

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

Военная академия Республики Беларусь, Минск, Республика Беларусь

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕЙ ПОЛИГАРМОНИЧЕСКИЙ РЕЖИМ РАБОТЫ МНОГОФАЗНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ

Аннотация. Разработана система векторного управления током в цепи многофазной электрической машины. Для этого на основе проведенного анализа электромагнитных процессов в многофазном полупроводниковом преобразователе электрической энергии создана его дискретная математическая модель, которая учитывает перераспределение электромагнитной энергии по отдельным пространственным гармоническим составляющим в зависимости от числа фаз. С использованием данной математической модели и схемы инжекции высших гармоник тока, которая обеспечивает полигармонический режим работы полупроводникового преобразователя, разработан способ независимого управления пространственными гармоническими составляющими входного тока преобразователя. Формирование в каждой из фаз полигармонических токов, сопряженных по форме и фазе с питающим преобразователь напряжением, осуществляется посредством управляющих воздействий в виде векторов напряжения полупроводникового коммутатора, реализация которых осуществляется методом многофазной пространственно-векторной модуляции. Для проверки разработанных положений создана имитационная модель девятифазного полупроводникового преобразователя электрической энергии с системой векторного управления. Результаты исследования модели подтвердили адекватность разработанных технических решений, применение которых позволит обеспечить наиболее полную реализацию собственных преимуществ многофазной электрической машины в целях общего улучшения массогабаритных и энергетических показателей автономной системы электроснабжения.

Ключевые слова: многофазный преобразователь, дискретная математическая модель, векторное управление, преобразование координат, инжекция гармоник

Для цитирования: Пантелеев, С. В. Разработка системы векторного управления полупроводникового преобразователя, обеспечивающей полигармонический режим работы многофазной электрической машины / С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин, А. Е. Каледа // Вес. Нац. акад. навук Беларусі. Сер. фіз.-тэхн. навук. – 2020. – Т. 65, № 3. – С. 332–340. <https://doi.org/10.29235/1561-8358-2020-65-3-332-340>

Stanislav V. Panteleev, Andrey N. Malashin, Andrey E. Kaleda

Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Republic of Belarus

DEVELOPMENT OF A VECTOR CONTROL SYSTEM OF THE SEMICONDUCTOR CONVERTER, WHICH WILL PROVIDE A POLYHARMONIC OPERATING MODE OF A POLYPHASE ELECTRIC MACHINE

Abstract. A system for vector control of current in the circuit of a polyphase electric machine has been developed. For this, on the basis of the analysis of electromagnetic processes in a multiphase semiconductor converter of electrical energy, its discrete mathematical model was created, which takes into account the redistribution of electromagnetic energy by individual spatial harmonic components depending on the number of phases. Using this mathematical model and the scheme of injection of higher current harmonics, which provides a polyharmonic mode of operation of a semiconductor converter, a method for independent control of the spatial harmonic components of the input current of the converter has been developed. The formation in each of the phases of polyharmonic currents, conjugated in shape and phase with the voltage supplying the converter, is carried out by means of control actions in the form of voltage vectors of a semiconductor switch, the implementation of which is carried out by the method of multiphase space-vector modulation. To check the developed provisions, a simulation model of a nine-phase semiconductor converter of electrical energy with a vector control system was created. The results of the study of the model confirmed the adequacy of the developed technical solutions, the use of which will ensure the most complete realization of the own advantages of a multiphase electric machine in order to generally improve the weight, size and energy indicators of the autonomous power supply system.

Keywords: multiphase converter, discrete mathematical model, vector control, coordinate transformation, harmonic injection

For citation: Panteleev S. V., Malashin A. N., Kaleda A. E. Development of a vector control system of the semiconductor converter, which will provide a polyharmonic operating mode of a polyphase electric machine. *Vestsi Natsyyanal'nai akademii navuk Belarusi. Seryya fizika-technichnykh navuk = Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-technical series*, 2020, vol. 65, no. 3, pp. 332–340 (in Russian). <https://doi.org/10.29235/1561-8358-2020-65-3-332-340>

Введение. Многофазные электромеханические преобразователи энергии имеют следующие преимущества перед традиционными трехфазными электрическими машинами: уменьшение амплитуды и увеличение частоты пульсаций мгновенной мощности (или крутящего момента), снижение потерь от высших гармоник поля возбуждения в электрической машине, уменьшение токов нагрузки при работе в системах большой мощности с ограничением по напряжению, повышенная надежность из-за избыточной структуры, возможность работы электрической машины в полигармоническом режиме [1–10].

При функционировании многофазной ($m > 3$) электрической машины с полигармонической электродвижущей силой (ЭДС) и полупроводникового преобразователя электрической энергии (ППЭЭ) в автономной системе электроснабжения особую сложность вызывает решение задачи согласования во временной области ЭДС и тока для получения максимальной активной мощности электрической машины [1–5].

Особенности многофазной электрической машины как объекта управления, в частности увеличение числа фазных электромагнитных переменных и специфическое перераспределение электромагнитной энергии по отдельным пространственным гармоническим, обуславливают особый подход к синтезу системы управления многофазным ППЭЭ и приводят к необходимости разработки специальных принципов управления и структуры системы регулирования преобразователей [6, 7]. Последние обеспечивают наиболее полную реализацию собственных преимуществ многофазной электрической машины в целях общего улучшения массогабаритных и энергетических показателей системы электроснабжения.

Наиболее распространенным способом управления в многофазных двунаправленных ППЭЭ является система векторного регулирования с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), в которой ориентация вектора входного тока осуществляется по вектору входного напряжения (или ЭДС электрической машины) [8–10]. Однако в таких системах управления ППЭЭ не решена задача сопряжения полигармонической ЭДС и тока первичного источника электрической энергии [10, 11].

Цель настоящей работы – разработать математическую модель многофазного ($m > 3$) двунаправленного ППЭЭ, которая учитывает перераспределение электромагнитной энергии по отдельным пространственным гармоническим составляющим в зависимости от числа фаз; на основе данной модели разработать способ независимого управления пространственными гармоническими составляющими тока в цепи многофазной электрической машины, который обеспечивает формирование в каждой из фаз полигармонических токов, совпадающих по форме и фазе с питающим преобразователь напряжением.

Математическая модель многофазного полупроводникового преобразователя электрической энергии. На рис. 1 представлена функциональная схема m -фазного ППЭЭ, который состоит из мостового полупроводникового коммутатора (ПК), буферных реакторов и буферного сглаживающего конденсатора на выходе полупроводникового преобразователя. Полупроводниковый коммутатор выполнен на полностью управляемых ключах. Ключи обладают двусторонней проводимостью тока при подаче включающего сигнала управления, который формируется блоком управления (БУ). При разработке способа управления ППЭЭ принято допущение о том, что нагрузка имеет линейный характер, что вполне корректно при достаточной емкости буферного сглаживающего конденсатора.

Основой системы векторного управления ППЭЭ является его математическая модель изменения мгновенных токов. С целью упрощения анализа процессов в электромеханических преобразователях энергии переменного тока широко применяется метод преобразования координат. Широкое распространение при анализе процессов в управляемых полупроводниковых преобразователях переменного тока получила неподвижная декартова система координат $\alpha_h\beta_h$, $h = 1 \dots (m - 1)/2$.

Преобразование m -фазной системы координат в систему неподвижных декартовых координат называется преобразованием Кларка. Такое преобразование осуществляется из условия инвариантности мощности в исходных и преобразованных системах координат [12]. При этом взаимосвязь номера гармоники ν входного напряжения (тока) ППЭЭ с номером h плоскости ортогональных координат $\alpha_h\beta_h$ определяется выражениями [12]:

$$\begin{aligned} \nu &= 2mk \pm h, \quad k = 0, 1, 2, \dots \text{ при } h \text{ нечетном,} \\ \nu &= 2mk \pm (m - h), \quad k = 0, 1, 2, \dots \text{ при } h \text{ четном.} \end{aligned} \quad (1)$$

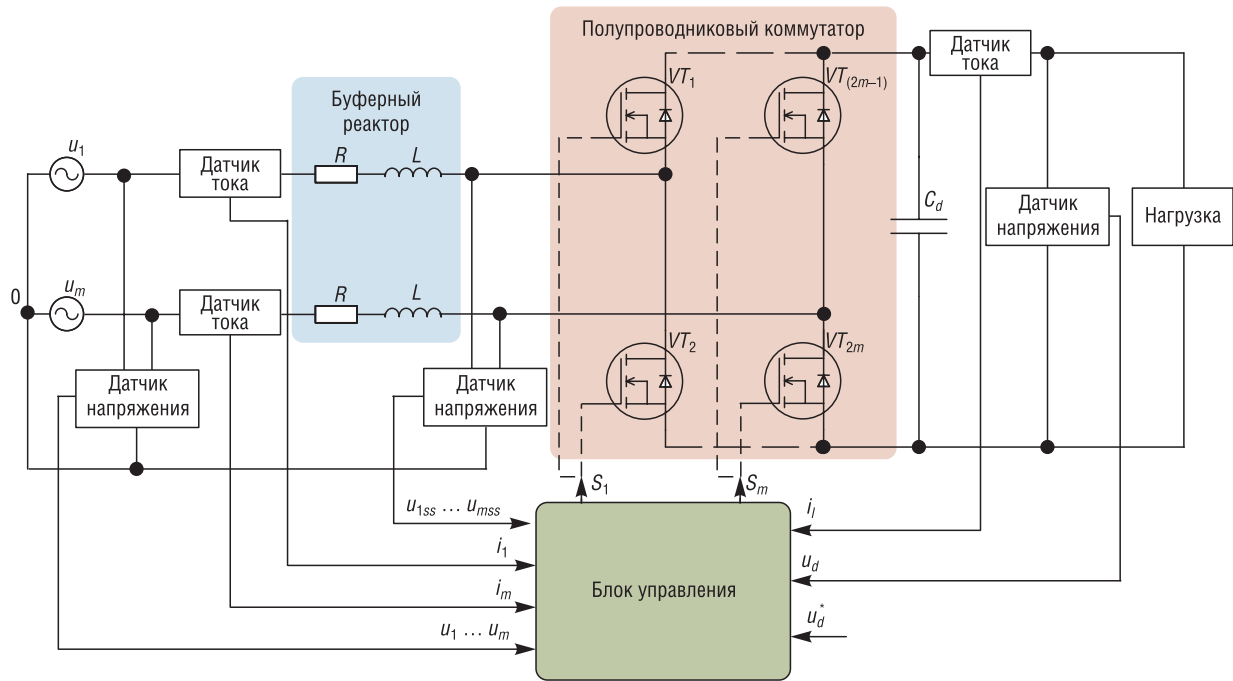


Рис. 1. Функциональная схема m -фазного полупроводникового преобразователя электрической энергии
 Fig. 1. Functional diagram of the m -phase semiconductor converter of electrical energy

Для описания электромагнитных процессов в m -фазном полупроводниковом преобразователе введены алгебраические векторы-столбцы мгновенных значений сетевых напряжений \bar{U}_h и токов \bar{I}_h , напряжений на силовом входе ПК \bar{U}_{ssh} , дискретных коммутационных переменных \bar{S}_{ih} для каждой двумерной ортогональной неподвижной системы координат $\alpha_h\beta_h$. С учетом отсутствия нулевой последовательности в симметричных m -фазных системах векторы для h -й системы координат примут вид

$$\bar{U}_h = [u_{\alpha_h} \quad u_{\beta_h}]^T; \bar{I}_h = [i_{\alpha_h} \quad i_{\beta_h}]^T; \bar{U}_{ssh} = [u_{ss\alpha_h} \quad u_{ss\beta_h}]^T; \bar{S}_{ih} = [s_{\alpha_h} \quad s_{\beta_h}]^T. \quad (2)$$

На основе проведенного анализа электромагнитных процессов ППЭЭ [14] математическую модель многофазного такого преобразователя при i -й комбинации состояния ключей для каждой двумерной ортогональной неподвижной системы координат $\alpha_h\beta_h$ можно представить в виде системы уравнений в декартовых неподвижных системах координат следующим образом:

$$\bar{U}_h = \bar{U}_{ssih} + R\bar{I}_h + L_h \frac{d\bar{I}_h}{dt}; \quad (3)$$

$$\bar{U}_{ssih} = \bar{\Phi}_{ih} u_d; \quad (4)$$

$$\bar{\Phi}_{ih} = \frac{1}{2} T^{-1} M T \bar{S}_{ih}; \quad (5)$$

$$i_d = \frac{m}{2} \sum_{h=1}^{(m-1)/2} \bar{\Phi}_{ih} \bar{I}_h; \quad (6)$$

$$i_d = i_f + i_i; \quad (7)$$

$$i_f = C_d \frac{du_d}{dt}; \quad (8)$$

где $R = \text{diag}\{r, r, \dots, r\}$ и $L_h = \text{diag}\{l_h, l_h, \dots, l_h\}$ – матрицы (размерностью $m \times m$) активных сопротивлений и индуктивности буферных реакторов; u_d – выходное напряжение ППЭЭ; $\bar{\Phi}_{ih} = [\varphi_{\alpha_h} \quad \varphi_{\beta_h}]^T$ – дискретная коммутационная вектор-функция; T – матрица преобразования

Кларка [12]; $M = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} (m-1) & -1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & (m-1) & -1 & \dots & -1 \\ -1 & -1 & (m-1) & \dots & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & (m-1) \end{bmatrix}$ – матрычная константа размерностью

$m \times m$; i_d – выходной ток ППЭЭ; i_l – ток нагрузки ППЭЭ; i_f – ток в цепи емкостного фильтра C_d .

Выражение (4) устанавливает взаимосвязь между напряжением на силовом входе ПК и выпрямленным напряжением. С физической точки зрения напряжения на силовом входе ПК в цепи переменного тока формируются в результате инвертирования напряжения на конденсаторе C_d в цепи постоянного тока.

Соотношение (5) устанавливает взаимосвязь дискретной коммутационной вектор-функции с состояниями ключей.

Выражение (6) получено из уравнения баланса активных мощностей на входе и выходе ППЭЭ с учетом допущения о том, что активные потери в полупроводниковом преобразователе намного меньше общей потребляемой им активной мощности [15]:

$$\sum_{h=1}^{(m-1)/2} (I_h^2 R) \ll \sum_{h=1}^{(m-1)/2} \left(\frac{m}{2} \operatorname{Re} [\bar{U}_h \hat{I}_h] \right), \tag{9}$$

где $\hat{}$ – обозначение сопряженного значения вектора, I_h – модуль вектора входного тока h -й системы координат.

Условие (9) на практике выполняется для большинства режимов функционирования полупроводникового преобразователя электрической энергии.

Способ управления многофазным полупроводниковым преобразователем электрической энергии. Дифференциальное уравнение ППЭЭ (3) должно быть дискретизировано для использования в качестве дискретной модели. Дискретизация производится путем аппроксимации производной как разницы за один период управления:

$$\frac{d}{dt} \bar{I}_h(t) \approx \frac{1}{T_s} [\bar{I}_h(k+1) - \bar{I}_h(k)]. \tag{10}$$

Уравнение дискретного времени (3), записанное относительно сетевого тока и полученное путем дискретизации для периода управления T_s (10), примет вид

$$\bar{I}_h(k+1) - \bar{I}_h(k) = \frac{T_s}{L_h} (\bar{U}_h(k) - \bar{U}_{ssh}(k) - R\bar{I}_h(k)), \tag{11}$$

где $\bar{I}_h(k+1)$ – вектор сетевого тока в начале следующего периода управления для определенного в текущем периоде управляющего воздействия в виде вектора напряжения полупроводникового коммутатора $\bar{U}_{ssh}(k)$.

В математической модели (11) период сетевого напряжения на три порядка меньше периода управления T_s , поэтому принято допущение о том, что $\bar{U}_h(k+1) \approx \bar{U}_h(k)$ [15, 16].

Поскольку целью управления является обеспечение соответствия значений мгновенных токов их заданным значениям, в следующем периоде управления $\bar{I}_h^*(k+1) = \bar{I}_h(k+1)$, выражение (11) с учетом малых значений эквивалентного активного сопротивления $R \approx 0$ входной цепи ППЭЭ, записанное относительно требуемого вектора напряжения ПК, примет вид

$$\bar{U}_{ssh}(k) = \bar{U}_h(k) - \frac{L_h}{T_s} [\bar{I}_h^*(k+1) - \bar{I}_h(k)]. \tag{12}$$

В связи с тем что в ППЭЭ регулирование напряжения в звене постоянного тока и коэффициентов мощности h -й плоскости в звене переменного тока осуществляется путем управления активной и реактивной мощностью преобразователя, то уравнения для определения заданных значений h -го вектора входного тока целесообразно записывать во вращающихся ортогональных системах координат $x_h y_h$ (связанных вещественной осью x_h с вектором питающего напряжения \bar{U}_h).

Заданные значения «реактивных» составляющих h векторов входного тока $i_{y_h}^*(k+1)$ принимаются равными нулю для обеспечения близкого к единице коэффициента мощности [14, 15]. Сигнал заданного значения «активной» составляющей вектора входного тока $i_x^*(k)$ ППЭЭ, необходимой для компенсации ошибки напряжения постоянного тока, формируется регулятором напряжения постоянного тока [14].

Заданные значения «активных» составляющих h -го вектора входного тока $i_{x_h}^*(k)$ при $h > 1$ определяются на основе «активной» составляющей вектора входного тока при $h = 1$ с использованием весовых коэффициентов C_h :

$$i_{x_h}^*(k) = C_h i_{x_1}^*(k). \tag{13}$$

Весовые коэффициенты C_h рассчитываются на основе значений модулей векторов входного напряжения ППЭЭ $U_h(k)$ согласно выражению

$$C_h = \frac{U_h(k)}{U_1(k)}. \tag{14}$$

При этом заданное значение «активной» составляющей тока $i_{x_1}^*(k)$ определяется как функция полученного регулятором напряжения постоянного тока заданного значения «активной» составляющей тока $i_x^*(k)$:

$$i_{x_1}^*(k) = \frac{i_x^*(k)}{\sum_{h=1}^{(m-1)/2} C_h}. \tag{15}$$

Последовательность операций (13)–(15) является схемой инъекции высших гармоник тока.

Если ошибка напряжения постоянного тока считается постоянной в течение двух последовательных периодов дискретизации, то заданное мгновенное значение «активной» составляющей вектора входного тока в следующий период дискретизации $i_{x_h}^*(k+1)$ можно оценить, используя линейную экстраполяцию, как показано на рис. 2.

Заданные значения «активной» и «реактивной» составляющих вектора входного тока ППЭЭ с учетом оценки методом линейной экстраполяции определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} i_{x_h}^*(k+1) &= 2i_{x_h}^*(k) - i_{x_h}^*(k-1); \\ i_{y_h}^*(k+1) &= i_{y_h}^*(k). \end{aligned} \tag{16}$$

На основе проведенного анализа электромагнитных процессов m -фазного ППЭЭ разработана схема его регулирования, которая позволяет независимо управлять пространственными векторами входного тока в различных $\alpha_h\beta_h$ -плоскостях, тем самым обеспечивая формирование в каждой из фаз полигармонических токов, синфазных с питающим ППЭЭ напряжением. Функциональная схема регулирования ППЭЭ (рис. 3) выполнена на основе принципов подчиненного регулирования и векторного управления вектором входного тока \bar{I}_h ППЭЭ.

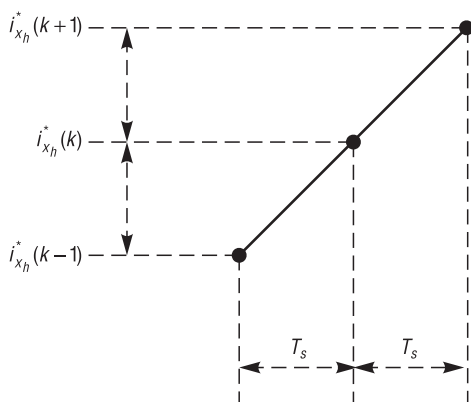


Рис. 2. Оценка заданного мгновенного значения «активной» составляющей h -го вектора входного тока $i_{x_h}^*(k+1)$

Fig. 2. Estimation of a given instantaneous value of the “active” component of the h -th input current vector $i_{x_h}^*(k+1)$

В разработанной системе управления для обеспечения полигармонического режима работы полупроводникового преобразователя электрической энергии разработана схема инъекции высших гармоник тока. Основой разработанной системы векторного управления ППЭЭ является его дискретная математическая модель изменения мгновенных значений входного тока (12). На ее основе в начале каждого периода управления определяется управляющее воздействие в виде векторов напряжения полупроводникового коммутатора, позволяющих компенсировать отклонение вектора входного тока ППЭЭ в конце периода управления.

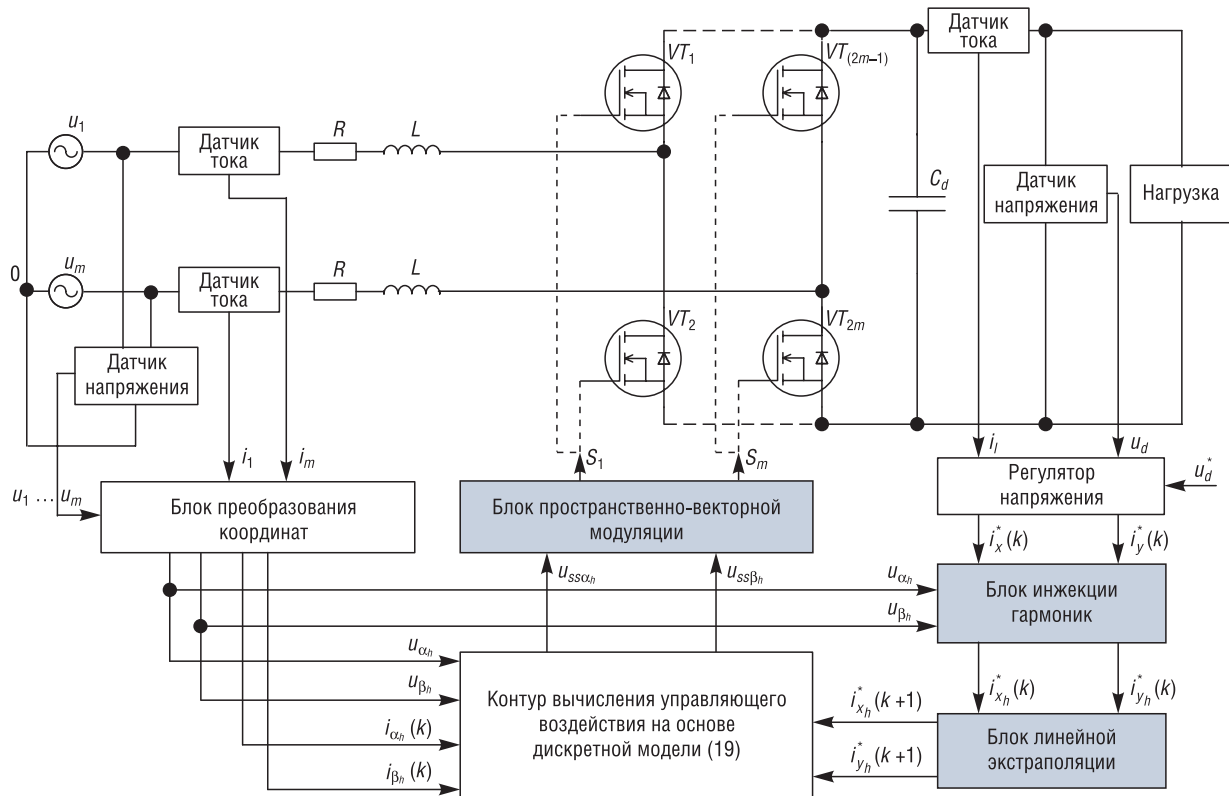


Рис. 3. Функциональная схема регулирования полупроводникового преобразователя электрической энергии
 Fig. 3. Functional diagram of regulation of a semiconductor converter of electrical energy

С целью реализации управляющих воздействий для обеспечения независимого управления пространственными гармоническими составляющими входного тока полупроводникового преобразователя ранее разработан алгоритм многофазной пространственно-векторной модуляции [17].

Результаты моделирования. Для проверки разработанных положений в среде MatLab Simulink проведено исследование имитационной модели девятифазного полупроводникового преобразователя электрической энергии с системой векторного управления (см. рис. 3) со следующими параметрами: источник полигармонического напряжения питания с действующим фазным напряжением $u_m = 220$ В и частотой $f = 60$ Гц; относительные значения амплитуд (14) третьей $C_3^u = 0,33$, пятой $C_4^u = 0,2$ и седьмой $C_2^u = 0,15$ гармоник фазного напряжения (рассмотрен случай предельного содержания высших гармоник); заданное выходное напряжение ППЭЭ $u_d^* = 800$ В; тактовая частота широтно-импульсного модулятора $f_T = 5$ кГц; номинальная выходная мощность ППЭЭ $P_a = 200$ кВт; индуктивность реакторов фаз $L = 0,45$ мГн; емкость выходного конденсатора $C_d = 20$ мФ.

Осциллограммы выходного тока и напряжения на рис. 4 иллюстрируют включение преобразователя с нагрузкой $P_a = 200$ кВт.

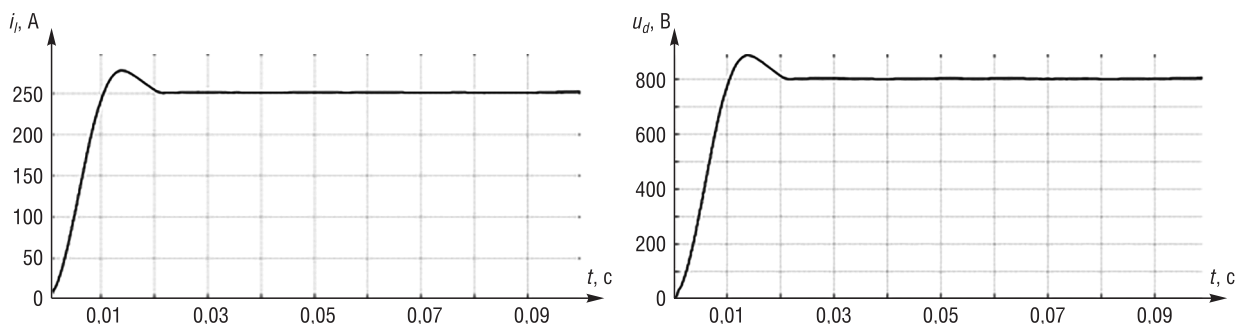


Рис. 4. Осциллограммы тока и напряжения на выходе полупроводникового преобразователя электрической энергии
 Fig. 4. Oscillograms of current and voltage at the output of a semiconductor converter of electrical energy

На рис. 5 приведены осциллограммы входного фазного напряжения и тока ППЭЭ при заданной нагрузке (слева), а также осциллограмма фазного напряжения, которое формируется полупроводниковым коммутатором посредством разработанного алгоритма пространственно-векторной модуляции (справа).

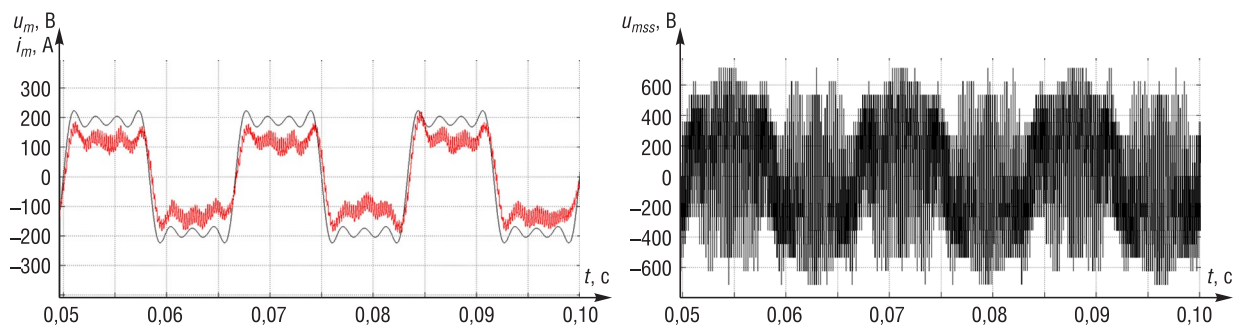


Рис. 5. Осциллограммы сигналов полупроводникового преобразователя электрической энергии в звене переменного тока

Fig. 5. Oscillograms of signals of a semiconductor converter of electrical energy in an alternating current link

Из рис. 5 видно, что разработанный способ векторного управления многофазным ППЭЭ учитывает перераспределение электромагнитной энергии по отдельным пространственным гармоническим составляющим, что позволяет обеспечить в каждой из фаз системы полигармонический ток, который по форме и фазе сопряжен с питающим напряжением. Фазные напряжения полупроводникового коммутатора представлены 17-уровневой формой сигнала ($0, \pm u_d/9, \pm 2u_d/9, \dots, \pm 8u_d/9$).

На рис. 6 приведены траектории движения пространственных векторов входного тока ППЭЭ \bar{I}_h в соответствующих $\alpha_h\beta_h$ системах координат.

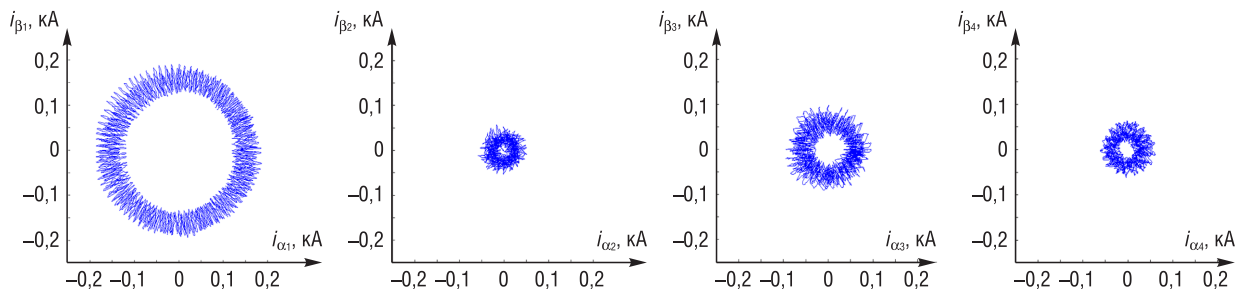


Рис. 6. Траектории движения пространственных векторов входного тока полупроводникового преобразователя электрической энергии в соответствующих $\alpha_h\beta_h$ системах координат

Fig. 6. The motion paths of the spatial vectors of the input current of a semiconductor converter of electrical energy in the corresponding $\alpha_h\beta_h$ coordinate systems

Из рис. 6 видно, что разработанный способ векторного управления многофазным ППЭЭ позволяет обеспечить независимое управление пространственными гармоническими составляющими входного тока преобразователя в различных $\alpha_h\beta_h$ -плоскостях.

Исследование системы векторного управления на имитационной модели выявило достаточную устойчивость ППЭЭ к действию основных дестабилизирующих факторов и параметрических возмущений.

Заключение. Результаты математического моделирования показывают, что разработанный способ векторного управления позволяет решить задачу независимого управления пространственными гармоническими составляющими тока в рабочей обмотке электрической машины и тем самым устранить основные недостатки применения электрических машин с полигармонической ЭДС в системах электроснабжения.

Следовательно, разработанная система управления многофазным полупроводниковым преобразователем электрической энергии (см. рис. 3) позволит реализовать управление током в цепи

электрической машины таким образом, чтобы обеспечить формирование в каждой из фаз полигармонических токов, согласованных по форме и фазе с ЭДС холостого хода электрической машины (см. рис. 5), что позволит уменьшить удельную массу системы электроснабжения.

Список использованных источников

1. 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.
2. Голубев, А. Н. Математическая модель синхронного двигателя с многофазной статорной обмоткой / А. Н. Голубев, А. А. Лапин // Электротехника. – 1998. – № 9. – С. 8–13.
3. An enhanced predictive current control method for asymmetrical six-phase motor drives / F. Barrero [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2011. – Vol. 58, № 8. – P. 3242–3252. <https://doi.org/10.1109/tie.2010.2089943>
4. Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques / M. J. Duran [et al.] // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2012. – Vol. 48, № 6. – P. 2059–2067. <https://doi.org/10.1109/tia.2012.2226221>
5. Пантелеев, С. В. Математическая модель многофазного магнитоэлектрического генератора с дробными зубцовыми обмотками / С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин // Магистерский вестник: сб. науч. тр. магистрантов и аспирантов. – Минск, 2017. – С. 51–58.
6. Голубев, А. Н. Многофазный асинхронный регулируемый электропривод для высокودинамичных систем подвижных установок: дис. ... д-ра техн. наук : 05.09.03 / С.-Петербург. гос. электротехн. ун-т «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова. – СПб., 1994. – 430 л.
7. Лопатин, П. Н. Многофазный асинхронный электропривод для автономных систем: дис. ... канд. техн. наук : 05.09.03 / Иванов. гос. энергет. ун-т им. В. И. Ленина. – Иваново, 1998. – 278 л.
8. A synchronous current control scheme for multiphase induction motor drives / M. Jones [et al.] // IEEE Trans. Energy Convers. – 2009. – Vol. 24, № 4. – P. 860–868. <https://doi.org/10.1109/tec.2009.2025419>
9. Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive / H. S. Che [et al.] // IEEE Trans. Power Electron. – 2014. – Vol. 29, № 1. – P. 407–417. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2248170>
10. Hu, Y. Current control for dual three-phase permanent magnet synchronous motors accounting for current unbalance and harmonics / Y. Hu, Z. Zhu, K. Liu // IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron. – 2014. – Vol. 2, № 2. – P. 272–284. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2299240>
11. Khan, M. R. MRAS-based sensorless control of a vector controlled five-phase induction motor drive / M. R. Khan, A. Iqbal, M. Ahmad // Electric Power System Research. – 2008. – Vol. 78, № 8. – P. 1311–1321. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2007.11.006>
12. White, D. C. Electromechanical Energy Conversion / D. C. White, H. H. Woodson. – New York: John Wiley and Sons, 1959. – 520 p.
13. Fortescue, C. L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks / C. L. Fortescue // AIEE Trans. – 1918. – Vol. 37, part 2. – P. 1027–1140. <https://doi.org/10.1109/t-aiee.1918.4765570>
14. Ефимов, А. А. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / А. А. Ефимов, Р. Т. Шрейнер. – Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001. – 250 с.
15. 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.
16. Волков, А. В. Анализ электромагнитных процессов и совершенствование регулирования активного фильтра / А. В. Волков // Электротехника. – 2002. – № 12. – С. 40–48.
17. Пантелеев, С. В. Моделирование m -фазного активного выпрямителя напряжения с пространственно-векторной модуляцией / С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин, А. Е. Каледя // Вес. Нац. акад. навук Беларусі. Сер. фіз.-тэхн. навук. – 2018. – Т. 63, № 4. – С. 455–468. <https://doi.org/10.29235/1561-8358-2018-63-4-455-468>

References

1. Panteleev S. V., Malashin A. N. Increasing the energy performance of an electric machine by using a multiphase gear winding. *Vestnik Voennoi akademii Respubliki Belarus'* [Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus], 2017, no. 3, pp. 80–86 (in Russian).
2. Golubev A. N., Lapin A. A. Mathematical model of a synchronous motor with a polyphase stator winding. *Elektrotehnika = Electrical Engineering*, 1998, no. 9, pp. 8–13 (in Russian).
3. Barrero F. F., Prieto J., Levi E., Gregor R., Toral S., Duran M. J., Jones M. An enhanced predictive current control method for asymmetrical six-phase motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 8, pp. 3242–3252. <https://doi.org/10.1109/tie.2010.2089943>
4. Duran M. J., Riveros J., Barrero F., Guzmán H., Prieto J. Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, vol. 48, no. 6, pp. 2059–2067. <https://doi.org/10.1109/tia.2012.2226221>
5. Panteleev S. V., Malashin A. N. Mathematical model of a multiphase magnetolectric generator with fractional tooth windings. *Magisterskii vestnik: sbornik nauchnykh trudov magistrantov i aspirantov* [Master's Bulletin: Collection of Scientific Works of Undergraduates and Postgraduates]. Minsk, 2017, pp. 51–58 (in Russian).

6. Golubev A. N. *Multiphase Asynchronous Variable Electric Drive for Highly Dynamic Systems of Mobile Plants*. Saint Petersburg, Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI”, 1994. 430 sheets (in Russian).
7. Lopatin P. N. *Multiphase Asynchronous Electric Drive for Autonomous Systems*. Ivanovo, Ivanovo Power Engineering Institute, 1998. 278 sheets.
8. Jones M., Vukosavic S. N., Dujic D., Levi E. A synchronous current control scheme for multiphase induction motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2009, vol. 24, no. 4, pp. 860–868. <https://doi.org/10.1109/tec.2009.2025419>
9. Che H. S., Levi E., Jones M., Hew W. P., Rahim N. A. Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 29, no. 1, pp. 407–417. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2248170>
10. Hu Y., Zhu Z., Liu K. Current control for dual three-phase permanent magnet synchronous motors accounting for current unbalance and harmonics. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, vol. 2, no. 2, pp. 272–284. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2299240>
11. Khan M. R., Iqbal A., Ahmad M. MRAS-based sensorless control of a vector controlled five-phase induction motor drive. *Electric Power System Research*, 2008, vol. 78, pp. 1311–1321. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2007.11.006>
12. White D. C., Woodson H. H. *Electromechanical Energy Conversion*. New York, John Wiley and Sons, 1959. – 520 p.
13. Fortescue C. L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *AIEE Transactions*, 1918, vol. 37, part 2, pp. 1027–1140. <https://doi.org/10.1109/t-aiee.1918.4765570>
14. Efimov A. A., Shreiner R. T. *Active Converters in Variable AC Drives*. Novouralsk, Novouralsk State Technological Institute Publ., 2001. 250 p. (in Russian).
15. Shreiner R. T., Efimov A. A., Kalygin A. I. Mathematical description and PWM algorithms of active current rectifiers. *Elektrotehnika = Electrical Engineering*, 2000, no. 10, pp. 42–49 (in Russian).
16. Volkov A. V. Analysis of electromagnetic processes and improvement of active filter regulation. *Elektrotehnika = Electrical Engineering*, 2002, no. 12, pp. 40–48 (in Russian).
17. Pantelev S. V., Malashin A. N., Kaleda A. E. Simulation of m -phase active voltage rectifier with spacevector 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>

Информация об авторах

Пантелеев Станислав Владимирович – преподаватель кафедры электротехники и систем электропитания, Военная академия Республики Беларусь (пр. Независимости, 220, 220057, Минск, Республика Беларусь). E-mail: pantelev-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).

Каледка Евгенийевич – 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. Pantelev – Teacher 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: pantelev-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).