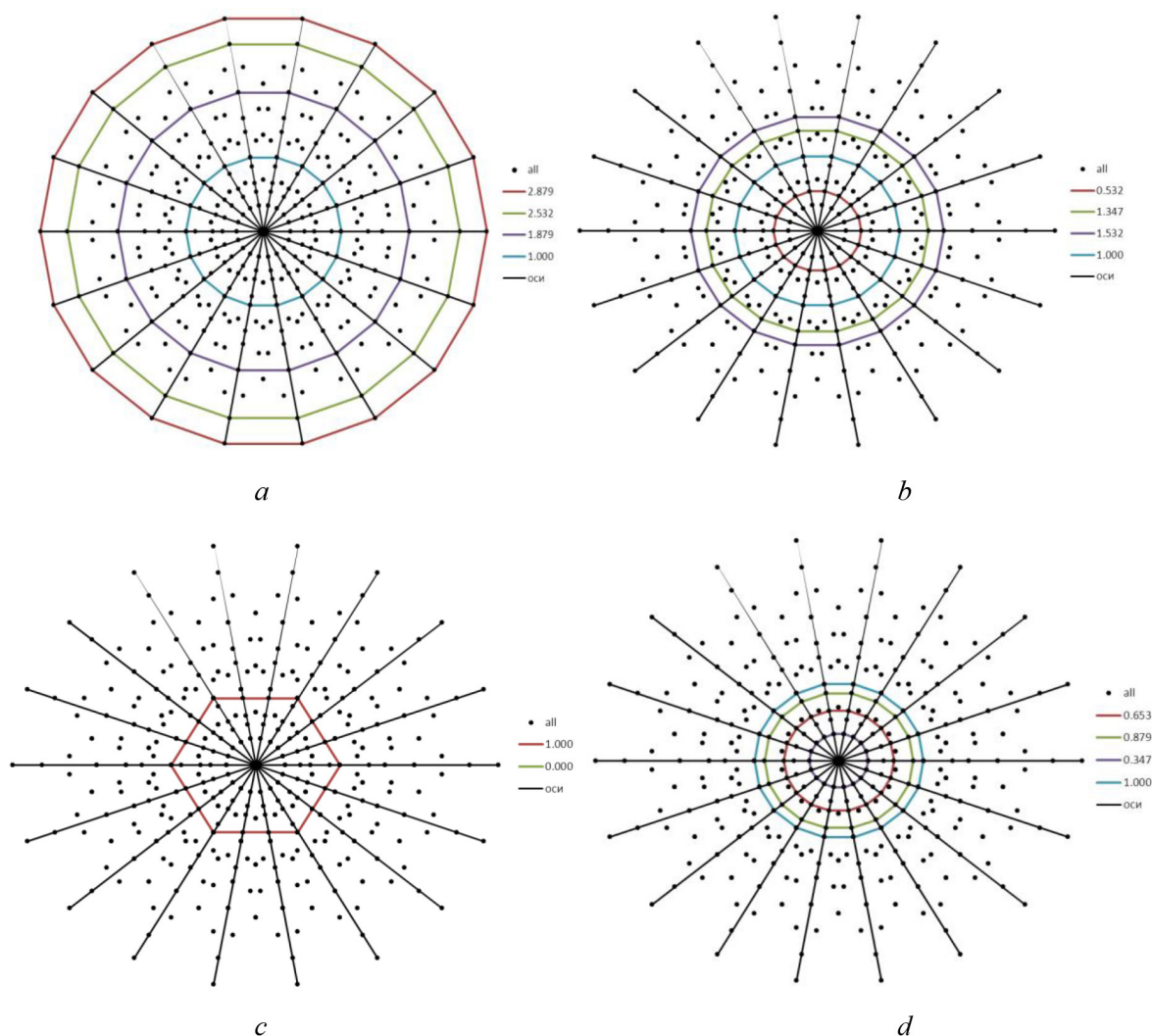


Рис. 4. Базовые векторы напряжения АВН:
a – в $\alpha_1\beta_1$ плоскости, *b* – в $\alpha_2\beta_2$ плоскости, *c* – в $\alpha_3\beta_3$ плоскости, *d* – в $\alpha_4\beta_4$ плоскости
 Fig. 4. Basic voltage vectors of AVR:
a – in the $\alpha_1\beta_1$ plane, *b* – in the $\alpha_2\beta_2$ plane, *c* – in the $\alpha_3\beta_3$ plane, *d* – in the $\alpha_4\beta_4$ plane

После передачи в модуль ПВМ задания на реализацию какого-либо вектора напряжения в $\alpha\beta$ системе координат необходимо определить номер сектора, в который попал заданный вектор. Любой заданный вектор напряжения, не выходящий за внешний 18-угольник, будет принадлежать одному из секторов, определяя ближайшие к нему базовые вектора. Удобно перейти к по-

лярным координатам, найти в них соответствующий заданию радиус-вектор, а затем по его углу определить номер сектора. Примем, что нулевой угол задается вектором, совпадающим с осью α . Тогда модуль, угол радиус-вектора и внутрисекторный угол, отсчитываемый от начала каждого сектора, определяются по формулам:

$$\varphi = \arctg(u_{\beta 1}/u_{\alpha 1}); \quad |u| = \sqrt{u_{\alpha 1}^2 + u_{\beta 1}^2}; \quad \varphi_S = \varphi - \frac{\pi}{m}(S-1). \tag{7}$$

Двойное неравенство (8) определяет условия определения номера сектора S :

$$\frac{\pi(S-1)}{m} \leq \varphi < \frac{\pi S}{m}; \quad S = 1, 2, \dots, 18. \tag{8}$$

Для дальнейшего расчета необходимо определить по формулам (9), (10) проекции $u_{\alpha h}$ и $u_{\beta h}$ заданного радиус-вектора напряжения \bar{u}_{href} ($h = 1, 2, 3, 4$) на оси текущего сектора, как это показано на рис. 5. Результаты дальнейшего расчета могут быть распространены на все сектора без каких-либо изменений.

$$\begin{cases} \bar{u}_{1ref} = u_{1ref} e^{j\nu_1} = \bar{u}_{\alpha 1} + \bar{u}_{\beta 1} = u_{\alpha 1} + u_{\beta 1} e^{j\pi/9}; \\ \bar{u}_{2ref} = u_{2ref} e^{j\nu_2} = \bar{u}_{\alpha 2} + \bar{u}_{\beta 2} = u_{\alpha 2} + u_{\beta 2} e^{j2\pi/9}; \\ \bar{u}_{3ref} = u_{3ref} e^{j\nu_3} = \bar{u}_{\alpha 3} + \bar{u}_{\beta 3} = u_{\alpha 3} + u_{\beta 3} e^{j3\pi/9}; \\ \bar{u}_{4ref} = u_{4ref} e^{j\nu_4} = \bar{u}_{\alpha 4} + \bar{u}_{\beta 4} = u_{\alpha 4} + u_{\beta 4} e^{j4\pi/9}, \end{cases} \tag{9}$$

где

$$\begin{aligned} u_{\alpha 1} &= \sin(\pi/9 - \varphi_1) u_{1ref} / K; \quad u_{\beta 1} = \sin(\varphi_1) u_{1ref} / K; \\ u_{\alpha 2} &= \sin(2\pi/9 - \varphi_2) u_{2ref} / K_2; \quad u_{\beta 2} = \sin(\varphi_2) u_{2ref} / K_2; \\ u_{\alpha 3} &= \sin(3\pi/9 - \varphi_3) u_{3ref} / K_3; \quad u_{\beta 3} = \sin(\varphi_3) u_{3ref} / K_3; \\ u_{\alpha 4} &= \sin(4\pi/9 - \varphi_4) u_{4ref} / K_4; \quad u_{\beta 4} = \sin(\varphi_4) u_{4ref} / K_4. \end{aligned} \tag{10}$$

Из (9), (10) видно, что для реализации четырех заданных пространственных векторов $\bar{u}_{1ref}, \bar{u}_{2ref}, \bar{u}_{3ref}, \bar{u}_{4ref}$ в декартовых системах координат $\alpha_1\beta_1, \alpha_2\beta_2, \alpha_3\beta_3, \alpha_4\beta_4$ необходимо составить и решить систему восьми уравнений. Для однозначного решения таких уравнений должно быть восемь независимых переменных. Под каждой переменной подразумевается время включения базового вектора t_n в периоде модуляции T . Соответственно каждый заданный результирующий вектор напряжения должен быть реализован путем включения восьми базовых векторов в каждом периоде модуляции.

Основой выбора базовых векторов для реализации четырех заданных векторов напряжения является положение вектора \bar{u}_{1ref} в плоскости $\alpha_1\beta_1$. Синтез алгоритма пространственно-векторной модуляции рассмотрен для случая, когда заданный вектор \bar{u}_{1ref} находится в первом секторе $S = 1$. На рис. 5 показаны восемь базовых векторов первого сектора плоскости $\alpha_1\beta_1$ и соответствующие им базовые вектора в $\alpha_2\beta_2, \alpha_3\beta_3, \alpha_4\beta_4$ плоскостях.

Кроме выбора $2h$ базовых векторов для реализации заданного напряжения необходимо задать последовательность их перебора. Как и в классических трехфазных схемах, для уменьшения коммутационных потерь перебор базовых векторов в периоде модуляции следует производить в порядке, обеспечивающем одну коммутацию (коммутация двух комплементарных ключей) при переходе от одного базового вектора к другому. В табл. 1 приведена возможная последовательность коммутации в периоде модуляции и амплитуды базовых векторов для примера реализации заданного вектора напряжения \bar{u}_{1ref} в секторах $S = 1 \div 3$. Для минимизации

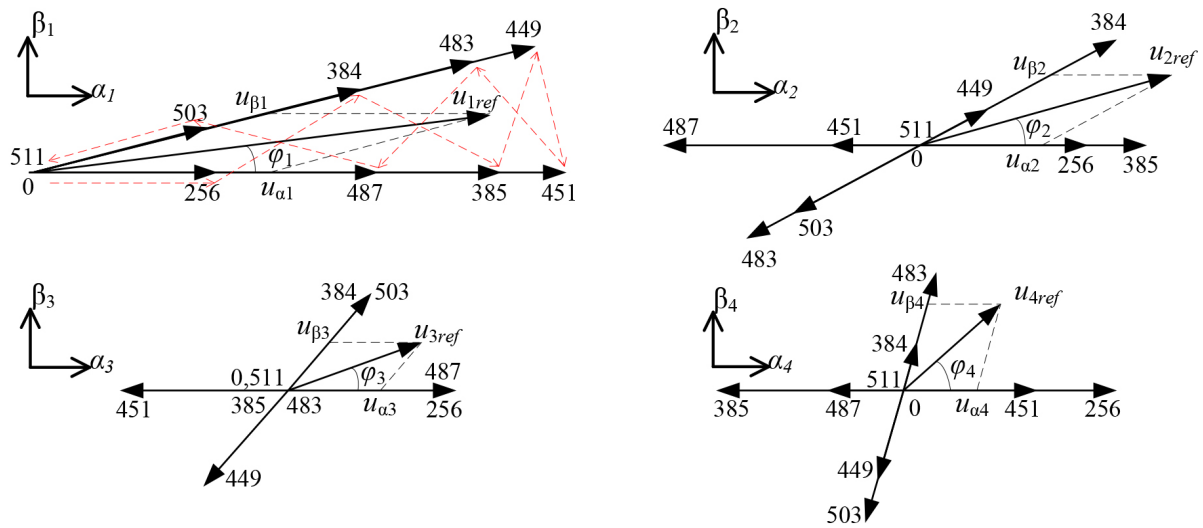


Рис. 5. Коды состояния ключей АВН в десятичном виде и соответствующие им базовые векторы для заданного вектора напряжения \bar{u}_{1ref} , находящегося в первом секторе $\alpha_1\beta_1$

Fig. 5. The status codes of keys AVR in decimal form and the corresponding base vectors for a reference voltage vector \bar{u}_{1ref} located in the first sector $\alpha_1\beta_1$

Таблица 1. Таблица коммутации предложенного способа ПВМ
Table 1. Switching table of the proposed method SVM

№ инт.	Состояния ключей АИН для секторов $S=1\div3$ в $\alpha_i\beta_i$ плоскости			Модуль вектора			
	$S=1$	$S=2$	$S=3$	\bar{u}_1	\bar{u}_2	\bar{u}_3	\bar{u}_4
δ_1	000000000	000000000	000000000	V_0	V_0	V_0	V_0
δ_2	100000000	010000000	010000000	V_6	V_6	V_6	V_6
δ_3	110000000	110000000	011000000	V_{12}	V_{10}	V_6	V_1
δ_4	110000001	111000000	111000000	V_{15}	V_9	V_0	V_5
δ_5	111000001	111000001	111100000	V_{16}	V_2	V_6	V_3
δ_6	111000011	111100001	111100001	V_{16}	V_2	V_6	V_3
δ_7	111100011	111100011	111110001	V_{15}	V_9	V_0	V_5
δ_8	111100111	111110011	111110011	V_{12}	V_{10}	V_6	V_1
δ_9	111110111	111110111	111111011	V_6	V_6	V_6	V_6
δ_{10}	111111111	111111111	111111111	V_0	V_0	V_0	V_0

переключений ключей при смене сектора период модуляции начинается и заканчивается нулевым состоянием 000000000 (или 111111111).

Из табл. 1 видно, что для реализации заданных векторов $\bar{u}_{1ref}, \bar{u}_{2ref}, \bar{u}_{3ref}$ и \bar{u}_{4ref} в четырех плоскостях на каждом периоде модуляции задействованы различные по модулю базовые векторы ($V_0, V_1, V_2, V_3, V_5, V_6, V_9, V_{10}, V_{12}, V_{15}, V_{16}$, в порядке возрастания), которые лежат на четырех 18-сторонних многоугольниках в плоскостях $\alpha_1\beta_1$ (соответственно $V_6, V_{12}, V_{15}, V_{16}$), $\alpha_2\beta_2$ (соответственно V_2, V_6, V_9, V_{10}), $\alpha_4\beta_4$ (соответственно V_1, V_3, V_5, V_6). В плоскости $\alpha_3\beta_3$ диаграмма состояний в форме шестиугольника образована базовыми векторами выходного напряжения с амплитудой V_6 (см. рис. 4).

Заданные составляющие $u_{\alpha h}, u_{\beta h}$ из (9) могут быть реализованы как среднее значение величины базовых векторов за период модуляции T :

$$\begin{cases} u_{\alpha 1} = V_{16} t_6/T + V_{15} t_4/T + V_{12} t_8/T + V_6 t_2/T; \\ u_{\beta 1} = V_{16} t_5/T + V_{15} t_7/T + V_{12} t_3/T + V_6 t_9/T; \\ u_{\alpha 2} = -V_2 t_6/T + V_9 t_4/T - V_{10} t_8/T + V_6 t_2/T; \\ u_{\beta 2} = V_2 t_5/T - V_9 t_7/T + V_{10} t_3/T - V_6 t_9/T; \\ u_{\alpha 3} = -V_6 t_6/T + V_0 t_4/T + V_6 t_8/T + V_6 t_2/T; \\ u_{\beta 3} = -V_6 t_5/T + V_0 t_7/T + V_6 t_3/T + V_6 t_9/T; \\ u_{\alpha 4} = V_3 t_6/T - V_5 t_4/T - V_1 t_8/T + V_6 t_2/T; \\ u_{\beta 4} = -V_3 t_5/T + V_5 t_7/T + V_1 t_3/T - V_6 t_9/T. \end{cases} \quad (11)$$

Отношения (11) определяют систему восьми линейных уравнений, где время включения активных векторов $t_2 - t_9$ – неизвестные переменные.

Время включения нулевых состояний t_1 и t_{10} может быть определено следующим образом:

$$t_1 + t_{10} = T - (t_2 + t_3 + t_4 + t_5 + t_6 + t_7 + t_8 + t_9). \quad (12)$$

Относительные длительности включения нулевых векторов δ_1, δ_{10} :

$$\delta_1 + \delta_{10} = 1 - (\delta_2 + \delta_3 + \delta_4 + \delta_5 + \delta_6 + \delta_7 + \delta_8 + \delta_9), \quad (13)$$

где $\delta_n = \frac{t_n}{T}, n = 1, 2, \dots, 10$, – относительное время включения базового вектора.

Система линейных уравнений (11) может быть представлена двумя независимыми системами четырех линейных уравнений с четырьмя неизвестными в матричном виде (14). Для их решения необходимо найти значения относительных длительностей включения базовых векторов $\delta_1 - \delta_{10}$:

$$\frac{4}{9} U_{dc} [M_\alpha] \begin{bmatrix} \delta_6 \\ \delta_4 \\ \delta_8 \\ \delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\alpha 2} \\ u_{\alpha 3} \\ u_{\alpha 4} \end{bmatrix}; \quad \frac{4}{9} U_{dc} [M_\beta] \begin{bmatrix} \delta_5 \\ \delta_7 \\ \delta_3 \\ \delta_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\beta 1} \\ u_{\beta 2} \\ u_{\beta 3} \\ u_{\beta 4} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

где матрицы коэффициентов $[M_\alpha], [M_\beta]$ равны:

$$[M_\alpha] = \begin{bmatrix} K_4/K & K_3/K & K_2/K & 1 \\ -K/K_2 & K_3/K_2 & -K_4/K_2 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 1 \\ K_2/K_4 & -K_3/K_4 & -K/K_4 & 1 \end{bmatrix};$$

$$[M_\beta] = \begin{bmatrix} K_4/K & K_3/K & K_2/K & 1 \\ K/K_2 & -K_3/K_2 & K_4/K_2 & -1 \\ -1 & 0 & 1 & 1 \\ -K_2/K_4 & K_3/K_4 & K/K_4 & -1 \end{bmatrix}.$$

Так как матрицы $[M_\alpha]$ и $[M_\beta]$ невырожденные ($\det[M_{\alpha,\beta}] = 9$), у системы (14) есть одно решение:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \delta_6 \\ \delta_4 \\ \delta_8 \\ \delta_2 \end{bmatrix} &= \frac{2}{U_{dc}} \begin{bmatrix} K_4 & -K & -K_3 & K_2 \\ K_3 & K_3 & 0 & -K_3 \\ K_2 & -K_4 & K_3 & -K \\ K & K_2 & K_3 & K_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\pi/9 - \varphi_1)u_{1ref} \\ \sin(2\pi/9 - \varphi_2)u_{2ref} \\ \sin(3\pi/9 - \varphi_3)u_{3ref} \\ \sin(4\pi/9 - \varphi_4)u_{4ref} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} \delta_5 \\ \delta_7 \\ \delta_3 \\ \delta_9 \end{bmatrix} &= \frac{2}{U_{dc}} \begin{bmatrix} K_4 & K & -K_3 & -K_2 \\ K_3 & -K_3 & 0 & K_3 \\ K_2 & K_4 & K_3 & -K \\ K & -K_2 & K_3 & -K_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\varphi_1)u_{1ref} \\ \sin(\varphi_2)u_{2ref} \\ \sin(\varphi_3)u_{3ref} \\ \sin(\varphi_4)u_{4ref} \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{15}$$

Значения $u_{1ref} = 0, u_{2ref} = 0, u_{3ref} = 0, u_{4ref} = 0$ рассчитываются в системе управления АВН на основе измерения и определения уровня 1,3,5,7 гармонических ЭДС генератора. Расчет относительных длительностей включения базовых векторов выполняется одинаково для всех секторов, разница заключается лишь в соответствии векторов $V_1 \div V_{16}$ реальным состояниям ключей активного выпрямителя, которые изменяются при смене сектора.

Результаты моделирования. Алгоритм пространственно-векторной модуляции для девятифазного активного выпрямителя напряжения разработан в целях получения трапецидальных сигналов (подобных форме ЭДС генератора) на входных зажимах преобразователя. Поэтому проверку работоспособности разработанного алгоритма корректно проводить для инверторного режима работы полупроводникового преобразователя. Для проведения численных экспериментов для девятифазного автономного инвертора напряжения (АИН) в *Matlab Simulink* разработана имитационная модель блока пространственно-векторной модуляции для реализации трапецидального напряжения на выходных зажимах преобразователя с частотой 50 Гц и заданными амплитудами первой $u_{1ref} = 1$, третьей $u_{3ref} = 0,3$, пятой $u_{4ref} = 0,15$ и седьмой $u_{2ref} = 0,1$ гармоник фазного напряжения. Значения параметров АИН приведены в табл. 2.

Таблица 2. Значения параметров АИН
Table 2. Parameters of AVI

U_{dc} , В	R_u , Ом	L_u , мГн	T , мкс
540	20	10	200

На рис. 6 показаны девять кривых токов нагрузки АИН. Форма каждой кривой трапецидальная и содержит небольшие пульсации из-за коммутации ключей.

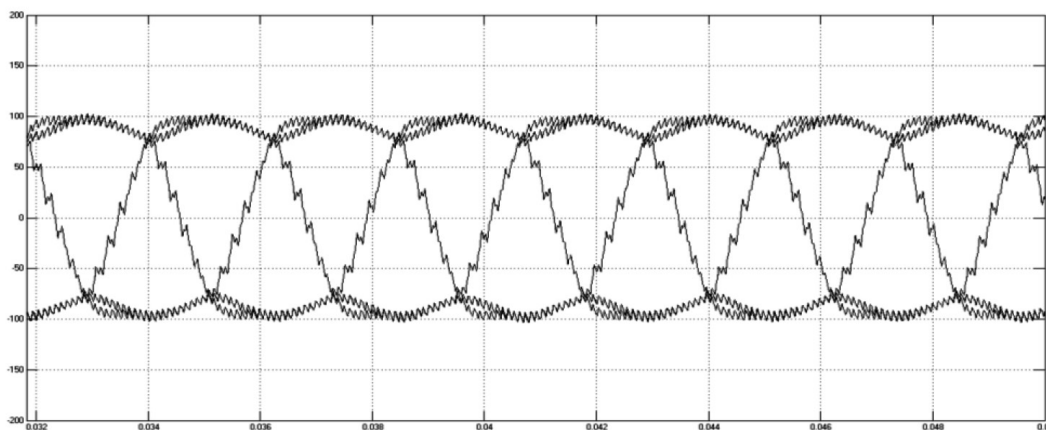


Рис. 6. Форма тока нагрузки
Fig. 6. Form current load

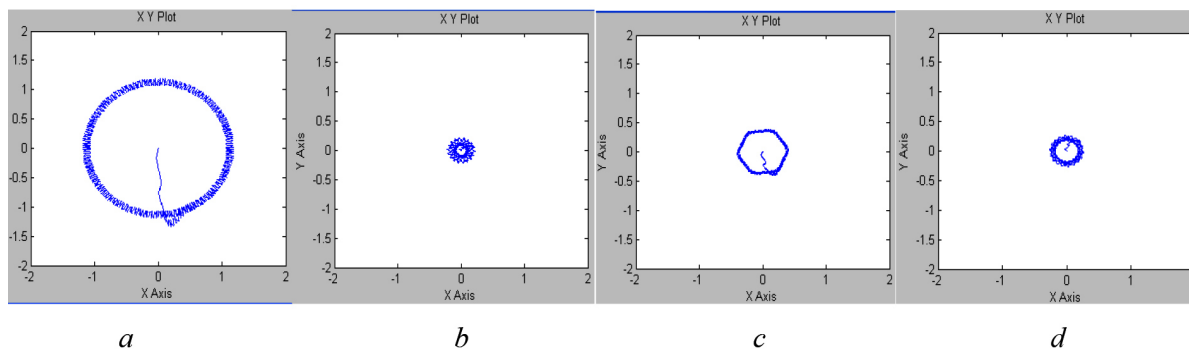


Рис. 7. Траектории вращения пространственных векторов:
 $a - \vec{i}_1$ в плоскости $\alpha_1\beta_1$; $b - \vec{i}_2$ в плоскости $\alpha_2\beta_2$; $c - \vec{i}_3$ в плоскости $\alpha_3\beta_3$; $d - \vec{i}_4$ в плоскости $\alpha_4\beta_4$

Fig. 7. The trajectories of rotation of space vectors:
 $a - \vec{i}_1$ in the plane $\alpha_1\beta_1$; $b - \vec{i}_2$ in the plane $\alpha_2\beta_2$; $c - \vec{i}_3$ in the plane $\alpha_3\beta_3$; $d - \vec{i}_4$ in the plane $\alpha_4\beta_4$

На рис. 7 приведены траектории пространственных векторов $\vec{i}_1, \vec{i}_2, \vec{i}_3$ и \vec{i}_4 в соответствующих $\alpha\beta$ плоскостях. Результаты демонстрируют, что разработанный алгоритм ПВМ в состоянии независимо управлять пространственными векторами выходного напряжения в различных $\alpha\beta$ плоскостях.

Фазное и линейное напряжения нагрузки представлены на рис. 8 и 9 соответственно. Сплошные линии соответствуют средним значениям в пределах периода коммутации модуляции T . У линейных напряжений нагрузки есть три уровня кривой ($0, \pm U_{dc}$), как у трехфазного АИН. Фазные напряжения представлены 17-уровневой формой волны ($0, \pm U_{dc}/9, \pm 2U_{dc}/9, \dots, 8U_{dc}/9$). Мгновенное значение u_1 изменяется через девять смежных уровней с пределом напряжения $8U_{dc}/9$ в рамках каждого периода модуляции.

Для оценки энергетических показателей (действующая мощность P_d) проведены численные эксперименты для двух вариантов построения мехатронных преобразователей: система девятифазного генератора с синусоидальной формой ЭДС и АВН; система девятифазного генератора с трапецидальной формой ЭДС и АВН. Временные диаграммы ЭДС E , тока I_m , мгновенной P_m и действующей P_d мощности фазы генератора для двух вариантов СЭС постоянного тока представлены на рис. 10.

Видно, что в САЭС постоянного тока действующая мощность P_d фазы генератора с трапецидальной формой ЭДС и тока в $0,58/0,51 = 1,14$ раз больше действующей мощности P_d фазы генератора с синусоидальной формой ЭДС и тока.

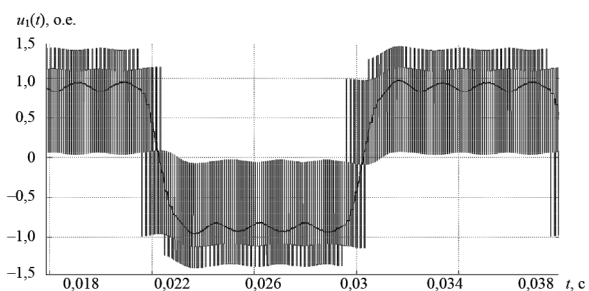


Рис. 8. Фазное напряжение
 Fig. 8. Phase voltage

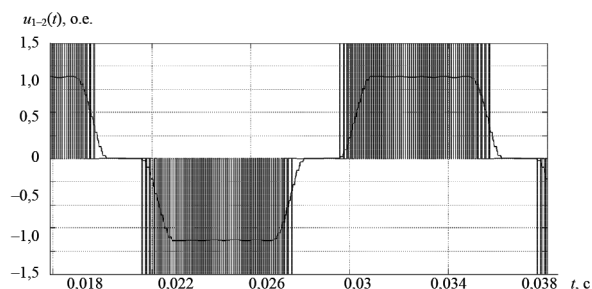


Рис. 9. Линейное напряжение
 Fig. 9. Line voltage

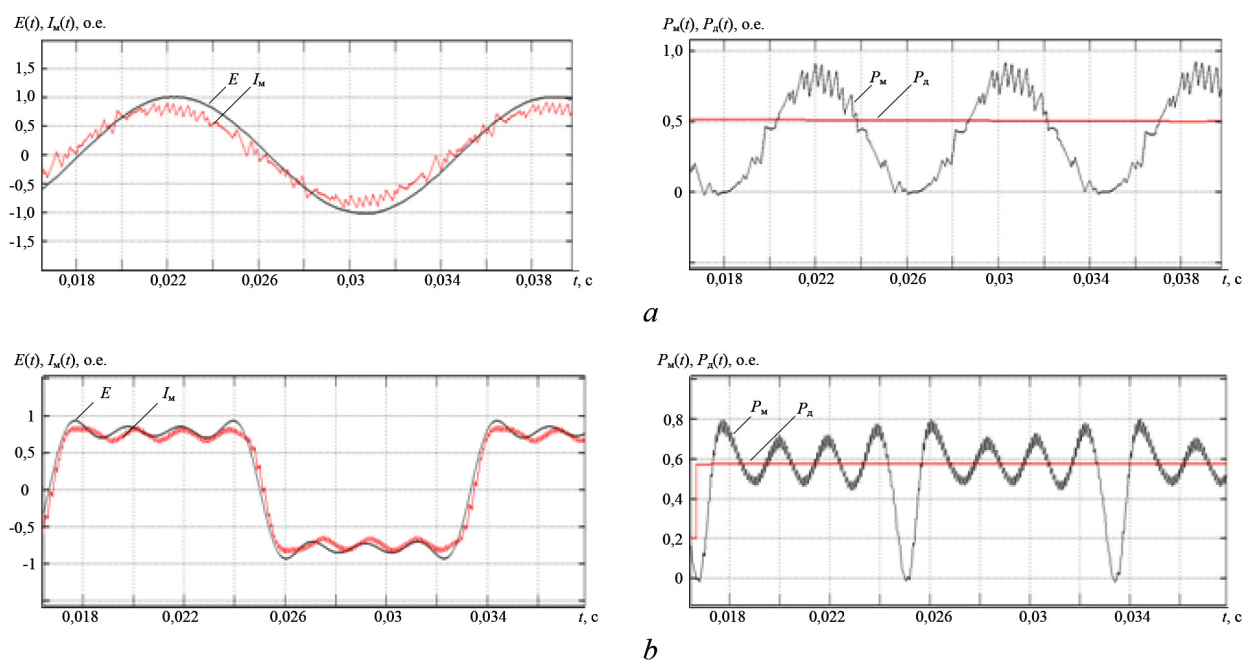


Рис. 10. Временные диаграммы ЭДС E , тока I_m , мгновенной P_m и действующей P_d мощности фазы генератора:
 а – в САЭС постоянного тока с синусоидальной формой ЭДС и тока фазы генератора,
 б – в САЭС постоянного тока с трапецидальной формой ЭДС и тока фазы генератора

Fig. 10. Timing diagrams of EMF E , current I_m , instantaneous P_m and effective P_d power of the generator phase:
 а – in a direct current APSS with a sinusoidal EMF and current phase of the generator,
 б – in a direct current APSS with trapezoidal form of EMF and current phase of the generator

В результате оценки энергетических показателей фазы САЭС постоянного тока установлено, что применение разработанного алгоритма пространственно-векторной модуляции для активного выпрямителя напряжения в целях полного согласования трапецидальной формы ЭДС и тока на выходе m -фазного генератора позволит увеличить мощность САЭС на 14 %.

Заключение. На примере девятифазной системы разработан способ реализации пространственно-векторной модуляции для m -фазного АВН (АИН). Особенность m -фазной ПВМ основана на преобразовании обобщенного пространственного вектора напряжения \bar{U} m -фазной системы координат в $(m - 1)/2$ векторов, вращающихся с разными угловыми скоростями в двухфазных ортогональных неподвижных системах $\alpha\beta$ координат. При этом на основе разработанного алгоритма ПВМ возможно независимо управлять $(m - 1)/2$ векторами напряжения в соответствующих $\alpha\beta$ плоскостях, обеспечивая схожую с ЭДС генератора форму сигналов на входных зажимах АВН, что позволяет увеличить мощность САЭС на 14 %. Работоспособность алгоритма разработанной m -фазной ПВМ на примере девятифазного АИН подтверждена результатами моделирования.

Список использованных источников

1. Харитонов, С. А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии автономных объектов. – Новосибирск: НГТУ, 2011. – 536 с.
2. Харитонов, С. А. Перспективные системы электроснабжения самолета с полностью электрофицированным оборудованием / С. А. Харитонов, А. Г. Гарганеев // Докл. Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – № 2. – С. 185–192.
3. 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. – С. 39–43.
4. Пантелеев, С. В. Повышение энергетических показателей электрической машины путем применения многофазной зубцовой обмотки / С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2017. – № 3. – С. 80–86.

5. Multiphase induction motor drives – a technology status review / E. Levi [et al.] // *IET Electric Power Applications*. – 2007. – Vol. 1, Iss. 4. – P. 489–516. <http://dx.doi.org/10.1049/iet-epa:20060342>
6. Брованов, С. В. Теоретический и практический аспекты реализации векторной ШИМ в трехфазном трех-уровневом выпрямителе / С. В. Брованов // *Техническая электродинамика. Тематический вып.* – Киев, 2007. – Ч. 3. – С. 76–79.
7. Шрейнер, Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УрО РАН, 2000. – 583 с.
8. Ефимов, А. А. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / А. А. Ефимов, Р. Т. Шрейнер. – Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001. – 250 с.
9. Шрейнер, Р. Т. Математическое описание и алгоритмы ШИМ активных выпрямителей тока / Р. Т. Шрейнер, А. А. Ефимов, А. И. Калыгин // *Электротехника*. – 2000. – № 10. – С. 42–49.
10. Fortescue, C. L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks / C. L. Fortescue // *AIEE Trans.* – 1918. – Vol. 37. – P. 1027–1140.
11. White, D. C. *Electromechanical Energy Conversion* / D. C. White, H. H. Woodson. – New York: John Wiley and Sons, 1959. – 520 p.
12. Coates, C. E. Performance evaluation of a nine-phase synchronous reluctance drive / C. E. Coates, D. Platt, V. J. Gosbell // *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS, Chicago, IL*. – 2001. – P. 2041–2047. <https://doi.org/10.1109/ias.2001.955908>
13. Grandi, G. Space vector modulation of a nine-phase voltage source inverter / G. Grandi, G. Serra, A. Tani // *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, Spain*. – 2007. – P. 431–436. <https://doi.org/10.1109/isie.2007.4374636>
14. Kelly, J. W. Multiphase space vector pulse width modulation / J. W. Kelly, E. G. Strangas, J. M. Miller // *IEEE Trans. on Energy Conversion*. – 2003. – Vol. 18, Iss. 2. – P. 259–264. <https://doi.org/10.1109/TEC.2003.811725>

References

1. Harytonov S. A. *Electromagnetic Processes in the Systems of Electric Power Generation of Autonomous Objects*. Novosibirsk, Novosibirsk State Technical University, 2011. 536 p. (in Russian).
2. Harytonov S. A., Garganeev A. G. Perspective power supply systems for aircraft with fully electrified equipment. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki = Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*, 2009, no. 2, pp. 185–192 (in Russian).
3. Golikov V. F., Malashin A. N. 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*, no. 9–10, pp. 39–43 (in Russian).
4. Panteleev S. V., Malashyn A. N. Increasing the energy performance of an electric machine by applying a multiphase toothed winding. *Vestnik Voennoi akademii Respubliki Belarus’ = Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus*, 2017, no. 3, pp. 80–86 (in Russian).
5. Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H. A., Williamson S. Multiphase induction motor drives – a technology status review. *IET Electric Power Applications*, 2007, vol. 1, iss.4, pp. 489–516. <http://dx.doi.org/10.1049/iet-epa:20060342>
6. Brovanov S. V. Theoretical and practical aspects of realizing vector PWM in three-phase three-level rectifier. *Tehnicheskaja elektrodinamika. Tematicheskii vypusk* [Technical Electrodynamics. Thematic Issue], Kiev, 2007, part 3, pp. 76–79 (in Russian).
7. Shreiner R. T. *Mathematical Modeling of AC Electric Drives with Semiconductor Frequency Converters*. Yekaterinburg, Ural Branch of the Russian Academy of Sciences, 2000. 583 p. (in Russian).
8. Efimov A. A., Schreiner R. T. *Active Transducers in Controlled Electric Drives of Alternating Current*. Novouralsk, Publishing house Novouralsk State Technological Institute, 2001. 250 p. (in Russian).
9. Schreiner R. T., Efimov A. A., Kalygin A. I. Mathematical description and algorithms for PWM active current rectifiers. *Elektrotehnika = Russian Electrical Engineering*, 2000, no. 10, pp. 42–49 (in Russian).
10. Fortescue C. L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *AIEE Transactions*, 1918, vol. 37, pp. 1027–1140. <https://doi.org/10.1109/t-aiee.1918.4765570>
11. White D. C., Woodson H. H. *Electromechanical Energy Conversion*. New York, John Shilley and Sons, 1959. 520 p.
12. Coates C. E., Platt D., Gosbell V. J. Performance evaluation of a nine-phase synchronous reluctance drive. *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS, Chicago, IL*, 2001, pp. 2041–2047. <https://doi.org/10.1109/ias.2001.955908>
13. Grandi G., Serra G., Tani A. Space vector modulation of a nine-phase voltage source inverter. *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, Spain*, 2007, pp. 431–436. <https://doi.org/10.1109/isie.2007.4374636>
14. Kelly J. Sh., Strangas E. G., Miller J. M. Multiphase space vector pulse width modulation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2003, vol. 18, iss. 2, pp. 259–264. <https://doi.org/10.1109/TEC.2003.811725>

Информация об авторах

Пантелеев Станислав Владимирович – адъюнкт (аспирант) кафедры электротехники и систем электропитания, Военная академия Республики Беларусь (пр. Независимости, 220, 220057, Минск, Республика Беларусь). E-mail: panteleev-s-v@mail.ru

Малашин Андрей Николаевич – кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры электротехники и систем электропитания, Военная академия Республики Беларусь (пр. Независимости, 220, 220057, Минск, Республика Беларусь).

Каледа Андрей Евгеньевич – кандидат технических наук, доцент, начальник кафедры электротехники и систем электропитания, Военная академия Республики Беларусь (пр. Независимости, 220, 220057, Минск, Республика Беларусь).

Information about the authors

Stanislav V. Panteleev – Graduate Student of the Chair of Electrical Equipment and Power Supply Systems, Military Academy of the Republic of Belarus (220, Nezavisimosti Ave., 220057, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: panteleev-s-v@mail.ru

Andrey N. Malashin – Ph. D. (Engineering), Assistant Professor, Professor of the Chair of Electrical Equipment and Power Supply Systems, Military Academy of the Republic of Belarus (220, Nezavisimosti Ave., 220057, Minsk, Republic of Belarus).

Andrey E. Kaleda – Ph. D. (Engineering), Assistant Professor, Head of the Chair of Electrical Equipment and Power Supply Systems, Military Academy of the Republic of Belarus (220, Nezavisimosti Ave., 220057, Minsk, Republic of Belarus).