Мощные электронные преобразователи параметров электрической энергии с регулируемой частотой коммутации инверторных блоков

В. И. Олещук

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

Поступила в редакцию 21.03.2026
После доработки 21.05.2026
Принята к публикации 29.06.2026

Выполнен краткий обзор развития и диссеминации методологии синхронной векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) сигналов инверторных блоков преобразовательных систем повышенной мощности на базе инверторов напряжения при плавном регулировании частоты коммутации электронных ключей инверторов (силовых транзисторов и тиристоров) в процессе управления. Проведен анализ модуляционных процессов в подключенных к электрической сети преобразовательных системах трансформаторного типа с постоянной выходной частотой на базе сдвоенных и строенных инверторов напряжения с синхронной ШИМ. Осуществлено моделирование процессов в преобразовательных системах трансформаторного типа. Показано, что в ряде режимов управления модифицированные схемы и алгоритмы синхронной ШИМ инверторов напряжения с регулируемой частотой коммутации силовых ключей позволяют улучшить спектральный состав выходного напряжения инверторных блоков, способствуя тем самым снижению потерь в силовом трансформаторе и повышению эффективности функционирования соответствующих преобразовательных систем.

Ключевые слова: инвертор напряжения, алгоритмы управления и модуляции, фотопреобразовательная система, многообмоточный силовой трансформатор, гармонический состав выходного напряжения инверторных блоков

УДК 621.314.572
https://doi.org/10.52577/eom.2026.62.3.58

ВВЕДЕНИЕ

Современные электронные преобразователи параметров электрической энергии на базе мощных полупроводниковых ключей (тиристоров и мощных транзисторов) находят все более широкое применение в различных областях промышленности, транспорта, коммунального хозяйства, возобновляемой электроэнергетики и т.д. [1, 2].

Одними из базовых компонентов электронных преобразовательных систем являются автономные инверторы напряжения, осуществляющие преобразование постоянного напряжения на входе в переменное выходное напряжение с требуемой частотой и амплитудой в системах регулируемого электропривода переменного тока [3–8], в том числе в системах тягового электропривода для электротранспорта [4, 7, 8]. Также инверторные блоки на базе автономных инверторов напряжения являются основными регулирующими устройствами различных топологий фотопреобразовательных систем трансформаторного и бестрансформаторного типа [9–13].

Параметры и удельные характеристики преобразовательных систем на базе инверторов напряжения в значительной степени зависят от используемых для регулирования инверторов методов и способов управления и модуляции. В частности, для обеспечения непрерывной синхронизации и симметрии базовых форм выходного напряжения инверторов в преобразовательных системах повышенной мощности, характеризующихся относительно низкой частотой переключения силовых ключей инверторных блоков, разработан и исследован метод синхронной векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) сигналов инверторов напряжения для различных модификаций преобразовательных систем на базе инверторов [14–19], в том числе для трехфазных и многофазных систем асинхронного электропривода [15–16], а также для синхронного регулирования некоторых топологий мощных фотопреобразовательных систем трансформаторного типа [14, 17–19].

Одним из важных параметров режимов управления электронными преобразователями инверторного типа является частота

коммутации вентилей инверторов, от рационального выбора которой в значительной степени зависит как уровень потерь в инверторных блоках преобразователей и спектральный состав выходного напряжения, так и общая эффективность функционирования преобразовательных систем различного типа [20–31].

В частности, в [20] предложен способ коррекции частоты коммутации вентилей двухуровневого выпрямителя, в [21] представлены результаты плавного регулирования частоты коммутации силовых ключей в преобразователях постоянного напряжения, в [23, 27] исследованы возможности и перспективы регулирования частоты коммутации вентилей в преобразователях резонансного типа. Также в [22, 24, 26, 28−31] проанализированы базовые стратегии регулирования частоты коммутации вентилей преобразователей инверторного типа для систем регулируемого электропривода, а в [25] описана схема рационального регулирования частоты переключения вентилей инверторов фотопреобразовательной системы.

Соответственно, в данной работе выполнен краткий обзор и сопоставительный анализ модуляционных процессов в преобразовательных системах инверторного типа с синхронной векторной ШИМ при коррекции частоты коммутации вентилей инверторов в функции величины питающего напряжения и коэффициента модуляции инверторов, базирующейся на условии стабилизации величины напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора в процессе регулирования двухинверторных и трехинверторных фотопреобразовательных систем трансформаторного типа.

МОЩНЫЕ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ СДВОЕННЫХ ИНВЕРТОРОВ С СИНХРОННОЙ ШИМ И С РЕГУЛИРУЕМОЙ ЧАСТОТОЙ КОММУТАЦИИ СИЛОВЫХ КЛЮЧЕЙ

На рис. 1 представлена структура двухинверторной фотопреобразовательной системы, питающейся от двух изолированных цепей фотопреобразовательных панелей [15, 19]. Сдвоенные инверторы напряжения подключены при этом к электрической сети через трехфазный трансформатор с разомкнутой обмоткой на первичной стороне, обеспечивая гальваническую развязку между низковольтными фотоэлектрическими панелями и электросетью.

На рис. 2 показаны в качестве примера диаграмма состояния ключей трехфазного инвертора (*Switching sequence*) и соответствующие кривые фазного (V_a, V_b) и линейного (V_{ab}) напряжений инвертора внутри тактового 60-градусного интервала на периоде выходной частоты при регулировании инвертора на базе алгоритмов синхронной непрерывной модуляции [15].

В таблице представлены базовые параметры и функциональные соотношения системы управления применительно к анализируемой двухинверторной фотопреобразовательной установке, обеспечивающие синхронизацию и симметрирование форм напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора системы. Индекс m в таблице характеризует коэффициент модуляции трехфазных инверторов, параметр τ представляет продолжительность коммутационного интервала, при этом данный параметр находится в обратно-пропорциональной зависимости от частоты коммутации силовых ключей инверторов. Напряжения V_1 – V_3 являются напряжениями на инверторных обмотках силового трансформатора [15].

Для стабилизации величины выходного напряжения инверторных блоков фотопреобразовательных систем на базе сдвоенных инверторов и с силовым многообмоточным трансформатором, подключенным к электрической сети, целесообразно регулировать коэффициент модуляции инверторов в функции напряжения фотопреобразовательных панелей, поступающего на вход инверторных блоков. При этом при повышении напряжения на входе инверторов их коэффициент модуляции должен быть соответствующим образом снижен, и наоборот. Вместе с тем одной из дополнительных степеней свободы процесса управления в анализируемых системах является частота коммутации ключей инверторных блоков.

В частности, при повышенных, близких к максимальным, значениях напряжения фотопреобразовательных панелей на входе инверторов частота коммутации инверторных блоков должна соответствовать номинальной частоте переключения относительно величины коммутируемого напряжения для данного класса вентилей. При этом при пониженных значениях напряжения на входе инверторных блоков частота коммутации вентилей в системе может быть, соответственно, повышена [17].

На рис. 3–10 представлены результаты моделирования процессов в преобразовательной системе на базе двух инверторов с синхронной ШИМ, выходная частота системы, подключенной через трансформатор к электрической сети, равна при этом 50 Гц. На рис. 3–6 представлены диаграммы, иллюстрирующие процессы в преобразовательной системе при повышенных значениях напряжения на входе

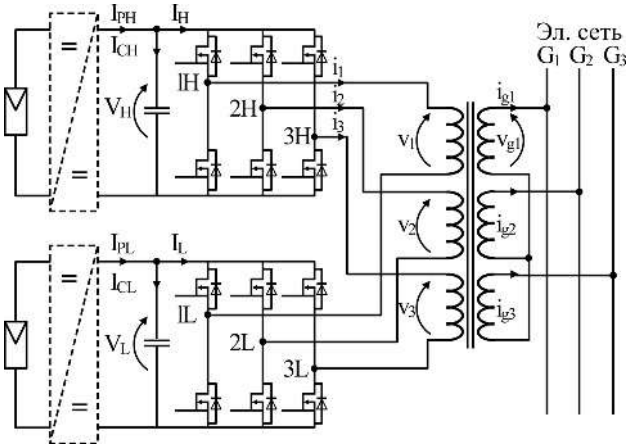


Рис. 1. Структура основных силовых цепей двухинверторной фотопреобразовательной системы трансформаторного типа.

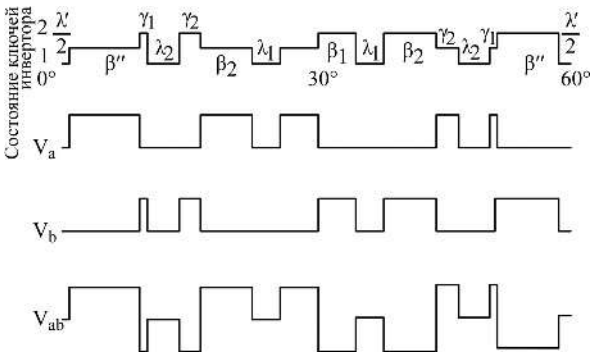


Рис. 2. Диаграмма состояния ключей и базовые напряжения инвертора с синхронной непрерывной ШИМ внутри тактового 60-градусного интервала.

Таблица. Основные параметры и соотношения в системе на базе двух инверторов с синхронной ШИМ

Базовые сигналы управления трехфазным инвертором (рис. 2)	Фазовый сдвиг между сигналами управления двух инверторов	Величина напряжения на обмотках силового трансформатора (рис. 1)
$\beta_1 = 1{,}1m\tau$ $\beta_j = \beta_1 \cos[(j-1)\tau]$ $\gamma_j = \beta_{n-j+1}\{0{,}8 - 0{,}5\tan[(n-j)\tau]\}$ $\lambda_j = \tau - (\beta_j + \beta_{j+1})/2$	$\delta_{inv1} = 0$ $\delta_{inv2} = \pi + \tau/2$	$V_1 = V_{1L} + V_{1H} - V_0$ $V_2 = V_{2L} + V_{2H} - V_0$ $V_3 = V_{3L} + V_{3H} - V_0$ $V_0 = 1/3(V_{1L} + V_{2L} + V_{3L} + V_{1H} + V_{2H} + V_{3H})$

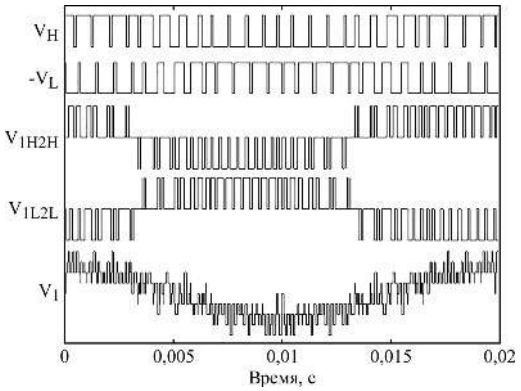


Рис. 3. Базовые напряжения в системе с инверторами, регулируемыми на базе алгоритмов непрерывной синхронной ШИМ (НСШИМ, m = 0,65, F_s = 1,2 кГц).

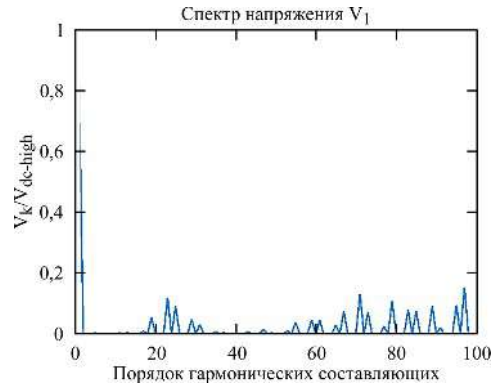


Рис. 4. Спектр напряжения V_1 (НСШИМ, m = 0,65, F_s = 1,2 кГц).

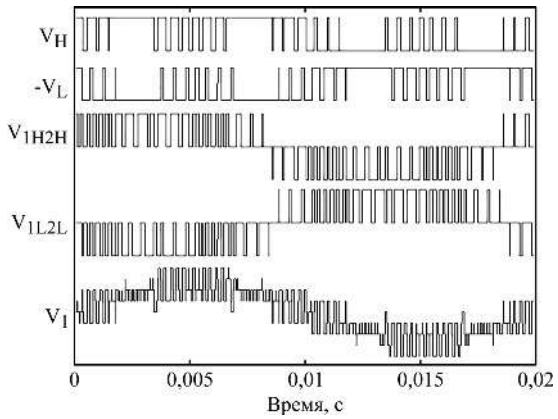


Рис. 5. Базовые напряжения в системе с инверторами, регулируемыми на базе алгоритмов прерывистой синхронной ШИМ (ПСШИМ, m = 0,65, F_s = 1,2 кГц).

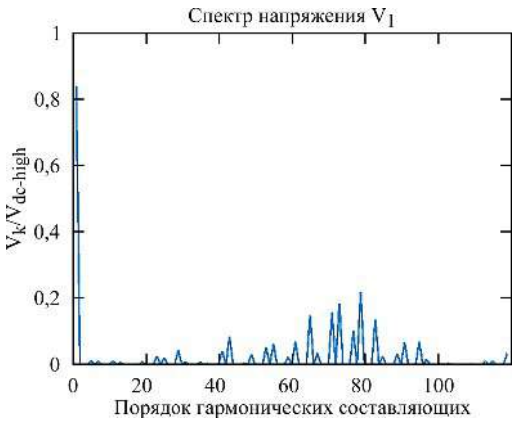


Рис. 6. Спектр напряжения V_1 (ПСШИМ, m = 0,65, F_s = 1,2 кГц).

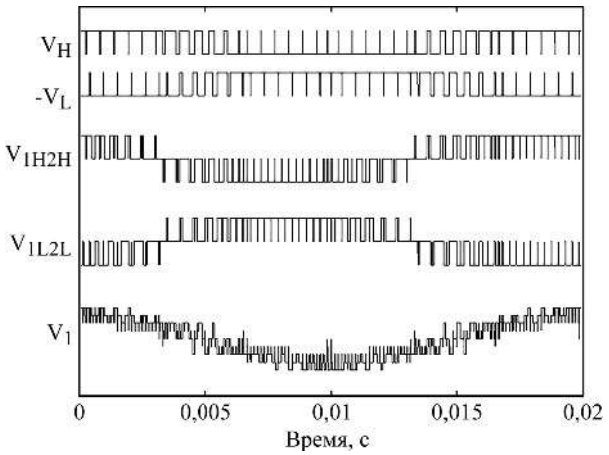


Рис. 7. Базовые напряжения в системе с инверторами, регулируемыми на базе алгоритмов непрерывной синхронной ШИМ (НСШИМ, m = 0,9, F_s = 1,8 кГц).

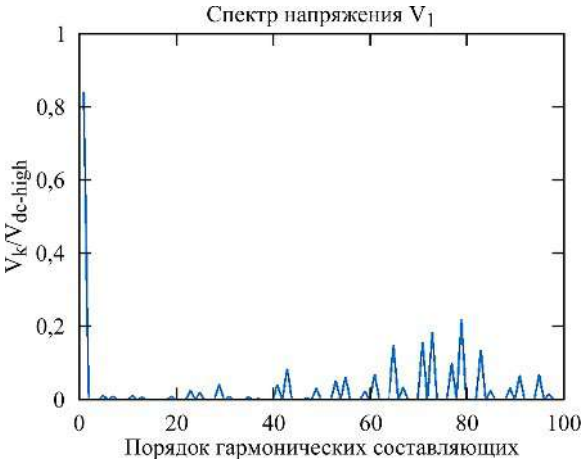


Рис. 8. Спектр напряжения V_1 (НСШИМ, m = 0,9, F_s = 1,8 кГц).

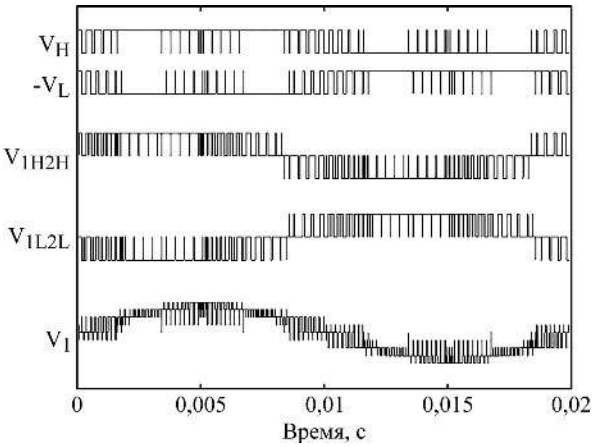


Рис. 9. Базовые напряжения в системе с инверторами, регулируемыми на базе алгоритмов прерывистой синхронной ШИМ (ПСШИМ, m = 0,9, F_s = 1,8 кГц).

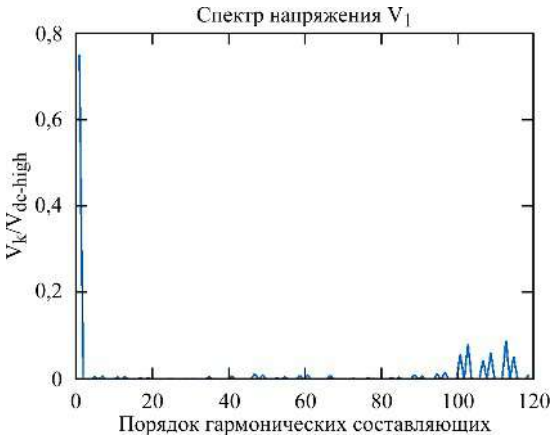


Рис. 10. Спектр напряжения V_1 (ПСШИМ, m = 0,9, F_s = 1,8 кГц).

инверторов ($V_{\text{dc-high}}$) и соответствующим образом пониженной частоте коммутации инверторов F_s. Диаграммы, представленные на рис. 7–10, иллюстрируют процессы в преобразовательной системе с относительно низкой величиной напряжения на входе инверторов и со сравнительно высокими значениями коэффициента модуляции инверторов m и частоты коммутации F_s. В качестве базовых параметров на рис. 3–10 представлены полярные напряжения инверторов V_H и V_L, а также линейные напряжения V_{1H2H} и V_{1L2L} и напряжение V_1 на инверторной обмотке трансформатора (см. рис. 1), включая спектрограммы гармонического состава напряжения V_1. Управление инверторами системы осуществляется при этом на базе алгоритмов непрерывной синхронной широтно-импульсной модуляции (НСШИМ) и прерывистой синхронной ШИМ с 30-градусными интервалами непроводящего состояния вентилей (ПСШИМ).

Анализ представленных на рис. 3–10 результатов моделирования преобразовательной системы на базе двух инверторов с синхронной ШИМ подтверждает тот факт, что модифицированные соответствующим образом алгоритмы управления и модуляции сдвоенными инверторами напряжения позволяют обеспечить на всем диапазоне регулирования симметричные формы напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора системы, характеризующихся улучшенным спектральным составом за счет отсутствия в спектре четных гармоник и субгармоник (основной частоты).

На рис. 11–13 представлены результаты определения коэффициента искажения напряжения V_1 на обмотках силового трансформатора системы *Total Harmonic Distortion* (*THD*), $THD = (1/V_{1_1})\sqrt{\sum_{k=2}^{50,100,200} V_{1_k}^2}$ в функции коэффициента модуляции инверторов, рассчитанные для двух значений частоты коммутации инверторов F_s, выбранных в соответствии с вышеописанной стратегией регулирования частоты коммутации вентилей инверторов в зависимости от текущего значения напряжения постоянного тока от фотопреобразовательных панелей на входе инверторов. Также с целью сопоставительного анализа расчеты коэффициента искажения напряжения на обмотках силового трансформатора выполнены для трех различных значений макси-

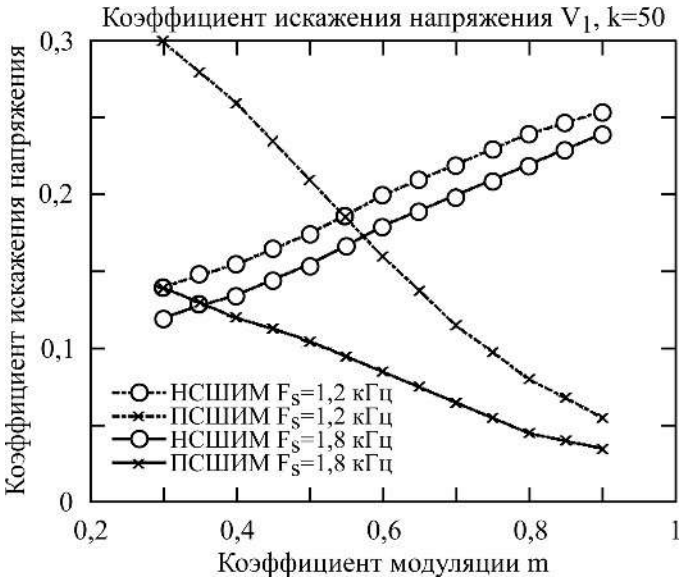


Рис. 11. Коэффициент искажения напряжения V_1 на инверторных обмотках трансформатора (k = 50).

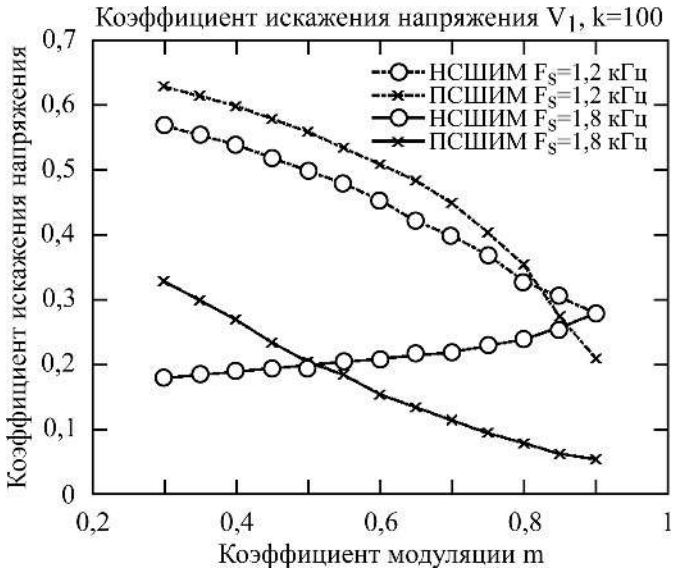


Рис. 12. Коэффициент искажения напряжения V_1 на инверторных обмотках трансформатора (k = 100).

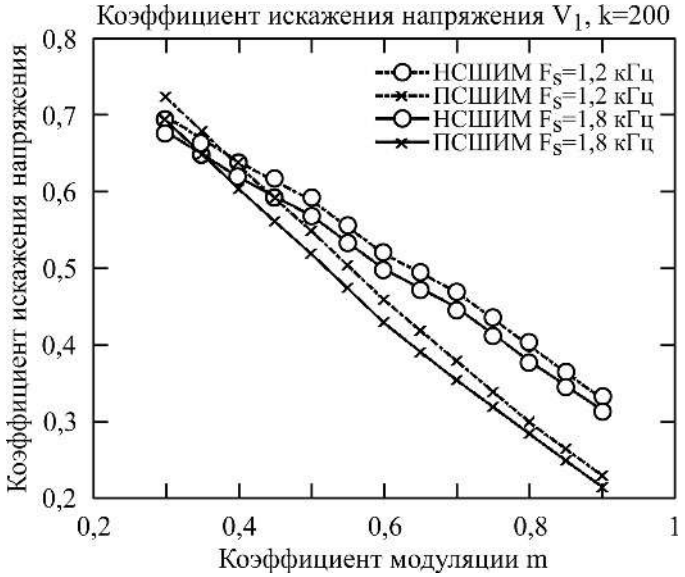


Рис. 13. Коэффициент искажения напряжения V_1 на инверторных обмотках трансформатора (k = 200).

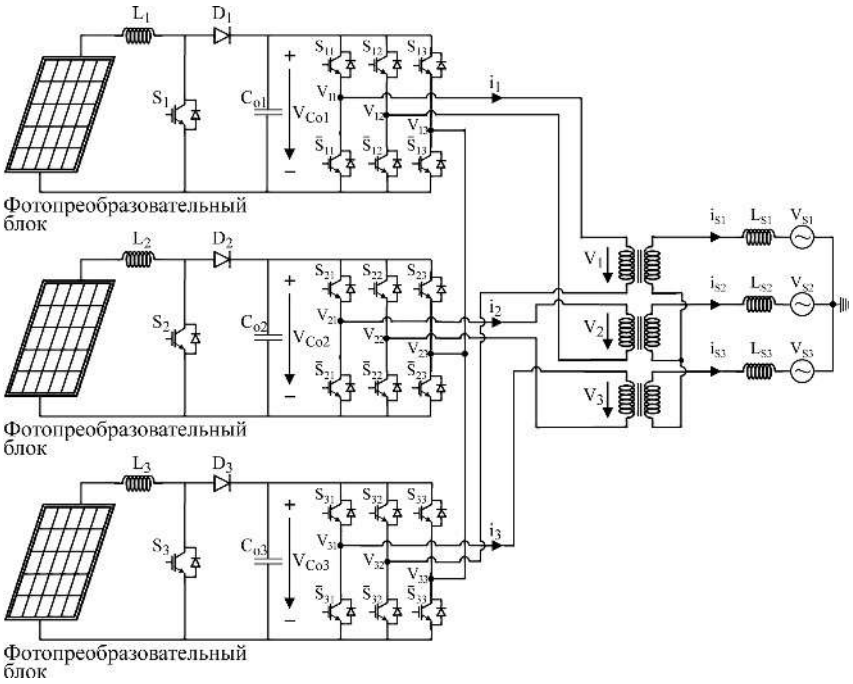


Рис. 14. Структура силовых цепей преобразовательной системы на базе трех инверторов с ШИМ.

мальной гармонической составляющей напряжения в соответствующей расчетной формуле (k = 50, 100, 200). Расчеты произведены применительно к двум вариантам регулирования инверторов как в соответствии с алгоритмами непрерывной синхронной широтно-импульсной модуляции (НСШИМ, НСШИМ = CPWM на рис. 11–13), так и в соответствии с алгоритмами прерывистой синхронной модуляции (ПСШИМ. ПСШИМ = DPWM на рис. 11–13).

Представленные данные показывают, что рассчитываемая величина коэффициента искажения напряжения зависит в значительной степени от числа гармоник низкого порядка (фактор k в расчетных формулах). Вместе с тем приведенные результаты расчетов подтверждают тот факт, что при соответствующих режимах работы системы увеличение частоты коммутации вентилей инверторов позволяет обеспечить достаточно заметное снижение коэффициента искажения напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора фотопреобразовательной системы.

МОЩНЫЕ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ СТРОЕННЫХ ИНВЕРТОРОВ С СИНХРОННОЙ ШИМ И С РЕГУЛИРУЕМОЙ ЧАСТОТОЙ КОММУТАЦИИ СИЛОВЫХ КЛЮЧЕЙ

На рис. 14 представлена структура силовых цепей мощной фотопреобразовательной установки трансформаторного типа на базе трех трехфазных инверторов напряжения, входные цепи которых связаны с соответствующими блоками фотопреобразовательных панелей, а выходные цепи трех инверторов с полярными напряжениями V_{11}–V_{32} специальным образом подключены к трем инвер-торным обмоткам многосекционного силового трансформатора [10, 14, 17, 19].

Величина напряжения на инверторных обмотках преобразовательной системы определяется при этом в соответствии с (1)–(3) [14, 17]:

$$V_1 = V_{11} - V_{13} - V_{32} + V_{33}, \quad (1)$$
$$V_2 = V_{21} - V_{23} - V_{12} + V_{13}, \quad (2)$$
$$V_3 = V_{31} - V_{33} - V_{22} + V_{23}. \quad (3)$$

По аналогии с предыдущем разделом плавное взаимосвязанное регулирование коэффициента модуляции и частоты коммутации вентилей трех инверторов преобразовательной системы в функции величины напряжения фотопреобразовательных панелей на входе инверторов при условии стабилизации величины напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора в процессе регулирования позволяет улучшить спектральный состав напряжения на инверторных обмотках, снизив при этом потери в трансформаторе, и повысить тем самым эффективность функционирования систем подобного рода [17]. В частности, в режимах работы системы с пониженными значениями величины напряжения постоянного тока от фотопреобразовательных панелей на входе инверторов, характеризующихся повышенной величиной коэффициента модуляции инверторов, может быть соответствующим образом повышена также частота коммутации вентилей инверторов относительно номинальной частоты коммутации вентилей, и наоборот.

На рис. 15–26 представлены результаты моделирования процессов в преобразовательной

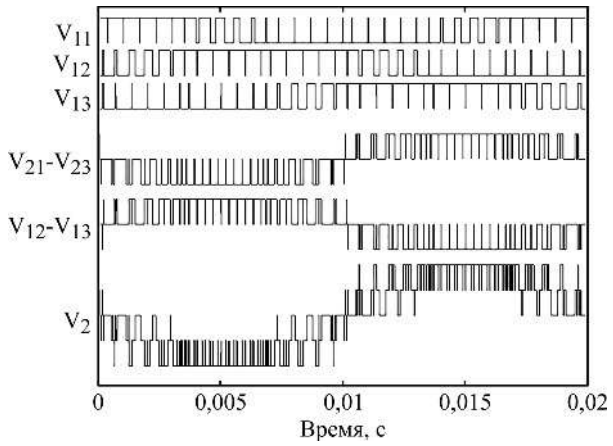


Рис. 15. Базовые напряжения в системе с инверторами, регулируемыми на базе алгоритмов непрерывной синхронной ШИМ (НСШИМ, m = 0,9, F_s = 1,45 кГц).

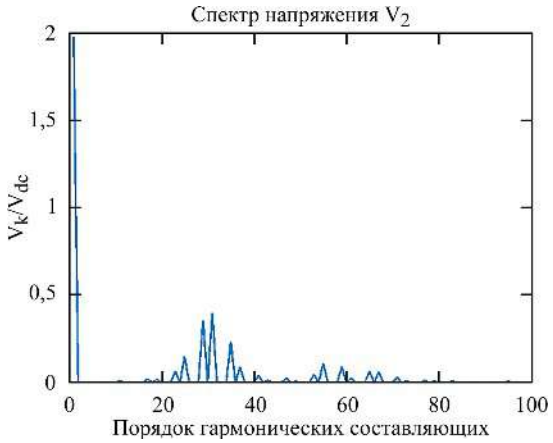


Рис. 16. Гармонический состав напряжения V_2 (НСШИМ, m = 0,9, F_s = 1,45 кГц).

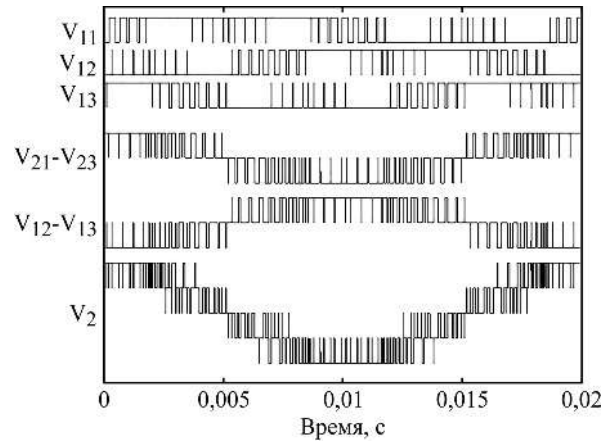


Рис. 17. Базовые напряжения в системе с инверторами, регулируемыми на базе алгоритмов прерывистой синхронной ШИМ (ПСШИМ, m = 0,9, F_s = 1,45 кГц).

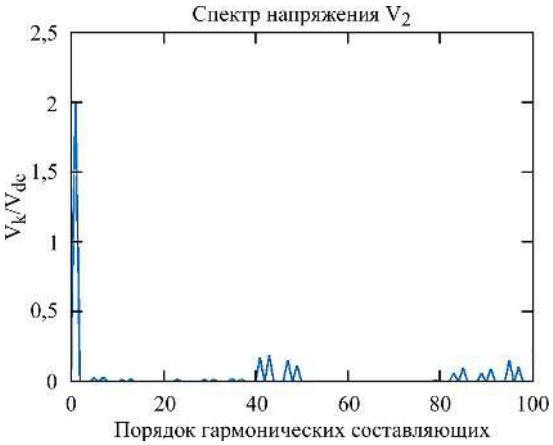


Рис. 18. Гармонический состав напряжения V_2 (ПСШИМ, m = 0,9, F_s = 1,45 кГц).

системе на базе трех инверторов с синхронной ШИМ; выходная частота системы, подключенной через трансформатор к электрической сети, равна при этом 50 Гц. Диаграммы на рис. 15–18 иллюстрируют процессы в преобразовательной системе с относительно низкой величиной напряжения на входе инверторов и со сравнительно высокими значениями коэффициента модуляции инверторов m. Диаграммы, приведенные на рис. 19–22, характеризуют процессы в системе со средними по величине значениями напряжения на входе инверторов. На рис. 23–26 представлены диаграммы, иллюстрирующие процессы в преобразовательной системе при повышенных значениях напряжения на входе инверторов и соответствующим образом пониженной частотой коммутации инверторов [17]. В качестве базовых параметров на рис. 15–26 представлены полярные напряжения инверторов V_{11}, V_{12}, V_{13}, а также линейные напряжения (V_{21}–V_{23}) и (V_{12}–V_{13}) и напряжение V_2 на инверторной обмотке трансформатора (см. рис. 14), включая спектрограммы гармонического состава напряжения V_2. Управление инверторами системы осуществляется при этом на базе алгоритмов непрерывной синхронной широтно-импульсной модуляции (НСШИМ) и прерывистой синхронной ШИМ с 30-градусными интервалами непроводящего состояния вентилей (ПСШИМ) [14].

Представленные на рис. 15–26 результаты моделирования преобразовательной системы на базе трех инверторов с синхронной ШИМ подтверждают тот факт, что модифицированные соответствующим образом алгоритмы управления и модуляции строенными трехфазными инверторами напряжения позволяют обеспечить на всем диапазоне регулирования симметричные формы напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора системы, характеризующихся улучшенным спектральным составом за счет отсутствия в спектре четных гармоник и субгармоник (основной частоты системы).

На рис. 27 представлены результаты определения коэффициента искажения напряжения V_2 на обмотках силового трансформатора системы *Total Harmonic Distortion* (*THD*), $THD = (1/V_{2_1})\sqrt{\sum_{k=2}^{100} V_{2_k}^2}$ в функции коэффициента модуляции инверторов m, рассчитанные для трех

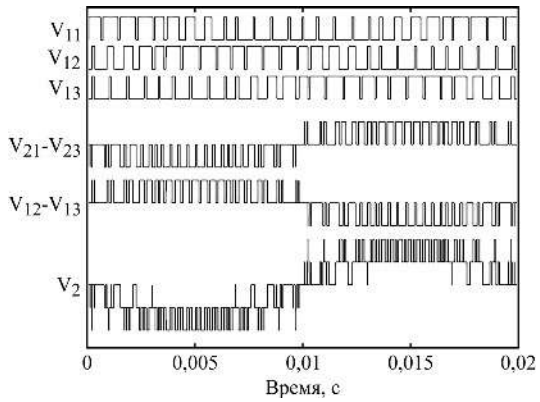


Рис. 19. Базовые напряжения в системе с инверторами, регулируемыми на базе алгоритмов непрерывной синхронной ШИМ (НСШИМ, m = 0,7, F_s = 1,2 кГц).

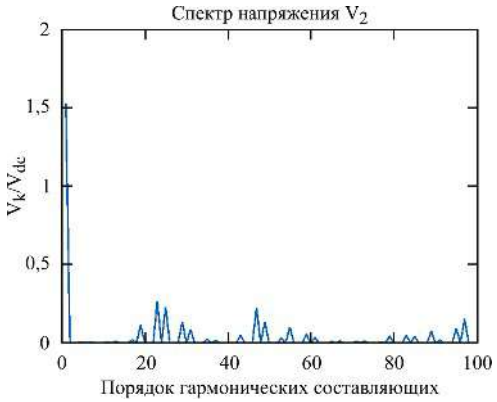


Рис. 20. Гармонический состав напряжения V_2 (НСШИМ, m = 0,7, F_s = 1,2 кГц).

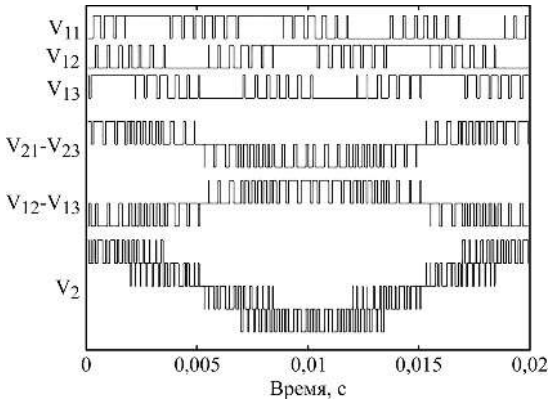


Рис. 21. Базовые напряжения в системе с инверторами, регулируемыми на базе алгоритмов прерывистой синхронной ШИМ (ПСШИМ, m = 0,7, F_s = 1,2 кГц).

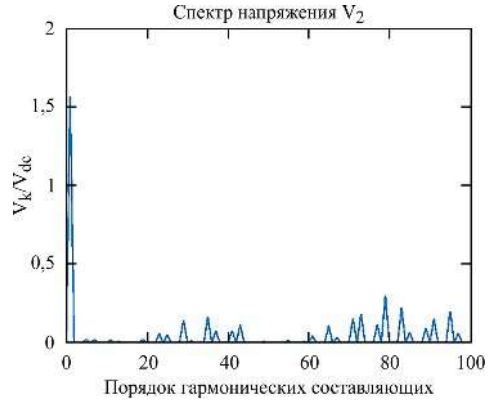


Рис. 22. Гармонический состав напряжения V_2 (ПСШИМ, m = 0,7, F_s = 1.2 кГц).

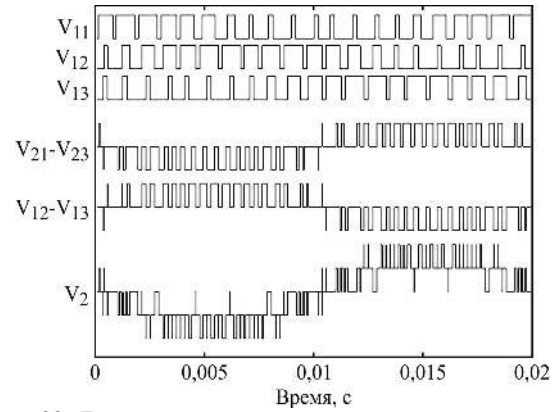


Рис. 23. Базовые напряжения в системе с инверторами, регулируемыми на базе алгоритмов непрерывной синхронной ШИМ (НСШИМ, m = 0,550, F_s = 950 Гц).

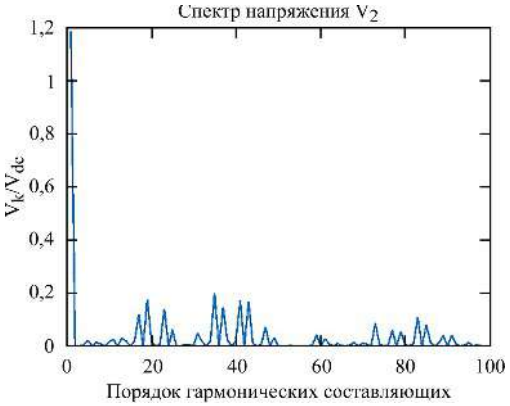


Рис. 24. Гармонический состав напряжения V_2 (НСШИМ, m = 0,550, F_s = 950 Гц).

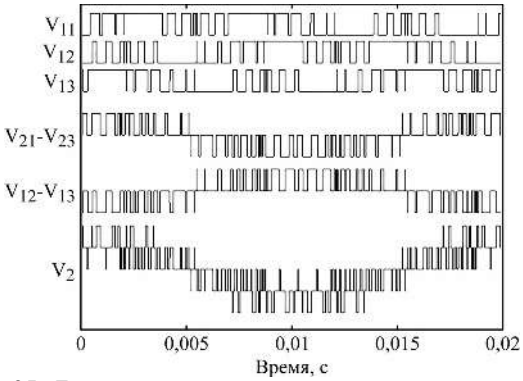


Рис. 25. Базовые напряжения в системе с инверторами, регулируемыми на базе алгоритмов прерывистой синхронной ШИМ (ПСШИМ, m = 0,550, F_s = 950 Гц).

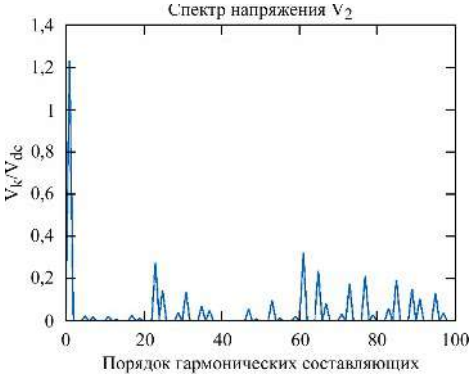


Рис. 26. Гармонический состав напряжения V_2 (ПСШИМ, m = 0,550, F_s = 950 Гц).

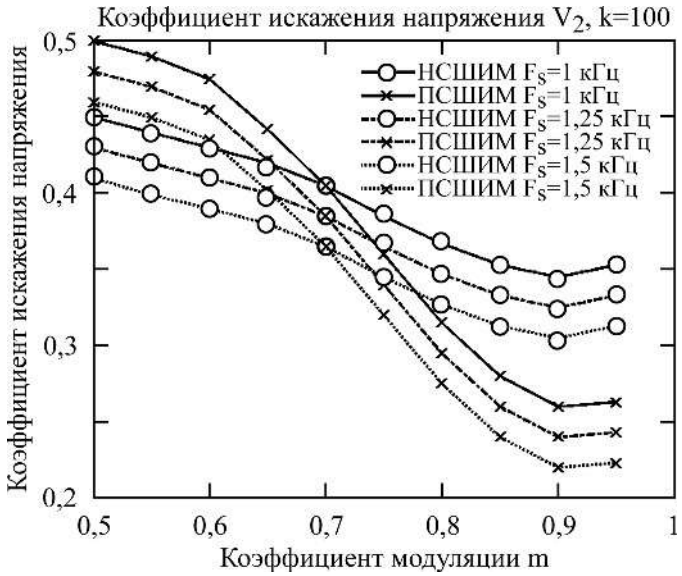


Рис. 27. Коэффициент искажения напряжения V_2 на инверторных обмотках трансформатора в зависимости от частоты коммутации инверторов F_s.

значений частоты коммутации инверторов F_s, выбранных в соответствии с вышеописанной стратегией регулирования частоты коммутации вентилей инверторов в зависимости от текущего значения напряжения постоянного тока от фотопреобразовательных панелей на входе инверторов. Расчеты выполнены применительно к двум вариантам регулирования инверторов как в соответствии с алгоритмами непрерывной синхронной широтно-импульсной модуляции (НСШИМ, НСШИМ = CPWM на рис. 27), так и в соответствии с алгоритмами прерывистой синхронной модуляции (ПСШИМ. ПСШИМ = DPWM на рис. 27). Представленные данные подтверждают тот факт, что при соответствующих режимах работы увеличение частоты коммутации вентилей инверторов позволяет обеспечить заметное снижение коэффициента искажения напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора фотопреобразовательной системы.

Представленные на рис. 27 диаграммы показывают также, что в зоне средних значений коэффициента модуляции инверторов ($0{,}5 < m < 0{,}7$) пониженная величина коэффициента искажения базового напряжения V_2 обеспечивается в системе при регулировании инверторов на базе алгоритмов непрерывной синхронной широтно-импульсной модуляции (НСШИМ), а в зоне повышенных значений коэффициента модуляции инверторов при $m > 0{,}7$ снижение величины коэффициента искажения напряжения V_2 достигается при регулировании инверторов на базе алгоритмов прерывистой синхронной модуляции (ПСШИМ).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленная стратегия управления и синхронной модуляции сдвоенными и строенными инверторами напряжения фотопреобразовательных систем трансформаторного типа, базирующаяся на плавном регулировании частоты коммутации вентилей инверторных блоков в функции величины питающего напряжения и коэффициента модуляции инверторов при условии стабилизации величины напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора в процессе регулирования, обеспечивает улучшение гармонического состава напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора систем, что способствует снижению потерь и повышению эффективности работы фотоэлектрических установок.

Представленные на рис. 4, 6, 8, 10, 16, 18, 20, 22, 24 и 26 спектрограммы симметричного напряжения на инверторных обмотках силового трансформатора фотоэлектрической установки на базе двух и трех инверторных блоков с синхронной ШИМ и с регулируемой частотой коммутации вентилей инверторов иллюстрируют отсутствие четных гармоник и субгармоник в спектральных характеристиках данного напряжения на всем диапазоне управления системами.

Результаты моделирования процессов в системах показывают также, что прерывистая схема синхронной ШИМ, используемая для регулирования инверторных блоков преобразовательных систем на базе сдвоенных и строенных инверторов, обеспечивает в большинстве режимов управления улучшенный гармонический состав выходного напряжения инверторных блоков в зоне повышенных значений коэффициента модуляции инверторов.

КОНФЛИКТ ИНТЕРЕСОВ

Автор заявляет, что у него нет конфликта интересов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bose, B.K., Power electronics, smart grid, and renewable energy systems, *Proc. of the IEEE,* 2017, vol. 105, no. 11, p. 2011.
https://doi.org/:10.1109/JPROC.2017.2752538
2. Rodriguez, J., Blaabjerg, F., and Kazmierkowski, M.P., Energy transition technology: The role of power electronics, *Proc. of the IEEE*, 2023, vol. 111, no. 4, p. 329.
3. Rodriguez, J., Bernet, S., Wu, B., Pontt, J., et al., Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives, *IEEE Trans. Ind. Electron*., 2007, no. 6, vol. 54, p. 2930.
4. Reimers, J., Dorn-Gomba, L., Mak, C., and Emadi, A., Automotive traction inverters: Current status and future trends, *IEEE Trans. Veh. Technol*., 2019, vol. 68, p. 3337.
5. Vijeh, M., Rezanejad, M., Samadaei, E., and Bertilsson, K., A general review of multilevel inverters based on main submodules Structural point of view, *IEEE Trans. Power Electron*., 2019, vol. 34, p. 9479.
6. Trabelsi, M., Vahedi, H., Abu-Rub, H., Review on single-DC-source multilevel inverters: Topologies, challenges, industrial applications, and recommendations, *IEEE Open J. Ind. Electron. Soc.* 2021, vol. 2, p. 112.
7. Poorfakhraei, A., Narimani, M., and Emadi, A., A review of multilevel inverter topologies in electric vehicles: Current status and future trends, *IEEE Open J. Power Electron*., 2021, vol. 2, p. 155.
8. Islam, R., Rafin, S.M.S.H., and Mohammed, O.A., Comprehensive review of power electronic converters in electric vehicle applications, *Forecasting*, 2022; vol. 5, no. 1, p. 22.
9. Zeb, K., A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system, *Renewable Sustain. Energy Rev.*, 2018, vol. 94, p. 1120.
10. 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.
11. Reddi, N.K., Ramteke, M.R., Suryawanshi, H.M., Kothapalli, K., et al., An isolated multi-input ZCS DC-DC front-end-converter based multilevel inverter for the integration of renewable energy sources, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2018, vol. 54, no. 1, p. 494.
12. Dogga, R., and Pathak, M.K., Recent trends in solar PV inverter topologies, Solar Energy, 2019, vol. 183, p. 57.
13. Vanaja, D.S., and Stonier, A.A., A novel PV fed asymmetric multilevel inverter with reduced THD for a grid-connected system, *Int. Trans. on Electric Energy Systems*, 2020, vol. 30, no. 4, e12267.
https://doi.org/10.1002/2050-7038.12267
14. Oleschuk, V., Grid-connected PV System employing three inverters regulated by synchronous scheme of PWM, *Technical Electrodynamics*, 2022, no. 5, p. 23.
https://doi.org/10.15407/techned2022.05.023
15. Oleschuk, V., Evolution and dissemination of specialized strategies, methods, and techniques of synchronous pulsewidth modulation for control of voltage source inverters and inverter-based systems, *Technical Electrodynamics*, 2023, no. 5, p. 14.
https://doi.org/10.15407/techned2023.05.014
16. Олещук, В., Мощные электронные преобразовательные системы с нелинейным синхронным широтно-импульсным регулированием выходного напряжения, *Электронная обработка материалов*, 2024, no. 4, с. 67.
17. Oleschuk, V., Smooth adjustment of switching frequency of triple PWM inverters of transformer-based pv system. In: *Proc. of IEEE Int'l Conf. on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN'2025)*, 2025, p. 508.
18. Oleschuk, V., Synchronization and symmetrization of the main voltages of transformer-based power electronic converters in the overmodulation zone of voltage source inverters, *Surface Engineering and Applied Electrochemistry*, 2025, vol. 61, no. 6, p. 951.
https://doi.org/10.3103/S1068375525701030
19. Oleschuk, V., Vasiliev, I., Minakova, K., Zaitsev, R., and Kirychenko, M., Overmodulation control of dual and triple inverter HV installations using modified SSV PWM. In: *IEEE Proc.*: *Int'l Conf. 2025 KhPI Week on Advanced Technology*, 2025, 6 p.
20. Li, Q., and Jiang, D., Variable switching frequency PWM strategy of two-level rectifier for DC-link voltage ripple control, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2018, vol. 33, no. 8, p. 7193.
21. Li, Y., Ruan, X., Zhang, L., Dai, J., and Jin, Q., Variable switching frequency on–off control for class e DC–DC converter, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019, vol. 34, no. 9, p. 8859.
22. Ibrahim, A., and Sujod, M.Z., Variable switching frequency hybrid PWM technique for switching loss reduction in a three-phase two-level voltage source inverter, *Measurement*, 2020, vol. 151, art. ID 107192.
23. Chen, J., Sha, D., and Zhang, J., Current ripple prediction and DPWM-based variable switching frequency control for full ZVS range three-phase inverter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2021, vol. 68, no. 2, p. 1412.
24. Mandrioli, R., Viatkin, A., Hammami, M., Ricco, M., et al., Variable switching frequency PWM for three-phase four-wire split-capacitor inverter performance enhancement, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2021, vol. 36, no. 12, art. ID 13674.
https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3089610
25. Xia, Y., Roy, J., and Ayyanar, R., Optimal variable switching frequency scheme to reduce loss of single-phase grid-connected inverter with unipolar and

bipolar PWM, *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, 2021, vol. 9, no. 1, p. 1013.
https://doi.org/: 10.1109/JESTPE.2019.2956034

26. Zhu, X., Wang, H., Zhang, W. Wang, X., et al. A passive variable switching frequency SPWM concept and analysis for DCAC converter, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2022, vol. 37, no. 5, p. 5524.
https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3123190.
27. Zhang, Y., Gao, S., Jing, S., and Huang, X., Soft-switching operation with a variable switching frequency control for switched-quasi-z-source bidirectional DC–DC converter in EVs, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2023, vol. 70, no. 1, p. 384.
https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3152022
28. Zhou, L., and Preindl, M., Variable switching frequency techniques for power converters: Review and future trends, *IEEE Trans. on Power Electron*., 2023, vol. 38, no. 12, art. ID 15603.
https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3317232
29. Ibrahim, A., Salem, M., Swadi, M., and Ishak, D., Power loss reduction of three-phase inverter in electric vehicle using variable switching frequency hybrid PWM, *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, 2024, art. ID 100876.
https://doi.org/10.1016/j.prime.2024.100876
30. Hwang, I., Lee, J., and Cui, S., Time-Step-Adaptive Filter Discretization for Variable Sampling Frequency Control of Power Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, vol. 40, no. 1, p. 574.
https://doi.org/10.1109/TPEL.2024.346504031.
31. Meera, Khalid, Nithin, Raj, and Binojkumar, A.C., Switched-DC inverter based variable switching frequency DPWM technique for spreading the harmonic energy with reduced current THD, *IEEE Trans. on Industry Appl.*, 2025, vol. 61, no. 5, p. 7256.
https://doi.org/10.1109/TIA.2025.3552373

Summary

This article provides a brief overview of the development and dissemination of a method of a synchronous space-vector pulse-width modulation (PWM) of signals of inverter units of power conversion systems based on two and three voltage source inverters with a smooth regulation of the switching frequency of the inverter electronic switches (power transistors and thyristors) during control. An analysis of modulation processes in the grid-connected transformer-type power conversion systems with a constant output frequency based on dual and triple voltage source inverters with a synchronous PWM was performed. Smooth adjustment of the inverters switching frequency as a function of the inverter supply voltage amplitude and the inverter modulation factor is based on the condition of stabilizing the voltage on inverter-side windings of power transformer during control of systems. Modulation processes in transformer-based power conversion systems were simulated. It was shown that, in a number of control modes, modified schemes and algorithms of a synchronous PWM of inverters with adjustable switching frequency of power switches improve the spectral composition of the inverter units' output voltage, thereby reducing losses in the power transformer and increasing the efficiency of the corresponding converter systems.

Keywords: voltage source inverter, control and modulation algorithms, photovoltaic system, multi-winding power transformer, harmonic composition of the output voltage of inverter units