

Управление матричным преобразователем частоты в элементном базисе программируемой логики

Сергей СИДОРОВ,
к. т. н.
sidorov_ulstu@mail.ru

В статье рассмотрены алгоритмы управления структурными компонентами матричного преобразователя частоты в виде последовательного соединения активного выпрямителя и автономного инвертора на основе ШИМ-регулирования среднетактовых значений пульсирующего напряжения питания. Дается пример программно-аппаратной реализации данных алгоритмов с помощью однокристалльной системы управления на базе ПЛИС фирмы Altera.

Введение

Управление МПЧ предполагает одновременное выполнение нескольких функций, осуществляемых, как правило, с помощью сигнального (DSP) микропроцессора и программируемых интегральных схем (ПЛИС) [1]. Снижения издержек можно добиться выполнением обеих функций на одном кристалле по принципу System on chip [2]. Реальное воплощение данного подхода стало возможным благодаря последним модификациям ПЛИС фирмы Altera семейства Cyclone. Их принципиальное отличие состоит в параллельном выполнении как логических, так и DSP-функций при высоком быстродействии с тактовой частотой до сотен мегагерц. К числу положительных свойств ПЛИС следует отнести и возможность перепрограммирования системы управления (СУ) без изменения ее структуры. Таким образом возникают предпосылки создания универсальной СУ, способной работать при различных законах ШИР- и ШИМ-регулирования [3–5].

Предлагаемая стратегия управления МПЧ

Стратегия управления МПЧ с помощью ПЛИС исходит из наличия единого для всех вариантов СУ логического уравнения. Для получения такого уравнения представим МПЧ в виде коммутирующей матрицы размером 3×3 , выполненной на идеальных транзисторных ключах s_1, s_2, \dots, s_9 с двухсторонней проводимостью тока (рис. 1а). Воспользуемся возможностью представления схемы замещения МПЧ в виде последовательного соединения активного выпрямителя (АВ) и автономного инвертора напряжения (АИ), связанных звеном постоянного тока (ЗПТ).

Для каждой из двух частей схемы замещения справедливы уравнения связи входных и выходных напряжений АВ (1) и АИ (2):

$$\begin{bmatrix} +e_d \\ -e_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_A & s_B & s_C \\ s_{-A} & s_{-B} & s_{-C} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_a & s_{-a} \\ s_b & s_{-b} \\ s_c & s_{-c} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} +e_d \\ -e_d \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Подстановкой (1) в (2) получаем искомое уравнение (3) связи напряжений для МПЧ в целом:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_4 & s_7 \\ s_2 & s_5 & s_8 \\ s_3 & s_6 & s_9 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Коэффициентами уравнений (1) и (2) служат логические переменные, выполняющие роль отпирающих импульсов s_A, s_B, \dots, s_{-C} для виртуальных ключей в схеме АВ и таких же импульсов s_a, s_b, \dots, s_{-c} в схеме АИ.

В отличие от (1), (2), коэффициенты уравнения (3) определяют состояния девяти реально существующих транзисторов в схеме МПЧ. Из уравнений связи следует, что формирование отпирающих импульсов s_1, s_2, \dots, s_9 для этих ключей должно происходить в соответствии с матричным уравнением:

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \dots \\ s_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & \dots & \dots & s_{16} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & \dots & \dots & s_{26} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{91} & s_{92} & \dots & \dots & \dots & s_{96} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} s_a \\ s_{-a} \\ s_b \\ s_{-b} \\ s_c \\ s_{-c} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} s_{11} = s_A; & s_{12} = s_{-A}; & s_{13} = s_{14} = s_{15} = s_{16} = 0; \\ s_{23} = s_A; & s_{24} = s_{-A}; & s_{21} = s_{22} = s_{25} = s_{26} = 0; \\ s_{35} = s_A; & s_{36} = s_{-A}; & s_{31} = s_{32} = s_{33} = s_{34} = 0; \\ s_{41} = s_B; & s_{42} = s_{-B}; & s_{43} = s_{44} = s_{45} = s_{46} = 0; \\ s_{53} = s_B; & s_{54} = s_{-B}; & s_{51} = s_{52} = s_{55} = s_{56} = 0; \\ s_{65} = s_B; & s_{66} = s_{-B}; & s_{61} = s_{62} = s_{63} = s_{64} = 0; \\ s_{71} = s_C; & s_{72} = s_{-C}; & s_{73} = s_{74} = s_{75} = s_{76} = 0; \\ s_{83} = s_C; & s_{84} = s_{-C}; & s_{81} = s_{82} = s_{85} = s_{86} = 0; \\ s_{95} = s_C; & s_{96} = s_{-C}; & s_{91} = s_{92} = s_{93} = s_{94} = 0. \end{aligned}$$

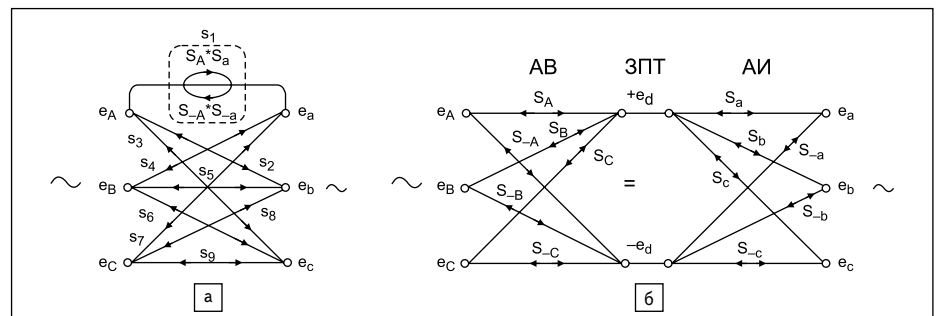


Рис. 1. Символическое изображение коммутирующей матрицы в составе МПЧ (а) и ее схемы замещения (б)

Согласно последнему выражению, каждый ключ в исходной схеме замещается моделью, реализующей логическую функцию «ИЛИ — 2И». К примеру, для ключа s_1 эта функция имеет вид $s_1 = s_A \times s_a + s_{-A} \times s_{-a}$ (рис. 1а). В результате управление МПЧ сводится к переключению вентилярных пар в составе виртуально существующих схем АВ и АИ. В частном случае синхронного переключения указанных пар двухзвенная схема приобретает свойства повторителя напряжения, и необходимость в ней отпадает. В остальных же случаях декомпозиция схемы оказывается весьма эффективным средством синтеза МПЧ с заранее заданными свойствами. Как правило, целью синтеза служит обеспечение электромагнитной совместимости преобразователя с питающей сетью и нагрузкой. Алгоритм (4) предоставляет возможность решения обеих задач путем одновременного воздействия на величину и форму кривых сетевого тока и выходного напряжения МПЧ.

Управление ключами АВ

Выработка импульсов для АВ происходит на основе первичной информации в виде 3-фазной системы широтно-модулированных сигналов f_A, f_B, f_C а также синхронизирующих импульсов $s_{AB1}, s_{CB2}, \dots, s_{CA2}$, делящих период сетевого напряжения на равные промежутки времени длительностью $\pi/6$, согласно уравнению:

$$\begin{bmatrix} s_A \\ s_{-A} \\ s_B \\ s_{-B} \\ s_C \\ s_{-C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & \dots & \dots & \dots & a_{16} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & \dots & \dots & a_{26} \\ a_{31} & \dots & a_{33} & \dots & \dots & a_{36} \\ a_{41} & \dots & \dots & a_{44} & \dots & a_{46} \\ a_{51} & \dots & \dots & \dots & a_{55} & a_{56} \\ a_{61} & \dots & \dots & \dots & \dots & a_{66} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \bar{f}_A \\ \bar{f}_A \\ \bar{f}_B \\ \bar{f}_B \\ \bar{f}_C \\ \bar{f}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & \dots & \dots & \dots & \dots & b_{16} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & \dots & \dots & b_{26} \\ b_{31} & \dots & b_{33} & \dots & \dots & b_{36} \\ b_{41} & \dots & \dots & b_{44} & \dots & b_{46} \\ b_{51} & \dots & \dots & \dots & b_{55} & b_{56} \\ b_{61} & \dots & \dots & \dots & \dots & b_{66} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \bar{f}_B \times \bar{f}_C \\ \bar{f}_B \times \bar{f}_C \\ \bar{f}_A \times \bar{f}_C \\ \bar{f}_A \times \bar{f}_C \\ \bar{f}_A \times \bar{f}_B \\ \bar{f}_A \times \bar{f}_B \end{bmatrix} \times k + \begin{bmatrix} s_{01} \\ s_{02} \\ s_{03} \\ s_{04} \\ s_{05} \\ s_{06} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $a_{11}-a_{66}, b_{11}-b_{66}, s_{01}-s_{06}$ — дизъюнктивные комбинации синхронизирующих импульсов; $k = 0, 1$ — параметр режима управления. С целью формализации алгоритма уравнение (5) представлено в универсальном виде, пригодном для реализации любого из рассматриваемых способов. Так, для превращения АВ в параметрический источник тока заданной формы в этом уравнении необходимо принять:

$$\begin{aligned} & f_A = f_B = f_C = f; \bar{f}_A = \bar{f}_B = \bar{f}_C = \bar{f}; k = 0; \\ & a_{11} = s_{CB2} + s_{BC1}; a_{12} = s_{AB1} + s_{AC2}; s_{01} = s_{AC1} + s_{AB2}; a_{13} = a_{14} = a_{15} = a_{16} = 0; \\ & a_{21} = s_{BC2} + s_{CB1}; a_{22} = s_{BA1} + s_{CA2}; s_{02} = s_{CA1} + s_{BA2}; a_{23} = a_{24} = a_{25} = a_{26} = 0; \\ & a_{33} = s_{AC2} + s_{CA1}; a_{34} = s_{BC1} + s_{BA2}; s_{03} = s_{BA1} + s_{BC2}; a_{31} = a_{32} = a_{35} = a_{36} = 0; \\ & a_{43} = s_{AC1} + s_{CA2}; a_{44} = s_{CB1} + s_{AB2}; s_{04} = s_{AB1} + s_{CB2}; a_{41} = a_{42} = a_{45} = a_{46} = 0; \\ & a_{55} = s_{AB1} + s_{BA2}; a_{56} = s_{CB2} + s_{CA1}; s_{05} = s_{CB1} + s_{CA2}; a_{51} = a_{52} = a_{53} = a_{54} = 0; \\ & a_{65} = s_{BA1} + s_{AB2}; a_{66} = s_{BC2} + s_{AC1}; s_{06} = s_{BC1} + s_{AC2}; a_{61} = a_{62} = a_{63} = a_{64} = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Работа АВ в этом случае происходит в режиме высокочастотного широтно-импульсного регулирования (ШИР) выпрямленного напряжения $e_d(t)$. Как видно из диаграмм компьютерного моделирования на рис. 2а, переключения силовых транзисторов задаются точками встречи управляющего сигнала $x(t)$ постоянного уровня и опорного сигнала $x_{on}(t)$ высокой несущей частоты. При этом формирование $e_d(t)$ происходит чередующимся подключением выходных зажимов к линейным напряжениям сети двух уровней: верхнего уровня относительной величины 0,86–1 и нижнего уровня 0,5–0,86. Улучшение формы токов достигается модуляционным способом

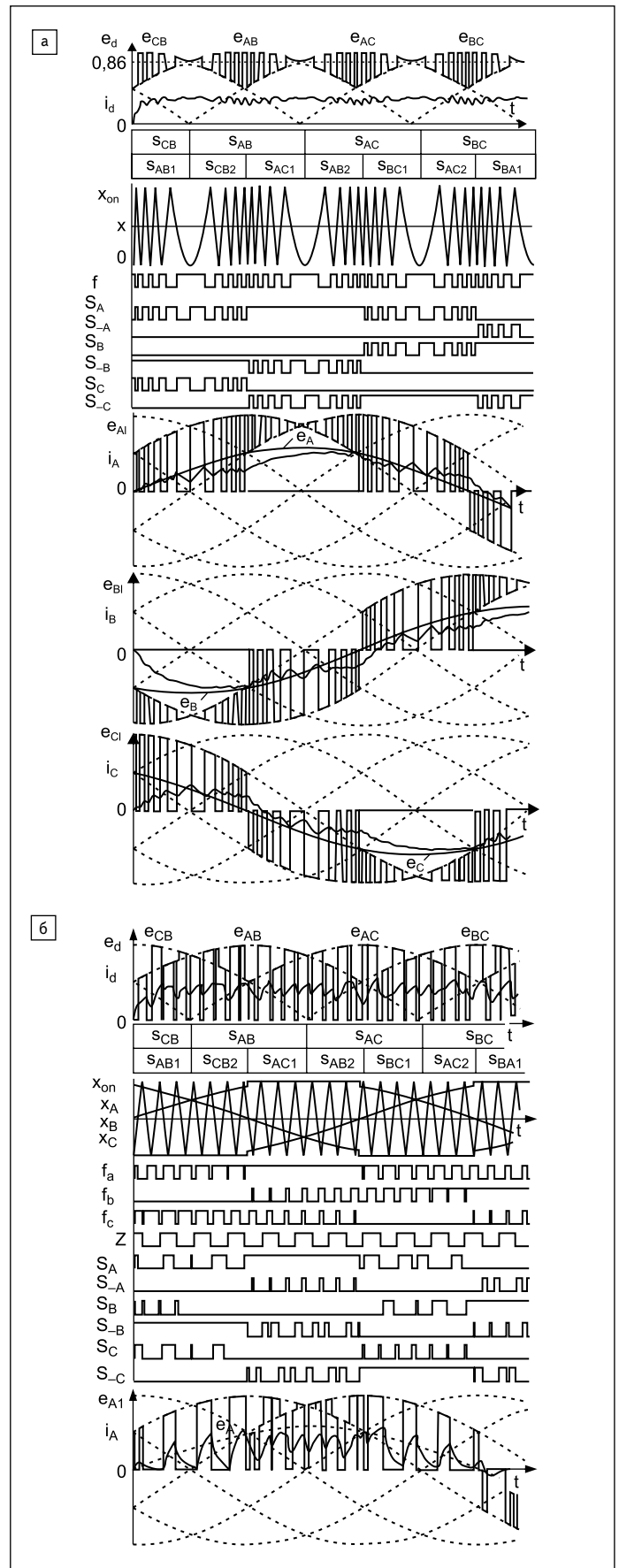


Рис. 2. Временные диаграммы АВ в режиме: а) параметрического источника тока заданной формы; б) модуляционного формирования сетевых токов

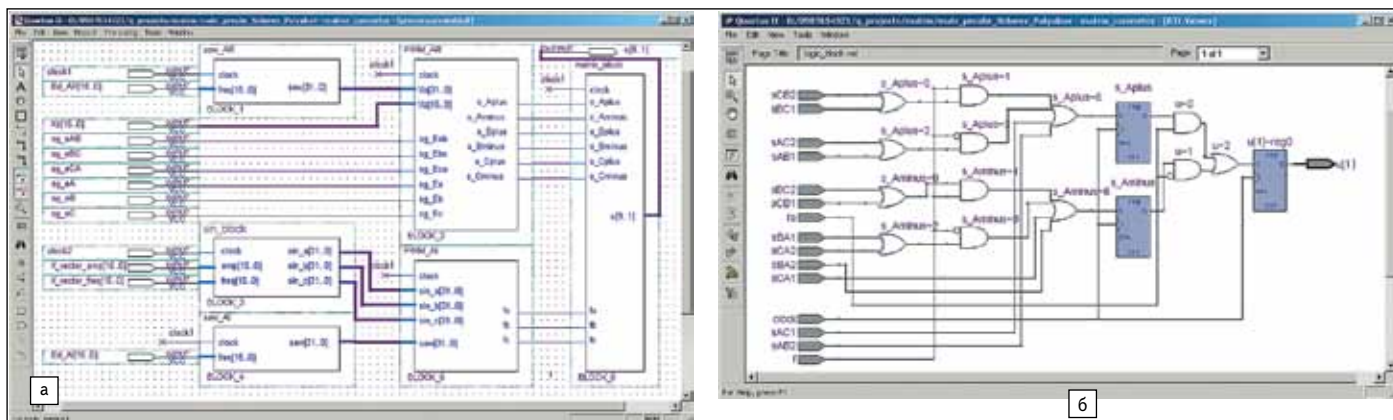


Рис. 3. а) Схемный файл проекта в программной среде Quartus II; б) логический модуль в канале управления первым транзисторным ключом в схеме МПЧ

без применения пассивных фильтров. Этому способствует особая форма опорного сигнала, получающего циклическим интегрированием междуфазного коммутирующего напряжения сети [4, 5]. Реализация ШИР в этих условиях приводит к выравниванию среднетактовых значений импульсного напряжения, в результате в составе выпрямленного тока $i_d(t)$ даже при малой индуктивности нагрузки, соизмеримой с эквивалентной индуктивностью сетевого входа, исчезают низкочастотные (300 Гц) сетевые пульсации. Одновременно с этим происходит улучшение формы фазных токов $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ на сетевом входе АВ. На рис. 2а видно, что желаемую квазисинусоидальность этих токов удастся достичь за счет увеличения продолжительности активного состояния каждого ключа на периоде сети. При максимальной глубине модуляции интервал проводящего состояния ключа стремится к $\lambda = \pi$ вместо $\lambda = 2\pi/3$ при обычном способе импульсно-фазового управления выпрямителем. Результатом явилось устранение в составе фазных токов традиционных для мостовых выпрямителей нулевых пауз. Подтверждение правомерности данного способа улучшения сетевых токов можно найти из анализа кривых напряжений, под воздействием которых происходит формирование этих токов:

$$\begin{aligned} e_{A1}(t) &= e_{AB}(t)(s_1s_4+s_2s_3)+e_{AC}(t)(s_1s_6+s_2s_5); \\ e_{B1}(t) &= e_{BA}(t)(s_3s_2+s_4s_1)+e_{BC}(t)(s_3s_6+s_4s_5); \\ e_{C1}(t) &= e_{CA}(t)(s_5s_2+s_6s_1)+e_{CB}(t)(s_5s_4+s_6s_3). \end{aligned} \quad (7)$$

Из построенных на основе (7) диаграмм (рис. 2а) видно, что указанные напряжения подвергаются двум видам модуляции: широтной со стороны управляющего входа и амплитудной со стороны сети. Симметричный характер последней приводит к тому, что основные гармоники указанных напряжений $e_{A1}(t)$, $e_{B1}(t)$, $e_{C1}(t)$ совпадают по фазе с напряжениями сетевых фаз $e_A(t)$, $e_B(t)$, $e_C(t)$. Полученные решением дифференциальных уравнений кривые токов $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ наглядно отражают реакцию активно-индук-

тивной цепи на получаемую в (7) форму напряжений. Благодаря отмеченному свойству степень взаимного приближения кривых тока и напряжений в сетевых фазах оказывается достаточно высокой. Подтверждением может служить приведенный на рис. 5а годограф обобщенного вектора сетевого тока, форма которого по мере повышения частоты переключений приближается к окружности. Недостатком алгоритма следует назвать конечный диапазон регулирования выходного напряжения (порядка 27%), в связи с чем область его применения ограничивается системами стабилизации тока.

В отличие от способа, показанного на рис. 2а, алгоритм, представленный на рис. 2б, не ведет к подобным ограничениям. Подвергая напряжения (7) процессу синусоидальной ШИМ, способ позволяет добиться не только желаемой формы, но и величины потребляемого тока. Возможность автономного, в определенных пределах не зависящего от нагрузки, регулирования сетевого тока появляется за счет изменения в его составе реактивной составляющей. Анализ показывает, что в АВ этого удастся добиться изменением временных интервалов, в течение которых подключение нагрузки к сети чередуется с ее шунтированием двумя противофазными ключами мостовой схемы. Учитывалось также, что попарная работа транзисторных ключей позволяет осуществлять модуляционные переключения лишь одного транзистора, в то время как другой на всем интервале повторяемости $\pi/3$ может оставаться во включенном состоянии. Попутно снижаются коммутационные потери мощности в преобразователе. Реализация данных решений потребовала так называемой предмодуляции 3-фазного управляющего сигнала x_A , x_B , x_C на входах СУ. Исходя из требований электромагнитной совместимости, изменения данного сигнала должны происходить с частотой 50 Гц синфазно с напряжениями сетевых фаз. Как видно из диаграмм на рис. 2б, необходимую форму сигналов в процессе предмодуляции можно получить чередованием интервалов

постоянства ($\pi/3$) и интервалов изменения ($2\pi/3$) этих сигналов по гармоническому закону. В свою очередь в универсальном уравнении (5) переход к новому алгоритму потребовал установок параметра режима $k = 1$, устранения тождеств (4) и приведения матриц $[a_{ij}]$, $[b_{ij}]$ к диагональному виду.

Применение ПЛИС для управления структурными звеньями МПЧ

Разработка управляющей системы на базе ПЛИС предполагает:

- определение параллельно выполняемых логических и DSP-функций, каждая из которых представлена на общей схеме рис. 3а в виде отдельного блока;
- описание работы устройства с помощью языка VHDL;
- компиляцию и отладку проекта в среде Quartus II с последующей записью программы в так называемое конфигурационное ПЗУ.

Рассматриваемый вариант исполнения СУ предусматривает, что АВ выполняет функции источника тока заданной формы, а АИ служит для регулирования напряжения и частоты на выходе МПЧ. Полагается, что регулирование выпрямленного напряжения ведется широтно-импульсным способом (ШИР), причем моменты переключений, как уже отмечалось, задаются точками встречи двоичных кодов опорного $x_{оп}$ и задающего x сигналов в блоке 2 (PWM_AR). Формирование опорного сигнала происходит на несущей частоте в блоке 1 (saw_AR) путем периодического накопления и смены знака операнда e_{d_AR} , в результате чего $x_{оп}$ приобретает пилообразную форму. Полученные последовательности широтно-модулированных f и фазированных сетью синхронизирующих s_{AB1} , s_{CB2} ... импульсов используются в блоке 2 для выработки управляющих сигналов для ключей АВ, в соответствии с уравнениями (5) и (6).

В отличие от АВ задающим сигналом на управляющем входе АИ (block3) становится вектор:

$$x(t) = [x_a \ x_b \ x_c]^T, \quad (8)$$

при этом целью управления служит получение обобщенного вектора 3-фазного напряжения на выходе преобразователя, изменяющегося по закону задающего сигнала. Особенность МПЧ как непосредственного преобразователя частоты состоит в питании «внутреннего» инвертора АИ пульсирующим выпрямленным напряжением. Точное отыскание моментов переключения в этих условиях методом векторной ШИМ требует большого числа логических ячеек, превышающего ресурс одной микросхемы. К меньшим затратам ведет скалярный способ на основе сравнения опорного и задающих сигналов. Причем последние ($x_a = \sin(a)$, $x_b = \sin(b)$, $x_c = \sin(c)$) формируются на выходе блока 3 (рис. 3а) в виде проекций задающего вектора (8). Практическое воплощение данного способа модуляции оказалось возможным благодаря способности современных ПЛИС выполнять DSP-функции.

На этой же основе происходит функционирование блока 5 (PWM_AR), осуществляющего выработку широтно-модулированных импульсов для управления ключами АИ:

$$\begin{aligned} s_a &= f_a; s_b = f_b; s_c = f_c; \\ s_{-a} &= \bar{f}_a; s_{-b} = \bar{f}_b; s_{-c} = \bar{f}_c. \end{aligned} \quad (9)$$

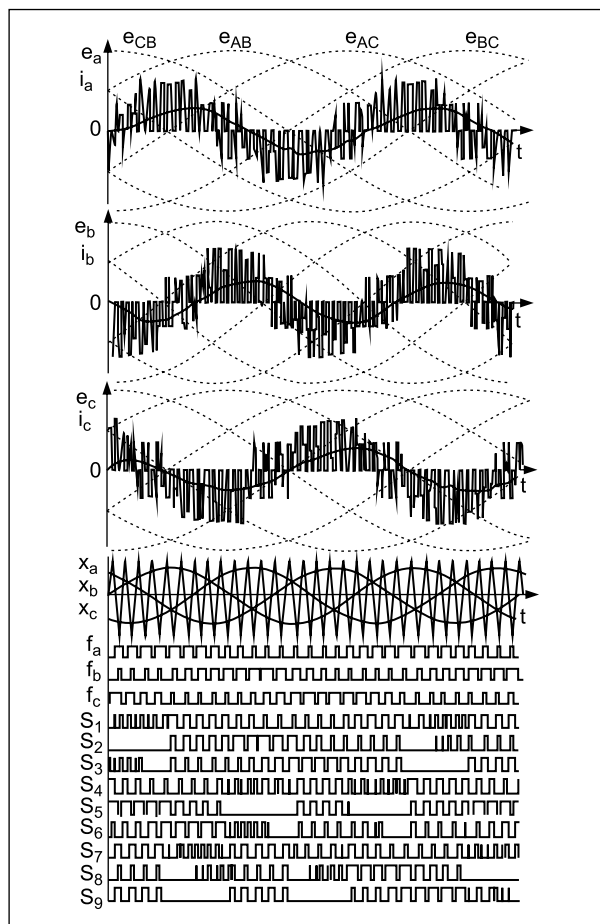


Рис. 4. Диаграммы напряжений и токов на выходе двухзвенной модели МПЧ

Дальнейшее поступление сигналов (5) и (9) на входы логического блока 6 (matrix block) приводит к формированию, согласно (4), отпирающих импульсов для всех девяти транзисторов МПЧ $s_1 = u[1]; s_2 = u[2], \dots, s_9 = u[9]$ и далее, в соответствии с формулой (3), к появлению в цепях нагрузки 3-фазного напряжения e_a, e_b, e_c . Диаграммы на рис. 3б иллюстрируют протекание пускового режима в МПЧ, завершающегося получением на выходе напряжения максимальной амплитуды частоты 150 Гц. Общее представление о влиянии переключений на выходное напряжение может дать картина происходящих в МПЧ векторных переходов (рис. 5б). Необходимое выражение пространственного вектора выходного напряжения с учетом пульсаций питающего напряжения записывается:

$$\begin{aligned} E_k &= \frac{2\sqrt{3}}{3} U_{\text{фм}} \cos(\vartheta + \varphi) (1 + a + a^2) = \\ &= \frac{2}{\sqrt{3}} U_{\text{фм}} \cos(\vartheta + \varphi) \times e^{jk(\pi/3)}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $\vartheta = \omega_1 t - \pi/3$ — текущее время внутри n -го периода пульсаций ($n = 0, 1, \dots$) длительностью $\pi/3$; $k = 0, 1, \dots, 5$ — порядковый номер сектора векторной диаграммы; φ — начальная фаза текущей полуволны питающего

напряжения, замеряемая относительно вершины сетевого напряжения в фазе А; $U_{\text{фм}}$ — амплитуда фазного напряжения сети; ω_1 — круговая частота сети.

Построенная с помощью (10) векторная диаграмма на рис. 5б позволяет представить траекторию, которую описывает конец результирующего вектора внутри того или иного сектора диаграммы. Сложный характер этой траектории обусловлен совокупным влиянием переключений в схемах АВ и АИ. Причем если первые изменяют уровень напряжения питания и потому приводят к радиальным перемещениям рабочей точки вдоль направления базовых векторов, то вторые сопровождаются ее угловыми перемещениями от одного базового вектора к другому. Аналогичная картина векторных переходов наблюдается, как известно, и при проведении пространственно-векторной ШИМ [1].

Выводы

Опыт разработки подтверждает техническую осуществимость и экономическую целесообразность однокристалльного исполнения управляющей системы МПЧ на основе ПЛИС последних поколений. Результаты показывают, что в наиболее простом исполнении без учета требований нагрузки данная система может быть выполнена на основе

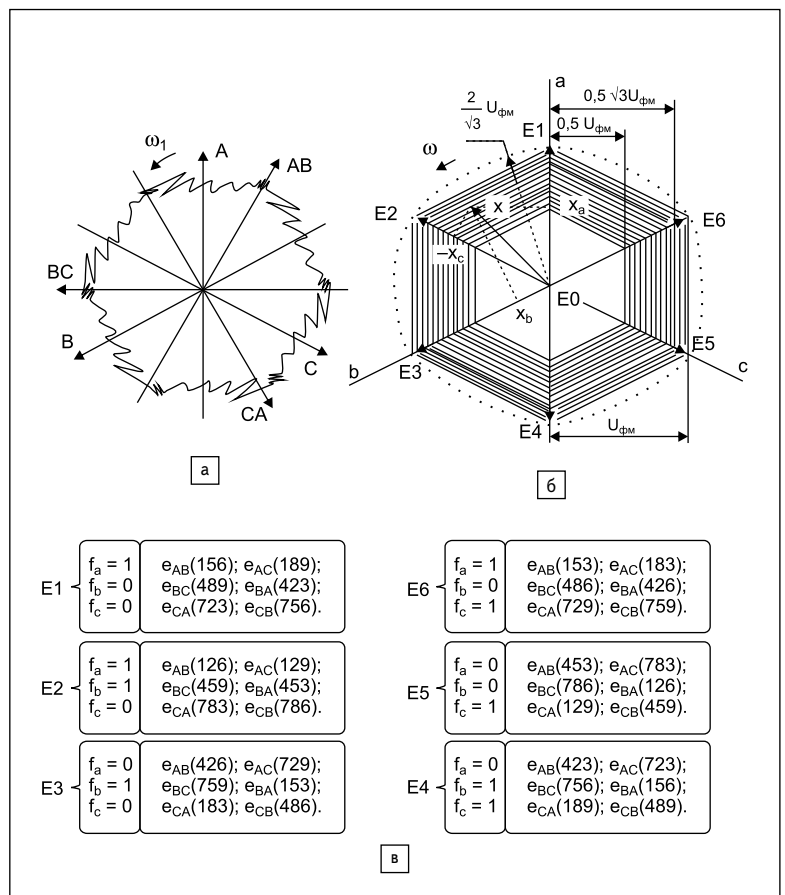


Рис. 5. Векторные диаграммы сетевого тока (а) и выходного напряжения (б) с указанием условий включения базовых векторов (в)

1500–2000 логических ячеек, реализующих операцию «И-ИЛИ с памятью», в то время как ресурс одной из популярных микросхем семейства Cyclone III (EP3 CE144) составляет 5000 подобных ячеек при цене \$15–17. Функциональная совместимость указанных ячеек с алгоритмом (4) позволяет рассматривать данную микросхему в качестве специализированного компонента МПЧ в режиме скалярного управления. ■

Литература

1. Виноградов А. Б. Новые алгоритмы пространственно-векторного управления матричным преобразователем частоты // *Электричество*. 2008. № 3.
2. Сидоров С. Н., Поляков А. Е. Однокристалльная система управления матричным преобразователем частоты на основе ПЛИС Cyclone III // *Компоненты и технологии*. 2010. № 11.
3. Сидоров С. Н. Матричный преобразователь частоты в режимах скалярного управления // *Электричество*. 2010. № 7.
4. Патент РФ № 2251199. Матричный преобразователь частоты и способ управления им // С. Н. Сидоров. *Бюллетень изобретений*. 2005. № 12.
5. Патент РФ № 2414800. Способ скалярного управления (3×3)-фазным матричным преобразователем частоты // С. Н. Сидоров, А. Е. Поляков. *Бюллетень изобретений*. 2011. № 8.