

Устройства аналоговой и цифровой электроники

УДК 62-83:621.313.3

DOI: 10.14529/power150103

МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ МАТРИЧНОГО ТИПА С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ПО МЕТОДУ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИИ

В.Н. Мещеряков¹, Д.В. Байков²

¹ Липецкий государственный технический университет, г. Липецк

² Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарева, г. Саранск

Матричные преобразователи частоты на полностью управляемых ключах переменного тока являются одним из перспективных решений в сфере экономии энергии и развития электропривода переменного тока. Возможность рекуперативного торможения позволяет расширить сферу применения частотных преобразователей и улучшить их эксплуатационные характеристики.

В работе использованы общие положения теории цепей, методы математического и численного моделирования, линейная алгебра, теория нелинейных и дискретных систем управления и теория цифровой обработки сигналов. Основным методом исследования в данной работе является метод математического моделирования. При обработке результатов исследований широко применялось современное программное обеспечение.

Произведен полный математический анализ силовой схемы матричного преобразователя частоты вместе с вычислением коммутационных циклов (алгоритма коммутации) как для низкого коэффициента передачи напряжения (0,5), так и для максимального коэффициента передачи напряжения (0,866). Рассмотрена работа преобразователя частоты матричного типа, представляющего собой комбинацию виртуального активного выпрямителя и виртуального автономного инвертора напряжения с непосредственным управлением по методу пространственно-векторной модуляции. Разработаны имитационные модели такой системы и представлены результаты моделирования в среде MATLAB/Simulink.

Представленные результаты исследований показывают, что высокие качественные показатели электропривода с матричным преобразователем частоты, несомненно, открывают для него широкие перспективы. Данный вид преобразователей может с успехом найти применение в машинах двойного питания для ветрогенераторов, на производственных линиях в стальном производстве, на погрузочно-разгрузочных устройствах, лифтах, подъемниках, в стендах обкатки двигателей внутреннего сгорания, а из-за меньших массогабаритных показателей матричный преобразователь частоты может найти применение в тех областях промышленности, где размер и вес преобразователя имеют жизненное значение, а ограничение величины выходного тока не критично, как например в аэро- и космической промышленности. Однако несмотря на все свои преимущества над схемами обычных преобразователей частоты, схемы матричных преобразователей пока не нашли широкого применения ввиду большого количества полупроводниковых приборов и сложных алгоритмов управления.

Ключевые слова: матричный преобразователь частоты, пространственно-векторная модуляция, имитационная модель, автономный инвертор напряжения, активный выпрямитель.

Введение

Матричные преобразователи частоты (МПЧ) на полностью управляемых ключах переменного тока (рис. 1) являются одним из перспективных решений в сфере экономии энергии и развития электропривода переменного тока. Возможность рекуперативного торможения позволяет расширить сферу применения частотных преобразователей и улучшить их эксплуатационные характеристики. Основными преимуществами МПЧ относительно преобразователей частоты (ПЧ) со звеном постоянного тока являются: двунаправленный обмен энергией между питающей сетью и нагрузкой; высокие энергетические характеристики; отсутствие в силовой части дорогостоящих электролити-

ческих конденсаторов большой емкости существенно ухудшающих массогабаритные показатели преобразователя.

В последнее время большое внимание уделяется исследованиям различных методов модуляции МПЧ [1–3]. Первые принципы управления МПЧ сформулированы в работах итальянских ученых в 1980 г. [4, 5]. Данный алгоритм способен обеспечивать максимальный коэффициент передачи напряжения q , равный 0,5. В 1989 г. в [6] был опубликован оптимизированный алгоритм с генерацией третьей гармоники в выходном фазном напряжении. Этот алгоритм позволил увеличить коэффициент передачи напряжения q до значения $\sqrt{3}/2$. В 1987 г. канадский ученый сформулировал

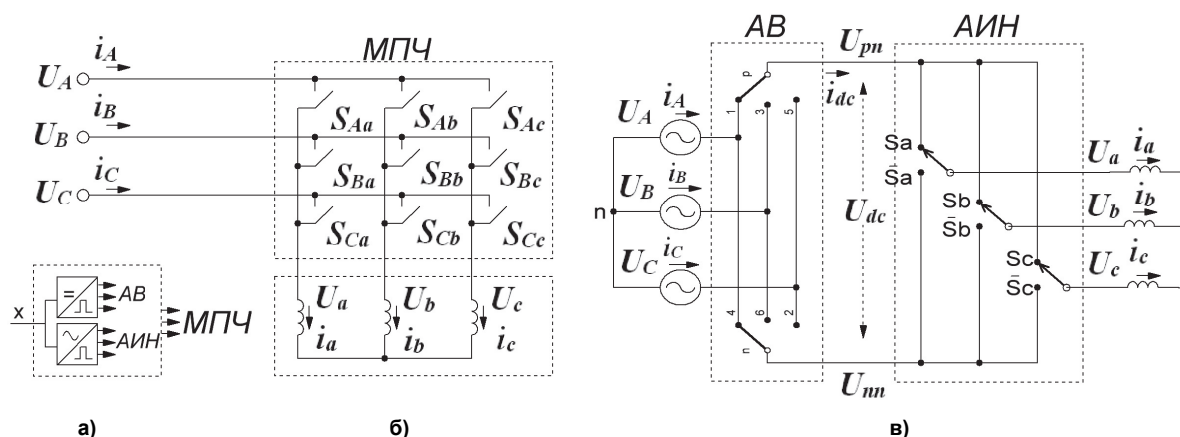


Рис. 1. Матричный преобразователь частоты: а – управляющая часть; б – силовая часть; в – схема замещения

алгоритм скалярной модуляции [7]. Также как и в оптимизированном алгоритме, для генерации выходного напряжения используется дополнение гармонической составляющей третьего порядка, что позволяет увеличить коэффициент передачи напряжения q до значения $\sqrt{3}/2$. Несмотря на некоторые различия, коэффициенты модуляции практически соответствуют коэффициентам, рассчитанным по оптимизированному алгоритму. Отличие между этими двумя алгоритмами заключено лишь в том, что вычисленные по оптимизированному алгоритму коэффициенты модуляции зависят от коэффициента передачи напряжения q , а в алгоритме канадского ученого они постоянны и равны своему максимальному значению.

Особого внимания заслуживают слабо изученные, но перспективные на сегодняшний день методы пространственно-векторной модуляции (ПВМ) МПЧ, также обеспечивающие максимальный коэффициент передачи напряжения q равный $\sqrt{3}/2$. Одним из таких методов является косвенная пространственно-векторная модуляция (Indirect SVM или ISVM), предложенная в 1989 году, после того как МПЧ был представлен в эквивалентной схеме, сочетающей выпрямитель и инвертор, связанные с помощью виртуального звена постоянного тока [6, 8]. Такой метод позволяет использовать для управления МПЧ хорошо известные алгоритмы ПВМ выпрямительной и инверторной частей двухзвенных преобразователей частоты [9].

В данной же статье рассмотрен преобразователь частоты матричного типа, представляющий собой комбинацию виртуального активного выпрямителя (АВ) и виртуального автономного инвертора напряжения (АИН) с непосредственным управлением по методу пространственно-векторной модуляции.

Описание

Метод ПВМ был разработан в связи с расширением возможностей систем микропроцессорного управления и в настоящее время широко исполь-

зуется в схемах ПЧ. В теории ПВМ ключевую роль играет понятие пространственного вектора, представляющего собой трехфазную систему векторов на комплексной плоскости. Управление в режиме ПВМ позволяет получить в каждый период времени требуемое положение вектора на комплексной плоскости. Этот вектор представлен на d - q плоскости, на которой он дает проекции на действительную и мнимую оси. Поскольку ПВМ рассматривает все три модулирующих сигнала или напряжения как одно целое, векторная сумма трех модулирующих сигналов или напряжений известна как опорное напряжение U_{oref} , которое связано с величиной выходного напряжения переключающих топологий.

Для симметричной трехфазной системы синусоид мгновенные значения выходных напряжений могут быть представлены в виде

$$\begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = u_0 \begin{bmatrix} \cos \omega_0 t \\ \cos(\omega_0 t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_0 t - 240^\circ) \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Представим (1) в форме комплексного пространственного вектора:

$$\vec{U}_0 = \frac{2}{3} \left[u_a(t) + u_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] = u_0 e^{j\psi_0 t}, \quad (2)$$

где $e^{j\psi_0 t} = \cos \psi_0 t + j \cdot \sin \psi_0 t$ – оператор фазового сдвига трехфазной системы; u_0 и ψ_0 – амплитуда и угол пространственного вектора выходного напряжения.

Подобно этому, пространственно-векторное представление трехфазного входного напряжения имеет вид

$$\vec{U}_i = \frac{2}{3} \left[u_A(t) + u_B(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_C(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] = u_i e^{j\psi_i t}, \quad (3)$$

где u_i и ψ_i – амплитуда и угол пространственного вектора входного напряжения.

Если к выходу преобразователя подключена симметричная трехфазная нагрузка, то пространственно-векторное представление выходных и входных токов будут иметь вид:

$$\bar{I}_0 = \frac{2}{3} \left[i_a(t) + i_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] = i_0 e^{j(\psi_{0t} - \theta_0)}; \quad (4)$$

$$\bar{I}_i = \frac{2}{3} \left[i_A(t) + i_B(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] = i_i e^{j(\psi_{it} - \theta_i)}, \quad (5)$$

где θ_0 – угол вектора выходного тока внутри сектора, а θ_i – угол вектора входного тока внутри сектора.

Так как МПЧ непосредственно подключает нагрузку к источнику напряжения с помощью девяти двунаправленных ключей, то входные фазы никогда не должны закорачиваться, а из-за индуктивного характера нагрузки выходные фазы никогда не должны оставаться разомкнутыми.

Если переключающую функцию ключа S_{xy} определить как

$$S_{xy} = \begin{cases} 1, & S_{xy} \text{ замкнут} \\ 0, & S_{xy} \text{ разомкнут} \end{cases} \quad x \in \{a, b, c\}, y \in \{A, B, C\}, \quad (6)$$

то упомянутые ограничения могут быть выражены как

$$S_{xA} + S_{xB} + S_{xC} = 1. \quad (7)$$

Так как нагрузкой МПЧ могут служить трехфазные обмотки электродвигателей переменного тока, то для корректной работы преобразователя (отсутствие интервалов короткого замыкания фаз сети и разрыва тока нагрузки) необходимо выполнять следующее условие: из девяти ключей МПЧ одновременно замкнутыми (активными) всегда должны быть три ключа, относящиеся к разным фазам нагрузки [9]. Таким образом, существует 27 разрешенных комбинаций открытых ключей, представленных в табл. 1. Для каждой комби-

Таблица 1

Состояния ключей МПЧ

Группа	№	Вектор	Ключи	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}	i_A	i_B	i_C	\bar{U}_0	ψ_0	\bar{I}_i	ψ_i
I	1	+1	$S_{Aa,Bb,Bc}$	U_{AB}	0	$-U_{AB}$	i_a	$-i_a$	0	$(2/3)U_{AB}$	0	$2/\sqrt{3}i_a$	$-\pi/6$
	2	-1	$S_{Ba,Ab,Ac}$	$-U_{AB}$	0	U_{AB}	$-i_a$	i_a	0	$-(2/3)U_{AB}$	0	$-2/\sqrt{3}i_a$	$-\pi/6$
	3	+2	$S_{Ba,Cb,Cc}$	U_{BC}	0	$-U_{BC}$	0	i_a	$-i_a$	$(2/3)U_{BC}$	0	$2/\sqrt{3}i_a$	$\pi/2$
	4	-2	$S_{Ca,Bb,Bc}$	$-U_{BC}$	0	U_{BC}	0	$-i_a$	i_a	$-(2/3)U_{BC}$	0	$-2/\sqrt{3}i_a$	$\pi/2$
	5	+3	$S_{Ca,Ab,Ac}$	U_{CA}	0	$-U_{CA}$	$-i_a$	0	i_a	$(2/3)U_{CA}$	0	$2/\sqrt{3}i_a$	$7\pi/6$
	6	-3	$S_{Aa,Cb,Cc}$	$-U_{CA}$	0	U_{CA}	i_a	0	$-i_a$	$-(2/3)U_{CA}$	0	$-2/\sqrt{3}i_a$	$7\pi/6$
	7	+4	$S_{Ba,Ab,Bc}$	$-U_{AB}$	U_{AB}	0	i_b	$-i_b$	0	$(2/3)U_{AB}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_b$	$-\pi/6$
	8	-4	$S_{Aa,Bb,Ac}$	U_{AB}	$-U_{AB}$	0	$-i_b$	i_b	0	$-(2/3)U_{AB}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_b$	$-\pi/6$
	9	+5	$S_{Ca,Bb,Cc}$	$-U_{BC}$	U_{BC}	0	0	i_b	$-i_b$	$(2/3)U_{BC}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_b$	$\pi/2$
	10	-5	$S_{Ba,Cb,Bc}$	U_{BC}	$-U_{BC}$	0	0	$-i_b$	i_b	$-(2/3)U_{BC}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_b$	$\pi/2$
	11	+6	$S_{Aa,Cb,Ac}$	$-U_{CA}$	U_{CA}	0	$-i_b$	0	i_b	$(2/3)U_{CA}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_b$	$7\pi/6$
	12	-6	$S_{Ca,Ab,Cc}$	U_{CA}	$-U_{CA}$	0	i_b	0	$-i_b$	$-(2/3)U_{CA}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_b$	$7\pi/6$
	13	+7	$S_{Ba,Bb,Ac}$	0	$-U_{AB}$	U_{AB}	i_c	$-i_c$	0	$(2/3)U_{AB}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_c$	$-\pi/6$
	14	-7	$S_{Aa,Ab,Bc}$	0	U_{AB}	$-U_{AB}$	$-i_c$	i_c	0	$-(2/3)U_{AB}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_c$	$-\pi/6$
	15	+8	$S_{Ca,Cb,Bc}$	0	$-U_{BC}$	U_{BC}	0	i_c	$-i_c$	$(2/3)U_{BC}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_c$	$\pi/2$
	16	-8	$S_{Ba,Ba,Cc}$	0	U_{BC}	$-U_{BC}$	0	$-i_c$	i_c	$-(2/3)U_{BC}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_c$	$\pi/2$
	17	+9	$S_{Aa,Ab,Cc}$	0	$-U_{CA}$	U_{CA}	$-i_c$	0	i_c	$(2/3)U_{CA}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3}i_c$	$7\pi/6$
	18	-9	$S_{Ca,Cb,Ac}$	0	U_{CA}	$-U_{CA}$	i_c	0	$-i_c$	$-(2/3)U_{CA}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3}i_c$	$7\pi/6$
II	19	0	$S_{Aa,Ab,Ac}$	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
	20	0	$S_{Ba,Bb,Bc}$	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
	21	0	$S_{Ca,Cb,Cc}$	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
III	22	-	$S_{Aa,Bb,Cc}$	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}	i_a	i_b	i_c	u_i	ψ_{it}	i_0	ψ_{0t}
	23	-	$S_{Aa,Cb,Bc}$	$-U_{CA}$	$-U_{BC}$	$-U_{AB}$	i_a	i_c	i_b	$-u_i$	$-\psi_{it} + 4\pi/3$	i_0	$-\psi_{0t}$
	24	-	$S_{Ba,Cb,Ac}$	$-U_{AB}$	$-U_{CA}$	$-U_{BC}$	i_b	i_a	i_c	$-u_i$	$-\psi_{it}$	i_0	$-\psi_{0t} + 2\pi/3$
	25	-	$S_{Ba,Ab,Cc}$	U_{BC}	U_{CA}	U_{AB}	i_c	i_a	i_b	u_i	$\psi_{it} + 4\pi/3$	i_0	$\psi_{0t} + 2\pi/3$
	26	-	$S_{Ca,Ab,Bc}$	U_{CA}	U_{AB}	U_{BC}	i_b	i_c	i_a	u_i	$\psi_{it} + 2\pi/3$	i_0	$\psi_{0t} + 4\pi/3$
	27	-	$S_{Ca,Bb,Ac}$	$-U_{BC}$	$-U_{AB}$	$-U_{CA}$	i_c	i_b	i_a	$-u_i$	$-\psi_{it} + 2\pi/3$	i_0	$-\psi_{0t} + 4\pi/3$

нации линейные напряжения входа и выхода могут быть выражены в виде пространственных векторов.

Группа I содержит 18 комбинаций активных векторов выходного напряжения \bar{U}_0 и активных векторов входного \bar{I}_i , имеющих фиксированное направление. Они имеют место, когда все три выходные фазы соединены каким-либо образом только с двумя входными фазами.

Группа II содержит 3 комбинации нулевых векторов выходного напряжения и входного тока. В этом случае все три фазы связаны только с одной из выходных фаз.

Группа III содержит 6 комбинаций, в которых каждая выходная фаза связана с различной входной фазой. В этом случае величина и фаза каждого из векторов являются переменными. Эта группа векторов не используется.

Алгоритм ПВМ подразумевает полный контроль над вектором выходного напряжения \bar{U}_0 и вектором входного тока \bar{I}_i с использованием 18 ак-

тивных векторов первой группы и 3 нулевых векторов второй группы.

Рассмотрим подробнее выпрямительную часть МПЧ, представленную на рис. 1, в как отдельный АВ, нагруженный генератором постоянного тока i_{dc} . Векторная диаграмма входных токов АВ показана на рис. 2, а. Пространственный вектор желаемого входного тока АВ может быть аппроксимирован двумя смежными векторами, как показано на рис. 3.

Относительные длительности ненулевых векторов $d_{\alpha i}, d_{\beta i}$ и нулевого вектора d_{0i} рассчитываются для каждого периода модуляции по выражениям:

$$d_{\alpha i} = m_i \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right); \quad (8)$$

$$d_{\beta i} = m_i \cdot \sin \theta_i; \quad (9)$$

$$d_{0i} = 1 - d_{\alpha i} - d_{\beta i}, \quad (10)$$

где θ_i – угол вектора входного тока внутри сектора; m_i – коэффициент модуляции тока $0 \leq m_i \leq 1$.

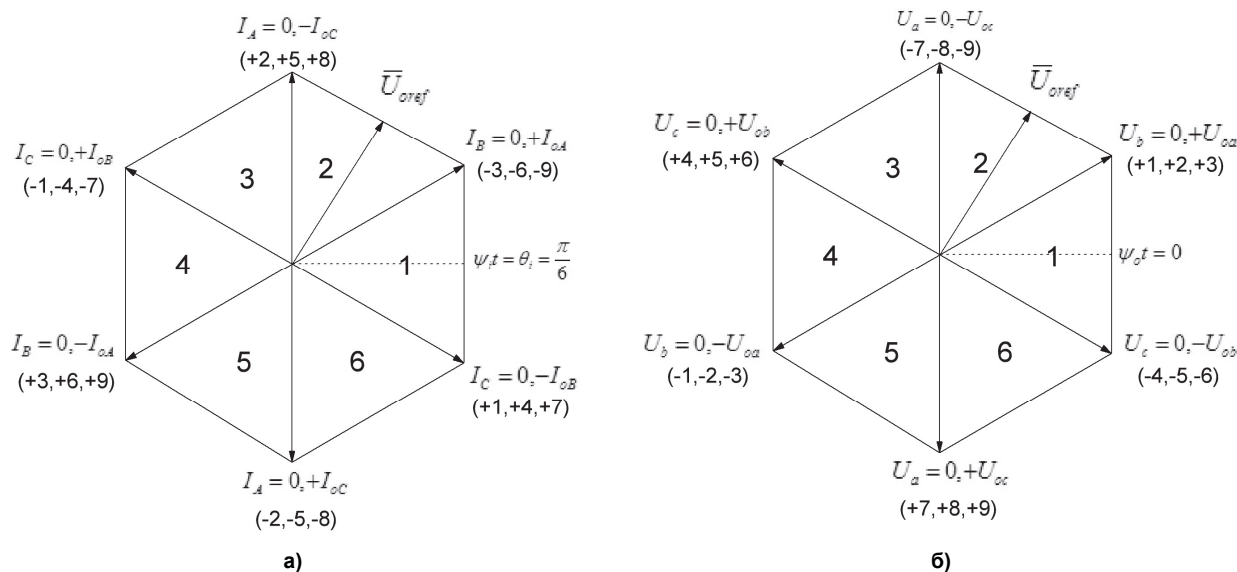


Рис. 2. Векторные диаграммы: а – входных токов АВ; б – выходных напряжений АИН

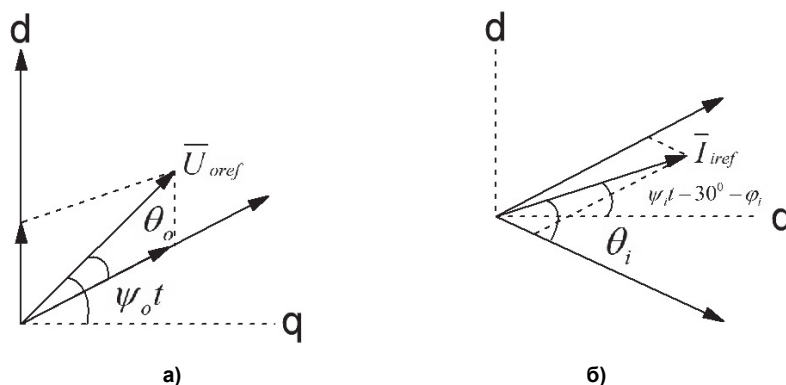


Рис. 3. Векторные диаграммы АВ: а – выходной секстант 2; б – входной секстант 1

Для цикла переключений в пределах первого сектора имеем следующее выражение:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_A \\ \bar{I}_B \\ \bar{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{\alpha i} + d_{\beta i} \\ -d_{\alpha i} \\ -d_{\beta i} \end{bmatrix} \cdot i_{dc} = m_i \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\theta_i - \frac{\pi}{6}\right) \\ -\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \\ -\sin\theta_i \end{bmatrix} \cdot i_{dc}. \quad (11)$$

Заменим θ_i его значением:

$$\theta_i = (\psi_i t - \varphi_i) + \frac{\pi}{6}, \quad \frac{\pi}{6} \leq \psi_i t - \varphi_i \leq -\frac{\pi}{6}, \quad (12)$$

где φ_i – угол между напряжением и током.

Матрица преобразования АВ \bar{T}_{AB} определяется следующим выражением:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_A \\ \bar{I}_B \\ \bar{I}_C \end{bmatrix} = m_i \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \varphi_i) \\ \cos\left(\omega_i t - \varphi_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_i t - \varphi_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot I_{dc} = \bar{T}_{AB} \cdot I_{dc}. \quad (13)$$

Подстановка коэффициента модуляции тока $0 \leq m_i \leq 1$ в (13) дает желаемую фазу входного тока. Выходное напряжение АВ определяется следующим выражением

$$\bar{U}_{pn} = \frac{3}{2} m_i \cdot u_i \cdot \cos \varphi_i = \text{const}. \quad (14)$$

Будем считать инверторную часть МПЧ, показанного на рис. 1, в, отдельным АИН, питающимся от источника постоянного напряжения $U_{pn} = U_{dc}$. Так как ключи АИН могут находиться только в шести разрешенных комбинациях, которые дают ненулевые выходные напряжения, то результирующий пространственный вектор выходного линейного напряжения, определяемый уравнением (2), может принимать только семь дискретных значений. Векторы $U_0 - U_6$, представленные на рис. 2, б, называются векторами напряжений коммутационных состояний.

Пространственный вектор желаемых выходных линейных напряжений

$$\bar{U}_0 = \sqrt{3} \cdot U_{0x} e^{j(\psi_0 t - \varphi_0 + 30^\circ)}; \quad (15)$$

$U_{0x}; x \in \{a, b, c\}$

может быть аппроксимирован двумя смежными векторами состояний U_d и U_q и вектором нулевых напряжений U_0 с помощью ШИМ, как показано на рис. 3, а, где \bar{U}_{oref} – выборка значения напряжения \bar{U}_0 в некоторый момент в пределах цикла переключений T_s . Относительные длительности ненулевых векторов $d_{\alpha u}, d_{\beta u}$ и нулевого вектора d_{0u} рассчитываются для каждого периода модуляции по выражениям:

$$d_{\alpha u} = m_u \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_u\right); \quad (16)$$

$$d_{\beta u} = m_u \cdot \sin \theta_u; \quad (17)$$

$$d_{0u} = 1 - d_{\alpha u} - d_{\beta u}, \quad (18)$$

где θ_u – угол вектора выходного напряжения внутри сектора; m_u – коэффициент модуляции напряжения $0 \leq m_u \leq \frac{U_0 \sqrt{3}}{U_{dc}} \leq 1$.

Секторы векторной диаграммы напряжений АИН на рис. 2, б прямо соответствуют шести сектантам трехфазного выходного напряжения, показанным на рис. 4.

Усредненные выходные напряжения определяются выражением

$$\begin{bmatrix} \bar{U}_a \\ \bar{U}_b \\ \bar{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{\alpha u} + d_{\beta u} \\ -d_{\alpha u} \\ -d_{\beta u} \end{bmatrix} \cdot U_{dc} = m_u \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\theta_u - \frac{\pi}{6}\right) \\ -\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_u\right) \\ -\sin(\theta_u) \end{bmatrix} \cdot U_{dc}. \quad (19)$$

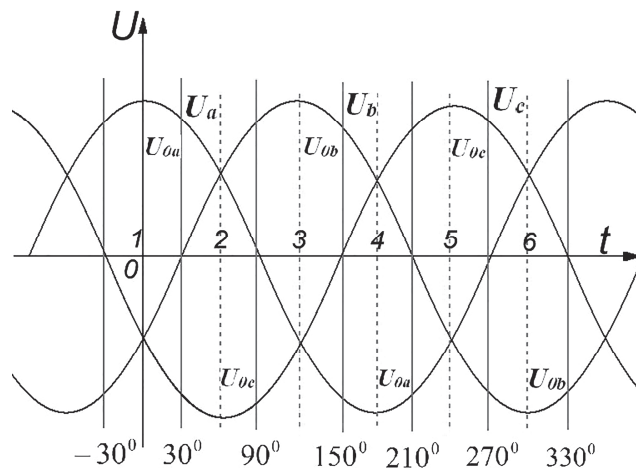


Рис. 4. Шесть сектантов кривых выходных напряжений

Для первого секстанта:

$$-30^\circ \leq \psi_0 t - \varphi_0 + 30^\circ \leq 30^\circ$$

и $\theta_u = (\psi_0 t - \varphi_0 + 30^\circ) + 30^\circ$. (20)

Подставим уравнение (20) в (19), в результате получаем следующее выражение

$$U_0 = \begin{bmatrix} \bar{U}_a \\ \bar{U}_b \\ \bar{U}_c \end{bmatrix} = m_u \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi_0 t - \varphi_0 + 30^\circ) \\ \cos(\psi_0 t - \varphi_0 + 30^\circ - 120^\circ) \\ \cos(\psi_0 t - \varphi_0 + 30^\circ + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot U_{dc} = \bar{T}_{\text{АИН}} \cdot U_{dc}. \quad (21)$$

Подставляя коэффициент модуляции напряжения $0 \leq m_u \leq \frac{U_0 \sqrt{3}}{U_{dc}} \leq 1$ в (21), получаем следующее выражение

$$U_0 = \begin{bmatrix} \bar{U}_a \\ \bar{U}_b \\ \bar{U}_c \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot U_{0x} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi_0 t - \varphi_0 + 30^\circ) \\ \cos(\psi_0 t - \varphi_0 + 30^\circ - 120^\circ) \\ \cos(\psi_0 t - \varphi_0 + 30^\circ + 120^\circ) \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Усредненный входной ток АИН определяется как

$$\bar{I}_p = \bar{T}_{\text{АИН}}^T \cdot I_0 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_{0m} \cdot m_u \cdot \cos \varphi_0 = \text{const}. \quad (23)$$

Коэффициент модуляции для данного алгоритма управления задается как

$$m = m_i \cdot m_u. \quad (24)$$

Так как шестиугольники, как для АВ, так и для АИН содержат по шесть секстантов, то существует 36 комбинаций. Однако только 27 из них являются разрешенными, что дает 27 векторов напряжений, показанных в табл. 1. Если первое выходное напряжение и первый входной ток активны, то матрица преобразования приобретает вид

$$\bar{T}_{ph} = m \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\theta_u - \frac{\pi}{6}\right) \\ -\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_u\right) \\ -\sin(\theta_u) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\theta_i - \frac{\pi}{6}\right) \\ -\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \\ -\sin(\theta_i) \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Выходные линейные напряжения имеют вид:

$$U_0 = \begin{bmatrix} \bar{U}_a \\ \bar{U}_b \\ \bar{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{\alpha u} + d_{\beta u} \\ -d_{\alpha u} \\ -d_{\beta u} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{\alpha i} + d_{\beta i} \\ -d_{\alpha i} \\ -d_{\beta i} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}; \quad (26)$$

$$U_{AB} = U_{A0} - U_{B0} \quad \text{и} \quad U_{AC} = U_{A0} - U_{C0}. \quad (27)$$

Что окончательно дает следующее выражение

$$\begin{bmatrix} \bar{U}_a \\ \bar{U}_b \\ \bar{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{\alpha_{ui}} + d_{\beta_{\alpha_{ui}}} \\ -d_{\alpha_{ui}} \\ -d_{\beta_{\alpha_{ui}}} \end{bmatrix} \cdot U_{AB} + \begin{bmatrix} d_{\alpha_{\beta_{ui}}} + d_{\beta_{\beta_{ui}}} \\ -d_{\alpha_{\beta_{ui}}} \\ -d_{\beta_{\beta_{ui}}} \end{bmatrix} \cdot U_{AC}, \quad (28)$$

где

$$d_{\alpha_{ui}} = d_{\alpha_u} d_{\alpha_i} = m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_u\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) = \frac{T_{\alpha_{ui}}}{T_s};$$

$$d_{\beta_{\alpha_{ui}}} = d_{\beta_u} d_{\alpha_i} = m \cdot \sin(\theta_u) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) = \frac{T_{\beta_{\alpha_{ui}}}}{T_s}; \quad (29)$$

$$d_{\alpha_{\beta_{ui}}} = d_{\alpha_u} d_{\beta_i} = m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_u\right) \cdot \sin(\theta_i) = \frac{T_{\alpha_{\beta_{ui}}}}{T_s};$$

$$d_{\beta_{\beta_{ui}}} = d_{\beta_u} d_{\beta_i} = m \cdot \sin(\theta_u) \cdot \sin(\theta_i) = \frac{T_{\beta_{\beta_{ui}}}}{T_s}.$$

Видно, что выходные линейные напряжения синтезируются внутри каждого коммутационного цикла из выборок двух входных линейных напряжений U_{AB} и U_{AC} .

Сравнивая (28) и (29) можно сделать вывод, что одновременно и выходное напряжение и входной ток ПВМ можно получить, последовательно применяя стандарт АИН ПВМ в двух субтопологиях трехфазного МПЧ. Когда ПВМ применяется в первой субтопологии АИН, в которой $U_{pn} = U_{AB}$, рабочими циклами двух смежных векторов напряжений коммутационных состояний являются $d_{\alpha_{ui}}$ и $d_{\beta_{\alpha_{ui}}}$, как определено в (29). ПВМ АИН во второй субтопологии, где $U_{pn} = U_{AC}$, в результате дает рабочие циклы векторов коммутационных состояний $d_{\alpha_{\beta_{ui}}}$ и $d_{\beta_{\beta_{ui}}}$, так же определенных в выражении (29). Оставшаяся часть цикла переключений задается как

$$d_0 = 1 - d_{\alpha_{ui}} - d_{\beta_{\alpha_{ui}}} - d_{\alpha_{\beta_{ui}}} - d_{\beta_{\beta_{ui}}}. \quad (30)$$

Результаты исследований

Рассмотренный выше метод пространственно-векторной модуляции преобразователя частоты матричного типа исследовался в программном пакете MATLAB/Simulink. При разработке и построении математической модели использовались проведенный ранее математический анализ МПЧ, способ представления МПЧ, предложенный в научной работе итальянского ученого Venturini [5], и библиотеки Simulink, SimPowerSystems, Signal Processing Blockset.

Имитационная модель преобразователя частоты матричного типа с непосредственным управлением по методу пространственно-векторной модуляции представлена на рис. 5. На входе МПЧ установлен LC фильтр, обеспечивающий жесткую характеристику входа по напряжению и сглаживание входного тока. Нагрузкой МПЧ служат трехфазные обмотки асинхронного двигателя мощностью 2 кВт. Имитационная модель содержит следующие блоки:

– источник переменного тока «Three-Phase Source», представляющий собой питающую трехфазную электрическую сеть;

- входной LC фильтр;
- преобразователь матричного типа, состоящий из 9 двунаправленных ключей (S1...S9), выполненных по схеме с общим эмиттером;
- нагрузка в виде трехфазного асинхронного двигателя «Asynchronous Machine»;
- блоки пространственно-векторной модуля-

ции МПЧ «SVM Rectification symmetric sequence» и «SVM Inversion symmetric sequence»;

- блоки измерения электрических величин.

Параметры питающей сети, асинхронного двигателя (нагрузки) и индуктивно-емкостного сглаживающего фильтра имитационной модели сведены в табл. 2.

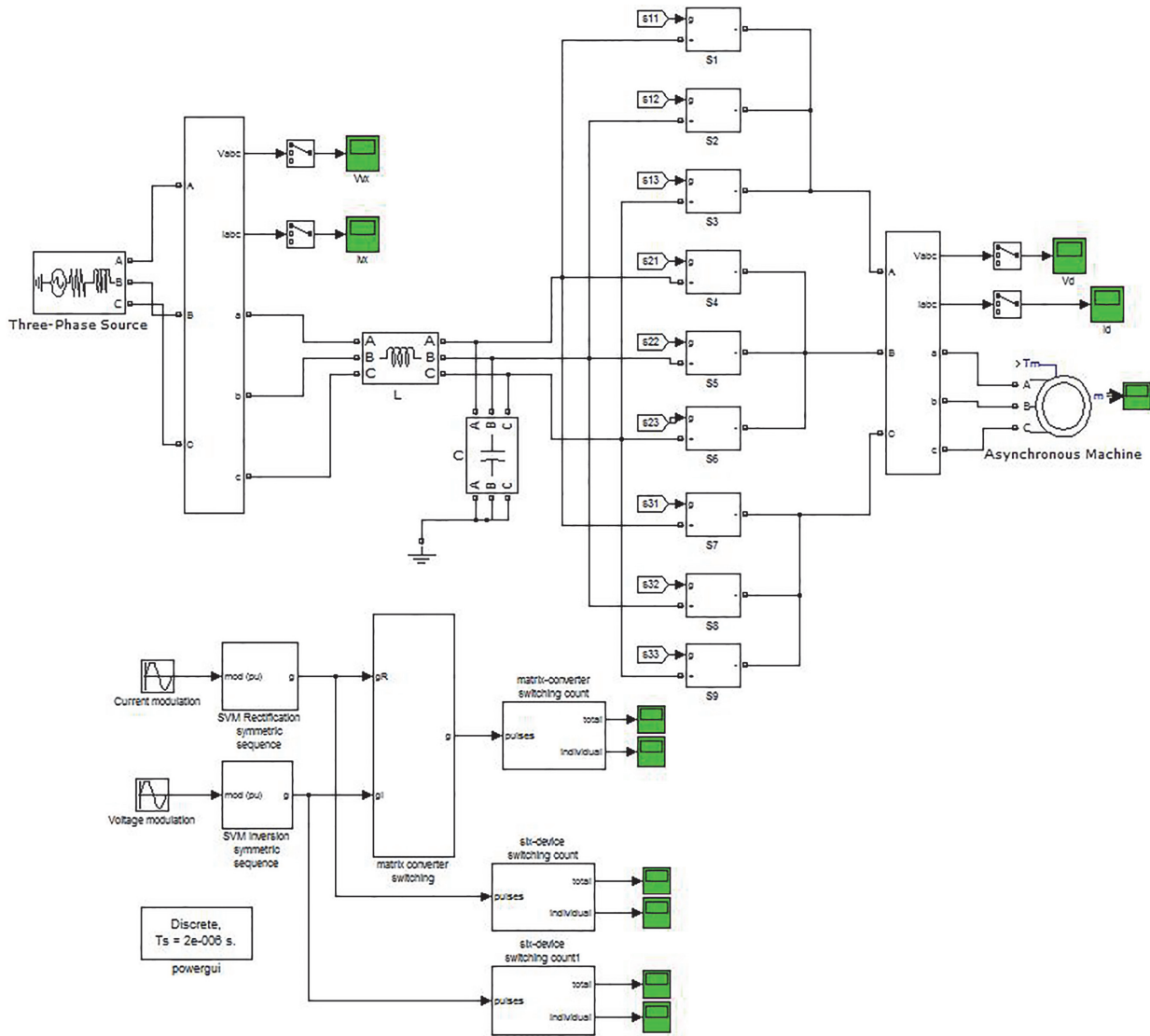


Рис. 5. Имитационная модель преобразователя частоты матричного типа с непосредственным управлением по методу пространственно-векторной модуляции

Общие параметры имитационной модели МПЧ

Таблица 2

Параметр	Значение	Параметр	Значение
Напряжение сети U_s , В	220	Полная индуктивность статора L_{S2} , Гн	0,0533
Частота сети f_s , Гц	50	Индуктивность цепи намагничивания L_m , Гн	0,0638
Сопротивление сети R_{seti} , Ом	0,12	Скорость вращения двигателя n , об/мин	1500
Индуктивность сети L_s , мкГн	20	Индуктивность фильтра L_f , Гн	2,3 м
Сопротивление рассеяния ротора R_r , Ом	0,183	Ёмкость фильтра C_f , мкФ	10
Полная индуктивность ротора L_r , Гн	0,05606	Полная индуктивность статора L_{S1} , Гн	0,0533

Системой управления ключами МПЧ являются блоки пространственно-векторной модуляции «SVM Rectification symmetric sequence» и «SVM Inversion symmetric sequence». На вход этих блоков поступают синусоидальные модулирующие сигналы, формирующие входной ток и выходное напряжение МПЧ. На выходе блоков «SVM Rectification symmetric sequence» и «SVM Inversion symmetric sequence» формируется шина управляющих сигналов «G» для девяти ключей S1...S6 МПЧ. Эти сигналы через блок «matrix converter switching» непосредственно поступают в МПЧ.

Имитационные модели блоков пространственно-векторной модуляции «SVM Rectification symmetric sequence» и «SVM Inversion symmetric sequence» представлены на рис. 6 и 7 соответственно.

Частота модуляции ключей МПЧ задается элементом «-C-». Блоки «sector» вычисляют текущие номера секторов тока K_i и напряжения K_u . Длительности циклов модуляции $d^I, d^{II}, d^{III}, d^{IV}, d^0$ рассчитываются блоком «Calculate duty-cycles» согласно выражениям (31) и (32), исходя из значений входных параметров, а именно – углов α_0 и β_i пространственных векторов выходного напряжения и входного тока, и их модулей $|U_0|$ и $|I_i|$ соответственно:

$$\begin{aligned} d^I &= \frac{2q}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\alpha_0 - \pi/3) \cos(\beta_i - \pi/3)}{\cos \varphi_i}; \\ d^{II} &= \frac{2q}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\alpha_0 - \pi/3) \cos(\beta_i + \pi/3)}{\cos \varphi_i}; \\ d^{III} &= \frac{2q}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\alpha_0 + \pi/3) \cos(\beta_i - \pi/3)}{\cos \varphi_i}; \\ d^{IV} &= \frac{2q}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\alpha_0 + \pi/3) \cos(\beta_i + \pi/3)}{\cos \varphi_i}, \end{aligned} \quad (31)$$

где φ_i – угол входного сдвига фаз; q – коэффициент передачи напряжения.

Так как для полного завершения модуляционного периода необходимо, чтобы сумма коэффициентов модуляции была равна единице. Это значит, что существующие длительности циклов модуляции необходимо дополнить нулевым циклом модуляции d^0 :

$$d^0 = 1 - (d^I + d^{II} + d^{III} + d^{IV}). \quad (32)$$

Подставляя (31) в (32), получим выражение, определяющее теоретически возможный максимальный коэффициент передачи напряжения

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi. \quad (33)$$

Из (33) видно, что максимальный коэффициент передачи напряжения в случае применения

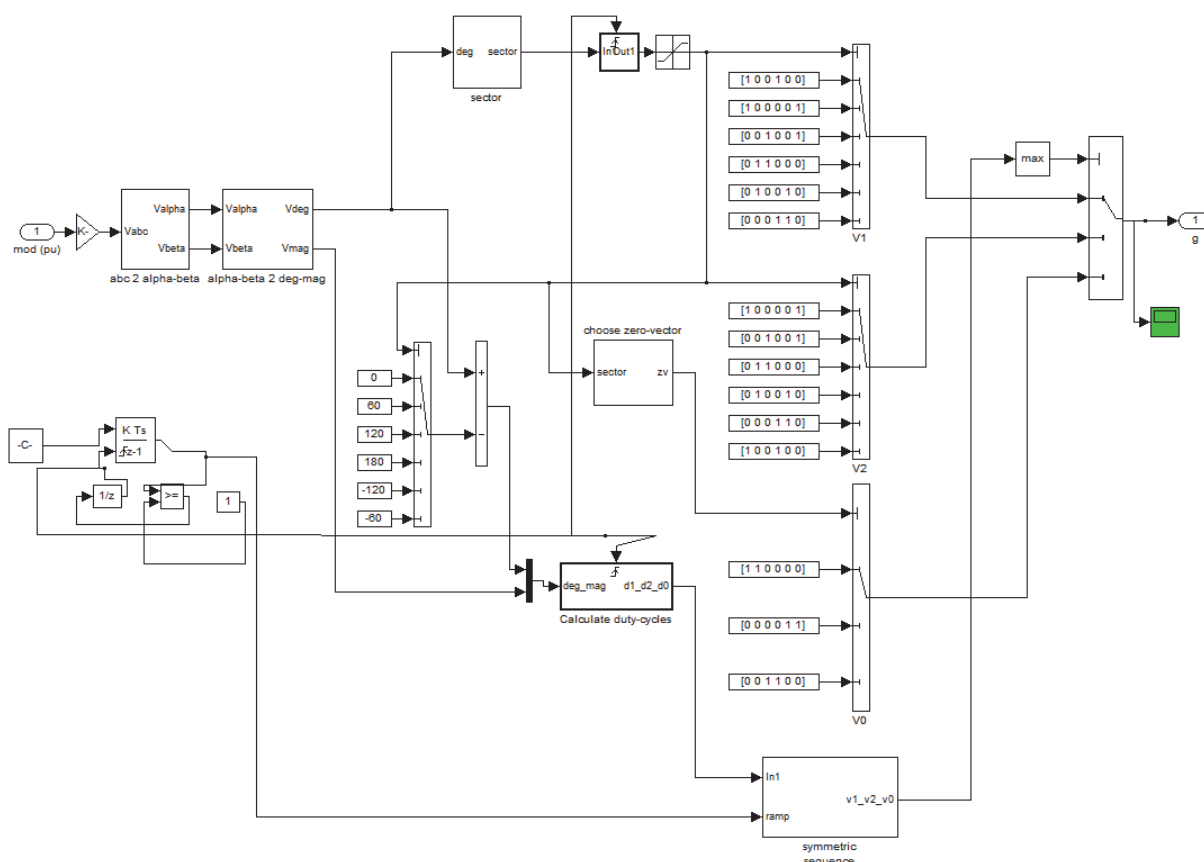


Рис. 6. Имитационная модель блока пространственно-векторной модуляции «SVM Rectification symmetric sequence»

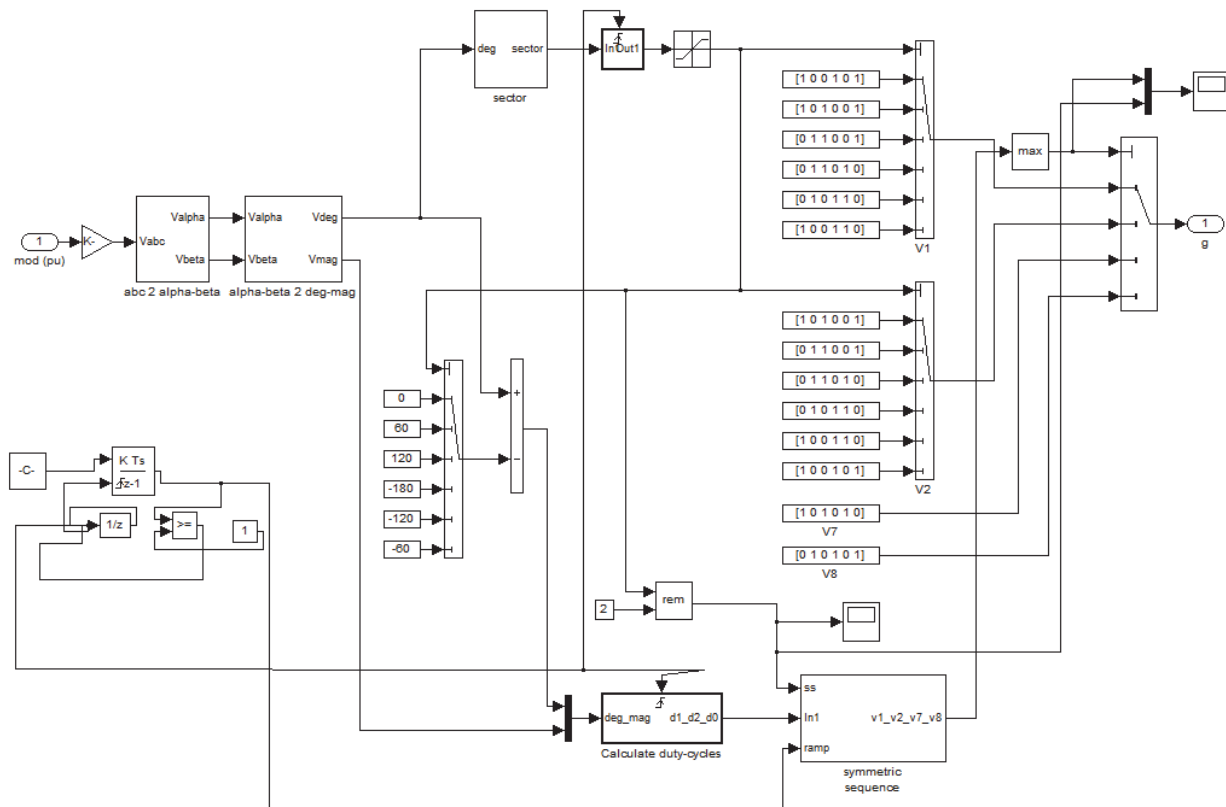


Рис. 7. Имитационная модель блока пространственно-векторной модуляции «SVM Inversion symmetric sequence»

пространственно-векторной модуляции МПЧ равен $q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0,866$ при факторе нагрузки, равном единице, т. е. при $\cos \varphi_i = 1$.

Требуемые векторы для каждой комбинации сектора выходного напряжения K_U и сектора входного тока K_i МПЧ представлены в табл. 3.

Далее в блоках пространственно-векторной модуляции происходит выборка пространственных векторов выходного напряжения согласно табл. 3. по значениям входных параметров: текущего сектора тока K_i и сектора напряжения K_U . Затем, имя вектора преобразуется в его порядковый номер для переключателей « V_0, V_1, V_2, V_7, V_8 ». Рассчитанные блоком «Calculate duty-cycles» значения длительностей циклов модуляции $d^I, d^{II},$

d^{III}, d^{IV}, d^0 симметрично распределяются по периоду модуляции T_s блоками «symmetric sequence».

Затем номера выбранных пространственных векторов перемножаются с логическими сигналами распределения $v^I, v^{II}, v^{III}, v^{IV}, v^0$, в любой момент времени только один из которых может быть равен «1», а все остальные «0». Комбинация ключей МПЧ, соответствующая номеру вектора является выходным сигналом «G» и поступает в МПЧ.

Работа преобразователя частоты матричного типа с непосредственным управлением по методу пространственно-векторной модуляции была рассмотрена на RL нагрузку ($R=6$ Ом, $L=5,33$ мГн) и на трехфазный асинхронный двигатель (АД) (2 кВт, 220 В, 50 Гц, $R_s=0,277$ Ом, $R_r=0,183$ Ом, $N_r=1430$ об/мин, $L_m=0,0638$ Гн, $L_r=0,05606$ Гн, $L_s=0,0533$ Гн с соединением обмотки статора в

Таблица 3

Требуемые векторы для каждой комбинации сектора выходного напряжения K_U и сектора входного тока K_i МПЧ

Сектор	K_U																								
	1				2				3				4				5				6				
K_i	1	+9	-7	-3	+1	-6	+4	+9	-7	+3	-1	-6	+4	-9	+7	+3	-1	+6	-4	-9	+7	-3	+1	+6	-4
	2	-8	+9	+2	-3	+5	-6	-8	+9	-2	+3	+5	-6	+8	-9	-2	+3	-5	+6	+8	-9	+2	-3	-5	+6
	3	+7	-8	-1	+2	-4	+5	+7	-8	+1	-2	-4	+5	-7	+8	+1	-2	+4	-5	-7	+8	-1	+2	+4	-5
	4	-9	+7	+3	-1	+6	-4	-9	+7	-3	+1	+6	-4	+9	-7	-3	+1	-6	+4	+9	-7	+3	-1	-6	+4
	5	+8	-9	-2	+3	-5	+6	+8	-9	+2	-3	-5	+6	-8	+9	+2	-3	+5	-6	-8	+9	-2	+3	+5	-6
	6	-7	+8	+1	-2	+4	-5	-7	+8	-1	+2	+4	-5	+7	-8	-1	+2	-4	+5	+7	-8	+1	-2	-4	+5
	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV	

Устройства аналоговой и цифровой электроники

звезду) для коэффициентов передачи напряжения $q=0,5$ и $q=0,866$ с частотой модуляции $f_s=2$ кГц и выходной частотой $f_0=25$ Гц. Результаты моделирования представлены на рис. 8–11.

Заключение

Суммируя результаты представленных исследований, можно с уверенностью сказать, что

высокие качественные показатели электропривода с МПЧ, несомненно, открывают для него широкие перспективы. Данный вид преобразователей может с успехом найти применение в машинах двойного питания для ветрогенераторов, на производственных линиях в стальном производстве, на погрузочно-разгрузочных устройствах, лифтах, подъемниках, в стендах обкатки

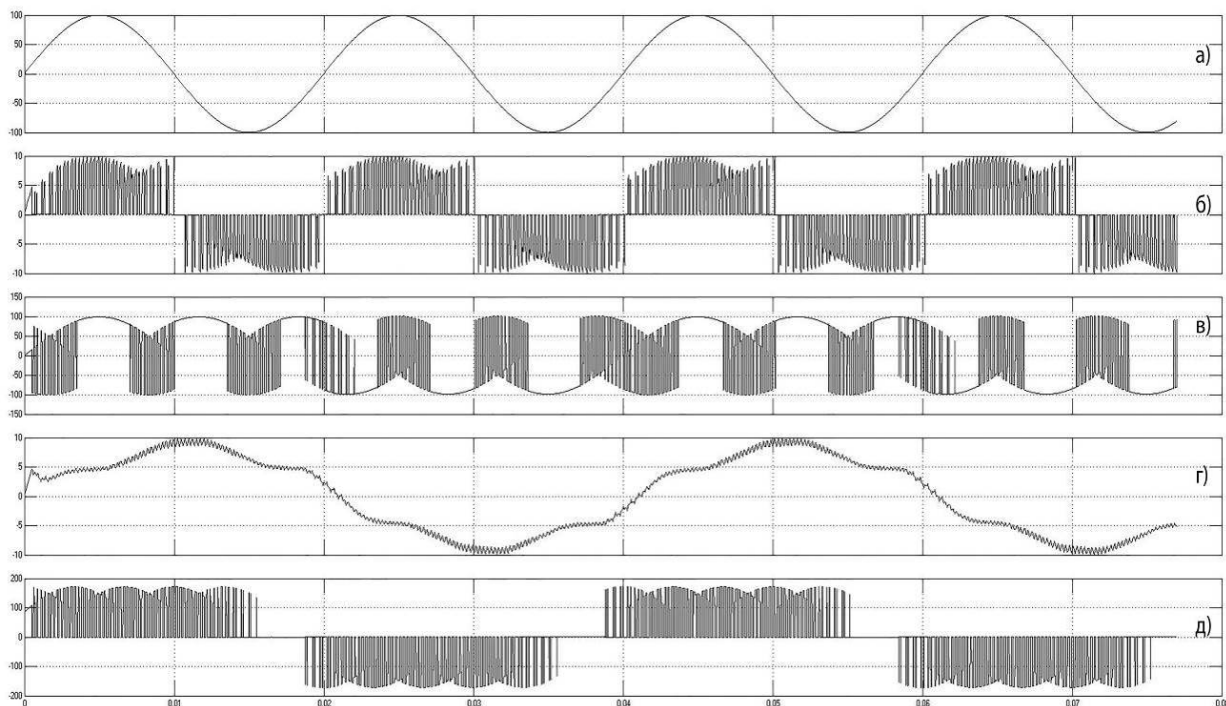


Рис. 8. Результаты моделирования МПЧ с RL нагрузкой для $q = 0,5$: а – входное фазное напряжение; б – входной ток; в – выходное фазное напряжение; г – выходной ток; д – выходное линейное напряжение

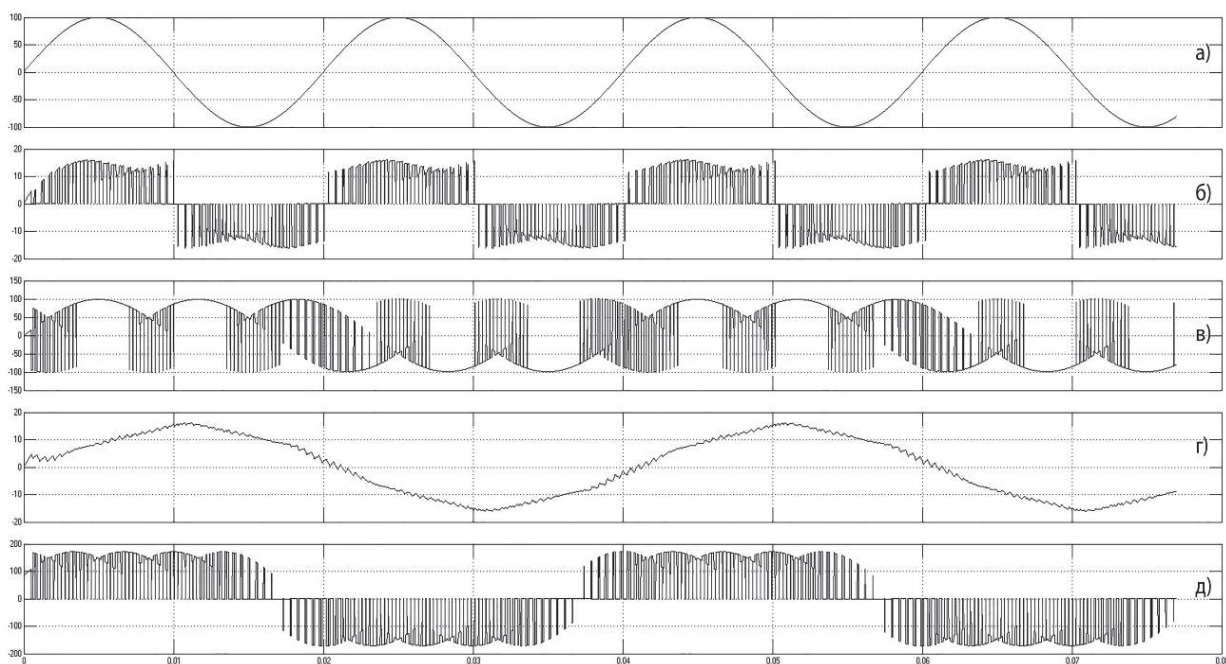


Рис. 9. Результаты моделирования МПЧ с RL нагрузкой для $q = 0,866$: а – входное фазное напряжение; б – входной ток; в – выходное фазное напряжение; г – выходной ток; д – выходное линейное напряжение

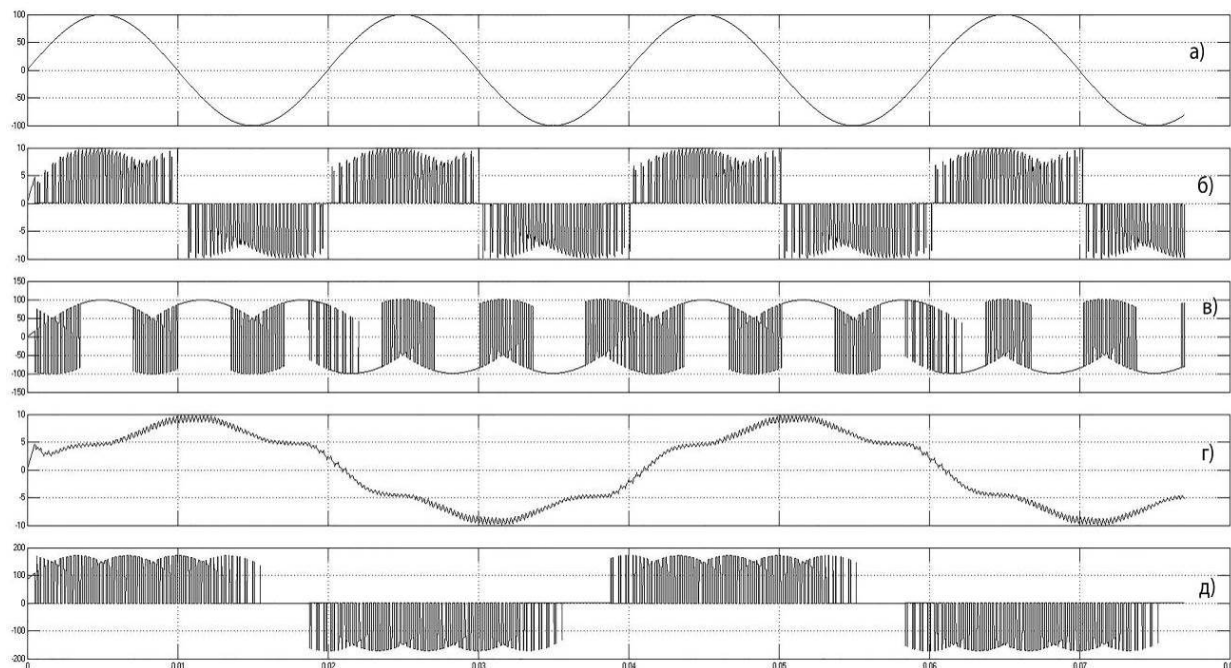


Рис. 10. Результаты моделирования МПЧ с АД для $q = 0,5$: а – входное фазное напряжение; б – входной ток; в – выходное фазное напряжение; г – выходной ток; д – выходное линейное напряжение

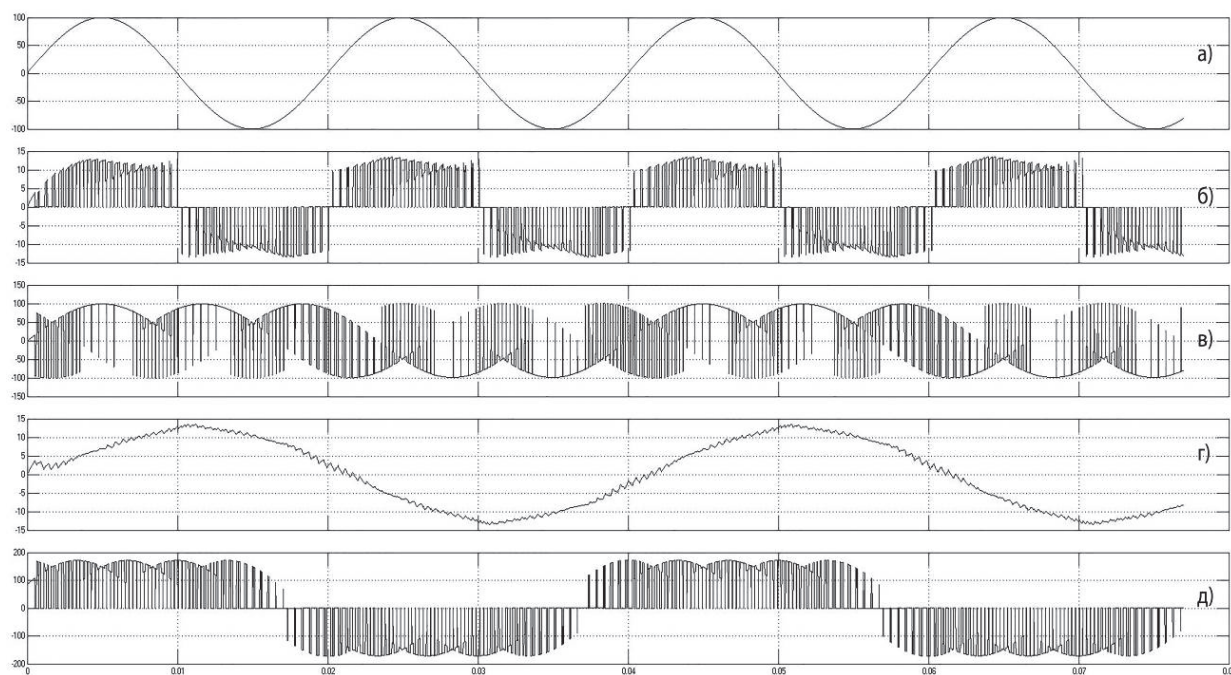


Рис. 11. Результаты моделирования МПЧ с АД для $q = 0,866$: а – входное фазное напряжение; б – входной ток; в – выходное фазное напряжение; г – выходной ток; д – выходное линейное напряжение

двигателей внутреннего сгорания, а из-за меньших массогабаритных показателей МПЧ может найти применение в тех областях промышленности, где размер и вес преобразователя имеют жизненное значение, а ограничение величины выходного тока не критично, как например в аэро- и космической промышленности. Однако несмотря на все свои преимущества над схемами обычных ПЧ, схемы МПЧ пока не нашли широкого применения ввиду

большого количества полупроводниковых приборов и сложных алгоритмов управления.

Литература

1. Виноградов, А.Б. Новые алгоритмы пространственно-векторного управления матричным преобразователем частоты / А.Б. Виноградов // *Электричество*. – 2008. – № 3. – С. 41–52.
2. Аракелян, А.К. Комбинированный алгоритм

безопасной коммутации ключей матричного преобразователя / А.К. Аракелян, Н.В. Кокорин // *Электротехника*. – 2009. – № 11. – С. 52–56.

3. Gang Li. PWM algorithms for indirect matrix converter / Li Gang // *IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference – ECCE Asia, June 2–5, 2012*. – P. 1713–1717. DOI: 10.1109/PEMC.2012.6259094

4. Alesina, A. The generalized transformer: a new bi-directional sinusoidal waveform frequency converter with continuous variable adjustable input power factor / A. Alesina, M. Venturini // *IEEE PESC'80*. – 1980. – P. 242–252.

5. Venturini, M. A new sinewave in, sinewave out conversion technique which eliminates reactive elements / M. Venturini // *Proc. POWERCON'80*. – 1980. – P. E3/1–E3/15.

6. Alesina, A. Analysis and Design of Optimum-

Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters / A. Alesina, M. Venturini // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – January 1989. – Vol. 4, no. 1. – P. 101–112. DOI: 10.1109/63.21879

7. Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm / G. Roy, L. Duguay, S. Manias, G. April // *IEEE IAS Conference Record*. – 1987. – P. 889–898. DOI: 10.1109/PESC.1988.18273

8. Alesina, A. Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM ac-ac converters / A. Alesina, M. Venturini // *IEEE PESC'88*. – 1988. – Vol. 2P. – 1284–1291.

9. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов; ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 298 с.

Мещеряков Виктор Николаевич, д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой электропривода, Липецкий государственный технический университет, г. Липецк; mesherek@stu.lipetsk.ru.

Байков Дмитрий Владимирович, аспирант кафедры электроники и электротехники, Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарева, г. Саранск; bdv2304@mail.ru.

Поступила в редакцию 22 января 2015 г.

DOI: 10.14529/power150103

MATHEMATICAL ANALYSIS AND MODELING OF SPACE VECTOR MODULATED DIRECT CONTROLLED MATRIX CONVERTER

V.N. Meshcheryakov, Lipetsk State Technical University, Lipetsk, Russian Federation, mesherek@stu.lipetsk.ru,

D.V. Baykov, Mordovia State University, Saransk, Russian Federation, bdv2304@mail.ru

The matrix frequency converter on controllable AC switches is considered to be a promising solution in the field of energy saving and AC drive development. The potential regenerative braking enlarges the application field of frequency converters and improves their performance.

We used the circuit theory fundamentals, methods of mathematical and numerical modeling, linear algebra, the theory of nonlinear discrete control systems and the theory of digital signal processing. The method of mathematical modeling is the main research method. Up-to-date software was used for processing the study results.

The study presents a comprehensive mathematical analysis of the power circuit matrix converter as well as a calculation of the operating cycles (switching algorithm) both for low voltage transfer ratio (0.5) and maximum voltage transfer ratio (0.866). The study considers the operation of matrix frequency converter which is a combination of virtual active rectifier and virtual autonomous voltage inverter with direct control by the method of space vector modulation. The system simulation models are developed by using MATLAB/Simulink, and the simulation results are presented.

The study results show a high-performance of the electric drive with matrix converter frequency. Consequently, the device seems to have broad industrial and engineering prospects. Particularly, the converter can successfully be used in doubly fed machines for wind turbines, steel production lines, loading and unloading devices, elevators, lifts, running stands of internal combustion engines. Smaller matrix frequency converter dimensions and weight make it useful in the industries where size and weight of the converter are of vital importance, and the output current limit is not critical, e.g. aircraft and aerospace industry. However, despite their advantages over conventional frequency inverter circuits, circuit matrix converters has not been widely applied due to a large number of semiconductor devices and sophisticated control algorithms.

Keywords: matrix frequency converter, space vector control, simulation model, voltage source inverter, active rectifier.

References

1. Vinogradov A.B. [New Algorithms for Space Vector Control of a Matrix Frequency Converter]. *Electrical Technology Russia*, 2008, no. 3, pp 41–52. (in Russ.)
2. Arakelyan A.K., Kokorin N.V. [Combined Algorithm of Safe Matrix Converter Valves Switching]. *Electrical Technology Russia*, 2009, no. 11, pp 52–56. (in Russ.)
3. Gang Li. PWM algorithms for indirect matrix converter. *IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, ECCE Asia*, June 2–5, 2012, pp. 1713–1717. DOI: 10.1109/IPEMC.2012.6259094
4. Alesina A., Venturini M. The Generalized Transformer: a New Bi-directional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuous Variable Adjustable Input Power Factor. *IEEE PESC'80*, 1980, pp. 242–252.
5. Venturini, M. A New Sinewave in, Sinewave out Conversion Technique which Eliminates Reactive Elements. *Proc. POWERCON'80*, 1980, pp. E3/1–E3/15.
6. Alesina A., Venturini M. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, January 1989, vol. 4, no. 1, pp. 101–112. DOI: 10.1109/63.21879
7. Roy G., Duguay L., Manias S., April G. Asynchronous Operation of Cycloconverter with Improved Voltage Gain by Employing a Scalar Control Algorithm. *IEEE IAS Conference Record*, 1987, pp. 889–898. DOI: 10.1109/PESC.1988.18273
8. Alesina A., Venturini M. Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of 9-Switches Direct PWM AC-AC Converters. *IEEE PESC'88*, 1988, vol. 2, pp. 1284–1291.
9. Vinogradov A.B. *Vektornoe upravlenie elektroprivodami peremennogo toka* [Vector Control AC Drives]. Ivanovo, Ivanovo Power Engineering Institute Publ, 2008. 298 p.

Received 22 January 2015

БИБЛИОГРАФИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СТАТЬИ

Мещеряков, В.Н. Математический анализ и моделирование преобразователя частоты матричного типа с непосредственным управлением по методу пространственно-векторной модуляции / В.Н. Мещеряков, Д.В. Байков // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2015. – Т. 15, № 1. – С. 21–33. DOI: 10.14529/power150103

REFERENCE TO ARTICLE

Meshcheryakov V.N., Baykov D.V. Mathematical Analysis and Modeling of Space Vector Modulated Direct Controlled Matrix Converter. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Power Engineering*, 2015, vol. 15, no. 1, pp. 21–33. (in Russ.) DOI: 10.14529/power150103