

С. В. ПАНТЕЛЕЕВ, А. Н. МАЛАШИН

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ МНОГОФАЗНОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»

Разработана система релейно-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 разработан способ релейного управления пространственными гармоническими составляющими входного тока преобразователя в «трубке». Формирование в каждой из фаз полигармонических токов, сопряженных по форме и фазе с питающим преобразователь напряжения полупроводникового коммутатора. Для выбора оптимального управляющего воздействия используется целевая функция минимума отклонения проекций базовых векторов напряжения полупроводникового коммутатора при j -й комбинации состояния ключей от расчетного управляющего воздействия, определенного посредством математической модели. Целевая функция такого вида позволяет учесть различные значения амплитуд базовых векторов напряжения полупроводникового коммутатора в преобразованных ортогональных системах координат. При этом отсутствует необходимость прогнозирования изменения мгновенных значений входного тока на один или два периода вперед, что обеспечено уменьшением количества итераций для определения оптимального управляющего воздействия. Для проверки разработанных положений создана имитационная модель девятифазного полупроводникового преобразователя электрической энергии с системой релейно-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, релейно-векторное управление, токовая «трубка», инъекция гармоник.

Введение

Одним из преимуществ многофазных электромеханических преобразователей энергии перед традиционными трехфазными является возможность работы электрической машины в полигармоническом режиме, что позволяет повысить удельную мощность, уменьшить амплитуду и увеличить частоту пульсаций мгновенной мощности (или крутящего момента), снизить потери от высших гармоник поля возбуждения в электрической машине [1–3]. 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 [4–6].

Особенности многофазной электрической машины как объекта управления, в частности увеличение числа фазных электромагнитных переменных и перераспределение электромагнитной энергии по отдельным пространственным гармоническим составляющим, обуславливают особый подход к разработке специальных способов независимого управления пространственными гармоническими составляющими тока в цепи многофазной электрической машины, которые позволят обеспечить формирование в каждой из фаз полигармонических токов, совпадающих по

форме и фазе с питающим преобразователь напряжением [6, 7].

Наиболее распространенным способом управления полупроводниковыми преобразователями, к которым предъявляются требования повышенной устойчивости при динамической нагрузке и переходных режимах работы, является способ релейно-векторного управления (РВУ) [8, 9]. При таком способе регулирования используется математическая модель ППЭЭ для определения мгновенных значений входного тока для всех возможных управляющих воздействий в виде базовых векторов напряжения полупроводникового коммутатора (ПК). Для выбора оптимального управляющего воздействия используется целевая функция минимума отклонения вектора входного тока, определенного посредством математической модели, от заданного на интервале управления вектора входного тока (см. рис. 1).

Проблема использования способа РВУ для многофазных ($m > 3$) систем заключается в том, что целевая функция становится более сложной, чем в трехфазном случае. Это обусловлено увеличением степени свободы полупроводникового преобразователя и необходимостью учитывать отклонение векторов входного тока в $h = (m - 1) / 2$ преобразованных ортогональных системах координат. Также, в трехфазных полупроводниковых преобразователях ($m > 3$) базовые векторы напряжения ПК имеют одинаковые значения амплитуд. Поэтому оптимальное управляющее воздействие может быть определено только по минимуму отклонения аргументов обобщенных векторов напряжения и тока в ППЭЭ, как в [9]. В многофазных полупроводниковых преобразователях ($m > 3$) базовые векторы напряжения ПК имеют различные значения амплитуд в h преобразованных ортогональных системах координат. Поэтому целевая функция должна учитывать проекции вектора отклонения тока на оси систем координат.

При увеличении числа фаз ППЭЭ увеличивается число базовых векторов напряжения полупроводникового коммутатора, что обуславливает значительное увеличение числа необходимых итераций для определения расчетных значений векторов входного тока ППЭЭ и минимального значения целевой функции. При этом повышается вычислительная

нагрузка и уменьшается быстродействие системы управления, что обуславливает задержку реализации управляющего воздействия [5, 8]. Для устранения задержки реализации управляющего воздействия для многофазных ППЭЭ разработаны системы РВУ с прогнозированием изменения мгновенных значений входного тока на один или два периода вперед, практическая реализация которых затруднена [10, 11]. Уменьшение вычислительной нагрузки за счет уменьшения количества учитываемых базовых векторов напряжения ПК недопустимо, поскольку минимизирующий целевую функцию базовый вектор напряжения будет квазиоптимальным [12].

Цель настоящей работы – разработать способ релейно-векторного управления пространственными гармоническими составляющими тока в цепи многофазной электрической машины, который обеспечит формирование в каждой из фаз полигармонических токов, совпадающих по форме и фазе с питающим преобразователь напряжением.

Математическая модель многофазного полупроводникового преобразователя электрической энергии

На рисунке 1 представлена функциональная схема m -фазного ППЭЭ с типовой системой релейно-векторного управления [11]. Полупроводниковый преобразователь состоит из мостового полупроводникового коммутатора, буферных реакторов на входе и буферного сглаживающего конденсатора на выходе полупроводникового преобразователя. Нагрузка имеет линейный характер, что является вполне корректным допущением при достаточной емкости буферного сглаживающего конденсатора. Полупроводниковый коммутатор выполнен на полностью управляемых ключах. Ключи обладают двухсторонней проводимостью тока при подаче включающего сигнала управления, который формируется блоком управления.

Типовая схема РВУ (рис. 1) основана на свойстве ограниченного числа комбинаций состояний силовых ключей полупроводникового коммутатора. В отличие от способов векторного регулирования с ШИМ, где на каждом интервале управления реализуется несколько базовых векторов напряжения ПК, в данном случае на интервале управления реализуется

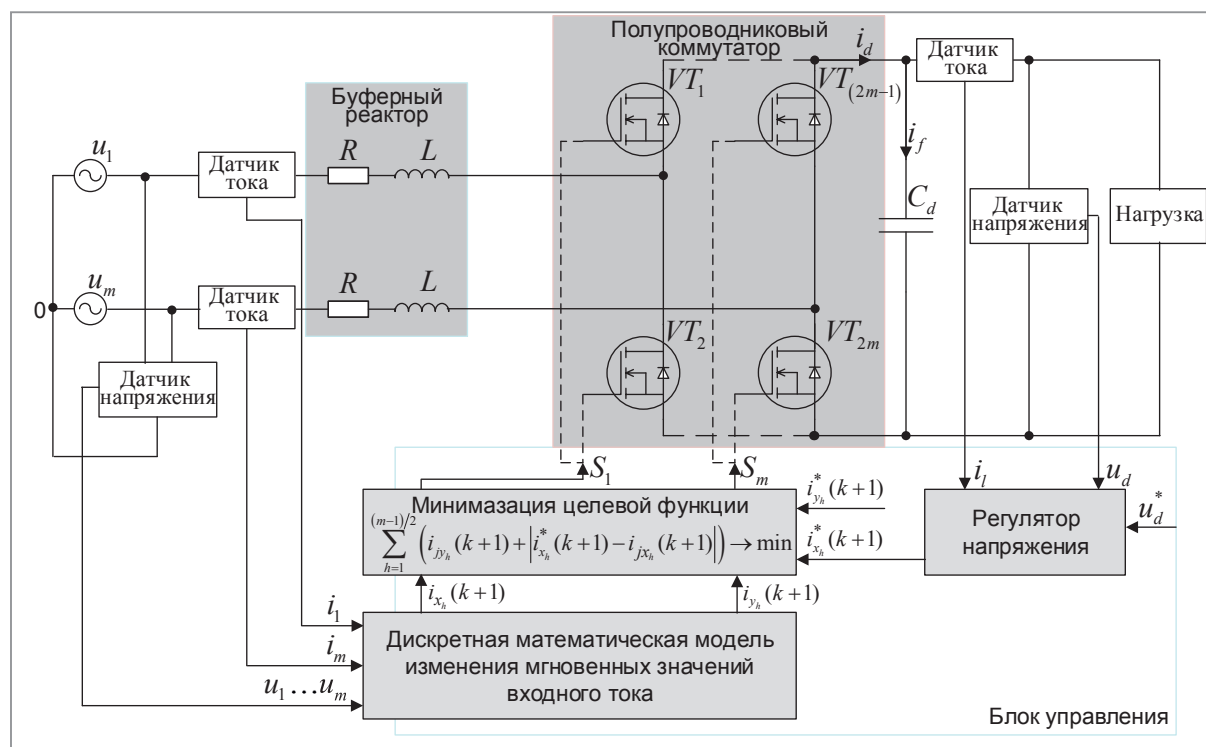


Рис. 1. Функциональная схема m -фазного полупроводникового преобразователя электрической энергии с типовой системой релейно-векторного управления

только один базовый вектор напряжения ПК из числа допустимых, который наилучшим образом удовлетворяет задаче управления [9–11]. Поэтому основой системы релейно-векторного управления ППЭЭ является его математическая модель изменения мгновенных токов для j -й комбинации состояния ключей.

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 осуществляется из условия инвариантности мощности в исходных и преобразованных системах координат [13]. При этом взаимосвязь номера гармоники v входного напряжения (тока) ППЭЭ с номером h плоскости ортогональных координат $\alpha_h\beta_h$ определяется выражениями [13]:

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

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 двухмерной 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

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

На основе проведенного анализа электромагнитных процессов ППЭЭ [14, 15] непрерывную математическую модель многофазного такого преобразователя при j -й комбинации состояния ключей для каждой двухмерной ортогональной неподвижной системы координат $\alpha_h\beta_h$ можно представить в виде системы уравнений следующим образом:

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

$$\bar{U}_{ssjh} = \bar{\Phi}_{jh} u_d; \quad (4)$$

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

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

$$i_f = C_d \frac{du_d}{dt}, \quad (7)$$

$$i_l = i_d - i_f. \quad (8)$$

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; $\bar{\Phi}_{jh} = [\varphi_{j\alpha_h} \quad \varphi_{j\beta_h}]^T$ – дискретная коммутационная вектор-функция; T – матрица преобразования Кларка [13];

$$M = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} (m-1) & -1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & (m-1) & -1 & \dots & -1 \\ 1 & -1 & (m-1) & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -1 & -1 & -1 & -1 & (m-1) \end{bmatrix} -$$

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

Непрерывное дифференциальное уравнение ППЭЭ (3) должно быть дискретизировано для использования в качестве дискретной модели. Дискретизация производится с учетом численного определения производной функции изменения входного тока \bar{I}_{h_j} по выражению:

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

где T_s – длительность периода управления.

Дифференциальное уравнение (3), записанное относительно сетевого тока с учетом выражения (10) в дискретном виде примет вид

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

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 $\bar{U}_{ssh}(k)$.

С учетом того, что 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) при малых значениях эквивалентного активного сопротивления $R \approx 0$ входной цепи ППЭЭ примет вид

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

Для уменьшения вычислительной нагрузки на систему управления предлагается уменьшить число необходимых итераций для определения оптимального управляющего воздействия. Для этого посредством дискретной математической модели ППЭЭ (12) необходимо определить расчетный вектор напряжения ПК $\bar{U}_{ssh}(k)$, который позволит скомпенсировать отклонение вектора тока. В таком случае производится только одна итерация вместо 2^m итераций для случая, когда для всех возможных базовых векторов напряжения определяется вектор входного тока ППЭЭ.

Для выбора оптимального управляющего воздействия используется целевая функция минимума отклонения проекций базовых векторов напряжения ПК \bar{U}_{ssjh} при j -й комбинации состояния ключей от расчетного управляющего воздействия \bar{U}_{ssh} :

$$J_j = \sum_{h=1}^{(m-1)/2} (|u_{jss\alpha_h} - u_{ss\alpha_h}| + |u_{jss\beta_h} - u_{ss\beta_h}|) \rightarrow \min. \quad (13)$$

Целевая функция такого вида позволяет учесть различные значения амплитуд базовых векторов напряжения ПК в h преобразованных ортогональных системах координат.

Разработка способа релейно-векторного управления

На основе проведенного анализа электромагнитных процессов m -фазного ППЭЭ разработана схема его регулирования. Схема регулирования выполнена на основе принципов подчиненного релейного управления векторами входного тока \bar{I}_h ППЭЭ в «трубке» [9]. Функциональная схема регулирования ППЭЭ представлена на рисунке 2.

Внутренний токовый контур регулирования состоит из датчиков напряжения и тока, блока преобразования координат, блока определения вектора отклонения тока, блока

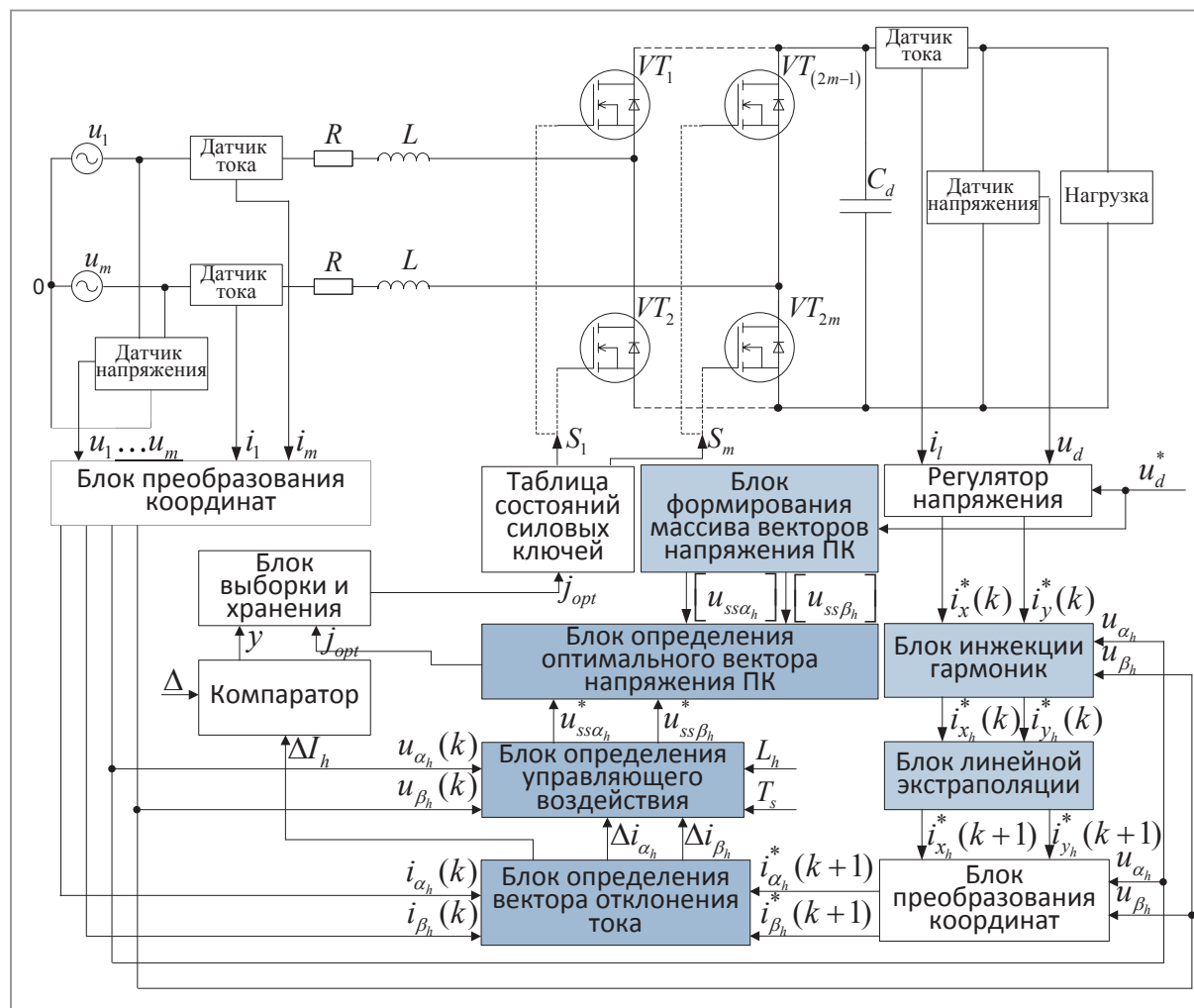


Рис 2. Функциональная схема релейно-векторного регулирования полупроводникового преобразователя электрической энергии

определения управляющего воздействия, блока формирования массива векторов напряжения ПК, блока определения оптимального вектора напряжения ПК, компаратора, блока выборки и хранения, таблицы состояния силовых ключей. Токковый контур осуществляет регулирование h -го вектора входного тока \bar{I}_h полупроводникового преобразователя.

Внешний контур регулирования состоит из датчиков напряжения и тока, регулятора напряжения, блока инжекции гармоник, блока линейной экстраполяции, блока преобразования координат. Внешним контуром управления регулируется на заданном уровне выходное напряжение постоянного тока u_d полупроводникового преобразователя электрической энергии.

Система регулирования, представленная на рисунке 2 функционирует следующим

образом. Сравнивая на входе внешнего контура управления заданный u_d^* и фактический u_d сигналы напряжения постоянного тока ППЭЭ, регулятор напряжения формирует сигнал заданного значения «активной» составляющей вектора входного тока $i_x^*(k)$ ППЭЭ, необходимого для компенсации ошибки напряжения постоянного тока [14]. Заданное значение «реактивной» составляющей вектора входного тока $i_y^*(k)$ принимается равным нулю для обеспечения близкого к единице коэффициента мощности [14].

Заданные значения «активных» составляющих h векторов входного тока $i_{x_h}^*(k)$ определяются посредством блока инжекции гармоник [7]. Функциональная схема блока инжекции гармоник представлена на рисунке 3.

На рисунке 3 коэффициенты K и C_h определяются следующими выражениями:

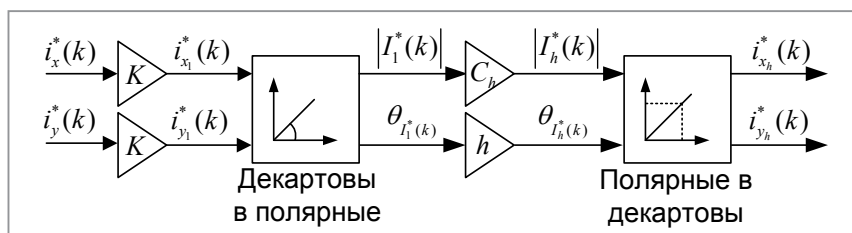


Рис. 3. Функциональная схема блока инъекции гармоник

$$C_h = U_h(k) / U_1(k); \quad (14)$$

$$K = 1 / \sum_{h=1}^{(m-1)/2} C_h. \quad (15)$$

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 [7]. Функциональная схема блока линейной экстраполяции представлена на рисунке 4.

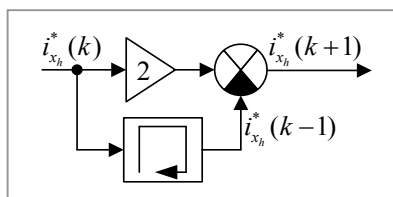


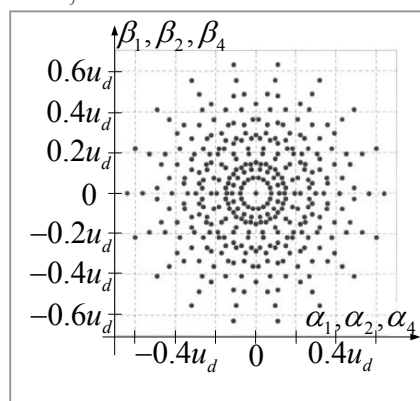
Рис. 4. Функциональная схема блока линейной экстраполяции

В блоке преобразования координат по заданным значениям «активных» $i_{x_h}^*(k+1)$ и «реактивных» $i_{y_h}^*(k+1)$ составляющих h -го вектора входного тока ППЭЭ определяются заданные значения ортогональных проекций h -го вектора входного тока ППЭЭ $i_{\alpha_h}^*(k+1)$, $i_{\beta_h}^*(k+1)$ на неподвижные ортогональные оси систем координат $\alpha_h\beta_h$ по известным формулам [14].

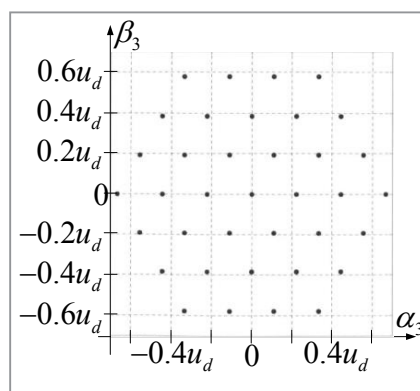
Основой системы релейно-векторного управления ППЭЭ является его дискретная математическая модель изменения мгновенных значений входного тока (12). На ее основе посредством блока определения вектора отклонения тока и блока определения управляющего воздействия рассчитывается вектор напряжения полупроводникового коммутатора, позволяющий скомпенсировать отклонение вектора входного тока ППЭЭ.

В блоке формирования массива векторов напряжения ПК на основе состояния ключей, используя выражения (4) и (5), определяются значения проекций для всех возможных базовых векторов напряжения ПК в двухмерных ортогональных неподвижных системах координат $\alpha_h\beta_h$.

Рисунок 5а соответствует пространственным векторам напряжения ПК \bar{U}_{ssj1} , \bar{U}_{ssj2} , \bar{U}_{ssj4} в первой, второй и четвертой системах координат $\alpha_h\beta_h$ соответственно, но с различной взаимосвязью между положением вектора и состоянием ключей ППЭЭ. Рисунок 5б соответствует пространственным векторам напряжения ПК \bar{U}_{ssj3} в системе координат $\alpha_3\beta_3$.



а



б

Рис. 5. Нормированные базовые векторы напряжения ПК: а – в $\alpha_1\beta_1$, $\alpha_2\beta_2$, $\alpha_4\beta_4$ системах координат; б – в $\alpha_3\beta_3$ системе координат

В блоке определения оптимального вектора напряжения ПК сравниваются значения проекций расчетного вектора напряжения ПК \bar{U}_{ssh} и всех возможных базовых векторов напряжения ПК \bar{U}_{ssjh} . Определение оптимального вектора напряжения ПК осуществляется с использованием целевой функции (13). Таким образом осуществляется выборка наименьшего из рассчитанных значений J_j , и определение соответствующего ему оптимального значения комбинации силовых ключей ПК j_{opt} .

Компаратор сравнивает значения модуля вектора отклонения тока ΔI_h с заданными границами токовых трубок Δ_h , формируя на своем выходе сигналы разрешающие или запрещающие изменение значения оптимальной комбинации j_{opt} ключей ПК.

При условии, что значение модуля хотя бы одного вектора отклонения тока достигло верхней или нижней границы токовой трубки ($\Delta I_h \geq \Delta_h / 2$) в соответствующей таблице на основании значения оптимальной комбинации j_{opt} определяются состояния силовых ключей для реализации управляющего воздействия.

В случае малых значений модуля вектора отклонения тока ($\Delta I_h < \Delta_h / 2$) на выходе блока выборки и хранения принудительно сохраняется прежнее значение комбинации состояний ключей ПК.

Результаты моделирования

Для проверки разработанных положений в среде *MatLab Simulink* проведено исследование имитационной модели девятифазного полупроводникового преобразователя электрической энергии с разработанной системой релейно-векторного управления (см. рис. 2). При моделировании приняты следующие исходные параметры ППЭЭ: источник полигармонического напряжения питания с действующим фазным напряжением $u_m = 220$ В и частотой $f = 50$ Гц; относительные значения амплитуд (14) третьей $C_3 = 0.18$, пятой $C_4 = 0.06$ и седьмой $C_2 = 0.02$ гармоник фазного напряжения (рассмотрен случай содержания нечетных гармонических с номером $n < m$ в ЭДС многофазной синхронной электрической машины [1]); заданное выходное напряжение ППЭЭ $u_d^* = 810$ В; длительность периода управления $T_s = 10^{-5}$ с; индуктивность реакторов фаз $L = 0,30$ мГн; емкость выходного

конденсатора $C_d = 20$ мФ; номинальная выходная мощность ППЭЭ $P_a = 200$ кВт для интервала времени $t_1 = [0; 0.03]$; номинальная выходная мощность ППЭЭ $P_a = 400$ кВт для интервала времени $t_2 = [0.03; 0.06]$.

Осциллограммы тока нагрузки (слева) и выходного напряжения ППЭЭ (справа) на рисунке 6 иллюстрируют включение преобразователя и работу с динамической нагрузкой.

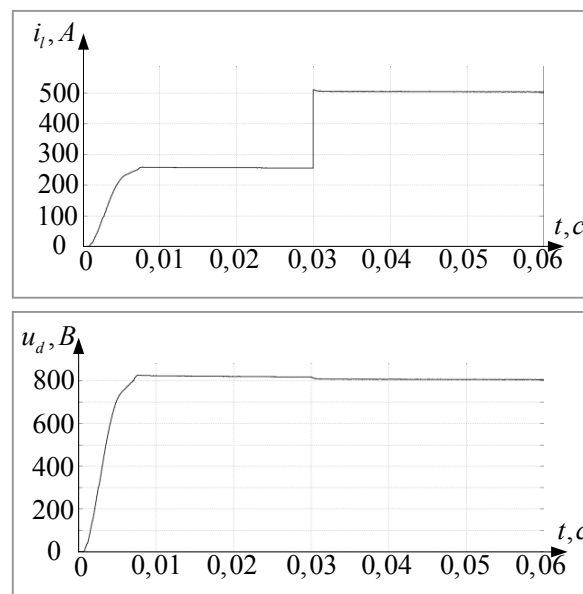


Рис. 6. Осциллограммы тока нагрузки и напряжения на выходе полупроводникового преобразователя электрической энергии

На рисунке 7 приведены осциллограммы входного фазного напряжения и тока ППЭЭ при заданной нагрузке (а), осциллограмма фазного напряжения полупроводникового коммутатора (б), а также гармонические спектры сигналов входного тока ППЭЭ (в) и напряжения ПК (г).

Из рисунка 7 видно, что разработанный способ релейно-векторного управления многофазным ППЭЭ позволяет обеспечить в каждой из фаз системы полигармонический ток, который по форме и фазе сопряжен с питающим напряжением. Фазные напряжения полупроводникового коммутатора сформированы посредством реализации оптимальных комбинаций силовых ключей с переменной частотой коммутации, что является основным недостатком способа релейно-векторного управления током в «трубке». При этом диапазон частоты коммутации силовых ключей полупроводникового коммутатора составляет от 6 кГц

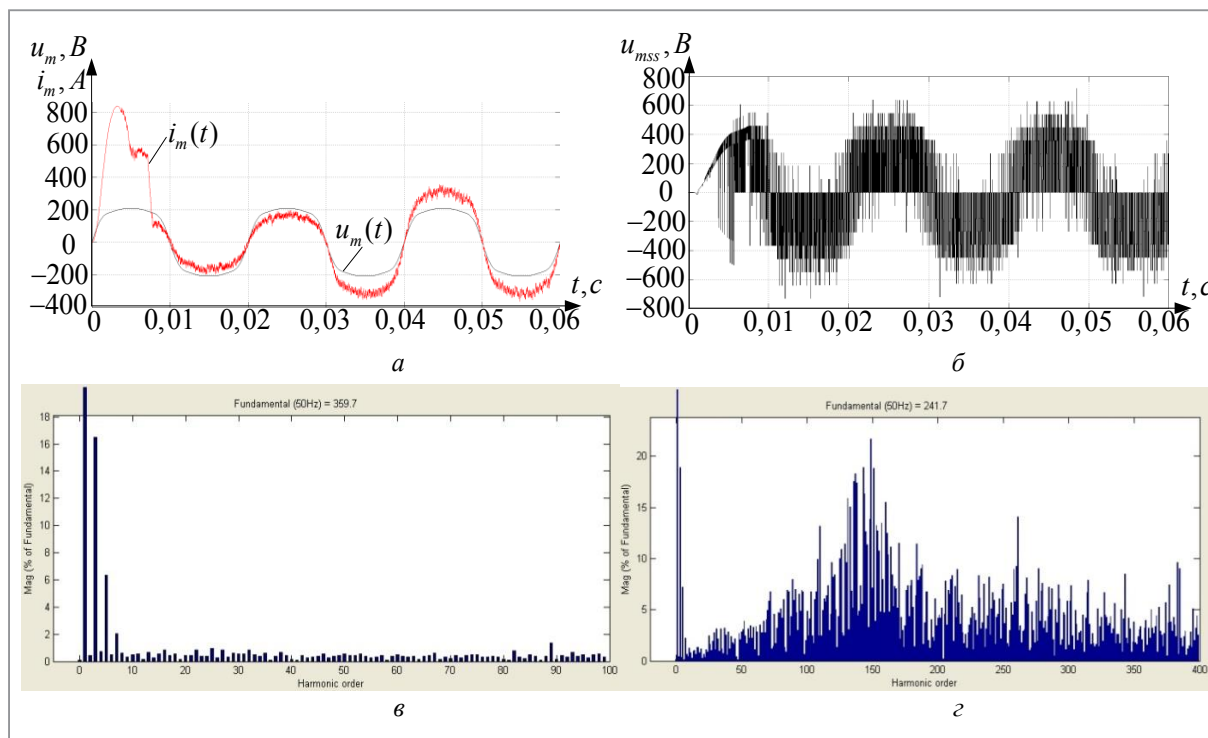


Рис. 7. Осциллограммы и спектры сигналов полупроводникового преобразователя электрической энергии в звене переменного тока:
 а – осциллограммы входного фазного напряжения и тока ППЭЭ;
 б – осциллограмма фазного напряжения полупроводникового коммутатора;
 в – гармонический спектр сигнала входного тока ППЭЭ;
 г – гармонический спектр сигнала напряжения ПК

до 8,5 кГц. Обеспечение постоянной частоты коммутации посредством адаптивного управления шириной токовой «трубки» является направлением дальнейших исследований.

На рисунке 8 приведены осциллограммы проекций пространственных векторов входного тока ППЭЭ \vec{I}_h на оси соответствующих $\alpha_h \beta_h$ системах координат.

Рисунок 8 поясняет способ многоканального управления движением h векторов тока ППЭЭ в различных $\alpha_h \beta_h$ плоскостях, реализованного на основе математической модели (4)-(8), (12). Использование целевой функции (13) позволяет обеспечить соответствие мгновенных значений проекций векторов входного тока ППЭЭ их заданным значениям во всех $\alpha_h \beta_h$ системах координат. При этом отсутствует необходимость прогнозирования изменения мгновенных значений входного тока на один или два периода вперед, что обеспечено уменьшением количества итераций для определения оптимального управляющего воздействия.

На рисунке 9 приведены осциллограммы изменения активной и реактивной мощности

ППЭЭ и их составляющих для каждого из h энергетических каналов.

Из рисунка 9 видно, что в многофазном ППЭЭ система управления обеспечивает единый коэффициент мощности в каждом из h энергетических каналов, в том числе и при набросе нагрузки.

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

Заключение

Результаты математического моделирования показывают, что разработанный способ релейно-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.

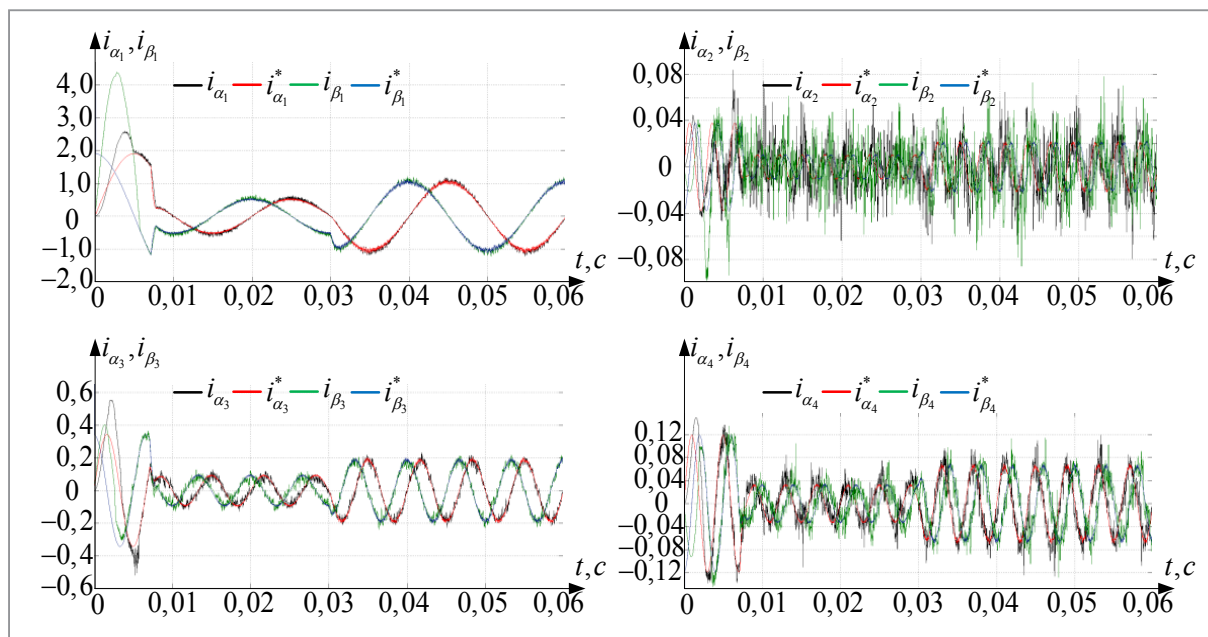


Рис. 8. Осциллограммы проекций пространственных векторов входного тока ППЭЭ на оси соответствующих $\alpha\beta$ систем координат

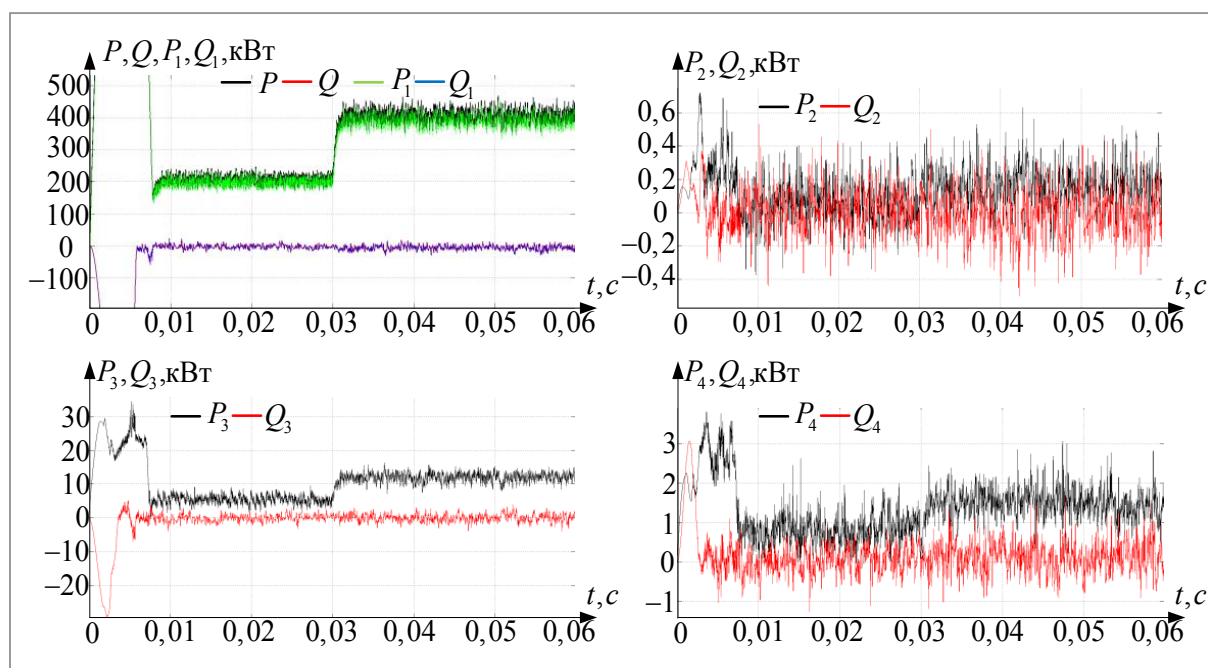


Рис. 9. Осциллограммы изменения активной и реактивной мощности ППЭЭ и их составляющих для каждого из h энергетических каналов

Следовательно, разработанная система управления многофазным полупроводниковым преобразователем электрической энергии (см. рис. 2) 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. 7), что позволит обеспечить наиболее полную реализацию собственных преимуществ многофазной электрической машины в целях общего улучшения массогабаритных и энергетических показателей системы электроснабжения.

ЛИТЕРАТУРА

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.** Многофазный асинхронный регулируемый электропривод для высокودинамичных систем подвижных установок: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03 / С.-Петерб. гос. электротехн. ун-т «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова. – СПб., 1994. – 430 л.
3. Multiphase induction motor drives – A technology status review / E. Levi [et al.] // IET Electric Power Appl. – 2007. – Vol. 1, № 4. – P. 489–516.
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. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines part I / F. Barrero [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2016. – Vol. 63, № 1. – P. 449–458.
6. 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>
7. **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 // Вест. Нац. акад. наук Беларуси. Сер. физ.-техн. наук. – 2020. – Т. 65, № 3. – С. 331–339. <https://doi.org/10.29235/1561-8358-2020-65-3-331-339>
8. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines / E. Levi // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2016. – Vol. 63, № 1. – P. 433–448.
9. **Волков, А. В.** Анализ электромагнитных процессов и совершенствование регулирования активного фильтра / А. В. Волков // Электротехника. – 2002. – № 12. – С. 40–48.
10. Multi-phase current control using finite-state model-predictive control / M. R. Arahal [et al.] // Control Engineering Practice. – 2009. – Vol. 17, № 5. – P. 579–587.
11. Predictive current control of a voltage source inverter / J. Rodríguez [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2007. – Vol. 54, № 1. – P. 495–503.
12. Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques / M. J. Duran [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2011. – Vol. 58, № 8. – P. 3253–3263.
13. **White, D. C.** Electromechanical Energy Conversion / D. C. White, H. H. Woodson. – New York: John Wiley and Sons, 1959–520 p.
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. **Пантелеев С. В.** Разработка математической модели многофазного полупроводникового преобразователя электрической энергии с системой векторного управления. Часть 1 / С. В. Пантелеев, А. Н. Малашин // Вестник ГГТУ им. П. О. Сухого. – Гомель. – 2020 – № 2. – С. 82–90.

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.** Multiphase Asynchronous Variable Electric Drive for Highly Dynamic Systems of Mobile Plants. Saint Petersburg, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", 1994. 430 sheets (in Russian).
3. Multiphase induction motor drives – A technology status review / E. Levi [et al.] // IET Electric Power Appl. – 2007. – Vol. 1, № 4. – P. 489–516.
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. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines part I / F. Barrero [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2016. – Vol. 63, № 1. – P. 449–458.
6. 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>
7. **Panteleev S. V., Malashin A. N., Kaleda A. E.** Development of vector control system of multiphase semiconductor electric energy converter. Vestsi Natsyonal'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. 331–339 (in Russian). <https://doi.org/10.29235/1561-8358-2020-65-3-331-339>
8. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines / E. Levi // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2016. – Vol. 63, № 1. – P. 433–448.
9. **Volkov A. V.** Analysis of electromagnetic processes and improvement of active filter regulation. Elektrotehnika [Electrical Engineering], 2002, no. 12, pp. 40–48 (in Russian).

10. Multi-phase current control using finite-state model-predictive control / M.R. Arahal [et al.] // Control Engineering Practice. – 2009. – Vol. 17, № 5. – P. 579–587.
11. Predictive current control of a voltage source inverter / J. Rodríguez [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2007. – Vol. 54, № 1. – P. 495–503.
12. Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques / M.J. Duran [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2011. – Vol. 58, № 8. – P. 3253–3263.
13. **White, D.C.** Electromechanical Energy Conversion / D.C. White, H.H. Woodson. – New York: John Wiley and Sons, 1959–520 p.
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. **Panteleev S.V., Malashin A.N.** Development of a mathematical model of a multiphase semiconductor converter of electrical energy with a vector control system. Part 1. Vestnik GGTU im. P.O. Suhogo = Bulletin of GSTU im. P.O. Sukhoi, 2020, no. 2, pp. 82–90 (in Russian)

Поступила
10.10.2020

После доработки
20.11.2020

Принята к печати
01.12.2020

PANTELEEV S. V., MALASHIN A. N.

DEVELOPMENT OF A RELAY-VECTOR CONTROL SYSTEM FOR A MULTI-PHASE SEMICONDUCTOR CONVERTER OF ELECTRIC ENERGY

A system of relay-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, a method for relay control of spatial harmonic components of the input current of the converter in the "tube" has been developed. The formation of polyharmonic currents in each of the phases, conjugated in shape and phase with the voltage supplying the converter at each control period, is carried out by means of the optimal voltage vector of the semiconductor switch. To select the optimal control action, the objective function of the minimum deviation of the projections of the base voltage vectors of the semiconductor switch for the j-th combination of the state of the keys from the calculated control action determined by the mathematical model is used. An objective function of this type allows one to take into account different values of the amplitudes of the base voltage vectors of the semiconductor switch in the transformed orthogonal coordinate systems. In this case, there is no need to predict changes in the instantaneous values of the input current for one or two periods ahead, which is ensured by a decrease in the number of iterations to determine the optimal control action. To check the developed provisions, a simulation model of a nine-phase semiconductor converter of electrical energy with a relay 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.

Пантелеев Станислав Владимирович – преподаватель кафедры электротехники и систем электропитания, Военная академия Республики Беларусь

Stanislav V. Panteleev – Teacher of the Chair of Electrical Equipment and Power Supply Systems, Military Academy of the Republic of Belarus

E-mail: panteleev-s-v@mail.ru

Малашин Андрей Николаевич – кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры электротехники и систем электропитания, Военная академия Республики Беларусь

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