

НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С КВАЗИОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ С ОДНОФАЗНЫМИ И ТРЕХФАЗНЫМИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ КЛЮЧАМИ ДВУСТОРОННЕГО ДЕЙСТВИЯ

А.С. Айрапетян, Р.С. Аракелян

Национальный политехнический университет Армении

Рассматриваются схемы кратных трем многопульсных трехфазно-трехфазных непосредственных преобразователей частоты с квазиоднополосной модуляцией, относящиеся к непосредственным преобразователям частоты с искусственной коммутацией, в вентильном блоке которых применяются полностью управляемые ключи двустороннего действия. При этом в качестве полностью управляемых ключей двустороннего действия используются как однофазные мостовые, так и трехфазные мостовые полностью управляемые ключи двустороннего действия.

Для анализа выводов основных соотношений, связывающих входные и выходные напряжения и частоты в этих преобразователях, а также их сравнительной оценки используются методы гармонического анализа и переключающих функций (коммутационных функций) с учетом общепринятых допущений (коммутация тока в вентилях мгновенная, активные потери во всех элементах схемы равны нулю, ток намагничивания трансформатора равен нулю, коэффициент трансформации равен 1, трехфазное напряжение на входе преобразователя синусоидальное).

Показано, что в таких преобразователях при применении трехфазных мостовых полностью управляемых ключей двустороннего действия вместо однофазных мостовых общее число применяемых ключей уменьшается в три раза, общее число полностью управляемых полупроводниковых приборов с односторонней проводимостью также уменьшается в три раза, а общее число силовых неуправляемых полупроводниковых приборов с односторонней проводимостью - в два раза.

Для рассматриваемого трехфазно-трехфазного непосредственного преобразователя частоты с квазиоднополосной модуляцией дано математическое описание в виде тригонометрического ряда Фурье многопульсного (кратного трем)

несинусоидального периодического выходного напряжения. Дана также в конечном виде формула по определению коэффициента искажения выходного напряжения.

Приведены диапазоны относительных значений выходных частот основной гармоники, при которых в выходном напряжении могут присутствовать постоянные составляющие и субгармоники.

Показано, что с повышением пульсации выходного напряжения уменьшается коэффициент искажения выходного напряжения с одновременным повышением диапазона выходных частот, в которых отсутствуют постоянные составляющие и субгармоники.

Ключевые слова: непосредственный преобразователь частоты, однофазный и трехфазный полупроводниковые ключи двустороннего действия, коэффициент искажения, гармонический анализ, ряд Фурье, переключающая или коммутационная функция.

Введение. В настоящее время промышленностью выпускаются мощные силовые полностью управляемые полупроводниковые (п/п) приборы (вентили – запираемые тиристоры и транзисторы с малыми размерами, надежной конструкцией, низким падением напряжения и высоким быстродействием коммутации) [1-3]. Их появление предопределило разработку и создание непосредственных преобразователей частоты с искусственной коммутацией (НПЧ с ИК) [3-5].

НПЧ с ИК широко применяются в быту, в промышленных источниках переменной частоты для электродвигателей переменного тока (для регулирования приводов переменного тока), в наземных, в частности, в дизель-генераторных установках с асинхронизированным синхронным генератором, в судовых и летательных системах электроснабжения, в которых требуется постоянство частоты при переменной скорости вращения ходового двигателя и т.д.

В статье рассматриваются НПЧ с ИК, в которых для преобразования частоты используется способ формирования выходного напряжения с квазиоднополосной модуляцией (КМ) [3, 5]. Такие НПЧ называются НПЧ с КМ, в которых применяются полностью управляемые силовые статические ключи двустороннего действия (КДД). При этом частота основной гармоники выходного напряжения может изменяться непрерывно и быть

как ниже (вплоть до нулевой), так и выше частоты входного напряжения. Каждый такой КДД позволяет протекать току в любом направлении во включенном состоянии и запирает напряжение любой полярности в отключенном состоянии.

Целью работы является упрощение вентильного блока НПЧ с КМ с одновременным упрощением их систем управления, а также определение интервалов частот, в которых могут присутствовать постоянная составляющая и субгармоники в выходном несинусоидальном периодическом напряжении.

Методы исследования и обсуждение результатов. Для анализа выводов основных соотношений, связывающих входные и выходные напряжения и частоты в НПЧ с КМ, а также их сравнительной оценки используются методы переключающих функций (коммутационных функций) и гармонического анализа [5-7] с учетом общепринятых допущений (коммутация тока в вентилях мгновенная, активные потери во всех элементах схем равны нулю, ток намагничивания трансформатора равен нулю, коэффициент трансформации равен 1, трехфазное напряжение на входе преобразователя синусоидальное).

Коммутационные или же скачкообразные единичные функции характеризуют законы переключения ключей. Коммутационная функция математически описывает действие силового ключа, подающего данное входное фазное напряжение преобразователя на его соответствующий выход. При этом когда скачкообразная единичная функция равна единице, данное входное напряжение преобразователя подключается к его соответствующему выходу, а когда она равна нулю – выход отключен от входа.

НПЧ с КМ может быть представлен в виде структурной схемы, показанной на рис. 1. Силовой входной трансформатор Т1 (выходной трансформатор Т2) служит для согласования входного и выходного напряжений (U_1 , U_2) преобразователя. Т1 (Т2) одновременно электрически разделяет питающую сеть и сеть нагрузки Н. Кроме того, с помощью Т1 возможно увеличить число фаз вторичных обмоток (число фаз первичных обмоток Т2). Очевидно, что при $f_1 > f_2$ для улучшения массогабаритных показателей трансформатора в НПЧ с КМ низкой частоты (НПЧН с КМ) целесообразнее

применять только входной Т1, и наоборот, при $f_1 < f_2$ – в НПЧ с КМ высокой частоты (НПЧВ с КМ) целесообразнее применять только выходной Т2. Вентильный блок (ВБ) осуществляет функцию преобразования входного напряжения U_1 с частотой f_1 в выходное напряжение U_2 с частотой f_2 . Фильтр переменного тока Φ является звеном, применение которого, при необходимости, уменьшает коэффициент искажения выходного несинусоидального периодического напряжения ВБ.

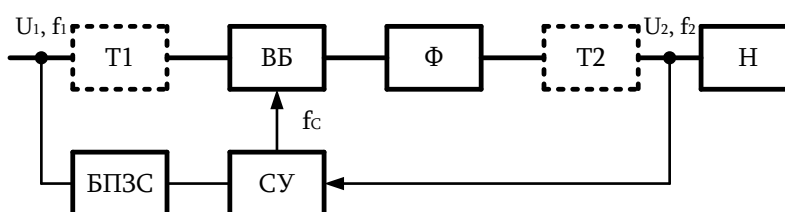


Рис. 1. Структурная схема НПЧ с КМ

В структуру схемы входит система управления (СУ) вентилей с частотой управления ключей f_c . Блок питания защитой и сигнализацией (БПЗС) служит для питания СУ, защиты преобразователя от повреждения в аварийных режимах и сигнализации. Цепи ВБ состоят из полностью управляемых КДД, которые, исходя из принципа действия, обеспечивают через равные интервалы времени циклически поочередное присоединение всех фаз входного источника к соответствующей фазе нагрузки.

Кривая выходного фазового напряжения с желаемой частотой образуется из участков выбранных кривых напряжения входного источника переменного тока.

В ВБ НПЧ с КМ возможно использовать как однофазные полностью управляемые КДД (ОКДД), так и трехфазные полностью управляемые КДД (ТКДД). Проведенный анализ показывает, что из возможных схем ключей в качестве ОКДД (ТКДД) целесообразнее использовать мостовую схему ОКДД (ТКДД) с одним полностью управляемым вентилем, где в качестве последнего можно применять: а) биполярный транзистор, в частности, биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ – IGBT – insulatedgate bipolar transistor); б) запираемый тиристор (ГТО – gate turn off thiristor); в) обычный тиристор с блоком принудительной коммутации

(БПК). В этом случае значительно упрощается СУ, особенно выходные каскады последнего.

На рис. 2 приведены схемы отмеченных ОКДД и ТКДД.

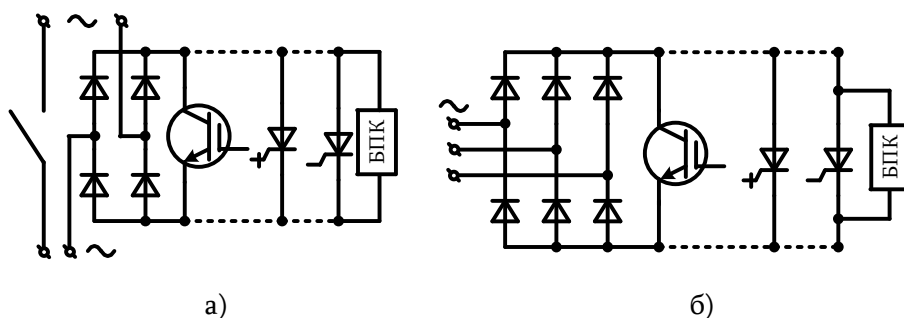


Рис. 2. Схемы полностью управляемых ОКДД и ТКДД: а - однофазная мостовая схема; б - трехфазная мостовая схема

С учетом принятых допущений выходное фазовое напряжение $u_{2,\phi}(t)$ описывается суммой скачкообразных функций, каждая из которых представляет собой произведение входного напряжения на скачкообразную единичную (коммутационную) функцию $h(t)$. Фактически коммутационная функция математически описывает действие силового ключа, подающего данное входное фазное напряжение $u_{1,\phi}(t)$ преобразователя на его соответствующий выход. При этом когда скачкообразная единичная функция равна единице, данное входное напряжение преобразователя подключается к его соответствующему выходу, а когда она равна нулю – выход отключен от входа.

На основании принципа формирования выходного напряжения на рис. 3, 4 и 5 представлены схемотехнические решения трехпульсных и шести-пульсных НПЧН и НПЧВ с КМ на основе ОКДД и ТКДД, а также временные диаграммы напряжений и коммутационных функций. Для схем НПЧН показаны только вторичные обмотки Т1. В схемах с ТКДД каждая вторичная фазная обмотка Т1 (первичная фазная обмотка Т2) разделена на равные изолированные секции с одинаковым числом витков. Для НПЧН и НПЧВ с КМ на основе ТКДД число изолированных секций равно числу пульсаций. При равных условиях (одинаковые пульсации и т.д.), независимо от

применяемого ключа (ОКДД или ТКДД), коммутационные функции и кривые выходных напряжений одинаковы.

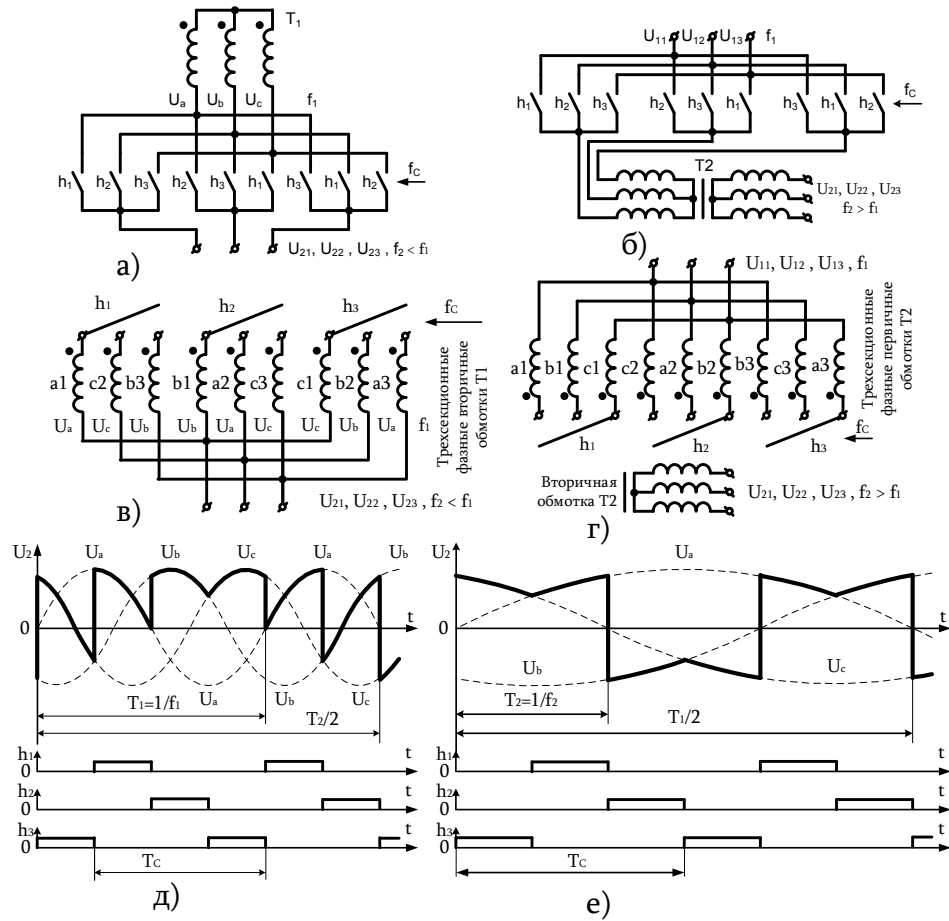


Рис. 3. Трехфазно-трехфазные трехпульсные НПЧН и НПЧВ с КМ на основе ОКДД и ТКДД, а также временные диаграммы напряжений и коммутационных функций: а - НПЧН с КМ на основе ОКДК; б - НПЧВ с КМ на основе ОКДК; в - НПЧН с КМ на основе ТКДК; г - НПЧВ с КМ на основе ТКДК; д - временные диаграммы трехпульсного НПЧВ с КМ; е - временные диаграммы трехпульсного НПЧВ с КМ

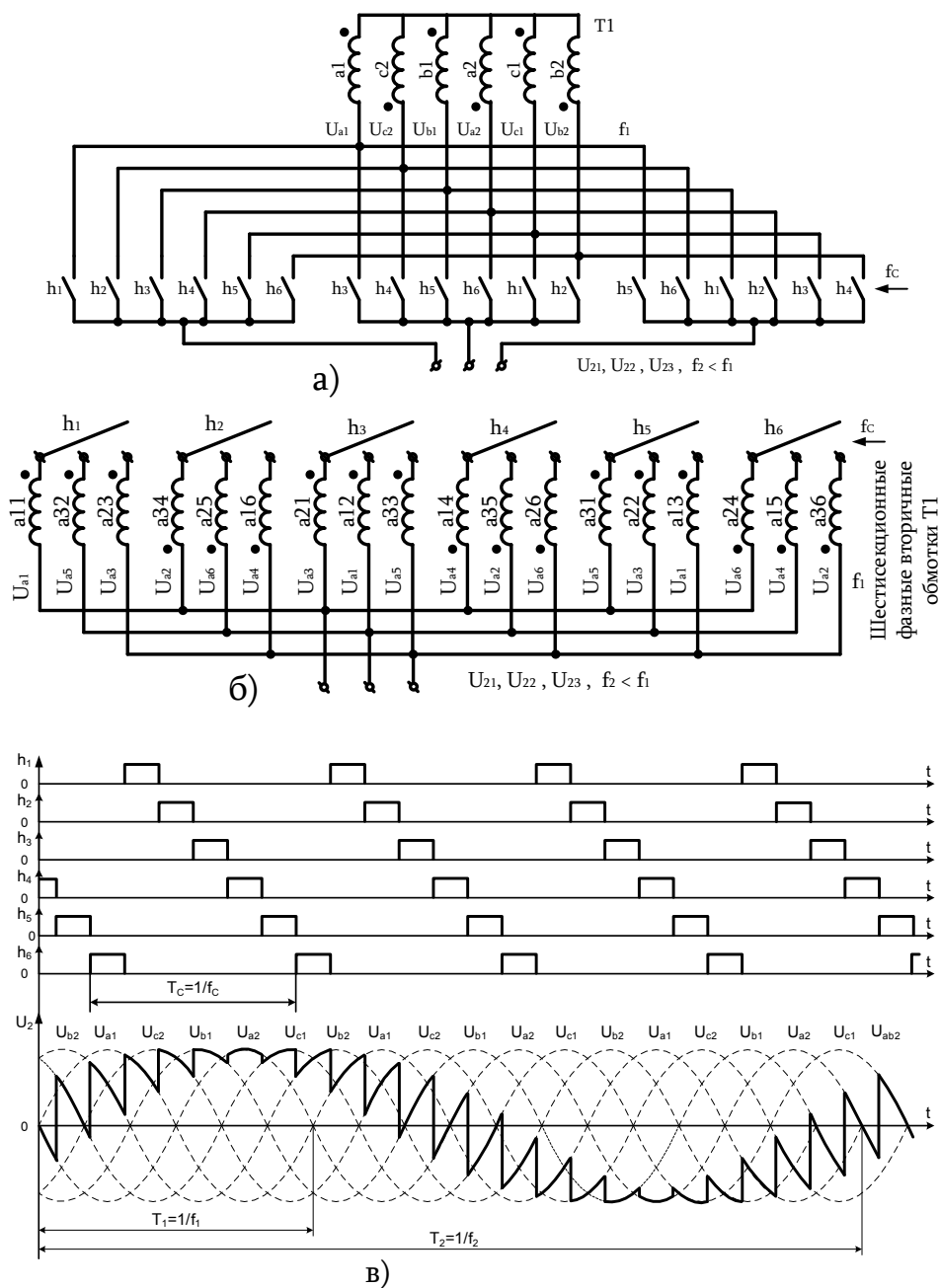


Рис. 4. Трехфазно-трехфазные шестипульсные НПЧН с КМ на основе ОКДД и ТКДД, а также временные диаграммы напряжений и коммутационных функций: а - НПЧН с КМ на основе ОКДД; б - НПЧН с КМ на основе ТКДД; в - временные диаграммы

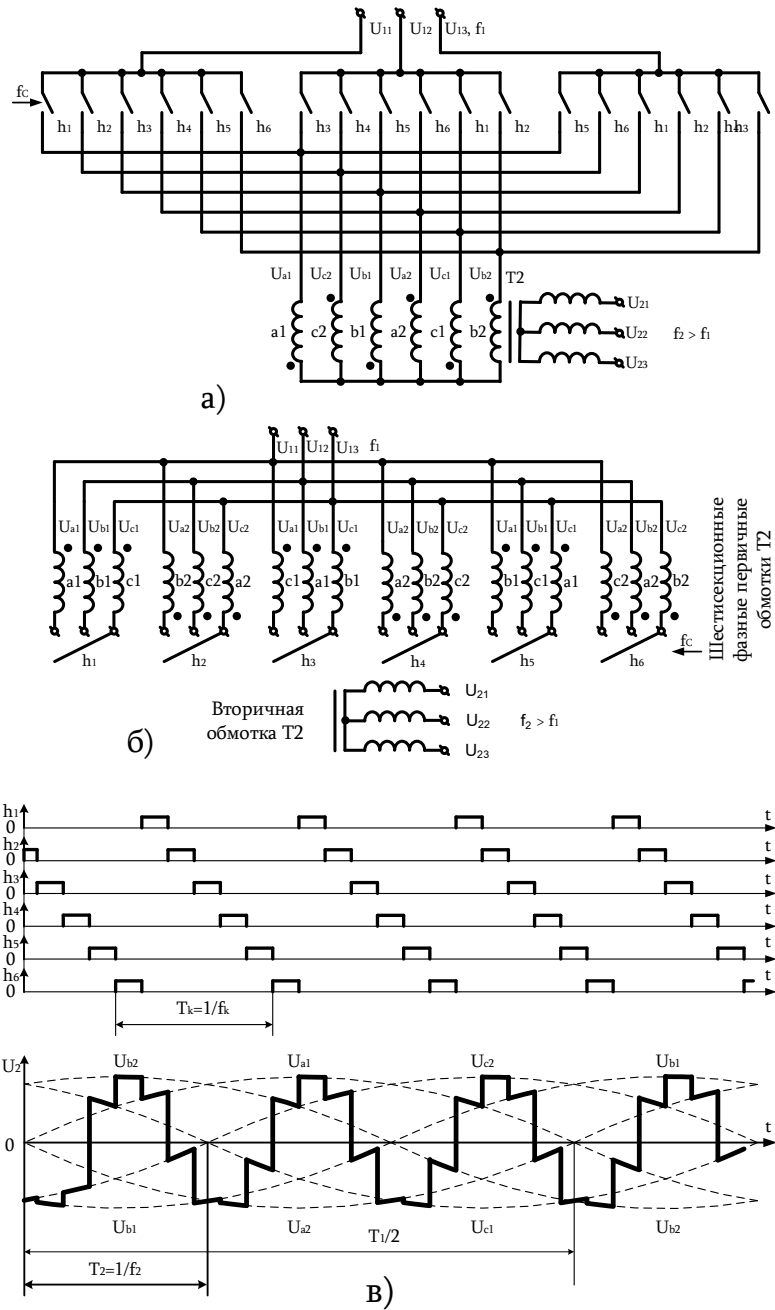


Рис. 5. Трехфазно-трехфазные шестипульсовые НПЧВ с КМ на основе ОКДД и ТКДД, а также временные диаграммы напряжений и коммутационных функций: а - НПЧВ с КМ на основе ОКДД; б - НПЧВ с КМ на основе ТКДД; в - временные диаграммы

Аналогичным образом (принципом) можно построить 9-и ($N = 9$), 12-и ($N = 12$) и т.д. многопульсные НПЧ с КМ.

В табл. 1 приведено общее число силовых п/п ключей и вентилях в трехфазно-трехфазном кратного трем многопульсном (N пульсного) НПЧ с КМ.

Таблица 1

Общее число силовых п/п ключей и вентилях в трехфазно-трехфазном кратного трем многопульсном (N - пульсного) НПЧ с КМ

Тип ключа	ОКДД	ТКДД
Общее число ключей	$3N$	N
Общее число вентилях	$15N$	$7N$
Общее число неуправляемых вентилях (диодов)	$12N$	$6N$
Общее число полностью управляемых вентилях (транзисторов или запираемых тиристоров)	$3N$	N

В общем случае, исходя из принципа работы и алгоритмов управления ключами, мгновенное значение кратного трем многопульсного выходного напряжения трехфазно-трехфазного НПЧ с КМ можно представить двумя математическими выражениями:

$$u_{2,j}(t) = \sum_{i=1}^N u_{1, \lfloor \frac{N}{3}(j-1)+i \rfloor} \cdot h_i, \quad (1)$$

$$u_{2,j}(t) = \sum_{i=1}^N u_{1, \lfloor \frac{N}{3}(2+j)+2-i \rfloor} \cdot h_i, \quad (2)$$

где

$$u_{1,i}(t) = U_{1\phi,m} \cos \left[\omega_1 t - (i-1) \frac{2\pi}{N} \right], \quad (3)$$

$$h_i(t) = \frac{1}{N} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin \frac{(2k-1)\pi}{N} \cdot \cos \{ (2k-1) \left[\omega_c t - (i-1) \frac{2\pi}{N} \right] \}, \quad (4)$$

$j = 1, 2, 3$ – номер фазы выходного напряжения, $i = 1, \dots, N$, $N = 3M$ ($M = 1, 2, 3, \dots$) – число фаз вторичной обмотки Т1 или же число фаз первичной обмотки Т2 (см. рис. 1); $k = 1, 2, 3, \dots$; ω_1, ω_c – соответственно угловые частоты входного напряжения и управления ключами. Здесь следует отметить, что N показывает также пульсацию выходного напряжения.

Из (1) следует, что порядки чередования фаз входного напряжения и переключения ключей совпадают (прямой порядок чередования фаз – ППЧФ), а из (2) следует, что имеет место обратный порядок чередования

фаз входного напряжения по отношению к порядку чередования переключения ключей (обратный порядок чередования фаз – ОПЧФ).

С учетом (3) и (4), проведя соответствующие математические преобразования в (1) и (2), мгновенное значение выходного напряжения трехфазно-трехфазного N-пульсного НПЧ с КМ равно

$$u_{2,j}(t) = U_{2,\phi,m} \sum_{q=-\infty}^{q=+\infty} \frac{(-1)^q}{Nq+1} \cos \{[(Nq+1)\omega_c \mp \omega_1]t - (j-1)\frac{2\pi}{3}\}, \quad (4^*)$$

где

$$U_{2,\phi,m} = \frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N} \cdot U_{1,\phi,m} - \text{амплитуда выходного фазового напряжения,} \quad (5)$$

$q = \dots, -2, -1, 0, +1, +2, +\dots$, верхний знак ($\mp$) соответствует ППЧФ, нижний знак соответствует ОПЧФ.

Из (4*) следует, что при ППЧФ частота основной гармоники выходного напряжения равна

$$f_{2(1)} = f_c - f_1, \quad (6)$$

а при ОПЧФ – равна

$$f_{2(1)} = f_c + f_1. \quad (7)$$

Следует отметить, что все приведенные диаграммы выходных напряжений и коммутационных функций по рис. 3, 4 и 5 соответствуют ППЧВ.

Из (4*) также следует, что с повышением пульсации частоты искажающих гармонических составляющих устремляются в область высоких частот.

Согласно (4*), коэффициент искажения выходного напряжения N-пульсного НПЧ с КМ равен

$$K_{иск} = \sqrt{\sum_{q=-\infty}^{q=+\infty} \frac{1}{(Nq+1)^2} - 1} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{N} \cdot \operatorname{cosec} \frac{\pi}{N}\right)^2 - 1}. \quad (8)$$

В табл. 2 приведены численные значения $K_{иск}$ в зависимости от N.

Таблица 2

Численные значения $K_{иск}$ в зависимости от N						
N	3	6	9	12	15	18
$K_{иск}$	0,68	0,311	0,204	0,152	0,121	0,101

Из табл. 2 видно, что чем больше пульсация выходного напряжения или же чем больше фаз вторичной обмотки Т1 (первичной обмотки Т2), участвующих в формировании выходного напряжения, тем меньше значение $K_{иск}$.

Из (4*), (6) и (7) следует, что при определенных соотношениях между ω_c и ω_1 возможны появления постоянных составляющих и субгармоник в выходном напряжении преобразователя.

Анализ (4*) и (6) показывает, что при ППЧФ и $\omega_c > \omega_1$ в выходном напряжении отсутствуют постоянные составляющие и субгармоники во всем диапазоне выходных частот.

При ППЧФ и $\omega_c < \omega_1$ выходная частота основной гармоники $\omega_{2(1)} < 0$. Физически это означает изменение порядка чередования фаз выходного напряжения, что является положительным показателем НПЧ с КМ, особенно в системах электропривода, где требуется динамическое торможение.

Вместе с этим анализ (4*) показывает, что при ППЧФ и $\omega_c < \omega_1$ в выходном напряжении возможны появления постоянных составляющих и субгармоник.

При этом постоянные составляющие в выходном напряжении появляются при относительном значении выходных частот:

$$\frac{N}{N+1} \leq \omega_{2(1)}^* \leq 1, \quad (9)$$

а субгармоники в выходном напряжении появляются при относительном значении выходных частот:

$$\frac{N}{N+2} < \omega_{2(1)}^* < 1, \quad (10)$$

где $\omega_{2(1)}^* = \omega_{2(1)}/\omega_1$ – относительное значение выходных частот.

Поскольку появление постоянных составляющих и субгармоник в выходном напряжении преобразователя является нежелательным, то из (9) и (10) следует, что при ППЧФ и $\omega_c < \omega_1$ выходные частоты $\omega_{2(1)}$ не должны превышать $\frac{N}{N+2} \omega_1$. При этом с увеличением N диапазон выходной частоты, где не появляются постоянные составляющие и субгармоники, увеличивается.

Из (7) следует, что при ОПЧФ выходная частота $\omega_{2(1)}$ всегда больше ω_1 , т.е. $\omega_{2(1)} > \omega_1$. Анализ (4*) и (7) показывает, что при ОПЧФ в выходном напряжении также возможны появления постоянных составляющих и субгармоник. При этом постоянные составляющие в выходном напряжении появляются при относительном значении выходных частот:

$$1 \leq \omega_{2(1)}^* \leq \frac{N}{N-1}, \quad (11)$$

а субгармоники в выходном напряжении появляются при относительном значении выходных частот:

$$1 < \omega_{2(1)}^* < \frac{N}{N-2}. \quad (12)$$

Из (11) и (12) следует, что при ОПЧФ для отсутствия в кривой выходного напряжения преобразователя постоянных составляющих и субгармоник выходные частоты должны быть больше $\frac{N}{N-2} \omega_1$. При этом с увеличением N диапазон выходной частоты, где появляются постоянные составляющие и субгармоники, уменьшается или же повышается диапазон выходной частоты, где не появляются постоянные составляющие и субгармоники.

Заклучение. Применение ТКДД вместо ОКДД кратных трем многопульсных трехфазно-трехфазных НПЧ с КМ позволяет более чем в два раза уменьшить общее число силовых п/п вентиляей. При этом число неуправляемых вентиляей уменьшается в два раза, а число полностью управляемых вентиляей - в три раза, что приводит к упрощению системы управления, особенно ее силовых выходных каскадов.

С повышением пульсации выходного напряжения НПЧ с КМ уменьшается значение коэффициента искажения выходного напряжения и повышается диапазон выходной частоты, где не появляются постоянные составляющие и субгармоники.

Литература

1. Библиотека электронных компонентов. Выпуск 3. Силовая электроника фирмы HARRIS.- М.: Изд. "ДОДЕКА", 1999. – 31 с.
2. **Воронин П.А.** Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение.- Изд. 2-е, перераб. и доп. - М.: Издательск. дом "Додэка" - XXI, 2001. - 384 с.

3. **Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А.** Силовая электроника: Учебник для вузов.– 2-е изд., стереотипное – М.: Изд. дом МЭИ, 2009.–632 с.
4. **Лукутин Б.В., Обухов С.Г.** Силовые преобразователи в электроснабжении: Учебное пособие.– Томск: Изд-во ТПУ, 2007.– 144 с.
5. **Руденко В.С., Сенько В.М., Чиженко И.М.** Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов. - 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1980.- 424 с.
6. **Атабеков Г.И.** Теоретические основы электротехники. Линейные электрические цепи: Учебное пособие.– 7-е изд., стер. – СПб.: Издательство «Лань», 2009. – 592 с. (Учебники для вузов. Специальная литература).
7. **Фихтенгольц Г.М.** Основы математического анализа: Учебник.- Часть 2.- 9-е изд., стер. – СПб.: Издательство «Лань», 2008. – 464 с. (Учебники для вузов. Специальная литература).

Поступила в редакцию 09.03.2026.

Принята к опубликованию 15.07.2026.

ՄԱՖԱԶ ԵՎ ԵՌԱՖԱԶ ԿԻՍԱՀԱՂՈՐԴԱՅԻՆ ԲԱՆԱԼԻՆԵՐՈՎ ԵՐԿԿՈՂՄԱՆԻ ԳՈՐԾՈՂՈՒԹՅԱՄԲ ՔՎԱԶԻՄԻԱՇԵՐՏ ՄՈՂՈՒԼԱՑՈՒՄՈՎ ՀԱՃԱԽՈՒԹՅԱՆ ԱՆՄԻՋԱԿԱՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽԻՉՆԵՐ

Ա.Ս. Հայրապետյան, Ռ.Ս. Առաքելյան

Քննարկվում են արհեստական կոմուտացումով հաճախության անմիջական կերպափոխիչներին պատկանող երեքին բազմապատիկ բազմաբախող եռաֆազ-եռաֆազ քվազիմիաշերտ մոդուլումով հաճախության անմիջական կերպափոխիչներ, որոնց վենտիլային բլոկում կիրառվում են երկկողմանի գործողությամբ լրիվ կառավարվող կիսահաղորդչային բանալիներ: Ընդ որում, օգտագործվում են միաֆազ ու եռաֆազ կամրջակային երկկողմանի գործողությամբ լրիվ կառավարվող բանալիներ:

Վերլուծության, քվազիմիաշերտ մոդուլումով հաճախության անմիջական կերպափոխիչների հիմնական հարաբերակցությունների արտաձևան, ինչպես նաև համեմատական գնահատման համար, հաշվի առնելով ընդհանուր ընդունված թույլտվությունները (վենտիլներում հոսանքի կոմուտացիան ակնթարթային է, սխեմաների բոլոր տարրերում ակտիվ կորուստները զրո են, տրանսֆորմատորի մագնիսացնող հոսանքը զրո է, տրանսֆորմացիայի գործակիցը՝ 1, մուտքային եռաֆազ լարումը սինուսոիդալ է), օգտագործվում են հարմոնիկ վերլուծության և փոխարկման (կոմուտացման) ֆունկցիաների մեթոդները:

Ցույց է տրված՝ եթե քվազիմիաշերտ մոդուլումով հաճախության անմիջական կերպափոխիչներում միաֆազ կամրջակային երկկողմանի գործողությամբ լրիվ կառավարվող բանալիների փոխարեն կիրառվեն եռաֆազ կամրջակային երկկողմանի գործողությամբ լրիվ կառավարվող բանալիներ, ապա դրանց ընդհանուր թիվը կնվազի ավելի քան երկու անգամ: Ընդ որում, ուժային չկառավարվող միակողմանի հաղորդականությամբ կիսահաղորդչային սարքերի թիվը նվազում է երկու անգամ, իսկ

լրիվ կառավարվող միակողմանի հաղորդականությամբ կիսահաղորդչային սարքերին՝ երեք անգամ:

Քննարկվող քվազիմիաշերտ մոդուլումով հաճախության անմիջական կերպափոխիչների համար տրված է ելքային ոչ սինուսոիդալ պարբերական բազմաբախտող (երեքին բազմապատիկ) լարման մաթեմատիկական նկարագրությունը եռանկյունաչափական Ֆուրյեի շարքի տեսքով: Բերված է նաև վերջավոր տեսքով ելքային լարման աղավաղման գործակցի բանաձևը:

Ներկայացվում են հիմնական հարմոնիկի ելքային հաճախությունների տիրույթները, որոնց դեպքում ելքային լարման մեջ կարող են առկա լինել հաստատուն բաղադրիչներ և ենթահարմոնիկներ:

Ցույց է տրված, որ ելքային լարման բաբախության մեծացման դեպքում նվազում է աղավաղման (հարմոնիկի) գործակիցը, և միաժամանակ մեծանում են ելքային հաճախության տիրույթները, որոնցում բացակայում են հաստատուն բաղադրիչներն ու ենթահարմոնիկները:

Առանցքային բաներ. հաճախության անմիջական կերպափոխիչ, երկկողմանի գործողությամբ միաֆազ ու եռաֆազ կիսահաղորդչային բանալիներ, աղավաղման գործակից, ներդաշնակ վերլուծություն, Ֆուրյեի շարք, փոխարկիչ կամ կոմուտացման ֆունկցիա:

DIRECT FREQUENCY CONVERTERS WITH QUASI-SINGLE-SIDEBAND MODULATION WITH SINGLE-PHASE AND THREE-PHASE SEMICONDUCTOR DOUBLE-ACTING SWITCHES

A.S. Hayrapetyan, R.S. Arakelyan

The article examines circuits of multiples of three multi-pulse three-phase-three-phase direct frequency converters with quasi-single-sideband modulation related to direct frequency converters with artificial commutation, in the valve block of which fully controlled double-acting keys are used.

In this case, both single-phase bridge and three-phase bridge fully controlled double-acting keys are used as fully controlled double-acting keys.

For the analysis, derivation of the main relationships linking the input and output voltages and frequencies in these converters, as well as their comparative evaluation, methods of harmonic analysis and switching functions (switching functions) are used, taking into account the generally accepted assumptions (current commutation in valves is instantaneous, active losses in all elements of the circuit are zero, the magnetization current of the transformer is zero, the transformation ratio is 1, the three-phase voltage at the input of the converter is sinusoidal).

It has been shown that in such converters, when using three-phase bridge fully controlled double-acting switches instead of single-phase bridge switches, the total number of switches used is reduced by three times, the total number of fully controlled semiconductor devices with one-way conductivity is also reduced by three times, and the total number of power uncontrolled semiconductor devices with one-way conductivity is reduced by two times.

The ranges of relative values of the fundamental harmonic output frequencies at which DC components and subharmonics may be present in the output voltage are presented.

It is shown that with increasing output voltage pulsation, the distortion factor (harmonics) of the output voltage decreases, while simultaneously increasing the range of output frequencies in which DC components and subharmonics are absent.

Keywords: direct frequency converter, single-phase and three-phase double-acting semiconductor switches, distortion coefficient, harmonic analysis, Fourier series, switching or commutation function.