

# Матричный преобразователь частоты — объект скалярного управления

**Рассматриваются алгоритмы переключения вентилях в матричном преобразователе частоты, направленные на достижение электромагнитной совместимости с нагрузкой и питающей сетью. Показывается возможность реализации данных решений на традиционной основе скалярного управления, что упрощает и расширяет области возможного применения матричного преобразователя.**

**Сергей Сидоров**

sidorov\_ulstu@mail.ru

Матричный преобразователь частоты (МПЧ) — сравнительно новый элемент преобразовательной техники, освоение которого возможно на основе опыта применения наиболее близких аналогов — непосредственных преобразователей частоты (НПЧ) и автономных инверторов напряжения (АИН). Сочетание многих положительных свойств в матричных структурах достигается применением запираемых вентиляхных ячеек с двусторонней проводимостью тока. Каждая из ячеек чаще всего выполняется в виде бивентилья на двух встречно-включенных транзисторах, зашунтированных обратными диодами. Получившая наибольшее признание схема МПЧ на 9 бивентильях приведена на рис. 1.

Топологическим аналогом данного устройства служит известная схема трехпульсного НПЧ на основе реверсивных преобразователей с попарным встречно-параллельным подключением вентиляхных комплектов. Определяющее значение для подобных схем

на тиристорах имеет выбор совместного или раздельного способов управления вентиляхными комплектами. Выполнение МПЧ на запираемых бивентильях предоставляет возможность более рационального управления путем одновременной подачи отпирающих импульсов на оба транзистора в составе каждого бивентилья. Происходящая при этом подготовка транзисторов к протеканию тока в обоих направлениях обеспечивает мгновенную готовность преобразователя к смене режимов (выпрямительного и инверторного), а заодно исключает любую возможность появления прерывистого тока нагрузки [1]. Указанное свойство позволяет отнести МПЧ к наиболее совершенным обратимым источникам трехфазного питания. Регулирование данных устройств происходит на высокой несущей частоте, а потому должно исключать попадание в нагрузку низкочастотных сетевых пульсаций.

## Отыскание моментов переключений в матричных схемах с помощью интегральной ШИМ

Решение указанной задачи может основываться на пропорциональной зависимости тока индуктивной нагрузки от интегральных значений питающего напряжения. На рис. 2 представлено решение простейшего операторного уравнения  $RL$ -цепи, находящейся под воздействием модулированного на высокой частоте сетевого напряжения.

Схема поясняет возможность прямого, не зависящего от формы питающего напряжения, управле-

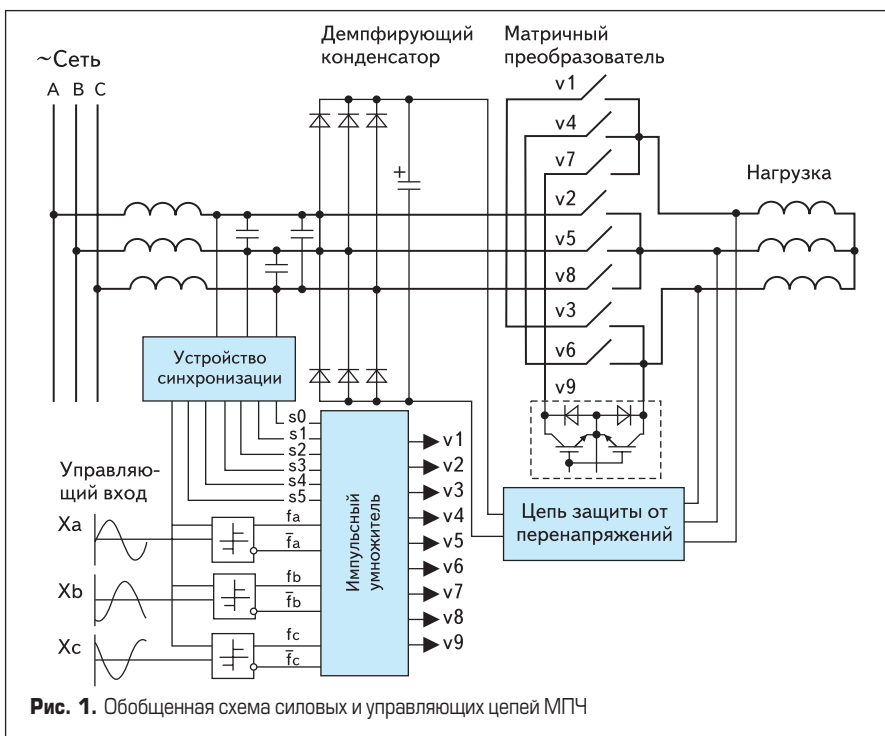


Рис. 1. Обобщенная схема силовых и управляющих цепей МПЧ

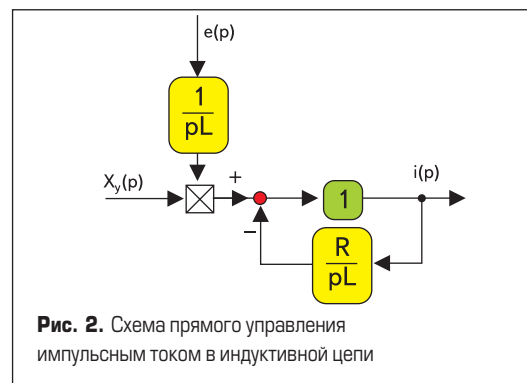


Рис. 2. Схема прямого управления импульсным током в индуктивной цепи

ния током  $i(p)$  при условии, что управляющий сигнал  $x_y(p)$  на каждом такте задает интегральные значения этого напряжения  $e(p)/p$ , а цепь имеет чисто индуктивный характер. В реальной цепи присутствие обратной связи по IR-составляющей указывает на наличие ошибки в канале прямого регулирования, снижающейся по мере уменьшения активного сопротивления. Первоначальное рассмотрение отвечающих данному подходу алгоритмов проведем на сравнительно простом примере «3-1»-фазного матричного преобразователя, работающего в режиме стабилизации среднетактовых выпрямленных напряжений. Условием данного режима является равенство «Вольт-секундных» площадей между кривыми участвующих в переключениях линейных напряжений (большого  $e_1(t)$  и меньшего  $e_2(t)$ ) и приведенного к сетевому входу управляющего сигнала  $x_y(t)$ . Согласно первому способу, этого можно добиться с помощью односторонней интегральной ШИМ-2.

Судя по диаграммам (рис. 3а), переключения вентилей в этом случае происходит при постоянстве тактового периода ( $T = \text{const}$ ) в моменты равенства управляющего  $x_y(t)$  и опорного  $x_{op}(t)$  сигналов [2]:

$$\int_{\kappa T}^{\kappa T + \tau_{1\kappa}} (e_1(t) - e_2(t)) d\omega t + \int_{\kappa T}^{(\kappa+1)T} e_2(t) d\omega t = x_y, \quad (1)$$

причем в качестве последнего служит указанное слева, смещенное по уровню интегральное междуфазное напряжение сети. Решение уравнения (1) для случая  $T = \pi/24$  имеет вид:

$$\tau_{1\kappa} = \arccos(0,5\sin((\kappa+1)T) - \sin(\kappa T) - 0,5\sqrt{3}\cos((\kappa+1)T - x_{yT}) - \kappa T - 5\pi/6). \quad (2)$$

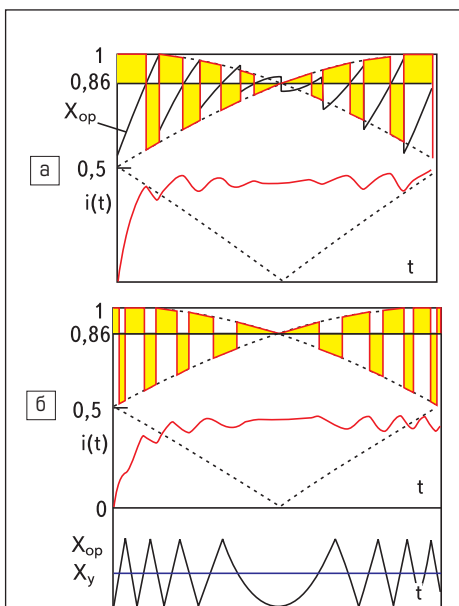


Рис. 3. Способы интегральной ШИМ сетевого напряжения: а) односторонняя ШИМ при  $T = \text{const}$ ; б) двусторонняя ШИМ при  $T \neq \text{const}$

Результаты расчета интервалов подключения нагрузки к большому  $\tau_{1\kappa}^* = \tau_{1\kappa}/T$  и меньшему  $\tau_{2\kappa}^* = 1 - \tau_{1\kappa}$  напряжениям сети на периоде  $\pi/6$  приведены в выделенных цветом строках таблицы 1. Решение обратной задачи позволяет убедиться, что полученные значения  $\tau_{1\kappa}^*, \tau_{2\kappa}^*$  обеспечивают точное равенство среднетактовых напряжений  $u_{d\kappa} = x_y = 0,866$  на всем интервале повторяемости выпрямленного напряжения, в результате чего в кривой установившегося тока  $i(t)$  исчезает низкочастотная сетевая составляющая.

Более полную инвариантность тока к изменениям мгновенных значений питающего напряжения обеспечивает второй способ на основе двусторонней интегральной ШИМ-2 (рис. 3б). В этом случае формирование опорного сигнала  $x_{op}(t)$  происходит в режиме непрерывного интегрирования сетевого напряжения со сменой его знака в моменты достижения  $x_{op}(t)$  порогового уровня. Получаемый опорный сигнал имеет квазипилообразную форму и постоянную амплитуду и так же, как в первом случае, содержит информацию об интегральных значениях питающего напряжения. Дополнительное улучшение формы тока наблюдается вследствие автоматического изменения частоты сигнала  $x_{op}(t)$ , которое происходит одновременно с изменениями огибающей сетевого напряжения. В режиме  $x_y(t) = \text{const}$  это свойство обеспечивает постоянство отклонений тока между соседними переключениями вентилей.

Таблица 1. Расчетные величины временных интервалов  $\tau_{1\kappa}^*, \tau_{2\kappa}^*, \tau_{0\kappa}^*$  и выходного напряжения  $u_{d\kappa}$  на периоде повторяемости

$\tau_{1\kappa}^*$	0,672	0,596	0,504	0,321
$\tau_{1\kappa}^*$	0,739	0,707	0,689	0,789
$\tau_{2\kappa}^*$	0,328	0,404	0,496	0,679
$\tau_{2\kappa}^*$	0,198	0,19	0,184	0,211
$\tau_{0\kappa}^*$	0	0	0	0
$\tau_{0\kappa}^*$	0,063	0,103	0,127	0
$u_{d\kappa}$	0,866	0,866	0,866	0,866
$u_{d\kappa}$	0,855	0,827	0,799	0,893

Для сравнения в других строках таблицы 1 приведены результаты аналогичных вычислений известным способом, основывающимся на векторном представлении координат преобразователя. Известно, что в схемах АИН векторный способ получает точное решение рассматриваемой задачи в виде равенства линейной комбинации базовых векторов и вектора управляющего сигнала:

$$\tau_{1\kappa}^* \bar{e}_1 + \tau_{2\kappa}^* \bar{e}_2 + \tau_{0\kappa}^* \bar{e}_0 = \bar{x}_{y\kappa} \quad (3)$$

Согласно известной методике, расчет предусматривал: отыскание по формуле  $|\bar{x}_{y\kappa}| = 0,866\cos\alpha_\kappa$  модульного значения управляющего вектора в начале тактового интервала ( $\kappa = 0, 1, \dots$ ) внутри очередного 60-градусного сектора векторной диаграммы; геометрическое суммирование базовых векторов, располагающихся на границах рассматриваемого сектора; вычисление искомых временных интервалов  $\tau_{1\kappa}^*, \tau_{2\kappa}^*$ , а также необходимой в данном случае нулевой паузы  $\tau_{0\kappa}^*$  с помощью зависимости:

$$\tau_{1\kappa}^* = \frac{|\bar{x}_{y\kappa}|}{T\sqrt{3}} (\cos\alpha_\kappa + \sin\alpha_\kappa);$$

$$\tau_{2\kappa}^* = \frac{|\bar{x}_{y\kappa}|}{T\sqrt{3}} (\cos\alpha_\kappa - \sin\alpha_\kappa);$$

$$\tau_{0\kappa}^* = 1 - \tau_{1\kappa}^* - \tau_{2\kappa}^*. \quad (4)$$

Сравнение полученных в таблице 1 результатов показывает, что при отыскании моментов переключений векторным способом имеют место отклонения среднетактовых напряжений  $u_{d\kappa}$  от заданного уровня  $x_{y\kappa}$  (в пределах  $\pm 5\%$ ), появление которых можно объяснить тем, что, в отличие от АИН, система базовых векторов МПЧ в процессе переключений претерпевает не только фазовые, но и не учитываемые в данных расчетах амплитудные изменения.

### Многоуровневое ШИМ-регулирование трехфазного напряжения на выходе МПЧ

Регулирование параметров электроэнергии на выходе МПЧ может происходить в режимах чередующегося трех- или двухфазного питания. Причем, если первую группу режимов можно реализовать по аналогии с процессами в НПЧ, то вторую — по аналогии с АИН. Особенности двухфазного питания помогает выяснить функциональное изображение МПЧ в виде схемы замещения с переключателями (рис. 4).

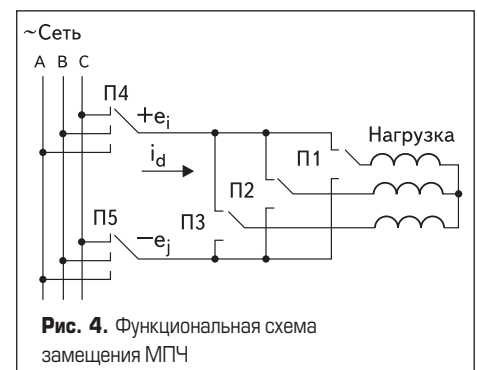


Рис. 4. Функциональная схема замещения МПЧ

Видно, что в отличие от аналогичного изображения АИН на двухполюсных переключателях П1, П2, П3 [3] здесь появляется необходимость в дополнительных трехполюсных коммутаторах П4, П5, соединяющих условно положительную (+ $e_i$ ) и отрицательную (- $e_i$ ) шины питания «внутреннего» инвертора с сетевыми фазами А, В, С. Наличие П4, П5 существенно увеличивает число возможных состояний схемы: с  $2^3 = 8$  в АИН до  $2^3 \cdot 6 = 48$  в схеме МПЧ. Рассмотрение этих состояний позволяет выделить в работе матричного преобразователя две главных функции. Первая функция связи с питающей сетью осуществляется на частоте сетевых пульсаций чередующимся подключением фиктивных шин питания с помощью П4, П5 к двум фазам сети. В зависимости от алгоритма переключений это позволяет получать на указанных шинах выпрямленное напряжение разного уровня и формы. Вторая

функция ШИМ-регулирования выходных параметров МПЧ осуществляется с помощью переключателей П1–П3 на более высокой несущей частоте, аналогично тому, как это происходит в АИН. Такое рассмотрение делает понятной задачу управления реальной схемой преобразователя, показанную на рис. 1. Покажем, что в режимах двухфазного питания эта задача решается с помощью универсального логического уравнения в матричной форме записи:

$$\bar{U} = \bar{S} \times \bar{F}, \quad (5)$$

где  $\bar{U}$  — вектор управления, представленный девятью последовательностями управляющих импульсов по числу силовых транзисторов преобразователя;

$\bar{S}$  — матрица связи размером  $9 \times 6$  в виде синхронизирующих импульсов, выполняющих функции связи с питающей сетью;

$\bar{F}$  — вектор модуляции в виде шести последовательностей модулированных по ширине импульсов, выполняющих функции регулирования.

В раскрытом виде алгоритм управления (5) представлен в виде уравнения: (6).

Согласно схеме рис. 1, основным элементом реализации (6) служит импульсный умножитель, на первые входы которого подаются модулированные по ширине логические импульсы  $f_a, \bar{f}_a$  для ключей фазы А,  $f_b, \bar{f}_b$  фазы В и  $f_c, \bar{f}_c$  фазы С соответственно. Полагается, что формирование этих импульсов происходит в результате сравнения трехфазной системы задающих  $x_a, x_b, x_c$  и опорного  $x_{op}$  сигналов на основе рассмотренной интегральной ШИМ-2. На вторые входы умножителя поступают импульсы синхронизации  $s_{k=0...5}$ , длительность и фазовое расположение которых относительно сетевого напряжения в конечном итоге определяют не только уровень питающего напряжения, но и такой важный энергетический показатель, как коэффициент сдвига тока относительно напряжения на сетевом входе преобразователя. Так, например, режим максимального уровня питания при единичном значении коэффициента сдвига устанавливается поочередной подачей синхронизирующих импульсов длительностью  $\pi/3$ , начала которых должны совпадать с точками естественной коммутации. Тогда питающее напряжение будет образовываться участками междуфазных сетевых напряжений  $e_{ij} = e_{AB}, e_{AC}, \dots$ , с наибольшими приведенными значениями  $0,866 \div 1,0$ . Связь индексов в циклическом обозначении синхроимпульсов  $s_k = \text{sign}(e_{i,j})$  и получаемых с их помощью междуфазных напряжений на периоде сети отражена в таблице 3.

Уменьшения глубины пульсаций выходного тока в нижней части диапазона регулирования можно добиться сочетанием широтно- и амплитудного способов регулирования. Необходимое снижение питающего напряжения до среднего  $e_{i,j} = 0,5 \div 0,866$  и нижнего  $e_{i,j} = 0 \div 0,5$  уровней получается в результате соответствующего изменения фазы и длительности синхронизирующих импульсов. Причем на каждом уровне питания процессы формирования и ШИМ-регулирования трехфазной ЭДС нагрузки остаются неизмен-

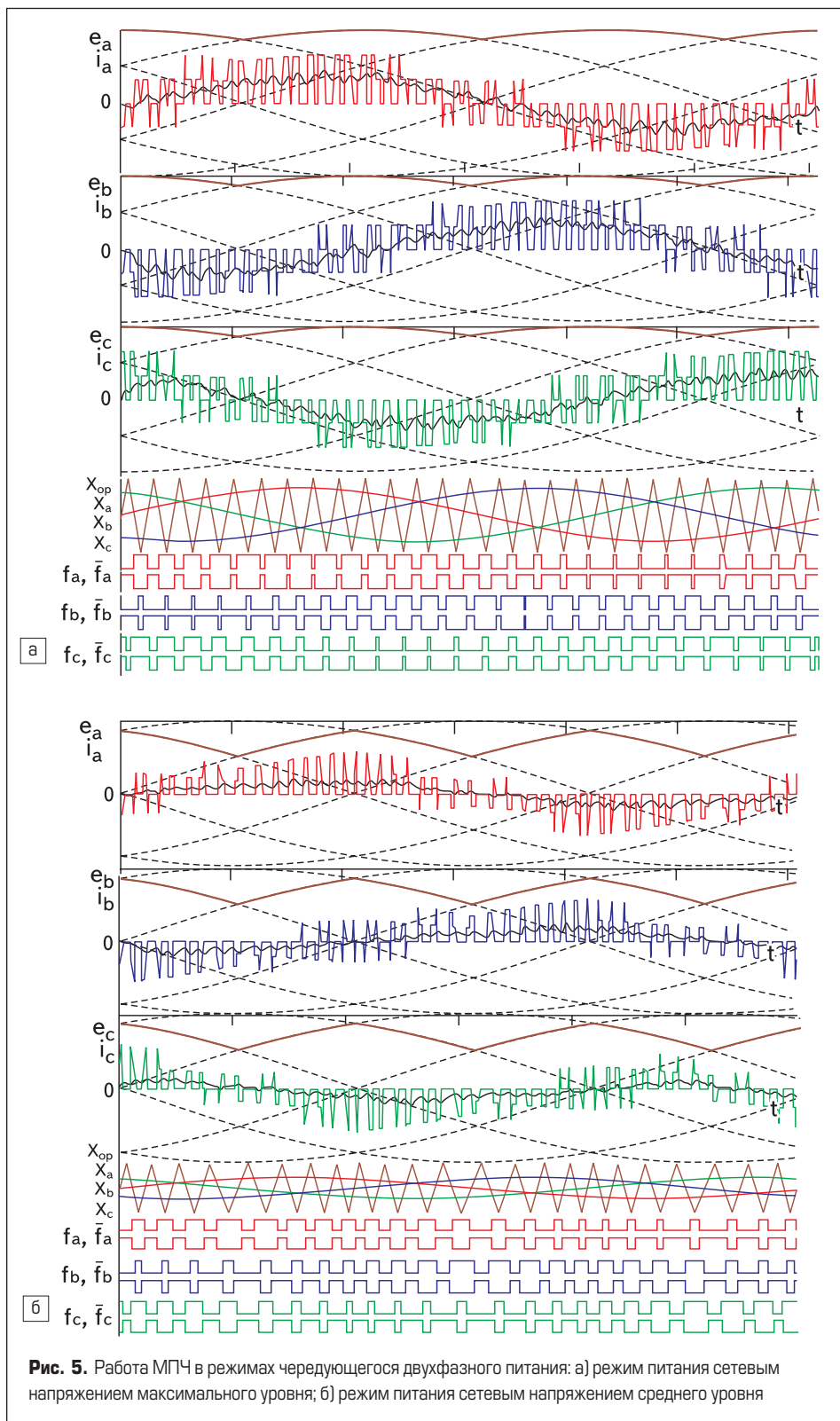


Рис. 5. Работа МПЧ в режимах чередующегося двухфазного питания: а) режим питания сетевым напряжением максимального уровня; б) режим питания сетевым напряжением среднего уровня

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \\ U_5 \\ U_6 \\ U_7 \\ U_8 \\ U_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_0 + s_1 & s_3 + s_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_0 + s_1 & s_3 + s_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_0 + s_1 & s_3 + s_4 \\ s_2 + s_3 & s_0 + s_5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_2 + s_3 & s_0 + s_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_2 + s_3 & s_0 + s_5 \\ s_4 + s_5 & s_1 + s_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_4 + s_5 & s_1 + s_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_4 + s_5 & s_1 + s_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} f_a \\ \bar{f}_a \\ f_b \\ \bar{f}_b \\ f_c \\ \bar{f}_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

**Таблица 2.** Сводная таблица состояний при различных комбинациях управляющих ( $f_a, f_b, f_c$ ) и синхронизирующих ( $s_0, s_1, \dots, s_5$ ) импульсов

$f_a$ $f_b$ $f_c$		0	0	0	0	1	1	1	1
$S_0 = 1$ $S_1 = 0$ $S_2 = 0$ $S_3 = 0$ $S_4 = 0$ $S_5 = 0$	ключи	v4 v5 v6	v4 v5 v3	v4 v2 v6	v4 v2 v3	v1 v5 v6	v1 v5 v3	v1 v2 v6	v1 v2 v3
$e_a$ $e_b$ $e_c$		0 0 0	$-1/3e_{AB}$ $-1/3e_{AB}$ $2/3e_{AB}$	$-1/3e_{AB}$ $2/3e_{AB}$ $-1/3e_{AB}$	$-2/3e_{AB}$ $1/3e_{AB}$ $1/3e_{AB}$	$2/3e_{AB}$ $-1/3e_{AB}$ $1/3e_{AB}$	$1/3e_{AB}$ $-2/3e_{AB}$ $1/3e_{AB}$	$1/3e_{AB}$ $1/3e_{AB}$ $-2/3e_{AB}$	0 0 0
$S_0 = 0$ $S_1 = 1$ $S_2 = 0$ $S_3 = 0$ $S_4 = 0$ $S_5 = 0$	ключи	v7 v8 v9	v7 v8 v3	v7 v2 v9	v7 v2 v3	v1 v8 v9	v1 v8 v3	v1 v2 v9	v1 v2 v3
$e_a$ $e_b$ $e_c$		0 0 0	$-1/3e_{AC}$ $-1/3e_{AC}$ $2/3e_{AC}$	$-1/3e_{AC}$ $2/3e_{AC}$ $-1/3e_{AC}$	$-2/3e_{AC}$ $1/3e_{AC}$ $1/3e_{AC}$	$2/3e_{AC}$ $-1/3e_{AC}$ $-1/3e_{AC}$	$1/3e_{AC}$ $-2/3e_{AC}$ $1/3e_{AC}$	$1/3e_{AC}$ $1/3e_{AC}$ $-2/3e_{AC}$	0 0 0
$S_0 = 0$ $S_1 = 0$ $S_2 = 1$ $S_3 = 0$ $S_4 = 0$ $S_5 = 0$	ключи	v7 v8 v9	v7 v8 v6	v7 v5 v9	v7 v5 v6	v4 v8 v9	v4 v8 v6	v4 v5 v9	v4 v5 v6
$e_a$ $e_b$ $e_c$		0 0 0	$-1/3e_{BC}$ $-1/3e_{BC}$ $2/3e_{BC}$	$-1/3e_{BC}$ $2/3e_{BC}$ $-1/3e_{BC}$	$-2/3e_{BC}$ $1/3e_{BC}$ $1/3e_{BC}$	$2/3e_{BC}$ $-1/3e_{BC}$ $-1/3e_{BC}$	$1/3e_{BC}$ $-2/3e_{BC}$ $1/3e_{BC}$	$1/3e_{BC}$ $1/3e_{BC}$ $-2/3e_{BC}$	0 0 0
$S_0 = 0$ $S_1 = 0$ $S_2 = 0$ $S_3 = 1$ $S_4 = 0$ $S_5 = 0$	ключи	v4 v5 v6	v4 v5 v3	v4 v2 v6	v4 v2 v3	v1 v5 v6	v1 v5 v3	v1 v2 v6	v1 v2 v3
$e_a$ $e_b$ $e_c$		0 0 0	$-1/3e_{BA}$ $-1/3e_{BA}$ $2/3e_{BA}$	$-1/3e_{BA}$ $2/3e_{BA}$ $-1/3e_{BA}$	$-2/3e_{BA}$ $1/3e_{BA}$ $1/3e_{BA}$	$2/3e_{BA}$ $-1/3e_{BA}$ $-1/3e_{BA}$	$1/3e_{BA}$ $-2/3e_{BA}$ $1/3e_{BA}$	$1/3e_{BA}$ $1/3e_{BA}$ $-2/3e_{BA}$	0 0 0
$S_0 = 0$ $S_1 = 0$ $S_2 = 0$ $S_3 = 0$ $S_4 = 1$ $S_5 = 0$	ключи	v7 v8 v9	v7 v8 v3	v7 v2 v9	v7 v2 v3	v1 v8 v9	v1 v8 v3	v1 v2 v9	v1 v2 v3
$e_a$ $e_b$ $e_c$		0 0 0	$-1/3e_{CA}$ $-1/3e_{CA}$ $2/3e_{CA}$	$-1/3e_{CA}$ $2/3e_{CA}$ $-1/3e_{CA}$	$-2/3e_{CA}$ $1/3e_{CA}$ $1/3e_{CA}$	$2/3e_{CA}$ $-1/3e_{CA}$ $-1/3e_{CA}$	$1/3e_{CA}$ $-2/3e_{CA}$ $1/3e_{CA}$	$1/3e_{CA}$ $1/3e_{CA}$ $-2/3e_{CA}$	0 0 0
$S_0 = 0$ $S_1 = 0$ $S_2 = 0$ $S_3 = 0$ $S_4 = 0$ $S_5 = 1$	ключи	v7 v8 v9	v7 v8 v6	v7 v5 v9	v7 v5 v6	v4 v8 v9	v4 v8 v6	v4 v5 v9	v4 v5 v6
$e_a$ $e_b$ $e_c$		0 0 0	$-1/3e_{CB}$ $-1/3e_{CB}$ $2/3e_{CB}$	$-1/3e_{CB}$ $2/3e_{CB}$ $-1/3e_{CB}$	$-2/3e_{CB}$ $1/3e_{CB}$ $1/3e_{CB}$	$2/3e_{CB}$ $-1/3e_{CB}$ $-1/3e_{CB}$	$1/3e_{CB}$ $-2/3e_{CB}$ $1/3e_{CB}$	$1/3e_{CB}$ $1/3e_{CB}$ $-2/3e_{CB}$	0 0 0

**Таблица 3.** Порядок чередования сетевых фаз с напряжениями максимального уровня

к	0	1	2	3	4	5
i	A	A	B	B	C	C
j	B	C	C	A	A	B

ными и протекают в условиях постоянства структуры «внутреннего» инвертора. В случае соединения нагрузки по схеме «звезда» эта структура, как известно, образуется последовательно-параллельным соединением фаз нагрузки. В результате мгновенные значения фазных ЭДС на выходе преобразователя будут повторять ту или иную кривую питающего линейного напряжения с меняющимся в процессе переключений коэффициентом масштабирования 0,  $\pm 1/3$ ,  $\pm 2/3$ , согласно уравнению:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{e_{i,j}}{3} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

Рассматривая, в качестве примера, процессы при питающем напряжении  $e_{i,j} = e_{AB}$ , предположим, что логические переменные в правой части уравнения (6) имеют значения:  $s_0 = 1, s_1 = s_2 = s_3 = s_4 = s_5 = 0; f_a = \bar{f}_b = \bar{f}_c = 1, \bar{f}_a = f_b = f_c = 0$ . Тогда полученные в левой части этого уравнения единичные сигналы управления  $U_1 = U_5 = U_6 = 1$  приведут к включению транзисторов с номерами v1, v5, v6, что, в свою очередь, согласно (7), приведет к появлению

в цепях нагрузки фазных ЭДС  $e_a = +2/3e_{AB}; e_b = -1/3e_{AB}; e_c = -1/3e_{AB}$ .

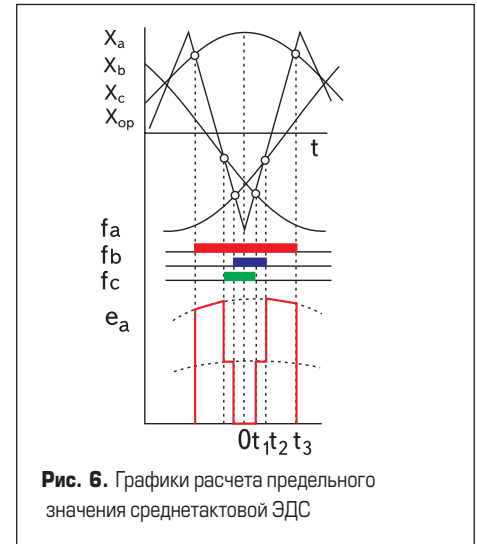
Согласно таблице 2, аналогичным образом будет происходить работа в других 47 возможных состояниях схемы. Иллюстрацией могут служить полученные компьютерным моделированием диаграммы работы МПЧ на частоте 100 Гц (рис. 5).

Представляет интерес оценка коэффициента использования сетевого напряжения в рассматриваемых режимах. Необходимое суждение об амплитуде выходной ЭДС можно сделать по предельной величине среднетактового напряжения. На графиках (рис. 6) видно, что условием получения такого напряжения является симметричное расположение такта относительно вершины косинусоиды задающего сигнала максимальной амплитуды.

Предварительное отыскание моментов переключений  $t_1, t_2, t_3$  в точках равенства задающих  $x_a, x_b, x_c$  и опорного  $x_{op}$  сигналов позволяет рассчитать указанное предельное напряжение:

$$u_{dm} = \frac{2}{T} \left( \int_{t_1}^{t_2} \cos(\omega t) dt + \int_{t_2}^{t_3} \cos(\omega t) dt \right), \quad (8)$$

а затем сравнить его с одним из базовых напряжений при той или иной тактовой частоте модуляции  $f = 1/T$ . Вычисления показали, что при вариациях частоты  $f = (1-10)$  кГц отношение данного напряжения к среднему зна-



**Рис. 6.** Графики расчета предельного значения среднетактовой ЭДС

чению двухполупериодного выпрямленного напряжения сети изменяется в пределах  $u_{dm}/U_{do} = 0,568 \div 0,573$ , где  $U_{do} = 3\sqrt{6}U/\pi$ , в то время как по отношению к амплитуде фазного напряжения сети этот показатель имеет значения  $u_{dm}/\sqrt{2}U = 0,984 \div 0,992$ .

### Анализ токов на сетевом входе МПЧ в режимах чередующегося двухфазного питания

Анализ показывает возможность получения любых заданных значений коэффициента сдвига этого тока, независимо от параметров электроэнергии на выходе устройства и питающей сети. Рассмотрение упрощается, если преобразователь, ввиду малого реактанса входных цепей, можно представить источником напряжения. В этом случае величина и форма входных токов на межкоммутационных интервалах будет задаваться токами нагрузки. Принимая тот или иной закон изменения этих токов  $i_a(t), i_b(t) = i_a(t)e^{j2\pi n t}, i_c(t) = i_a(t)e^{j2\pi n t}$ , получим вначале ток, протекающий через фиктивные шины питания «внутреннего» инвертора  $i_d(t)$ . Известно, что в схемах АИН реактивная составляющая токов нагрузки на интервалах фазового угла  $\varphi_n < \pi/3$  замыкается по цепям обратных диодов, в связи с чем входной ток инвертора  $i_d(t)$  имеет знакопостоянную форму. Аналогичные условия существуют и в МПЧ, так как отсутствие явно выраженных обратных диодов в его схеме компенсируется двусторонней проводимостью транзисторных бивентилей. Эта особенность позволяет использовать для отыскания  $i_d(t)$  коммутационные функции в виде единичных сигналов, совпадающих с интервалами положительности фазных токов нагрузки длительностью « $\pi - \varphi_n$ »:

$$i_d(t) = F_a(\omega_n)i_a(t) + F_b(\omega_n)i_b(t) + F_c(\omega_n)i_c(t). \quad (9)$$

Записывая каждую из коммутационных функций в виде ряда

$$F_{a,b,c}(\omega_n) = \frac{\pi - j_n}{2\pi} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega_n t) + b_k \sin(k\omega_n t), \quad (10)$$

где  $\omega_n, \varphi_n$  — круговая частота и начальная фаза тока нагрузки, приведем необходимые для вычисления (9) и (10) коэффициенты Фурье:

$$a_k = (1/k\pi)(\sin((\delta + 1)k\pi - k\varphi_n) - \sin(k\delta\pi));$$

$$b_k = (1/k\pi)(\cos(k\delta\pi) - \cos((\delta + 1)k\pi - k\varphi_n)).$$

Выражения (10) записаны в компактной форме, предполагающей, что  $\delta = 0$  при отыскании  $F_d(\omega_n)$  или  $\delta = 2/3$  при отыскании  $F_b(\omega_n)$ , или  $\delta = 4/3$  при отыскании  $F_c(\omega_n)$ . Последующий расчет токов сетевых фаз может быть осуществлен умножением полученных значений  $i_d(t)$  на аналогичную систему трехфазных переключающих функций  $i_{A,B,C} = i_d(t) \times F_{ij}(\omega)$ . Теперь переключающие функции должны изменяться с частотой сети и отражать зависимость сетевых токов от фазовых моментов включения коммутаторов П4, П5 в схеме замещения (рис. 4), поэтому их компонентами могут служить упомянутые синхронизирующие импульсы:

$$F_{ij}(\omega) = f(s_n + s_{n+1}) - (s_{n+3} + s_{n+4}). \quad (11)$$

Умножение на (11) придает токам сетевых фаз форму знакопеременных импульсов длительностью  $2\pi/3$ , чередующихся с нулевыми паузами.

Гармонический состав сетевых токов в виде канонического ряда нечетных гармоник представлен на рис. 8. В режиме питания верхнего уровня ось симметрии импульсов тока в каждой из фаз совпадает с осью симметрии напряжения, что является признаком работы преобразователя с единичным значением коэффициента сдвига ( $\cos\varphi_1 = 1$ ). Следует иметь в виду, что рассчитанные с помощью (9–12) спектрограммы характеризуют наихудший вариант гармонического состава фазных токов при исчезающе-малой индуктивности сетевого входа  $L_c \rightarrow 0$ . Увеличение индуктивности приводит к затягиванию токов и исчезновению в их составе нулевых пауз (рис. 7в, д). Моделирование данных процессов показывает, что при условии  $L_c > (50-70)$  мГн сетевой ток на входе МПЧ становится практически синусоидальным. Скорректированная с учетом затягивания тока форма переключающих функций  $F_{ij}(\omega)$  отображена на рис. 7г, е. Приведем необходимые для расчета  $F_{ij}(\omega)$  коэффициенты Фурье:

$$a_k = 6 \frac{\sin(k(\Psi + j))}{k^2 \pi^2} \left( \sin\left(\frac{-k\pi}{6}\right) - \sin\left(5\frac{k\pi}{6}\right) + \sin\left(7\frac{k\pi}{6}\right) + \sin\left(11\frac{k\pi}{6}\right) \right);$$

$$b_k = 6 \frac{\cos(k(\Psi + j))}{k^2 \pi^2} \left( \sin\left(\frac{k\pi}{6}\right) + \sin\left(5\frac{k\pi}{6}\right) - \sin\left(7\frac{k\pi}{6}\right) - \sin\left(11\frac{k\pi}{6}\right) \right),$$

где  $\Psi = \delta\pi$  — начальная фаза той или иной переключающей функции в составе трехфазной системы ( $\delta = 0; 2/3; 4/3$ );  $\varphi$  — фаза сетевого тока, задаваемая расположением синхронизиру-

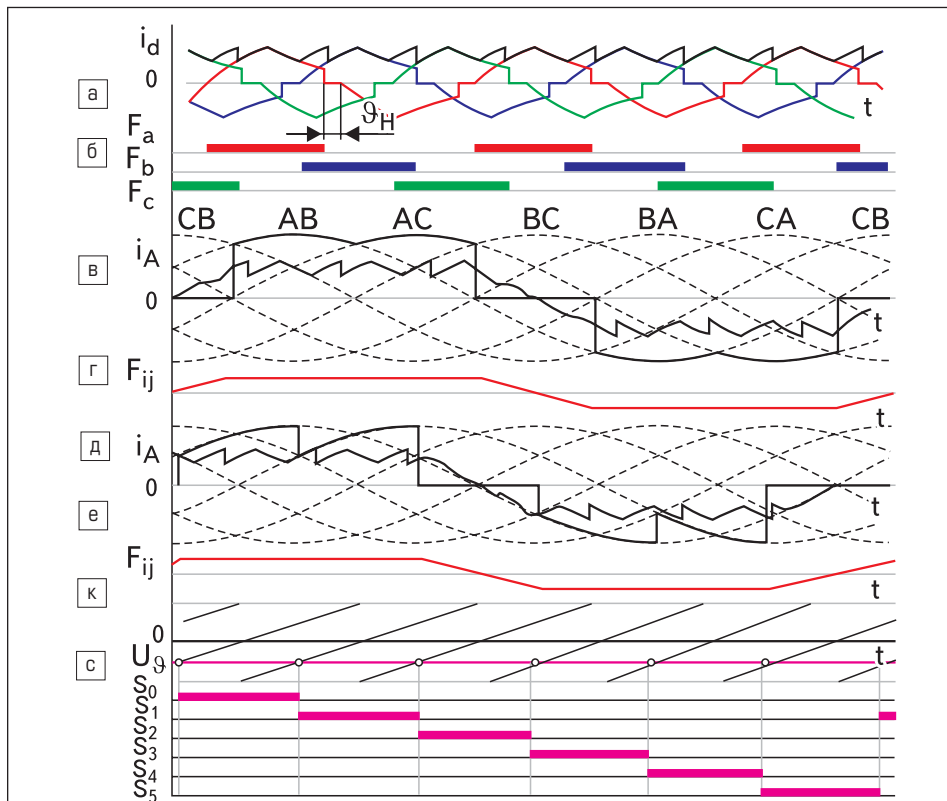


Рис. 7. Диаграммы токов входных и выходных цепей МПЧ: а) кривая тока  $i_d(t)$  на шинах питания внутреннего инвертора; б) коммутационные функции фазных токов нагрузки; в) кривая фазного тока сети в режиме  $\varphi_1 = 0$ ; г) коммутационная функция фазного тока сети в режиме  $\varphi_1 = 0$ ; д) кривая фазного тока сети в режиме  $\varphi_1 = -\pi/6$ ; е) коммутационная функция фазного тока сети в режиме  $\varphi_1 = -\pi/6$ ; ж) диаграммы управляющего  $U_\varphi$  и опорных сигналов в системе задания коэффициента сдвига; з) синхронизирующие импульсы в режиме работы с опережающим коэффициентом сдвига

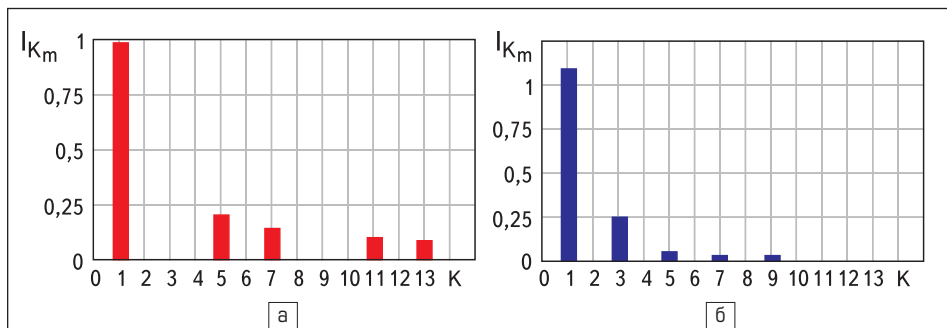


Рис. 8. Гармонический состав сетевого тока: а) при сохранении нулевой паузы; б) при отсутствии нулевой паузы

ющих импульсов относительно сетевого напряжения.

Важно отметить, что указанное затягивание тока наблюдается на кратковременных интервалах  $\pi/3$  и протекает без участия вентиля вследствие энергообмена индуктивных элементов сети с конденсаторами устройств защиты от перенапряжений. Симметричное расположение данных интервалов относительно моментов перехода сетевых токов через нулевые значения устраняет какое-либо влияние данного процесса на фазу сетевых токов. В этой связи единственным фактором воздействия на коэффициент сдвига остается изменение фазы синхронизирующих импульсов ( $\varphi$ ). Диаграммы на рис. 7з, показывают возможность получения любых значений данного параметра на основе вертикального принципа с помощью специального управляющего воздействия  $U_\varphi$ .

Литература

1. Сидоров С. Н. Совместное управление вентилями комплектами реверсивных преобразователей без уравнивающих токов // Электротехника. 2004. № 3.
2. Сидоров С. Н. Алгоритмы управления двухоперационными вентилями в преобразователях с непосредственной связью // Электротехника. 2001. № 5.
3. Архангельский Н. Л., Курнышев Б. С., Виноградов А. Б. Новые алгоритмы в управлении асинхронным электроприводом // Электротехника. 1991. № 10.
4. Виноградов А. Б. Новые алгоритмы пространственно-векторного управления матричным преобразователем частоты // Электричество. 2008. № 3.