

Синхронная многозонная модуляция для регулирования силовых электронных преобразовательных систем на базе инверторов напряжения: обзор результатов последних исследований

В. И. Олещук

Институт энергетики, г. Кишинев, MD-2028, Молдова
e-mail: oleschukv@hotmail.com

Поступила в редакцию 03.06.2022

После доработки 15.09.2022

Принята к публикации 19.09.2022

Проведен обзор результатов исследований последнего времени в области силовой электроники, выполненных и опубликованных преимущественно в 2019–2021 гг. Методологической основой упомянутых работ является альтернативный метод синхронной многозонной векторной модуляции сигналов инверторов напряжения как основных исполнительных устройств систем регулируемого электропривода и систем возобновляемой электроэнергетики. Показано, что модифицированные схемы и алгоритмы синхронной векторной модуляции обеспечивают непрерывную синхронизацию и симметрию базовых форм напряжения на всем диапазоне регулирования упомянутых систем на основе модулированных инверторов. В спектре базовых напряжений систем отсутствуют четные гармоники и субгармоники (основной частоты), что способствует снижению потерь в системах и повышению эффективности их функционирования. На основе сопоставительного анализа интегральных спектральных характеристик фазного напряжения систем сформулированы рекомендации по рациональному выбору схем и алгоритмов синхронной векторной модуляции для соответствующих устройств и систем в зависимости от режимов их функционирования.

Ключевые слова: инвертор напряжения, широтно-импульсная модуляция, регулируемый электропривод переменного тока, фотопреобразовательная система, пятифазный и шестифазный преобразователи, линейное и фазное напряжение, гармонический состав тока и напряжения

УДК 621.314.572

<https://doi.org/10.52577/eom.2022.58.5.51>

ВВЕДЕНИЕ

Силовые электронные преобразователи параметров электрической энергии находят все более широкое применение в различных областях промышленности и коммунального хозяйства, в электрическом транспорте, в системах возобновляемой электроэнергетики и т.д.

В частности, среди систем транспортного электропривода переменного тока все большее распространение получают сдвоенные трехфазные системы на базе двух инверторов напряжения, использование которых является особенно перспективным в системах повышенной мощности [1–3].

К числу перспективных топологий преобразовательных систем транспортного назначения относятся и установки регулируемого электропривода с разомкнутыми обмотками асинхронного электродвигателя, характеризующиеся пониженными значениями синхронного напряжения и напряжения нулевой последовательности в системах [4–7].

Активно разрабатываемыми в последние годы являются системы пятифазного электропривода на базе пятифазных инверторов напряжения, характеризующиеся повышенной надежностью функционирования [8–10].

Одной из перспективных разновидностей систем регулируемого электропривода также становятся системы на базе двух инверторов с двумя статорными обмотками асинхронного электродвигателя [11, 12].

Областью наиболее целесообразного использования шестифазных преобразовательных установок на базе четырех инверторов напряжения [13–16] являются системы мощного тягового электропривода переменного тока. Следует отметить, что в данной области могут быть использованы мощные преобразователи модульного типа на базе трех инверторов [17, 18].

Применительно к фотопреобразовательным системам к перспективным структурам для систем повышенной мощности относятся двухинверторные установки с многоуровневым

Таблица. Параметры сигналов управления для инверторов с синхронной векторной ШИМ

Управляющая функция	Трёхфазные и шестифазные инверторы	Пятифазный инвертор
Основные параметры	F – рабочая частота системы F_m – максимальная рабочая частота τ – тактовый подынтервал	
Коэффициент модуляции инвертора	$m = F / F_m$	
Граничные частоты между зонами регулирования	$F_i = \frac{1}{6(2i-1)\tau}$ $F_{i-1} = \frac{1}{6(2i-3)\tau}$	$F_i = \frac{1}{10(2i-1)\tau}$ $F_{i-1} = \frac{1}{10(2i-3)\tau}$
Коэффициент синхронизации	$K_s = 1 - \frac{F - F_i}{F_{i-1} - F_i}$	
Центральный управляющий сигнал	$\beta_1 = 1,10m\tau$	$\beta_1 = 1,21m\tau$
Управляющие сигналы	$\beta_j = \beta_1 \times \cos[(j-1)\tau]$	$\beta_j = \gamma_j' + \gamma_j'' + \delta_j' + \delta_j'' = 1,618\beta_1 \cos[(j-1)\tau]$
Сигналы на границе тактовых интервалов	$\beta'' = \beta_1 \times \cos[(k-1)\tau]K_s$	$\beta'' = 1,618\beta_1 \times \cos[(k-1)\tau]K_s$
Сигналы управления меньшей длительности	$\gamma_k = \beta_{i-k+1}[0,5 - 0,9 \tan(i-k)\tau]$	$\delta_k' + \delta_k'' = 0,382\beta_{i-k+1}$
Выключающие ключи сигналов	$\lambda_j = \tau - (\beta_j + \beta_{j+1}) / 2$	
Граничные выключающие сигналы	$\lambda_i = \lambda' = (\tau - \beta'') K_s$	

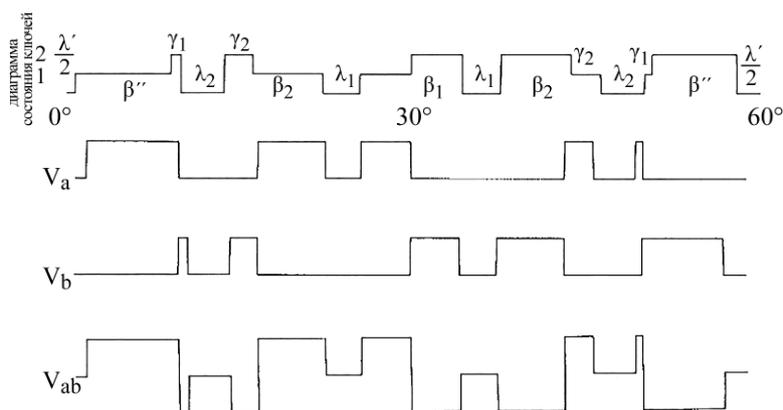


Рис. 1. Диаграмма состояния ключей (а) и кривые базовых напряжений (б) трехфазного инвертора с синхронной ШИМ [25].

напряжением, в том числе схемы с соединением обмоток силового трансформатора в двойной треугольник [19, 20].

Также, трехинверторные фотопреобразовательные системы могут быть использованы в фотопреобразовательных установках трансформаторного типа повышенной мощности [21, 22].

Все топологии вышеупомянутых силовых полупроводниковых преобразователей параметров электрической энергии базируются на использовании мощных полупроводниковых ключей (транзисторов и тиристоров), работающих в импульсном режиме. В соответствии с этим параметры и

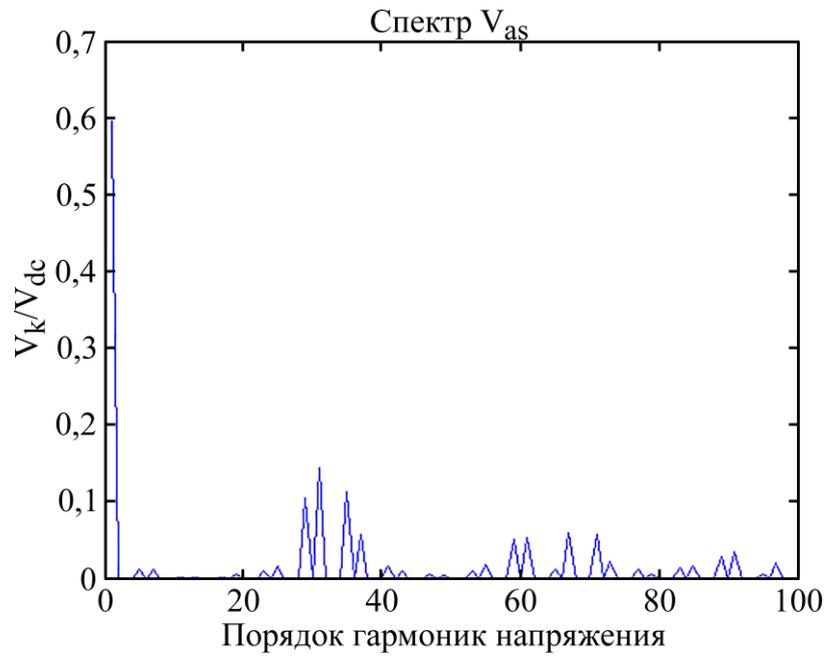


Рис. 4. Спектральные характеристики фазного напряжения [38].

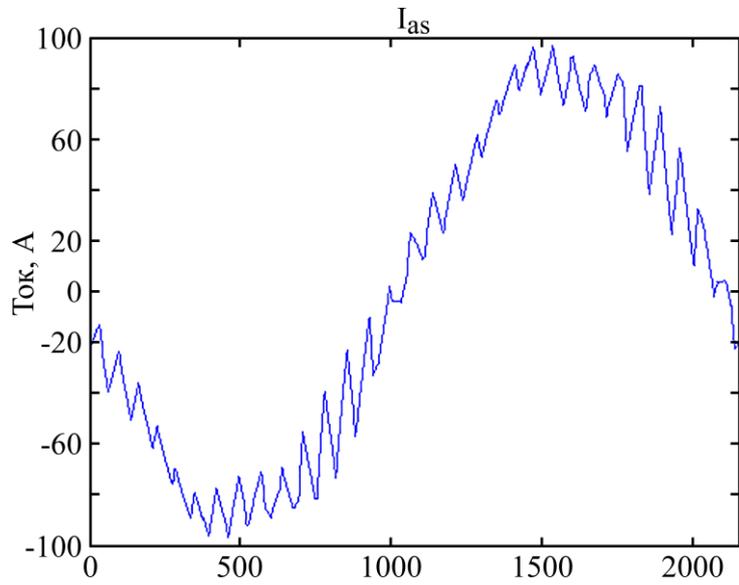


Рис. 5. Кривая фазного тока на периоде выходной частоты [38].

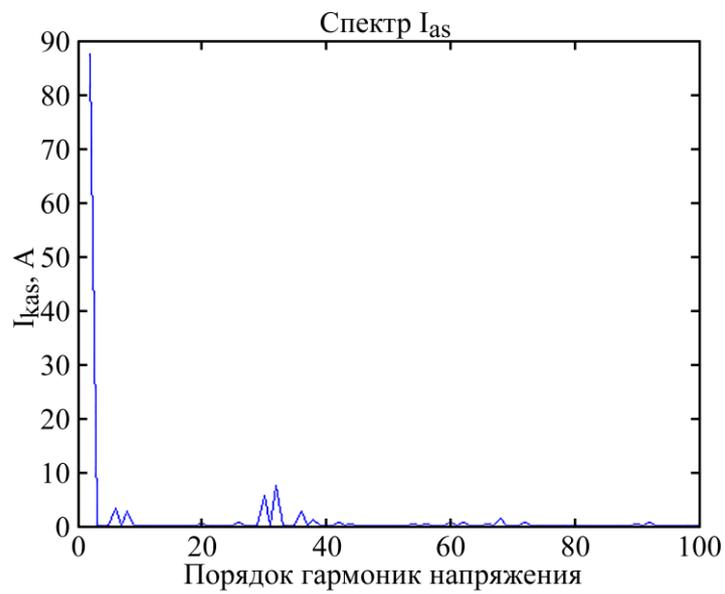


Рис. 6. Спектральные характеристики фазного напряжения [38].

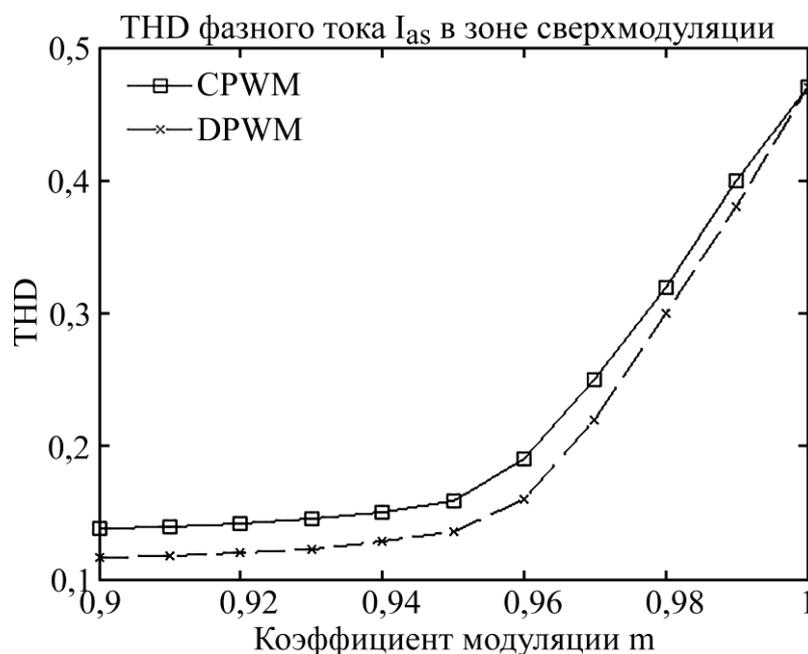


Рис. 7. Коэффициент искажения THD фазного тока I_{as} [38].

характеристики преобразовательных устройств и систем зависят от используемых в системах методов и способов широтно-импульсной модуляции (ШИМ) управляющих и выходных сигналов преобразователей.

С целью улучшения гармонического состава выходного напряжения мощных преобразовательных систем на базе инверторов напряжения разработан новый метод синхронной многозонной ШИМ, обеспечивающий минимизацию величины четных гармоник и субгармоник в спектре выходного напряжения преобразователей [23, 24].

В данной публикации выполнен краткий обзор результатов работ последнего времени в сфере развития и диссеминации метода синхронной многозонной ШИМ векторного типа применительно к преобразователям вышеупомянутых систем регулируемого электропривода и фотопреобразовательных устройств [25–44].

МЕТОД СИНХРОННОЙ МНОГОЗОННОЙ ШИМ ВЕКТОРНОГО ТИПА

Альтернативный метод синхронной многозонной векторной модуляции сигналов инверторов напряжения позволяет обеспечить синхронизацию и симметрию форм выходного напряжения инверторных систем на всем диапазоне регулирования.

В таблице представлены базовые параметры и функциональные соотношения для определения значений управляющих сигналов инверторов с синхронной многозонной ШИМ применительно к скалярным режимам работы трехфазных, пятифазных и шестифазных систем

регулируемого электропривода [25, 44]. На рис. 1 приведены (внутри 60-градусного тактового интервала) диаграмма состояний ключей трехфазного инвертора (рис. 1а), а также кривые полярного напряжения (V_a , V_b) и линейного напряжения (V_{ab}) инвертора (рис. 1б) с алгоритмами непрерывной синхронной модуляции [25, 44].

Процесс определения параметров сигналов управления инверторов для электропривода с синхронной многозонной модуляцией базируется на непрерывном вычислении значений промежуточных граничных частот между поддиапазонами (подзонами)

регулирования $F_i = \frac{1}{6(2i-1)\tau}$ и $F_{i-1} = \frac{1}{6(2i-3)\tau}$

(в функции продолжительности тактового подынтервала τ) и коэффициента синхронизации $K_s = [1 - (F - F_i)/(F_{i-1} - F_i)]$, который является важным компонентом базовых функциональных соотношений (таблица) для определения параметров управляющих сигналов инверторов.

СИСТЕМА СДВОЕННОГО ТРЕХФАЗНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ИНВЕРТОРОВ С СИНХРОННОЙ ШИМ [25, 31, 38, 42]

На рис. 2 представлена топология сдвоенного трехфазного (шестифазного) асимметричного электропривода на базе двух инверторов напряжения с синхронной многозонной ШИМ [38]. Асинхронный электродвигатель характеризуется в этом случае двумя секциями обмоток с пространственным сдвигом между ними в 30 электрических градусов и с изолированными нейтральными точками.

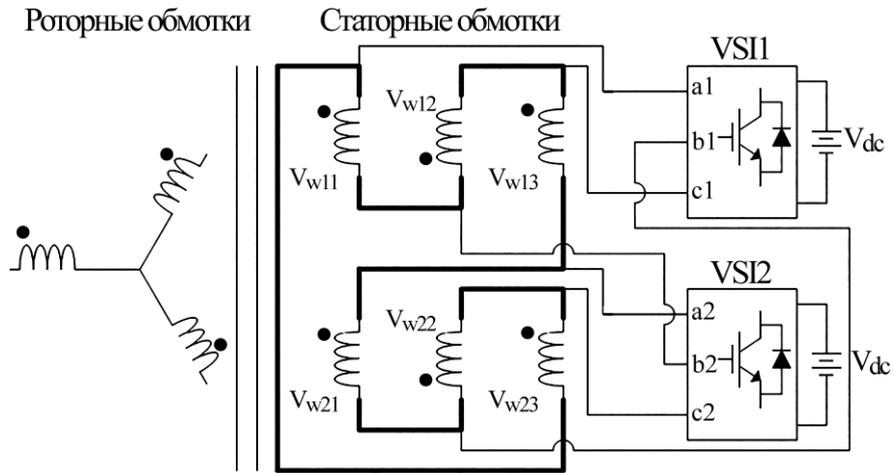


Рис. 8. Силовые цепи системы на базе двух инверторов [36].

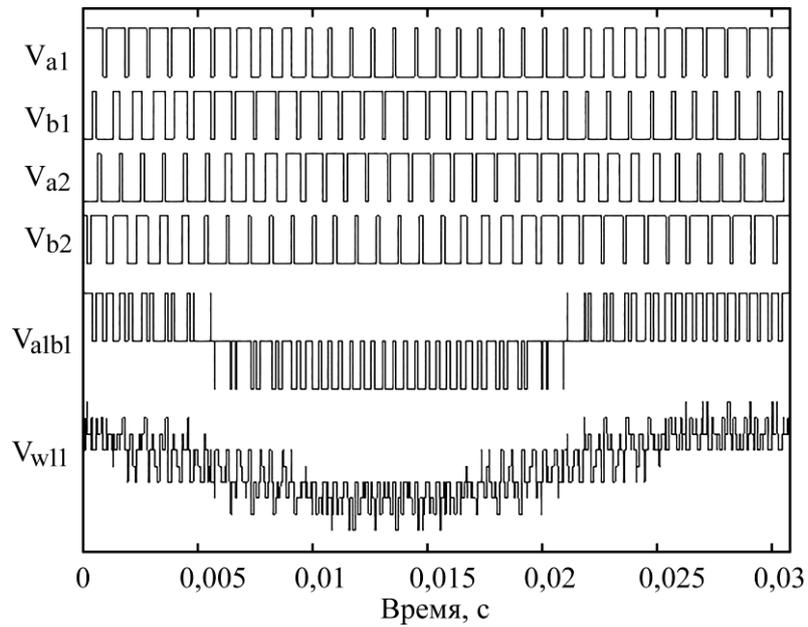


Рис. 9. Базовые напряжения в системе с синхронной непрерывной ШИМ (PWMС, $F = 32,5$ Гц, $m = 0,65$, $F_k = 1,05$ кГц) [36].

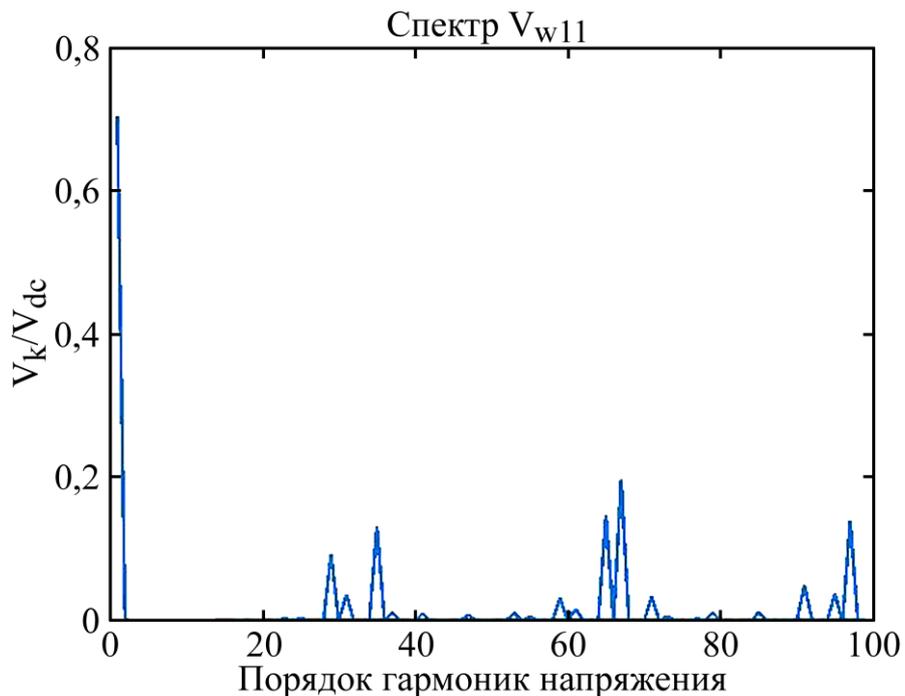


Рис. 10. Спектр напряжения на статорной обмотке электродвигателя (PWMС), $F = 32,5$ Гц, $m = 0,65$, $F_k = 1,05$ кГц) [36].

Рис. 3 представляет базовые формы напряжения в системе, в том числе кривую симметричного фазного напряжения V_{as} , спектрограмма которого приведена на рис. 4, для двояной системы на базе инверторов с алгоритмами прерывистой синхронной модуляции [38]. Средняя частота коммутации вентилей инверторов равна 1 кГц, выходная частота системы – 46,5 Гц. На рис. 5 и 6 показаны кривая фазного тока (рис. 5) и его спектральная характеристика (рис. 6) применительно к системе на базе 10 кВт электродвигателя [36].

На рис. 7 представлены результаты определения коэффициента искажения фазного тока I_{as} ($THD = (1/I_{as1}) \sqrt{\sum_{i=2}^n I_{asi}^2}$) в функции коэффициента модуляции инверторов в зоне повышенных выходных частот (в зоне сверхмодуляции) двояной трехфазной системы на базе инверторов с алгоритмами непрерывной (SPWM) и прерывистой (DPWM) синхронной ШИМ. Частота коммутации вентилей инверторов равна при этом 1 кГц [38]. Приведенные данные показывают, что для указанных режимов работы использование алгоритмов прерывистой синхронной модуляции позволяет обеспечить улучшенные спектральные характеристики фазных напряжений и токов в системе.

СИСТЕМА ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ДВУМЯ СТАТОРНЫМИ ОБМОТКАМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ [35–37, 39, 44]

Для регулируемых электроприводов переменного тока повышенной мощности одной из перспективных структур является система на базе двух инверторов напряжения, выходные цепи которых подключены соответственно к двум статорным обмоткам асинхронного электродвигателя, характеризующегося специализированным соединением статорных обмоток двигателя между собой по схеме двойного треугольника (рис. 8, [36]).

На рис. 9 и 10 представлены результаты моделирования процессов в преобразовательной системе на базе двух инверторов с синхронной непрерывной векторной модуляцией (PVMC), выходные цепи которых связаны с соответствующими статорными обмотками электродвигателя [36]. В частности, на рис. 9 приведены диаграммы базовых напряжений в системе, а на рис. 10 представлена спектрограмма результирующего напряжения V_{w11} на статорной обмотке электродвигателя. Рабочая частота системы равна $F = 32,5$ Гц, коэффициент модуляции

инверторов при этом составляет $m = 0,65$. Средняя частота коммутации вентилей инверторов равна $F_k = 1,05$ кГц.

Следует отметить, что проанализированный режим работы двухинверторной системы характеризуется дробным соотношением между частотой коммутации вентилей инверторов F_k и выходной частотой системы F ($F_k/F = 1050 \text{ Гц}/32,5 \text{ Гц} = 32,31$). Данные приведенной на рис. 10 спектрограммы подтверждают тот факт, что и для режимов работы с дробным соотношением между частотой коммутации вентилей инверторов и выходной частотой системы модернизированные алгоритмы синхронной многозонной ШИМ позволяют обеспечить улучшенный гармонический состав напряжения на статорных обмотках двигателя, в спектре которого отсутствуют четные гармоники, а также нежелательные субгармоники (основной частоты системы).

На рис. 11 представлены результаты определения взвешенного коэффициента искажения опорных напряжений – *Weighted Total Harmonic Distortion factor (WTHD)* (линейного напряжения V_{albl} и напряжения на статорной обмотке электродвигателя V_{w11}) в системе на базе двух инверторов с синхронной многозонной ШИМ

($WTHD = (1/V_{w11}) \sqrt{\sum_{i=2}^{1000} (V_{w11i}/i)^2}$), работающей в режиме скалярного управления, в функции от коэффициента модуляции инверторов m при частоте коммутации вентилей инверторов, равной 1,05 кГц [36].

Тем самым показано, что при пониженных и средних значениях коэффициента модуляции инверторов ($m < 0,65$) алгоритмы непрерывной синхронной модуляции (PVMC) позволяют обеспечить лучшие интегральные спектральные характеристики базового напряжения V_{w11} . При повышенных значениях коэффициента модуляции ($m > 0,65$) улучшенный спектр напряжения на статорных обмотках двигателя достигается при использовании модифицированных алгоритмов прерывистой синхронной модуляции (PVMMD).

ДВУХИНВЕРТОРНЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С РАЗОМКНУТЫМИ ОБМОТКАМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ [25, 31, 38, 42]

На рис. 12 представлена топология системы регулируемого электропривода на базе трехфазного асинхронного электродвигателя с разомкнутыми обмотками (IM), подключенными к соответствующим выходным цепям инверторов $INV1$ и $INV2$, питающихся от одного источника постоянного тока V_{dc} [42].

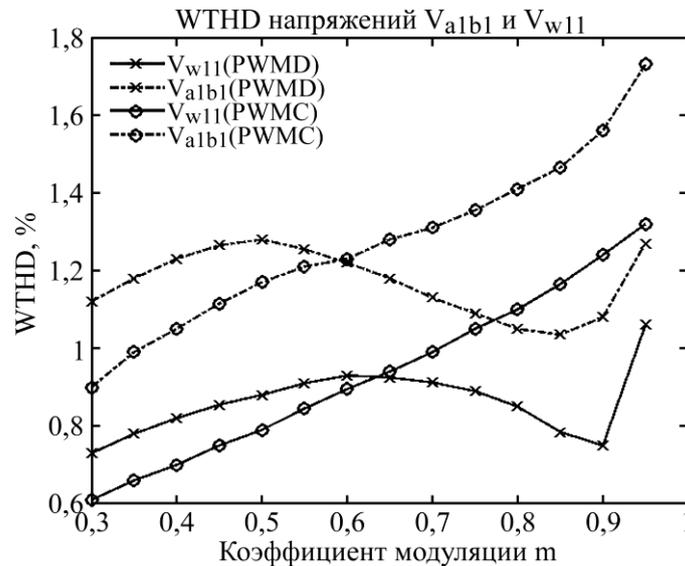


Рис. 11. Взвешенный коэффициент искажения $WTHD$ базовых напряжений в функции от коэффициента модуляции инверторов m [36].

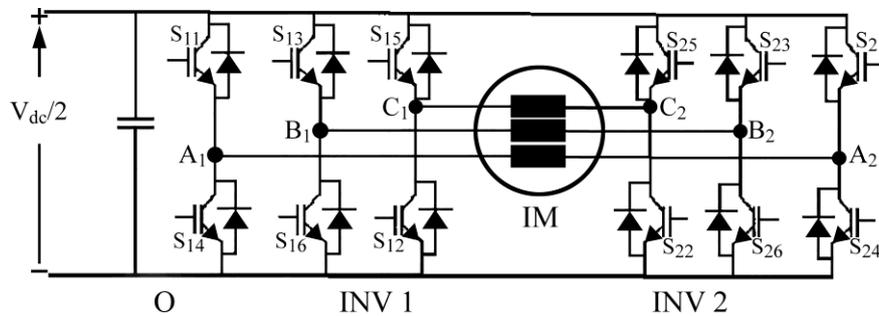


Рис. 12. Система электропривода с разомкнутыми обмотками электродвигателя IM [42].

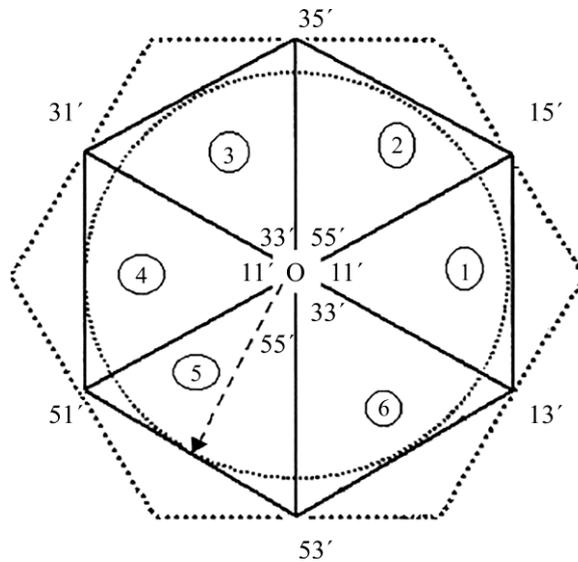


Рис. 13. Комбинации состояния ключей двух инверторов, обеспечивающие минимизацию синфазного напряжения [42].

На рис. 13 на пространственной диаграмме состояния ключей показаны выделенные жирным шрифтом комбинации состояний ключей двух инверторов, обеспечивающие минимизацию величины синфазного напряжения в системе с разомкнутыми обмотками асинхронного электродвигателя за счет использования в процессе регулирования системы последовательности состояний ключей с нечетными индексами (1, 3, 5 или 1', 3', 5') [42]. При этом известно, что минимизация величины

синфазного напряжения в системах асинхронного электропривода способствует устранению подшипниковых токов и токов утечки, повышая тем самым надежность работы и срок службы систем [42].

На рис. 14 показана диаграмма состояния ключей инверторов и базовые формы напряжения в двухинверторной системе, регулируемой на базе алгоритмов непрерывной синхронной ШИМ, на рис. 15 приведены характеристики гармонического состава фазного

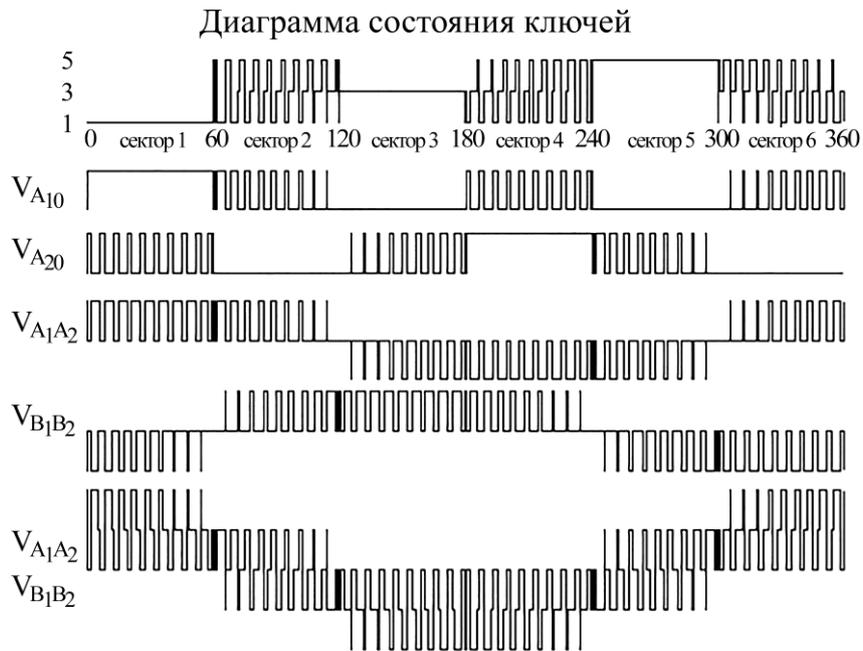


Рис. 14. Диаграмма состояния ключей и базовые формы напряжений в системе [42].

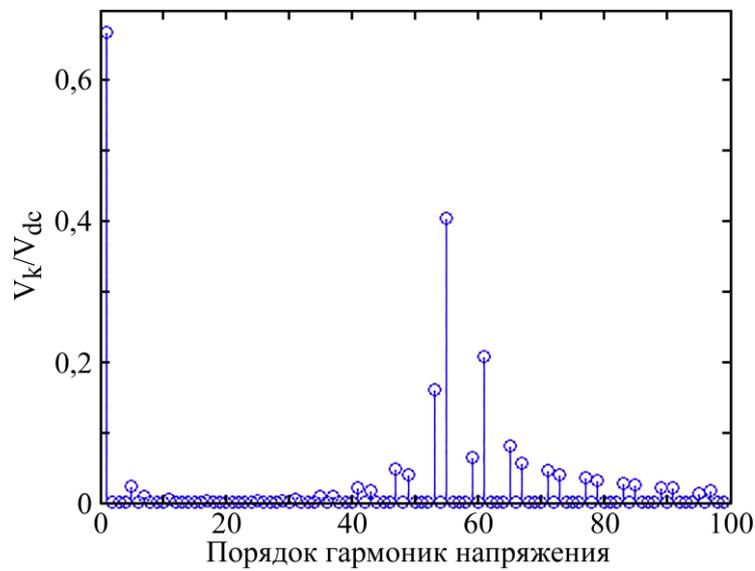


Рис. 15. Спектрограмма фазного напряжения [42].

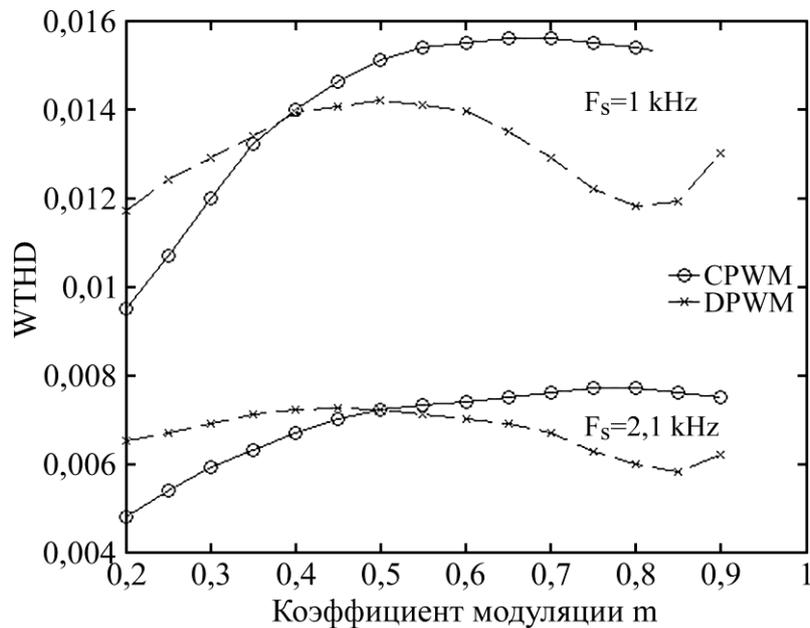


Рис. 16. Взвешенный коэффициент искажения $WTHD$ фазного напряжения в системе [42].

напряжения, в спектре которого отсутствуют четные гармоники и субгармоники основной частоты (выходная частота системы 30 Гц, частота коммутации вентиля инверторов 1 кГц) [42].

На рис. 16 представлены результаты вычисления взвешенного коэффициента искажения ($WTHD = (1/V_1) \sqrt{\sum_{i=2}^n (V_i/i)^2}$) фазного напряжения V_{A1A2} в функции от коэффициента модуляции инверторов m в процессе скалярного регулирования системы с разомкнутыми обмотками электродвигателя при двух значениях частоты коммутации вентиля инверторов ($F_k = 1$ кГц и $F_k = 2,1$ кГц), при регулировании инверторов по алгоритмам непрерывной (SPWM) и прерывистой (DPWM) синхронной ШИМ [42].

ПЯТИФАЗНАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ ДВУХ ИНВЕРТОРОВ С СИНХРОННОЙ МНОГОЗОННОЙ ШИМ [28, 31, 38, 44]

На рис. 17а представлена структура пятифазной преобразовательной системы для электропривода, включающая в свой состав два пятифазных инвертора напряжения (INV1 и INV2) с двумя отдельными источниками питания V_{dc1} и V_{dc2} , выходные цепи которых подключены к соответствующим выводам разомкнутых обмоток пятифазного асинхронного электродвигателя [28]. На рис. 17б показана векторная диаграмма выходного напряжения пятифазного инвертора, являющаяся базовой для анализа и синтеза рациональных алгоритмов управления и модуляции, в том числе алгоритмов синхронной модуляции, в пятифазных системах [28].

На рис. 18 показаны базовые напряжения в пятифазной системе с алгоритмами синхронной векторной модуляции, работающей на частоте 39,7 Гц при частоте коммутации вентиля инверторов, равной 2,3 кГц [28]. На рис. 19 представлены характеристики гармонического состава фазного напряжения анализируемой пятифазной системы, в спектре которого отсутствуют четные гармоники и субгармоники [28].

Таким образом, использование алгоритмов синхронной ШИМ позволяет обеспечить устранение нежелательных субгармоник из спектра фазного напряжения пятифазных преобразовательных систем инверторного типа.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МОДУЛЬНОГО ТИПА НА БАЗЕ ТРЕХ ИНВЕРТОРОВ С СИНХРОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ [26, 30, 44]

Преобразователи модульного типа с многоуровневым выходным напряжением на

базе трех инверторов с промежуточным многообмоточным трансформатором являются перспективными установками для систем мощного регулируемого электропривода.

В [26, 44] выполнен анализ работы модульного преобразователя на базе трех двухуровневых инверторов напряжения с модифицированными алгоритмами синхронной векторной ШИМ, обеспечивающими улучшенный спектральный состав результирующего многоуровневого напряжения на нагрузке.

Также в [30] представлены результаты исследования преобразовательной системы модульного типа на базе инверторов с отсекающими диодами со специализированной схемой управления и синхронной многозонной модуляции.

ШЕСТИФАЗНАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ ЧЕТЫРЕХ ИНВЕРТОРОВ С СИНХРОННОЙ ШИМ [27, 29, 33, 42]

Одной из перспективных топологий преобразовательных систем для регулируемого электропривода повышенной мощности является приведенная на рис. 20 система шестифазного электропривода с разомкнутыми обмотками асимметричного асинхронного электродвигателя, содержащая два комплекта обмоток, пространственно сдвинутых на 30 электрических градусов одна относительно другой [42]. В число базовых элементов системы при этом входят четыре инвертора напряжения (INV1 – INV4 на рис. 20) и четыре источника постоянного тока $V_{dc1} - V_{dc4}$ [42].

На рис. 21 и 22 представлены результаты моделирования процессов в шестифазной системе на базе четырех источников электропитания с напряжениями $V_{dc1} - V_{dc4}$ и четырех двухуровневых инверторов с алгоритмами прерывистой синхронной ШИМ при специфическом режиме управления инверторами, характеризующемся регулированием частоты коммутации вентиля каждого инвертора $F_{s1} - F_{s4}$ в функции напряжения соответствующего источника питания. На рис. 21 показаны нормализованные значения базовых напряжений в системе, на рис. 22а приведены спектрограммы линейных, а на рис. 22б – фазных напряжений в шестифазной системе [42].

Таким образом, использование алгоритмов синхронной многозонной ШИМ для регулирования инверторов шестифазных преобразовательных систем позволяет обеспечить синхронизацию и симметрию кривых фазного напряжения в системах на всем диапазоне регулирования и при любых условиях функционирования систем. В спектре фазного

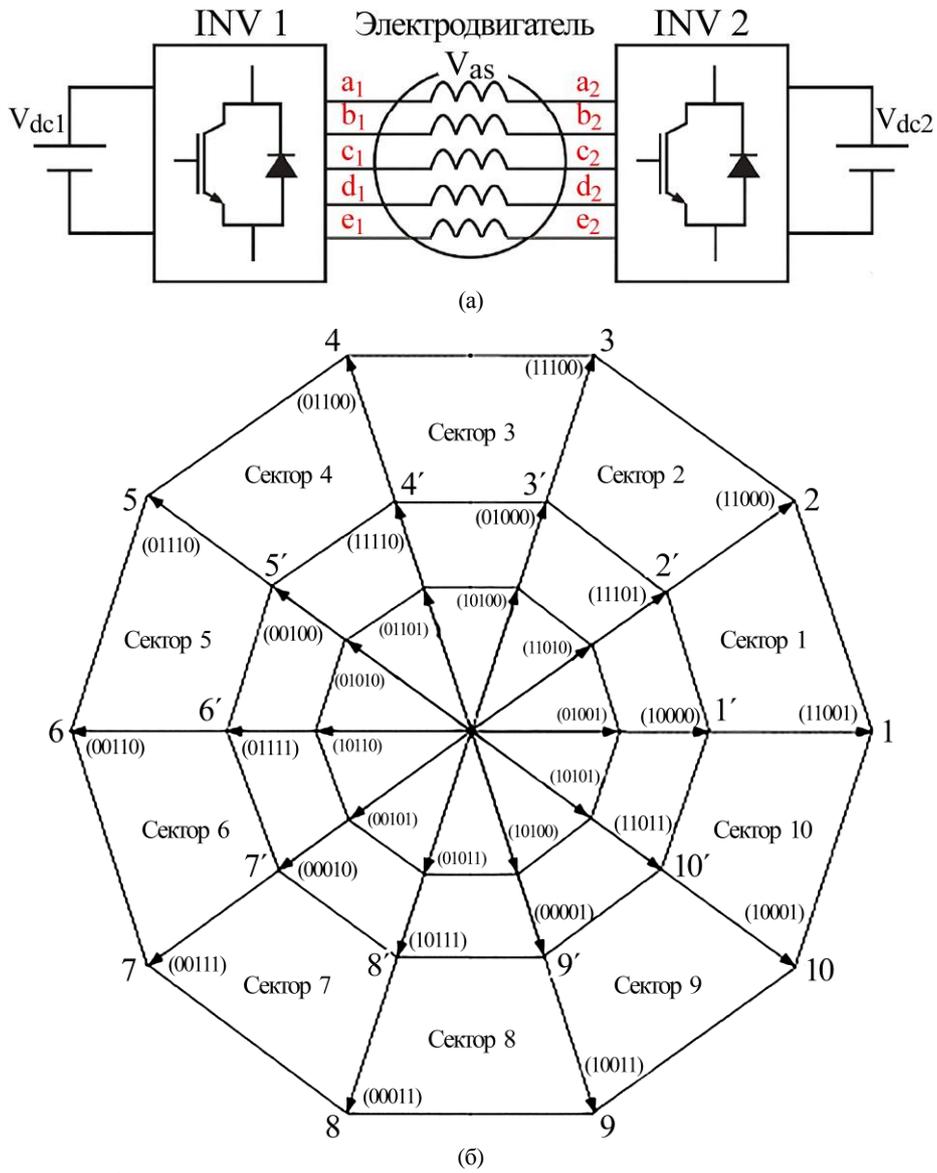


Рис. 17. Структура пятифазного электропривода (а) и векторная диаграмма выходного напряжения пятифазного инвертора (б) [28].

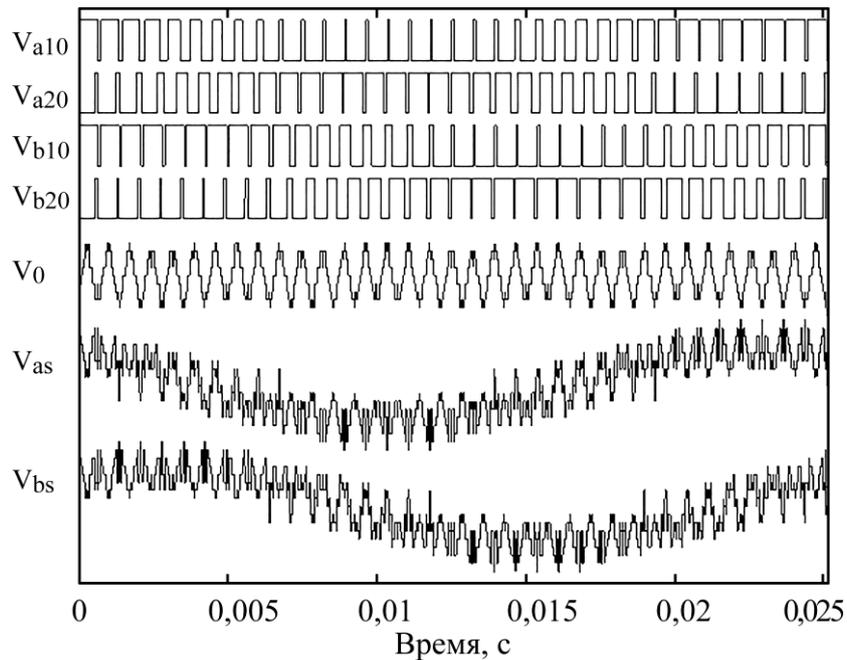


Рис. 18. Базовые напряжения в пятифазной системе на базе инверторов с синхронной ШИМ [28].

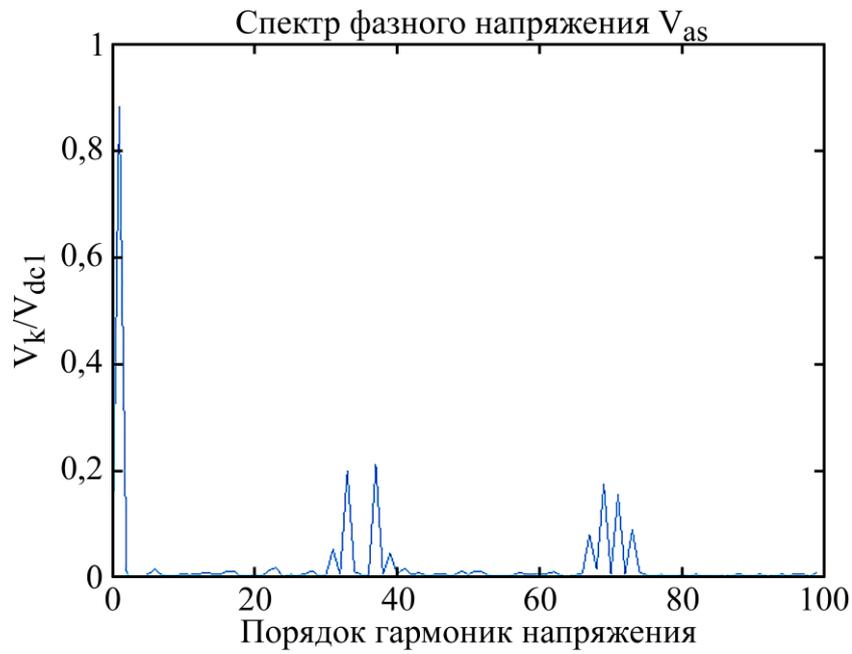


Рис. 19. Спектрограмма фазного напряжения пятифазной системы [28].

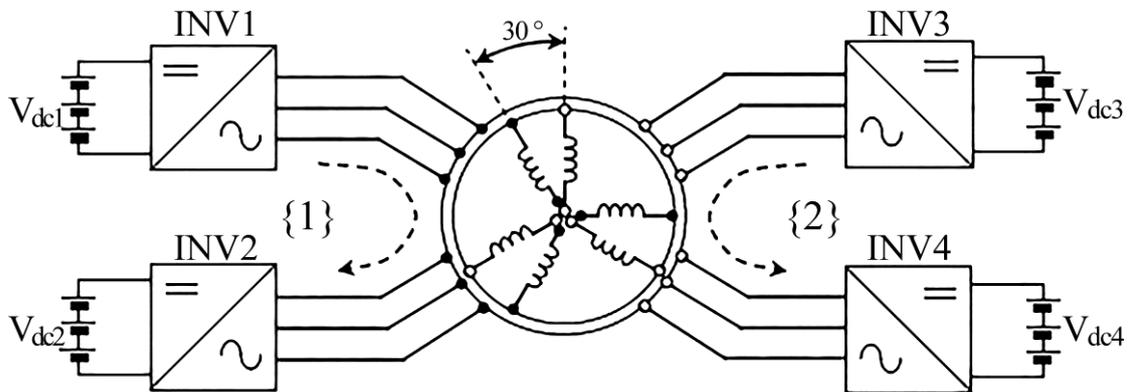


Рис. 20. Топология шестифазной системы на базе четырех инверторов напряжения INV1 – INV4 [42].

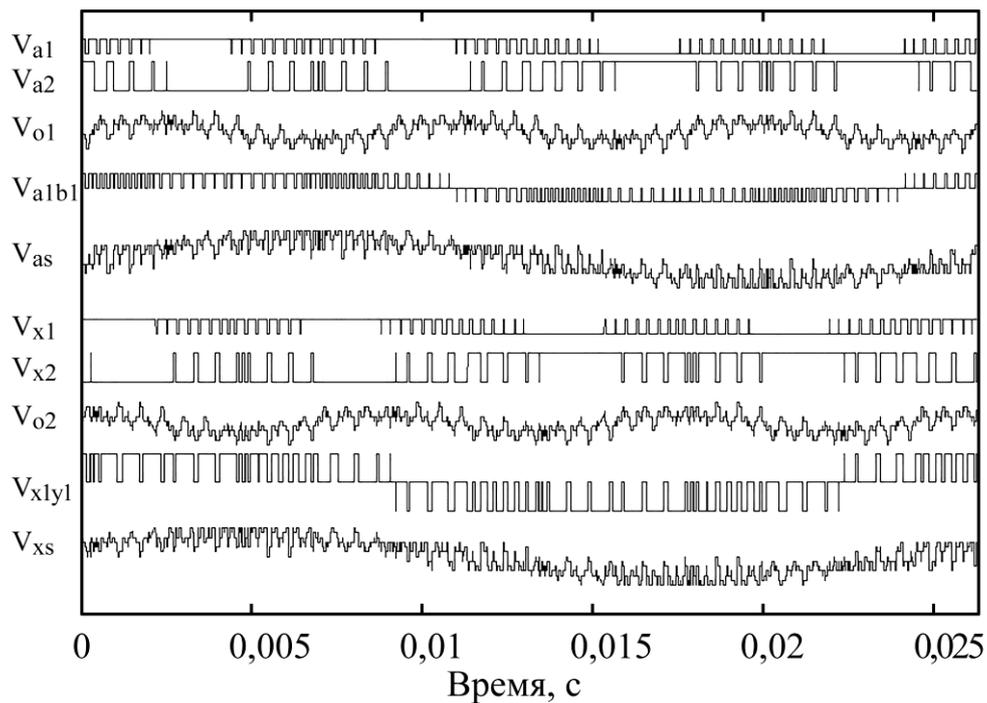


Рис. 21. Базовые напряжения в шестифазной системе ($F = 38$ Гц, $V_{dc1} = 0,5 V_{dc4}$, $V_{dc2} = V_{dc4}$, $V_{dc3} = 0,5 V_{dc4}$, $F_{s1} = F_{s3} = 2$ кГц, $F_{s2} = F_{s4} = 1$ кГц) [42].

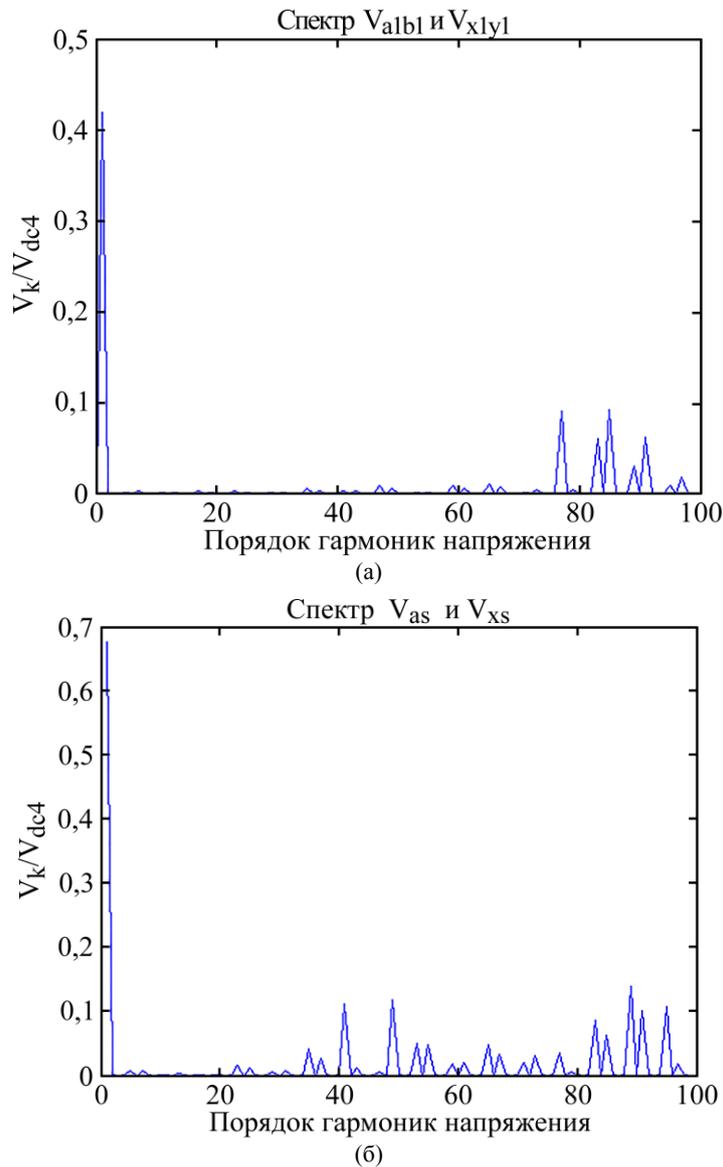


Рис. 22. Спектральные характеристики линейных (V_{albl} , V_{xlyl}) (а) и фазных (V_{as} , V_{xs}) (б) напряжений в шестифазной системе [42].

напряжения шестифазных систем при этом отсутствуют четные гармоники и субгармоники (основной частоты), что является особенно важным фактором для систем средней и большой мощности.

Также в качестве основных исполнительных звеньев шестифазных систем могут быть использованы трехфазные инверторы со средней точкой в цепи источника питания, регулируемые на базе специализированной схемы управления и синхронной векторной модуляции [27].

ДВУХИНВЕРТОРНЫЕ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ТРАНСФОРМАТОРНОГО ТИПА [32, 34, 40, 41, 43]

Известны несколько конфигураций силовых цепей фотопреобразовательных систем трансформаторного типа на базе двух инверторов напряжения [32, 43]. На рис. 23

показана структура фотопреобразовательной установки с силовым трехфазным трансформатором, инверторные обмотки которого $V_{w11} - V_{w23}$, связанные с выходными цепями двухуровневых инверторов VS11 и VS12, соединены по схеме двойного треугольника [34].

На рис. 24 представлены базовые формы напряжений (а) в фотопреобразовательной системе на основе двух инверторов с алгоритмами непрерывной синхронной многосонной модуляции (PWS), а также спектральные характеристики (б) напряжения V_{w11} на обмотках силового трансформатора [34]. Выходная частота системы равна 50 Гц, частота коммутации вентиля инверторов – 1,05 кГц.

На рис. 25 представлены результаты определения коэффициента искажения линейного напряжения (THD) и напряжения на обмотках трансформатора ($THD = (1/V_{w11}) \sqrt{\sum_{k=2}^{100} V_{w11k}^2}$)

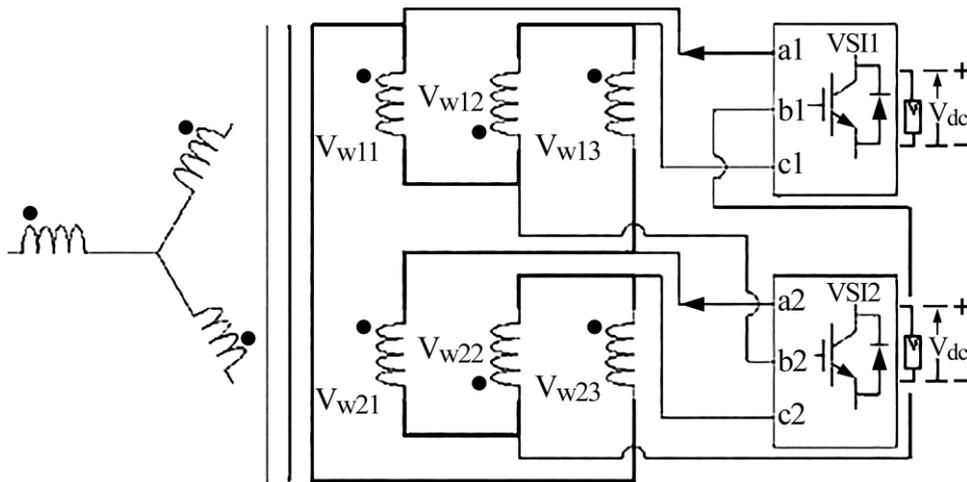


Рис. 23. Структура фотопреобразовательной системы с двумя инверторами с ШИМ [34].

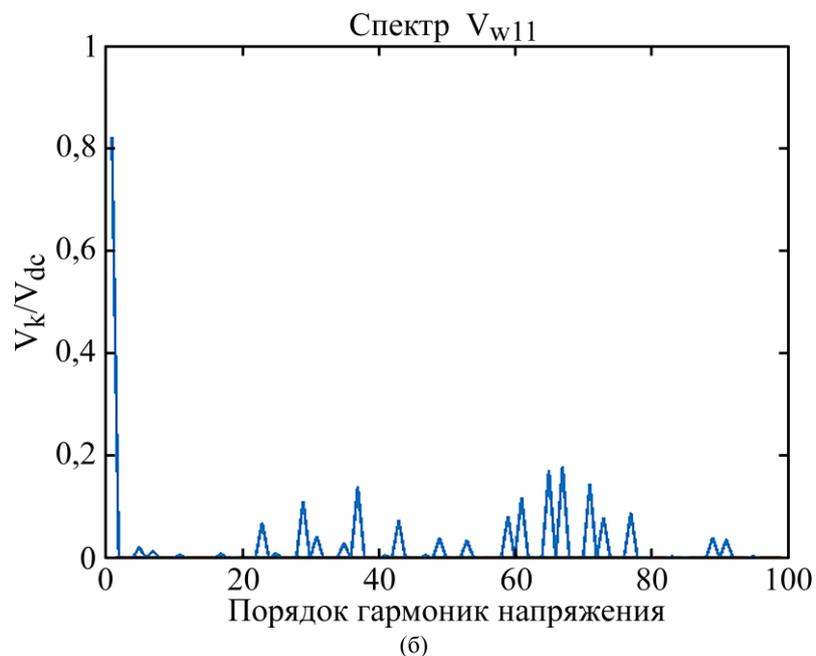
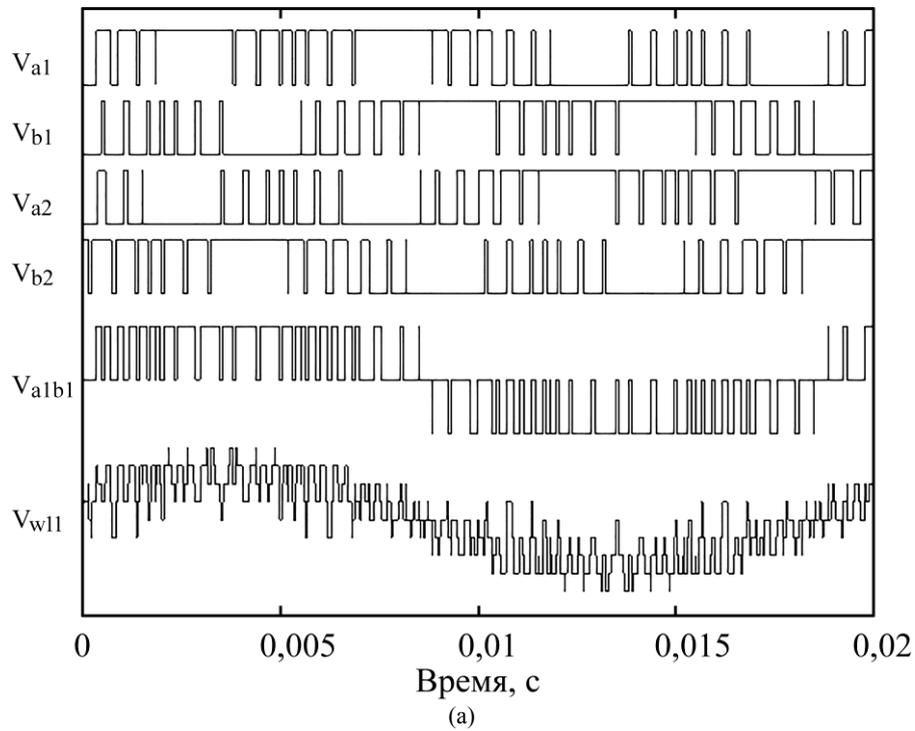


Рис. 24. Базовые формы напряжения в системе (а) и спектрограмма напряжения V_{w11} (б) [34].

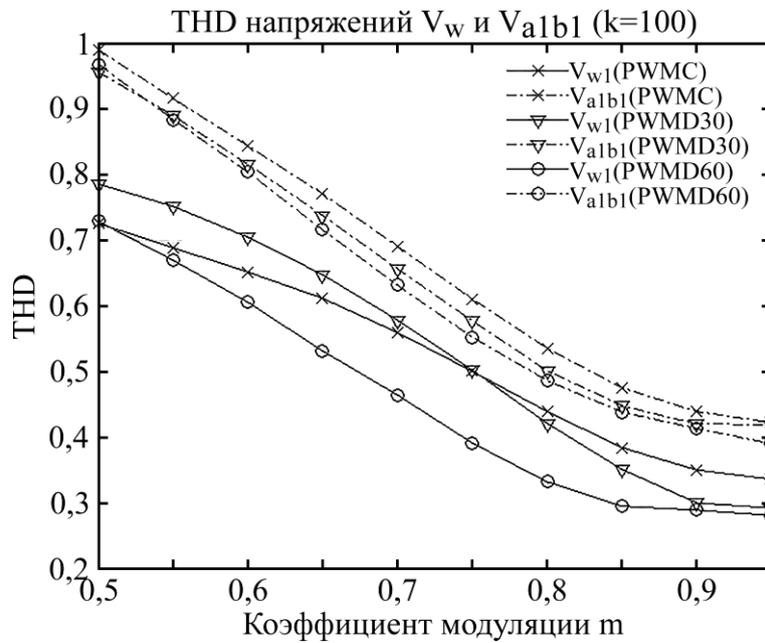


Рис. 25. Коэффициент искажения (*THD*) базовых напряжений в системе [34].

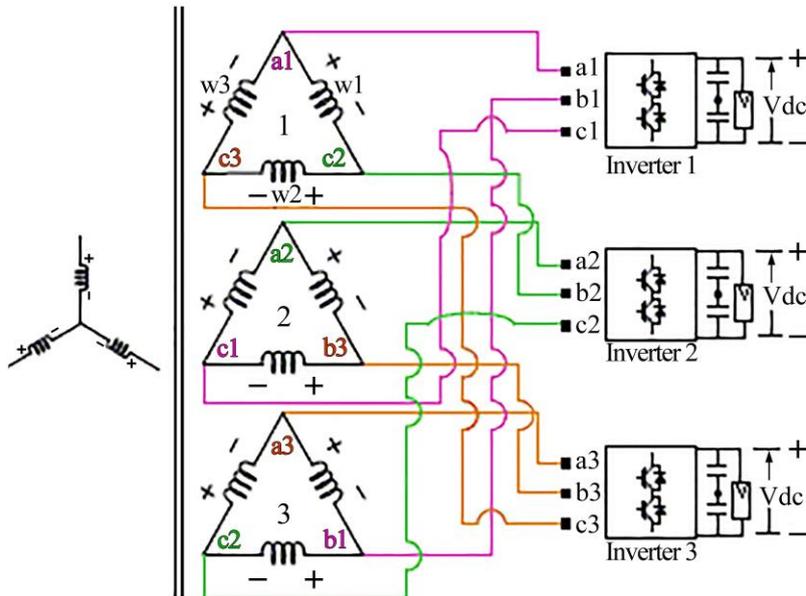


Рис. 26. Структура фотопреобразовательной системы на базе трех инверторов (Inverter 1 – Inverter 3) с ШИМ [32].

в функции от коэффициента модуляции инверторов m применительно к трем режимам управления инверторами, соответствующим режиму управления на базе алгоритмов непрерывной синхронной модуляции (PWMC) и режимам управления на базе двух алгоритмов прерывистой многозонной модуляции (PWMD30 и PWMD60) [34]. Частота коммутации вентилях инверторов равна 1,05 кГц.

Представленные результаты показывают, что на большей части диапазона регулирования двухинверторной фотопреобразовательной системы лучшие спектральные характеристики напряжения на обмотках силового трансформатора достигаются при использовании при управлении инверторами алгоритмов прерывистой модуляции с 60-градусными

интервалами непроводящего состояния вентилях (PWMD60 на рис. 25).

ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ТРАНСФОРМАТОРНОГО ТИПА НА БАЗЕ ТРЕХ ИНВЕРТОРОВ С СИНХРОННОЙ ШИМ [32, 43]

На рис. 26 представлена топология фотопреобразовательной системы на базе силового трансформатора со специфической конфигурацией инверторных обмоток трансформатора, связанных с тремя инверторами с широтно-импульсной модуляцией (Inverter 1 – Inverter 3), питающимися от соответствующих многооблочных фотоэлектрических панелей [30].

На рис. 27а и 28а показаны основные напряжения в системе на базе трех инверторов с

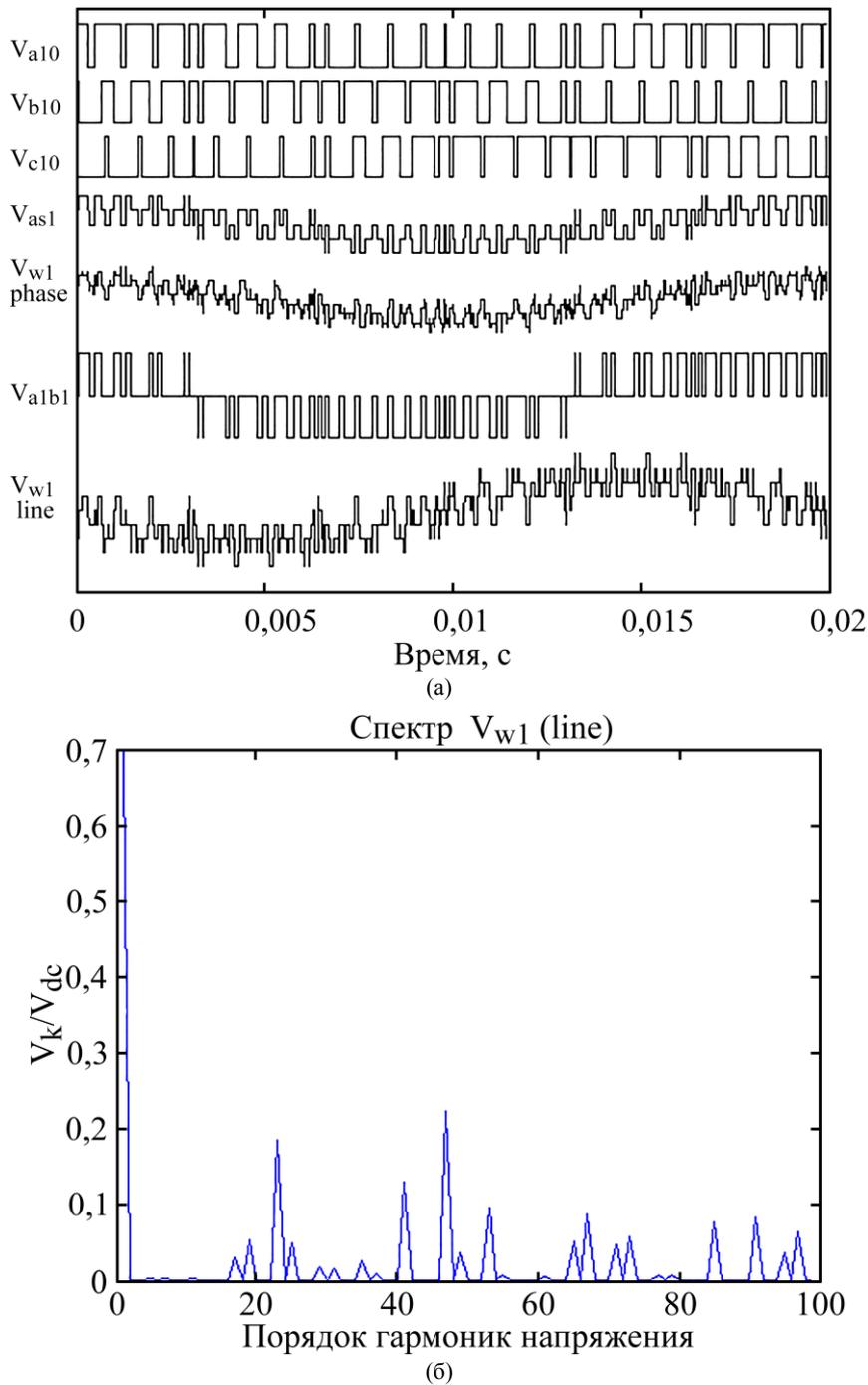


Рис. 27. Базовые напряжения в системе (а) и спектр напряжения на обмотках трансформатора (б) при регулировании инверторов с алгоритмами непрерывной синхронной ШИМ (СРWM) [32].

синхронной ШИМ (полярные напряжения V_{a10} , V_{b10} , V_{c10} первого инвертора, фазное V_{as1} и линейное V_{a1b1} напряжения первого инвертора, а также результирующие напряжения $V_{w1\ phase}$ и $V_{w1\ line}$ на инверторных обмотках силового трансформатора) [32]. Также на рис. 276 и 286 представлены спектрограммы напряжения $V_{w1\ line}$ на обмотках трансформатора [32]. Выходная частота системы равна 50 Гц, частота коммутации вентиля инверторов – 1,13 кГц, коэффициент модуляции инверторов – 0,65 в этом случае.

На рис. 29 показаны результаты определения коэффициента искажения напряжения (THD of

voltage waveforms, $THD = (1/V_{w1_1}) \sqrt{\sum_{k=2}^{40} V_{w1_k}^2}$) в

функции коэффициента модуляции инверторов m для линейного напряжения V_{a1b1} и напряжения на обмотках трансформатора V_{w1} для системы со строенными инверторами, регулируемые как на базе алгоритмов непрерывной синхронной ШИМ (СРWM), так и на базе двух разновидностей прерывистой синхронной модуляции (DPWM30 и DPWM60) [30].

Представленные на рис. 276 и 286 спектрограммы подтверждают тот факт, что в спектре напряжения на обмотках

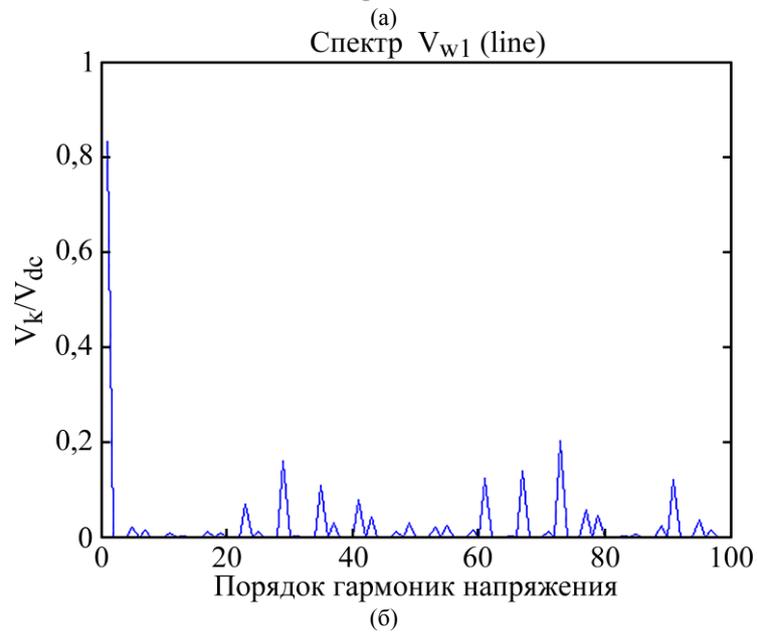
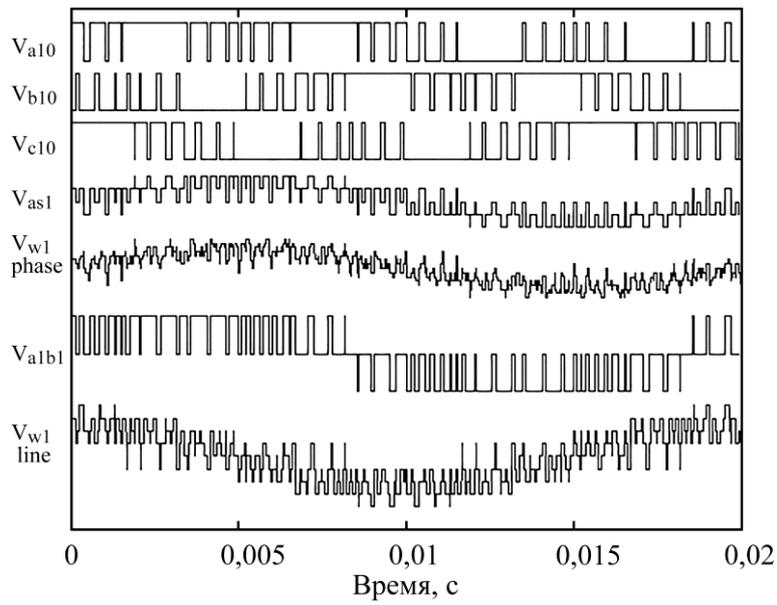


Рис. 28. Базовые напряжения в системе (а) и спектр напряжения на обмотках трансформатора (б) при регулировании инверторов с алгоритмами прерывистой синхронной ШИМ (DPWM30) [32].

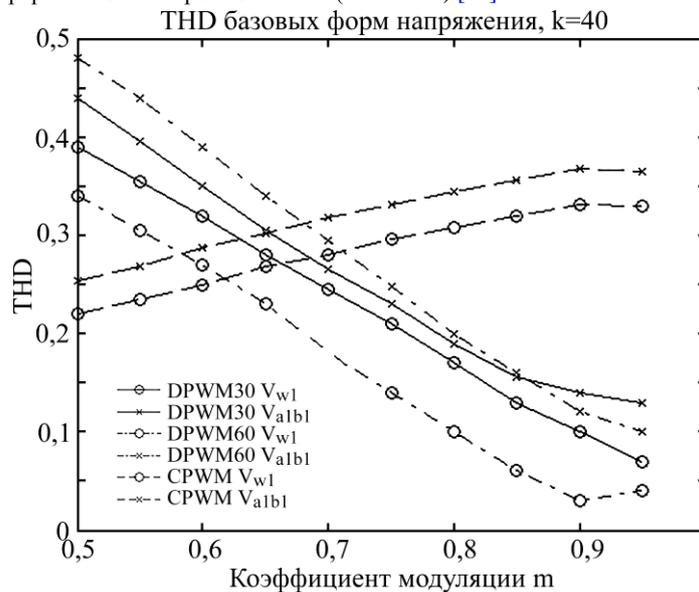


Рис. 29. Коэффициент искажения базовых форм напряжения (*THD of voltage waveforms*) для системы со строенными инверторами с синхронной ШИМ [32].

трансформатора трехинверторной фотопреобразовательной системы отсутствуют четные гармоники и субгармоники (основной частоты), что способствует снижению потерь в силовом трансформаторе и повышению эффективности функционирования фотопреобразовательных систем данного типа [32].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Новые стратегии, схемы и алгоритмы синхронной многозонной векторной модуляции, разработанные и модифицированные применительно к регулированию инверторов напряжения трехфазных, пятифазных и шестифазных систем регулируемого электропривода повышенной мощности, а также к регулированию сдвоенных и строенных инверторов фотопреобразовательных систем трансформаторного типа, позволяют обеспечить синхронизацию и симметрию базовых форм напряжения вышеупомянутых систем на всем диапазоне регулирования.

В спектрах выходного напряжения инверторов, а также в спектрах фазного и линейного напряжения преобразовательных систем на базе инверторов напряжения с синхронной векторной ШИМ отсутствуют при этом четные гармоники и субгармоники (основной частоты). Подобное улучшение спектрального состава базовых напряжений и токов в анализируемых преобразовательных системах способствует снижению потерь в соответствующих устройствах и установках и повышению эффективности их функционирования. В частности:

1. Алгоритмы синхронной многозонной модуляции сигналов инверторов напряжения преобразовательных систем различного функционального назначения позволяют обеспечить синхронизацию и симметрию базовых форм напряжений в системах при любых соотношениях (целых или дробных) между частотой коммутации вентиля инверторов и выходной частотой системы.

2. Схемы и алгоритмы синхронной векторной модуляции позволяют обеспечить симметрию базовых форм напряжения в многоинверторных системах при разных значениях питающего напряжения автономных источников постоянного тока.

3. Модифицированные алгоритмы синхронной многозонной модуляции могут быть успешно имплементированы как для использования в системах на базе стандартных трехфазных инверторов, так и в системах на базе инверторов с отсекающими диодами, а также в системах на базе пятифазных и шестифазных инверторов напряжения.

4. Специализированные схемы и алгоритмы синхронной модуляции векторного типа позволяют обеспечить синхронизацию и симметрию базовых форм напряжения в преобразовательных системах инверторного типа при повышенных, близких к максимальным значениям коэффициента модуляции инверторов, работающих в зоне сверхмодуляции.

КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Автор заявляет, что у него нет конфликта интересов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hadiouche, D., Baghli, L. and Rezzoug, A., Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis performance evaluation and DSP implementation, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2006, no. 4, vol. 42, p. 1112.
2. Bojoi, R., Farina, F., Profumo, F. and Tenconi, A., Dual-three phase induction machine drives control – a survey, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 2006, no. 4, vol. 126, p. 420.
3. Jones, M., Patkar, F. and Levi, E., Carrier-based pulse-width modulation techniques for asymmetrical six-phase open-end winding drives, *IET Electric Power Appl.*, 2013, no. 6, vol. 7, p. 441.
4. Baiju, M.R., Mohapatra, K.K., Kanchan, R.S. and Gopakumar, K., A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2004, no. 3, vol. 19, p. 794.
5. Sanjeevikumar, P., Bhaskar, M.S., Maroti, P.K., Blaabjerg, F., et al., Hexuple-inverter configuration for multilevel nine-phase symmetrical open-winding converter. In: *IEEE Proc. Int. Conf. on Power Electronics, Intelligent Control, and Energy Systems (ICPEICES'2016)*, 2016, 6 p.
6. Reuben P.R. de Sousa and Cursino B. Jacobina, Open-end unidirectional topologies with reduced controlled switch count. In: *IEEE Proc.: Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC'2017)*, 2017, p. 397.
7. Mohan, L., Pant, K. and Rajeevan, P.P., A Speed range extension scheme for scalar-controlled open-end winding induction motor drives, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 2022, no. 2, vol. 58, p. 2055.
8. Iqbal, A. and Levi, E., Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter. In: *Proc. of European Conf. on Power Electronics and Application (EPE'2005)*, 2005, 12 p.
9. Prieto, J., Jones, M., Barrero, F., Levi, E., et al., Comparative analysis of discontinuous and continuous PWM techniques in VSI-fed five-phase induction motor, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2011, no. 12, vol. 58, p. 5324.
10. Bodo, N., Levi, E. and Jones, M., Investigation of carrier-based PWM techniques for a five-phase open-

- end winding drive topology, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2013, no. 5, vol. 60, p. 2054.
11. Park, Y., Yoo, J.-M. and Sul, S.-K., Double-delta sourced winding for dual winding induction machine. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. on Power Electronics – ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia '2015)*, 2015, p. 77.
 12. Park, Y., Yoo, J.-M. and Sul, S.-K., Vector control of double-delta sourced winding for a dual-winding induction machine, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2017, no. 1, vol. 53, p. 171.
 13. Grandi, G., Tani, A., Sanjeevikumar, P. and Ostojic, D., Multi-phase multi-level ac motor drive based on four three-phase two-level inverters. In: *IEEE Proc.: Int'l Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM'2010)*, 2010, p. 1768.
 14. Tani, A., Serra, G., Mengoni, M., Zarri, L., et al., Dynamic stator current sharing in quadruple three-phase induction motor drives. In: *IEEE Proceedings: Industrial Electronics Society Conf. (IECON'2013)*, 2013, p. 5173.
 15. da Silva, I., Jacobina, C.B., Maia, A.C.N., de Freitas, I.S., et al., Open-end multilevel six-phase machine drive system with three three-leg NPC converters. In: *IEEE Proc.: Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC'2018)*, 2018, p. 2593.
 16. Kumar, N.K. and Sivakumar, K., A quad two-level inverter configuration for four-pole induction-motor drive with single dc link, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2015, no. 1, vol. 62, p. 105.
 17. Malinowski, M., Gopakumar, K., Rodriguez, J. and Perez, M.A., A survey on cascaded multilevel inverters, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2010, no. 7, vol. 57, p. 2197.
 18. Yin, Li and Lingling, Fan., Modular multilevel converter based induction machine drive. In: *IEEE Proc.: North American Power Symp. (NAPS'2015)*, 2015, p. 173.
 19. Grandi, G., Rossi, C., Ostojic, D. and Casadei, D., A new multilevel conversion structure for grid-connected PV applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2009, no. 11, vol. 56, p. 4416.
 20. Park, Y., Ohn, S. and Sul, S.-K., Multi-level operation with two-level converters through a double-delta source connected transformer, *J. Power Electronics*, 2014, no. 6, vol. 14, p. 1093.
 21. Ohn, S., Park, Y. and Sul, S.-K., Multi-level operation of triple two-level PWM converters. In: *IEEE Proc.: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE'2015)*, 2015, p. 4283.
 22. Pires, V.F., Cordeiro, A., Foito, D. and Silva, J.F., Three-phase multilevel inverter for grid-connected distributed photovoltaic systems based in three three-phase two-level inverters, *Solar Energy*, 2018, vol. 174, p. 1026.
 23. Oleschuk, V. and Barrero, F., Standard and non-standard approaches for voltage synchronization of drive inverters with space-vector PWM: A survey, *Int., Rev. Electric. Eng.*, 2014, no. 4, vol. 9, p. 688.
 24. Oleschuk, V. and Ermuratskii, V., Dual Inverters with Synchronized Modulation for Transformer-Based Photovoltaic Installations. In: *Renewable Energy. Selected Issues*, vol. 2, Cambridge Scholar Publ., 2016, p. 192.
 25. Oleschuk, V., Ermuratskii, V. and Pastor, M., Alternative methods of synchronous space-vector PWM for transport-oriented converters and drives. In: *IEEE Proc.: Int. Conf on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE'2019)*, 2019, p. 327.
 26. Oleschuk, V., Ermuratskii, V. and Barrero, F., Multilevel installation based on voltage source inverters controlled by synchronous multi-zone PWM. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN'2019)*, 2019, p. 158.
 27. Oleschuk, V. and Ermuratskii, V., Synchronous balanced regulation of multiphase system on the base of modulated diode-clamped inverters, *Technical Electrodynamics*, 2019, no. 5, p. 27.
 28. Oleschuk, V. and Ermuratskii, V., Open-end winding multiphase installation regulated by modified techniques of space-vector PWM. In: *IEEE Proc.: Ukr. Conf. on Electrical and Computing Engineering (UKRCON'2019)*, 2019, p. 299.
 29. Oleschuk, V. and Ermuratskii, V., Power balanced adjustment of quad-inverter installation with modified discontinuous PWM, *Probl. Region. Energet.*, 2019, no. 1–3, vol. 42, p. 35.
 30. Oleschuk, V., Ermuratskii, V. and Pastor, M., Synchronous adjustment of modular converter based on diode-clamped inverters with multi-zone PWM. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE'2019)*, 2019, p. 379.
 31. Oleschuk, V. and Ermuratskii, V., Novel methods, schemes and techniques of synchronous modulation for control of power conversion systems for transport: An Overview. In: *IEEE Proc.: Electrical Vehicle Conf. (EV'2019)*, 2019, 6 p.
 32. Oleschuk, V. and Ermuratskii, V., Review of methods and techniques of space-vector PWM for dual and triple inverters of PV systems. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN'2019)*, 2019, p. 205.
 33. Oleschuk, V., Ermuratskii, V. and Barrero, F., Synchronous balanced control of dual split-phase drive topology with PWM diode-clamped inverters. In: *IEEE Proc.: Ukr. Conf. on Electrical and Computing Engineering (UKRCON'2019)*, 2019, p. 375.
 34. Oleschuk, V. and Ermuratskii, V., Two-inverter-based photovoltaic installation adjusted by the modified scheme of space-vector modulation, *Techn. Electrodynamics*, 2020, no. 5, p. 26.
 35. Oleschuk, V. and Ermuratskii, V., PWM switching strategy of three-phase inverters for synchronous control of double-delta-winding system. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. KhPI Week on Advanced Technology*, 2020, p. 268.
 36. Oleschuk, V. and Ermuratskii, V., Synchronous PWM regulation of inverters of drive installation with two

- stator windings of electrical motor, *Probl. Region. Energet.*, 2020, no. 4, vol. 48, p. 1.
37. Oleschuk, V. and Ermuratskii, V., Double-delta-winding system with neutral-point-clamped converters controlled by synchronous multi-zone PWM, *Proc. Instit. Electrodynamics NAS Ukraine*, 2020, no. 56, p. 59.
 38. Oleschuk, V., Ermuratskii, V. and Vasiliev, I., Review of overmodulation control techniques of drive inverters with synchronous space-vector PWM. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. on Development and Application Systems (DAS'2020)*, 2020, p. 98.
 39. Oleschuk, V. and Vasiliev, I., Motor drive system with double-delta-sourced stator winding and two modulated NPC converters. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. KhPI Week on Advanced Technology*, 2020, p. 357.
 40. Oleschuk, V., Tirsu, M., Galbura, V. and Vasiliev, I., Transformer-based PV system with modified techniques of PWM of diode-clamped inverters. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. on Development and Application Systems (DAS'2020)*, 2020, p. 106.
 41. Oleschuk, V., Vasiliev, I. and Griva, G., Overmodulation operation of two-level PWM inverters of photovoltaic system with double-delta configuration of power transformer. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. on Modern Power Systems (MPS'2021)*, 2021, 5 p.
 42. Oleschuk, V., Strategies, schemes, and algorithms of synchronous space-vector PWM for voltage source inverters of open-end winding motor drives: An overview. In: *IEEE Proc.: Int. Conf. on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN'2021)*, 2021, p. 69.
 43. Oleschuk, V., Vasiliev, I., Griva, G. and Spertino, F., Schemes and techniques of synchronous modulation of PV inverters with high modulation indices: A survey. In: *IEEE Proc.: Int. Symp. on Advanced Topics of Electrical Engineering (ATEE'2021)*, 2021, 6 p.
 44. Oleschuk, V., Methods and techniques of synchronous multi-zone modulation for the control of power electronic converters for electric transport and photovoltaic systems, *Akademios*, 2021, no. 4, vol. 63, p. 37.

Summary

This publication provides a brief overview of the results of recent research works by the author in the field of power electronics, carried out and published mainly in 2019–2021, and awarded with the Premium “Boris Lazarenko” of the Academy of Sciences of Moldova in the field of engineering. The methodological basis of those investigations is an original alternative method of the synchronous multi-zone space-vector modulation of signals of voltage source inverters as the main workhorses of adjustable speed electric drives and renewable energy systems. Therefore, basic strategies, schemes, and algorithms of synchronous multi-zone modulation have been further developed, modernized, modified, and disseminated for the control of novel promising topologies of power conversion systems for variable speed drives and for photovoltaic installations. It is shown that the developed schemes and algorithms of the synchronous space-vector modulation applied for control of inverter-based systems provide continuous synchronization and symmetry of the basic voltage waveforms of systems during the whole control range. It provides minimization of even harmonics and undesirable subharmonics (of the fundamental frequency) in spectra of the basic voltages of systems, leading to reducing the losses in the systems and to increasing their efficiency. Based on a comparative analysis of the integral spectral characteristics of the phase voltage of the systems, recommendations are formulated for the rational choice of schemes and algorithms of the synchronous space-vector modulation for the relevant installations, depending on the modes of their operation.

Keywords: voltage source inverter, pulse-width modulation, adjustable speed ac drive, photovoltaic installation, five-phase and six-phase systems, phase and line-to-line voltage, spectra of voltage and current