

# Способ формирования высокого напряжения матричного каскадного преобразователя частоты

ВАСИН И.М., МАХОНИН С.В., СКВОРЦОВ Б.А.

*Рассмотрен способ формирования высокого напряжения каскадного матричного преобразователя частоты с улучшенными массогабаритными показателями и показателями качества электроэнергии на входе и выходе. Каждый каскад (матрица) преобразователя построен на полностью управляемых ключах IGBT-модулей с двухсторонней проводимостью по мостовой схеме с высокочастотной синусоидальной широтно-импульсной модуляцией.*

Ключевые слова: матричный преобразователь частоты, синусоидальная широтно-импульсная модуляция, ключи IGBT-модулей, алгоритмы управляющих сигналов, угол коммутации

Наиболее перспективными высоковольтными преобразователями частоты для регулирования асинхронных или синхронных двигателей большой мощности, в частности гребных электродвигателей в составе мощных корабельных систем электродвижения, являются многокаскадные матричные преобразователи частоты (МПЧ) с непосредственной связью источников питания и нагрузки [1]. В таких МПЧ для формирования выходного напряжения применяется высокочастотная широтно-импульсная модуляция (ШИМ).

Основными достоинствами МПЧ являются: возможность обеспечения высокого качества как потребляемой, так и отдаваемой электроэнергии при непрерывном ее обмене между нагрузкой и сетью с коэффициентом мощности, близким к единице; отсутствие промежуточного звена постоянного тока с конденсаторами большой емкости.

Известны устройство и способ управления входными и выходными токами и напряжениями в двухзвенном трехфазном МПЧ на полностью управляемых ключах с двухсторонней проводимостью с использованием программного метода высокочастотной адаптивной ШИМ, описанные, например, в [2 и 3]. Однако наличие двух звеньев в цепи преобразования приводит к дополнительным потерям мощности и снижению КПД.

В однозвенном МПЧ с непосредственной связью [4], реализованном на полностью управляемых ключах IGBT-модулей, используется каскадный принцип формирования высокого напряжения при питании от потенциально изолированных источников напряжения (вторичных обмоток трансформатора). В каждом каскаде ключи IGBT-модулей с

*A method for producing high voltage at the output of a cascade matrix frequency converter with improved mass and dimension characteristics and indicators characterizing the quality of electric power at the input and output is considered. Each cascade (matrix) of the converter is constructed on the basis of fully controlled switches of IGBT modules with bidirectional conductance in accordance with a bridge circuit with high-frequency sine-wave pulse-width modulation.*

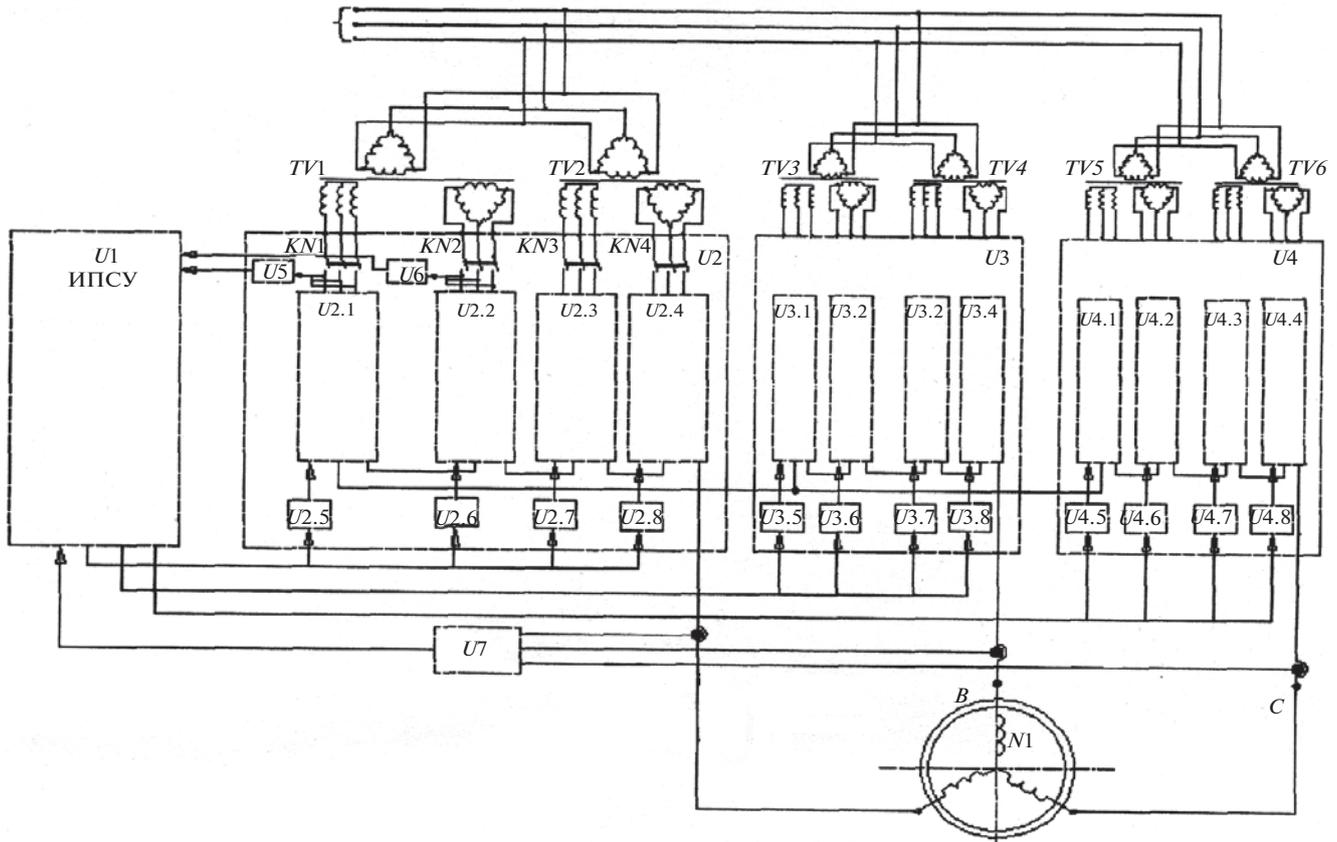
Key words: matrix frequency converter, pulse-width modulation, switches of IGBT modules, algorithms of control signals, commutation angle

двухсторонней проводимостью соединены в виде матрицы по мостовой трехфазной схеме. Формирование напряжения на выходе каждого каскада проводится программным методом высокочастотной синусоидальной ШИМ в режимах либо активного выпрямления, либо инвертирования с обеспечением высокого качества параметров электроэнергии на входе. Однако в указанном преобразователе как в режиме активного выпрямления, так и в режиме инвертирования интервал включенного состояния ключей поддерживается равным  $120^\circ$ , и для обеспечения непрерывности протекания реактивных составляющих токов в цепях от источников напряжения к фазам электродвигателя используются необходимые в этом случае блоки с компенсирующими конденсаторами, подключенные к входным зажимам каждого каскада.

В статье предложен способ формирования выходного напряжения каскадного МПЧ [5] без таких блоков.

На рис. 1 изображена структурная схема каскадного МПЧ, состоящего из микропроцессорной системы управления (МПСУ)  $U1$  и трехфазной силовой части  $U2$ ,  $U3$ ,  $U4$  с подключенной к ней обмоткой асинхронного двигателя (АД) с КЗ ротором. Каждая фаза силовой части, например фаза  $A$  состоит из четырех последовательно соединенных каскадов  $U2.1-U2.4$ .

Входы каждого каскада с помощью контакторов  $KM1-KM4$  подключены к потенциально изолированным трехфазным источникам питания (вторичным обмоткам трансформаторов  $TV1-TV6$ ), половина из которых соединена по схеме звезды, а другая половина – по схеме треугольника, что способ-



**Рис. 1.** Структурная схема трехфазного МПЧ каскадного типа:  $U1$  – шкаф МПСУ;  $U2, U3, U4$  – силовые шкафы фаз  $A, B, C$  выходного напряжения;  $U2.1 - U2.4$  – каскады трехфазных мостовых схем (матриц) фазы  $A$ ;  $U2.5 - U2.8$  – блоки оптических преобразователей волоконно-оптической линии связи;  $TV1 - TV6$  – силовые трансформаторы;  $U5 - U6$  – датчики напряжений;  $U7$  – датчики фазных токов;  $KN1 - KN4$  – вакуумные контакторы;  $M1$  – АД с КЗ ротором

стствует улучшению параметров качества электроэнергии со стороны питающей сети. На рис. 2 представлена электрическая схема одного каскада рассматриваемого МПЧ, построенного на полностью управляемых ключах IGBT-модулей с двухсторонней проводимостью, соединенных в виде матрицы по трехфазной мостовой схеме.

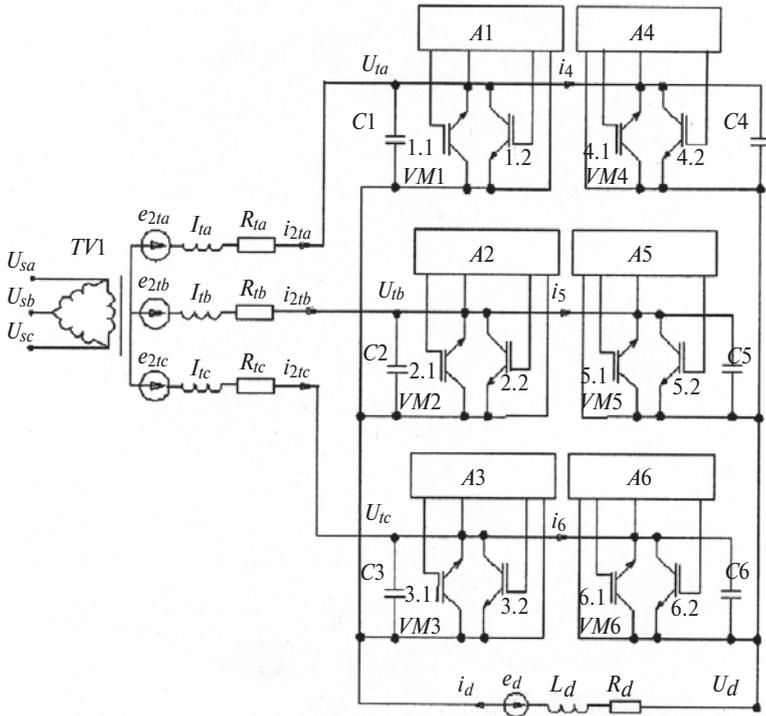
Особенностью предлагаемого способа является введение процесса естественного спада и нарастания реактивных (индуктивных) токов в КЗ контурах, образующихся при естественной коммутации токов по аналогии с тиристорной трехфазной мостовой схемой в режимах выпрямления или инвертирования [6], а также в фазах двигателя при коммутации ключей в режиме формирования выходного напряжения методом высокочастотной синусоидальной двухполярной ШИМ.

Предлагаемый способ формирования высокого напряжения МПЧ реализуется следующим образом. По сигналу от МПСУ (рис. 1) напряжение питания подается от вторичных обмоток трансформаторов на входы мостовых схем каждого  $n$ -го каскада, выходы которых в каждой фазе  $m$  ( $m = A, B, C$ ) соединены последовательно-согласно. Выходные «выпрямленные» напряжения при одновременном включении и выключении ключей в соответствующи

х плечах мостовых схем суммируются, обеспечивая необходимый уровень высокого напряжения на выходных зажимах МПЧ. Далее суммарное напряжение  $n$  каскадов ( $n = 4$ ) мостовых схем каждой фазы  $m$  поступает через датчики фазных токов на фазы двигателя.

Программа работы МПСУ, формируя алгоритм управляющих сигналов на включение и выключение ключей мостовых схем каждого каскада, обеспечивает в режиме выпрямления на частоте питания угол управления  $\alpha = 0$  и интервал разрешенного открытого состояния плеч моста, равный  $(120^\circ + \vartheta)$ , где  $\vartheta$  – угол совместного открытого состояния двух соседних плеч моста [5].

В программном виде режим выпрямления реализуется с использованием функций разрешения ШИМ  $J_i$ , где  $i = 1, 2, \dots, 6$  – порядковые номера плеч моста, моменты включения которых синхронизируются по фазе  $t$  с ЭДС ( $e_{2ta}, e_{2tb}, e_{2tc}$ ) (рис. 2) вторичных обмоток трансформатора с помощью датчиков напряжения (рис. 1). При этом мгновенные значения функций разрешения ШИМ  $J_i$  определяются, например, для одной из групп моста следующими условиями (при начальных условиях  $J_1 = J_2 = J_3 = 0$ ):



**Рис. 2.** Трехфазная мостовая схема (матрица) одного каскада МПЧ:  $U_{sa}, U_{sb}, U_{sc}$  – напряжения трех фаз источника питания (сети);  $TV1$  – силовой трансформатор;  $e_{2ta}, e_{2tb}, e_{2tc}$  – ЭДС вторичной обмотки трансформатора;  $L_{ta}, L_{tb}, L_{tc}, R_{ta}, R_{tb}, R_{tc}$  – параметры трансформатора;  $U_{ta}, U_{tb}, U_{tc}, i_{2ta}, i_{2tb}, i_{2tc}$  – напряжения и токи вторичной обмотки трансформатора;  $VM1-VM6$  – ключи IGBT-модулей с двухсторонней проводимостью;  $A1-A6$  – драйверы IGBT-модулей;  $C1-C6$  – снабберные конденсаторы;  $U_d, i_d$  – напряжение и ток на выходе мостовой схемы;  $e_d, L_d, R_d$  – параметры нагрузки

$$\begin{aligned}
 &\text{если } \frac{p}{6} \varepsilon t < \frac{5p}{6} + g \text{ или } \frac{7p}{6} \varepsilon t < \frac{11p}{6} + g, \text{ то } J_1 = 1; \\
 &\text{если } \frac{5p}{6} \varepsilon t < \frac{9p}{6} + g \text{ или } \frac{11p}{6} \varepsilon t < \frac{3p}{6} + g, \text{ то } J_2 = 1; \\
 &\text{если } \frac{3p}{6} \varepsilon t < \frac{7p}{6} + g \text{ или } \frac{9p}{6} \varepsilon t < \frac{p}{6} + g, \text{ то } J_3 = 1.
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Увеличение интервала разрешенного открытого состояния плеч моста относительно принятого в [2–4] интервала, равного  $120^\circ$  на угол  $g$  (рис. 3), приводит к созданию КЗ контуров, в которых происходит естественный спад и нарастание реактивных (индуктивных) токов по аналогии с естественной коммутацией токов в тиристорных трехфазных мостовых схемах [6]. При этом необходимым и достаточным условием успешного завершения указанного процесса коммутации является то, что значение угла должно всегда превосходить значение реального угла естественной коммутации ориентировочно на  $\varepsilon 10\%$ , но абсолютное его значение не должно превосходить  $60^\circ$  [6]. Значение угла  $g$  на момент начала каждой коммутации на частоте питания предлагается вычислять по функциональной зависимости [5]:

$$g = \arccos(1 - \sqrt{2} X_g i_{dm}) / \sqrt{3} E_{2t}, \tag{2}$$

где  $X_g$  – индуктивное сопротивление (приведенное) фазы источника напряжения (трансформатора);  $i_{dm}$  – текущее мгновенное значение выходного тока одной фазы на момент начала коммутации ( $m=A, B, C$ );  $E_{2t}$  – фазная ЭДС (действующее значение) источника напряжения (вторичной обмотки трансформатора).

Предложенная зависимость (2) как функция текущего значения выходного тока  $i_{dm}$ , полученная без учета активных сопротивлений  $R_m$  источника напряжения, действующего в КЗ контуре коммутации, обеспечивает вычисление искомого угла  $g$ , всегда превышающего реальный угол естественной коммутации ориентировочно на (4–8)% [6]. Тем самым гарантируется окончание реального процесса естественной коммутации токов  $i_{dm}$  до начала очередного переключения ключей в плечах мостовой схемы. Реализация указанной зависимости (2) обеспечивается программой работы МПСУ на основе информации, получаемой от датчиков напряжений  $U_5, U_6$  и фазных токов  $U_7$  (рис. 1).

Кроме того, МПСУ непрерывно формирует дискретные сигналы (прямые и инверсные) высокочастотной синусоидальной ШИМ с регулируемой скважностью

одним из известных способов, например, на основе сравнения опорного напряжения  $U_{оп}$  пилообразной формы и напряжения управления  $U_y$  синусоидальной формы (рис. 3).

При совпадении сигналов синусоидальной ШИМ с функциями разрешения ШИМ  $J_i$  предыдущего режима выпрямления формируются управляющие сигналы на включение и выключение ключей в плечах мостовых схем. Тем самым осуществляется формирование двуполярных «выпрямленных» напряжений  $U_{dm}$ , т.е. «положительных» и «отрицательных» подключений отрезков синусоид графиков напряжений, от  $n$  каскадов вторичных обмоток трансформаторов  $TV1-TV6$ , которые поступают непосредственно к фазам двигателя (рис. 1).

Для реализации «положительных» подключений используются функции состояния  $K_i$  ключей в плечах мостовой схемы (рис. 3), соответствующие выпрямительному режиму, где  $i = 1, 2, \dots, 6$ . Если плечо моста открыто, то  $K_i = 1$ ; если плечо моста закрыто, то  $K_i = 0$  (рис. 3).

Для реализации «отрицательных» подключений используются функции с инверсным состоянием плеч противоположной группы моста, обеспечивающие инверторный режим:

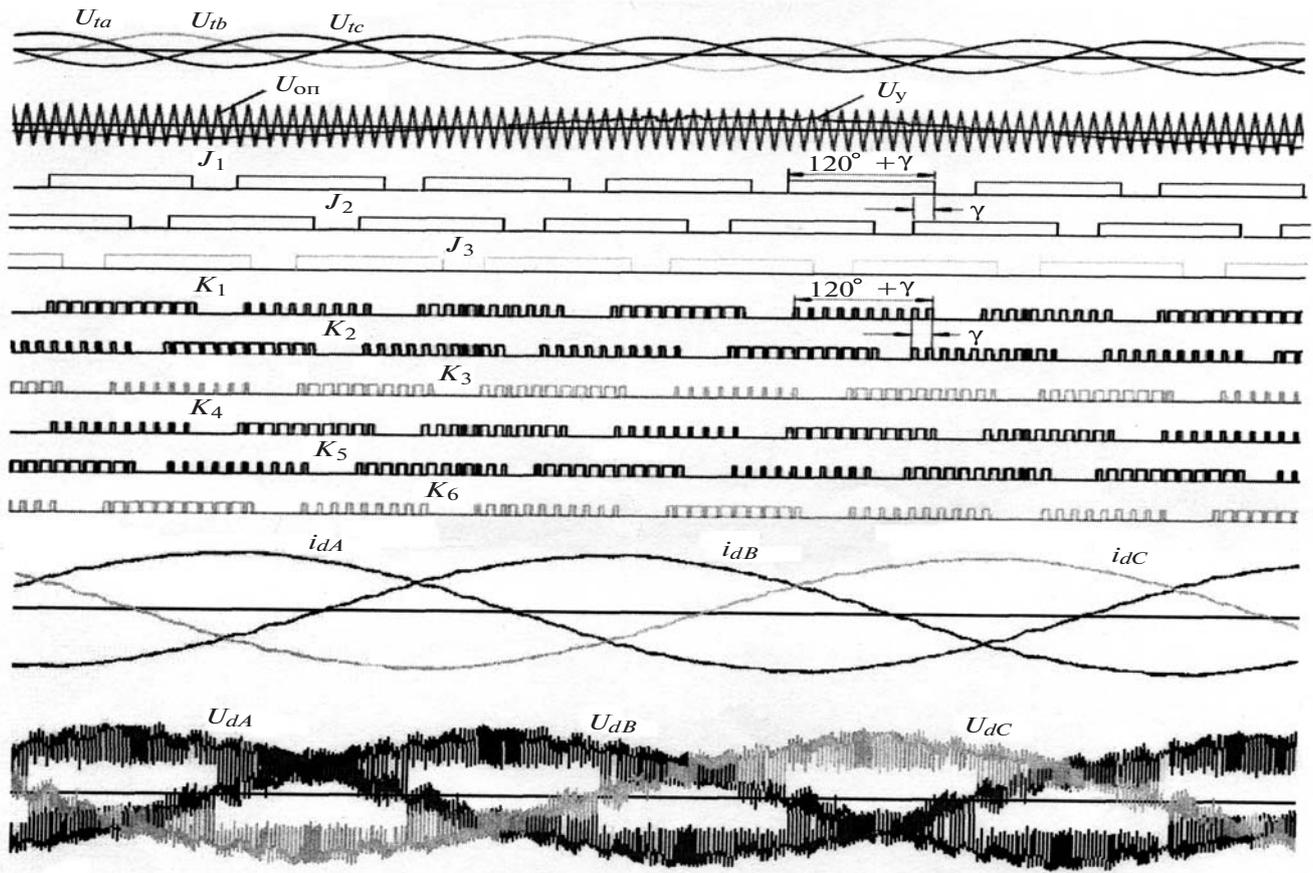


Рис. 3. Временные диаграммы управляющих сигналов синусоидальной ШИМ и расчетные кривые фазных токов ( $i_{dA}$ ,  $i_{dB}$ ,  $i_{dC}$ ) и напряжений ( $U_{dA}$ ,  $U_{dB}$ ,  $U_{dC}$ ) на выходах мостовых схем в каждой фазе МПЧ при частоте 17 Гц

$$K_{i\pm 3} = 1 - K_i, \tag{3}$$

где  $i = 1, 2, \dots, 6$ .

При работе мостовой схемы в режиме синусоидальной двуполярной ШИМ значения функций  $K_i$  с учетом (3) определяются следующими условиями (при начальных условиях:  $K_1 = K_2 = K_3 = K_4 = K_5 = K_6 = 0$ ):

$$\begin{aligned}
 &\text{если } u_{1a} > 0, j_1 > 0, u_y > u_{оп}, \text{ то } K_1 = 1, \ddot{u} \\
 &\text{иначе } K_4 = 1; \dot{u} \\
 &\text{если } u_{1b} > 0, j_2 > 0, u_y > u_{оп}, \text{ то } K_2 = 1, \ddot{u} \\
 &\text{иначе } K_5 = 1; \dot{u} \\
 &\text{если } u_{1c} > 0, j_3 > 0, u_y > u_{оп}, \text{ то } K_3 = 1, \ddot{u} \\
 &\text{иначе } K_6 = 1; \dot{u} \\
 &\text{если } u_{1a} < 0, j_1 > 0, u_y > u_{оп}, \text{ то } K_4 = 1, \ddot{u} \\
 &\text{иначе } K_1 = 1; \dot{u} \\
 &\text{если } u_{1b} < 0, j_2 > 0, u_y > u_{оп}, \text{ то } K_5 = 1, \ddot{u} \\
 &\text{иначе } K_2 = 1; \dot{u} \\
 &\text{если } u_{1c} < 0, j_3 > 0, u_y > u_{оп}, \text{ то } K_6 = 1, \ddot{u} \\
 &\text{иначе } K_3 = 1. \dot{u}
 \end{aligned} \tag{4}$$

Таким образом, за счет введения естественного спада и нарастания реактивных (индуктивных) токов в КЗ контурах, образующихся при их естественной коммутации в трехфазных мостовых схемах на частоте питания МПЧ, а также в фазах двигателя при коммутации ключей на частоте двуполярной ШИМ, обеспечивается непрерывность протекания токов от источников напряжения к фазам двигателя. Тем самым исключается необходимость в блоках с компенсирующими конденсаторами на входных зажимах каждого каскада.

В соответствии с предложенным алгоритмом формирования высокого напряжения и на основе методологии [6] были разработаны математическая модель и компьютерная программа расчета электромагнитных процессов в МПЧ по схеме рис. 1 для системы из синхронного генератора (СГ) с электромагнитным возбуждением – четырехкаскадного МПЧ – АД с КЗ ротором – нагрузки.

На рис. 4 представлены результаты расчета установившегося режима после завершения частотного разгона АД с КЗ ротором с изображением кривых токов и напряжений на входных и выходных зажимах четырехкаскадного МПЧ и кривых изменения углов  $\vartheta$ .

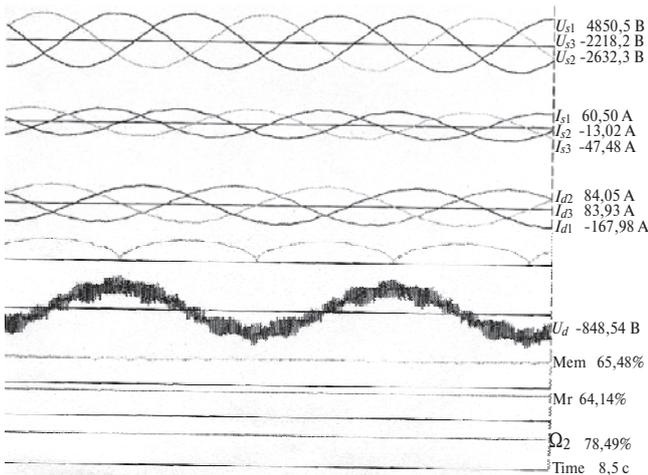


Рис. 4. Расчетные кривые входных и выходных токов и напряжений, углов  $\varphi$  в четырехкаскадном МПЧ в составе системы СГ–МПЧ–АД с КЗ ротором

Расчет проводился при следующих основных исходных данных.

Для СГ:

номинальная мощность  $P_{\text{сн}} = 1000$  кВт;  
номинальное напряжение  $U_{\text{сн}} = 6,0$  кВ;  
номинальная частота  $f_{\text{сн}} = 50$  Гц.

Для МПЧ:

номинальная мощность трансформатора  $P_t = 150$  кВА (6 шт.);  
напряжение первичной обмотки  $U_{s1} = 6,3$  кВ;  
коэффициент трансформации  $K_T = 14,5$ ;  
схема соединения обмоток D / D / Y;  
номинальное выходное напряжение  $U_{\text{дн}} = 2,8$  кВ;  
номинальная выходная частота  $f_{\text{дн}} = 50$  Гц;  
частота ШИМ (PWM)  $f_{\text{pwm}} = 1200$  Гц.

Для АД с КЗ ротором:

номинальная мощность на валу  $P_{2\text{н}} = 800$  кВт;  
номинальное напряжение питания  $U_{1\text{н}} = 3 \cdot 3,0$  кВ;  
номинальная частота питающего напряжения  $f_{1\text{н}} = 50$  Гц;  
синхронная частота вращения  $W_{2\text{н}} = 1000$  об/мин (104,7 рад/с);  
номинальное скольжение  $s_{\text{н}} = 0,02$ ;  
номинальный электромагнитный момент  $M_{\text{эм,н}} = P_{2\text{н}} / (1 - s_{\text{н}}) W_{2\text{н}}$ .

Для нагрузки:

момент сопротивления  $M_r = (W_2 / W_{2\text{н}})^2 M_{\text{гн}}$  (%) – (вентиляторный характер);  
конечное время разгона 8,5 с.

Был изготовлен опытный образец матричного преобразователя частоты типа НПЧ-4,5-100УХЛ4 по схеме рис. 1 с номинальными выходными параметрами:  $U_{\text{дн}} = 4,5$  кВ,  $I_{\text{дн}} = 100$  А,  $f_{\text{дн}} = 50$  Гц, диапазон регулирования  $f_d = 0-50$  Гц. Габаритные размеры и масса каждого из трех силовых шкафов с принудительной распределенной системой воздушного охлаждения – 2000'800'800 мм,

475 кг и шкафа МПСУ с естественным охлаждением составляли: – 2000'800'600 мм, 114 кг.

**Вывод.** Предложенный способ формирования высокого напряжения каскадного МПЧ с высокочастотной синусоидальной ШИМ, подтвержденный результатами математического и физического моделирования, обеспечивает по сравнению со способом, реализованном в [4], уменьшение массогабаритных показателей при сохранении высоких параметров качества электроэнергии как со стороны питающей сети, так и на стороне двигателя.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дробкин Б.З., Пронин М.В., Ефимов А.А. Развитие устройств силовой электроники для регулируемых электроприводов. – Материалы V Международ. (XVI Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП-2007). – СПб, 2007.
2. Патент РФ № RU 2265947. Устройство и способ управления обратным преобразователем энергии переменного тока в энергию переменного тока/ Р.Т. Шрейнер, А.А. Ефимов и др.; от 09.07.2002.
3. Патент Яп. WO 5099075 A1; PCT/JP05/005509. Способ и устройство для управления преобразователем частоты с ШИМ / Yamamoto Fiji, Nara Hidenori, Kang Jun-Koo et al. от 25.03.2005.
4. Матричный каскадный преобразователь частоты типа CIMR-MXIS на IGBT-модулях с высокочастотной ШИМ и с рекуперацией энергии. – Проспект фирмы «Yaskawa Electric Corporation» (Япония), 2007.
5. Патент РФ № RU 2428783. Способ формирования и регулирования высокого напряжения матричного непосредственного преобразователя частоты каскадного типа с высокочастотной синусоидальной ШИМ/Д.Е. Богатырев, И.М. Васин, С.В. Махонин, Б.А. Скворцов; от 05.05.2010.
6. Пронин М.В., Воронцов А.Г., Калачиков П.Н., Емельянов А.П. Электроприводы и системы с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями (моделирование, расчет, применение). – Силовые машины. – СПб: «Электросила», 2004.

[24.11.11]

Авторы: **Васин Игорь Михайлович** окончил в 1985 г. факультет «Судовые ЭЭС» Ленинградского электротехнического института (ЛЭТИ) им. Ульянова (Ленина), ныне ГЭТУ «ЛЭТИ». В 2011 г. защитил докторскую диссертацию «Создание перспективных электротехнических и энергетических комплексов судовых единых электроэнергетических систем». Генеральный директор ФГУП «Центральный научно-исследовательский институт судовой электротехники и технологии» (ФГУП «ЦНИИ СЭТ»).

**Махонин Сергей Васильевич** окончил в 1979 г. факультет «Системы автоматического управления» ЛЭТИ им. Ульянова (Ленина). Начальник отдела ФГУП «ЦНИИ СЭТ».

**Скворцов Борис Алексеевич** окончил в 1965 г. факультет «Электрооборудование летательных аппаратов» Ленинградского института авиационного приборостроения, ныне ГУАП. В 1976 г. защитил во ВНИИЭлектромаш кандидатскую диссертацию «Исследование вентильного двигателя постоянного тока применительно к электродвижению глубоководного аппарата». Ведущий научный сотрудник ФГУП «ЦНИИ СЭТ».