Васильев Б.Ю.
Vasiliev B. Yu.

*кандидат технических наук,
доцент кафедры «Электроэнергетики и
Электромеханики», Санкт-Петербургский
горный университет,
г. Санкт-Петербург,
Российская Федерация*

Ле Ван Тунг
Le Van Tung

*аспирант, кафедры «Электроэнергетики и
Электромеханики», Санкт-Петербургский
горный университет,
г. Санкт-Петербург,
Российская Федерация*

УДК 621.314.57

DOI:

КОСВЕННЫЕ СИСТЕМЫ МОДУЛЯЦИИ МАТРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

В настоящее время в электроприводах переменного тока широко используются двухзвенные преобразователи частоты. Однако технология управления преобразователями частоты развивается. Поэтому изучение создания новых переключателей, улучшение структуры динамической цепи, схемы управления являются важными задачами при изготовлении преобразователя, и альтернативные им матричные преобразователи частоты обладают улучшенными энергетическими и динамическими характеристиками. В данной статье представлена методика косвенной пространственно-векторной модуляции матричного преобразователя частоты. Ее преимущества заключаются в простоте реализации вычислительного алгоритма относительно других систем управления, например, методов управления Venturini – Alesina или 3М (max, medium, min). Система модуляции Venturini – Alesina имеет недостатки, так как алгоритм требует сложных вычислений, нескольких тригонометрических преобразований и непрерывного измерения входного напряжения с высокой точностью. Система модуляции 3М более простая, но она обладает главным недостатком, который заключается в высокой зависимости качества управления от точности вычислительных и измерительных операций. Для исследования характеристик матричного преобразователя частоты с системой косвенной модуляции на основе пространственно-векторного алгоритма был разработан новый тип вычислительного алгоритма системы управления и построена имитационная модель с возможностью исследования различных режимов работы преобразователя. Работа матричного преобразователя частоты заключается в возможности двухстороннего обмена энергией, регулировании формы входного тока, обеспечении синусоидальной формы входного тока и напряжения, а также использовании коэффициента преобразователя на уровне 0,866 и работе с коэффициентом мощности, равным единице. Имитационное моделирование выполнялось в Matlab & Simulink. Результаты моделирования и их анализ представлены в статье.

Ключевые слова: матричный преобразователь частоты, косвенная модуляция, пространственно-векторная модуляция, имитационное моделирование.

INDIRECT MODULATION SYSTEMS OF MATRIX FREQUENCY CONVERTERS

Currently, two-stage frequency converters are widely used in AC electric drives. However, the frequency converter control technology is evolving. Therefore, the study of creating new switches, improving the structure of a dynamic circuit, control circuits are important tasks in the manufacture of the converter and their alternative matrix frequency converters have improved energy and dynamic characteristics. This article presents the technique of indirect space vector modulation of a matrix frequency converter. Its advantages lie in the simplicity of the implementation of the computational algorithm relative to other control systems, for example, Venturini–Alesina control methods or 3M (max, medium, min). The Venturini–Alesina modulation system has drawbacks since the algorithm requires complex calculations, several trigonometric transformations, and continuous measurement of the input voltage with high accuracy. The 3M modulation system is simpler, but it has a major drawback, which will consist of the high dependence of control quality on the accuracy of computational and measurement operations. To study the characteristics of a matrix frequency converter with an indirect modulation system based on a space-vector algorithm, a new type of computational algorithm of the control system was developed and a simulation model was built with the possibility of studying various modes of converter operation. The operation of the matrix frequency converter consists in the possibility of two-way energy exchange, regulating the input current form, providing a sinusoidal input current and voltage, as well as using the converter coefficient at 0.866 and working with a power factor equal to one. The simulation was performed in Matlab&Simulink. The simulation results and their analysis are presented in the article.

Key words: matrix frequency converter, indirect modulation, space vector modulation, simulation modeling.

Введение

Матричный преобразователь – это непосредственный преобразователь, построенный на основе полупроводниковых модулей с двухсторонней проводимостью [1, 2]. Структурная схема электропривода с матричным преобразователем частоты представлена на рисунке 1. Преобразователь состоит из девяти модулей и сетевого фильтра. Схема модулей матричного преобразователя может быть различной. Основные типы модулей представлены на рисунке 2.

Основные преимущества матричного преобразователя заключаются в возможности двухстороннего обмена энергией, регулирования формы входного тока является, обеспечения синусоидальной формы входного тока и напряжения, регулирования коэффициента мощности вплоть до единицы [3]. Главная проблема использования МПЧ заключается в более сложной, чем в двухзвенном преобразователе, системе модуляционного управле-

ния, а также более сложных способах модификации системы модуляции [4, 5].

Рисунок 1. Схема матричного преобразователя

Рисунок 2. Схема модулей матричного преобразователя

Схема замещения матричного преобразователя

Для синтеза системы модуляционного управления на основе методов пространственно-векторной модуляции необходимо

преобразовать матричный преобразователь к виду двухзвенного преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока.

Рисунок 3. Схема замещения матричного преобразователя

Схема замещения матричного преобразователя частоты представлена на рисунке 3, где приняты следующие обозначения: U_{dc+} — положительное напряжение постоянного тока; U_{dc-} — отрицательное напряжение постоянного тока; I_{dc+} — положительный постоянный ток; I_{dc-} — отрицательный постоянный ток; $S_{a,b,c}$ — управляющие импульсы в цепи выпрямителя; $S_{A,B,C}$ — управляющие импульсы в цепи инвертора.

Разделение МПЧ на выпрямитель и инвертор дает возможность выполнить синтез системы модуляционной системы с возможностью формирования выходного напряжения и управлением входным током.

Модуляция пространственного вектора входного тока

Векторная диаграмма входного тока МПЧ представлена на рисунке 4 [6, 7]. Постоянное напряжение шины и входные токи можно представить следующим образом:

$$\begin{bmatrix} U_{dc+} \\ U_{dc-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc+} \\ I_{dc-} \end{bmatrix}$$

Заданный вектор входного тока выпрямителя (тока сети) может быть представлен комбинацией базовых векторов: двухактивным вектором, между которым находится заданный вектор входного тока, и нулевым вектором следующим образом:

$$I_i = d_\gamma I_\gamma + d_\delta I_\delta + d_{0i} I_0$$

где d_γ , d_δ , d_{0i} — интервальные коэффициенты модуляции, которые определяют время действия базовых векторов тока в цикле модуляции.

Коэффициент модуляции тока вычисляется следующим образом:

$$m_i = \frac{|I_i|}{I_{dc}}$$

Интервальные коэффициенты модуляции тока вычисляются следующим образом:

$$d_\gamma = m_i \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_i\right)$$

$$d_\delta = m_i \sin(\Delta_i)$$

$$d_{0i} = 1 - d_\gamma - d_\delta$$

Модуляция пространственного вектора выходного напряжения

Векторная диаграмма выходного напряжения МПЧ представлена на рисунке 5.

Постоянный ток и выходное напряжение можно представить следующим образом:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dc+} \\ U_{dc-} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_{dc+} \\ I_{dc-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}.$$

Заданный вектор выходного напряжения инвертор (напряжения нагрузки) может быть представлен комбинацией базовых векторов следующим образом:

$$U_0^* = d_\alpha U_\alpha + d_\beta U_\beta + d_{0u} U_0,$$

где d_α , d_β , d_{0u} – интервальные коэффициенты модуляции, которые определяют время действия базовых векторов напряжения в цикле модуляции.

Коэффициент модуляции напряжения вычисляется следующим образом:

$$m_u = \frac{|U_0|}{U_{DC}}.$$

Интервальные коэффициенты модуляции напряжения вычисляется следующим образом:

$$d_\alpha = m_u \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_v\right)$$

$$d_\beta = m_u \sin(\Delta_v)$$

$$d_{0u} = 1 - d_\alpha - d_\beta.$$

Рисунок 4. Векторная диаграмма входного тока

Рисунок 5. Векторная диаграмма выходного напряжения

Формирование коммутационных функций косвенным методом

Для обеспечения симметрии входного тока и выходного напряжения на периоде модуляции необходимо обеспечивать определенную последовательность коммутации выпрямления (γ - δ -0) с коммутацией инвертора (α - β -0). Поэтому модуляция должна обеспечивать следующую последовательность коммутации:

$$\alpha\gamma \rightarrow \beta\gamma \rightarrow \beta\delta \rightarrow \alpha\delta.$$

Каждый элемент последовательности для каждого этапа коммутации в этой последовательности представляет собой умножение соответствующих компонентов следующим образом:

$$d_{\alpha\gamma} = d_\alpha d_\gamma$$

$$d_{\alpha\delta} = d_\alpha d_\delta$$

$$d_{\beta\gamma} = d_\beta d_\gamma$$

$$d_{\beta\delta} = d_\beta d_\delta$$

$$d_0 = 1 - (d_{\alpha\gamma} + d_{\alpha\delta} + d_{\beta\gamma} + d_{\beta\delta})$$

Схема замещения фаз МПЧ представлена на рисунке 6. Для формирования напряжения на выходной фазе требуется комбинация из шести коммутационных функций силовых ключей, например, для фазы А два ключа S_7 и S_8 инвертора и шесть ключей $S_1 - S_6$ выпрямителя.

Таким образом, управлением ключами выпрямителя и инвертора должно осуществляться согласовано следующим образом:

$$\begin{aligned}
 A &= a(S_7S_1 + S_8S_2) + b(S_7S_3 + S_8S_4) + c(S_7S_5 + S_8S_6) \\
 S_{aA} &= S_7S_1 + S_8S_2 \\
 S_{bA} &= S_7S_3 + S_8S_4 \\
 S_{cA} &= S_7S_5 + S_8S_6
 \end{aligned} \quad , \quad (1)$$

$$A = aS_{aA} + bS_{bA} + cS_{cA} , \quad (2)$$

$$[S_{aA} \quad S_{bA} \quad S_{cA}] = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_7 \\ S_8 \end{bmatrix} = (S_7S_1 + S_8S_2)(S_7S_3 + S_8S_4)(S_7S_5 + S_8S_6) , \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7S_1 + S_8S_2 & S_7S_3 + S_8S_4 & S_7S_5 + S_8S_6 \\ S_9S_1 + S_{10}S_2 & S_9S_3 + S_{10}S_4 & S_9S_5 + S_{10}S_6 \\ S_{11}S_1 + S_{12}S_2 & S_{11}S_3 + S_{12}S_4 & S_{11}S_5 + S_{12}S_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} . \quad (4)$$

Рисунок 6. Схема замещения фазы А МПЧ

Коэффициенты модуляции могут быть представлены следующим образом:

$$\begin{aligned}
 d_\gamma d_\alpha &= \frac{2|U_0|}{\sqrt{3}|U_i|} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_v\right) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_i\right) \\
 d_\delta d_\alpha &= \frac{2|U_0|}{\sqrt{3}|U_i|} \sin(\Delta_i) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_i\right) , \quad (5) \\
 d_\gamma d_\beta &= \frac{2|U_0|}{\sqrt{3}|U_i|} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_v\right) \sin(\Delta_v) \\
 d_\delta d_\beta &= \frac{2|U_0|}{\sqrt{3}|U_i|} \sin(\Delta_v) \sin(\Delta_i)
 \end{aligned}$$

Эти коэффициенты могут быть рассчитаны для всех фаз МПЧ. Из представленных уравнений можно сделать вывод, что максимальное передаточное отношение для МИ равно $\frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866$.

Последовательность формирования базовых векторов тока МПЧ должна строиться следующим образом:

– выпрямителя:

$$I_\gamma \rightarrow I_\delta \rightarrow I_0 \rightarrow I_\delta \rightarrow I_\gamma$$

– инвертора:

$$U_\alpha \rightarrow U_\beta \rightarrow U_0 \rightarrow U_\beta \rightarrow U_\alpha$$

В МПЧ выходные напряжения должны формироваться в девять шагов:

– если сумма $NV + Ni$ имеет нечетное значение, то

$$\alpha\gamma - \beta\gamma - \beta\delta - \alpha\delta - 0 - \alpha\delta - \beta\delta - \beta\gamma - \alpha\gamma$$

– если сумма $NV + Ni$ имеет четное значение

$$\beta\gamma - \alpha\gamma - \alpha\delta - \beta\delta - 0 - \beta\delta - \alpha\delta - \alpha\gamma - \beta\gamma.$$

Порядок формирования векторов выходного напряжения для всех секторов фазовой плоскости (рис. 4 и 5) представлен в таблице 1.

Результаты моделирования

Для исследования эффективности использования косвенного метода модуляции матричного преобразователя частоты выполнялось имитационное моделирование в MatLab.

Схема имитационной модели представлена на рисунке 7. Имитационная модель имеет следующие параметры: входное напряжение 220 В, 50 Гц, сопротивление нагрузки $R = 2$ Ом, индуктивность $L = 10$ мГн.

Таблица 1. Порядок формирования векторов выходного напряжения МПЧ

Сектор напряжения и тока N_v-N_i	Комбинация переключателя и переключатель					Порядок переключения
	P_1	P_2	P_3	P_4	P_0	
U1-I6	abb	aab	aac	acc	ccc	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta-\alpha\delta-0-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U2-I6	bab	aab	aac	cac	ccc	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U3-I6	bab	baa	caa	cac	ccc	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U4-I6	bba	baa	caa	cca	ccc	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U5-I6	bba	aba	aca	cca	ccc	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U6-I6	abb	aba	aca	acc	ccc	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U1-I1	aac	acc	bcc	bbc	bbb	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U2-I1	aac	cac	cbc	bbc	bbb	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U3-I1	caa	cac	cbc	cbb	bbb	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U4-I1	caa	cca	ccb	cbb	bbb	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U5-I1	aca	cca	ccb	ccb	bbb	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U6-I1	aca	acc	bcc	ccb	bbb	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U1-I2	bcc	bbc	bba	baa	aaa	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U2-I2	cbc	bbc	bba	aba	aaa	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U3-I2	cbc	cbb	abb	aba	aaa	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U4-I2	ccb	cbb	abb	aab	aaa	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U5-I2	ccb	ccb	bab	aab	aaa	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U6-I2	bcc	ccb	bab	baa	aaa	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U1-I3	bba	baa	caa	cca	ccc	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U2-I3	bba	aba	aca	cca	ccc	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U3-I3	abb	aba	aca	acc	ccc	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U4-I3	abb	aab	aac	acc	ccc	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U5-I3	bab	aab	aac	cac	ccc	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U6-I3	bab	baa	caa	cac	ccc	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U1-I4	caa	cca	ccb	cbb	bbb	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U2-I4	aca	cca	ccb	ccb	bbb	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U3-I4	aca	acc	bcc	ccb	bbb	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U4-I4	aac	acc	bcc	bbc	bbb	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U5-I4	aac	cac	cbc	bbc	bbb	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U6-I4	caa	cac	cbc	cbb	bbb	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U1-I5	ccb	cbb	abb	aab	aaa	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U2-I5	ccb	ccb	bab	aab	aaa	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U3-I5	bcc	ccb	bab	baa	aaa	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U4-I5	bcc	bbc	bba	baa	aaa	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$
U5-I5	cbc	bbc	bba	aba	aaa	$\beta\gamma-\alpha\gamma-\alpha\delta-\beta\delta-0-\beta\delta-\alpha\delta-\alpha\gamma-\beta\gamma$
U6-I5	cbc	cbb	abb	aba	aaa	$\alpha\gamma-\beta\gamma-\beta\delta-\alpha\delta-0-\alpha\delta-\beta\delta-\beta\gamma-\alpha\gamma$

Результаты имитационного моделирования представлены на:

– рис. 8: входные протяжение и ток одной фазы матричного преобразователя;

– рис. 9: выходные протяжение и ток одной фазы нагрузки матричного преобразователя;

– рис. 10: входные протяжение и ток одной фазы сети при установке на входе матрич-

ного преобразователя сетевого фильтро-компенсирующего устройства;

– рис. 11: спектрограмма выходного напряжения матричного преобразователя.

Анализ результатов моделирования показывает, что входной ток инвертора имеет импульсную форму, почти идентичную входному напряжению. Входной ток и напряжения синфазны, а использование сетевого

фильтра позволят добиться единичного коэффициента мощности сети.

Выводы

Метод косвенной модуляции обеспечивает полное управление переменными МПЧ.

Однако требует деления преобразователя частоты на два отдельных выпрямителя и инвертора для обеспечения контроля входного ток и выходного напряжения.

Рисунок 7. Схема моделирования для ISVM

Рисунок 8. Напряжение и ток на входной МПЧ

Рисунок 9. Напряжение и ток при нагрузке

Рисунок 10. Напряжение и ток сети

Рисунок 11. Коэффициент искажения напряжения на выходе

Список литературы

1. Аракелян А.К., Кокорин Н.В., Моделирование матричного преобразователя // Труды академии электротехнических наук Чувашской Республики. – 2009. - № 1. - С. 47-52.
2. Сидоров С.Н. Матричный преобразователь частоты объект скалярного управления // Силовая электроника. – 2009. - № 3.
3. Аракелян А.К., Кокорин Н.В. Анализ устойчивости системы с матричным преобразователем частоты и входным фильтром // Электричество. – 2010. - № 1. – С. 43-47.
4. Larsen K.B., Jorgensen A.H., Helle L., Blaabjerg F. Analysis of symmetrical pulse width modulation strategies for matrix converters. IEEE 33rd Annual, 2002. – vol. 2. – P. 899-904.
5. Satheesh G., Chamdranth Naidu, Priyanka P. Modelling of matrix converter based on venturini modulation scheme. IJAICT, 2017. – vol. 3, Issue: 11. – P. 1197–1205.
6. Аракелян А.К., Кокорин Н.В. Комбинированный алгоритм безопасной коммутации ключей матричного преобразователя // Электричество. – 2009. - № 11. – С. 52-56.
7. Климов В.Н., Климова С.В. Двухнаправленные ключи в матричных структурах преобразователей переменного тока // Силовая электроника. – 2008. - № 4. – С. 20-24.

References

1. Arakeljan A.K., Kokorin N.V. Modelirovanije matrichnogo preobrazovatelja // Trudy akademii elektrotehnicheskikh nauk Chuvashskoj Respubliki. – 2009. - № 1. – P. 47-52.
2. Sidorov S.N. Matrichnyj preobrazovatel' chastoty objekt skaljarnogo upravlenija // Silovaja elektronika. – 2009. - № 3.
3. Arakeljan A.K., Kokorin N.V. Analiz ustojchivosti sistemy s matrichnym preobrazovatelem chastoty i vhodnym fil'trom // Elektrichestvo. – 2010. - № 1. - P. 43-47.
4. Larsen K.B., Jorgensen A.H., Helle L., Blaabjerg F. Analysis of symmetrical pulse width modulation strategies for matrix converters. IEEE 33rd Annual, 2002. – vol. 2. – P. 899-904.
5. Satheesh G., Chamdranth Naidu, Priyanka P. Modelling of matrix converter based on venturini modulation scheme. IJAICT, 2017. – vol. 3, Issue: 11. – P. 1197–1205.
6. Arakeljan A.K., Kokorin N.V. Kombinirovannyj algoritm bezopasnoj kommutacii kljuchej matrichnogo preobrazovatelja // Elektrichestvo. – 2009. - № 11. – P. 52-56.
7. Klimov V.N., Klimova S.V. Dvunapravlennyye kljuchi v matrichnyh strukturah preobrazovatelej peremennogo toka // Silovaja elektronika. – 2008. - № 4. – P. 20-24.